

СПРАВОЧНИК ПО РАДИОЛОКАЦИИ

в 2 книгах
книга 2

Под ред. М.И. Сколника



ТЕХНОСФЕРА

**Справочник
по радиолокации
В 2 книгах**

Книга 2

**Под редакцией
Меррилла И. Сколника**

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

**ТЕХНОСФЕРА
Москва
2014**

СОДЕРЖАНИЕ

Глава 14. Эффективная площадь рассеяния	678
14.1. Введение	678
14.2. Понятие мощности отраженного сигнала	681
14.3. Методы предсказания ЭПР	693
14.4. Методы измерения ЭПР	703
14.5. Подавление вторичного радиолокационного излучения	712
Литература	719
Глава 15. Отражение сигналов от морской поверхности.	722
15.1. Введение	722
15.2. Характеристики поверхности моря	724
15.3. Эмпирическое описание поведения помеховых отражений от морской поверхности	728
15.4. Теории и модели помеховых отражений от морской поверхности	748
15.5. Выводы	758
Литература	759
Глава 16. Отражение сигналов от земной поверхности.	765
16.1. Введение	765
16.2. Параметры, влияющие на отражение от земной поверхности	768
16.3. Теоретические модели земной поверхности и их ограничения	771
16.4. Фединг сигналов, отраженных от земной поверхности	776
16.5. Методы измерений отражений от земной поверхности	783
16.6. Общие модели для измерений коэффициента рассеяния (клаттерные модели, или модели помеховых отражений)	792
16.7. Данные измерений коэффициента рассеяния	799
16.8. Поляриметрия	812
16.9. Значения коэффициента рассеяния при углах облучения, близких к скольжению	815
16.10. Интерпретация изображений, полученных с помощью РЛС	817
Литература	819
Глава 17. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой.	828
17.1. Основные принципы работы радиолокационных систем с синтезированной апертурой	828
17.2. История возникновения радиолокационных систем с синтезированной апертурой	829
17.3. Типы радиолокационных систем с синтезированной апертурой	830
17.4. Разрешающая способность радиолокационных систем с синтезированной апертурой	833
17.5. Ключевые аспекты радиолокационных систем с синтезированной апертурой	837
17.6. Качество изображений радиолокационных систем с синтезированной апертурой	843
17.7. Основные соотношения теории радиолокационных систем с синтезированной апертурой	849
17.8. Специальные приложения радиолокационных систем с синтезированной апертурой	849
Литература	862
Глава 18. Космические радиолокационные системы дистанционного зондирования	865
18.1. Обзор основных систем	865
18.2. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (PCA)	870
18.3. Высотомеры (альтиметры)	897

18.4. Планетарные радиолокационные системы	911
18.5. Скаттерометры	922
18.6. Радиолокационные зонды	928
Литература	933
Глава 19. Метеорологические РЛС	941
19.1. Введение	941
19.2. Уравнение радиолокации для метеорологических целей	943
19.3. Соображения по проектированию	946
19.4. Обработка сигналов	960
19.5. Оперативные приложения	966
19.6. Исследовательские задачи	974
Литература	983
Глава 20. Загоризонтная высокочастотная РЛС	992
20.1. Введение	992
20.2. Уравнение радиолокации	996
20.3. Факторы, влияющие на конструкцию загоризонтной ионосферной РЛС	998
20.4. Ионосфера и распространение радиоволн	1006
20.5. Формы импульсов ВЧ РЛС	1015
20.6. Передающая система	1016
20.7. Эффективная площадь отражения	1020
20.8. Шум: отражения от окружающей среды	1023
20.9. Шум, помехи и занятость частотного спектра	1034
20.10. Приемная система	1039
20.11. Обработка сигнала и отслеживание цели	1043
20.12. Управление ресурсами РЛС	1049
20.13. Моделирование характеристик РЛС	1050
Приложение: ВЧ РЛС с земной радиоволновой	1064
Литература	1071
Глава 21. Подповерхностные радиолокаторы	1079
21.1. Введение	1079
21.2. Физика распространения радиоволн в материалах	1084
21.3. Моделирование	1091
21.4. Свойства материалов	1095
21.5. ППР-системы	1097
21.6. Методы модуляции	1098
21.7. Антенны	1102
21.8. Обработка сигналов и изображений	1107
21.9. Области применения	1111
21.10. Лицензирование	1114
Литература	1116
Глава 22. Корабельные РЛС гражданских судов	1118
22.1. Введение	1118
22.2. Проблемы	1120
22.3. Международные стандарты	1125
22.4. Технология	1128
22.5. Сопровождение цели	1135
22.6. Интерфейс пользователя	1138
22.7. Объединение с АИС	1141
22.8. Радиолокационные маяки	1144
22.9. Проверка пригодности	1147
22.10. Службы сопровождения кораблей	1148
Приложение: История возникновения CMR	1151
Благодарности	1152
Литература	1153

Глава 23. Двухпозиционные радиолокационные станции.	1155
23.1. Концепция и определения	1155
23.2. Системы координат	1157
23.3. Уравнение двухпозиционной радиолокации	1158
23.4. Области применения	1163
23.5. Двухпозиционное определение доплеровской частоты.	1170
23.6. Определение положения цели.	1172
23.7. Эффективная площадь отражения цели	1174
23.8. Помехи, вызванные отражением от поверхности Земли	1177
23.9. Особые проблемы и требования	1181
Литература	1187
Глава 24. Методы защиты от радиоэлектронных помех	1193
24.1. Введение	1193
24.2. Термины и определения	1194
24.3. Радиоэлектронная разведка.	1195
24.4. Радиоэлектронное подавление	1197
24.5. Назначение и систематизация методов защиты от помех.	1202
24.6. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в антенне	1204
24.7. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в передатчике	1227
24.8. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в приемниках	1229
24.9. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в схемах обработки сигналов	1231
24.10. Способы боевого применения	1234
24.11. Использование методов защиты от помех	1235
24.12. Эффективность методов защиты от помех и систем радиоэлектронного подавления.	1254
Благодарности	1257
Литература	1257
Глава 25. Цифровая обработка радиолокационных сигналов.	1266
25.1. Введение	1266
25.2. Обработка сигналов в приемном тракте	1267
25.3. Преобразование сигналов в передающем тракте	1285
25.4. Средства цифровой обработки сигналов	1287
25.5. Вопросы проектирования	1299
25.6. Выводы	1303
Благодарности	1303
Литература	1303
Глава 26. Коэффициент распространения F в уравнении радиолокации	1305
26.1. Введение	1305
26.2. Атмосфера Земли	1306
26.3. Преломление	1307
26.4. Стандартное распространение.	1308
26.5. Аномальное распространение	1309
26.6. Моделирование процессов распространения	1316
26.7. Программы оценки электромагнитных систем	1321
26.8. Модель оценки РЛС в системе AREPS	1325
26.9. Способы представления данных на дисплее AREPS	1327
Литература	1330
Предметный указатель	1332

ГЛАВА 14

ЭФФЕКТИВНАЯ ПЛОЩАДЬ РАССЕЯНИЯ

Юджин Ф. Нотт
Компания Tomorrow's Research, США

14.1. Введение

Радиолокационная система обнаруживает и отслеживает цели, а в некоторых случаях способна идентифицировать их, но только при наличии сигнала, отраженного от цели (рассеянного целью). Таким образом, решающее значение при проектировании и эксплуатации РЛС имеет возможность количественного или качественного описания сигнала, рассеянного целью, особенно в отношении таких ее характеристик, как размер, форма и условия наблюдения (ракурс). Для описания отражательной способности цели используют такую ее характеристику, как *эффективная площадь рассеяния* (*ЭПР*) энергии зондирующего сигнала. ЭПР представляет собой площадь проекции металлической сферы, которая рассеивает (отражает) такой же сигнал, как и цель, если цель заменить сферой¹.

Однако в отличие от рассеяния излучения сферой, которое не зависит от угла обзора, рассеяния другими телами, кроме имеющих самую простую форму, существенно различаются в зависимости от изменения их ракурса. Как будет показано ниже, эти изменения могут быть достаточно быстрыми, особенно для целей, характерный размер которых составляет несколько длин волн.

Характеристики рассеянного излучения в большой степени зависят от размера цели и радиолокационных характеристик (отражающих свойств) ее поверхности. Изменения энергии отраженного сигнала малы для электрически малых объектов (характерный размер которых меньше или равен длине волны), так как падающая волна в этом случае слишком велика по длине и практически огибает цель, не отражаясь. С другой стороны, плоские поверхности, имеющие кривизну первого и второго порядка электрически больших целей (характерный размер которых много больше длины волны зондирующих колебаний), имеют разные характеристики рассеяния. Элементы цели, создающие многократные отражения, такие как воздухозаборники и выходные трубы реактивного двигателя, как правило, создают значительное рассеяние, как и задние края профилей самолета.

Эффективная площадь рассеяния тел простой формы может быть точно вычислена путем решения волнового уравнения в системе координат, связанных с поверхностью тела. Точное решение требует, чтобы электрическое и магнитное поля только внутри и в непосредственной близости от поверхности объекта удовлетворяли определенным условиям, зависящим от электромагнитных свойств материала, из которого изготовлена поверхность цели.

Хотя эти решения представляют собой интересную академическую задачу и можно после некоторых исследований выявить механизмы рассеяния, играющие важную роль, не существует известных практических объектов, которые полностью отвечали бы данным решениям. Таким образом, точные решения волнового уравнения в лучшем случае являются руководящими принципами для других (приближенных) методов вычисления полей рассеяния.

¹ В активной радиолокации вместо понятия «эффективная площадь рассеяния» используют понятие «эффективная площадь отражения» (*ЭПО*). Под этим понимают площадь некоторой фиктивной идеально проводящей, изотропно отражающей поверхности, которая, будучи помещенной в точку нахождения цели перпендикулярно направлению падения зондирующих электромагнитных колебаний, создает в точке расположения РЛС ту же плотность потока мощности, что и реальная цель. — Прим. ред.

Альтернативный подход состоит в решении интегральных уравнений, описывающих распределение наведенных полей на поверхности цели. Самый полезный подход к решению известен как *метод моментов*, в котором интегральные уравнения сводятся к системе линейных однородных уравнений. Привлекательным в этом методе является то, что протяженность поверхности тела представляется неограниченной, что позволяет вычислить рассеяние реальных, на практике существующих объектов. Другим преимуществом данного подхода является то, что для решения могут быть использованы обычные методы решения (например обращение матрицы и исключения Гаусса). Этот метод ограничен объемом памяти компьютера и временем выполнения, однако он больше подходит для объектов размером несколько десятков длин волн.

Еще одной альтернативой этим точным решениям являются несколько приближенных методов, которые могут применяться с достаточной точностью для электрически больших элементов цели. Они включают в себя теорию геометрической и физической оптики, геометрическую и физическую теории дифракции и метод эквивалентных токов. Эти приближения обсуждаются в разд. 14.3. Другие приближенные методы здесь не рассматриваются, подробно они описаны в источниках, приведенных в списке литературы в конце этой главы.

Инженер-практик не может полностью полагаться на прогнозы и расчеты и в конечном итоге должен измерять характеристики рассеяния целей, представляющих интерес. Это может быть сделано путем проведения натурных испытаний объектов или на основе их масштабных моделей. Рассеяние радиоволн, вызванное малыми целями, часто можно измерить в помещении, но характеристики рассеяния больших целей, как правило, должны быть измерены на открытом полигоне. Характеристики типового контрольно-измерительного оборудования для тестирования целей в закрытых помещениях и на полигоне описаны в разд. 14.4.

Контроль характеристик рассеяния некоторых целей имеет жизненно важное практическое значение, особенно для обеспечения снижения *радиолокационной заметности* (так называемая *стелс-технология*). Есть только два практических пути уменьшения отражающей способности цели: за счет подбора соответствующей формы ее конфигурации и использования поглощающих покрытий на ее поверхности для существенного снижения энергии радиолокационных сигналов. Подбор формы связан с выбором конструктивных особенностей поверхности цели, который предполагает, что при облучении цели обратно к РЛС должно вернуться как можно меньше энергии излученного сигнала. Поскольку конфигурацию цели трудно изменить, когда она уже является готовым промышленным изделием, то нужные параметры ее формы лучше всего реализовать на стадии определения концепции ее построения перед серийным производством, когда окончательные решения еще не приняты. Радиопоглощающие материалы поглощают энергию зондирующих сигналов РЛС, снижая мощность, рассеиваемую целью в направлении на радар (энергию отраженного сигнала). В то же время применение поглотителей всегда дорого с точки зрения различного рода затрат на проектирование и обслуживание в течение срока эксплуатации при сокращении самой продолжительности эксплуатации. Эти два метода снижения энергии отраженного рассеяния обсуждаются в разд. 14.5, там же рассмотрены конструкции четырех целей, снижающих радиолокационную заметность.

Основные источники рассеяния цели. На рис. 14.1 показаны основные источники рассеяния, которые могут быть найдены на типичной воздушной цели. Все они в той или иной степени зависят от ракурса цели, под которым она видна радару. Некоторые из них являются доминирующими источниками рассеяния излучения, в то время как другие — слабыми. Не все представляют интерес для других видов конструкций целей, таких как военные корабли или военные наземные транспортные средства. Мы кратко рассмотрим их в порядке убывания значимости.

Периодически появляющиеся структуры. Единственной периодически появляющейся структурой гипотетической ракеты на рис. 14.1 является выхлопная труба в задней части, однако каналы воздухозаборника реактивного двигателя ведут себя подобным образом. Рассеяние от полостей, например воздухозаборных каналов, выхлопной трубы и кабин, достаточно велики и, как правило, сохраняются при больших ракурсах 45° или 60° . Это происходит потому, что большинство внутренних поверхностей воздуховодов (например ступеней компрессора и турбины)



Рис. 14.1. Основные источники рассеяния облучающих цель радиоволн (*Ю.Ф. Homm*)
[1] © American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1992)

являются металлическими и любая радиолокационная волна, которая падает на структуру, скорее всего отразится обратно к РЛС. Это также верно для внутреннего рассеяния внутри фонаря кабины.

Зеркальные рассеиватели. Зеркальным рассеиванием обладает любая поверхность цели, которая ориентирована перпендикулярно к линии визирования радара. Плоские поверхности предполагают особенно большое рассеяние в зеркальном направлении, но энергия отраженного сигнала резко падает при отклонении в сторону от этого направления. Зеркальное рассеяние однократно и двукратно изогнутыми поверхностями (цилиндрическими и сферическими) несколько ниже, чем плоскими поверхностями, но они более стабильны при изменении ракурса.

Отраженные сигналы, обусловленные бегущей волной. Когда угол падения представляет собой малый угол скольжения в сторону от поверхности, возможно появление поверхностной бегущей волны. Поверхностная волна обычно увеличивается в направлении задней части объекта и, как правило, отражается обратно в направлении передней части при любой неоднородности поверхности задней части объекта. Отраженные сигналы, обусловленные бегущей волной, при малых углах скольжения почти столь же значительны, как зеркальное рассеяние при нормальном падении.

Рассеяние (дифракция) на выступах, краях и кромках цели. Рассеяние от выступов, краев и кромок является менее значительным, чем при зеркальном отражении и, таким образом, должно приниматься во внимание конструктором после подавления большинства других источников рассеяния. Рассеяние от острых выступов и кромок поверхности цели является локализованным и имеет тенденцию к увеличению пропорционально квадрату длины волны, а не размеру данной детали поверхности. Таким образом, оно становится все менее важным фактором при повышении частоты радаров.

Неоднородности поверхности. Большинство корпусов летательных аппаратов имеет щели и углубления там, где управляющие поверхности сопрягаются с неподвижной конструкцией. Щели, углубления и даже заклепки могут рассеивать энергию обратно к РЛС. Из-за небольшого размера эти источники рассеяния не так легко выделить и локализовать.

Поверхностная волна. Поверхностная волна — это такая, которая образуется при рассеянии гладкой затененной поверхностью, она проходит вокруг задней части гладкого объекта, а затем излучается обратно к радару, когда появляется вновь на границе тени на противоположной стороне цели. Как будет показано в следующем разделе, поверхностная волна вызывает отраженные сигналы от небольших сферических тел, которые меняются в зависимости от их размера. Этот источник рассеяния также может присутствовать у других гладких тел, таких как ракета,

показанная на рис. 14.1. Поверхностная волна в качестве источника рассеяния никогда не представляла большого значения для военных и гражданских целей.

Взаимодействие источников рассеяния. Относительно сильное рассеяние может возникнуть, когда две поверхности цели ориентированы в направлении, благоприятном для взаимного рассеяния, а затем для обратного рассеяния к РЛС, как это происходит при взаимодействии рассеянного излучения между фюзеляжем и задней кромкой правого крыла (см. рис. 14.1). Похожие взаимодействия происходят на частях типа «корабль», когда переборки, перила, мачты и другие поверхностные части судна становятся отражающими посреди морской поверхности.

Как показано в следующем разделе, не все эти механизмы раскрываются в характеристиках выбора простых и сложных целей.

14.2. Понятие мощности отраженного сигнала

Определение эффективной площади рассеяния. Объект, облученный падающей электромагнитной волной, рассеивает энергию данной волны во всех направлениях. Данное пространственное распределение энергии называется *рассеянием*, а сам объект часто называют источником *рассеяния* (*рассеивателем*) или отражателем. Энергия, рассеиваемая обратно к источнику волн (*обратное рассеяние*), представляет собой отраженный радиолокационный сигнал от объекта. Интенсивность отраженного сигнала зависит от *эффективной площади рассеяния объекта*. Для этого общепринятого понятия была и введена аббревиатура ЭПР. В первых работах на данную тему приводились термины «площадь отражения»¹ или «эффективная площадь», которые еще встречаются иногда в современной технической литературе.

Формально ЭПР определяется следующим соотношением:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_s|^2}{|E_0|^2}, \quad (14.1)$$

где E_0 — напряженность электрического поля падающей на цель волны, E_s — напряженность электрического поля волны, рассеянной обратно к радару. Вывод выражения предполагает, что цель извлекает мощность из падающей волны, а затем равномерно рассеивает ее мощность во всех направлениях. Хотя подавляющее большинство целей рассеивает мощность далеко не равномерно во всех направлениях, по определению, формально мощность рассеивается равномерно. Это позволяет вычислить плотность потока рассеянной мощности на поверхности большого шара радиусом R , центр которого совпадает с центром рассеивающего объекта. Как правило, R принимается равным расстоянию от РЛС до цели.

Символ σ повсеместно принят в качестве обозначения ЭПР объекта, хотя вначале это было совсем не так [2, 3]. ЭПР можно трактовать как площадь проекции металлической сферы, размер которой достаточно велик по сравнению с длиной волн и которая способна излучать обратно к РЛС идентично той же мощности, что и объект. В то же время ЭПР всех тел, кроме имеющих самую простую форму, сильно изменяется в зависимости от ракурса объекта, поэтому понятие эквивалентной сферы подходит далеко не во всех случаях.

Предельный переход в формуле (14.1) не всегда является обязательным требованием. При измерении и анализе принимается, что приемник и передатчик радара, как правило, находятся в дальней зоне (см. разд. 14.4), а на таком расстоянии поле рассеянного излучения E_s убывает обратно пропорционально расстоянию R . Таким образом, слагаемое R^2 в числителе формулы (14.1) исключается аналогичным, но неизбыточным членом R^2 в знаменателе. Следовательно, зависимость ЭПР от R , а также необходимость назначения предела в этом случае исчезают.

Эффективная площадь рассеяния, следовательно, определяется отношением плотности потока рассеянной мощности, действующей в точке приемника, к плотности потока мощности излучения, падающего на цель. Однаково справедливо определение ЭПР по формуле (14.1), когда значения напряженности элект-

¹Понятие эффективной площади отражения остается актуальным для активной однопозиционной радиолокации. — Прим. ред.

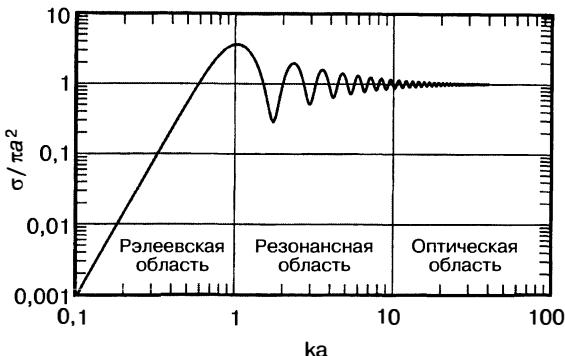


Рис. 14.2. Эффективная площадь рассеяния идеально проводящей сферы, нормированная к оптическому значению πa^2 . Параметр $ka = 2\pi a / \lambda$ представляет собой длину окружности сферы с относительным радиусом a/λ

рического поля в данном уравнении заменяются значениями напряженности магнитного поля падающего и рассеянного излучения. Часто необходимо измерить или рассчитать мощность, рассеянную в каком-то другом направлении, нежели обратно к передатчику, например в *бистатической* ситуации (с разнесенными передатчиком и приемником). В этом случае бистатическая ЭПР может быть определена и для обратного рассеяния при условии, что расстояние R определяет удаление цели от приемника. *Рассеяние в направлении зондирования (рассеяние вперед)* является частным случаем бистатического рассеяния, при котором бистатический угол составляет 180° , а нужное направление находится вдоль зоны тени позади цели.

Тень сама по себе может рассматриваться как сумма двух полей почти равной напряженности, но с разностью фаз 180° . Одним из них является падающее поле, а другим — рассеянное поле. Формирование тени предполагает, что рассеяние вперед достаточно велико, что справедливо для данной ситуации. Напряженность поля позади цели вряд ли когда-нибудь точно равна нулю, однако некоторая часть мощности обычно просачивается в зону тени благодаря дифракции на краях цели.

Примеры характеристик ЭПР. Для обсуждения радиолокационных свойств эффективной площади рассеяния сначала рассмотрим цели простой формы, из которых сфера является классическим примером. Затем будут рассмотрены объекты сложной формы, например самолет.

Объекты простой формы. Благодаря радиальной симметрии идеально проводящая сфера является самым простым из всех трехмерных рассеивателей. Однако несмотря на простоту ее геометрической поверхности и изменчивость рассеяния в зависимости от ракурса ЭПР сферы значительно варьируется с изменением электрического размера. Точное решение для определения рассеяния проводящей сферы известно как Ми-последовательность [4], которая показана на рис. 14.2.

Обратите внимание, что график разделен примерно на три области. В *рэлеевской области* при значениях $ka < 1$ ЭПР увеличивается до значения радиуса сферы в четвертой степени, что характерно для зависимости площади рассеяния электрически малых тел, будь они сферической или другой формы. В этой области падающая волна не может дать точного разрешения изменений отношения длины тела к ширине. В *оптической области* при значениях $ka > 10$ оптические формулы для расчета ЭПР металлического тела обычно работают достаточно хорошо. Между рэлеевской и оптической расположена *резонансная область*, где два или более механизма формирования рассеяния взаимодействуют по фазе друг с другом, что дает колебания в графике ЭПР.

В случае сферы колебания в резонансной области обусловлены двумя особыми видами рассеяния: с одной стороны, *зеркального рассеяния* от передней (освещенной) поверхности сферы, а с другой, — созданного поверхностью волной, которая формируется затененной стороной сферы. Волны данного типа называют

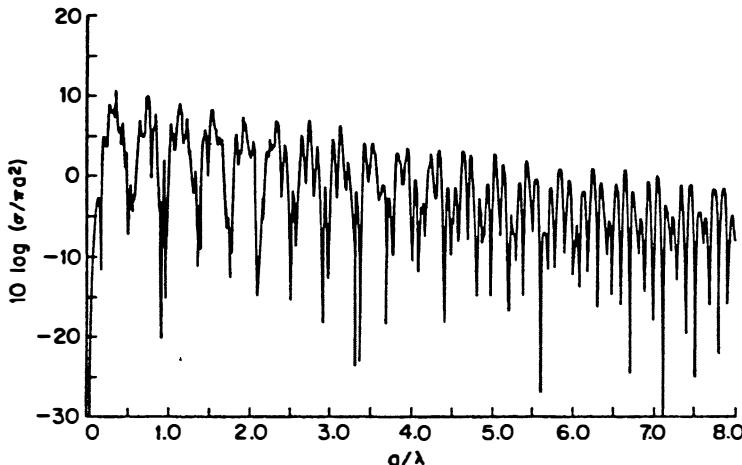


Рис. 14.3. ЭПР слабо рассеивающей диэлектрической сферы при $n = 2,5 + i0,01$
(Дж. Райнстайн [5] © IEEE 1968)

«ползучими». Два рассеянных сигнала складываются с учетом фазы. По мере того как размер сферы становится больше, увеличивается различие в фазах сигналов, поскольку растет различие в длине электрического пути, проходимого сигналами от источника рассеяния к приемнику с увеличением ka . Колебания уменьшаются с увеличением ka потому, что ползучая волна теряет больше энергии в связи с увеличением проходимого электрического пути вокруг теневой части сферы.

Если бы имело место только зеркальное рассеяние, ЭПР идеально проводящей сферы в оптической области вычислялась бы по простой формуле

$$\sigma = \pi a^2, \quad (14.2)$$

где a — радиус сферы. ЭПР проницаемых (диэлектрических) тел найти намного сложнее, поскольку радиоволна может проникать в тело и рассеиваться от его внутренних поверхностей прежде, чем отразится обратно. Примером такой цели является диэлектрическая сфера, ЭПР которой представлена на рис. 14.3¹. Поскольку диэлектрический материал вызывает небольшое рассеяние, о чем свидетельствует ненулевая мнимая часть показателя преломления, то ЭПР сферы постепенно убывает с ростом электрических размеров тела. Атлас с соавторами пошел еще дальше, сравнивая измеренные и теоретические ЭПР сфер из оргстекла в попытках рассчитать рассеяние от градин [6].

Определение ЭПР очень тонких диэлектрических тел не связано с подобной сложностью, поскольку источники рассеяния (например передняя и задняя поверхности диэлектрического цилиндра) расположены слишком близко друг к другу, чтобы разрешить их с помощью зондирующего сигнала. Примером является осевая ЭПР тонкой струны, которая показана на рис. 14.4. Струна протянута через всю зону зондирования большой закрытой испытательной камеры под углом 45° . ЭПР измеряли в виде функции частоты для четырех приемо-передающих комбинаций поляризации. Показаны только данные измерений при вертикально-вертикальной (ВВ) поляризационной и кросс-поляризационной горизонтально-вертикальной (ГВ) развертках, поскольку данные при других поляризационных базисах были получены на основе данных измерений. Измеренные данные представляют собой быстро меняющиеся диаграммы и статистически совпадают с плавно меняющимися диаграммами, представляющими точное решение двумерного волнового уравнения для диэлектрических цилиндров.

¹ При представлении результатов измерений в относительных единицах авторами часто указывается и относительный уровень, например дБ и Вт, относительный уровень 1 мВт. — Прим. ред.

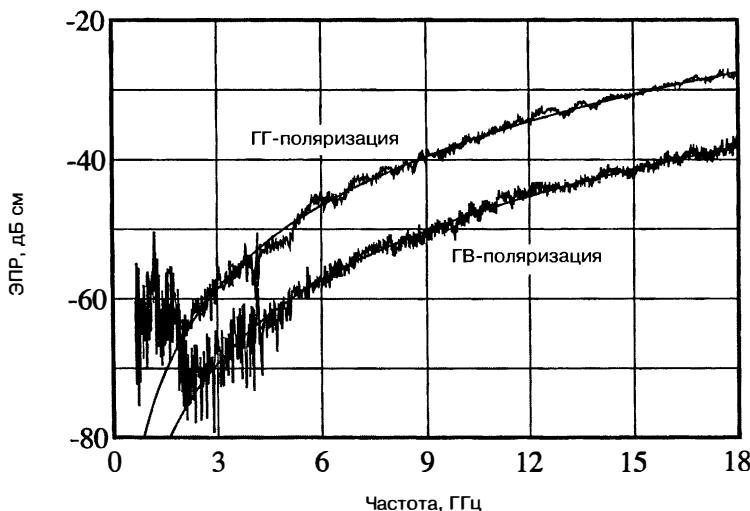


Рис. 14.4. Измеренные и расчетные ЭПР струны, протянутой через зону закрытой испытательной камеры под углом 45° (© 1999 Horizon House [7])

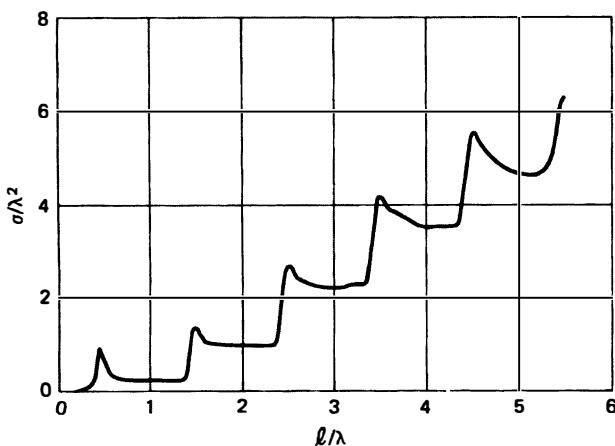


Рис. 14.5. Измеренные осевые отражения тонкого диполя (University of Michigan Radiation Laboratory [8])

Диаметр струны составлял 0,012 дюйма (0,31 мм), а облучаемая длина (по оценкам) — около 37 футов¹. На основе усреднения результатов измерений в режимах ВВ и ГВ, которые выявили разницу в 10,7 дБ, было установлено, что эффективная диэлектрическая постоянная струны $\epsilon_r = 2,646$. Возможно, это была первая попытка использования измерений ЭПР для оценки диэлектрической постоянной струн, которые представляют особый интерес при стендовых испытаниях ЭПР, поскольку они могут дать «невидимые» подтверждения присутствия целей.

Поведение коротких проволочных диполей заметно отличается от длинных струн из диэлектрика. Как показано на рис. 14.5, осевое рассеяние от металлической проволоки обладает резонансом при нечетных значениях, кратных половине длины волны, и почти постоянным уровнем рассеяния между резонансными пиками. Данные области постоянного уровня растут с увеличением длины диполя и

¹ 11 м соответствует 3,28 футам и 39,4 дюймам. — Прим. ред.

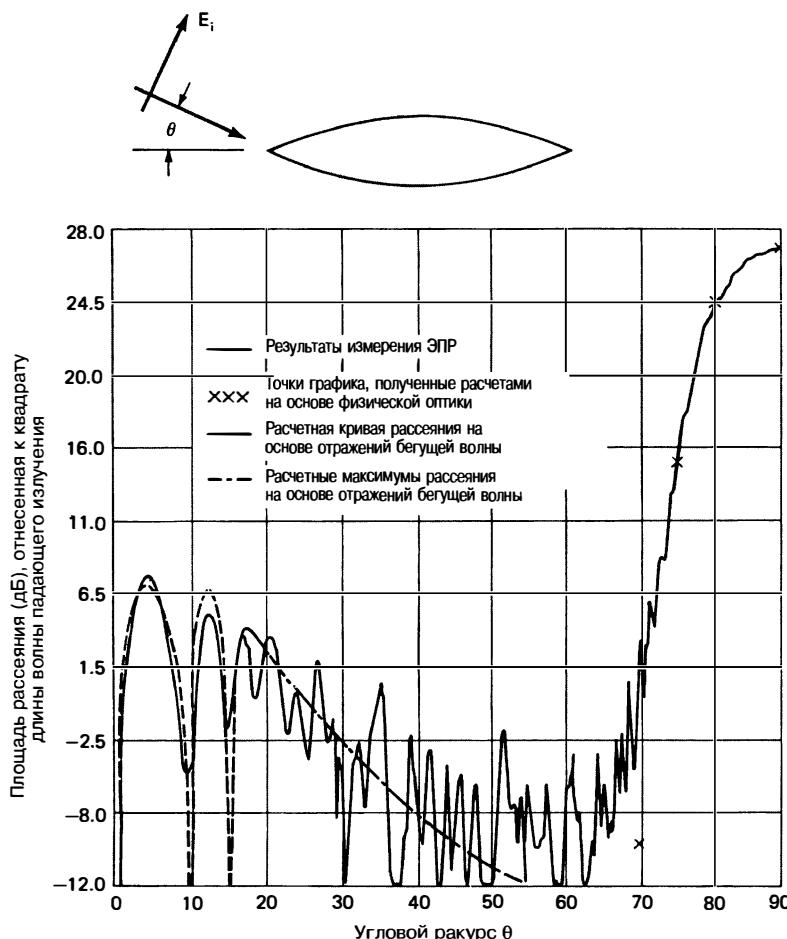


Рис. 14.6. Измеренная ЭПР металлической огивы длиной 39λ с полууглом 15°
(Л. Питерс [9] © IEEE 1958)

становятся менее четкими по мере того, как диполь становится толще и длиннее. В конце концов они исчезают, когда диполь достигает определенной длины и толщины.

ЭПР может вырасти до значительных уровней на больших ракурсах, а также в поперечной области, как для толстых, так и для тонких тел. Данные отражения при малых ракурсах связаны с поверхностными бегущими волнами, которые рассеивают зондирующую мощность обратно. Примером является огива: веретенообразное тело, которое образуется при вращении дуги окружности вокруг своей хорды.

На рис. 14.6 представлена ЭПР огивы с длиной 39λ и полууглом 15° , записанная для горизонтальной поляризации (падающее электрическое поле расположено в осевой плоскости огивы и прямой видимости). Большой всплеск в правой части ЭПР — это зеркальное рассеяние в поперечном направлении, а последовательность пиков в левой части — вклад поверхностной бегущей волны в осевом направлении к концу огивы. Заметим, что ЭПР в данном случае крайне мала (буквально неизмерима в данном случае) в направлении к концу тела. Теоретические расчеты ЭПР концевых областей огивы практически совпадают с измерениями ЭПР тела этой формы.

Металлическая пластина является телом более простой формы, чем огива, показанная на рис. 14.6, но ее ЭПР — не менее сложной. Примерная диаграмма

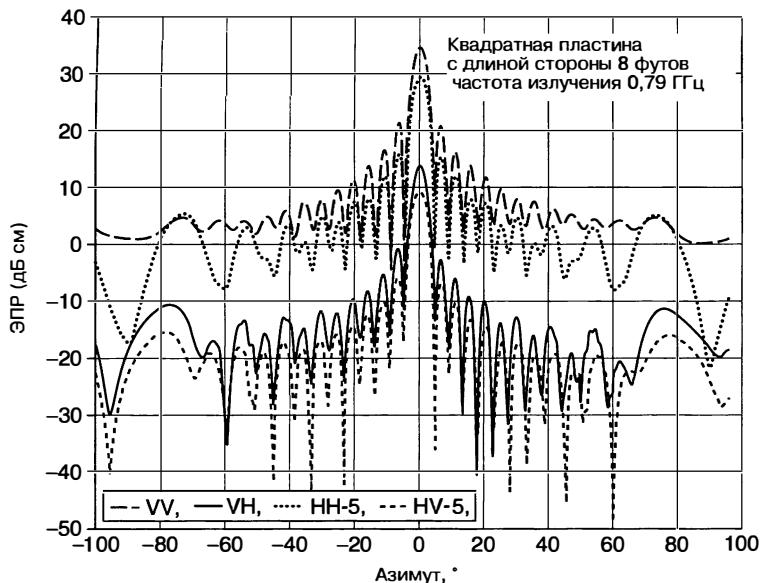


Рис. 14.7. ЭПР квадратной плоской пластины со стороной длиной 96 дюймов при облучении с частотой 790 МГц [10]. ЭПР для ГГ- и ГВ-поляризации были специально опущены до отметки 5 дБ (Данные предоставлены С.П.Вэй и др. [10], the Boeing Company. Оригинал принадлежит компании the Boeing Company, Seattle, Washington)

ЭПР приведена на рис. 14.7 для четырех различных комбинаций поляризации падающей и рассеянной волн. Диаграммы ГГ- (точечная кривая) и ГВ- (пунктирная кривая) поляризаций сдвинуты вниз на 5 дБ для ясности, в то время как для ВВ- (длинная пунктирная кривая) и ВГ- (сплошная линия) поляризаций представлены без смещения. Пластина вращалась вокруг вертикальной оси, параллельной одному краю, а поляризации падающего и рассеянного сигналов соответственно либо параллельны (В), либо перпендикулярны (Г) ее оси.

Ситуация, когда плоскость пластины перпендикулярна направлению падения волны и соответствует центру диаграммы (0°), повернута ребрами в левой и правой части диаграммы (90°). Большие значения ЭПР, соответствующие зеркальным отражениям от пластины, в центре диаграммы рассчитываются с достаточной точностью по формуле, приведенной в табл. 14.1 для плоской пластины. Отражения от ребер при ВВ-поляризации также можно рассчитывать по формуле, приведенной в табл. 14.1 для прямых ребер.

Волнообразное изменение ЭПР по закону $\sin x / x$ происходит при ракурсах, близких к 30° . За пределами этих значений две картины ЭПР приобретают значительные различия за счет расширения полей. Следование закону $\sin x / x$ характерно для равномерного распределения облучения по апертуре, но в отличие от функции одностороннего возбуждения, которая встречается в работе антенны, аргумент x для плоской пластины включает в себя двустороннюю (круговое прохождение) функцию возбуждения (падающее и рассеянное излучение). Таким образом, ширина луча рассеяния плоской пластины равна половине ширины диаграммы направленности апертуры антенны такого же размера. Появление выступающего лепестка горизонтальной ЭПР в интервале между 70° и 80° обусловлено поверхностью бегущей волной.

В отличие от характера изменения ЭПР плоской пластины величина ЭПР углкового отражателя остается практически постоянной в достаточно широком секторе углов. Это связано с тем, что углковый отражатель является структурой с многократным отражением падающей волны, поэтому вне зависимости от ракурса облучения (конечно, в пределах разумного) волны, отраженные от внутренней

Таблица 14.1. Аналитические выражения для ЭПР объектов простой геометрической формы

Рассеивающий объект	Ракурс (1)	Расчетная формула для определения ЭПР	Прим.
Углковый отражатель	Линия визирования вдоль оси симметрии	$4\pi A_{\text{eff}}^2 / \lambda^2$	(2)
Плоская пластина	Линия визирования перпендикулярна поверхности	$4\pi A^2 / \lambda^2$	(3)
Однократно изогнутая поверхность	Линия визирования перпендикулярна поверхности	$2\pi aL^2 / \lambda$	(4)
Двукратно изогнутая поверхность	Линия визирования перпендикулярна поверхности	$\pi a_1 a_2$	(5)
Прямолинейная плоская кромка	Линия визирования передней кромки, E в плоскости пластины	L^2/π	(6)
Изогнутая кромка	Линия визирования перпендикулярна элементу кромки	$a\lambda/2$	(7)
Вершина конуса	Осьное падающее излучение	$\lambda^2 \sin^4(\alpha/2)$	(8)
Острый плоский металлический угол	Линия визирования перпендикулярна задней кромке, E в плоскости пластины	$(\lambda/6)^2$	(9)
Острый плоский металлический угол	Линия визирования направлена вдоль биссектрисы угла, E в плоскости пластины	$(\lambda/40)^2$	(9)

Примечания

1. Относительно линии визирования. 2. A_{eff} — эффективная площадь поверхности, участвующая во множественном рассеянии. 3. A — фактическая площадь пластины.
4. a — средний радиус кривизны; L — длина наклонной поверхности. 5. a_1, a_2 — главные радиусы кривизны поверхности в ортогональных плоскостях. 6. L — длина кромки. 7. a — радиус контура края. 8. α — полуугол конуса. 9. Эмпирические значения взяты из работ Нота, Шеффера и Тулея [14].

поверхности, направляются обратно к источнику зондирования. Углковый отражатель состоит из двух или трех плоских пластин, расположенных ортогонально друг другу, поэтому волны, падающие на одну грань, отражаются от нее в направлении второй, и если на их пути оказывается третья грань, то она отражает суммарную отраженную волну от первых двух поверхностей. Взаимная ортогональность поверхностей гарантирует, что после окончательного отражения волны направляются обратно к источнику излучения.

Отдельные поверхности углкового отражателя могут иметь произвольную форму, но наиболее распространенной для трехгранного уголка является равнобедренный или равносторонний треугольник; двугранные уголки обычно имеют грани прямоугольников. ЭПР углкового отражателя вдоль оси его симметрии идентична ЭПР плоской пластины, площадь которой соответствует площади раскрытия углкового отражателя. Величина рассеяния может быть определена путем нахождения полигональных областей на каждой из сторон (граней) углкового отражателя, на которые падают волны, отраженные от других поверхностей, и от которых окончательное отраженное излучение рассеивается обратно к источнику. Эффективная площадь определяется суммированием проекций областей этих полигонов на линии визирования [11]; ЭПР затем находят путем возведения в квадрат площади этой области, умножая на 4π и деля на λ^2 .

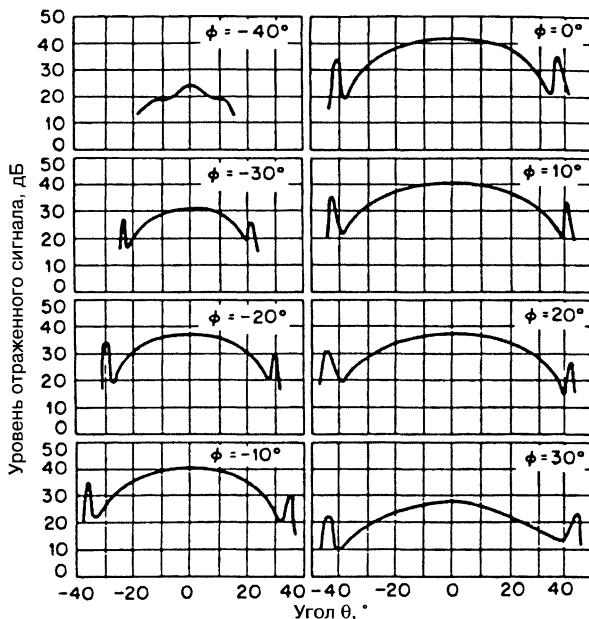


Рис. 14.8. ЭПР трехгранных уголкового отражателя. Стороны раскрыва находятся на расстоянии 24 дюйма, $\lambda = 1,25$ см (С.С. Робертсон [3] © AT & T 1947. Печатается с разрешения AT & T Technical Journal)

Рис. 14.8 представляет собой диаграммы ЭПР трехгранных уголкового отражателя с треугольными гранями. Отражатель изготовлен из трех треугольных клееных фанерных панелей, металлизированных для повышения отражательных свойств поверхности. Раскрыв уголка, обращенный к радару, таким образом, имеет форму равностороннего треугольника, как показано на рис. 14.9. Восемь ЭПР, представленных на рис. 14.8, измеряли в плоскости раскрыва при наклоне на угол ϕ выше или ниже линии визирования.

Широкая центральная часть данных диаграмм ЭПР обусловлена тройным отражением между тремя поверхностями, в то время как «всплески» по бокам диаграммы ЭПР вызваны однократным рассеянием от отдельной поверхности. Вдоль оси симметрии трехгранных отражателя, показанного на рис. 14.9 ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$), ЭПР равна $\pi L^4 / 3\lambda^2$, где L — длина одной из сторон раскрыва. Не показано уменьшение рассеяния, когда треугольные поверхности не перпендикулярны друг другу. Уменьшение рассеяния зависит от размера поверхности, выраженного в длинах волн [12, 13].

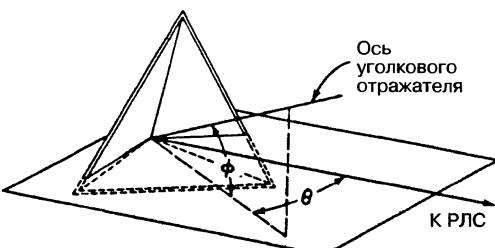


Рис. 14.9. Система координат для расчета ЭПР, приведенной на рис. 14.8 (С.С. Робертсон [3] © AT & T 1947. Печатается с разрешения AT & T Technical Journal)

ЭПР объектов самой простой геометрической формы, рассмотренные в этом разделе, можно рассчитать с помощью простых формул, приведенных в табл. 14.1. ЭПР некоторых тел более сложной формы можно оценить путем их представления в виде набора тел простой формы, таких как перечисленные в табл. 14.1, рассчитывая индивидуальный вклад каждого простого тела, а затем суммируя их в различном порядке в соответствии с целью расчета.

Объекты сложной формы. Такие объекты, как насекомые, птицы,

самолеты, корабли и антенны, имеют гораздо более сложную форму в отличие от тел, рассмотренных выше, либо из-за множества составляющих их рассеивателей, либо из-за сложности их поверхностных профилей и различий в диэлектрической постоянной. Насекомые являются примером последнего случая.

Измеренные значения для десятков видов насекомых приведены в табл. 14.2. Измерения проводились на живых насекомых, которые были обездвижены из-за действия наркотических веществ. На рис. 14.10 отображена взаимосвязь между ЭПР и массой насекомого, для сравнения показана ЭПР капли воды. В табл. 14.3 указаны ЭПР человека, по данным Шульца и соавторов [16]. Другие сравнения были сделаны для птиц и насекомых [17].

Таблица 14.2. Измеренные ЭПР насекомых при частоте излучения 9,4 ГГц [15]

Вид насекомых	Длина, мм	Ширина, мм	ЭПР при облучении сбоку, дБ кв. м	ЭПР при облучении спереди или сзади, дБ кв. м
Голубокрылая пустынница (саранча)	20	4	-30	-40
Гусеница моли	14	4	-39	-49
Бабочка-желтушка	14	1,5	-42	-57
Рабочая пчела	13	6	-40	-45
Калифорнийский муравей-жнец	13	6	-54	-57
Долгоножка	13	1	-45	-57
Зеленая падальная муха	9	3	-46	-50
Жук-блошка двенадцатиточечная	8	4	-49	-53
Жук-коровка	5	3	-57	-60
Паук (вид не определен)	5	3,5	-50	-52

Примечание. Полученные значения, представленные в квадратных сантиметрах, были переведены в децибели по отношению к одному квадратному метру.

Таблица 14.3. Измеренные ЭПР человека [16]

Частота, ГГц	ЭПР, м ²
0,41	0,033–2,33
1,12	0,098–0,997
2,89	0,140–1,05
4,80	0,368–1,88
9,375	0,495–1,22

Примеры ЭПР самолета показаны на рис. 14.11 и 14.12. ЭПР самолета В-26 на рис. 14.11 измерялась на частоте 3 ГГц. Полярная система координат полезна для демонстрационных целей, но она не так удобна для подробного сравнения, как прямоугольная система координат, которая используется на рис. 14.12. ЭПР самолета С-29 измерялась для модели в масштабе 1 к 3 и была продемонстрирована в начале 2000-х годов на веб-сайте BBC США [20]. С-29 является военной версией коммерческих воздушных судов среднего размера производства Raytheon Hawker 800XP.

На веб-сайте BBC дано очень мало технических деталей об условиях испытаний и сборе данных, таких как частота и поляризация измерений, даже не указаны

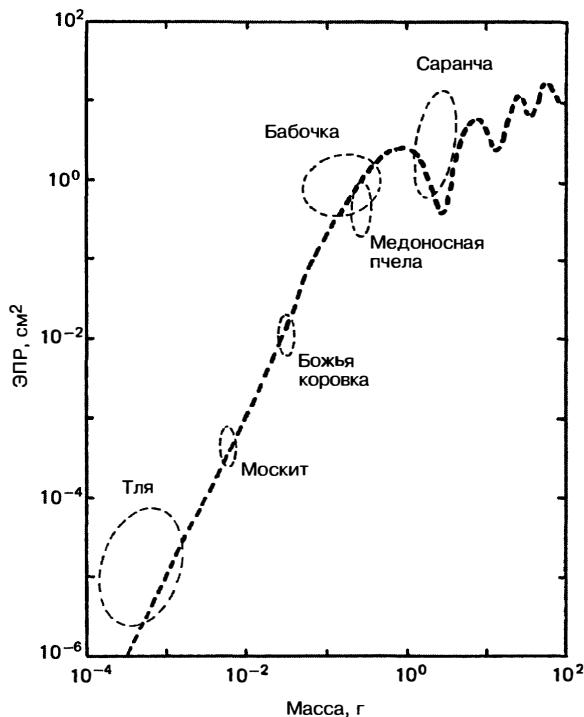


Рис. 14.10. Пример измеренной ЭПР насекомых в зависимости от их массы при частоте излучения 9,4 ГГц на основе данных Райли. Пунктирная линия – расчетная ЭПР капель воды для сравнения (Дж.Р. Райли [18] © IEEE 1985)

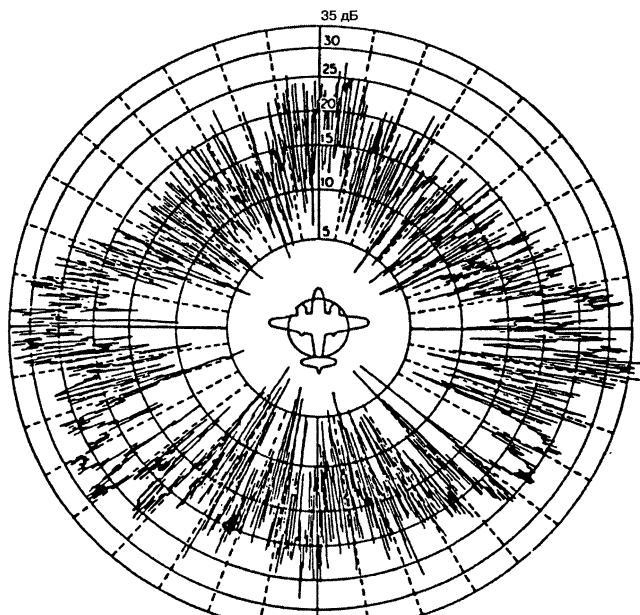


Рис. 14.11. Измеренные ЭПР бомбардировщика B-26 на частоте 3 ГГц [19]

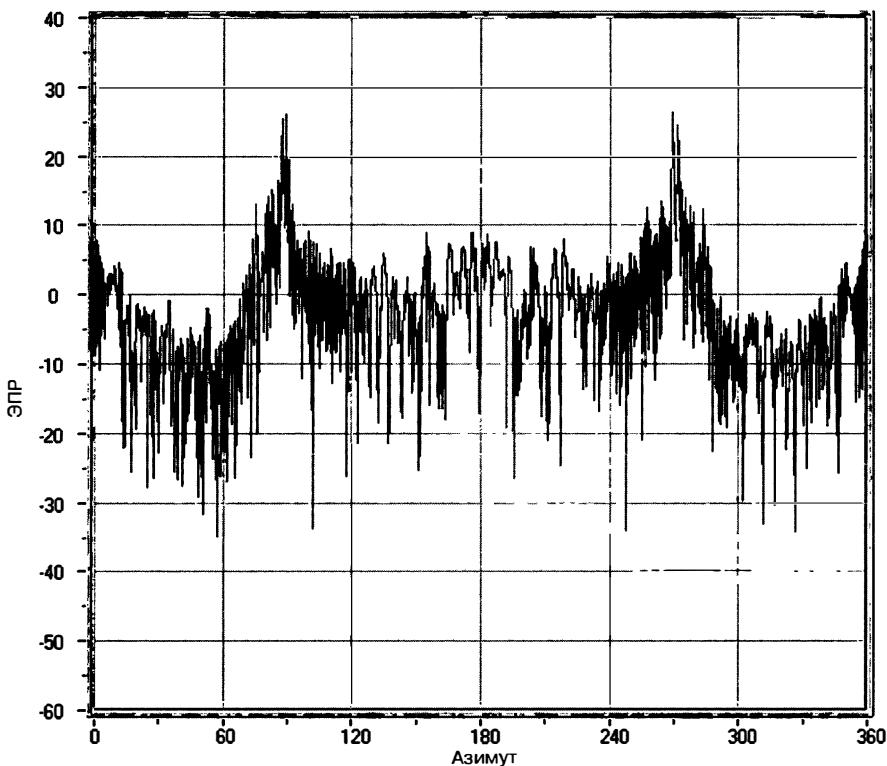


Рис. 14.12. Измеренная ЭПР уменьшенной модели военного самолета С-29 (масштаб 1:3) [20]

единицы ЭПР. Однако, даже если мы не знаем частоту или поляризацию испытаний, можно установить, что ЭПР самолета в полном масштабе будет на $(3 \times 3) = 9,5$ дБ больше, чем представленная на рисунке (т.е. больше на величину, обратную коэффициенту масштабирования в квадрате). Мы предполагаем, что излучение, падающее на нос самолета, находится в центре ЭПР и что представленная ЭПР дана в децибелах на квадратный метр на тестовой частоте.

На рис. 14.13 показана величина ЭПР судна, измеренная на частоте 2,8 и 9,225 ГГц при горизонтальной поляризации. Данные были собраны на измерительном комплексе береговых радаров, когда корабль проходил обработку водяным паром в Чесапикском заливе. Три следа в этой ЭПР представляют измерения на уровне сигнала 80, 50 и 20%, собранных для ракурсного «окна» 2° в ширину. ЭПР не являются симметричными, особенно на более высокой частоте. Обратите внимание, что ЭПР может превышать 1 м² (64,1 дБ кв.м).

Эмпирическая формула для расчета ЭПР военно-морского корабля —

$$\sigma = 52 f^{1/2} D^{3/2}, \quad (14.3)$$

где f — рабочая частота радара в мегагерцах, D — водоизмещение судна с полной загрузкой в тыс. т [21, 22]. Соотношение основано на измерении ЭПР нескольких судов при низких углах скольжения и представляет собой среднее значение ЭПР по срединной линии в ракурсах с носовой части и правого борта, но без учета осевых пиков. В статистику включены данные, собранные при номинальной длине волны 3,25, 10,7 и 23 см при перемещении кораблей с водоизмещением 2–17 тыс. т.

На рис. 14.14 приведены общие уровни ЭПР для широкого ряда целей различной формы, обсуждаемых в этом разделе, в зависимости от их объема в сравнении с ЭПР металлической сферы. По оси ординат дана ЭПР в квадратных метрах, а по

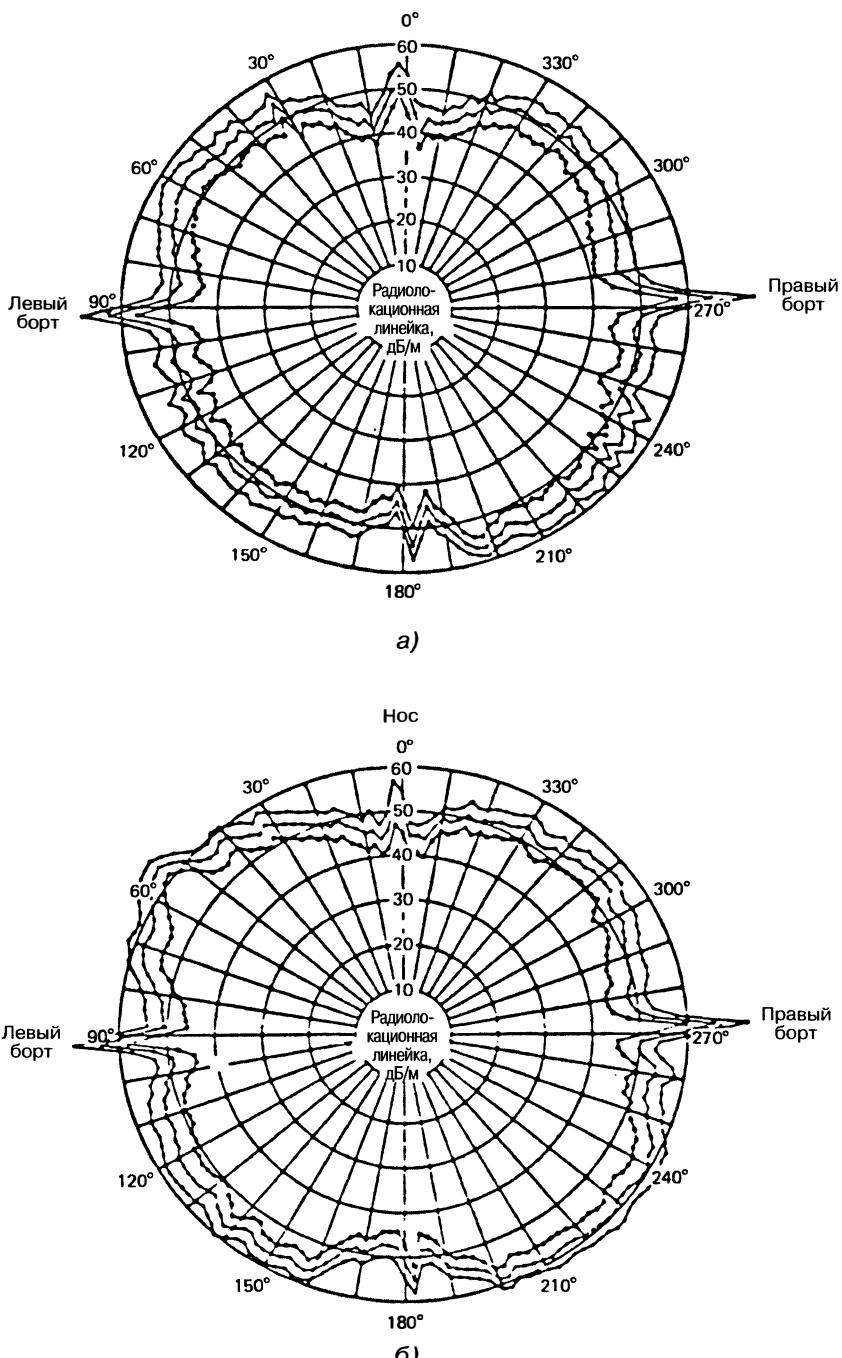


Рис. 14.13. Измеренная ЭПР большого военно-морского вспомогательного корабля при горизонтальной поляризации падающего излучения. Верхний рисунок (*а*) — при частоте 2,800 ГГц, а нижний рисунок (*б*) — при частоте 9,225 ГГц. Показаны 80-, 50- и 20%-е уровни сигнала на основе статистики при ракурсе с шириной окна 2°



Рис. 14.14. Обобщенное представление ЭПР целей, форма которых рассмотрена в данном разделе. Места расположения объектов на графике представляют собой только общее положение

оси абсцисс — объем цели в кубических футах. Поскольку график предназначен только для демонстрации широкого диапазона ЭПР, с которыми можно столкнуться на практике, расположение объектов является приблизительным в лучшем случае. В рамках данных классов целей ЭПР может изменяться на целых 20 или 30 дБ, в зависимости от частоты, ракурса, а также конкретных характеристик цели. Читатели, желающие более подробно ознакомиться с этими данными, могут обратиться к списку литературы в конце этой главы.

14.3. Методы предсказания ЭПР

Как показано на рис. 14.2, ЭПР рассеивающих препятствий, как правило, разделяют на три различных режима в зависимости от размера тел в длинах волн. Очень приблизительно эти три области можно представить следующим образом:

- рэлеевская область — характерный размер тела $< \lambda$;
- резонансная область — $\lambda <$ характерный размер тела $< 3\lambda$;
- оптическая область — $3\lambda <$ характерный размер тела.

Границы между тремя областями являются достаточно размытыми. Полезность наших оценок и методов расчета ЭПР во многом зависит от размера цели и от того, в какую из этих трех областей попадает цель.

Хотя сложность формы и размер большинства объектов рассеяния исключают применение точных методов предсказания радиолокационной ЭПР, точные решения для простых тел дают ценную основу для проверки приближенных методов. Точные методы расчета ограничены применением для сравнительно простых или относительно небольших объектов в рэлеевской и резонансной области, в то время как большинство приближенных методов были разработаны для оптической области, которая также называется *высокочастотной областью*. Конечно, есть некоторые исключения из этих общих ограничений. Точные решения для большинства объектов можно использовать для крупных тел и в оптической области, если расчеты будут достаточно точными, кроме того, большинство оптических аппроксимаций можно расширить до тел среднего электрического размера в резонансной области. Низкочастотные аппроксимации, разработанные для рэлеевской области, можно расширить в резонансную область.

Точные методы. Точные методы расчета ЭПР основаны на уравнениях Максвелла либо в интегральной, либо в дифференциальной форме.

Дифференциальные уравнения. Четыре дифференциальных уравнения Максвелла представляют собой лаконичные соотношения между электрическими и магнитными полями, создаваемыми токами и зарядами [23] и их комбинациями. Эти уравнения можно модифицировать для изотропных областей, в которых отсутствуют источники, чтобы сгенерировать волновое уравнение

$$\nabla^2 \mathbf{F} + k^2 \mathbf{F} = 0, \quad (14.4)$$

где \mathbf{F} — вектора электрического или магнитного поля. Уравнение (14.4) является дифференциальным уравнением, которое можно решить как краевую задачу, когда заданы поля на поверхности рассеивающего препятствия. Поля, как правило, представляются в виде суммы известных и неизвестных компонентов (падающего и рассеянного полей), и граничные условия являются известными соотношениями, которые должны быть удовлетворены для полей (как электрического, так и магнитного) в непосредственной близости от внутренней или внешней поверхности препятствия. Эти граничные условия являются особенно простыми для твердых проводящих или диэлектрических объектов.

Граничные условия включают все три компонента вектора поля, а поверхность тела должна совпадать с координатой геометрической системы, в которой расположено тело. Например, координата $r = \text{const}$ может представлять сферическую поверхность. Решение волнового уравнения является наиболее полезным для тех систем, в которых уравнение разделяется на обыкновенные дифференциальные уравнения для каждой переменной. Поля рассеянного излучения, как правило, выражаются через бесконечный ряд, коэффициенты которого должны быть определены в результате решения задачи. Полученное решение позволяет рассчитать поля в любой точке пространства, которое в задачах нахождения ЭПР имеет предел, когда расстояние от препятствия становится бесконечным. Решение волнового уравнения может быть использовано в формуле (14.1) для определения ЭПР.

За исключением нескольких очень простых объектов, таких как сфера и бесконечный цилиндр, решение уравнения (14.4) представляет скорее академический, чем практический интерес. Решение для тел другой формы, таких как эллипсоид или параболоид вращения бесконечной длины, затруднено в лучшем случае, поэтому для многих тел, поверхность которых совпадает с системой координат, не существует удобного способа решения этого уравнения.

Самым полезным и применимым на практике из точных решений является решение уравнения для идеально проводящей сферы, показанной ранее на рис. 14.2. Металлические сферы постоянно используются в качестве целей для калибровки измерений ЭПР в связи с имеющимся точным решением; металлические сферы легко изготовить, для точного решения уравнений для расчета их ЭПР разработаны эффективные компьютерные программы. Подобный вычислительный аппарат не создан еще ни для одного другого тела рассеяния.

Интегральные уравнения. Уравнения Максвелла также можно модифицировать для представления в виде системы пары интегральных уравнений (уравнений Страттона—Чу [24]):

$$\mathbf{E}_s = \oint \{ikZ_0(\mathbf{n} \times \mathbf{H})\Psi + (\mathbf{n} \times \mathbf{E}) \times \nabla\Psi + (\mathbf{n} \cdot \mathbf{E})\nabla\Psi\} dS, \quad (14.5)$$

$$\mathbf{H}_s = \oint \{-ikY_0(\mathbf{n} \times \mathbf{E})\Psi + (\mathbf{n} \times \mathbf{H}) \times \nabla\Psi + (\mathbf{n} \cdot \mathbf{H})\nabla\Psi\} dS, \quad (14.6)$$

где \mathbf{n} — поверхность единичной площади, поднятая по нормали над участком конечной поверхности, ограниченным замкнутой кривой и имеющим площадь dS , Ψ является функцией Грина:

$$\Psi = e^{ikr} / 4\pi r. \quad (14.7)$$

Расстояние r в уравнении (14.7) измеряется от участка конечной поверхности dS до точки, в которой нужно найти поле рассеяния. Такой «точкой» может быть другой участок конечной поверхности. Из данных выражений следует, что если общее распределение электрического и магнитного полей известно для полностью замкнутой поверхности S (как это обозначено кругом на знаке интеграла), то поля в любой точке пространства можно вычислить путем суммирования (интегрирования) этих распределений поля по всей поверхности. Эта задача рассеяния

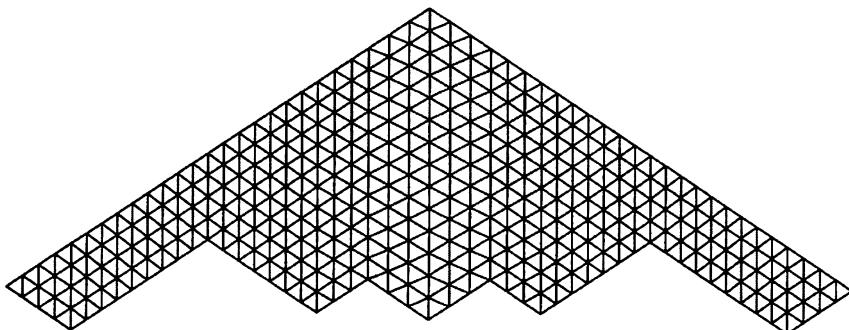


Рис. 14.15. Метод моментов делит поверхность тела на совокупность элементарных участков фиксированной площади. На рисунке представлена схема поверхности самолета B-2 Spirit Stealth Bomber ВВС США с использованием треугольных участков

опирается на те же два уравнения, но вместо измерения общего поля на замкнутой поверхности, окружающей тело, ее решение позволяет определить поля, индуцированные на поверхности тела падающей волной, после чего решается система линейных уравнений. Данные поверхностные поля выступают в роли неизвестных, которые надо определить. Два уравнения связаны, так как неизвестные находятся в обеих частях этих уравнений. Метод решения называется *методом моментов (MOM)* [25], сводящим интегральные уравнения к набору однородных линейных уравнений, которые можно решить матричными способами.

После указания граничных условий поверхность S разбивается на совокупность отдельных участков, как показано на рис. 14.15. Участки должны быть достаточно малы (как правило, меньше $\lambda/5$), чтобы неизвестные токи и заряды на каждом участке являлись постоянными по величине или по крайней мере могли быть представлены в виде простых функций. Для каждого участка может быть задана весовая функция, после определения амплитуды и фазы этих функций задача будет решена в общем виде.

Если точка наблюдения совпадает с общим участком поверхности, то поля в левой части уравнений (14.5) и (14.6) превращаются в поля, возникновение которых обусловлено вкладом полей на всех остальных участках, включая падающее поле и «собственное» поле. Собственное поле (собственный ток или заряд) переносится в правую часть уравнения, в результате в левой части остается только известное падающее поле. При повторении процесса для каждого участка поверхности получаем систему из $2n$ линейных однородных уравнений с $2n$ неизвестными. Если граничные условия позволяют разделить уравнения, число неизвестных может быть сокращено вдвое (до n уравнений с n неизвестными).

Коэффициенты полученной матрицы включают только электрические расстояния (в длинах волн) между всеми участками пар и ориентацию нормалей к этим участкам поверхности. Неизвестные поля могут быть найдены путем обращения полученной матрицы и умножения обращенной матрицы на матрицу-столбец, представляющую падающее поле для каждого участка поверхности. Поверхностные поля затем суммируются при интегрировании в соответствии с формулами, аналогичными (14.5) и (14.6), для получения значения рассеянного поля, которое затем может быть использовано в уравнении (14.1) для вычисления ЭПР.

Метод моментов стал мощным инструментом при расчете и анализе рассеяния электромагнитных волн применительно к проектированию антенн, а также при определении ЭПР. Этот метод имеет три ограничения.

Первое связано с ограничением компьютерной памяти и процессорного времени, которые существенно возрастают по мере увеличения электрического размера объекта; также можно отметить и экономические ограничения максимального электрического размера цели (в длинах волн), для которого может быть использован метод моментов. Второе — МОМ дает значения, а не формулы, поэтому является вычислительным экспериментальным инструментом. Тем не менее

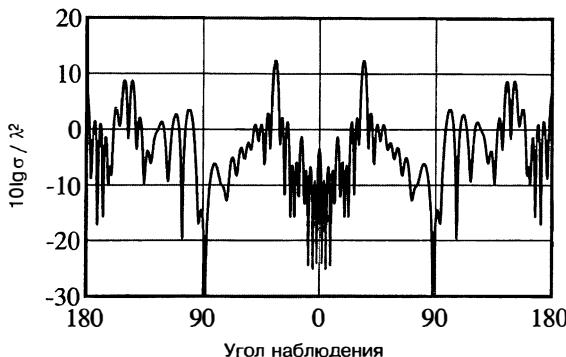


Рис. 14.16. Рассчитанная с помощью метода моментов в азимутальной плоскости ЭПР ребра плоской пластины длиной 5λ , имеющая форму в плане, как показано на рис. 14.15 для передних кромок крыла. Падающее электрическое поле находится в плоскости пластины

могут быть выявлены тенденции путем повторного выполнения данных вычислительных экспериментов для параметрических изменений в геометрии и конструкции объекта в направлении прихода сигнала, а также при изменении частоты падающей волны. Третье ограничение заключается в том, что решения для некоторых объектов могут содержать ложные резонансы, которые на самом деле не существуют, тем самым это снижает достоверность результатов применения метода для произвольных структур.

На рис. 14.16 приведены результаты вычисления ЭПР ребра плоской металлической пластины нулевой толщины, форма которой в плане представлена на рис. 14.15, с помощью компьютерной программы, разработанной для метода моментов. Для иллюстрации мы выбрали частоту моделирования таким образом, чтобы передние кромки крыльев были длиной 5λ . Поляризация и направление падающей волны находились в плоскости пластины. Носовая падающая волна располагалась в центре диаграммы с углом ракурса 0° , а хвостовая волна — с обеих сторон диаграммы с углом ракурса 180° .

Как показано в табл. 14.1, приближенные ЭПР прямого ребра длиной L , расположенного перпендикулярно падающей волне, имеют величину $\sigma = L^2/\pi$. Тем не менее эта оценка примерно на 3 дБ ниже пиковой амплитуды, полученной на рис. 14.16 для рассеяний передними краями с каждой стороны носовой падающей волны, разнесенными на 34° по обе стороны от носа самолета. Очевидно, что есть другие, более мелкие источники вторичного рассеяния, которые вносят вклад в ЭПР с этих ракурсов, возможно, поверхностные бегущие волны.

Приближенные методы. Методы вычисления рассеянного поля с помощью аппроксимаций разработаны как для рэлеевской, так и для оптической областей. Аппроксимации для рэлеевской области можно получить за счет преобразования волнового уравнения (уравнение (14.4)) в степенной ряд волнового числа k [26]. Члены разложения высшего порядка получить затруднительно. ЭПР рассеивателя в рэлеевской области очень широка, особенно если объект имеет аналогичные поперечные и продольные размеры. Величина рассеяния пропорциональна квадрату объема объекта и изменяется согласно частоте падающей волны в четвертой степени [27]. Поскольку метод моментов достаточно хорошо подходит для решения задачи в рэлеевской области, аналитические разложения для расчета ЭПР электрических малых объектов просто отпали за ненадобностью.

Некоторые приближенные методы расчета были разработаны для оптической области, каждый из них имеет свои достоинства и ограничения. Наиболее проработанными являются *методы геометрической оптики* и *физической оптики* с последующим использованием методов решения задачи дифракции от кромок и от границ тени на неоднородностях поля. Хотя общая точность аппроксимаций для оптической области улучшается с ростом электрического размера рассеивающего

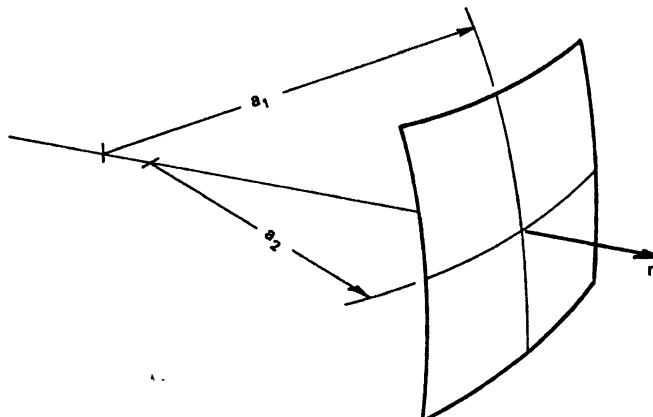


Рис. 14.17. Расчет ЭПР поверхности двойной кривизны по законам геометрической оптики зависит от главных радиусов кривизны в точке отражения. Точка отражения находится в точке пересечения поверхности нормалью, проходящей через радар

препятствия, некоторые из них дают достаточно точные результаты (до 1 или 2 дБ) для объектов малого электрического размера вплоть до длины волны.

Геометрическая оптика. Теория геометрической оптики (ГО, GO — Geometric Optics) основана на сохранении энергии в тонкой фиктивной трубке, которая называется *лучом*. Направление распространения — вдоль трубки, а контуры равных фаз перпендикулярны к ней. В среде без потерь вся энергия, поступающая в трубку с одного конца, должна выйти из другого конца, но также учитываются потери энергии в среде. Падающая волна может быть представлена как совокупность большого числа лучей, и когда луч падает на поверхность, часть энергии рассеивается, а часть проникает внутрь и передается всей поверхности. Амплитуда и фаза и рассеиваемого, и проникающего излучения зависят от свойств среды по обе стороны от поверхности. Рассеяние будет абсолютным, если поверхность идеально проводящая и никакая часть энергии не передается через границу тела. Когда энергия может пройти через поверхность, в средах с меньшей проницаемостью (высокий показатель преломления) проникающие лучи наклоняются к нормали к поверхности, а в средах с большей проницаемостью, наоборот, угол между лучами и нормалью увеличивается. Данное отклонение лучей называется *преломлением*.

В зависимости от кривизны поверхности и материала тела отраженный и проходящий лучи могут отклоняться друг от друга или сходиться друг к другу (конвергировать). Данная зависимость является основой для разработки линзовых и зеркальных антенн в диапазонах радиолокационных длин волн, а также в оптическом диапазоне. Снижение интенсивности излучения во время дивергенции (расхождения) от точки отражения может быть рассчитано на основе кривизны отражающей поверхности и падающей волны в *точке отражения*, которая является той точкой, в которой угол отражения равен углу падения. Главные радиусы кривизны поверхности измеряются в двух ортогональных плоскостях в точке отражения, как показано на рис. 14.17. Если падающая волна является плоской и отражается обратно в направлении источника облучения, расчет ЭПР на основе законов геометрической оптики прост:

$$\sigma = \pi a_1 a_2, \quad (14.8)$$

где a_1 и a_2 — радиусы кривизны поверхности тела в соответствующих плоскостях в точке отражения.

Эта формула дает точные результаты в оптическом пределе нулевых длин волн и, вероятно, с точностью до 10 или 15% для малых радиусов кривизны 2λ или 3λ . Предполагается, что точка отражения находится на расстоянии от края тела. При рассмотрении диэлектрических объектов выражение должно быть умножено на

квадрат коэффициента отражения по напряжению, зависящему от свойств материала объекта. Внутреннее отражение также следует учитывать, поэтому фаза лучей внутреннего отражения должна быть скорректирована в соответствии с электрической длиной пути, пройденного в теле. Окончательное значение ЭПР вычисляется как сумма когерентного рассеяния излучения поверхностью с учетом всех значительных внутренних отражений. Уравнение (14.8) теряет смысл, когда один или оба радиуса кривизны поверхности в точке отражения приближаются к бесконечности, поскольку это приводит к бесконечной ЭПР, которая невозможна. Подобное происходит в телах с плоской и однократно изогнутой поверхностью.

Физическая оптика. Теория физической оптики (ФО, РО — Physical Optics) является подходящей альтернативой для расчета ЭПР тел с плоской и криволинейной поверхностью с постоянным радиусом кривизны. Теория основана на двух аппроксимациях уравнений (14.5) и (14.6), обе из которых являются достаточно точными в целом ряде практических случаев. Первой из них является *аппроксимация в дальней зоне*, которая предполагает, что расстояние от рассеивающего препятствия до точки наблюдения велико по сравнению с любым размером препятствия. Это позволяет заменить градиент функции Грина

$$\nabla \psi = ik\psi_0 s, \quad (14.9)$$

$$\psi_0 = e^{-ikr_{\text{RS}}} e^{ikR_0} / 4\pi R_0, \quad (14.10)$$

где r — радиус-вектор интегральной площадки dS , s — единичный вектор, направленный от объекта к точке наблюдения в дальней зоне, как правило, обратно к РЛС; R_0 — это расстояние от начала координат объекта к точке наблюдения в дальнем поле.

Вторая аппроксимация — это введение *касательной плоскости*, в которой тангенциальные компоненты поля $\mathbf{n} \times \mathbf{E}$ и $\mathbf{n} \times \mathbf{H}$ аппроксимируются по своим значениям по законам геометрической оптики. То есть касательная плоскость проходит через систему координат поверхности в элементарной площадке dS , а общими полями поверхности считаются именно те поля, которые существовали бы на поверхности, если бы dS была бесконечной и совершенно плоской. В сущности, мы не знаем этих полей, но мы берем лучшее предположение о том, что они существуют, и подставляем их значения в любой из двух интегралов. После этого решаем интегральные уравнения (14.5) и (14.6) относительно известных значений падающего поля. Задача затем сводится к решению выбранных интегралов и подстановке результата в уравнение (14.1) до получения значения ЭПР.

Если поверхность является хорошим проводником, общее тангенциальное электрическое поле практически равно нулю, а общее тангенциальное магнитное поле по амплитуде в два раза превышает падающее тангенциальное магнитное поле:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0, \quad (14.11)$$

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \begin{cases} 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}_j & \text{освещаемой поверхности} \\ \mathbf{n} & \text{затененные поверхности} \end{cases}. \quad (14.12)$$

Обратите внимание, что тангенциальные компоненты электрического и магнитного полей равны нулю над теми частями поверхности, которые закрыты от падающего поля другими поверхностями тела. Для непроводящей поверхности могут быть разработаны другие аппроксимации. Если падающая волна имеет достаточную длину, например поверхность мыльного пузыря или лист дерева, то они могут быть смоделированы в виде тонкой мембранны, над которой ни электрическое, ни магнитное поля не равны нулю.

В физической оптике интеграл легко решить для плоских металлических пластин, потому что фаза является единственной переменной величиной в интеграле, которая изменяется линейно по всей поверхности. В применении к прямоугольной металлической пластине интегральная оценка приводит к ЭПР:

$$\sigma = 4\pi \frac{A \cos \theta}{\lambda} \cdot \frac{\sin(kl \sin \theta \cos \varphi)}{kl \sin \theta \cos \varphi} \cdot \frac{\sin(kw \sin \theta \sin \varphi)}{kw \sin \theta \sin \varphi}^2, \quad (14.13)$$

где $A = \ell w$ — физическая площадь пластины, θ — угол между нормалью к поверхности пластины и линией визирования радара, φ — угол между плоскостью линии визирования и краем пластины длиной ℓ , w — ширина пластины. (Более общие

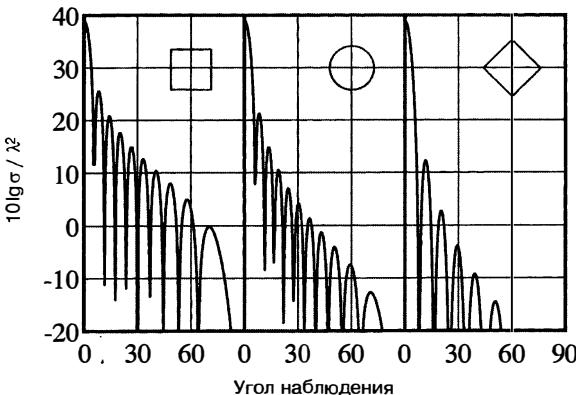


Рис. 14.18. ЭПР двух квадратных пластин, облучаемых под разными ракурсами, и диска, рассчитанные по законам физической оптики

формулы физической оптики разработаны для бистатического рассеяния от любой полигональной пластины [28, 29].)

Если положить $\varphi = 0^\circ$ или 90° , мы получим ЭПР в главной плоскости (падающее излучение в плоскости, перпендикулярной к двум краям пластины). При $\varphi = 0^\circ$ уравнение (14.13) приобретает вид

$$\sigma = 4\pi \left| \frac{A \cos \theta}{\lambda} \cdot \frac{\sin(kl \sin \theta)}{kl \sin \theta} \right|^2. \quad (14.14)$$

Если положить $\varphi = 90^\circ$ вместо $\varphi = 0^\circ$, получаем почти такой же результат, за исключением того, что kl в формуле (14.14) заменяется на kw . В физической оптике интеграл не зависит от поляризации падающей волны и дает ненадежные результаты для углов, превышающих 30° при нормальном падении.

Для сравнения в физической оптике формулы для расчета ЭПР кругового металлического диска имеют вид

$$\sigma = 16\pi \left| \frac{A \cos \theta}{\lambda} \cdot \frac{J_1(kd \sin \theta)}{kd \sin \theta} \right|^2, \quad (14.15)$$

где A — площадь диска, d — его диаметр и $J_1(x)$ является функцией Бесселя первого рода первого порядка. Уравнения (14.13)–(14.15) сводятся к значениям, приведенным в табл. 14.1 для нормального падения. Для дальнейшего сравнения ЭПР двух квадратных пластин и круглого диска, рассчитанные по законам физической оптики, приведены на рис. 14.18.

Для наглядности на графике рядом показаны три ЭПР, каждая занимает сектор 90° от нормали до края поверхности. Площади трех пластин были равны $25\lambda^2$, следовательно, все три ЭПР имели одинаковую амплитуду нормального падения (нулевой ракурс). ЭПР в центре графика принадлежит диску, в то время как первая и третья ЭПР — квадратной пластине. Квадратная пластина была повернута к излучению главной плоскостью на левом графике и облучалась в ракурсе в виде ромба ($\varphi = 45^\circ$) на правом графике. Величина площади поверхности до краев пластины влияет на уровень боковых лепестков.

При использовании ФО интеграл вычислить несколько сложнее для одно- и двукратно изогнутых поверхностей. Точная оценка может быть выполнена для цилиндра и полусфера при линии визирования, проходящей по их оси симметрии, но не для усеченного конуса или полусфера, когда линия визирования не совпадает с их осью симметрии. Тем не менее точные оценки для цилиндра включают в себя фиктивные вклады от границы тени по краям цилиндра, которые не появляются в приближении стационарной фазы [30].

По поверхности интегрирования амплитуда вкладов элементарных поверхностей изменяется медленно, в то время как фазовые изменения происходят гораздо

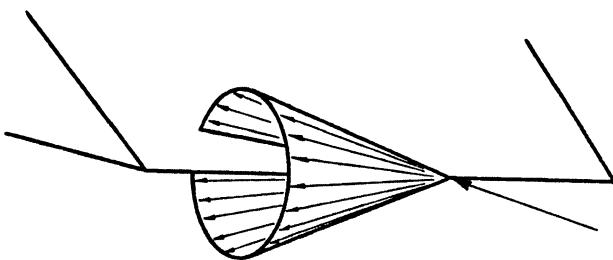


Рис. 14.19. Конус рассеянных лучей Келлера

быстрее. Таким образом, чистый вклад в областях быстрых фазовых изменений практически равен нулю, поэтому им можно пренебречь. По мере приближения к областям рассеяния фазовые изменения замедляются, а затем изменяются при пересечении точки отражения. Это приводит к ненулевому вкладу областей рассеяния при интегрировании. Изменение фазы вблизи границы тени происходит быстро; следовательно, вклад этой поверхности при стационарной оценке фазы можно игнорировать, но точная оценка включает их, потому что границы тени определяют пределы интегрирования. Поскольку фактическое распределение поверхности поля не может внезапно упасть до нуля по мере пересечения границы тени, как это предполагается в теории, вклад границы тени является фиктивным [31, 32]. Таким образом, стационарная фазовая аппроксимация при использовании метода ФО в процессе интегрирования по замкнутой криволинейной поверхности более надежна, чем точные вычисления интеграла.

С учетом этого результаты для стационарной фазы для цилиндра имеют вид

$$\sigma = k a \ell^2 \left| \frac{\sin(kl \sin \theta)}{kl \sin \theta} \right|^2, \quad (14.16)$$

где a — радиус цилиндра, ℓ — его длина и θ — угол нормального падения. Уравнение (14.16) включает в себя только вклад от криволинейной поверхности цилиндра, а не ее плоских краев, которые могут быть включены с помощью уравнения (14.15). Уравнение (14.16) также может быть использовано для расчета ЭПР усеченного прямого кругового конуса, если радиус заменяется средним радиусом конуса и l — длиной наклонной поверхности.

Хотя теория физической оптики дает улучшенные результаты по сравнению с решением задачи по законам геометрической оптики для плоских и однократно изогнутых криволинейных поверхностей, она имеет определенные недостатки. Даже если мы получим правильный результат для большинства облучаемых поверхностей, интегрирование при ФО дает ложные вклады от границы тени, как уже отмечалось. Кроме того, физическая оптика не показывает зависимость от поляризации падающей волны и дает различные результаты, когда приемник и источник излучения меняются местами. Данные эффекты противоречат наблюдаемому поведению. Наконец, возможны ошибки — получение более широких краев — по мере того как направление визирования удаляется от направления рассеяния. Геометрическая теория дифракции Келлера (ГТД) предлагает усовершенствованное решение задачи с учетом поляризации и в широкогугольных областях [33, 34].

Геометрическая теория дифракции (ГТД). ГТД является методом определения траекторий лучей, в котором полям дифракции на гладких границах тени и на неоднородностях поверхности присваиваются амплитуда и фаза. Поскольку последние имеют гораздо большее значение в расчетах обратного рассеяния, чем первые, мы сосредоточимся на краевой дифракции. Теория предполагает, что луч, падающий на край тела, возбуждает конус рассеянных лучей — *дифракционный конус*, как показано на рис. 14.19. Полуугол этого дифракционного конуса равен углу между падающим лучом и краем тела. Если точка наблюдения находится на дифракционном конусе, полю рассеяния не присваивается никаких значений. Направление рассеяния в задачах обратного рассеяния противоположно направлению падения, поэтому

дифракционный конус становится диском, а элемент рассеивающего края — перпендикулярным к линии визирования.

Амплитуда поля рассеяния определяется как произведение *коэффициента дифракции* и *коэффициента расхождения луча*, а фаза зависит от фазы излучения, возбужденного рассеянием от края, и от расстояния между точкой наблюдения и рассеивающими краями элемента. Здесь возможны два случая в зависимости от поляризации падающего поля — параллельной или перпендикулярной краю.

Поле рассеяния определяется по формуле

$$E_d = \frac{Ge^{iks\pi/4}}{\sqrt{2\pi ks} \sin \beta} (X \mp Y), \quad (14.17)$$

где Γ — коэффициент расхождения лучей, X и Y — коэффициенты дифракции, β — угол между падающим лучом и краем и s — расстояние от точки наблюдения до точки дифракции. Разность этих двух коэффициентов дифракции используется, когда падающее электрическое поле параллельно краю *TM-поляризации*, а сумма — когда падающее магнитное поле параллельно краю *TE-поляризации*.

Коэффициент расхождения луча учитывает уменьшение амплитуды по мере того, как лучи распространяются от края элемента. Кроме того, он также включает влияние величины радиуса края, если последний криволинейный, как на конце усеченного цилиндра, а также радиус кривизны падающего фазового фронта [35]. Коэффициент расхождения луча для края двумерной поверхности (бесконечной длины), облучаемого плоской волной, $\Gamma = 1/s$. Коэффициент дифракции имеет вид

$$X = \frac{\sin(\pi/n) / n}{\cos(\pi/n) - \cos[(\varphi_i - \varphi_s) / n]}, \quad (14.18)$$

$$Y = \frac{\sin(\pi/n) / n}{\cos(\pi/n) - \cos[(\varphi_i + \varphi_s) / n]}, \quad (14.19)$$

где φ_i и φ_s — углы в плоскостях падения и рассеяния, измеренные от одной грани клина (например облучаемой), n — внешний угол клина, нормированный по π . Когда эти выражения вычисляются для края плоской металлической поверхности, облучаемого падающей волной с поляризацией в плоскости пластины, они сводятся к формуле для края $\sigma = L^2 / \pi$, приведенной в табл. 14.1.

Коэффициенты дифракции Келлера основаны на аппроксимации точного решения для двумерного металлического клина бесконечной длины в условиях трехмерной задачи [36]. Хотя эта адаптация двумерного решения для трехмерного пространства является достаточно эффективной в большинстве случаев, коэффициенты дифракции резко увеличиваются. Рассмотрение уравнений (14.18) и (14.19) позволяет понять, почему это происходит.

Знаменатели обоих выражений содержат разность двух членов с косинусом, которые становятся равными в двух различных случаях. Когда направление рассеяния φ_s проходит вдоль границы тени, где $\varphi_s - \varphi_s = \pi$, коэффициент дифракции X в уравнении (14.18) становится сингулярным, что делает бессмысленным результат. Когда направление рассеяния φ_s расположено вдоль зеркального направления, где местный угол отражения равен местному углу падения, то $\varphi_s + \varphi_s = \pi$. В этом случае коэффициент дифракции Y в уравнении (14.19) также становится сингулярным, что также приводит к бессмысленному результату. Отметим, что эти две сингулярности зависят не от геометрии тела, а только от относительного расположения направлений падающего и рассеянного излучения.

Физическая теория дифракции. Сингулярности ГТД преодолены в *физической теории дифракции* (*ФТД*), сформулированной П.Я. Уфимцевым [37, 38]. (Хотя эти публикации найти затруднительно, мы приводим их здесь для полноты изложения. Примечание редактора: также см. статью Уфимцева «Комментарии относительно принципов дифракции и ограничения методов сокращения ЭПР», Proc. IEEE, вып. 84, стр. 1830–1851, декабрь 1996 года.) Как и Келлер, Уфимцев опирался на приближенное (широкий угол) решение задачи двумерного клина, но он проводит различие между «однородными» и «неоднородными» наведенными поверхностными токами. Однородные токи — это не что иное, как поверхностные токи физической оптики, в то время как неоднородные токи представляют собой неопределенные

нитевидные токи вдоль самого края тела. Уфимцев никогда не пытался работать с самими нитевидными токами, вместо этого он прослеживал их влияние на рассеяние вплоть до дальней зоны.

Признавая, что вклад поля в дальней зоне при методе ФО в собственное поле рассеяния в дальней зоне является частью соотношения ГТД, которое приводит к появлению сингулярностей в переменных X и Y в уравнениях (14.18) и (14.19), Уфимцев вводит модифицированное множество коэффициентов дифракции путем простого вычитания ненужных коэффициентов дифракции, возникающих при методе ФО, из традиционного решения задачи для широкогубтого клина. Это дает новое множество коэффициентов дифракции, которые сохраняются только в краевых условиях, следовательно, исключают любые члены, относящиеся к поверхности. При использовании метода ФТД коэффициенты Уфимцева позволяют найти решения практически во всех направлениях в пространстве, но имеют один недостаток: для того чтобы рассчитать ЭПР тела с произвольными краями, нужно просуммировать все вклады в рассеяние от краев тела, полученные при методе ФТД, а также все вклады от поверхностей тела, имеющие место при методах ФО и ГО. Однако задача является решаемой, что было засвидетельствовано в литературе [40].

Дифференциальный коэффициент дифракции элемента. Методы ГТД и ФТД основаны на точном решении задачи для двумерного клина, для которого направления падения и рассеяния перпендикулярны краям. Если обобщить данный результат на случай наклонного падения, то направление наблюдения должно лежать вдоль образующей конуса Келлера, как показано на рис. 14.19. Если край прямой и имеет конечную длину, как и в трехмерном пространстве, уравнение (14.16) дает аппроксимированную ЭПР, как это видно из работы Нотта [1]. Если край криволинейный, его можно рассматривать как совокупность соединенных встык бесконечно коротких отрезков, поэтому поля рассеяния могут быть вычислены с помощью интегрирования дифференциальных полей, рассеиваемых каждым элементарным участком края. Это понятие введено Мицнером [41], и суммирование полей, рассеиваемых элементами края, позволяет выполнить интегрирование по краю контура.

Мицнер, однако, рассматривал поля, рассеиваемые в произвольных направлениях, а не только в рамках местных конусов Келлера, и для этой цели он разработал свой *дифференциальный коэффициент дифракции элемента* (ДКДЭ, ILDC — Incremental Length Diffraction Coefficient)¹. Расширив условия задачи, представленной Уфимцевым, он ввел множество коэффициентов дифракции для произвольных направлений падения и рассеяния. Неудивительно, что эти коэффициенты являются более сложными, чем X и Y , входящие в уравнения (14.18) и (14.19).

Мицнер выразил результат в виде компонентов электрического поля рассеяния, параллельных и перпендикулярных плоскости рассеяния в терминах компонентов падающего электрического поля, параллельных и перпендикулярных плоскости падения. Таким образом, коэффициенты дифракции могут быть выражены в виде трех отдельных пар, представляющих параллельно-параллельные, перпендикулярно-перпендикулярные, а также параллельно-перпендикулярные (или перпендикулярно-параллельные) комбинации. Один из членов каждой пары связан с общим поверхностным током на рассеивающем краю (в том числе предполагаемыми нитевидными токами на краю), а другой — с равномерно распределенными токами физической оптики. Мицнер вычитает один из членов каждой пары из другого, тем самым сохраняя вклады краевых нитевидных токов.

Результаты имеют тот же вид, что и выражения Уфимцева, в которых вычитаются ненужные коэффициенты дифракции, полученные методом ФО. Таким образом, выражение Мицнера для поля рассеяния содержит только вклады от краевых нитевидных токов. При применении его теории рассеивающих объектов вклад ненитевидных наведенных поверхностных токов следует учитывать отдельно, как в методе ФТД Уфимцева. Когда направления падения и рассеяния становятся перпендикулярными краю тела, перпендикулярно-параллельные члены исчезают и коэффициенты рассеяния Мицнера уменьшаются аналогично коэффициентам Уфимцева.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Incremental Length Diffraction Coefficient» (ILDC) используется термин «дифференциальный коэффициент дифракции элемента» (ДКДЭ). — Прим. ред.

Метод эквивалентных токов. Проведя более строгую оценку полей, индуцированных на поверхности клина, Михаэли дублирует результат Мицнера для общего тока на поверхности, подтверждая предшествующее решение Мицнера, но без полного исключения вкладов поверхностных токов, возникающих при методе ФО [42, 43]. Таким образом, как коэффициенты Келлера X и Y , так и коэффициенты рассеяния Михаэли становятся сингулярными в переходных областях вдоль границы направлений отражения и тени. Михаэли позже исследовал удаленные сингулярности, самым удачным из его методов было применение скошенной системы координат вдоль поверхностей клина [44, 45].

Хотя эти методы оценки полей рассеяния краевыми элементами могут быть применимы для сглаженных неограниченных ребер, они не учитывают разрывы в углах, где край тела совершает резкий поворот в другом направлении. Решение задачи для излучения, падающего на угол, предложено Сикта с соавторами [46].

14.4. Методы измерения ЭПР

Измерение ЭПР необходимо по разным причинам, начиная от научных исследований и заканчивая контролем за соблюдением технических характеристик изделия. Пока отсутствуют формальные нормы и стандарты, регулирующие приборы и методы измерений, но в течение десятилетий были отработаны неофициальные методики достоверной практики измерения. В зависимости от размера объекта, который подвергается испытаниям с помощью радиосигналов заданной частоты и других показателей, соответствующих требованиям по проведению испытаний, измерения могут производиться в закрытых помещениях или на открытом полигоне. Поскольку ЭПР объекта в основном требуется измерять под разными ракурсами, во всех статических экспериментах используются поворотные столы (стенды) или ротаторы для изменения углового положения цели. Хотя цель испытаний часто сама диктует ход измерений, в работах Мака и Дибала даны хорошо проработанные общие рекомендации для проведения процедуры обычных измерений ЭПР [47, 48].

Общие требования. Наиболее важным требованием при измерениях ЭПР является то, что тестируемый объект нужно облучать радиолокационной волной, амплитуда и фаза которой остаются неизменными. Из практики измерений следует, что для получения достоверных результатов амплитуда падающей волны не должна отклоняться более чем на 0,5 дБ в поперечном и продольном направлении к цели, а изменение фазы не должно быть более 22,5°. Стандартной практикой на некоторых полиграонах является первоначальное исследование падающего поля для проверки однородности амплитуды падающей волны.

Требование к фазе опирается на критерий дальней зоны для поля источника излучения:

$$R > 2D^2 / \lambda, \quad (14.20)$$

где R — расстояние между радиолокационной аппаратурой и тест-объектом, D — максимальный размер цели, расположенной перпендикулярно к линии визирования. Все другие источники ошибки должны фиксироваться, соблюдение условия дальней зоны, как правило, позволяет получать данные с точностью до 1 дБ или выше [49]. Рис. 14.20 иллюстрирует требования для различных частот и размеров цели в дальней зоне.

Ошибки, связанные с радиолокационной аппаратурой, должны быть сведены до 0,5 дБ или менее, что требует тщательного проектирования и выбора ее элементов. Дрейф чувствительности системы не должен превышать данное значение в течение времени, необходимого для записи одной ЭПР, которое иногда занимает до 1 ч. Динамический диапазон системы должен быть равен по крайней мере 40 дБ, более предпочтительно — 60 дБ. В этом диапазоне должна быть обеспечена линейность характеристики приемника, флуктуации которой должны 0,5 дБ или менее, а если нет, то должны быть приняты меры для исправления измеренных данных путем калибровки передаточной функции приемника (характеристики усиления).

Измерения ЭПР должны быть откалиброваны с использованием *метода замещения*, в котором объект с известными характеристиками рассеяния замещается на тестируемую цель. Задавая известные (измеренные или калиброванные)

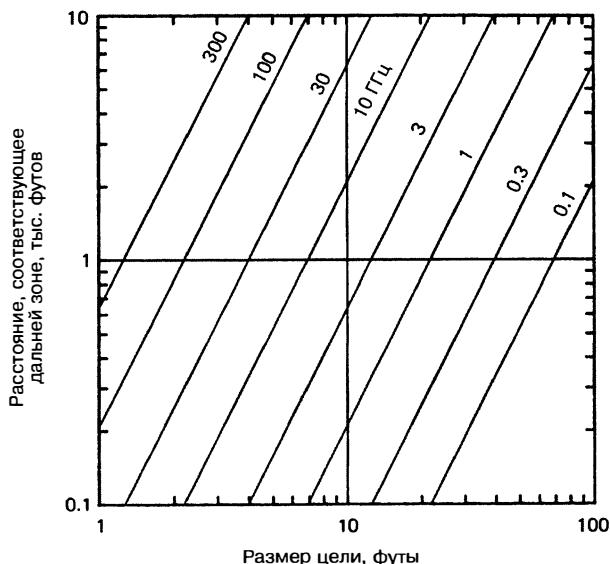


Рис. 14.20. Расстояние, соответствующее дальней зоне (печатается с разрешения SciTech Publishing, Inc. [50])

характеристики усиления приемника, можно выбрать константу, по которой показатели на выходе приемника могут быть преобразованы в абсолютные значения ЭПР. Общими калибровочными целями могут быть металлические сферы, прямые круговые цилиндры, плоские пластины и уголковые отражатели. ЭПР этих объек-

тов может быть рассчитана с помощью выражений, приведенных в разд. 14.3.

Поскольку остаточный фон рассеянного излучения искажает полезный сигнал, отраженный от цели, он должен быть минимизирован путем тщательного проектирования полигона и в процессе его эксплуатации. Внутренние стены в помещениях испытательных камер должны быть покрыты высококачественным радиопоглощающим материалом, поверхность земли на открытых полигонах должна быть гладкой и лишенной растительности. Оснастка для поддержки цели должна иметь низкие характеристики рассеяния.

Последствия нежелательных фоновых сигналов показаны на рис. 14.21. Поскольку относительная фаза между фоновым и выходным сигналом неизвестна, показаны две кривые, они соответствуют идеальным синфазным и противофазным условиям. Если фоновый сигнал равен выходному сигналу (отношение 0 дБ) и оба находятся в фазе, общая принятая мощность в четыре раза больше мощности любого из них. Это значение отображается в верхней левой части графика (6 дБ). Если сигналы находятся в противофазе, они компенсируют друг друга и сигнал отсутствует (нижняя левая часть графика).

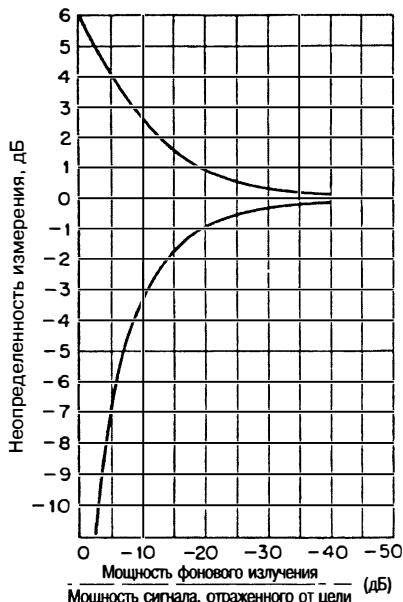


Рис. 14.21. Погрешность измерения в зависимости от относительного уровня мощности фонового сигнала

График показывает, что если ошибка, обусловленная фоновым сигналом, будет равна 1 дБ или менее, фоновый сигнал должен быть по крайней мере на 20 дБ ниже измеряемого сигнала.

Три вида различных конструкций опор используются при проведении измерений ЭПР объектов. Это пенопластовая опора в виде колонны, подвеска в виде струны и тонкий металлический пилон. Рассеяние пенопластовой опоры определяется двумя механизмами. Одним из них является когерентное отражение поверхности, а другим — некогерентный вклад за счет внутреннего рассеяния от поверхностей тысяч пузырьков, входящих в структуру пенопласта и формирующих его объем [51, 52]. Конструкция опор должна быть такой, чтобы их поверхность никогда не располагалась ближе, чем на 5–10° к линии визирования радара (в зависимости от частоты), тем самым минимизируется влияние их отражающей поверхности. Некогерентного рассеяния от внутреннего объема избежать невозможно, кроме того, оно не зависит от ориентации опоры. Объемное рассеяние пенопластовой опоры составляет порядка $1,6 \times 10^{-6} \text{ м}^2/\text{фут}^3$ * при частоте 10 ГГц [53].

Струнную подвеску лучше всего использовать в помещении, в котором ее можно закрепить на потолке, хотя в литературе рассматривалось ее использование на полигоне под открытым небом [54]. Для испытаний выбирают одну из трех конструкций, но в любом случае оснастку требуется выполнять на заказ с использованием строп или жгутов для поддержки цели. В первой конструкции используется одна точка крепления на потолке и поворотный стенд, закрепленный растяжками на полу, для вращения цели. Во второй конструкции цель подвешена на поворотном стенде, закрепленном на потолке, что позволяет уменьшить количество растяжек и нагруженных строп за счет более дорогостоящей оснастки. Третья конструкция является наиболее дорогостоящей, в ней используются два поворотных стенда, соединенных друг с другом, — один закреплен на потолке, другой на полу.

Отраженный от растяжек сигнал зависит от длины и диаметра растяжек, угла их наклона по отношению к падающей волне и диэлектрической постоянной их материала. Независимо от угла наклона два раза в течение полного поворота цели растяжки будут находиться по нормали к линии визирования и могут вызвать всплески в структуре ЭПР, которые могут быть ошибочно отнесены к ЭПР цели. В рэлеевской области ЭПР струны (растяжки) возрастает пропорционально ее диаметру в четвертой степени (см. рис. 14.4), для заданной прочности на растяжение диаметр увеличивается пропорционально корню квадратному относительно массы нагрузки. Следовательно, поскольку рассеиваемый сигнал возрастает пропорционально корню квадратному из массы нагрузки методы струнной подвески цели лучше всего подходят для измерения ЭПР легких объектов на низких частотах.

Использование для поддержки цели металлического пилона впервые было предложено в 1964 г. [54], однако практическая реализация конструкции была осуществлена только в 1976 г. Конструкция опоры показана на рис. 14.22, ее электромагнитные характеристики обусловлены остротой переднего края и его наклоном в

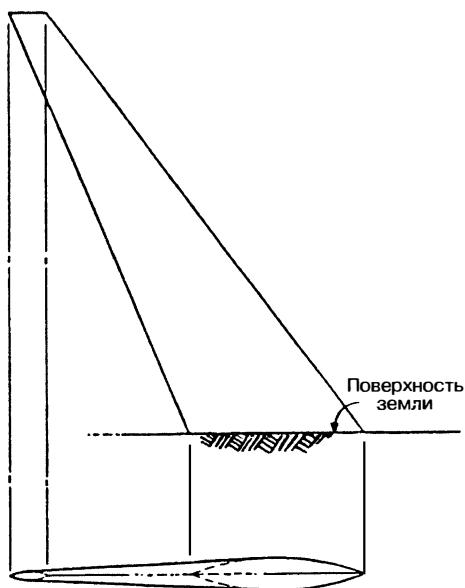


Рис. 14.22. Опора для цели в виде металлического пилона. Конструкция предназначена для испытаний с падающим излучением с левой стороны (печатается с разрешения SciTech Publishing, Inc. [55])

* Фут (ft) — единица длины в английской системе мер, 1 ft = 0,3048 м. — Прим. ред.

сторону радара (слева на рис.). Пилоны высотой 95 футов традиционно изготавливают из радиопоглощающего материала для подавления отраженных сигналов от переднего и заднего края.

Очевидным преимуществом металлических пилонов является превосходная грузоподъемность по сравнению с подвеской в виде струны и опорами из пенопластика. Однако, поскольку площадь верхней части пилона мала, вращающийся механизм, необходимый для изменения ракурса цели, приходится встраивать в саму цель. Как правило, это нарушает точность измерений характеристик цели. Большинство вращающихся механизмов для этих пилонов имеют двойную ось вращения — по азимуту и высоте. Когда измерения выполняются с помощью азимутального вращения при наклоне пилона в сторону от радара, части цели могут проходить через тень от верхней части пилона, что, возможно, снижает качество измерений. Один из способов избежать этого — перевернуть цель и наклонить пylon в другую сторону, чтобы ось вращения была обращена к радару, а не от него. Это требует установки поворотного устройства в верхней и нижней части цели. Неиспользованные внутренние полости таких установок должны быть скрыты крышками или щитами.

Часто приходится производить измерения на масштабных моделях, что требует применения законов подобия. Поскольку количество используемых непроводящих материалов должно быть уменьшено в других пропорциях по сравнению с проводящими материалами, невозможно удовлетворить все требования масштабирования для любых целей, состоящих из проводящих и непроводящих материалов. Для большинства целей, преимущественно металлических, проводится масштабное модельное испытание, поскольку для данных целей, которые являются идеально проводящими телами, наиболее точно выполняется закон подобия.

После нормировки относительно квадрата длины волн величины ЭПР двух идеально проводящих объектов одинаковой формы, но разного размера будут одинаковыми, если размеры объектов, выраженные в длинах волн, также будут равны. Если размер модели составляет $1/10$ от полного размера тела, тогда, например, ее размер должен составлять $1/10$ от полного размера в длинах волн (следует использовать частоту в десять раз меньше). ЭПР полномасштабной цели может быть получена из ЭПР масштабной модели путем умножения измеренной ЭПР модели на квадрат отношения двух частот. В этом примере данный множитель равен 10^2 , или 20 дБ.

Испытания на открытом полигоне. Открытые полигоны необходимы для испытаний и измерений ЭПР целей, слишком больших для закрытых помещений. Условие дальней зоны часто требует, чтобы расстояние до цели составляло несколько тысяч футов (см. рис. 14.20). Поскольку типичная высота целей над Землей составляет несколько десятков футов в лучшем случае, угол возвышения до цели, видимой радаром, чаще всего равен 1° и менее. При таких малых углах скольжения Земля сильно облучается антенной, и если не подавлять сигналы, отраженные от Земли, то цель будет облучаться переотраженным полем за счет многолучевого распространения. Следовательно, при проектировании открытого полигона должно быть принято решение учитывать сигналы, отраженные от Земли, или подавлять их. Как правило, легче их учитывать, чем пытаться подавить.

Полигоны, на которых при измерении учитывают многолучевые эффекты, обычно асфальтируют, чтобы улучшить отражение от Земли, хотя на многих полигонах работают с природными почвами. Асфальтирование полигонов обеспечивает постоянство характеристик отражающей поверхности и расширяет возможности по проведению измерений при более высоких частотах, нежели во всех других случаях. Проводящий экран, встроенный в асфальт, может улучшить отражающие свойства. Асфальтирование также устраниет необходимость поддержания ровного состояния земной поверхности, как в других случаях, например, путем удаления растительности или слаживания поверхности волнообразных ветряных наносов нестабильной почвы.

Угол падения и диэлектрические свойства асфальта и естественной почвы таковы, что фаза коэффициента отражения по напряжению находится в пределах нескольких градусов при фазе 180° . В таких случаях обычно можно выбрать комбинацию высот цели и антенны таким образом, чтобы волна, отраженная от Земли, приходила к цели в фазе с волной, распространяющейся непосредственно

от антенны. В результате разработаны следующие правила выбора высоты антенны и цели:

$$h_a h_t = \lambda R / 4, \quad (14.21)$$

где h_a и h_t — высота антенны и цели соответственно, R — расстояние до цели.

Поскольку большинство полигонов имеет поворотные стены или опорные пилоны для поддержки целей, установленные на нескольких фиксированных местах по отношению к постоянному радиолокационному комплексу, расстояние R обычно ограничивается несколькими заданными значениями. Цель укрепляют на высоте h_t , достаточно большой, чтобы свести к минимуму ложные взаимодействия с Землей, но в то же время достаточно малой, чтобы свести к минимуму размер и сложность структуры оснастки. Таким образом, для оптимизации расположения первого лепестка многолучевой вертикальной интерференционной диаграммы направленности легче всего регулировать высоту антенны. Это легко сделать путем установки радиолокационных антенн на колесных тележках, которые могут быть подняты или опущены вдоль рельсов, проложенных по стенам здания или башни.

Идеально плоская земная поверхность предполагает теоретическое увеличение чувствительности на 12 дБ по сравнению с идентичными измерениями, выполненными в свободном пространстве. Фактическое повышение, как правило, меньше, в первую очередь, из-за направленности антенн и препятствий на земной поверхности. Направленность антенны исключает возможность того, что цель будет одновременно находиться на оси реальной антенны и ее изображения на фоне земной поверхности, а коэффициент отражения типичной земной поверхности колеблется от 95% до 50% или менее. Для всех частот, за исключением очень высоких и очень низких (миллиметровый диапазон и ОВЧ), типичная чувствительность составляет порядка от 7 до 10 дБ, что выше показателей для свободного пространства, которые в идеале равны 12 дБ.

Когда расстояние до цели относительно мало и испытания должны проводиться в широком диапазоне частот, иногда бывает выгоднее подавить влияние эффектов земной поверхности. Одним из вариантов является установка фермы в форме перевернутой буквы V между радаром и целью. Наклонная верхняя поверхность фермы предназначена для отражения волн, рассеиваемой земной поверхностью в зоне цели. Другим вариантом является установка серии низких заградительных радиолокационных линий по всему полигону. Целью их установки является блокирование лучей, отраженных от Земли, на их пути от радара до цели и наоборот путем экранирования зеркальной зоны на Земле в том и другом направлении. Ограждения должны иметь определенный наклон с обеих сторон, чтобы отражать мощность вверх (за пределы испытательной зоны), и покрытие из поглощающего материала. Однако достаточно затруднительно предотвратить дифракцию радиолокационной мощности на верхней части ограждения для сигналов, как идущих к цели, так и рассеянных целью, которые направляются обратно к приемнику, поскольку на них действует тот же механизм рассеяния.

Из-за больших расстояний от РЛС до цели на открытых полигонах была разработана радиолокационная аппаратура с пиковой мощностью сигнала в диапазоне от 1 до 100 кВт. На полигонах для статических испытаний мощные приборы прошлых лет были в значительной степени заменены аппаратурой РЛС с когерентной ступенчатой частотой, которые намного более универсальны, однако мощные системы продолжают использоваться в динамических испытаниях для измерения ЭПР летящих или двигающихся целей на специальных полигонах для динамических испытаний. Измерительные системы со ступенчатой или качающейся частотой на статических полигонах способны собирать ЭПР при сотнях значений частот для одного поворота испытуемой цели. При необходимости отношение сигнал/шум может быть улучшено с помощью многоэтапных или многоступенчатых схем накопления сигнала. Платой за большую универсальность системы является требование более активного использования времени, необходимого для облучения на один поворот цели, что значительно увеличивает затраты на измерения.

Закрытые полигоны. Закрытые полигоны обеспечивают защиту от неблагоприятных погодных условий и, следовательно, большую продуктивность проведения испытаний, однако только при значительных затратах возможны испытания крупных

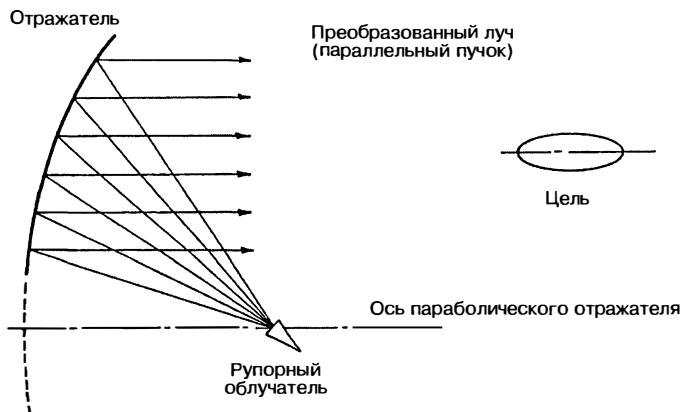


Рис. 14.23. Компактный полигон со смещенным параболическим отражателем

целей, характерные размеры которых составляют 10–30 м. Стены, пол и потолок данных полигонов должны быть покрыты высококачественным поглощающим материалом из-за их близости к радару и цели. Чем ниже рабочая частота, тем дороже поглощающий материал. Обычно используется поглотитель с коэффициентом рассеяния 0,50 дБ. Подобный уровень, как правило, достижим только у пирамидальных конструкций [56].

Первые закрытые испытательные камеры имели прямоугольную форму и, несмотря на установку хороших радиопоглощающих материалов на стенах, измерения ЭПР были присущи искажения, вызванные рассеянием сигналов от стен. Наибольшую проблему представляли отражения от задней стенки безэховой камеры, которая получает от 95 до 99% мощности излучения радара. Следовательно, поглощающий материал с лучшими свойствами должен быть предусмотрен именно для нее [57]. Отражения от пола, потолка, боковых стенок также приводили к ошибкам измерений вследствие четырехкратного отражения энергии зондирующего сигнала, которые не отличались от сигналов, отраженных от земной поверхности на открытых полиграонах. Решением этих проблем стало использование конических безэховых камер, конструкция которых устраняет большую часть боковых отражений от стен благодаря отклонению стен, пола и потолка от оси камеры [58, 59, 60].

Даже ЭПР целей малых размеров не может быть измерена в дальней зоне в закрытых помещениях, так как длина большинства камер не превышает 200 футов¹. Однако вполне возможно обеспечить необходимую равномерность излучения за счет использования *коллиматора*, который позволяет преобразовать зондирующую сигнал, излучаемый главным лучом ДНА источника измерения, в узкий параллельный пучок лучей. Это может быть сделано путем установки линз между облучающим радаром и целью [61, 62] или коллиматорного отражателя, выполняющего роль преобразователя излучения радара. Последняя конструкция получила название *компактного полигона*, поскольку появляется возможность генерации пучка параллельных лучей на гораздо меньшем расстоянии, чем было бы возможно без коллиматорного устройства.

Отражатель предполагает другой способ преобразования лучей. В отличие от линзы, которая помещается между радаром и тест-объектом, радар и тест-объект располагаются с одной стороны от отражателя, как показано на рис. 14.23. Полотно отражателя, как правило, смещают относительно оси параболического отражателя, то есть параболическая поверхность не включает вершину параболы. Это позволяет установить облучатель, формирующий излучение в направлении вне зоны действия луча, отраженного к цели. Если объект испытаний установлен в пределах

¹ 200 футов = 60,96 м. — Прим. ред.

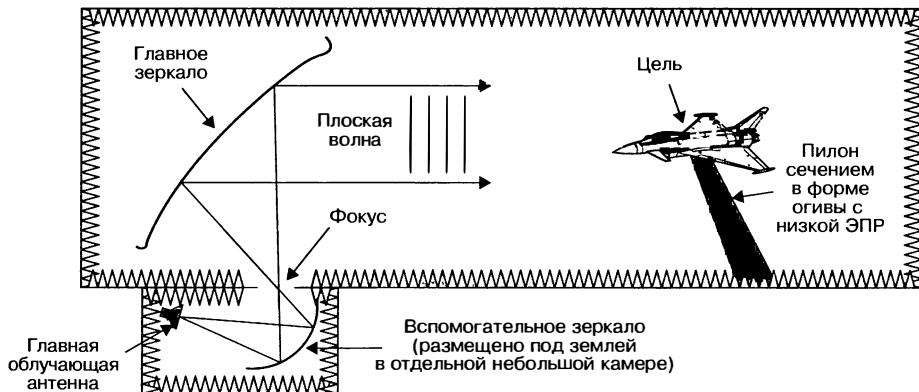


Рис. 14.24. Схема компактного полигона с двухзеркальной системой [20]

одного или двух фокусных расстояний от отражателя и если отражатель возбуждается облучателем соответствующей конструкции, отраженная волна имеет плоский фазовый фронт [61].

Однако конструкция края отражателя должна быть хорошо продумана, иначе падающее поле в зоне цели будет искажено нежелательными полями, рассеиваемыми краями отражателя. Дифракция волн вызывает флуктуации амплитуды и фазы поля распределения в зоне цели. В некоторых случаях эффект достаточно мал, поэтому им можно пренебречь, но при высококачественных измерениях флуктуации могут быть значительными. Конструкции главного отражателя с закругленными кромками, примерный вид зеркала которого приведен на рис. 14.24, способны минимизировать краевую дифракцию [62, 63]. Тем не менее цена, заплаченная за это улучшение в производстве, — гораздо более сложная конструкция отражателя.

Конструкция с одним отражателем, показанная на рис. 14.23, имела вполне удовлетворительные рабочие характеристики для испытаний малоразмерных целей, но вскоре стало ясно, что для испытаний многих жизненно важных целей, которые представляют интерес для военных, отражатель должен быть значительно больше. Обеспечение данного условия может быть достигнуто путем удвоения или утройства размера отражателя, но это приведет к появлению других проблем, в основном связанных с увеличением фокусного расстояния отражателя. Фокусное расстояние может быть сокращено за счет осевых ограничений в пространстве (вдоль линии визирования отражателя), однако тогда труднее контролировать распределение амплитуды поля по поверхности отражателя в связи с близостью облучателя. Было принято решение установить дополнительный отражатель меньшего размера в подземной галерее, построенной специально для него, как это представлено на рис. 14.24 [63, 64].

Установка дополнительного отражателя значительно увеличила фокусное расстояние главного зеркала, что упростило дальнейшую оптимизацию его облучения. Данная конструкция называется *системой зеркал Грегори* и характеризуется размещением между двумя отражателями фокуса, в котором сходится большая часть их лучей. Во второй конструкции — зеркалах Кассегрена — фокус является виртуальным и расположен позади дополнительного отражателя. Система зеркал Грегори позволяет создать меньшую апертуру между основной камерой и галереей дополнительного зеркала в отличие от системы Кассегрена [65].

Большие компактные полигоны, как показано на рис. 14.24, стоят очень дорого, их могут себе позволить только самые крупные компании (или государства), поэтому они работают с полной нагрузкой. Некоторые компании эксплуатируют свои компактные полигоны по 24 часа в сутки.

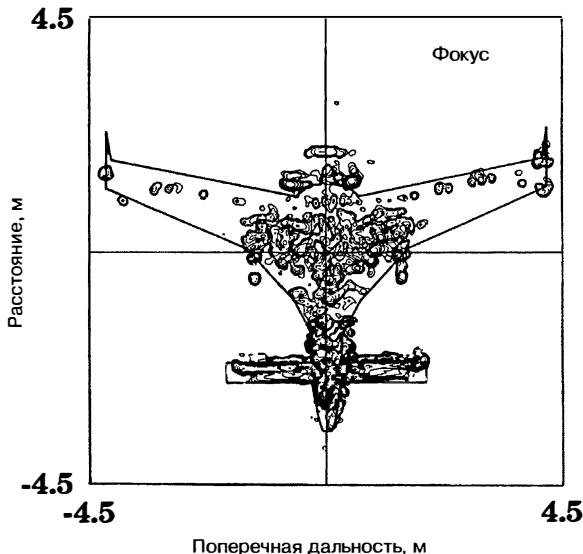


Рис. 14.25. Радиолокационное изображение небольшого беспилотного летательного аппарата. Очертания площади объекта в плане были добавлены для большей ясности. (Д.Л. Менса, США Тихоокеанский ракетный испытательный центр военно-морского флота)

Цели, измеряемые в помещении, находятся гораздо ближе к радару во время измерений, чем на открытом воздухе, поэтому нужные измерения могут производиться с помощью гораздо меньшей излучаемой мощности. Аппаратное обеспечение первых радаров для закрытых полигонов опиралось на простые источники непрерывного излучения, а нежелательное рассеяние излучения стенками камер подавлялось только путем прекращения процесса излучения. Процедура заключалась в подготовке камеры для измерения во всех направлениях, когда в ней не была еще установлена цель вместе с оснасткой. Небольшой образец передаваемого сигнала посыпался через переменный аттенюатор и переменный фазовращатель, а затем суммировался с принимаемым сигналом. Амплитуды и фазы сигнала образца корректировались таким образом, чтобы прекратить генерацию сигнала, привнесенного в отсутствие цели.

В настоящее время наличие недорогих источников с фазовой автоподстройкой и синтезированием частоты делает их привлекательными для сбора широкополосных данных для определения ЭПР, которые содержат гораздо больше информации о рассеянии энергии зондирующего сигнала целью, чем использующиеся при проведении измерений с помощью непрерывных сигналов одной частоты. Когда ЭПР-данные при когерентном рассеянии обрабатываются соответствующим образом, можно генерировать изображения целей с помощью РЛС с инверской синтезированной апертурой (ИРСА-изображения) или двумерные карты источников рассеяния тестируемых объектов [66].

На рис. 14.25 представлен пример такого изображения. В этом случае обработка данных, необходимая для создания данного изображения, выполняется с помощью двойного преобразования Фурье, одно — из частотной во временную область, а другое — из угловой области в боковую дальность. Обработка сигнала в частотно-временной области может выполняться практически в реальном времени (секунда или две секунды требуются для обработки и формирования отображения на экране монитора), но переход от угловой координаты к боковой дальности в этом примере должен выполняться в автономном режиме. Быстрое преобразование Фурье (БПФ) неизменно используется для ускорения обработки.

Данные для изображения, приведенного на рис 14.25, были собраны при использовании сигнала со ступенчатым изменением частоты при ширине спектра 2,1 ГГц и центральной частоте 3,4 ГГц. Ракурс наблюдения изменялся в секторе 35° с расширением в носовой части. Контуры изображения находятся на расстоянии 5 дБ друг от друга, полное изменение амплитуды составляет 30 дБ.

Разрешение обработанных изображений во временной шкале (по шкале дальности) обратно пропорционально ширине спектра излучаемого сигнала. Разрешение по боковой дальности обратно пропорционально угловому сектору, под которым собираются данные. Таким образом, технические характеристики системы приборов и частоты сбора данных азимутальной выборки должны быть заданы до начала измерений. Поскольку боковая координата полученного изображения перпендикулярна оси вращения цели, данную координату необходимо умножить на коэффициент масштабирования, который позволяет эффективно регистрировать созданный образ, скажем, на виде сверху на цель.

Полученные данные могут быть представлены в виде контурной карты, как показано на рис. 14.25, или в цветных или серых тонах в пиксельном формате. Здесь контуры цели накладываются на данные изображения для диагностического анализа, видно, что отличительные характеристики отражения создает носовое рассеяние падающего излучения. Подобные изображения могут быть получены и для других углов падения при условии, что вращение цели в секторе происходит достаточно широко, чтобы получить нужную боковую разрешающую способность по дальности и измерить цель при достаточном количестве углов в заданном секторе. На практике цель вращается непрерывно, пока не будут собраны данные при ступенчатой и качающейся частотах. Эмпирическое правило съема состоит в поддержании малой угловой скорости вращения, чтобы фаза отраженного сигнала в конце частотной развертки за счет движения цели не превышала 22,5° от фазы при испытаниях на неподвижной цели.

Обратите внимание, что носовая часть цели (радиоуправляемого ЛА) испещрена рассеивающими центрами большой концентрации, возможно, из-за вкладов внутренних структурных элементов. Задние края носового руля являются более сильными рассеивателями, чем передние. При носовом ракурсе, при котором были собраны данные для этого изображения, передние кромки крыльев практически невидимы. Тем не менее отметим несколько источников рассеяния вдоль параллельной линии, расположенной немного впереди задних кромок крыла. Если вращение цели происходит в плоскости углов, перпендикулярных одному из крыльев, передний край одного крыла будет «засвечен».

В области основания главного крыла мы видим большую концентрацию источников рассеяния. Некоторые из них лежат впереди поверхности крыла. Хотя мы можем сделать вывод об очевидных источниках рассеяния, чьи изображения в растянутом виде расположены позади любой рассеивающей неоднородности, что обусловлено временной задержкой из-за многократных отражений, но их затруднительно согласовать с фактическими неоднородностями *на передней* части тела. Мы видим несколько областей явных рассеивающих центров, расположенных в кормовой части хвоста самолета, но при отсутствии подробного описания объекта испытаний мы не можем интерпретировать их значение.

Эти «phantomные» рассеиватели обязаны своим существованием способу, с помощью которого система производит обработку данных о расположении рассеивателей в продольном или поперечном направлении на поверхности тела. Рассеиватели в нижней части тела сортируются в соответствии с временем запаздывания рассеиваемого ими сигнала, в боковом (поперечном) направлении сигналы рассеивателей сортируются в соответствии с величиной времени запаздывания вне зависимости от причины рассеивания, будь то отражение от фактического рассеивателя или же взаимодействия между рассеивателями. Несмотря на это, вклады некоторых центров рассеяния могут быть связаны с распространением рассеиваемого излучения в других направлениях, отличных от линии визирования РЛС, система не имеет возможности распознать этот факт. Поэтому, несмотря на мощную диагностическую ценность подобных изображений, надо иметь в виду, что всегда есть вероятность взаимодействий между элементами цели, которые способны создавать источники рассеяния не в тех местах, где расположены фактические неоднородности на поверхности тела.

14.5. Подавление вторичного радиолокационного излучения

Вероятность обнаружения объектов с помощью РЛС противника можно снизить путем уменьшения ЭПР. Основными методами уменьшения ЭПР являются подбор правильной формы цели и использование радиопоглощающих материалов. Под выбором формы подразумеваются выбор и создание поверхностей тела и его элементов таким образом, чтобы свести к минимуму количество рассеиваемой ими мощности, отраженной обратно к РЛС. Придание нужной формы основано на создании особой конструкции тела, включая правильное размещение воздухозаборников двигателя, которые могут создавать сильное рассеивание сигналов в направлении радара в тех местах, где они будут защищены от падающей волны другими частями цели. Цель использования радиопоглощающих материалов (РПМ, RAM — Radar-Absorbing Materials)¹ заключается в поглощении падающей мощности таким образом, чтобы свести к минимуму рассеиваемую мощность зондирующего сигнала, направленную обратно к РЛС. Оба метода имеют свои преимущества и недостатки.

Использование радиопоглощающих материалов. Цель применения радиопоглощающих материалов — снижение мощности вторичного измерения и, таким образом, уменьшение мощности рассеянного или отраженного сигнала обратно к РЛС. Большинство радиопоглощающих материалов предназначено для снижения зеркального отражения от металлических поверхностей, но стелс-технология породила развитие поглотителей и для отражений незеркальных, которые предназначены, в первую очередь, для подавления отраженных сигналов, создаваемых за счет поверхностных бегущих волн.

Самым простым поглотителем зеркальных отражений является экран Солсбери, который представляет собой тонкое покрытие толщиной $1/4$ длины волны, укрепленное на металлической поверхности, чтобы закрыть последнюю от радара [67]. Такая конструкция наиболее эффективна при зондировании объекта в направлении, перпендикулярном к поверхности покрытия, при его сопротивлении 377 Ом на 100 квадратных футов ($9,29\text{ м}^2$) (полное сопротивление свободного пространства) вся мощность зондирующей волны переносится на покрытие и не отражается обратно к радару. Тем не менее экран Солсбери, состоящий из одиночного слоя покрытия, имеет ряд ограничений. Тонкие листы и прокладки с низкими потерями являются слишком хрупкими конструкциями, их полоса пропускания 20 дБ в редких случаях составляет 25% , а технические характеристики ухудшаются по мере отклонения угла падения от нормали к поверхности.

Проблему хрупкости твердых материалов покрытия преодолеть нелегко, но ширину полосы пропускания можно увеличить путем наложения друг на друга нескольких листов покрытия, как показано на рис. 14.26. Подобная форма конструкции



Рис. 14.26. Поглотитель Яумана представляет собой конструкцию покрытия из тонких резистивных листов, уложенных в передней части металлической переборки, расположенных на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга, где K — диэлектрическая постоянная прокладки. Классический экран Солсбери из одного слоя является элементарным случаем такого типа конструкций

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Radar-Absorbing Materials» (RAM) используется термин «радиопоглощающие материалы» (РПМ). — Прим. ред.

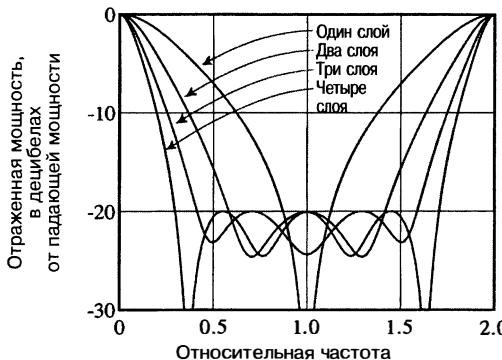


Рис. 14.27. Эксплуатационные характеристики четырехслойных поглотителей Яумана. Все четыре слоя были оптимизированы для создания полосы пропускания на уровне -20 дБ. Сопротивление слоев должно увеличиваться от низкого значения для внутреннего слоя до высокого значения для внешнего слоя

называется *поглотителем Яумана*. Ширина полосы пропускания возрастает с увеличением числа слоев и может достигать значительной величины 140% в конструкции из четырех слоев, как это показано на рис. 14.27. Цена, заплаченная за это расширение полосы пропускания, — существенное увеличение толщины, громоздкость всей конструкции, которая становится непрактичной для тактических военных целей.

Как и экран Солсбери, *слой Далленбаха* также представляет собой простой поглотитель. Материал равномерно распределен по всему объему и представляет собой смесь соединений со специально подобранным показателем преломления. Данная конструкция может включать в себя материалы, приводящие к магнитным потерям, а также углеродные частицы, вызывающие электрические потери. Таким образом, электрическая и магнитная реактивная проводимость (относительные диэлектрическая и магнитная проницаемость) имеют мнимую компоненту, результатом чего является показатель преломления с мнимой компонентой. В результате мнимая часть коэффициента распространения ослабляет волны, проходящие через материал.

Большинство коммерческих версий поглотителей Далленбаха являются гибкими и могут быть использованы в качестве покрытий для слабо изогнутых поверхностей. Диэлектрические поглотители, как правило, изготавливают из резиновой пены, иногда уретана с импрегнированием частиц углерода. Импрегнирование (пропитка) может быть выполнено путем погружения сжатого куска материала в ванну с графитовой сuspензией и последующими отжимом и сушкой. Магнитные слои Далленбаха могут быть нанесены путем прокатки смеси натурального или синтетического каучука с наполнителем из карбонильного железа или ферритовых порошков. Чем ниже содержание порошка, тем больше гибкость листа, но хуже его электромагнитные эксплуатационные характеристики. Диэлектрические и магнитные слои Далленбаха обычно выпускают толщиной от 1 мм до 1 см. Магнитные листы имеют массу более 320 фунтов/фут³, что делает их непрактичными для большинства тактических приложений.

Передняя поверхность и металлическая подложка являются единственными источниками отражения слоя Далленбаха. Использование существующих на данном этапе материалов делает невозможным сведение к нулю любого рассеяния. Следовательно, целью конструктора является такой выбор электрических свойств слоя, чтобы отражения от лицевой стороны и металлической подложки компенсировали друг друга. Если электрические свойства материала играют главную роль, оптимальная толщина слоя должна быть близка к величине $\lambda/4$, измеряемой в материале. Если материал отличается в первую очередь магнитными свойствами, слой может быть гораздо тоньше.

Как с простым экраном Солсбери, можно наложить друг на друга несколько слоев Далленбаха в попытках расширить полосу пропускания, в результате получая так называемый *дифференцированный поглотитель*. Для оптимальной работы внутреннее сопротивление каждого слоя обычно получается тем меньше, чем ближе слой расположен к металлической подложке или защитному слою. Пять или более слоев были использованы в коммерческом производстве дифференцированных диэлектрических поглотителей, однако коммерческие дифференцированные магнитные поглотители состоят только из трех слоев. Очень важно в процессе проектирования учитывать фактическую толщину и электрические свойства клейкой пленки, используемой для склеивания слоев. Эти материалы являются слишком непрочными или тяжелыми для большинства военных приложений.

Пирамидальный поглотитель используется для снижения отражений от стен в закрытых камерах и представляет собой особенно действенный метод изменения эффективного сопротивления, «видимого» падающей волной. Поглотитель изготавливают из гибкого пенопласта с углеродной пропиткой, затем его нарезают в форме пирамиды. Он имеет оптимальные эксплуатационные характеристики, когда положение вершины пирамиды соответствует направлению зондирования, а высота пирамиды должна быть порядка от 3 до 6 длин волн. Пирамидальные поглотители обычно покрывают огнезащитными красками, чтобы удовлетворить требованиям безопасности, но на высоких частотах краска снижает эксплуатационные характеристики материала. Тем не менее пирамидальные поглотители достаточной толщины улучшают эксплуатационные характеристики на уровне не менее 0,50 дБ. Поскольку работа подобных поглотителей основана на устраниении отражения от лицевой поверхности с помощью отражения от поверхности подложки, они обладают большой полосой пропускания. В общем, пирамидальный поглотитель с острыми вершинами и равномерными объемными потерями эксплуатационных характеристик может иметь полосу пропускания, превышающую 100:1 [60].

Поглотителям незеркальных отражений не нужно иметь большую толщину для обладания характеристиками, сравнимыми с зеркальным поглотителем. Предназначенные в первую очередь для подавления отражений, образованных поверхностью бегущей волной, незеркальные материалы имеют возможность уменьшить накопление поверхностных токов в диапазоне нескольких длин волн *вдоль поверхности*. Они способны иметь вполне удовлетворительные характеристики просто в результате прикрепления тонкого слоя к металлической поверхности, что позволяет снизить массу конструкции. В связи с этим вклад поверхности бегущей волны, образующейся на длинных гладких поверхностях, подавить наиболее просто. Тем не менее толщину и геометрическое распределение поглотителей поверхности волны следует изменить для достижения оптимальных эксплуатационных характеристик.

С этой точки зрения должно быть очевидно, что применение радиопоглощающих материалов для уязвимых целей является не очень эффективным способом снижения их заметности. Данные материалы являются тяжелыми, требуют чрезмерного ухода за поверхностью и технического обслуживания, имеют ограниченную полосу пропускания и, что важно не в последнюю очередь, являются дорогостоящими. Гораздо более приемлемым вариантом является выбор или разработка правильной конструкции формы тела, которые должны осуществляться на начальной стадии разработки системы.

Выбор формы тела. Выбор и разработка правильной конструкции формы тела состоят в подборе такого расположения элементов поверхностей тела и их краев, чтобы при облучении тела РЛС свести к минимуму вклад отраженных от них сигналов в общее электромагнитное поле, рассеянное целью. Такой подход к выбору конструкции влияет на облик корпуса летательного аппарата или профиля корпуса военно-морских судов, что первоначально вызывало возмущение конструкторов самолетов и кораблей. Однако нет никакого смысла рассматривать управление конфигурацией объекта, пока не будут определены основные направления угрозы — по азимуту или высоте или их комбинация. Если все направления равновероятны, то преимущество при выборе одного направления будет ликвидировано повышением угрозы с другого направления. Во многих случаях, однако, общее направление угрозы можно прогнозировать.

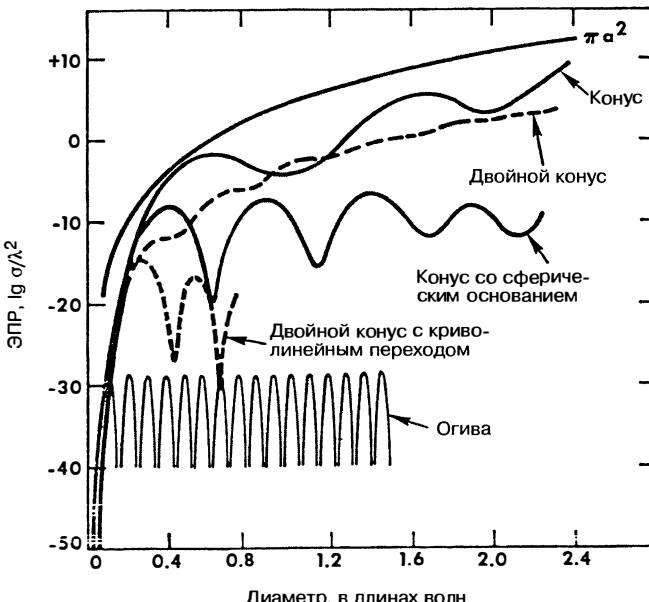


Рис. 14.28. ЭПР ряда тел вращения одинакового размера и площади проекции (У.И. Блор [68] © IEEE 1964)

На рис. 14.28 продемонстрировано снижение ЭПР путем создания правильной конфигурации цели. Приведенные на рисунке кривые построены на основе теоретических знаний и измерениях ЭПР и показывают, как носовая (осевая) ЭПР варьируется в зависимости от электрического размера каждого из шести осесимметричных металлических тел, показанных на рис. 14.29. Диаметры и площади проекций тел идентичны, и их объемы отличаются не более чем в 2 раза. За исключением сферы, чья ЭПР, рассчитанная по законам геометрической оптики, показана вверху слева, все объекты имеют тот же носовой ракурс (40°), и из шести фигур только огива имеет самую низкую ЭПР. Таким образом, по крайней мере вдоль осей этих конкретных тел ЭПР можно минимизировать путем выбора соответствующего профиля поверхности.

Тем не менее достижение низкого уровня рассеяния в диапазоне ракурсов, представляющих интерес, как правило, сопровождается более высокими уровнями рассеяния в других угловых направлениях. Таким образом, выбор оптимальной конфигурации цели всегда должен включать оценку изменения ЭПР в достаточно широком диапазоне

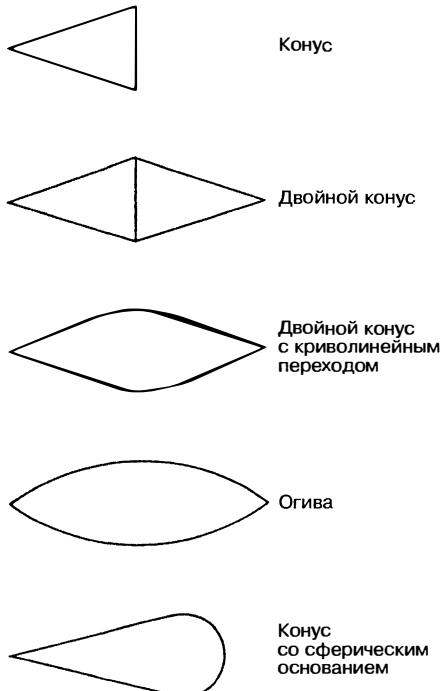


Рис. 14.29. Объекты, ЭПР которых приведены на рис. 14.28



Dryden Flight Research Center EC96- 43902- 1
SR-71B photographed from Air Force tanker.
28Jan1997 NASA photo by Jim Ross

Рис. 14.30. Разведчик Lockheed's SR-71 Blackbird

ходимые уровни ЭПР конкретных конструкций транспортных средств должны быть установлены с помощью анализа их предназначения, прежде чем будет принято решение о применимости критериев к конфигурации цели.

Разработку и выбор правильной конфигурации цели обычно затруднительно или дорого внедрять для транспортных средств или объектов, уже находящихся в производстве, потому что конструкция транспортного средства и его профиль были выбраны и оптимизированы для конкретных целевых функций. Изменения в конструкции после начала производства, следовательно, могут нанести вред основным техническим характеристикам транспортного средства. Если рассматривать вариант управления ЭПР, то выбор конфигурации объекта должен быть включен в разработку концептуальной конструкции транспортного средства задолго до начала любого производства. Кроме того, разработка новых конструкций форм не очень эффективна для небольших тел с точки зрения электрических размеров.

Транспортные средства с малыми ЭПР. Ниже приведены некоторые примеры транспортных средств с малыми ЭПР, начиная с первых попыток конструирования объектов, невидимых для радаров.

SR-71. Конструирование транспортных средств с малыми ЭПР, вероятно, началось, когда Кларенс («Kelly») Джонсон, знаменитый конструктор Lockheed, начал разработку A-12, одного из прототипов носителя разведывательной аппаратуры SR-71 Blackbird. Работая в легендарном подразделении Skunk Works компании Lockheed, он признал важность привлечения инженера-конструктора и специалиста по ЭПР во внутренний круг проектной группы. Контракт на разработку A-12 был заключен в 1959 г. [69], и в начале 1964 г. A-12 уже выполнял свою миссию по всему миру.

Влияние работы специалистов по радиолокационной заметности (радиолокационным характеристикам) из команды Джонсона видно на рис. 14.30. Наиболее примечательной особенностью SR-71 является гребень, который идет от носа до основания дельтовидного крыла. В носовом секторе радиолокационные отраженные сигналы будут доминировать за счет отражения от воздухосборников двигателей,

углов для снижения ее в направлениях ожидаемой угрозы. Такой подход предполагает возможность измерения ЭПР нескольких объектов с предполагаемыми конструкциями поверхности, или возможность расчета ЭПР данных целей, или комбинацию данных методов.

При выборе правильной конфигурации цели используются два подхода. Один заключается в замене плоской поверхности изогнутыми поверхностями и, тем самым, устранении узких лепестков диаграммы направленности с большой интенсивностью. Это не очень эффективный подход, поскольку он повышает общий уровень рассеяния в близлежащих угловых направлениях. Второй подход заключается в расширении плоских и однократно изогнутых поверхностей для дальнейшего сужения зеркального лепестка, даже за счет повышения его интенсивности. Логика такого подхода заключается в том, что вероятность обнаружения пропорциональна средней ЭПР в диапазоне телесных углов наблюдения, и если ширина лепестка достаточно мала, ее вклад в среднюю ЭПР может быть меньше, чем у более широких и менее интенсивных лепестков. Необъ-

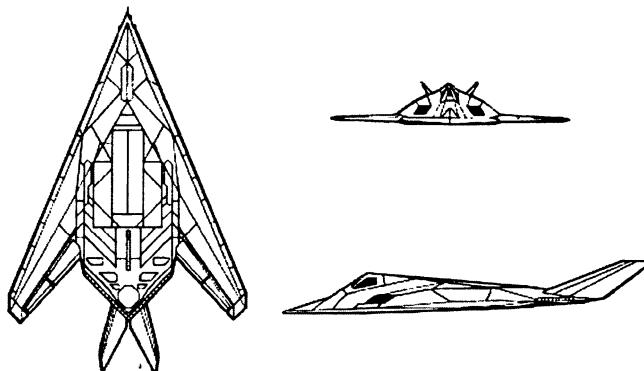


Рис. 14.31. Истребитель Lockheed's F-117 Nighthawk

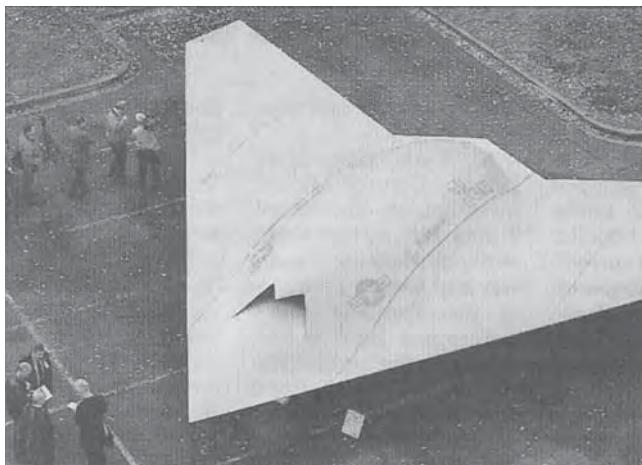
здесь вклад гребня будет пренебрежимо малым. В поперечном направлении при облучении данной цели гребень снижает зеркальное рассеяние, которое падает с другой окружной стороны носовой части фюзеляжа. Обратите внимание, что хвостовое оперение скосено внутрь, тем самым оно отклоняет радиолокационные волны, падающие вверх (от радара), если смотреть со стороны. Такая конструкция значительно снижает рассеяние SR-71 в узком секторе боковых углов.

F-117. Самым большим источником рассеяния SR-71 при носовом ракурсе являются, вероятно, воздухозаборники двигателей, которые обеспечивают их тягу и располагаются у передних кромок крыла. Воздухозаборники F-117 Nighthawk, наоборот, установлены над крылом, а также в кормовой части передней кромки и выглядят как маленькие черные ромбы на виде спереди F-117, показанном на рис. 14.31. Таким образом, воздухозаборники защищены от наземных радаров, когда F-117 находится в горизонтальном полете. Тем не менее разработчики F-117 придумали решетчатые колпаки для воздухозаборников, которые в теории предотвращают проникновение радиолокационных волн в каналы воздухозаборников, что вызывает многократное переотражение волн и их возврат непосредственно к радару [70].

Поскольку решетчатая конструкция колпаков воздухозаборников уменьшает поток воздуха, потребление должно быть увеличено до восстановления нормального потока. Позже выяснилось, что решетка имеет склонность к обледенению, что было преодолено конструкторами с помощью электрической системы обогрева. Наиболее примечательными особенностями F-117 являются его граненый (плохой с аэродинамической точки зрения) профиль поверхности и сильный наклон хвостового оперения. У этого самолета сильно скосено не только хвостовое оперение, но и крма, и крылья. Хотя Lockheed удалось создать сверхзвуковой самолет SR-71, используя необычные материалы, низкая ЭПР была достигнута за счет снижения скорости F-117 до дозвуковой. Корпус самолета покрыт тонким слоем радиопоглощающего материала, края которого сделаны зубчатыми для уменьшения отражений, люки и крышки полностью сливаются с фюзеляжем.

Бомбардировщик B-2 Spirit. Компания Northrop, генеральный подрядчик в разработке B-2 Spirit, столкнулась с той же проблемой размещения двигателя, что и Lockheed при создании F-117 Nighthawk. Решение было то же самое: вставить воздухозаборники двигателей в верхнюю часть фюзеляжа. Возможно, потому, что у B-2 была иная миссия, нежели у F-117, Northrop не стала устанавливать решетчатые колпаки на воздухозаборники двигателей. Конструкторы Northrop разработали навесные капоты, которые открывались при скоростях посадки и взлета, чтобы увеличить поток воздуха в двигатели. Капоты затем убирались, когда самолет набирал крейсерскую скорость, чтобы создать оптимальную тягу и достичь нужных эксплуатационных характеристик.

В интересах снижения радиолокационного отражения от корпуса самолета конструкторы Northrop намеренно построили B-2 без хвостового оперения. Помимо этого, интересно, что F-117 и B-2 имеют некоторые общие черты. Одной из них являются округлые законцовки крыла, которые имеют тенденцию к снижению



KEVIN P. CASEY ASSOCIATED PRESS

Рис. 14.32. Боевой беспилотник X-45С компании Boeing (фото Associated Press)

концентрированных отражений поверхностных бегущих волн, которые сосредотачиваются вдоль передних кромок крыла. Другой является использование тонких радиопоглощающих покрытий, которые имеют зубчатую форму по краям люков, крышек и навесов для подавления отражений от краевых разрывов поверхностей корпусов. Еще одним сходством является то, что B-2, как и F-117, являются дозвуковыми самолетами. Это говорит о том, что, хотя использование гребня, возможно, имело смысл на фюзеляже легендарного Mach-3 SR-71, оно отнюдь не является жизнеспособным подходом для снижения отражений от передней кромки крыла.

Фактически конструкторы самолета B-2 признали еще в начале проектных работ, что было бы почти невозможно уменьшить ЭПР переднего края их дозвукового самолета до приемлемого уровня. В таком случае они решили наклонить все передние и задние кромки на общий угол стреловидности 34° . Их рассуждения заключались в том, что если они не могут подавить рассеяние от кромок, то лучшим вариантом было бы наклонить их под одинаковым углом во всех четырех направлениях в пространстве. Таким образом, все концевые кромки на B-2 параллельны ведущим кромкам.

Боевой беспилотник X-45C. Компания Boeing представила макет «С» своей беспилотной боевой машины в середине 2000-х годов, менее чем через десять лет после финансирования проекта Defense Advanced Research Projects Administration (DARPA). Associated Press опубликовало фотографию макета самолета, показанную на рис. 14.32. Корпус самолета составляет 49 футов в ширину и 39 футов в длину.

Угол в носовой части конструкции планера при виде сверху почти вдвое больше, чем у F-117, но едва ли равен половине носовой части угла B-2, так что угол носовой конструкции планера X-45С, кажется, является компромиссом этих двух конструкций летательных аппаратов. Обратите внимание, что отсутствие кабины снижает заметность самолета. Действительно, капот воздухозаборников двигателя заменяет кабину, и даже кромки воздухозаборников сделаны целиком зубчатыми, чтобы уменьшить их вклад в отраженный сигнал при облучении РЛС. Отсутствие хвостового оперения и контур заднего края при виде сверху указывают на сильные влияния конструкции B-2 при выборе конструкции X-45С.

Суда с малыми ЭПР. Обычные суда, как правило, — очень большие объекты с большим количеством горизонтальных и вертикальных отражающих поверхностей, которые рассеивают излучение под прямым углом, образуя угловые отражатели большой интенсивности. Они также могут иметь много отдельных отражателей, которые способствуют получению большой ЭПР. Для достижения малых ЭПР горизонтальные/вертикальные конструкции изменены таким образом, чтобы

использовать наклонные поверхности, которые снижают влияние угловых отражателей. Поверхность наклона также перемещает угол падения радиолокационного излучения в дальние боковые лепестки большинства поверхностей судна. Таким образом, вертикальные переборки часто наклонены внутрь корпуса судна [71].

Литература

1. E. F. Knott, "Radar observables," in *Tactical Missile Aerodynamics: General Topics*, Vol. 141, M. J. Hemsch, ed., Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1992, Chap. 4.
2. E. G Schneider, "Radar," Proc. IRE, vol. 34, pp. 528–578, August 1946.
3. S. D. Robertson, "Targets for microwave navigation," Bell Syst. Tech. J., vol. 26, pp. 852–869, 1947.
4. J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1941, pp. 414–420, 563–567.
5. J. Rheinstein, "Backscatter from spheres: A short-pulse view," IEEE Trans., vol. AP-16, pp. 89–97, January 1968.
6. D. Atlas, L. J. Battan, W. G. Harper, B. M. Herman, M. Kerker, and E. Matijevic, "Back-scatter by dielectric spheres (refractive index ~ 1.6)," IEEE Trans., vol. AP-11, pp. 68–72, January 1963.
7. E. F. Knott, A. W. Reed, and P. S. P. Wei, "Broadside echoes from wires and strings," *Microwave Journal*, pp. 102 et seq., January 1999.
8. S. S. Chang and V. V. Liepa, "Measured backscattering cross section of thin wires, University of Michigan, Rad. Lab. Rept. 8077-4-T, May 1967.
9. L. Peters, Jr., "End-fire echo area of long, thin bodies," IRE Trans., vol. AP-6, pp. 133–139, January 1958.
10. P. S. P. Wei, A. W. Reed, C. N. Erickson, and M. D. Bushbeck, "Study of RCS measurements from a large flat plate," in Proc. 27th AMTA Conference, Antenna Measurement Techniques Association Symposium, Newport, RI, October 31, 2005, pp. 3–8.
11. E. F. Knott, "A tool for predicting the radar cross section of an arbitrary corner reflector," in IEEE Publ., IEEE Southeastcon' 81 Conference, 81CH1650-1, Huntsville, AL, April 6–8, 1981, pp. 17–20.
12. E. F. Knott, "RCS reduction of dihedral corners," IEEE Trans., vol. AP-25, pp. 406–409, May 1977.
13. W. C. Anderson, "Consequences of non-orthogonality on the scattering properties of dihedral reflectors," IEEE Trans., vol. AP-35, pp. 1154–1159, October 1987.
14. E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section*, Raleigh, NC: SciTech Publishing, Inc., 2004, p. 254.
15. R. G. Hajovsky, A. P. Deam, and A. H. LaGrone, "Radar reflections from insects in the lower atmosphere," IEEE Trans., vol. AP-14, pp. 224–227, March 1966.
16. F. V. Schultz, R. C. Burgener, and S. King, "Measurements of the radar cross section of a man," Proc. IRE, vol. 46, pp. 476–481, February 1958.
17. C. R. Vaughn, "Birds and insects as radar targets: A review," Proc. IEEE, vol. 73, pp. 205–227, February 1985.
18. J. R. Riley, "Radar cross section of insects," Proc. IEEE, vol. 73, pp. 228–232, February 1985.
19. L. N. Ridenour (ed.), *Radar System Engineering*, MIT Radiation Laboratory Series, Vol. 1, New York: McGraw-Hill Book Company, 1947, p. 76.
20. U.S. Air Force web site, December 2005. <http://www.wrs.afrl.af.mil/other/mmf/compre.htm>.
21. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1980, p. 45.
22. M. I. Skolnik, "An empirical formula for the radar cross section of ships at grazing incidence," IEEE Trans., vol. AES-10, p. 292, March 1974.

23. S. Ramo and J. R. Whinnery, *Fields and Waves in Modern Radio*, 2nd Ed., New York: John Wiley & Sons, 1960, pp. 272–273.
24. J. A. Stratton, Ref. 4, pp. 464–467.
25. R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, New York: Macmillan Company, 1968.
26. R. E. Kleinman, “The Rayleigh Region,” Proc. IEEE, vol. 53, pp. 848–856, August 1965.
27. J. W. Crispin, Jr. and K. M. Siegel, eds., *Methods of Radar Cross Section Analysis*, New York: Academic Press, 1968, pp. 144–152.
28. E. F. Knott, “A progression of high-frequency RCS prediction techniques,” Proc. IEEE, vol. 73, pp. 252–264, February 1985.
29. E. F. Knott et al., Ref. 14, p. 192.
30. E. F. Knott et al., Ref. 14, pp. 194–195.
31. T. B. A. Senior, “A survey of analytical techniques for cross-section estimation,” Proc. IEEE, vol. 53, pp. 822–833, August 1965.
32. I. J. Gupta and W. D. Burnside, “Physical optics correction for backscattering from curved surfaces,” IEEE Trans., vol. AP-35, pp. 553–561, May 1987.
33. J. B. Keller, “Diffraction by an aperture,” J. Appl. Phys., vol. 28, pp. 426–444, April 1957.
34. J. B. Keller, “Geometrical theory of diffraction,” J. Opt. Soc. Am., vol. 52, pp. 116–130, 1962.
35. R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, “A uniform theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface,” Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1448–1461, November 1974.
36. J. J. Bowman, P. L. E. Uslenghi, and T. B. A. Senior (eds.), *Electromagnetic and Acoustic Scattering by Simple Shapes*, Amsterdam: North-Holland, 1969, p. 258.
37. P. Ia. Ufimtsev, “Approximate computation of the diffraction of plane electromagnetic waves at certain metal boundaries, Part I: Diffraction patterns at a wedge and a ribbon,” Zh. Tekhn. Fiz. (U.S.S.R.), vol. 27, no. 8, pp. 1708–1718, 1957.
38. P. Ia. Ufimtsev, “Approximate computation of the diffraction of plane electromagnetic waves at certain metal boundaries. Part II: The diffraction by a disk and by a finite cylinder,” Zh. Tekhn. Fiz. (U.S.S.R.), vol. 28, no. 11, pp. 2604–2616, 1958.
39. P. Ia. Ufimtsev, “Method of edge waves in the physical theory of diffraction,” U. S. Air Force Systems Command, Foreign Technology Division Doc. FTD-HC-23-259-71, 1971. (Translated from the Russian version published by Moscow: Soviet Radio Publication House, 1962.)
40. E. F. Knott et al., Ref. 14, pp. 209–214.
41. K. M. Mitzner, “Incremental length diffraction coefficients,” Northrop Corporation, Aircraft Div. Tech. Rept. AFAL-TR-73-296, April 1974.
42. E. F. Knott, “The relationship between Mitzner’s ILDC and Michaeli’s equivalent currents,” IEEE Trans., vol. AP-33, pp. 112–114, January 1985. [In the last term of Eq. (15) in this reference, the dot preceding the minus sign should be deleted and b should be replaced by $\sin b$; in Eq. (20), the sign of the first term on the right side must be reversed.]
43. A. Michaeli, “Equivalent edge currents for arbitrary aspects of observation,” IEEE Trans., vol. AP-32, pp. 252–258, March 1984. (See also correction, vol. AP-33, p. 227, February 1985.)
44. A. Michaeli, “Elimination of infinites in equivalent edge currents, Part I: Fringe current components,” IEEE Trans., vol. AP-34, pp. 912–918, July 1986.
45. A. Michaeli, “Elimination of infinites in equivalent edge currents, Part II: Physical optics components,” IEEE Trans., vol. AP-34, pp. 1034–1037, August 1986.
46. F. A. Sikta, W. D. Burnside, T. T. Chu, and L. Peters, Jr., “First-order equivalent current and corner diffraction scattering from flat plate structures,” IEEE Trans., vol. AP-31, pp. 584–589, July 1983.
47. R. B. Mack, “Basic design principles of electromagnetic scattering measurement facilities,” Rome Air Development Center Rept. RADC-TR-81-40, March 1981.

48. R. B. Dybdal, "Radar cross section measurements," Proc. IEEE, vol. 75, pp. 498—516, April 1987.
49. R. G. Kouyoumjian and L. Peters, Jr., "Range requirements in radar cross section measurements," Proc. IEEE, vol. 53, pp. 920—928, August 1965.
50. E. F. Knott et al, Ref. 14, p. 461.
51. M. A. Plonus, "Theoretical investigation of scattering from plastic foams," IEEE Trans., vol. AP-13, pp. 88—93, January 1965.
52. T. B. A. Senior, M. A. Plonus, and E. F. Knott, "Designing foamed-plastic materials," Microwaves, pp. 38—43, December 1964.
53. E. F. Knott and T. B. A. Senior, "Studies of scattering by cellular plastic materials," University of Michigan, Rad. Lab. Rept. 5849-1-F, April 1964.
54. C. C. Freeny, "Target support parameters associated with radar reflectivity measurements," Proc. IEEE, vol. 53, pp. 929—936, August 1965.
55. E. F. Knott et al., Ref. 14, p. 471.
56. W. H. Emerson, "Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years," IEEE Trans., vol. AP-21, pp. 484—490, July 1973.
57. L. Solomon, "Radar cross section measurements: How accurate are they?" Electronics, vol. 35, pp. 48—52, July 20, 1962.
58. W. H. Emerson and H. B. Sefton, Jr., "An improved design for indoor ranges," Proc. IEEE, vol. 53, pp. 1079—1081, August 1965.
59. H. E. King, F. I. Shimabukuro, and J. L. Wong, "Characteristics of a tapered anechoic chamber," IEEE Trans., vol. AP-15, pp. 488—490, May 1967.
60. R. B. Dybdal and C. O. Yowell, "VHF to EHF performance of a 90-foot quasi-tapered anechoic chamber," IEEE Trans., vol. AP-21, pp. 579—581, July 1973.
61. R. C. Johnson, H. A. Ecker, and R. A. Moore, "Compact range techniques and measurements," IEEE Trans., vol. AP-17, pp. 568—576, September 1969.
62. W. D. Burnside, M. C. Gilreath, B. M. Kent, and G. L. Clerici, "Curved edge modification of compact range reflector," IEEE Trans., vol. AP-35, pp. 176—182, February 1987.
63. R. C. Rudduck, M. C. Liang, W. D. Burnside, and J. S. Yu, "Feasibility of compact ranges for near-zone measurements," IEEE Trans., vol. AP-35, pp. 280—286, March 1987.
64. W. D. Burnside, C. W. Pistorius, and M. C. Gilreath, "A dual chamber Gregorian subreflector for compact range applications," Proc. of the Antenna Measurement Techniques Association, September 28 — October 2, 1987, pp. 90—94.
65. E. F. Knott, Radar Cross Section Measurements, New York: Van Nostrand Reinhold, 1993, pp. 33—38.
66. D. L. Mensa, High Resolution Radar Imaging, Norwood, MA: Artech House, 1981.
67. W. W. Salisbury, "Absorbent Body for Electromagnetic Waves," U.S. Patent 2,599,944, June 10, 1952.
68. W. E. Blore, "The radar cross section of ogives, double-backed cones, double rounded cones, and cone spheres," IEEE Trans., vol. AP-12, pp. 582—590, September 1964.
69. M. D. O'Leary and Eric Schulzinger, SR-71: Inside Lockheed's Blackbird, Oseola, WI: Motorbooks International Publishers & Wholesalers, 1991.
70. B. Sweetman and J. Goodall, Lockheed F-117A, Oseola, WI: Motorbooks International Publishers & Wholesalers, 1990.
71. E. F. Knott, "RCSR Guidelines Handbook," Final Technical Report on EES/GIT Project A-1560-001," Engineering Experiment Station, Georgia Institute of Technology, April 1976.

ГЛАВА 15

ОТРАЖЕНИЕ СИГНАЛОВ ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Льюис Б. Ветцель
научно-исследовательская
лаборатория ВМС США

15.1. Введение

Обратное рассеяние передаваемого сигнала от элементов поверхности моря часто ставит серьезные ограничения перед действующими РЛС в плане распознавания отраженных сигналов от кораблей, воздушных судов, ракет, навигационных буев и других целей, которые также находятся внутри элементов разрешения РЛС, как и морская поверхность. Эти интерференционные сигналы, как правило, называют *морским клаттером сигнала*, или *помеховыми отражениями от морской поверхности*. Поиск правильного распознавания этих важных источников искажения радиолокационного излучения начинался со сбора и анализа данных о помеховых отражениях от морской поверхности, которые предоставляли действующие РЛС, в целях установления связи между сигналами, отраженными от морской поверхности, с одной стороны, и параметрами РЛС и морской среды, с другой. Большая часть первых разработок в этом направлении относится ко времени Второй мировой войны, их можно найти в одном из томов обширной серии документов о радиолокационных исследованиях RADLAB, проведенных в тот период [1]. Но в большинстве случаев данные о помеховых отражениях от морской поверхности, собранные в то время и даже в 1960-х годах, представляют собой отдельные документы об изолированных экспериментах, часто со скучными, неполными или вводящими в заблуждение описаниями поверхности моря.

Казалось бы, очень просто уточнить эти результаты с помощью радиолокационной аппаратуры, работающих в широком спектре частот РЛС, и параметров окружающей среды, регулярно собираемых для практического использования. Но в то время как параметры радиолокационной системы и ее конфигурации, такие как частота, размер элемента разрешения, поляризация, угол скольжения облучения и т.д., получить вполне возможно, обратная ситуация складывается с выбором и количественной оценкой параметров окружающей среды. Во-первых, не всегда ясно, какие параметры окружающей среды являются важными. Например, скорость ветра, безусловно, влияет на уровень помеховых отражений от морской поверхности, но корреляция этих помех, скажем, с показаниями анемометра судна часто оказывается противоречивой. И хотя волнение поверхности моря (*состояние моря*) оказывает, по-видимому, сильное влияние, это субъективный показатель и его связь с действующими местными ветрами часто бывает неопределенной. Кроме того, было установлено, что температура воздуха и поверхности моря может повлиять на способ, который используется для измерения скорости вызывающего волнение ветра, связанного с определенным уровнем помеховых отражений от морской поверхности. Но значения этих эффектов недооценивались на протяжении большей части истории измерений этого вида помех, поэтому температуры воздуха и морской воды редко регистрируются. Наконец, даже если признана важность данного параметра окружающей среды, часто трудно (или слишком дорого) провести его точные измерения в реальных морских условиях.

Несмотря на то, что многие аспекты помеховых отражений от морской поверхности, таким образом, остаются удручающе плохо определенными, в первых работах в данном направлении были распознаны некоторые общие тенденции, такие как возрастание среднего уровня помех при низких и промежуточных углах скольжения с ростом величины этих углов и скорости ветра (или при ухудшении

состояния моря) и, как правило, больше при вертикальной поляризации и в направлениях против ветра / по ветру. (Другие описания помеховых отражений от морской поверхности и историю их исследований можно найти в работах Сколника [2], Натансона [3] и Лонга [4].) Помеховые отражения от морской поверхности, однако, — сложное явление, представляющее различную картину в зависимости от ракурса, с которым РЛС исследует поверхность моря. Например, часто отмечается, что, если смотреть на индикатор с линейной разверткой (амплитуда сигнала относительно диапазона), появление помеховых отражений от морской поверхности сильно зависит от размера элемента разрешения, или зоны облучения РЛС. Крупные элементы разрешения кажутся распределенными в определенном диапазоне и могут быть охарактеризованы усредненной по поверхности ЭПР с относительно низкими колебаниями около среднего значения. По мере уменьшения размера элемента разрешения в помехах все чаще появляются последовательности изолированных целеподобных, или дискретных, отражений, которые изменяются во времени. При более высокой разрешающей способности РЛС дискретное отражение, как правило, выделяется на общем фоне, что происходит при обоих видах поляризации, но наиболее очевидно при горизонтальной поляризации и малых углах скольжения. Эти изолированные отражения называют *морскими выбросами*, они являются общим компонентом помеховых отражений от морской поверхности в этом режиме работы РЛС. Совершенно очевидно, что понимание помеховых отражений от морской поверхности во всех аспектах будет огромным достижением. К счастью, тесная связь между радиолокацией и океанографией достигла высокого уровня в области дистанционного зондирования, что привело к накоплению большого количества как экспериментальной, так и теоретической информации о зависимости рассеяния на радиолокационных частотах от океанографических переменных. Во многом эта информация служит основой значительной части наших сегодняшних представлений о помеховых отражениях от морской поверхности.

При моделировании помеховых отражений от морской поверхности существует различие между *теорией*, которая связывает физические свойства рассеяния морской поверхностью принимаемого сигнала, и *описанием* помеховых отражений от морской поверхности с точки зрения статистической модели (например Рэлея, логнормальной, Вейбулла и К-распределения), которая, хотя иногда указывает на физические процессы рассеяния, имеет большой непосредственный интерес для разработчика радиолокационной системы, позволяя ему выявлять вероятности обнаружения целей и распознавать ложные тревоги.

Исторически сложилось так, что попытки теоретического объяснения наблюдаемого поведения помеховых отражений от морской поверхности прослеживаются, по существу, от работ времен Второй мировой войны и описаны в известном труде радиационной лаборатории Массачусетского технологического института, упомянутом выше [1]. К сожалению, модели рассеяния, разработанные в этот период, вместе с большинством работ на эту тему, опубликованных в течение следующего десятилетия, не смогли убедительным образом учесть поведение помеховых отражений от морской поверхности, вызванных обратным рассеянием. В 1956 году, однако, Кромби отметил, что при высокой частоте (ВЧ, HF — High Frequency)¹ радиоволн (десятки метров) рассеяние возникало в результате резонансного взаимодействия с морскими волнами величиной в половину падающей волны, т.е. относилось к типу рассеяния Брэгга [5]. В середине 1960-х подкрепленная теоретическими исследованиями различных аппроксимаций малых морских волн и измерений морских волн в экспериментальных ваннах в идеализированных условиях модель Брэгга была введена в микроволновом режиме многими разработчиками [6–8]. Это произвело революцию в представлениях о происхождении помеховых отражений от морской поверхности, поскольку речь шла о *спектре* морских волн, таким образом, сформировалась связь между физическими и океанографическими характеристиками помеховых отражений от морской поверхности, что заложило основу *радиоокеанографии*. Тем не менее основные концептуальные проблемы в применении гипотезы рассеяния Брэгга в микроволновом диапазоне, наряду с ее

¹ В русскоязычном издании вместо термина «High Frequency» (HF) используется термин «высокая частота» (ВЧ). — Прим. ред.

неспособностью решения важных проблем измерений помеховых отражений от морской поверхности, на протяжении многих лет приводили к продолжению исследований физической природы морских помех и разработкам наилучшего способа их моделирования [9–14]. Поэтому предположения о физической модели будут сведены к минимуму в разделах, посвященных эмпирическим характеристикам поведения помеховых отражений от морской поверхности. Задача моделирования помеховых отражений от морской поверхности будет обсуждаться отдельно в следующем разделе.

15.2. Характеристики поверхности моря

Наблюдения за поверхностью моря раскрывают ряд ее характерных особенностей, называемых клиньями, пиками, волнами, пеной, турбулентностью и брызгами, а также набегающими (прибой) волнами всех размеров и массы. Любая из этих особенностей или все сразу могут вносить вклад в рассеяние электромагнитных волн, ответственных за появление помеховых отражений от морской поверхности. Основной океанографической характеристикой поверхности моря, однако, является *спектр морских волн*, который мало говорит о деталях этих характеристик, но содержит много информации о поверхности моря в целом и является основой для применения гипотезы брэгговского рассеяния. Соответственно, некоторый учебный материал, описывающий спектральные характеристики поверхности моря в данном разделе, наряду с кратким обсуждением явлений, таких как набегание волны и другие эффекты поверхности, вносят свой вклад в производство *морских выбросов* на ЭПР морской поверхности.

Существуют два основных типа поверхностных морских волн — *капиллярные* и *гравитационные*, это подразделение обусловлено причиной их появления — поверхностным натяжением или действием силы тяжести соответственно. Переход одного типа в другой происходит при длине волны около 2 см, таким образом, более мелкие капиллярные волны составляют тонкую структуру морской поверхности, в то время как гравитационные волны — крупные и видимые ее элементы. Морские волны появляются в основном под действием ветра, но это не значит, что «местный» ветер является главным показателем типа волновой структуры поверхности. Для того чтобы взволновать поверхность полностью до *возбужденного* или *равновесного* состояния, ветер должен дуть в течение достаточного времени (*длительность ветра*) на достаточном расстоянии (*разгон волны под действием ветра*). Та часть волновой структуры, которая производится непосредственно местными ветрами, называется *ветровыми волнами*. Однако волны распространяются не только под действием местного ветра, поэтому в любом месте морской поверхности может наблюдаться значительное местное волновое движение из-за волн, приходящих издалека, может быть, от далекого шторма. Волны такого типа называются *зыби*, и так как поверхность, по которой перемещаются волны, действует как фильтр низких частот, компоненты зыби часто принимают форму низкочастотной синусоиды с длинными гребнями.

Спектр морских волн. Спектр морских волн, описывающий состояние морской поверхности, существует в нескольких формах. Если поверхность моря наблюдается во времени в фиксированной точке, полученные временные ряды можно обработать, чтобы обеспечить *частотный спектр* $S(f)$ подъема поверхности, где $S(f) df$ является показателем энергии (т.е. квадратом высоты волны) в интервале частот между f и $f + df$. Волновой спектр измеряют в открытом океане, в первую очередь для изучения гравитационных волн вплоть до длины волны 1 м. Измерение спектров капиллярных волн в открытом океане особенно трудновыполнимо [15, 16].

Для гравитационных волн частота f и волновое число K связаны дисперсией

$$f = (1/2\pi) (gK)^{1/2}, \quad (15.1)$$

где g — ускорение силы тяжести, $K = 2\pi/\Lambda$, Λ — длина волны. Хотя каждая отдельная гравитационная волна подчиняется этому соотношению, в данную точку на поверхности моря волны могут прийти с любой стороны, поэтому они характеризуются *двумерным вектором распространения* с ортогональными компонентами K_x

и K_y , где K — величина, использованная в уравнении (15.1), $K = (K_x^2 + K_y^2)^{1/2}$. Волновой спектр, связанный с $S(f)$, является функцией двух компонентов K , которая обычно обозначается как $W(K_x, K_y)$. Эта величина называется *спектром направленных волн* и выражает асимметрию, связанную с ветрами, течениями, преломлением, изолированными компонентами зыби и т.д.

Для данного источника асимметрии, например ветра, различные части спектра будут отображать поведение волн в различных направлениях. Например, на полностью развитой поверхности моря большие волны будут иметь тенденцию двигаться в направлении ветра, в то время как меньшие волны будут более изотропными. Направленные спектры труднее измерить, поэтому их получают с помощью различных экспериментальных методов, таких как матрица показателей волномерных вех, которые измеряют высоту волн над поверхностью точек матрицы, многокоординатные акселерометрические буи, стереофотография, и даже при обработке радиолокационных сигналов обратного рассеяния. Тем не менее спектр частот, измеренный в точке, может содержать информацию о направлении волны, поэтому волновой спектр $W(K)$ часто определяется в терминах частотного спектра $S(f)$ соотношением

$$W(K) = S(f(K)) \left(df / dK \right), \quad (15.2)$$

где соотношение между f и K определяется формулой (15.1). Для учета направления ветра $W(K)$ иногда умножается на эмпирическую функцию K и направление Φ по отношению к направлению ветра.

Океанологи не всегда соглашались относительно формы частотного спектра. Неравновесные условия формирования волн, недостаточное время выборки, недостаточно точные данные о глубине дна и т.д. могут исказить набор данных, на основе которых получают эмпирические спектры. Тем не менее путем тщательного отбора данных из многих источников, гарантирующего, что наблюдается только равновесное состояние (полностью развитое) моря и ветер всегда измеряется на одной и той же высоте (обычно принимается 10 метров), Пирсон и Москвиц [17] создали простой эмпирический спектр, который оказался популярным и полезным. Он имеет вид

$$S(f) = Af^{-5} e^{-B(f_m/f)^4}, \quad (15.3)$$

где g — ускорение силы тяжести и $f_m = g / 2\pi U$ соответствует частоте волн, движущихся со скоростью, равной скорости ветра U . A и B — эмпирические константы. Этот спектр показан на рис. 15.1 для ряда значений скоростей ветра. Для отслеживания влияния увеличения скорости ветра нужно просто перемещать нижнюю границу частоты по асимптоте высокой частоты f^{-5} в сторону низких частот. (Следует отметить, что большинство океанографических спектров основаны на измерениях на относительно низких частотах и поэтому не могут быть приняты всерьез на частотах выше 2 Гц. Тем не менее эти спектральные формы часто используются для частот до 20 Гц или больше в радиолокационном прогнозировании в рамках условий Брэгга.)

Преобразование этого спектра частот в спектр изотропного волнового уравнения происходит с помощью результатов решения уравнения (15.2) в виде спектра аналогичной формы, только с асимптотой K^{-4} . Филипс [17] получил эту асимптотику на основе размерностей и широко использовал упрощение, полученное путем замены гладкого пика на рис. 15.1 резкой отсечкой. Обычно этот спектр называют *спектром Филипса*:

$$\begin{aligned} W(K) &= 0,005K^{-4} & K > g/U^2 \\ W(K) &= 0 & K < g/U^2, \end{aligned} \quad (15.4)$$

где волновое число отсечки соответствует частоте f_m пика в формуле (15.3). В противоположность этой очень упрощенной форме представлены очень сложные спектры, разработанные на основе более тщательных эмпирических исследований [18], а также более сложных теоретических заключений [19].

При обсуждении характеристик поверхности моря на основе спектра морских волн следует иметь в виду, что спектр является весьма усредненным описанием распределения поверхностной энергии между волновыми числами, или частотами наблюдаемых волн.

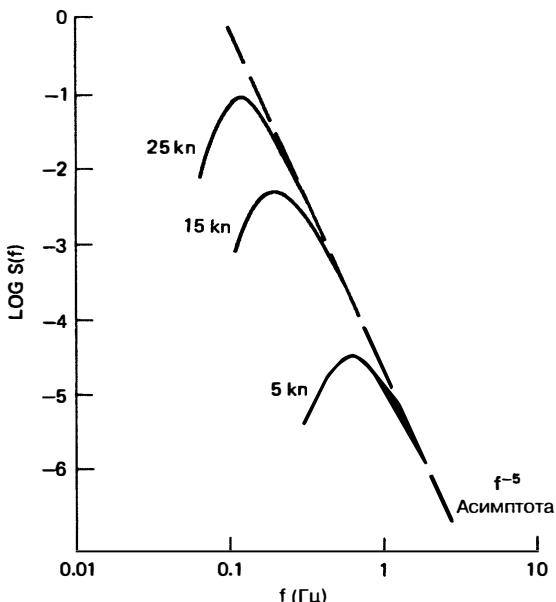


Рис. 15.1. Спектр частот морских волн Пирсона—Московица, представляющий полностью развитую морскую поверхность (У.Дж. Пирсон-мл. и Л. Московиц [16] © American Geophysical Union 1968)

Поскольку фазы этих волн отсутствуют, спектр не дает никакой информации о детальной морфологии самой поверхности, т.е. о сложных особенностях поверхности, которые обусловливают поле рассеяния. Этот вопрос будет вновь поднят ниже.

Общие характеристики морской поверхности. Форма кривых на рис. 15.1 показывает, что система морских волн имеет резкие пики, поэтому можно получить общее представление о поведении основных волн на поверхности, принимая значения периода ($1/f$) и длины волны ($2\pi/K$) определенными в спектральном пике. Эти значения относятся к волне, удовлетворяющей уравнению дисперсии (15.1) и имеющей фазовую скорость $C = 2\pi f / K$, равную скорости ветра U . По формуле (15.1) период T' и длина волны Λ' , тем самым, определены в форме

$$T' = 0,64U \quad \Lambda' = 0,64U^2, \quad (15.5)$$

где U измеряется в метрах в секунду. Например, самые большие волны на полностью развитой морской поверхности при ветре 15 узлов (8 м/с) будут иметь длину волны около 135 футов (41 м) с периодом 5 с.

Статистическое распределение высоты волн на поверхности океана весьма близко к гауссовскому при среднеквадратической высоте, которую можно получить путем интегрирования спектра высоты волны по всем частотам (или волновым числам). Для спектров, подобных изображенным на рис. 15.1, среднеквадратическая высота волны задается примерным соотношением

$$h_{rms} = 0,005U^2 \text{ м.} \quad (15.6)$$

Среднеквадратическая высота волны содержит вклады всех волн на поверхности моря, но очень часто это высота пика-впадины самых высоких волн, которые представляют главный интерес. Это определенно следы фарватера судна или затенения поверхности при низких углах скольжения радиолокационного облучения. Значительная высота, или высота пика-впадины волн, равная $1/3$ самых высоких волн, имеет такой размер. Она обозначается $H_{1/3}$ и берется в шесть раз больше спектральной среднеквадратической амплитуды (см., например, работу Кинсмана [20], рис. 8.4-2). При ветре со скоростью 15 узлов это лишь около 2 футов, но для

ураганного ветра со скоростью 40 узлов волна поднимается почти до 15 футов, что представляет собой довольно сильное волнение.

Глядя на море, наблюдатель может описать то, что рассматривается с точки зрения *субъективного состояния моря*, например «гладкое», «покрытое рябью» или «бурное». Если эти описания привести в порядке усиления волнения и присвоить номера, эти цифры определяют *состояние моря*. Аналогичная числовая шкала существует для скорости ветра — *шкала Бофорта* — с цифрами, которые несколько выше, чем данные, соответствующие состоянию моря. Но она редко используется по отношению к помеховым отражениям от морской поверхности.

Есть, однако, два числа, которые обычно используются для обозначения состояния поверхности моря: субъективное состояние моря и измеренная скорость ветра. Только тогда, когда ветер был достаточно *продолжительным* и имел достаточный *разгон*, чтобы создать *полностью развитую морскую поверхность*, высоту волн можно связать с ним однозначно. Описательные характеристики поверхности моря, которые обычно используются относительно помеховых отражений от морской поверхности, — состояние поверхности моря, скорость ветра и связанная с ним равновесная высота волны — приведены в табл. 15.1 (скорость ветра в узлах, значительная высота волны в футах и продолжительность / разгон ветра, необходимые для полностью развитой поверхности моря — в часах в морскую милю). Интересно отметить, что средняя скорость ветра над Мировым океаном составляет около 15 узлов, что соответствует состоянию моря 3 балла.

Таблица 15.1. Характеристики поверхности моря

Состояние морской поверхности, баллы	Скорость ветра, узлы	Высота волны $H_{1/3}$, футы	Продолжительность/разгон, ч/морские мили
1 (спокойное)	Более 7	1	1/20
2 (легкое волнение)	7—12	1—3	5/50
3 (умеренное волнение)	12—16	3—5	15/100
4 (бурное)	16—19	5—8	23/150
5 (очень бурное)	19—23	8—12	25/200
6 (высокие волны)	23—30	12—20	27/300
7 (очень высокие волны)	30—45	20—40	30/500

Прибой, набегающие волны и другие возмущения поверхности моря. Наблюдаемые особенности поверхности моря, которые являются самыми вероятными источниками резко локализованных радиолокационных отражений, называемых *морскими выбросами*, представляют собой явления, сами по себе резко локализованные, включая набегающие волны всех размеров, вызванные либо ветром, либо нелинейными взаимодействиями между системами волн. Высокие набегающие волны демонстрируют две характерные модели поведения: *разлив*, при котором происходит выравнивание неустойчивого пика волны, и *погружение*, где пик закручивается вокруг своей оси и сталкивается с передней поверхностью в виде каскада водных масс, заканчивающегося хаотическим волнением [20]. Другое явление — *набегающая микроволна* (микроприбой) — малый гидравлический удар, вызванный порывом ветра или другой волной. Как отмечалось ранее, сильно усредненные волновые спектры неспособны описать морфологию таких поверхностных характеристик и, к сожалению, физическая океанография по-прежнему не в состоянии обеспечить в целом удовлетворительное описание или характеристику набегающих волн [21]. Тем не менее есть два полезных эвристических параметра, связывающих элементы набегающей волны со скоростью ветра. Плотность гребней волн является видимым показателем активности набегающих волн и имеет степенную зависимость от скорости ветра — $\rho_{wb} U$ [3, 5, 22]. Средняя длина фронта набегающей волны, движущегося со скоростью c , также зависит от

скорости ветра и определяется параметром $\Lambda(c)$ [23]. Эти параметры будут описаны ниже, когда мы обсудим некоторые более поздние модели помеховых отражений от морской поверхности. Дополнительной особенностью мелких набегающих волн или других значительных нелинейных возмущений является появление «паразитных» или «связанных» капиллярных волн, присоединенных к возмущению поверхности моря и движущихся вместе с ним [20, 24]. Они, как правило, имеют малоамплитудную локализованную и узкополосную функцию.

15.3. Эмпирическое описание поведения помеховых отражений от морской поверхности

Помеховые отражения от морской поверхности являются функцией многих параметров, некоторые из них имеют сложную взаимозависимость, поэтому мы еще раз хотим подчеркнуть, что подробное описание их поведения с большой долей уверенности или точности — далеко не легкая задача. Например, при надлежащем измерении помеховых отражений от морской поверхности необходимо указывать поляризацию, частоту радиолокационного облучения, угол скольжения, разрешающую способность и размер элемента разрешения РЛС. Следовательно, скорость и направление ветра должны быть измерены на заданной высоте над уровнем моря, и если результаты сравнимы с результатами, полученными другими экспериментаторами, длительность и разгон ветра также должны быть указаны для обеспечения стандартизации равновесного состояния моря. Поскольку эти измеренные параметры ветра относятся к структуре движения воздуха около поверхности моря через пограничный слой атмосферы, форма этого слоя должна быть определена путем измерения воздушных и морских температур. Было установлено, что помехи отражения от морской поверхности могут зависеть от направления длинных волн, включая зыбь в области измерения, поэтому в идеале следует также измерять спектры направленных волн. Маловероятно, что все эти окружающие условия будут записаны с достаточной точностью при каждом измерении помеховых отражений от морской поверхности, поэтому следует ожидать значительных различий в параметрах окружающих условий, в которых происходит сбор данных о помехах отражений от морской поверхности различными экспериментаторами. Интересно отметить, что во многих сообщениях об измерениях помеховых отражений от морской поверхности, особенно в старой литературе, можно найти значительные несоответствия между скоростью ветра и высотой волн. Например, при скорости ветра до 5 узлов может быть отмечена высота волн 6 футов, а при ветре 20 узлов — высота 2 фута. Эти парные значения не соответствуют значениям для равновесного состояния моря, представленным в табл. 15.1, и указывают на незамеченное или неучтенное наличие сильной зыби или неравновесных условий для ветра либо комбинации обоих случаев. Даже с учетом правильной регистрации всех переменных зафиксированные данные о морских помехах могут иметь очень широкий динамический диапазон, особенно на малых углах скольжения.

Поскольку помеховые отражения от морской поверхности, как правило, рассматриваются в качестве поверхностно-распределенного процесса, основным параметром помех считается нормированная эффективная площадь рассеяния поверхности (НЭПР, NRCS — Normalized Radar Cross Section)¹ σ^0 , которую, как правило, называют *сигма-нулевое* и измеряют в децибелах по отношению к $1 \text{ м}^2/\text{м}^2$. Величину получают путем деления экспериментально измеренной эффективной площади рассеяния на площадь облученной поверхности, поэтому различия в определении этой площади могут привести к противоречиям между различными сообщениями об измерениях НЭПР. Рассеяние от любых распределенных целей включает в себя произведение зон переданного и принятого облучения, интегрированных по поверхности цели. Эти зоны покрывают одну и ту же область для моностатической РЛС и будут зависеть от импульса и ширины луча, расстояния и угла скольжения.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Normalized Radar Cross Section» (NRCS) используется термин «нормированная эффективная площадь рассеяния» (НЭПР). — Прим. ред.

Если предполагается, что эти зоны облучения имеют тип «радиуса поражения» (постоянная амплитуда резко падает до нуля на половине мощности), то соотношение между фактической эффективной площадью рассеяния помеховых отражений σ_c как вывод из принятой мощности, полученной из уравнения радиолокации, и НЭПР σ^0 будет иметь вид

$$\sigma^0 = \sigma_c / A_f, \quad (15.7)$$

где для РЛС с антенной с шириной луча B и прямоугольным импульсом длительностью τ , отслеживающей поверхность на расстоянии R при угле скольжения ψ , площадь A_f будет иметь вид либо

$$A_f = \pi (BR)^2 / 4 \sin \psi \quad (15.8)$$

при ограниченных условиях распространения луча (например для РЛС с непрерывным излучением (НИ) или длинноимпульсной РЛС при высоких углах скольжения), либо

$$A_f = (\pi t / 2) BR / \cos \psi \quad (15.9)$$

при ограничении ширины импульса (например короткоимпульсная РЛС при низких углах скольжения).

Однако реальные РЛС не производят зон облучения типа «радиус поражения», поскольку диаграмма направленности антенны имеет сложный профиль и требуется формирование импульса. По этой причине эффективная площадь A должна быть получена путем интегрирования по поверхности фактического профиля амплитуды зоны облучения, которая, как правило, приводит к меньшему значению, чем определяется формулами (15.8) или (15.9). Это даст большие значения σ^0 как производные от измеренных значений σ_c по формуле (15.7). Большинство экспериментаторов использовали ширину диаграммы направленности для половинной мощности в формуле (15.8) или (15.9) с ошибкой, которая обычно составляет всего 1 или 2 дБ.

Статистика помеховых отражений от морской поверхности. Выводы об измерениях помеховых отражений, сделанные до 1970-х годов, могут быть найдены в нескольких стандартных справочниках по РЛС [2, 3] и радиолокационным помехам [4]. Среди программ этого периода самой амбициозной была программа, реализованная в конце 1960-х годов в Военно-морской исследовательской лаборатории (NRL — Naval Research Laboratory) [25], в которой бортовая РЛС, установленная на воздушном судне и работающая на четырех частотах (4FR) с горизонтальной и вертикальной поляризацией в УВЧ- (428 МГц), L- (1228 МГц), C- (4455 МГц) и X-диапазонах (8910 МГц), производила измерения помеховых отражений от поверхности моря в направлениях против ветра, по ветру и при боковом ветре со скоростями от 5 до 50 узлов при угле скольжения от 5° до 90° . Система была откалибрована для работы со стандартными металлическими сферами, выбрасываемыми с самолета, а скорость ветра и высота волны фиксировались в области измерений бортовой аппаратурой.

Как правило, образцы значений σ^0 для данного набора радиолокационных и экологических параметров разбросаны в широком диапазоне значений и в NRL измерения были организованы в вероятностных распределениях, как показано на рис. 15.2. Данные, представленные в виде сплошной линии, построены для нормального распределения, для сравнения показаны рэлеевское и лог-нормальное распределения (пунктирные линии). По оси ординат откладывался *процент времени*, в течение которого абсцисса *росла*, а по оси абсцисс — значение σ^0 , как это определено формулой (15.7), с площадью A , взятой из уравнения (15.8) или формулы (15.9) соответственно. Данное распределение является демонстрацией помех из сравнительно большой зоны облучения данной РЛС (длительность импульса около 0,5 мкс, разрешение 75 м), измеренных при промежуточных углах скольжения (от 20° до 70°) при умеренной скорости ветра (около 15 узлов). Это распределение ведет себя как рэлеевское, но показывает тенденцию к лог-нормальному поведению при больших ЭПР. Из подробного статистического анализа данных NRL 4FR Валенсуэла и Лэйинг [26] пришли к выводу, что, по крайней мере для данного эксперимента, распределение ЭПР помеховых отражений от морской поверхности было промежуточным между рэлеевским и лог-нормальным распределениями.

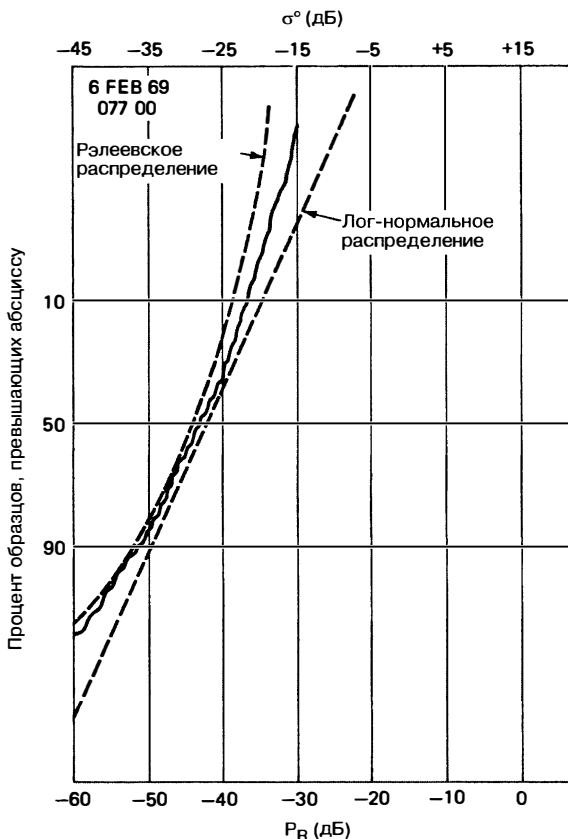


Рис. 15.2. Пример распределения вероятности помеховых отражений от морской поверхности (Дж.Си. Дейли и др. [25])

Организация данных образцов в вероятностные распределения делает усредненное значение (50%) удобным статистическим показателем ЭПР помеховых отражений от морской поверхности. Но многие исследователи обрабатывают свои данные, чтобы обеспечить среднее значение, и потому превращение *усредненного* в *среднее* требует знания функции распределения вероятностей; следовательно, необходимо соблюдать осторожность, чтобы избежать двусмысличности при сравнении измерений различных экспериментаторов. Оригинальный анализ данных NRL 4FR основан на усредненной ЭПР и предположениях о зонах облучения антенным лучом типа «радиуса поражения», представленных в формулах (15.8) и (15.9) [25–27]. В последующих представлениях этих данных [28] усредненные значения σ^0 были заменены средними с повышением их примерно на 1,6 дБ, а площадь A в формуле (15.7) была пересмотрена с точки зрения более реалистичной конической зоны облучения, что добавило к значениям еще от 1 до 2 дБ. Это означает, что возможна разница от 3 до 4 дБ между первыми и последующими представлениями одних и тех же данных, а поскольку эти результаты широко используются и цитируются, необходимо убедиться, что используется правильное определение σ^0 при сравнении их с данными о помехах, полученными другими экспериментаторами, или при использовании этих результатов для расчета помеховых отражений от морской поверхности.

На рис. 15.2 показано, что даже для промежуточных углов скольжения в диапазоне 20–70° распределение помеховых отражений от морской поверхности отличается от строго рэлеевской формы. При малых углах скольжения и особенно при малой ширине импульса наличие *морских выбросов* или другого негауссова поведения может быть согласовано с помощью одного из многопараметрических или

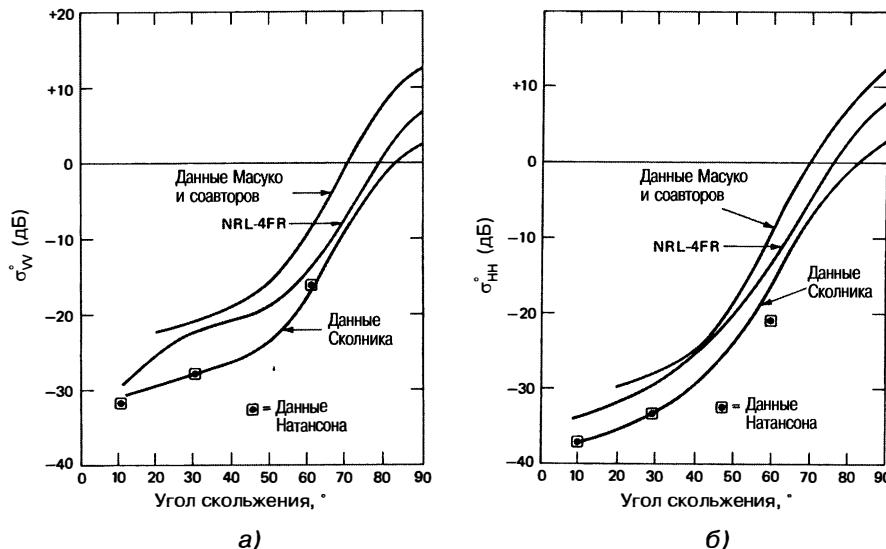


Рис. 15.3. Сравнение помеховых отражений от морской поверхности при облучении сигналами X-диапазона из различных источников для номинальной скорости ветра 15 узлов: *а* — вертикальная поляризация, *б* — горизонтальная поляризация (на основе данных из Х. Масуко и др. [31], NRL 4FR [25], М.И. Сколник [2] и Ф.Е. Натансона [3])

составных распределений, которые отражают более сильное рассеяние, таких как распределение Вейбулла и К-распределение. Последнее было введено для характеристики конкретного поведения помеховых отражений с низким скользящим углом в морских условиях [29]. Успех такого подхода весьма вероятен благодаря его отношению к распределению Райса, которое описывает статистику устойчивых сигналов на фоне шума, отражая, таким образом, статистику «целеподобных» морских выбросов на фоне рэлеевского распределения [30].

Общие тенденции. Будучи первой действительно полной коллекцией данных о помеховых отражениях от морской поверхности в широком диапазоне частот РЛС, программа 4FR сопровождалась большим количеством диаграмм и графиков, показывающих зависимость помеховых отражений от морской поверхности от угла скольжения, частоты, поляризации, направления и скорости ветра. Однако сравнение этих графиков с другими, производимое в разные годы, показывает степень изменений в измерениях помеховых отражений от морской поверхности, поступивших от разных исследователей, работавших с одним и тем же набором параметров. Это хорошо видно на рис. 15.3а, б, где сравнивается зависимость от угла скольжения данных о помеховых отражениях в X-диапазоне при скорости ветра в районе 15 узлов, полученных из четырех источников: NRL 4FR [28] (это *средний результат* для наветренной стороны, который включает антенные поправки, упомянутые выше), измерений с самолета, произведенных Масуко и др. [31] (также в направлении против ветра) и кратких данных, взятых из книг по радиолокационным системам Сколника [2] и Натансона [3]. Расхождение между различными наборами данных может быть объяснено, по крайней мере частично, следующим образом. Самые ранние выводы об этих данных были основаны на опубликованных измерениях из различных источников, в которых нет никаких указаний о направлении ветра. Можно, следовательно, предположить, что эти данные относятся к некоему усредненному направлению ветра (против ветра, по ветру и при боковом ветре). Как будет видно из дальнейших рассуждений, это усреднение приводит к уменьшению значений от 2 до 3 дБ по сравнению с рассеянием при направлении против ветра. Кроме того, ранние данные программы NRL 4FR свободно использовались в первых выводах и, как было отмечено выше, есть разница в районе от

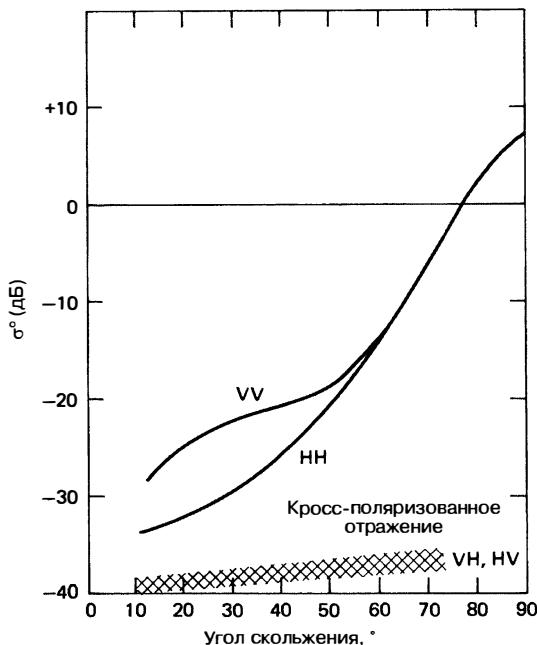


Рис. 15.4. Общие тенденции поведения помеховых отражений от морской поверхности для средней скорости ветра (около 15 узлов) на основе данных программы NRL 4FR. Графики представляют собой данные для L-, С- и X-диапазонов в пределах ± 5 дБ: VV — ВВ-поляризация; HH — ГГ-поляризация; VH, HV — Кросс-поляризованное отражение

3 до 4 дБ между ранними и поздними представлениями одних и тех же данных программы NRL 4FR, причем последние используются на рис. 15.3а, б. С помощью этих корректировок кривые могут демонстрировать более близкое соответствие. Тем не менее ясно, что некритическое использование опубликованных данных о помеховых отражениях может привести к тому, что конструкторы радиолокационных систем будут выбирать параметры помеховых отражений от морской поверхности, различающиеся на много децибел для одних и тех же условий.

Набор данных NRL 4FR является уникальным в том смысле, что никакая другая программа не производила измерений, выполненных в столь широком диапазоне частот, углов скольжения и скоростей ветра одновременно. На рис. 15.4 показаны тенденции поведения помеховых отражений от морской поверхности при вертикальной и горизонтальной поляризации и углах скольжения до 5° . Кривые представляют собой центры полос шириной ± 5 дБ, которые содержат основные показатели рассеяния при трех высоких частотах (в диапазонах L, С, X, в УВЧ-диапазоне показатели были на несколько децибел ниже) и при скорости ветра выше 12 узлов. Основные различия в картине помеховых отражений от морской поверхности для двух видов поляризации наблюдались в интервале углов скольжения между 5° и 60° , причем рассеяние при горизонтальной поляризации было более низким. Это различие было акцентировано при малых скоростях ветра и низких частотах. ЭПР приближались друг к другу при больших углах (более 50°), а также при более высоких микроволновых частотах и при малых углах (менее 5°). Фактически при малых углах скольжения (менее нескольких градусов), умеренном до сильного ветре в X-диапазоне и сильном волнении морской поверхности рассеяние сигналов с горизонтальной поляризацией может превышать рассеяние сигналов с вертикальной поляризацией [1, 32, 33].

Система, используемая в программе NRL 4FR, позволяла передавать и принимать сигналы с ортогональными поляризациями, поэтому была возможность сбора данных о помеховых отражениях от морской поверхности при кросс-поляризации.

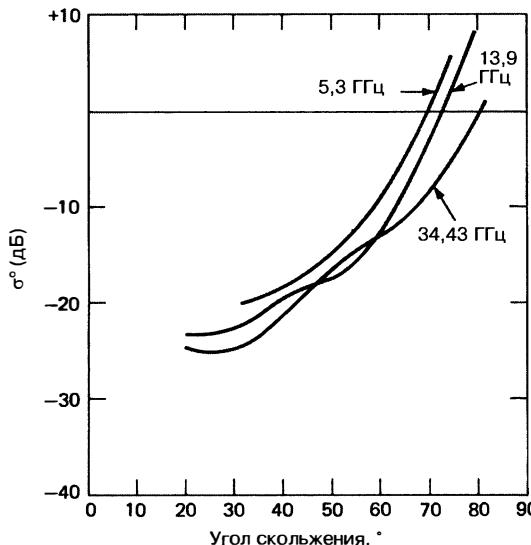


Рис. 15.5. Частотная зависимость помеховых отражений от морской поверхности при скорости ветра около 15 узлов: 5,3 ГГц [34]; 13,9 ГГц [35] и 34,4 ГГц [31]

Это рассеяние, как правило, имеет слабую зависимость от угла скольжения и всегда было меньше, чем при облучении с любой другой поляризацией. Рассеяние с кросс-поляризацией представлено заштрихованной областью на рис. 15.4.

Это дает информацию для сравнения измерений на разных частотах разными исследователями в различных частях мира в аналогичных ветровых условиях. На рис. 15.5 показаны измерения помеховых отражений от морской поверхности при вертикальной поляризации с углом скольжения до 20°, при скорости ветра около 15 узлов, они проводились в рамках трех независимых экспериментов с использованием бортовых РЛС в С-, Х- и К-диапазонах частот [31, 34, 35]. Несмотря на отсутствие какой-либо гарантии, что все эти измерения были сделаны на полностью развитой поверхности моря, ясно, что между ними существует довольно строгая согласованность, что усиливает выводы из наблюдений, представленных на рис. 15.4, о том, что частотная зависимость помеховых отражений от морской поверхности остается слабой на сверхвысоких частотах от L- до K-диапазона.

Зависимость помеховых отражений от морской поверхности от скорости и направления ветра. Экспериментальное соотношение между помехами отражения от морской поверхности и скоростью ветра является сложным и неопределенным, поскольку было установлено, что помехи этого типа зависят от почти всех характеризующих их параметров: частоты, угла скольжения, поляризации, состояния поверхности моря, направления и скорости ветра и даже от того, откуда проводились измерения — с самолета или башни буровой платформы [36].

Обычный способ организации данных о помеховых отражениях от морской поверхности заключается в поиске лучшей линейной зависимости (линейной регрессии) между ЭПР помеховых отражений от морской поверхности в децибелах и логарифмом скорости ветра (или некоторых других параметров). Это, конечно, накладывает степенную связь между переменными: $\sigma^0 \propto U^n$, где n определяется наклоном кривой. Пример показан на рис. 15.6 [37]. С другой стороны, в то время как совокупность результатов программы NRL 4RF показывает насыщенность поверхности моря элементами при скорости ветра выше 20 узлов, данные при высокой и низкой до умеренной скорости ветра были собраны в различное время, в разных местах и в разных условиях развития морской поверхности, поэтому расхождения между двумя наборами данных для общей скорости ветра ослабили доказательства насыщенности событиями [38]. Другие исследователи отрицают возможность

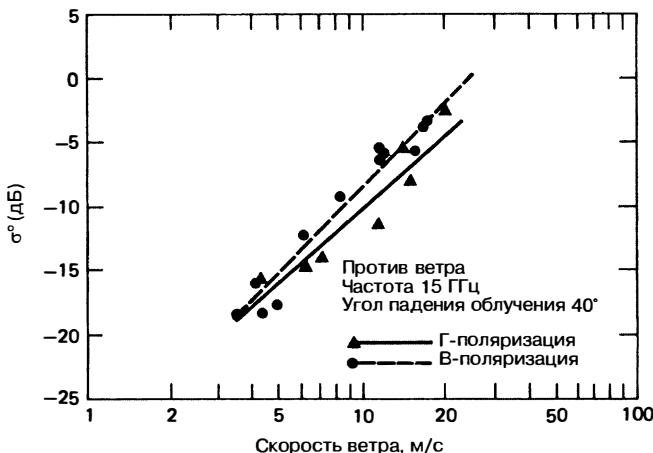


Рис. 15.6. Данные измерений помеховых отражений от морской поверхности с башни нефтяной платформы, степенная зависимость от скорости ветра определяется линейной регрессией (угол падения облучения составляет 90° с линией скольжения) (A.X. Чоудхри и P.K. Мур [37] © IEEE 1984)

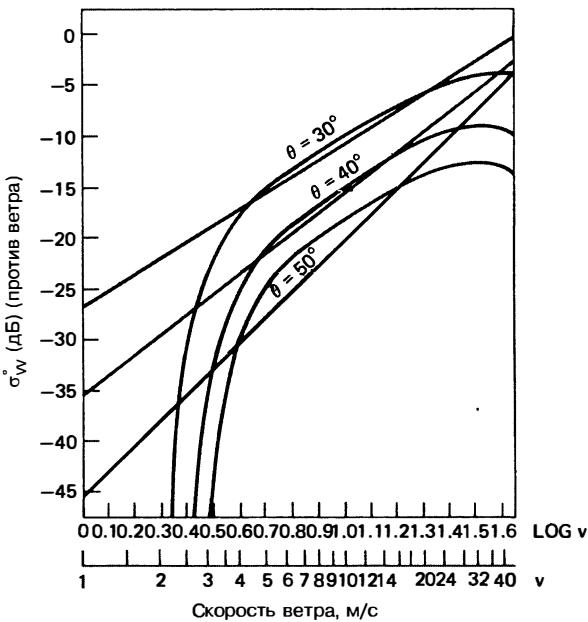


Рис. 15.7. Сравнение гипотетической зависимости помех отражения от морской поверхности от скорости ветра (кривые линии) с различными степенными зависимостями (прямые линии) (на основе данных У.Дж. Пирсона-мл. и М.А. Донелана [18] © American Geophysical Union 1987)

выражения этой зависимости в виде степенного закона, предполагая существование своего рода пороговой скорости ветра, ниже которой помеховые отражения от морской поверхности практически равны нулю, а выше быстро растут до насыщения [18]. Об этом свидетельствуют кривые на рис. 15.7, где прямые линии соответствуют

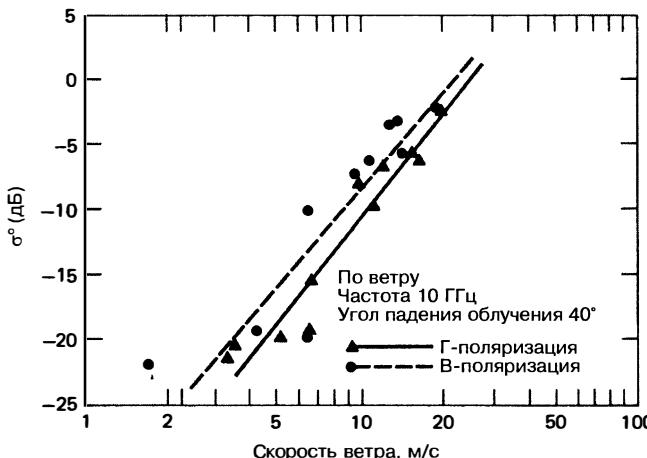


Рис. 15.8. Пример подгонки данных под степенную зависимость (сравнение с данными, приведенными на рис. 15.6) (A.X. Чоудхри и R.K. Мур [37] © IEEE 1984)

различным степенным зависимостям и изогнутые линии являются производными от волнового спектра [18]. Можно найти примеры данных, которые подтверждают такое поведение, в то же время представляя собой степенной закон грубой линейной регрессии, как показано на рис. 15.8, на основе измерений, произведенных с башни нефтяной платформы [37]. Такое поведение не является редкостью.

Тем не менее введение степенной зависимости предоставляет удобный способ для визуализации тенденций в поведении помеховых отражений от морской поверхности в зависимости от скорости ветра. Различные измерения с воздушных судов, указанные выше [31, 34, 35], были дополнены данными с вышки платформы в Северном море [36, 37] и использованы в качестве основы для графиков степенных зависимостей δ^0 от скорости ветра и угла скольжения, как показано на рис. 15.9а, б. Из этих графиков можно предположить, как помеховые отражения от морской поверхности ведут себя при данной частоте (Х-диапазон), направлении ветра (против ветра) и поляризации в зависимости от скорости ветра и угла скольжения. Тем не менее изучение фактических данных (точных значений), лежащих в основе этих линейных регрессий, показывает разброс в положении точек, который отдаленно напоминает рис. 15.6, 15.8, поэтому эти прямые демонстрируют значительную неопределенность. В самом деле кажется, что простой функциональной зависимости помеховых отражений от морской поверхности от скорости ветра, которая может быть с уверенностью установлена на основе имеющихся данных, просто не существует, хотя большинство исследователей, вероятно, согласятся, что поведение микроволновых помеховых отражений от морской поверхности в зависимости от скорости ветра на промежуточных углах скольжения можно грубо описать следующим образом: при легких ветрах (менее 6–8 узлов) помеховые отражения от морской поверхности будут слабыми, переменными и плохо определенными, для умеренного ветра (от 12 до 25 узлов) их можно описать степенными зависимостями, подобными представленным на рис. 15.6, а при сильном ветре (свыше примерно 30 узлов) существует тенденция выравнивания. На самом деле сходимость линий на рис. 15.9а, б при увеличении скорости ветра показывает, что отражательная способность поверхности моря имеет тенденцию следовать закону Ламберта, для которой нет зависимости от угла скольжения, частоты или поляризации, а только от альбедо поверхности, или среднего коэффициента отражения.

В ряде экспериментов, указанных выше, зависимость обратного рассеяния поверхностью моря от угла, которую диаграмма направленности образует с направлением ветра, была найдена путем записи рассеяния радиолокационных сигналов пятном на поверхности моря во время полета вокруг него по кругу. Рис. 15.10а, б приведен как пример такого поведения при углах скольжения 45° и скорости ветра

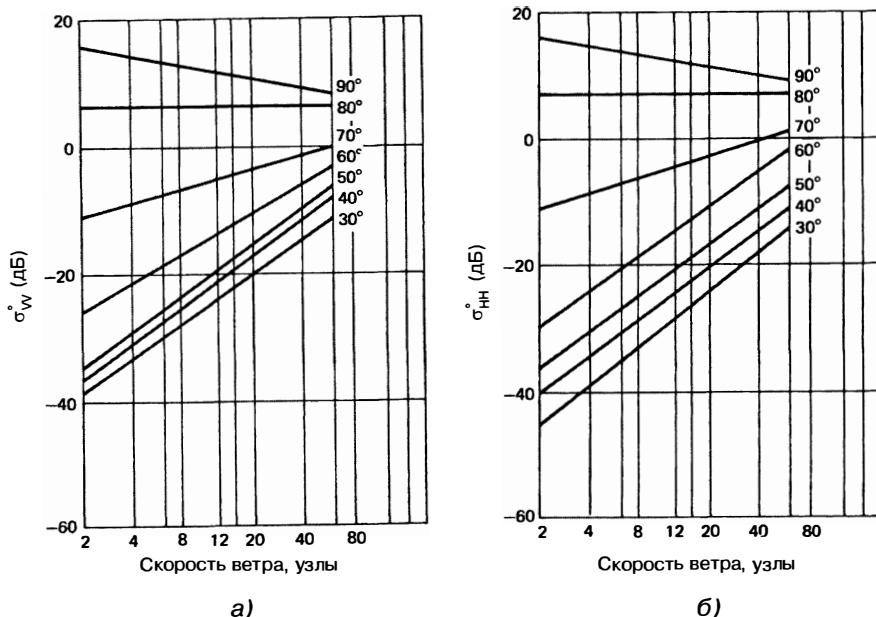


Рис. 15.9. Зависимость помеховых отражений от морской поверхности в X-диапазоне, произведенных при линии визирования, направленной против ветра, от скорости ветра и угла скольжения: а — при вертикальной поляризации, б — при горизонтальной поляризации

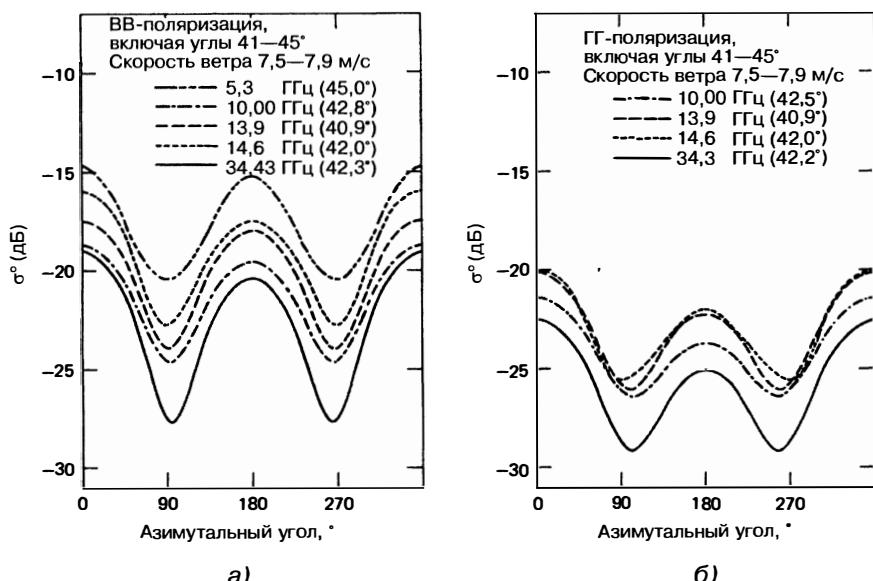


Рис. 15.10. Зависимость помеховых отражений от морской поверхности от направления ветра: номинальная скорость ветра 15 узлов; угол скольжения 45° : направление против ветра — 0° , 360° ; по ветру — 180° (X. Macusko и др. [31] © American Geophysical Union 1986)

около 15 узлов [31]. Данные содержат результаты, полученные независимо друг от друга тремя разными группами исследователей. Показанное здесь поведение представляет правило: самые сильные помеховые отражения от морской поверхности наблюдаются при направлении линии визирования против ветра, самые слабые — при боковом ветре, промежуточные — по ветру, общее изменение составляет около 5 дБ. Другие исследования подтверждают это поведение [39].

Помеховые отражения от морской поверхности при больших углах скольжения. Верхние кривые на рис. 15.9а, б соответствуют помеховым отражениям от морской поверхности при угле скольжения 90° , то есть для линии визирования РЛС, направленной прямо вниз. На строго эмпирической основе ЭПР помеховых отражений от морской поверхности при этом угле слабо зависит от частоты и имеет максимум 15 дБ при нулевой скорости ветра (по крайней мере для конкретных ширины луча антенны и экспериментальной конфигурации) и спадает постепенно, по мере усиления ветра. Рассеяние при больших углах скольжения обычно рассматривается как форма зеркального рассеяния от наклонной грани поверхности, поэтому интересно отметить, что, видимо, существует небольшой диапазон углов в окрестности 80° , для которых ЭПР почти полностью зависит от скорости ветра. Так как эти углы соответствуют дополнению до 90° при общем среднеквадратическом значении углов наклона морской поверхности, равном примерно 10° , можно было бы утверждать, что по мере усиления ветра *уменьшение* помеховых отражений от морской поверхности вследствие увеличения шероховатости морской поверхности уравновешивается *увеличением* помеховых отражений от морской поверхности в связи с ростом числа поверхностей рассеяния. Эта линия, следовательно, может рассматриваться как граница, разделяющая *зеркальный* режим рассеяния, когда ЭПР помеховых отражений от морской поверхности уменьшается из-за шероховатости морской поверхности, и режим *отражения от сильно шероховатой поверхности*, когда ЭПР увеличивается также по причине роста шероховатости поверхности. Кроме того, следует отметить, что измерения помеховых отражений от морской поверхности при этих больших углах скольжения будут относительно чувствительны к эффектам усреднения большой ширины диаграммы направленности антенны, которая могла бы стать источником неоднозначности для самолетных измерений на низких радиолокационных частотах.

Помеховые отражения от морской поверхности при малых углах скольжения. При малых углах скольжения, которые составляют менее среднего угла наклона взволнованной морской поверхности, равного 10° , поведение помех отражения от морской поверхности принимает иной характер. На радиолокационном индикаторе с линейной разверткой начинают появляться резкие целеподобные помехи, которые называются *морскими выбросами* [1, 32, 40, 41], и распределения вероятности предполагают другую форму [30, 32]. На рис. 15.11а, б показано наличие морских выбросов в течение 125 с. наблюдений рассеяния от фиксированного пятна, измерения которого проводились у берегов Флориды с помощью РЛС с переменным разрешением в X-диапазоне над поверхностью моря с умеренным волнением (рис. 15.11а) и над спокойным морем (рис. 15.11б) при угле скольжения 1.5° [24]. Обратите внимание, что *появление* морских выбросов сходно как при умеренном, так и слабом ветре, хотя *амплитуды* отличаются почти на 40 дБ, при этом вертикально поляризованное рассеяние, по всей видимости, несколько шире, в то время как горизонтально поляризованное рассеяние имеет более острые пики, особенно при коротких импульсах и спокойной поверхности моря. Все это характеризует помеховые отражения от поверхности моря при малых углах скольжения.

Распределение вероятностей помеховых отражений от морской поверхности изменяется в зависимости от скорости ветра. Примеры могут быть найдены в измерениях помеховых отражений от морской поверхности при малых углах скольжения, проведенных Тризной в Атлантическом и Тихом океанах с использованием судовой РЛС с высокой разрешающей способностью (40 нс) [42]. Вероятностные распределения ЭПР помеховых отражений от морской поверхности были построены так, как показано на рис. 15.12, где продемонстрировано распределение горизонтально поляризованных сигналов в X-диапазоне для угла скольжения 3° для низких, средних и высоких скоростей ветра (в порядке слева направо). Зоны облучения при низкой скорости ветра соответствуют распределению Рэлея, другие сегментированные зоны облучения — двухпараметрическому распределению Вейбулла, определяемому

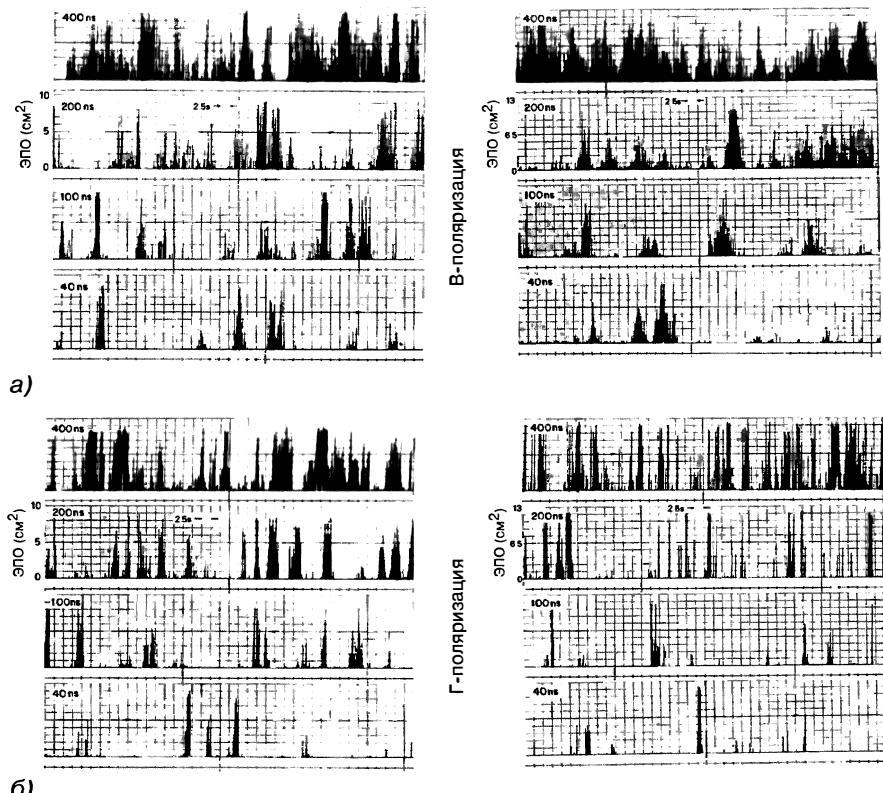


Рис. 15.11. Морские выбросы при облучении сигналами X-диапазона, угле скольжения $1,5^\circ$ и различной ширине импульса: а — состояние моря 3, б — состояния моря 1. Обратите внимание на равную амплитуду при двух поляризациях и разницу 40 дБ в помеховых отражениях от морской поверхности между измерениями при умеренном и слабом ветре (Дж.П. Хансен и В.Ф. Кавалери [41])

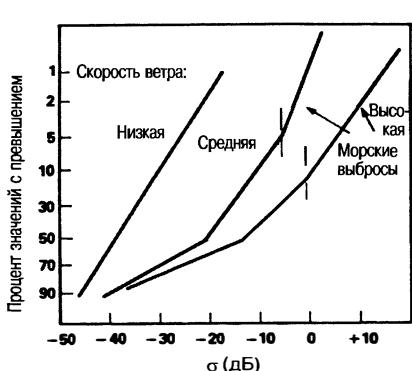


Рис. 15.12. Примеры распределений вероятностей помеховых отражений от морской поверхности при низких углах скольжения (Д. Тризна [42])

различными парами параметров. Очевидно, что это совсем другое и значительно более сложное поведение, чем то, что показано на рис. 15.2 для больших углов скольжения и более широких импульсов. На основе характера данных Тризна интерпретирует эти трехсегментные зоны облучения прежде всего как демонстрацию шума приемника в нижней кривой, распределенные (пространственно однородные) помехи в средней кривой и подлинные морские выбросы в кривой, содержащей высокие ЭПР, причем некоторые из них превышают 1000 м^2 . Для больших скоростей ветра и полностью развитого волнения морской поверхности, наблюдавшихся в Северной Атлантике, доля морских выбросов в этой популяции увеличивается пропорционально скорости ветра в степени 3,5. Интересно отметить, что такая же зависимость от скорости ветра наблюдается для гребней (барашков) на

поверхности моря [22], которые, как отмечалось в разделе 15.2, являются показателями набегающих волн.

При сравнении статистических результатов следует иметь в виду, что в той мере, насколько волнение на поверхности моря можно рассматривать как стационарный однородный процесс (как это обычно бывает согласно продолжительности и масштабам любого экспериментального события), ЭПР можно считать *эргоидической*, что означает, что статистические результаты, полученные при усреднении по времени для малого элемента, эквивалентны среднему по ансамблю для большого элемента при условии, что количество «образцов» в обоих случаях является одинаковым [43]. По этой причине статистические выводы из экспериментальных данных могут сравниваться должным образом, только если указаны детали процедуры отбора образцов. Тем не менее количество образцов в большинстве экспериментальных результатов, представленных до сих пор, было достаточно велико для того, чтобы различия между примерами, приведенными на рис. 15.2 и 15.12, можно было считать реальными и связанными с различиями в углах скольжения, а не в размере элементов разрешения РЛС. В самом деле, распределения, напоминающие представленные на рис. 15.12, были получены гораздо раньше в результате схожих измерений при значительно большей ширине диаграммы направленности [44]. Другие измерения также подтверждают различия во внешнем виде горизонтальных разверток и статистическом описании помех в этом режиме при малых углах отражения [45]. Некоторые попытки описать физические причины возникновения этих явлений будут обсуждаться в разделе 15.4.

Помеховые отражения от морской поверхности при минимальных углах скольжения. Существует ряд доказательств того, что помеховые отражения от морской поверхности могут снижаться резко и сильно при облучении с углами скольжения ниже *критического значения* на несколько градусов [4]. Этот *критический угол*, или критический диапазон РЛС на фиксированной высоте, наблюдается время от времени, начиная с первых радиолокационных наблюдений помеховых отражений от морской поверхности [1]. Считается, что критический угол обусловлен наличием препятствия между прямыми и отраженными (идеально) лучами при наличии рассеивающих *целей*, которые вызывают клаттер сигнала, хотя эти цели остаются неопределенными [46]. Хотя эта простая картина может производить иногда наблюдаемое затухание сигнала на R^7 , критический угол часто так и не был найден, когда же его фиксируют, уменьшение на R^7 с расстоянием (эквивалентным зависимости от угла скольжения в четвертой степени) не должно наблюдаться [1]. Альтернативное объяснение этого поведения на более высоких СВЧ-частотах было предложено на основе *порогово-затеняющей* модели для наблюдений поверхности моря с наветренной и подветренной стороны [12, 47]. Эта модель предполагает резкое снижение средней ЭПР для углов скольжения ниже на несколько градусов. При боковом направлении ветра и линии визирования РЛС вдоль впадин основных волн должны применяться менее жесткие условия для функции затенения, поэтому нужно проводить четкое различие между направлениями по ветру — против ветра и боковым ветром при измерении помеховых отражений от морской поверхности при очень малых углах скольжения.

Примеры поведения помеховых отражений от морской поверхности на этих очень малых углах могут быть найдены в результатах независимых измерений при относительно высоких скоростях ветра, которые проводили Хантер и Сензор у южного побережья Англии [48] и Ситтроп у побережья к западу от Норвегии [49]. Их результаты для перпендикулярного направления линии визирования по отношению к ветру показаны на рис. 15.13 наряду с расчетными значениями обычной функции затенения [50] и порогово-затеняющей функции [47]. Возможно, сочетание обычного затенения (которое пропорционально углу скольжения в первой степени) по ветру и порогового затенения с наветренного и подветренного направлений способно достаточно хорошо объяснить наблюдаемое поведение помеховых отражений от морской поверхности при этих очень малых углах скольжения. Закон затухания помех при очень малых углах скольжения должен, таким образом, зависеть от угла зрения по отношению к направлению ветра, так что это может произойти при значениях, пропорциональных углу скольжения в первой и четвертой степени. Но это только результаты наблюдений [51]. Следует отметить, однако, что *затенение* при малых углах скольжения представляет собой сложное

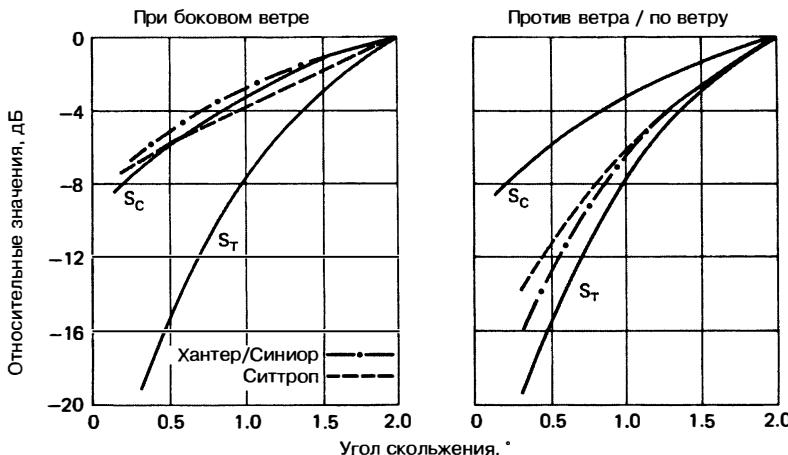


Рис. 15.13. Различное поведение помеховых отражений от морской поверхности при очень малых углах скольжения для линии визирования РЛС, перпендикулярной направлению ветра: S_c представляет собой обычную функцию затенения [50]; S_T — порогово-затеняющая функция [47]. (И.М. Хантер и Т.В.А. Сениор [48] © IEEE 1966, Х. Ситтроп [49])

явление (см. далее) и физическое происхождение или даже существование критического угла по-прежнему остается под вопросом. Кроме того, имеется сравнительно мало хороших данных по помеховым отражениям от морской поверхности при очень малых углах скольжения для всех диапазонов частот кроме X-диапазона, поэтому общее поведение помеховых отражений от морской поверхности в этом угловом режиме остается неопределенным.

Помеховые отражения от морской поверхности при ВЧ- и СВЧ-облучении. Все измерения, описанные выше, были сделаны на сверхвысоких частотах между УВЧ- (428 МГц) и К_a-диапазоном (35 ГГц). Высокочастотные (ВЧ) РЛС обычно работают в диапазоне частот от 5 до 30 МГц, что соответствует длинам волн от 60 до 10 м соответственно. Так как работа таких РЛС происходит либо с наземными, либо с ионосферными (*пространственными*) волнами, распространяющимися на большие расстояния, углы скольжения, как правило, бывают небольшими (от 0° до 20°). Для этих длин волн и углов скольжения измерения Кромби показывают, что рассеяние от поверхности моря было результатом рассеяния от морских волн длиной 1/2 длины волн излучения РЛС [5], т.е. имело место «брэгговское» рассеяние. В последующие годы после этих первых измерений было проведено достаточно исследований в области работы ВЧ РЛС и ВЧ-помех [52, 53]. Эти результаты могут быть обобщены следующим образом: для вертикальной поляризации основная мощность помех ВЧ-сигнала появляется в спектральных линиях, смещенных в обе стороны от несущей частоты на частоту морских волн длиной, равной половине длины ВЧ-волны λ (в метрах). Относительная мощность больших и меньших линий определяется пропорцией опережающей и запаздывающей компонент волны брэгговского резонанса в элементе разрешения помех. При условии, что скорость ветра больше $\sqrt{3}\lambda$ узлов (с λ в метрах), и при полностью развитом волнении на морской поверхности ЭПР σ^0 составляет примерно -29 дБ и относительно независима от скорости ветра и частоты. (Определение σ^0 при эксплуатации ВЧ РЛС осложняется проблемами в определении правильного коэффициента усиления антенны для поверхностной и пространственной волн и эффектов распространения, связанных с ионосферой.) Спектр помех имеет тенденцию к заполнению интервала между линиями по мере усиления ветра. Для горизонтальной поляризации (возможна только для пространственных волн, над которыми плоскость поляризации может быть повернута магнитным полем Земли) ЭПР гораздо меньше и показывает характерное затухание в четвертой степени с уменьшением

угла скольжения. Для этих длин ВЧ-волн, равных десяткам метров, море является относительно плоским и законы рассеяния просты. Подробное обсуждение ВЧ-радаров можно найти в главе 20.

На другом конце потенциально полезного радиолокационного спектра (в миллиметровом диапазоне длин волн) несколько опубликованных измерений радиолокационных помех дают возможность сделать вывод о том, что обратное рассеяние миллиметровых волн ведет себя во многом так же, как и обратное рассеяние на низких микроволновых частотах. Это предполагается из исследования кривых в К-диапазоне, показанных на рис. 15.5 для умеренных скоростей ветра, и на основе некоторых старых судовых данных измерений, проведенных на частотах от 9 до 49 ГГц [54]. Следует отметить, что для морских РЛС пути краттера сигнала лежат близко к поверхности моря, где плотность атмосферы и водяного пара имеет самые высокие значения. Это означает, что на этих более высоких частотах краттер сигнала будет сильно зависеть от атмосферных эффектов поглощения, следовательно, ЭПР поверхности, полученная из принятой мощности сигнала в том или ином измерении, будет зависеть от длины пути. Кроме того, роль морских брызг при рассеянии и поглощении, безусловно, будет более важной, чем на низких микроволновых частотах.

Трудно найти данные о помехах на частотах выше К_a-диапазона, хотя были зарегистрированы Г- и В-поляризованные рассеяния при 95 ГГц и угол скольжения 1° со значениями, близкими -40 дБ [55, 56].

Спектр помеховых отражений от морской поверхности. Элементы рассеяния, обусловленные помеховыми отражениями от морской поверхности, связаны с движением как самой поверхности моря, так и приповерхностных слоев. Эти элементы сами могут двигаться с небольшой групповой или фазовой скоростью над этой поверхностью, а сама поверхность, в свою очередь, также перемещается с круговой скоростью больших волн, проходящих через нее, или элемент переносится со скоростью поддерживающей его волновой системы. Рассеивающие элементы могут даже быть отделены от нижележащей поверхности, как пена на гребнях прибоя, и двигаться со скоростью, большей, чем сама волновая система [57]. На более высоких радиолокационных частотах и при сильном ветре необходимо предусмотреть возможность рассеяния брызгами, переносимыми ветровым полем над поверхностью моря. Все эти сложные движения проявляются в доплеровском сдвиге, сообщаемом рассеянным электромагнитным волнам. К сожалению, пока о физической сути сложной феноменологии спектра помеховых отражений от морской поверхности известно очень мало.

В литературе были описаны измерения микроволнового спектра помех для реальных морских условий, сделанные с самолета только в спектральной форме [58, 59], стационарные прибрежные измерения, показывающие сдвиг в спектральном пике [60, 61], и измерения с судов при промежуточных углах скольжения [45]. Другие измерения спектров помеховых отражений от морской поверхности на гораздо более низких частотах в диапазоне ВЧ, как описано в предыдущем разделе, а также измерения в искусственных условиях волновых бассейнов [62], применение результатов которых к реальным морским условиям является неопределенным, и измерения в других фиксированных местах, сделанные с использованием РЛС с высокой разрешающей способностью и усреднением на коротких временных интервалах, будут обсуждаться ниже.

Как оказалось, СВЧ-спектр помеховых отражений от морской поверхности имеет довольно простую форму при малых углах скольжения. Рис. 15.14 иллюстрирует типичное спектральное поведение при двух поляризациях, основанное на данных, собранных Пидженом для С-диапазона в направлении против ветра и при угле скольжения в несколько градусов [60].

Пик частоты наветренного спектра, по-видимому, определяется пиком круговой скорости самых больших морских волн, а также зависящими от ветра приращениями скорости, обусловленными, но не полностью объясняемыми ветровыми поверхностными течениями. Эта максимальная круговая скорость берется для самых больших волн и может быть получена при условиях значительной высоты $H_{1/3}$ и максимальном периоде T' (15.2) из выражения

$$V_{orb} = \pi H_{1/3} / T' = 0,15 U, \text{ м/с.} \quad (15.10)$$

Примерная зависимость от скорости ветра U была найдена путем подстановки $H_{1/3} = 6h_{\text{rms}}$ из формулы (15.6) (при этом предполагалось полностью развитое *волнение морской поверхности*) и T' из уравнения (15.5). Кроме того, должны быть дополнительно введены дрейф скорости ветра, равный примерно 3% от U , и фиксированная скорость *рассеивающего элемента* (примерно 0,25 м/с при измерениях в X- и С-диапазонах [60, 61, 63]). Суммирование этих компонентов приводит к минимуму доплеровской скорости на пике спектра помех для частного случая *вертикально поляризованного радиолокационного излучения в X- или С-диапазонах* с направлением линии визирования против ветра при малых углах скольжения:

$$V_{\text{vir}} = 0,25 + 0,18 U, \text{ м/с.} \quad (15.11)$$

(Как отмечалось ранее, необходимо соблюдать осторожность при использовании скорости ветра в качестве параметра процесса, который зависит от высоты морской волны. Однозначная связь существует только для полностью развитого волнения на поверхности моря при отсутствии зыби.) Остальные характеристики помеховых отражений от морской поверхности можно рассматривать в условиях V_{orb} и V_{vir} . Например, спектральный пик при *горизонтальной поляризации* следует за подобной линейной зависимостью от U только с коэффициентом, лежащим в интервале между 0,20 и 0,30, что можно заметить на рис. 15.14. Причины различий между спектрами для двух поляризаций пока еще неясны, хотя тенденция горизонтально-поляризованных спектров располагаться на более высокой частоте скорее всего обусловлена тем, что, в первую очередь, источником рассеяния горизонтально поляризованного излучения будет быстро движущаяся волновая структура [45, 64].

Ширина диаграммы направленности Δ спектра *скоростей* для помеховых отражений (на уровне половинной мощности) достаточно изменчива и зависит от таких параметров, как поляризация радиолокационного излучения и морские условия. Создается впечатление, что она в большей степени связана с максимальной круговой скоростью морских волн, которая определяется формулой (15.10). Натансон продемонстрировал график, содержащий ширину спектра для обоих типов поляризации, построенный по результатам нескольких исследователей в широком диапазоне неопределенных морских условий [65]. Точки широко разбросаны, но зависимость от скорости ветра задается, грубо говоря, с довольно большой дисперсией выражением $\Delta \approx 0,24U$ (м/с), которое представляет собой выражение для круговой скорости из формулы (15.10) с коэффициентом, равным среднему от коэффициентов для вертикальной (0,15) и горизонтальной (0,30) поляризации.

Для всех остальных направлений линии визирования, кроме наветренного, доплеровский пик довольно тесно следует за косинусоидальной зависимостью, стремится к нулю при боковом ветре и к отрицательному значению — в наветренном направлении [29]. Ширина спектра остается относительно постоянной.

Подробная информация о спектре показывает малую зависимость от частоты радиолокационного излучения или угла скольжения, по крайней мере для углов менее 10°. При рассмотрении результатов измерений на четырех частотах в УВЧ-, L-, С- и X-диапазонах Валенсуэла и Лэйнинг [59] отметили относительно слабую тенденцию к уменьшению полосы пропускания для помех в зависимости от увеличения частоты при переходе между УВЧ- и X-диапазонами и углах скольжения между 5° и 30°. Поскольку эти изменения

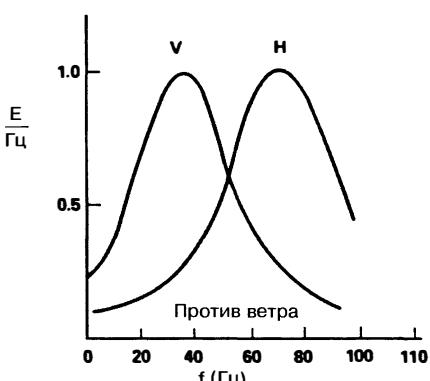


Рис. 15.14. Качественное поведение доплеровского спектра помеховых отражений от морской поверхности при направлении линии визирования против ветра при малых углах скольжения (результаты измерений в С-диапазоне В.У. Пиджен [60] © American Geophysical Union 1968)

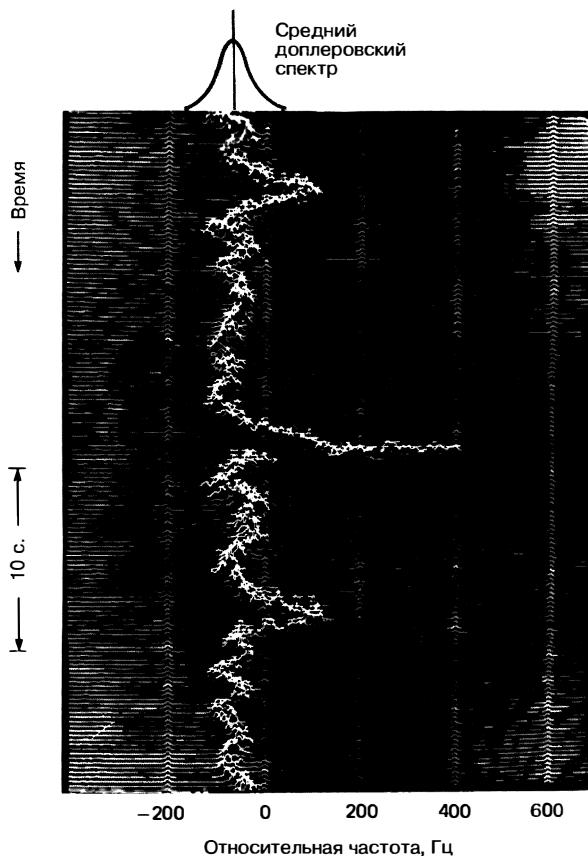


Рис. 15.15. Усредненные на коротком временном интервале доплеровские спектры в X-диапазоне для углов скольжения примерно 35° ; спектры вычислялись с интервалами 0,2 с. (данные для мелководья с фиксированной позицией на пирсе) (У.Си. Келлер и др. [66])

могут, вероятно, сопровождаться изменением размера зоны радиолокационного облучения на поверхности, они могут быть обусловлены зависимостью от размеров элементов разрешения РЛС, хотя другие исследователи обнаружили, что длительность импульса мало влияет на полосу пропускания помех для значений между 0,25 и 10 мкс.

Спектры, полученные усреднением на коротком временном интервале, дают некоторую информацию о происхождении спектра помех. На рис. 15.15 представлена спектральная последовательность с интервалом 0,2 с., полученная Келлером с соавторами [66] при помощи РЛС с последовательной вертикальной поляризацией в X-диапазоне при угле скольжения 35° и размере элемента разрешения РЛС примерно 10 м^2 . Нулевая доплеровская отметка на этом рисунке расположена произвольно в -116 Гц . Распространение волн вдоль каждой линии связано с мелкими волновыми движениями на морской поверхности, в то время как большие меандры вызваны скоростями больших волн, проходящих через элемент разрешения РЛС. Скорость ветра составляла около 8 м/с , и доплеровский сдвиг 100 Гц соответствует радиальной скорости $1,6 \text{ м/с}$. Средний спектр помех, рассчитанный для этой скорости ветра и угла скольжения при полосе пропускания, приблизительно установленной по формуле (15.10), также включен в эту схему на рис. 15.15. Большой спектральный всплеск, видимый в центре дисплея, несомненно, обусловлен волной, разбившейся об измерительный элемент разрешения РЛС или рядом с ним. Предполагается, что



Рис. 15.16. Влияние дождя на корреляционную функцию помеховых отражений от морской поверхности, обусловленных ветром: X-диапазон, горизонтальная поляризация, скорость ветра 15 узлов, интенсивность осадков 4 мм/ч (Дж.П. Хансен [69])

доплеровская скорость этого всплеска была максимальной скоростью рассеивающего элемента и примерно равна скорости ветра, которая соответствовала бы скорости длинных волн на поверхности. Хотя такие события происходят относительно редко на фиксированной площади поверхности 10 м^2 , они возникают довольно часто в зонах наблюдения большой площади и нередко имеют большие ЭПР. Подобные записи можно найти в работе Варда и соавторов [29].

Влияние других условий окружающей среды

Осадки. Первые свидетельства влияния дождя на помеховые отражения от морской поверхности носят в основном эпизодический характер, например, оператор РЛС сообщил, что помеховые отражения от морской поверхности имеют тенденцию к снижению, когда начинается дождь. Однако можно найти крупинцы надежных количественных экспериментальных данных о взаимосвязи между дождем и обусловленными ветром помеховыми отражениями от морской поверхности в открытом океане. Лабораторные измерения Мура и соавторов [67] с использованием искусственного дождя предполагают, что при слабом ветре уровень обратного рассеяния увеличивается с усилением дождя, но мало изменяется при дожде с сильным ветром. Многочисленные измерения в K_u -диапазоне в открытом океане, как правило, подтверждают это поведение [68].

При измерениях в условиях естественного дождя над Чесапикским заливом Дж.П. Хансен [69] обнаружил, что даже небольшой дождь (2 мм/ч) изменяет спектральный характер помеховых отражений от морской поверхности при умеренных скоростях ветра (6 м/с) за счет введения значительной высокочастотной компоненты. Он также нашел некоторые доказательства в поддержку сообщений операторов РЛС, по крайней мере для малых углов скольжения и горизонтальной поляризации, на которых работают большинство судовых радаров. На рис. 15.16 дано сравнение корреляционной функции помеховых отражений от морской поверхности (X-диапазон, малый угол скольжения, горизонтальная поляризация) при дожде и в сухую погоду при скорости ветра 15 узлов и интенсивности осадков 4 мм/час. Резкое уменьшение времени корреляции при наличии дождя отражает расширение спектра помех, хотя в целом этой количественной информации недостаточно, чтобы сделать вывод о влиянии дождя на спектр помеховых отражений от морской поверхности.

Формирование помеховых отражений от морской поверхности под действием дождя, падающего на «спокойную» морскую поверхность в отсутствие ветра, было также исследовано Дж.П. Хансеном, его результаты показаны на рис. 15.17 [69]. РЛС с высокой разрешающей способностью в X-диапазоне (импульсы длительностью 40 нс, ширина диаграммы направленности 1°), работающая при угле скольжения примерно 3° , при полном безветрии отслеживала обратное рассеяние от фиксированного пятна на поверхности Чесапикского залива по мере увеличения интенсивности осадков от 0 до 6 мм/час. ЭПР вертикальной и горизонтальной поляризации были весьма различны при слабом дожде, но, как правило, сливалась при интенсивности осадков 6 мм/час. Величина этого всплеска ЭПР выросла до 0°

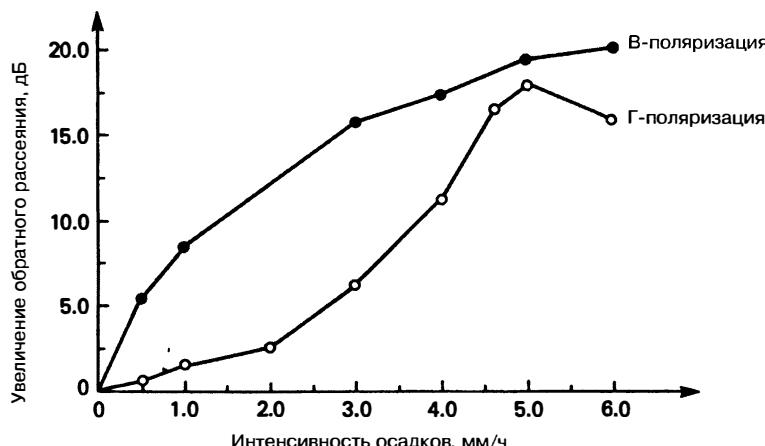


Рис. 15.17. Помехи отражения от морской поверхности, вызванные только брызгами от падения дождевых капель на спокойную поверхность моря (20 дБ соответствует примерно $\sigma^o = -40$ дБ) (Дж.П. Хансен [69])

около -40 дБ, что соответствует ЭПР при сильном ветре со скоростью 10 узлов при этом же угле скольжения. Дальнейшие лабораторные [70] и теоретические [71] исследования показали, что основным элементом рассеяния в этих условиях является вертикальный *всплеск* воды, который образуется сразу после падения капли. Кроме того, эти исследования показывают, что В-поляризованные рассеяния от брызг, вызванных падением дождевых капель, мало зависят от интенсивности осадков, в то время как Г-поляризованное рассеяние должно показывать сильную зависимость как от интенсивности осадков, так и от распределения размера падающих дождевых капель. Определенные характеристики такого поведения можно увидеть на рис. 15.17. Измерения в открытом океане в K_u -диапазоне и при значительно более высоких углах скольжения [72] показывают достаточную изменчивость в соответствии со скоростью ветра, интенсивностью осадков и углом скольжения, чтобы оставить какие-либо неопределенности в этом вопросе неразрешенными.

В дополнение к рассеянию от мест падения дождевых капель распределение дождевых капель в объеме атмосферы над поверхностью может иметь два дополнительных воздействия на помеховые отражения от морской поверхности: 1) в качестве дополнительного поглощающего/рассевающего элемента на пути распространения радиолокационного излучения, что достаточно хорошо изучено, и 2) как дополнение массового воздействия к ветровому, влияющему на передачу импульса поверхности и, таким образом, на возбуждение ветровых волн, что изучено гораздо меньше [73].

Атмосферные волноводы. Еще одной малоизученной темой в исследовании помеховых отражений от морской поверхности является *распространение сигналов РЛС* в пограничном слое атмосферы над поверхностью моря. Влияние атмосферного поглощения было отмечено выше в связи с помехами распространения миллиметровых волн при очень низких углах скольжения, так как пути лучей от радара до поверхности моря сильно зависят от неоднородности преломления в пограничном слое атмосферы. На расстояниях в окрестностях обычного оптического горизонта подобные неоднородности способны вызывать сильные вариации в фокусировке вдоль профиля облучаемой поверхности [74, 75] или общее повышение местного угла скольжения [47]. На рис. 15.18 представлен экспериментальный пример влияния *атмосферных волноводов* на помеховые отражения от морской поверхности при малых углах скольжения [51]. Угол скольжения, заданный по оси абсцисс, на самом деле представляет обратно пропорциональную зависимость, поэтому увеличение

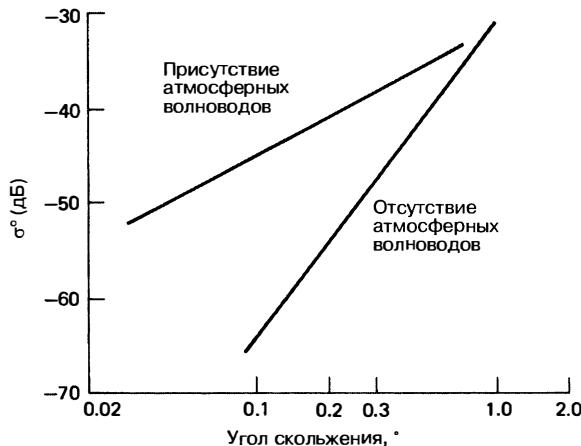


Рис. 15.18. Влияние атмосферных волноводов на помеховые отражения от морской поверхности при малом угле скольжения; скорость ветра около 10 узлов (Ф.Б. Даир и Н.Си. Кюри [51] © IEEE 1974)

ЭПР под действием атмосферных волноводов при увеличении расстояния, вероятно, связано с ростом местного угла скольжения, обусловленного преломлением в испарительном слое воздуха (примерно 10 метров над поверхностью моря) [47]. Такие эффекты следует предусматривать, когда путь распространения радиолокационного излучения простирается за пределы *оптического горизонта*.

Затенение. Возможность затенения должна рассматриваться серьезно, когда морская поверхность просматривается при углах скольжения, меньших, чем среднеквадратичный угол наклона поверхности моря. Некоторые примеры были рассмотрены ранее в связи с поведением помеховых отражений от морской поверхности при низких углах скольжения (рис. 15.13). В самом деле, резкий спад зависимости при отсутствии атмосферных волноводов на рис. 15.18 мог бы быть еще одним свидетельством *порогового затенения*, отмеченного выше. Тем не менее общая идея затенения вытекает из такой концепции геометрической оптики, как резкий переход между светом и тенью. Рассматривая последствия дифракции на волновых пиках, можно определить область радиолокационной частоты и скорости ветра, при которых можно использовать понятия геометрической оптики. Это было сделано Ветцелем [12], который показал, как дифракция, а не геометрическое затенение контролирует распространение излучения на входе и выходе из впадин морских волн при различных рабочих частотах и обычных скоростях ветра при низких углах скольжения. Например, затенение возможно в диапазоне K_a при любом ветре со скоростью более 15 узлов, но вряд ли когда-нибудь будет отмечено в L-диапазоне частот. Последние аналитические решения на основе численных методов позволили изучить и расширить идею затенения морской поверхностью в весьма идеализированных [76] и обычных [77] условиях.

Поверхностные морские течения. Наиболее очевидное влияние течений на помеховые отражения от морской поверхности — сдвиг в пике доплеровского спектра, аналогичный вкладу 3%, который создает *ветровое течение*, упомянутое в связи с уравнением (15.11). Другой эффект связан с тем, что возбуждение системы поверхностных волн зависит от *местного ветра* над поверхностью, так что могут наблюдаться существенные различия в высоте волны в зависимости от того, дует ветер в направлении течения или против. Согласно формуле (15.6) высота волны пропорциональна квадрату скорости ветра, поэтому в Гольфстриме, например, со скоростью северного течения 4 узла северный ветер, дующий против течения со скоростью 15 узлов, вызовет волнение моря с высотой волн в три раза выше, чем южный ветер со скоростью 15 узлов в направлении течения. Даже при отсутствии ветра наличие *сильного встречного течения* может привести к весьма сильному

волнению поверхности. Наблюдатели с бортов кораблей сообщали о полосах больших набегающих волн, проходящих по спокойному морю, по-видимому, сформированных столкновением мощных поверхностных течений, что и вызывает большую амплитуду внутренних волн [78]. При рассмотрении подобного явления в несколько другом случае считается, что модулированные токи несут ответственность за формирование изображений, полученных РЛС с синтезированной апертурой для рельефа дна, которое производится эффектом Бернулли на мелководье [79]. В каждом из приведенных выше примеров течение приводит к изменению шероховатости поверхности, которое найдет свое отражение в ожидаемых изменениях ЭПР помеховых отражений от морской поверхности.

Загрязняющие вещества. Уменьшение волнения на море путем заливки масла всем знакомо — поверхность моря успокаивается и становится гладкой. В древние времена на каждом судне была бочка с маслом или нефтью, чтобы успокоить море во время шторма. Хотя эффективность этой процедуры всегда была несколько спорной, нет никаких сомнений, что нефтяное пятно будет сглаживать поверхность воды при относительно низких скоростях ветра. В самом деле, органические масла, вырабатываемые бактериями, водорослями и планктоном, можно найти повсюду на поверхности мировых океанов, они образуют естественные пятна в тех регионах, в которых наибольшая концентрация нефти сопровождается наименьшими скоростями ветра, например близко к континентальной береговой линии [80]. Искусственные загрязнители могут, конечно, иметь тот же эффект. Слой масла только в одну молекулу толщиной будет существенно влиять на способность поверхности поддерживать волновое движение, но этот слой должен быть непрерывным. Соседние молекулы соединяются друг с другом и образуют пленку, которая устойчива к горизонтальному сжатию. Упругость поверхности изменяется, начинает действовать продольная вязкость, и поверхность успокаивается на фоне роста коротких волн до нескольких сантиметров в длину [81, 82].

Поскольку помеховые отражения от морской поверхности на экране радара формируются мелкой шероховатостью поверхности (при углах скольжения меньше 80°), наличие нефти на поверхности должно привести к измеримому снижению ЭПР этих помех. Но, как отмечалось выше, уменьшение малых волновых движений требует наличия *непрерывного* монослоя; формирование пятна нефти является односторонним процессом, поэтому пятна обычно имеют резко очерченные границы. При работе системы в программе NRL 4FR в качестве РЛС с синтезированной апертурой для получения изображений пятен от разливов нефти Гвинард обнаружил, что пятна были четко очерчены и требуется очень малое количество нефти для поддержания хорошо видимого пятна, которое при условии вертикальной поляризации дает гораздо больший контраст, чем при горизонтальной поляризации, кроме того, пятна уменьшаются под действием ветра и течений [83]. Хотя в этом эксперименте по получению изображений пятен сила сигнала не была зарегистрирована, при последующих измерениях в X- и L-диапазонах другие исследователи [84] указали, что при более высоких углах скольжения (около 45°) уменьшение помех, вызванное маслами, встречающимися в природе, было довольно небольшим, порядка долей процента. Поскольку пятна разносятся ветром и связанным с ним движением морских волн при скорости ветра более 10 узлов, влияние природных пятен на появление помеховых отражений не до конца понятно, потому что они, как правило, появляются при низких скоростях ветра в тех местах, где состояние морской поверхности плохо определяемо.

Знаменитые измерения *солнечных бликов* на воде, проведенные Коксом и Мунком [85], дали количественную характеристику влияния загрязнений на поверхности гребней волн в открытой воде, показав, что ветровая компонента среднеквадратического склона «нефтяной» воды значительно меньше, чем у «чистой» воды. Тяжелые коммерческие масла, использовавшиеся в их эксперименте, эффективно подавляли мелкое волнение в диапазоне скоростей ветра, которые далеко выходили за рамки тех, которые, как правило, разгоняют пятна из легких натуральных масел, так что влияния разливов нефти на помеховые отражения от морской поверхности следует ожидать и при более высоких скоростях ветра. В самом деле, при таких высоких скоростях ветра подавление обратного радиолокационного расстояния такими маслами в X- и K_a-диапазонах может достигать от 10 до 20 дБ при промежуточных углах скольжения между 30° и 60° [86, 87].

15.4. Теории и модели помеховых отражений от морской поверхности

Помимо фундаментального понимания явления помеховых отражений от морской поверхности исчерпывающая теория появления этого типа помех в идеале должна обеспечить точное *aприорное* прогнозирование по всем аспектам их поведения при всех возможных условиях окружающей среды. Несмотря на более чем 60 лет усилий, теория помеховых отражений от морской поверхности так до конца и не решила ни одной из тех задач, о которых пойдет речь в этом разделе.

При разработке моделей помеховых отражений от морской поверхности на физической основе использовались два главных и, по существу, совсем различных подхода. Исторически первый подход имел в своей основе *предположение*, что происхождение помеховых отражений от морской поверхности обусловлено рассеянием излучения препятствиями, присутствующими на поверхности моря или рядом с ней. В первых моделях рассеяния использовались дождь (для моделирования брызг) [88], гладкие круглые металлические диски [46, 89], массивы полубесконечных плоскостей [90], поля полусфер [91] и многое другое. Очевидно, что выбор этих рассеивающих препятствий связан в большей степени с предшествующими решениями задач рассеяния для этих тел, а не выводами, полученными из наблюдений за морем. С тех пор моделирование рассеивающих препятствий было направлено на создание более реальных прототипов, поэтому внимание было обращено на форму клина, которую имеют острые гребни волн Стокса, наблюдаемые на поверхности воды в естественных условиях [12, 32, 92, 93], а также ударные столкновения и пена, появление которых предполагается свойствами волновых групп и гидродинамикой набегающих волн [12, 57].

Другой подход к теоретическому моделированию берет свое начало от поля рассеяния в глобальной краевой задаче (ГКЗ, GBVP — Global Boundary-Value Problem)¹, в которой море в целом рассматривается как граница поверхности, складки которой описываются некоторыми видами статистического процесса. Обширная литература посвящена теории поверхностного рассеяния с этой точки зрения, что вытекает из важности не только радиолокационных помеховых отражений от поверхности моря, но и радиолокационных помеховых отражений от земной поверхности и *реверберации* гидролокатора (акустического эквивалента радиолокационных помеховых отражений от поверхности и дна моря). Поскольку ГКЗ-подход приводит к аналитическому выражению гипотезы брэгговского рассеяния, которая доминировала в теории рассеяния морской поверхностью с конца 1960-х годов, краткое объяснение некоторых основных положений приведено ниже.

Теории, основанные на глобальной краевой задаче. Общие формулировки ГКЗ хотя и элегантны, но не имеют большого практического значения, поэтому необходима некоторая аппроксимация, чтобы получить полезные количественные результаты. Методы аппроксимации относятся к двум методам формулирования ГКЗ.

1. Малоамплитудная аппроксимация (высота морских волн значительно меньше длины электромагнитных волн радара) используется *неэмпирически* вместе с гипотезой Рэлея, в которой условия граничной поверхности применяются для согласования углового спектра плоских волн с падающим полем излучения [94–96].
2. Формулирование общего интеграла на основе теоремы Грина используется как в малоамплитудной аппроксимации [6, 97], так и в условиях физической оптики (кривизна поверхности намного больше, чем длина радиолокационной волны) [98–100].

В формулировке 1, иногда называемой *методом малых возмущений* (ММВ, SPM — Small-Perturbation Method)², и связанной с ней работе Райса [94] предполагается, что смещения поверхности *повсюду* будут гораздо меньше, чем длина

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Global Boundary-Value Problem» (GBVP) используется термин «глобальная краевая задача» (ГКЗ). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Small-Perturbation Method» (SPM) используется термин «метод малых возмущений» (ММВ). — Прим. ред.

радиолокационной волны, поэтому метод непосредственно применим только к таким случаям, как СВЧ-рассеяние с длиной волны в десятки метров при низких и средних скоростях ветра и высотой волны несколько метров максимум. Решение существует в виде степенного ряда в соотношении высоты морских волн к длине радиолокационных волн, оно предсказывает брэгговскую линию первого порядка и заполнение окрестностей спектральными линиями второго порядка, которые были упомянуты в предыдущем разделе относительно СВЧ помеховых отражений от морской поверхности.

С другой стороны, различные интегральные формулировки указанной выше задачи обычно начинаются с очень общего выражения для полей рассеяния от поверхности моря, которые возводятся в квадрат и усредняются по ансамблю реализаций поверхности моря, чтобы обеспечить среднюю мощность, рассеянную обратно к радиолокационной антенне, а затем нормируются к площади облучаемой поверхности, как и в формуле (15.7). Несмотря на общий вид исходных формулировок, большинство из окончательных выражений для σ^0 либо появляются, либо могут быть введены в форме, которая схематично представлена следующим упрощенным одномерным выражением (см. работы Холидэя и др. [10], Бехмана и Спизичино [99], Фуна и Пана [101], Валензуела [102]):

$$\sigma^0(\psi) = Ak^2 F_p(\psi) \int_{-\infty}^{\infty} dy e^{i2k_1 y} [e^{-4k_2^2 h^2 [1-C(y)]} - e^{-4k_2^2 h^2}], \quad (15.12)$$

где A — постоянная; $k_1 = k \cos \psi$ и $k_2 = k \sin \psi$, где k — волновое число РЛС ($2\pi/\lambda$); $F_p(\psi)$ является функцией p -поляризации, угла скольжения ψ и электрических характеристик морской воды; h — среднеквадратическая высота морских волн и $C(y)$ — коэффициент корреляции поверхности. Конечно, сведение сложной краевой задачи к такой простой форме требует предположений о поверхности поля и распределения высот морских волн (которое с хорошей аппроксимацией является гауссовским [20]). Но в то время как ММВ-подход, упомянутый выше, требует, чтобы отношение h/λ было малым с самого начала, ГКЗ-теории, выведенные из выражения, подобного (15.12), не имеют никаких *априорных* ограничений для высоты поверхностных волн.

Статистические свойства поверхности моря учитываются за счет коэффициента корреляции $C(y)$, входящего под знак интеграла в показателе экспоненты в скобках, поэтому расширение этой экспоненты в формуле (15.12) может быть записано в следующем виде:

$$\sigma^0(\psi) = Ak^2 F_p(\psi) e^{-4k_2^2 h^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4k_2^2}{n!} W(n)(2k_1), \quad (15.13)$$

где

$$W(n)(2k_1) = \int_{-\infty}^{\infty} d\tau e^{i2k_1 \tau} [h^2 C(\tau)]^n. \quad (15.14)$$

Малоамплитудная аппроксимация. В пределе малых отношений среднеквадратической высоты морской волны к длине радиолокационной волны или более конкретно

$$2kh \ll 1 \quad (15.15)$$

остается только первый член ряда в формуле (15.13), поэтому ЭПР принимает очень простой вид —

$$\sigma^0(\psi) = 2\pi k^4 F'_p(\psi) = W^{(1)}(2k \cos \psi), \quad (15.16)$$

где постоянная A явно не задана и F'_p поглощает слагаемое \sin^2 из ряда. $W^{(1)}$ является преобразованием Фурье функции корреляции поверхности, что делает его спектром волновых чисел морских волн (обсуждается в разделе 15.2), который в два раза больше волновых чисел РЛС (для волн, облучающих поверхность), и определяет брэгговский резонанс (или половину длины волны). За исключением, быть может, углового коэффициента F'_p , уравнение (15.16) эквивалентно результату, полученному с помощью ММВ, о чем говорилось выше, и хотя в некоторых случаях его вывод из поверхностного интеграла обеспечивает некоторый потенциал для большего обобщения, он несет в себе все те же ограничения.

Прежде чем двигаться дальше, имеет смысл взглянуть поближе на последствия математических выражений в этой формулировке. Отметим, что в уравнении (15.12) выражение в скобках под знаком интеграла является единственным слагаемым, которое учитывает свойства поверхностных морских волн. То есть ЭПР просто пропорциональна Фурье-преобразованию для морской поверхности, поэтому РЛС действует как фильтр, настроенный на «пространственную частоту» $2k \cos \psi$, извлекая эту линию спектра из любого набора рассеивающих элементов на поверхности моря, для которых записано это выражение, будь они компонентами длинной зыбы, коротковолновым шумом, локализованными помехами или хаотическими помехами от падения масс воды, резко отличающихся по параметрам от окружающей воды. Только при особых обстоятельствах можно на самом деле идентифицировать поверхностные волны на этой «частоте», которые оправдывали бы понятие брэгговского резонанса в его первоначальном смысле, который на самом деле является резонансом в упорядоченной кристаллической решетке дискретных рассеивающих элементов. Хотя авторы часто ссылаются на «свободные брэгговские волны», такими объектами называются в основном *паразитные капиллярные волны*, описанные в разделе 15.2, или они присутствуют между кольцевыми волнами, распространяющимися под воздействием падающей капли. В этой связи возникает вопрос о смысле таких часто используемых терминов, как «брэгговские всплески», «брэгговские пятчи» и так далее, как будто такие феномены реально существуют помимо своего появления в виде артефактов фильтра. Этой путаницы понятий можно было бы избежать путем рассмотрения РЛС как фильтра извлечения «брэгговской линии» из спектрального состава тех особенностей поверхности, которые содержат волны длиной $\lambda/2\cos\psi$ в *Фурье-представлении*, независимо от существования таких волн как реального объекта.

Тем не менее эта прямая линейная зависимость между ЭПР и океанографическим дескриптором поверхности моря оказала большое влияние на понимание физического смысла происхождения помеховых отражений от морской поверхности. Оно является привлекательным из-за своей простоты и предполагает непосредственный способ прогнозирования радиолокационных помех на основе измерений спектра морских волн, и, наоборот, использование радиолокационных измерений обратного рассеяния обеспечивает дистанционное зондирование морской поверхности для океанографических и метеорологических приложений при условии, конечно, что эта связь описана правильно.

Хотя уравнение (15.16) успешно предсказывает (для 1-го порядка) помехи отражений при КВ-частотах на СВЧ-предположение о малой высоте морских волн, на котором основано данное моделирование, это предположение нарушается при любом реальном состоянии морской поверхности. Условие малых высот морских волн выражается формулой (15.15) и означает, что в Х-диапазоне, например, максимальные отклонения поверхности моря от плоской поверхности должны быть значительно меньше 3 мм.

Другие стратегии расчета. Вместо расширения экспоненты в подынтегральном уравнении (15.12) возможно, по крайней мере в принципе, заменить $C(y)$ непосредственно путем преобразования Фурье $W(K)$ (обращение уравнения (15.14) при $n = 1$), что обеспечивает прямую функциональную зависимость между ЭПР и спектром морских волн без наложения ограничений малоамплитудной аппроксимации. Этот громоздкий подход, как показано в работе Холлидея и соавторов, предполагает обширные вычисления даже для получения ограниченных результатов в отдельных случаях [10].

В другом предельном случае основная интегральная формулировка ГКЗ решается в оптической аппроксимации (при больших k), в результате чего выражение обычно называют *зеркальным рассеянием*, потому что его происхождение можно проследить на тех участках поверхности, которые обеспечивают точки отражения для падающей волны [99, 102]. Это выражение записано для гауссовского представления поверхности моря в виде

$$\sigma^0(\psi) = (|R|^2/s^2) \csc^4 \psi \exp [-ctg^2 \psi / s^2], \quad (15.17)$$

где s является среднеквадратическим углом наклона поверхности и R — коэффициентом отражения плоской поверхности для нормального падения. Этот тип рассеяния упоминается в связи с рассеянием при большом угле скольжения и обсуждается

в разделе 15.3; тенденция σ^0 к выравниванию для углов скольжения, близких к 90° (см. рис. 15.3 и 15.4), может объясняться именно этим механизмом.

Из того, что было сказано до сих пор, можно видеть, что строгие аналитические решения с помощью подхода ГКЗ заводят задачу в тупик: неразрешимое формальное выражение в виде формулы (15.12), малоамплитудная аппроксимация в виде формулы (15.16), которая имеет мало смысла для СВЧ-рассеяния от реальной поверхности моря или ограничения оптического рассеяния, такие как уравнение (15.17), которое относится к плотности вероятности зеркально отражающей поверхности склонов волн. Оказывается, таким образом, что использование интегральной формулировки в практическом решении задачи помеховых отражений от морской поверхности в диапазоне сверхвысоких частот потребует большего.

Гипотеза составной (сложной) поверхности. Поскольку неясно, как расширить простые решения ГКЗ за границы предельной аппроксимации, описанные выше, была разработана эвристическая модель, в которой море рассматривается как покрытие из брэгговских рассеивающих «всплесков», которые модулируются движениями больших волн на поверхности моря [102–104]. Эту *сложную модель поверхности* часто называют *двуухмасштабной*, в ней спектр поверхностных волн может быть каким-то образом разделен на две части, одна из которых содержит малоамплитудные «всплески брэгговского рассеяния», чья интегрированная среднеквадратическая высота волн удовлетворяет условию уравнения (15.16), а другая содержит только длинные волны, которые наклоняют и растягивают или другим образом модулируют брэгговские волны, воздействуя на брэгговские рассеиватели с помощью функции передачи модуляции [105] и обеспечивая также предоставление зеркального компонента, подобного уравнению (15.17). Другие предположения включают следующие основные условия: 1) корреляционная длина коротких брэгговских волн должна быть достаточной, чтобы стало возможным резонансное взаимодействие, но и не такой большой, чтобы соседние участки на поверхности могли внести свой вклад в суммарный сигнал случайной фазы (обратите внимание, что в данном случае «брэгговские волны» рассматриваются здесь как физические объекты), и 2) длинные волны, которые наклоняют и модулируют короткие волны, имеют радиусы кривизны, достаточно большие, чтобы кривизна относительно корреляционной длины «брэгговских пятен» была малой. В простейшей и наиболее часто используемой «наклонной» форме $\sigma^0(\psi)$ интерпретируется в формуле (15.16) как поперечное сечение пятна под местным углом скольжения $\psi = \psi_0 + \alpha$, где α — местный угол наклона волны и ψ_0 — средний угол скольжения. В самом простом одномерном случае эта величина усредняется по распределению угла наклона морских волн $p(\alpha)$, что дает

$$\bar{\sigma}^0(\psi) = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma^0(\psi_0 + \alpha) p(\alpha) d\alpha. \quad (15.18)$$

Для более общего двумерного представления морской поверхности местный угол скольжения является функцией углов наклона морских волн и углов между нормалью и плоскостью падения облучения, поэтому для каждой поляризации p угловая функция $F_p(\psi)$ в выражении для $\sigma^0(\psi)$ становится сложной комбинацией угловых функций обеих поляризаций. Плант [104] представляет всестороннее обсуждение этой модели. Расширение этой модели до так называемой *трехмасштабной модели* опирается на те же идеи, которые привели к разработке *двуухмасштабной модели* [72, 106]. Дополнительное специальное спектральное разделение вводится между компонентами самой длинной и самой короткой волн спектра морских волн, но это дало лишь незначительное улучшение [106].

Хотя такие модели составных поверхностей могут оставить впечатление, что они появились как строгий результат интегральной формулировки ГКЗ, ясно, что на самом деле они не относятся к *теориям рассеяния*, а являются представлениями *картин рассеяния*, составленными из групп более или менее правдоподобных аппроксимаций. Но из-за отсутствия решения в рамках более формальной теории ГКЗ для обеспечения общей основы для прогнозирования и понимания помех отражений от морской поверхности они стали основой для большинства аналитических подходов к рассеянию СВЧ-волн поверхностью моря.

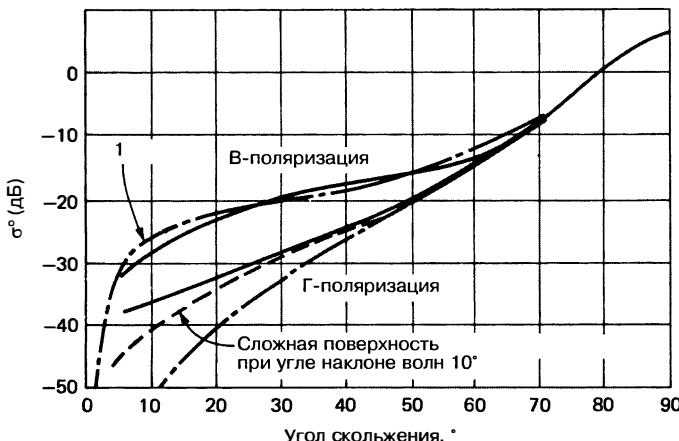


Рис. 15.19. Сравнение прогнозов согласно гипотезе брэгговского рассеяния с результатами измерений программы NRL 4FR (жирные линии) при больших скоростях ветра (более 22 узлов): штрих-пунктирные линии — брэгговская малоамплитудная модель (1); пунктируя линия — только двухмасштабная модель для Г-поляризации, предположительно средний угол склона морских волн равен 10° (Г.Р. Валензуэла [102])

На рис. 15.19 дано сравнение образца данных программы NRL 4FR, полученных при высоких скоростях ветра (более 22 узлов), с расчетными результатами брэгговской модели, выполненными с помощью ММВ (формула 15.16) для В-поляризации и двухмасштабной модели (уравнение 15.18) для Г-поляризации. В качестве волнового спектра использован спектр Филлипса, заданный формулой (15.4). Исторически сложилось так, что сравнения этого типа часто использовались для поддержки гипотезы брэгговского рассеяния [102, 104] и часто давали удовлетворительное соответствие, особенно для вертикальной поляризации при достаточно высоких скоростях ветра. Однако причина этого так и остается загадкой. В этом примере скорость ветра очень велика, поэтому поверхность моря будет сильно шероховатой, но, как было отмечено выше, для ММВ-аппроксимации, представленной на рис. 15.19, требуется длина волны гораздо меньше сантиметра, поэтому данная аппроксимация является абсолютно недопустимой для этих данных. Кроме того, спектр Филлипса был использован в качестве спектра поверхности моря, но нет никаких доказательств того, что этот спектр содержит требуемые капиллярные волны длиной 1,5 см. В самом деле, природа спектра морских волн в этом диапазоне остается неопределенной и считается «одной из самых захватывающих нерешиенных задач описания морской поверхности» [16]. Основное влияние двухмасштабной модели заключается в том, чтобы просто повысить неприменимые значения ММВ для Г-поляризации, которые согласно уравнению (15.18) резко падают вместе с углом скольжения, в том числе при более высоких местных углах скольжения. Вряд ли этот эффект будет больше при более стабильных значениях поляризации рассеяния. Наконец, сами по себе различия в поляризации выводятся полностью в зависимости от поведения коэффициентов отражения на подстилающей поверхности (см., например, работы Райта [6] и Ветцеля [12]), поэтому они не являются неотъемлемой частью гипотезы Брэгга и будут применяться к любым малым возмущениям на поверхности. Тем не менее соответствие между измерениями и расчетами при моделировании, показанное на рис. 15.19, сохраняет доверие к гипотезе брэгговского рассеяния, несмотря на явные нарушения условий и нелогичные выводы, как это отмечено выше, а также отсутствие надлежащего теоретического обоснования.

Неудача использования этой модели для объяснения морских выбросов и других типов нерэлеевского рассеяния, отмеченная в разделе 15.3, привела к увеличению

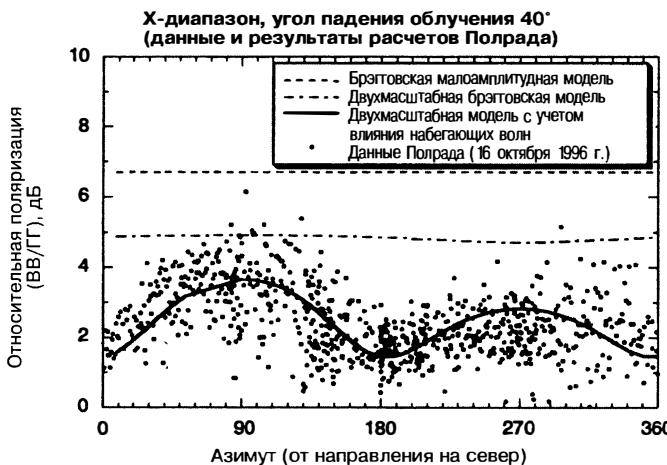


Рис. 15.20. Зависимость отношения поляризации от направления ветра для РЛС, работающей в X-диапазоне при угле скольжения 50° и скорости ветра примерно 20 узлов. Точки — экспериментальные данные Полрада [96]; пунктирная линия — только брэгговская малоамплитудная модель; штрих-пунктирная линия — двухмасштабная брэгговская модель; сплошная линия — двухмасштабная модель с учетом влияния набегающих волн (B. Курдяевцев и др. [107] © The American Geophysical Union 2003)

дву́хмасшта́бной составной поверхности, чтобы включить набегающие волны, которые являются предполагаемым источником этого рассеяния. Одним из последних представлений этой двухмасштабной модели является работа Курдяевцева и соавторов [107, 108], где влияние набегающих волн включено аналитически с помощью выражения для фильтра Филлипса [23] для плотности волновых фронтов набегающих волн в зависимости от скорости ветра (параметр $\Lambda(c)$, отмеченный в разделе 15.2) при поведении рассеяния на основе модели Ветцеля для пенных гребней волн (см. «Рассеяние поверхностными объектами»). В результате было достигнуто значительное улучшение прогнозов для помеховых отражений от морской поверхности, что подчеркивает роль набегающих волн для получения целостной картины рассеяния. Пример этого улучшения показан на рис. 15.20, где приведены экспериментальные данные для *поляризационного* отношения в зависимости от направления ветра, которые были получены из результатов программы Полрада 96 [107]. Одним из основных требований для брэгговских моделей была их очевидная способность в определенных свободных рамках соответствовать наблюдаемому соотношению для помеховых отражений от морской поверхности, поэтому на рис. 15.20 и 15.19 даны сравнения расчетных данных ММВ (с применением только этого метода) брэгговской модели и двухмасштабной модели с добавлением *двухмасштабной модели*, учитывающей влияние набегающих волн. В этом случае модель Брэгга и производные от нее двухмасштабные модели неспособны описать наблюдаемое поведение отношения поляризации, в то время как включение набегающих волн (полная модель) обеспечивает удивительно точное воспроизведение данных, даже при больших углах скольжения — более 50° . Данные в X-диапазоне, показанные ранее на рис. 15.10а, б, также подтверждают предсказания этой модели для подобной скорости ветра и угла скольжения, таким образом, поддерживая предположение о том, что набегающие волны играют важную роль в понимании помеховых отражений, поскольку очень часто формируют «шероховатую поверхность» при этих углах скольжения и скоростях ветра.

Рассеяние элементами поверхности. Набегающая волна с пеной, стекающей по ее поверхности, и, возможно, облаком брызг является лишь одним из богатого ассортимента рассеивающих элементов, появляющихся на поверхности моря.

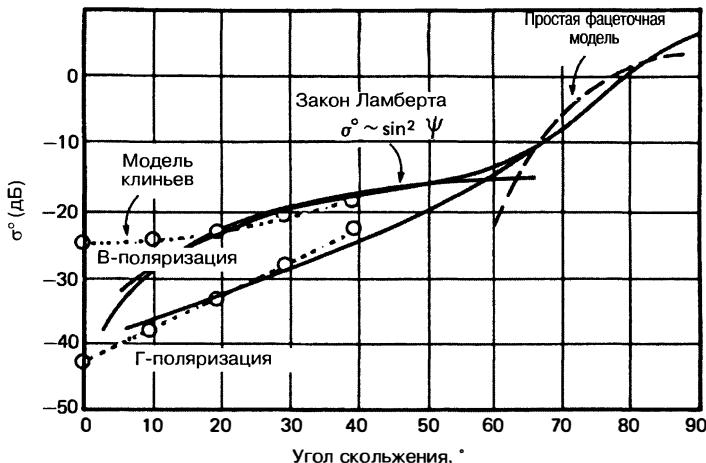


Рис. 15.21. Сравнение нескольких моделей специальных функций с данными программы NRL 4FR (данные те же, что и на рис. 15.19)

Элементы рассеяния могут принимать форму клиньев, бугров, набегающих микроволн, гидравлических ударов, пятен турбулентности и гравитационно-капиллярных волн (как ветровых, так и паразитных), причем все они могут вносить вклад в создание помеховых отражений от морской поверхности.

Например, обычная волна Стокса [20] имеет квазитрохоидальную структуру, которая напоминает клин на поверхности, поэтому клинообразный рассеиватель считается важной частью помеховых отражений [11, 12, 92, 93]. Модель рассеяния, как правило, является одним из вариантов знакомой нам *геометрической теории дифракции* (ГТД) [109], которая строго применима к задаче обратного рассеяния только тогда, когда острие клина находится на нормали к плоскости падения. Тем не менее прогнозирование ЭПР при малых углах скольжения для обеих поляризаций показывает тенденции, похожие на расчеты по брэгговской модели или модели составной поверхности [93].

Одной из основных проблем всех моделей, основанных на моделировании рассеяния поверхностными объектами, является отсутствие достоверной информации о формах, размерах, ориентации, скорости, продолжительности существования и статистике этих объектов или явлений. Таким образом, несмотря на часто имеющиеся указания либо наблюдения и теории, результаты такого моделирования будут основываться на неопределенных предположениях относительно этих важных параметров. Например, параметры стабильности водяной поверхности предотвращают уменьшение величины внутреннего угла заострения гребня морской волны ниже 120° , поэтому он становится удобным параметром угла клина в моделях клинового рассеяния. На рис. 15.21 общий масштаб клинового рассеяния, рассчитанного по принципам ГТД, был скорректирован, чтобы найти ЭПР помех на уровне экспериментальных значений. Клины, по всей видимости, позволяют удовлетворительно моделировать поведение помеховых отражений от морской поверхности при обеих поляризациях и малых углах скольжения с качественной точкой зрения.

На рис. 15.21 также показаны две дополнительные простые модели рассеяния, представленные для сравнения. Закон Ламберта, упоминающийся в связи с рис. 15.9а, б, позволяет представить ЭПР в виде $\sigma^0 = A \sin^2 \psi$, где A — альбедо поверхности. Выбирая $A = -0,13$ дБ (в разумных пределах для микроволновых частот), получаем достаточно хорошее совпадение с рассеянием при вертикальной поляризации в широком диапазоне углов скольжения. *Фацеточная* модель выражается формулой (15.17) и описывает помеховые отражения при больших углах скольжения, она используется для описания состояния моря со скоростью волн 20 узлов [102]. Общее поведение волн, описываемое этими двумя моделями, кажется.

согласуется с расчетами примерно так же, как и любая другая, хотя они тоже должны использовать произвольные допущения, чтобы достичь разумного согласования с данными, поэтому значение этого соответствия трудно оценить. Тем не менее из рис. 15.21 можно было бы вывести, что объекты острой формы (например клинья) доминируют в помеховых отражениях от морской поверхности при малых углах скольжения, плоские формы (например грани) — при больших углах, шероховатость поверхности в целом — при промежуточных углах.

Теория рассеяния набегающими волнами, упоминаяемая в связи с рис. 15.20, изначально имела целью объяснить сложное поведение морских выбросов при низких углах скольжения, которые наблюдали Льюис и Олин [40]. Эта теория была основана на *моделировании пенных шлейфов* самых распространенных скользящих бурунов, при котором водяной пенный шлейф выпускается на разливающийся гребень волны и движется вниз по передней поверхности [110]; поведение рассеяния получали путем многолучевого облучения с участием отражений от передней поверхности волны [57]. Разработка этой модели объясняет большую часть сложного поведения наблюдаемых морских выбросов, однако, как и все другие модели, основанные на рассеянии поверхностными объектами, она нуждалась в предположениях относительно размеров, форм и рассеяния пенным шлейфами волн. Эти параметры были выведены из наблюдения за реальной поверхностью моря, и в результате прогнозы были удивительно достоверны. Кроме того, успех двухмасштабной дополненной модели, упомянутой выше, обеспечивает дальнейшее повышение доверия.

Хотя функции рассеяния были введены главным образом для помех отражений от морской поверхности при малых углах скольжения (см. подробное обсуждение в работе Ветцеля [12]), есть свидетельства, как отмечалось выше, что функция рассеяния действует при всех углах скольжения. Учитывая провал теорий рассеяния, сформулированных как ГКЗ, в предоставлении каких-либо прогнозов, помимо расчетов для некоторых предельных случаев аппроксимации, и неустойчивый характер логической инфраструктуры гипотезы Брэгга для рассеяния СВЧ-волн поверхностью моря в естественных условиях, вполне возможно, что в будущем дальнейшее тщательное рассмотрение фактических объектов рассеяния, существующих на поверхности моря, улучшит наше понимание помеховых отражений от морской поверхности.

Предположения геометрии поверхности. Аппроксимации к ГКЗ, о которых говорилось выше, были сформулированы в частотной области, но во временной модели рассеяния излучения элементами морской поверхности указывается на возможно общее происхождение рассеяния с точки зрения понятий геометрии поверхности [13, 110]. В этой модели вводится понятие о том, что основные элементы рассеяния поверхностью локализованы в точках с *большой кривизной поверхности*, как это происходит на остроконечных малых волнах Стокса или на угловом пенном шлейфе, пересекающем переднюю поверхность набегающей волны. Используя δ -функцию в качестве зондирующего импульса, было найдено приближенное выражение для ЭПР рассеяния как функции от кривизны поверхности $C(\mathbf{r}(t_o))$, где t_o — время приема-передачи сигнала от РЛС до точки $\mathbf{r}(t_o)$ на поверхности:

$$\sigma(t_o) = B(\psi, s, t_o) C^2(ct_o / 2\cos\psi), \quad (15.19)$$

где B — сложная тригонометрическая функция угла скольжения ψ , угла наклона поверхности s и t_o . Значение коэффициента B максимально в точках зеркального отражения, поэтому уравнение (15.19) выражает влияние зеркальных бликов, а также элементов с сильной кривизной поверхности. Хотя первоначально теория [13] была основана на формулировках физической оптики для скалярного поля (см. работу Сэнгстона [111] для векторной формы), некоторое подтверждение этим предположениям можно получить из графика зависимости квадрата кривизны поверхности для реальной поверхности моря. На рис. 15.22а показан *наклон поверхности*, измеренный в пределах короткого сегмента поверхности в районе Гольфстрима [112] с соответствующим *профилем квадрата кривизны поверхности*, приведенным ниже. ЭПР помех, определенная для этого профиля по формуле (15.19), имеет точное сходство с некоторыми элементами рассеяния, полученными при высокой разрешающей способности и показанными на рис. 15.11. Кроме того,

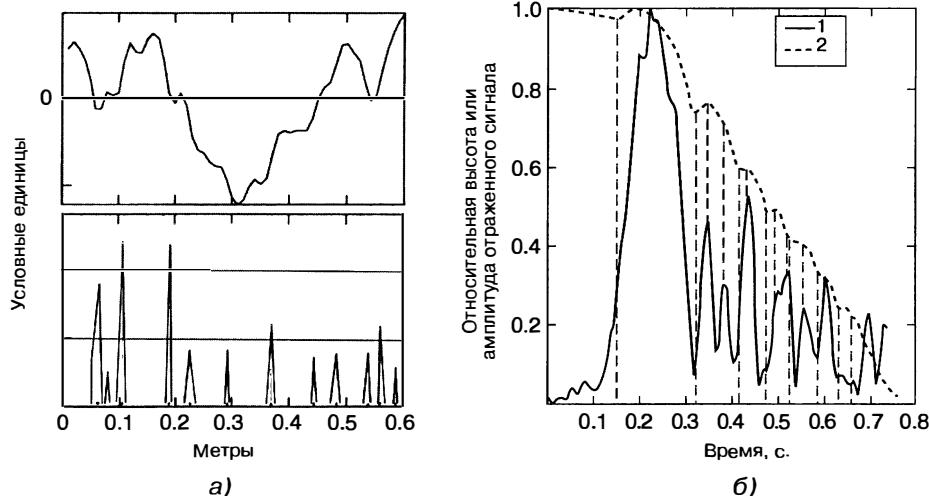


Рис. 15.22. *а* — измеренные значения угла наклона поверхности (верхняя кривая) по сравнению с образцами морской поверхности в районе Гольфстрима [112], ниже представлен график квадрата кривизны этой же поверхности; *б* — измерения рассеяния радиолокационного излучения (1) развивающейся поверхностью набегающей волны, проведенные в лабораторном бассейне и коррелированные относительно изменений высоты поверхностных волн (2) (*M.A. Слемтен и Дж.Си. Вест* [114] © The American Geophysical Union 2003)

эти выбросы рассеяния коррелируют с тем типом неровностей, складок и разрывов поверхности склонов, которые были определены в качестве источников морских выбросов при измерениях в лабораторном бассейне [11, 113, 114]. Пример этого явления показан на рис. 15.22б, где РЛС с ультравысокой разрешающей способностью отслеживает рассеяние набегающей волны, развитие поверхности которой нанесено на график выше радиолокационного сигнала. Мы видим, что выбросы появляются в точках максимальной кривизны поверхности, хотя большой пик сигнала, вероятно, является зеркальным отражением от начального фронта набегающей волны.

Часто упускается из виду, что предполагаемое происхождение помех отражений от морской поверхности основано на использовании предложенных видов измерительных приборов, которые, в свою очередь, определяют наиболее подходящие теоретические основы, т.е. «теорию эксперимента». Если вы выходите в море с РЛС с непрерывным излучением — «усредняющим волновым спектрометром» — вы будете выбирать спектральные линии по длительным интервалам интеграции и интерпретировать происхождение морских волн с точки зрения эффекта волны, а именно «брэгговского резонанса». С другой стороны, если вы используете зонд с высокой разрешающей способностью — радиолокационный микроскоп — картина помех будет заполнена сильно локализованными элементами рассеяния, или *морскими выбросами*, изолированными посредством коротких импульсов широкополосного сигнала. В этом случае наиболее подходящей «теорией эксперимента» являются формулировки во временной области, описанные выше.

Другие способы наблюдения помеховых отражений от морской поверхности с точки зрения геометрии поверхности характеризуют море и помехи отражения от его поверхности как фрактальный процесс [115], или происходит поиск параметров, описывающих его сложность путем определения «странных аттракторов» [116]. К сожалению, эти исследования, похоже, не содержат никаких полезных сведений о физических процессах рассеяния морской поверхностью, за исключением, пожалуй, вывода о том, что помехи отражения от морской поверхности

возникают из различных источников, которые мы уже знаем. С другой стороны, выявление определенных значений в измерениях характеристик *меры* этих процессов (например фрактальной размерности и размерности вложения) были предложены в качестве способа идентификации цели на фоне помех.

Численные методы. Благодаря увеличению быстродействия компьютер стал практическим инструментом для решения определенных задач рассеяния с помощью численных методов, тем самым позволяя избежать введения аппроксимаций, которые требуются для получения решений, описанных выше. Для описания рассеяния поверхностью, в частности непрерывной поверхностью моря, основным методом представляется один из вариантов метода моментов [117]. Точное интегральное уравнение для *поверхностных токов*, наведенных полем излучения, решается численно на сетке точек, где гибкость и точность решения зависят в основном от разноса элементов сетки, размера элементов поверхности по сравнению с длиной волны излучения, степенью выхода поверхности за пределы сетки и эффективностью вычислительных алгоритмов, используемых в обширных расчетах. Найденные для ансамбля реализаций поверхности, эти токи могут быть использованы в интеграле рассеяния поверх каждой из поверхностей для создания ансамбля *полей рассеяния*, которые, в конце концов, усредняются по ЭПР поверхности рассеяния [118]. Хотя эти методы часто рассматриваются как «золотой стандарт» для подобных расчетов рассеяния, их сложность и трудоемкость ограничивают их применение к идеализированным или лабораторным поверхностным структурам, где они просто подтверждают, что уравнения Максвелла опять прошли проверку в экспериментах по рассеянию. Тем не менее такое численное моделирование может быть информативным в определении источника конкретных событий рассеяния, таких как морские выбросы, а также их зависимости от таких параметров, как угол скольжения радиолокационного излучения, поляризация и частота [119, 120].

Роль лабораторных исследований. Поверхность моря является естественной системой, управляемой законами гидродинамики. Однако тарелка супа, бассейн с водой или бурный поток являются моделью определенного поведения поверхности моря, предоставляя место гораздо более удобной для исследований рассеяния феноменологии. Несмотря на очевидный вопрос *масштаба*, можно с небольшим допущением представить, что все, что происходит в небольшом лабораторном бассейне, можно перенести на открытый океан. Но это, конечно, не может быть истиной; поверхность моря структурируется крупномасштабной системой ветров, которую невозможно воспроизвести в лабораторных условиях. Таким образом, лаборатория используется почти исключительно для изучения отдельных деталей того, как электромагнитная волна взаимодействует с некоторыми ограниченными и хорошо контролируемыми элементами поверхности, которые, как считается, присутствуют в открытом море.

В течение почти 45 лет была создана обширная литература по широкому спектру лабораторных экспериментов по рассеянию СВЧ-волн элементами поверхности воды. Самыми ранними, по всей видимости, были небольшие осторожные эксперименты в середине 1960-х годов, которые были направлены на то, чтобы подтвердить наличие брэгговского рассеяния сантиметровыми волнами [6], в то время как на другом конце спектра экспериментальных исследований хаос полно-масштабных набегающих волн был смоделирован путем погружения гидрокрыла поперек канала шириной 7 метров, наполненного циркулирующей водой, которую приводила в движение турбина мощностью 1,5 мегаватт [121]. Но большинство лабораторных экспериментов имеют более скромный масштаб, используя бассейны для длинных волн с поперечным сечением 1 или 2 м, в которых волновая система производится либо контролируемым вентилятором, либо запрограммированным волнопропусктором.

Для иллюстрации опишем некоторые из экспериментов и приведем их результаты. Кво и Лэйк [11] измерили рассеяние в X-диапазоне от небольших набегающих волн, созданных в бассейне, и обнаружили, что зеркальное и криволинейное рассеяния доминируют над рассеянием Брэгга при облучении таких поверхностей. Келлер и соавторы [122] одновременно измеряли рассеяние в X-диапазоне и спектр поверхностных волн в лабораторном бассейне и обнаружили, что теории на основе брэгговского рассеяния имеют определенную достоверность при промежуточных углах скольжения и сильных ветрах, но не могут объяснить поведение рассеяния в

других условиях. Слетеи и Вест [113, 114] использовали двусторонний подход к расщеплению набегающими волнами, построив металлическую модель набегающей волны для сравнения ее свойств рассеяния с численными расчетами, а затем проверили результаты, проведя измерения реальных водяных волн в лабораторном бассейне. Эриксон и соавторы [123] генерировали набегающую волну в потоке, заключенном в небольшой туннель, и сравнили ее свойства рассеяния с расчетами точечного зеркального рассеивания. Кокли и соавторы [121] создали гидрокрыло в канале с мощным потоком воды, тем самым им удалось генерировать большой фронт набегающей волны, который дал рассеяние излучения радара в соответствии с законом Ламберта, наряду с поляризационным соотношением, вытекающим из многолучевого рассеяния от невозмущенной передней поверхности фронта. Эти исследователи, наряду со многими другими, изучали рассеяние радиолокационного излучения поверхностью воды и, таким образом, внесли существенный вклад в наше растущее понимание помеховых отражений от морской поверхности.

15.5. Выводы

В первые дни существования РЛС понимание важности информации о происхождении помеховых отражений от морской поверхности толкало исследователей к многочисленным экспериментам в различных условиях. Изменение качества и полноты наземной проверки, калибровка оборудования и опыт экспериментаторов привели к результатам, которые часто показывали значительное несоответствие и предлагали описание поведения помеховых отражений, которое в большей степени зависело от капризов эксперимента, чем от физического происхождения элементов, создающих помехи. По мере накопления данных лучшего качества ожидалось, что поведение помеховых отражений от морской поверхности все же будет описано более достоверно. Однако этого не произошло, что заставляет нас только суммировать наши знания о поведении помеховых отражений от морской поверхности примерно следующим образом: при усилении скорости ветра над поверхностью мирового океана на 50% (более 15 узлов) СВЧ помеховые отражения от морской поверхности при средних и больших углах скольжения мало зависят от частоты, влияние на их поведение скоростей ветра пока не определено и, видимо, зависит от поляризации, направления ветра и угла скольжения различным, весьма запутанным образом. Тем не менее существуют различные эмпирические описания и статистические характеристики, которые позволяют представить эти помехи наиболее полезным и практическим способом для последующего использования при разработке РЛС, естественно, проявляя определенную осторожность в использовании соответствующих параметров. Однако значительные области неопределенности присутствуют при любой скорости ветра, когда угол скольжения опускается ниже на несколько градусов и, на облучение поверхности начинают влиять преломление и дифракция, а при любом угле скольжения, когда скорость ветра снижается до 10 узлов и менее, наиболее сильно начинают проявляться особенности и неопределенности в возбуждении шероховатости поверхности. При низких углах скольжения, которые часто наблюдаются в работе морских РЛС, помеховые отражения от морской поверхности становятся пикообразными и прерывистыми, что требует особого внимания при обработке сигнала и интерпретации радиолокационных сигналов. Кроме того, элементы морской среды, такие как дождь, течения, штилевые пятна и рефракционные аномалии, могут серьезно помешать точной селекции рассеяния целью на фоне артефактов помех.

Вопрос об СВЧ помеховых отражений от морской поверхности остается нерешенным. Самой популярной является двухмасштабная брэгговская модель, которая на самом деле представляет собой ряд предположений на основе косвенных доказательств; до сих пор нет ясного понимания, почему она все же работает. В самом деле, появляется все больше доказательств, как экспериментальных, так и натурных в открытом океане, что эта модель не учитывает многие аспекты поведения измеренных помеховых отражений от морской поверхности. Дополнение этой модели еще одним компонентом, отражающим влияние набегающих волн на развитой поверхности моря, способствовало улучшению прогнозов, но все же утвердило ситуативный характер моделей составной поверхности. Более многообещающими стали

выглядеть теории, основанные на рассеянии элементами поверхности, по крайней мере одного из таких элементов — набегающей волны в различных масштабах, макро и микро, поскольку она все чаще рассматривается как важный вклад в помеховые отражения от морской поверхности при малых углах скольжения и коротких импульсах. Основная проблема описания этих элементов наиболее полезным для последующего прогноза способом остается нерешенной. Возможно, выражение рассеивающих свойств поверхности с точки зрения присущих свойств поверхности, таких как мелкомасштабная кривизна, может дать организующий принцип сведения вместе всех фрагментов, которые в настоящее время составляют теорию помеховых отражений от морской поверхности.

В последнем издании этого справочника (1990) окончательное утверждение в этой главе было таким: «Интересно посмотреть, каким будет прогресс в теории помеховых отражений от морской поверхности при публикации в следующем издании этой книги». Похоже, что ответ станет следующим: прогресс оказался небольшим. Но есть некоторые доказательства того, что теория помеховых отражений от морской поверхности постепенно освобождается от парализующего монотонизма рассеяния Брэгга, так что есть надежда на будущее.

Литература

1. D.E. Kerr, *Propagation of Short Radio Waves*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1951.
2. M.I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 2001.
3. F.E. Nathanson, *Radar Design Principles*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1991.
4. M.W. Long, *Radar Reflectivity of Land and Sea*, 3rd Ed., Norwood, MA: Artech House, 2001.
5. D. Crombie, “Doppler spectrum of sea echo at 13.56 Mc/s,” *Nature*, vol. 175, pp. 681–683, 1955.
6. J. W. Wright, “A new model for sea clutter,” *IEEE Trans.*, vol. AP-16, pp. 217–223, 1968.
7. F.G. Bass, I.M. Fuks, A.I. Kalmykov, I.E. Ostruvsky, and A.D. Rosenberg, “Very high frequency radio wave scattering by a disturbed sea surface,” *IEEE Trans.*, vol. AP-16, pp. 554–568, 1968.
8. D. Barrick and Q. Peake, “A review of scattering from surfaces with different roughness scales,” *Radio Sci.*, vol. 3, pp. 865–868, 1968.
9. D. Atlas, R.C. Beal, R.A. Brown, P. De Mey, R.K. Moore, C.G. Rapley, and C.T. Swift, “Problems and future directions in remote sensing of the oceans and troposphere: a workshop report,” *J. Geophys. Res.*, vol. 9(C2), pp. 2525–2548, 1986.
10. D. Holiday, G. St-Cyr, and N.E. Woods, “A radar ocean imaging model for small to moderate incidence angles,” *Int. J. Remote Sensing*, vol. 7, pp. 1809–1834, 1986.
11. D.S. Kwoh and B.M. Lake, “A deterministic, coherent, and dual-polarized laboratory study of microwave backscattering from water waves, part 1: Short gravity waves without wind,” *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-9, pp. 291–308, 1984.
12. L.B. Wetzel, “Electromagnetic scattering from the sea at low grazing angles,” in *Surface Waves and Fluxes: Current Theory and Remote Sensing*, chap. 12, G. L. Geernaert and W. J. Plant (eds.), Dordrecht, Netherland: Reidel, 1989.
13. L.B. Wetzel, “A time domain model for sea scatter,” *Radio Sci.*, vol. 28, no. 2, pp. 139–150, March–April 1993.
14. D. Middleton and H. Mellin, “Wind-generated solutions, A potentially significant mechanism in ocean surface wave generation and wave scattering,” *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-10, pp. 471–476, 1985.
15. S. Tang and O.H. Shemdin, “Measurement of high-frequency waves using a wave follower,” *J. Geophys. Res.*, vol. 88, pp. 9832–9840, 1983.

16. W.J. Pierson and L. Moskowitz, "A proposed spectral form for fully developed seas based on the similarity theory of S. A. Kitaigorodskii," *J. Geophys. Res.*, vol. 69, pp. 5181–5190, 1964.
17. O.M. Phillips, "Spectral and statistical properties of the equilibrium range in wind-generated gravity waves," *J. Fluid Mech.*, vol. 156, pp. 505–531, July 1985.
18. W.J. Pierson, Jr. and M.A. Donelan, "Radar scattering and equilibrium ranges in wind-generated waves with application to scatterometry," *J. Geophys. Res.*, vol. 91(C5), pp. 4971–5029, 1987.
19. S.A. Kitaigorodskii, "On the theory of the equilibrium range in the spectrum of wind-generated gravity waves," *J. Phys. Oceanogr.*, vol. 13, pp. 816–827, 1983.
20. B. Kinsman, *Wind Waves*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1965.
21. M. Phillips, F.L. Posner, and J.P. Hansen, "High range resolution radar measurements of the speed distribution of breaking events in wind generated waves: Surface impulse and wave energy dissipation rates," *J. Phys. Oceanogr.*, vol. 21, 450, 2001.
22. J. Wu, "Variations of whitecap coverage with wind stress and water temperature," *J. Phys. Oceanogr.*, vol. 18, pp. 1448–1453, October 1988.
23. O.M. Phillips, "Radar returns from the sea surface—Bragg scattering and breaking waves," *J. Phys. Oceanogr.*, vol. 18, pp. 1063–1074, 1988.
24. W. P. Plant, "A new interpretation of sea surface slope probability density functions," *J. Geophys. Res.*, vol. 108, no. C9, p. 3295, 2003.
25. J.C. Daley, J.T. Ransone, J.A. Burkett, and J.R. Duncan, "Sea clutter measurements on four frequencies," *Naval Res. Lab. Rept. 6806*, November 1968.
26. G.R. Valenzuela and R. Laing, "On the statistics of sea clutter," *Naval Res. Lab. Rept. 7349*, December 1971.
27. N.W. Guinard, J.T. Ransone, Jr., and J.C. Daley, "Variation of the NRCS of the sea with increasing roughness," *J. Geophys. Res.*, vol. 76, pp. 1525–1538, 1971.
28. J.C. Daley, "Wind dependence of radar sea return," *J. Geophys. Res.*, vol. 78, pp. 7823–7833, 1973.
29. K.D. Ward, C.J. Baker, and S. Watts, "Maritime surveillance radar Part 1: Radar scattering from the ocean surface," *IEE Proc.*, vol. 137, Pt F, no. 2, April 1990.
30. S. Watts, K.D. Ward, and R.T.A. Tough, "The physics and modeling of discrete spikes in radar sea clutter," presented at 2005 IEEE International Radar Conference, 2005.
31. H. Masuko, K. Okamoto, M. Shimada, and S. Niwa, "Measurement of microwave backscattering signatures of the ocean surface using X band and Ka band airborne scatterometers," *J. Geophys. Res.*, vol. 91(C11), pp. 13065–13083, 1986.
32. A.I. Kalmykov and V. V. Pustovoytenko, "On Polarization features of radio signals scattered from the sea surface at small grazing angles," *J. Geophys. Res.*, vol. 81, pp. 1960–1964, 1976.
33. I. Katz and L.M. Spetner, "Polarization and depression angle dependence of radar terrain return," *J. Res. Nat. Bur. Stand., Sec. D.* vol. 64-D, pp. 483–486, 1960.
34. F. Feindt, V. Wismann, W. Alpers, and W.C. Keller, "Airborne measurements of the ocean radar cross section at 5.3 GHz as a function of wind speed," *Radio Sci.*, vol. 21, pp. 845–856, 1986.
35. L.C. Schroeder, P.R. Schaffner, J. L. Mitchell, and W. L. Jones, "AAFE RADSCAT 13.9-GHz measurements and analysis: Wind-speed signature of the ocean," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-10, pp. 346–357, 1985.
36. G.P. de Loor and P. Hoogeboom, "Radar backscatter measurements from Platform Noordwijk in the North Sea," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-7, pp. 15–20, January 1982.
37. A.H. Chaudhry and R.K. Moore, "Tower-based backscatter measurements of the sea," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-9, pp. 309–316, December 1984.
38. F.T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, *Microwave Remote Sensing, Active and Passive*, Vol. III, Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, 1986, Sec. 20.2.
39. B. Spaulding, D. Horton, and P. Huong, "Wind Aspect Factor in Sea Clutter Modeling," presented at 2005 IEEE International Radar Conference, 2005.

40. B.L. Lewis and I.D. Olin, "Experimental study and theoretical model of high-resolution backscatter from the sea," *Radio Sci.*, vol. 15, pp. 815–826, 1980.
41. J.P. Hansen and V.F. Cavalieri, "High resolution radar sea scatter, experimental observations and discriminants," *Naval Research Laboratory Report No. 8557*, 1982. 42. D. Trizna, "Measurement and interpretation of North Atlantic Ocean Marine Radar Sea Scatter," *Naval Res. Lab. Rept. 9099*, May 1988.
42. D. Trizna, "Measurement and interpretation of North Atlantic Ocean Marine Radar Sea Scatter," *Naval Res. Lab. Rept. 9099*, May 1988.
43. P. Beckmann, *Probability in Communication Engineering*, New York: Harcourt, Brace and World, Inc., 1967, Sect. 6.2.
44. G.V. Trunk, "Radar properties of non-Rayleigh sea clutter," *IEEE Trans.*, vol. AES-8, pp. 196–204, 1972.
45. P.H.Y. Lee, J.D. Barter, K.L. Beach, C.L. Hindman, B. M. Lake, H. Rungaldier, J. C. Shelton, A. B. Williams, R. Yee, and H. C. Yuen, "X band microwave scattering from ocean waves," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, no. C2, pp. 2591–2611, February 1995.
46. M. Katzin, "On the mechanisms of radar sea clutter," *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 44–45, January 1957.
47. L.B. Wetzel, "A model for sea backscatter intermittency at extreme grazing angles," *Radio Sci.*, vol. 12, pp. 749–756, 1977.
48. I.M. Hunter and T.B.A. Senior, "Experimental studies of sea surface effects on low angle radars," *Proc. IEE*, vol. 113, pp. 1731–1740, 1966.
49. H. Sittrop, "X- and K_u-band radar backscatter characteristics of sea clutter," in *Proc. URSI Commission II Specialist Meeting on Microwave Scattering from the Earth*, E. Schanda (ed.), Bern, 1974.
50. B.G. Smith, "Geometrical shadowing of the random rough surface," *IEEE Trans.*, vol. AP-15, pp. 668–671, 1967.
51. F.B. Dyer and N.C. Currie, "Some comments on the characterization of radar sea echo," in *Dig. Int. IEEE Symp. Antennas Propagat.*, July 10–12, 1974.
52. D.E. Barrick, J.M. Headrick, R.W. Bogle, and D.D. Crombie, "Sea backscatter at HF: Interpretation and utilization of the echo," *Proc. IEEE*, vol. 62, 1974.
53. C.C. Teague, G.L. Tyler, and R.H. Stewart, "Studies of the sea using HF radio scatter," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-2, pp. 12–19, 1977.
54. J.C. Wiltse, S.P. Schlesinger, and C. M. Johnson, "Back-scattering characteristics of the sea in the region from 10 to 50 KMC," *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 220–228, 1957.
55. G. W. Ewell, M.M. Horst, and M.T. Tuley, "Predicting the performance of low-angle microwave search radars—Targets, sea clutter, and the detection process," *Proc. OCEANS 79*, pp. 373–378, 1979.
56. W.K. Rivers, "Low-angle radar sea return at 3-mm wavelength," Final Tech. Rept., Georgia Institute of Technology, Engineering Experiment Station, Contract N62269-70-C-0489, November 1970.
57. L.B. Wetzel, "On microwave scattering by breaking waves," in *Wave Dynamics and Radio Probing of the Ocean Surface*, Chap. 18, O. M. Phillips and K. Hasselmann (eds.), New York: Plenum Press, 1986, pp. 273–284.
58. B.L. Hicks, N. Knable, J. Kovaly, G.S. Newell, J.P. Ruina, and C.W. Sherwin, "The spectrum of X-band radiation backscattered from the sea surface," *J. Geophys. Res.*, vol. 65, pp. 825–837, 1960.
59. G.R. Valenzuela and R. Laing, "Study of doppler spectra of radar sea echo," *J. Geophys. Res.*, vol. 65, pp. 551–562, 1970.
60. V.W. Pidgeon, "Doppler dependence of sea return," *J. Geophys. Res.*, vol. 73, pp. 1333–1341, 1968.
61. Y.U. Mel'nicuk and A.A. Chernikov, "Spectra of radar signals from sea surface for different polarizations," *Izv. Atmos. Oceanic. Phys.*, vol. 7, pp. 28–40, 1971.
62. J.W. Wright and W. . Keller, "Doppler spectra in microwave scattering from wind waves," *Phys. Fluids*, vol. 14, pp. 466–474, 1971.

63. D. Trizna, "A model for doppler peak spectral shift for low grazing angle sea scatter," IEEE J. Oceanic Eng., vol. OE-10, pp. 368—375, 1985.
64. P.H.Y. Lee, J.D. Barter, K.L. Beach, E. Caponi, C.L. Hindman, B.M. Lake, H. Rungaldier, and J. C. Shelton, "Power spectral lineshapes of microwave radiation backscattered from sea surfaces at small grazing angles," IEE Proc.—Radar, Sonar Navig., vol. 142, no. 5, pp. 252—258, October 1995.
65. F.E. Nathanson, loc cit, Sec. 7.5.
66. W.C. Keller, W.J. Plant, and G.R. Valenzuela, "Observation of breaking ocean waves with coherent microwave radar," in Wave Dynamics and Radio Probing of the Ocean Surface, chap. 19, O. M. Phillips and K. Hasselmann (eds.), New York: Plenum Press, 1986, pp. 285—292.
67. R. K. Moore, Y.S. Yu, A.K. Fung, D. Kaneko, G. J. Dome, and R. E. Werf, "Preliminary study of rain effects on radar scattering from water surfaces," IEEE J. Oceanic Eng., vol. OE-4, pp. 31—32, 1979.
68. R.F. Contreras, W. J. Plant, W.C. Keller, K. Hayes, and J. Nystuen, "Effects of rain on Ku band backscatter from the ocean," J. Geophys. Res., vol. 108, no. C5, pp. 3165—3180, 2003.
69. J.P. Hansen, "High resolution radar backscatter from a rain disturbed sea surface," presented at ISNR-84 Rec., Tokyo, October 22—24, 1984.
70. J.P. Hansen, "A system for performing ultra high resolution backscatter measurements of splashes," in Proc. Int. Microwave Theory & Techniques Symp., Baltimore, 1986.
71. L.B. Wetzel, "On the theory of electromagnetic scattering from a raindrop splash," Radio Sci., vol. 25, No. 6, pp. 1183—1197, 1990.
72. R. Romeiser, A. Schmidt, and W. Alpers, "A three-scale composite surface model for the ocean wave-radar modulation transfer function," J. Geophys. Res., vol. 99, pp. 9785—9801, 1994.
73. B. LeMehaute and T. Khangaonkar, "Dynamic interaction of intense rain with water waves," J. Phys. Oceanogr., vol. 20, December 1990.
74. L.B. Wetzel, "On the origin of long-period features in low-angle sea backscatter," Radio Sci., vol. 13, pp. 313—320, 1978.
75. P. Gerstoft, L.T. Rogers, W.S. Hodgkiss, and L.J. Wagner, "Refractivity estimation using multiple elevation angles," IEEE J. of Oceanic Eng., vol. 28, no. 3, pp. 513—525, July 2003.
76. D.E. Barrick, "Near-grazing illumination and shadowing of rough surfaces," Radio Sci., vol. 30, no. 3, pp. 563—580, May-June 1995.
77. J.M. Sturm and J.C. West, "Numerical study of shadowing in electromagnetic scattering from rough dielectric surfaces," IEEE Trans. in Geosci. and Remote Sensing, vol. 36, no. 5, September 1998.
78. R.B. Perry and G.R. Schimke, "Large-amplitude internal waves observed off the northwest coast of Sumatra," J. Geophys. Res., vol. 70, pp. 2319—2324, 1965.
79. W. Alpers and I. Hennings, "A theory of the imaging mechanism of underwater bottom topography by real and synthetic aperture radar," J. Geophys. Res., vol. 89, pp. 10529—10546, 1984.
80. W. Garrett, "Physicochemical effects of organic films at the sea surface and their role in the interpretation of remotely sensed imagery," in ONRL Workshop Proc.—Role of Surfactant Films on the Interfacial Properties of the Sea Surface, F. L. Herr and J. Williams (eds.), November 21, 1986, pp. 1—18.
81. H. Huhnerfuss, W. Alpers, W.D. Garrett, P.A. Lange, and S. Stolte, "Attenuation of capillary and gravity waves at sea by monomolecular organic surface films," J. Geophys. Res., vol. 88, pp. 9809—9816, 1983.
82. J.C. Scott, "Surface films in oceanography," in ONRL Workshop Proc.—Role of Surfactant Films on the Interfacial Properties of the Sea Surface, F. L. Herr and J. Williams (eds.), November 21, 1986, pp. 19—40.
83. N.W. Guinard, "Radar detection of oil spills," presented at Joint Conf. Sensing of Environmental Pollutants, AIAA Pap. 71—1072, Palo Alto, CA, November 8—10, 1971.

84. H. Hühnerfuss, W. Alpers, A. Cross, W.D. Garrett, W.C. Keller, P.A. Lange, W.J. Plant, F. Schlude, and D.L. Schuler, "The modification of X and L band radar signals by monomolecular sea slicks," *J. Geophys. Res.*, vol. 88, pp. 9817–9822, 1983.
85. C.S. Cox and W.H. Munk, "Statistics of the sea surface derived from sun glitter," *J. Mar. Res.*, vol. 13, pp. 198–227, 1954.
86. W. Alpers and H. Hühnerfuss, "Radar signatures of oil films floating on the sea surface and the Marangoni effect," *J. Geophys. Res.*, vol. 93, pp. 3642–3648, April 15, 1988.
87. H. Masuko and H. Inomata, "Observations of artificial slicks by X and Ka band airborne scatterometers," in *Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS'88)*, Edinburgh, September 12–16, 1988, pp. 1089–1090. Published by Noordwijk, Netherlands: European Space Agency, ESTEC, 1988.
88. H. Goldstein, "Frequency dependence of the properties of sea echo," *Phys. Rev.*, vol. 70, pp. 938–946, 1946.
89. A.H. Schooley, "Some limiting cases of radar sea clutter noise," *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 1043–1047, 1956.
90. W.S. Ament, "Forward and backscattering by certain rough surfaces," *Trans. IRE*, vol. AP-4, pp. 369–373, 1956.
91. V. Twersky, "On the scattering and reflection of electromagnetic waves by rough surfaces," *Trans. IRE*, vol. AP-5, pp. 81–90, 1957.
92. D.R. Lyzenga, A.L. Maffett, and R.A. Schuchman, "The contribution of wedge scattering to the radar cross section of the ocean surface," *IEEE Trans.* vol. GE-21, pp. 502–505, 1983.
93. L.B. Wetzel, "A minimalist approach to sea backscatter—the wedge model," in *URSI Open Symp. Wave Propagat.: Remote Sensing and Communication*, University of New Hampshire, Durham, preprint volume, July 28–August 1, 1986, pp. 3.1.1–3.1.4.
94. S.O. Rice, "Reflection of electromagnetic waves from slightly rough surfaces," *Commun. Pure Appl. Math.*, vol. 4, pp. 361–378, 1951.
95. W.H. Peake, "Theory of radar return from terrain," in *IRE Nat. Conv. Rec.*, vol. 7, 1959, pp. 27–41.
96. G.R. Valenzuela, "Depolarization of EM waves by slightly rough surfaces," *IEEE Trans.*, vol. AP-15, pp. 552–559, 1967.
97. F.G. Bass and I.M. Fuks, *Wave Scattering from Statistically Rough Surfaces*, New York: Pergamon Press, 1979.
98. C. Eckart, "The scattering of sound from the sea surface," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 25, pp. 566–570, 1953.
99. P. Beckmann and A. Spizzichino, *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, New York: Macmillan Company, 1963.
100. L.B. Wetzel, "HF sea scatter and ocean wave spectra," presented at *URSI Spring Meet.*, National Academy of Sciences, Washington, April 1966.
101. A.K. Fung and G.W. Pan, "A scattering model for perfectly conducting random surfaces: I. model development," *Int. J. Remote Sensing*, vol. 8, no. 11, pp. 1579–1593, 1987.
102. G.R. Valenzuela, "Theories for the interaction of electromagnetic and oceanic waves—a review," *Boundary-Layer Meteorol.*, vol. 13, pp. 61–85, 1978.
103. B.F. Kuryanov, "The Scattering of sound at a rough surface with two types of irregularity," *Sov. Phys. Acoust.*, vol. 8, pp. 252–257, 1963.
104. W.J. Plant, "Bragg scattering of electromagnetic waves from the air/sea interface," in *Surface Waves and Fluxes: Current Theory and Remote Sensing*, chap. 12, G. L. Geernaert and W. J. Plant (eds.), Dordrecht, Netherlands: Reidel, 1988.
105. A. Schmidt, V. Wismann, R. Romeiser, and W. Alpers, "Simultaneous measurements of the ocean wave radar modulation transfer function at L, C and X bands from the research platform Nordsee," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, pp. 8815–8827, 1995.
106. W.P. Plant, "A stochastic, multiscale model of microwave backscatter from the ocean," *J. Geophys. Res.*, vol. 107, no. C9, p. 3120, 2002.

107. V. Kudryavtsev, D. Hauser, G. Caudal, and B. Chapron, "A semiempirical model of the normalized radar cross-section of the sea surface 1. Background model," *J. Geophys. Res.*, vol. 108, no. C3, 8054, 2003.
108. V. Kudryavtsev, D. Hauser, G. Caudal, and B. Chapron, "A semiempirical model of the normalized radar cross-section of the sea surface 2. Radar modulation transfer function," *J. Geophys. Res.*, vol. 108, no. C3, 8055, 2003.
109. E.F. Knott, J.F. Shaeffer, and M.T. Tuley, *Radar Cross Section*, 2nd Ed., Boston: Artech House, 1993.
110. M.S. Longuet-Higgins and J.S. Turner "An 'entraining plume' model of a spilling breaker," *J. Fluid Mech.*, vol. 63, pp. 1–20, 1974.
111. K. J. Sangston, "Toward a theory of ultrawideband sea scatter," in *IEEE National Radar Conference 1997*, May 13–15, 1997, pp. 160–165.
111. K.J. Sangston, "Toward a theory of ultrawideband sea scatter," in *IEEE National Radar Conference 1997*, May 13–15, 1997, pp. 160–165.
112. D. Trizna (private communication), 1989.
113. J.C. West and M.A. Sletten, "Multipath EM scattering from breaking waves at grazing incidence," *Radio Sci.*, vol. 32, no. 3, pp. 1455–1467, 1997.
114. M.A. Sletten and J.C. West, "Radar investigations of breaking water waves at low grazing angles with simultaneous high-speed optical imagery," *Radio Sci.*, vol. 38, no. 6, p. 1110, 2003.
115. J. Chen, T. Lo, J. Litva, and H. Leung, "Scattering of electromagnetic waves from a time-varying fractal surface," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 6, no. 1, p. 87, 2003.
116. S. Haykin, "Radar clutter attractor: implications for physics, signal processing and control," *IEE Proc. Radar: Sonar Navig.*, vol. 146, no. 4, p. 177, August 1999.
117. R. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York: McGraw-Hill, 1961.
118. D.J. Donohue, H-C Ku, D.R. Thompson, and J. Sadowski, "Direct numerical simulation of electromagnetic rough surface and sea scattering by an improved banded matrix iterative method," *Johns Hopkins APL Tech. Digest*, vol. 18, no. 2, pp. 204–215, 1997.
119. C.L. Rino and H.D. Ngo, "Numerical simulation of low-grazing-angle ocean microwave backscatter and its relation to sea spikes," *IEEE PGAP*, vol. 46, no. 1, 133–141, 1998.
120. J.C. West, J.M. Sturm, and A-J Ja: Low-Grazing Scattering from Breaking Water Waves Using an Impedance Boundary MM/GTD Approach, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 1, pp. 93–100, January 1998.
121. D.B. Coakley, P.M. Haldeman, D.G. Morgan, K.R. Nicolas, D.R. Penndorf, L.B. Wetzel, and C.S. Weller, "Electromagnetic scattering from large steady breaking waves," *Experiments in Fluids*, vol. 30, no. 5, pp. 479–487, May 2001.
122. M.R. Keller, B.L. Gotwols, W.J. Plant, and W.C. Keller, "Comparison of optically-derived spectral densities and microwave cross-sections in a wind-wave tank," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, no. C8, pp. 16163–16178, 1995.
123. E.A. Ericson, D.R. Lyzenga, and D.T. Walker, "Radar backscatter from stationary breaking waves," *J. Geophys. Res.*, vol. 104, Issue C12, p. 29679, 1999.
124. Y.G. Trokhimovski, "Gravity—capillary wave curvature spectrum and mean-square slope retrieved from microwave radiometric measurements (coastal ocean probing experiment)," *J. f Atmosph. Oceanic Tech.*, vol. 17, no. 9, pp. 1259–1270, 2000.

ГЛАВА 16

ОТРАЖЕНИЕ СИГНАЛОВ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Ричард К. Мур
Канзасский университет

16.1. Введение

Радиолокационные отражения от земной поверхности характеризуются величиной σ^0 — дифференциальной эффективной площадью рассеяния (ЭПР), или коэффициентом рассеяния (ЭПР единицы площади земной поверхности), а ЭПР используется для описания дискретных целей [1]. Поскольку полная ЭПР участка земной поверхности σ зависит от величины облучаемой области, которая определяется параметрами РЛС (длительностью импульса, шириной диаграммы направленности антенны и т.д.), то введение величины σ^0 позволяет получить характеристику отражающих свойств земной поверхности, не зависящую от этих параметров.

Использование дифференциальной ЭПР подразумевает, что отраженный от земной поверхности сигнал формируется большим числом рассеивающих элементов, причем фазы элементарных сигналов от рассеивающих элементов не зависят друг от друга. Независимость фаз обусловлена, в первую очередь, различием в расстояниях, которое хотя и является небольшой долей общего расстояния, но составляет много длин волн. Вследствие этого при расчете средней мощности отраженного от земной поверхности сигнала можно просто суммировать мощности сигналов, отраженных отдельными элементами. Если это условие не распространяется на определенную наземную область, то понятие дифференциальной ЭПР просто теряет смысл для данной цели. Например, РЛС с очень высокой разрешающей способностью может выделить сигнал, отраженный деталью автомобиля, тогда отражательные свойства гладких поверхностей автомобиля нельзя правильно охарактеризовать с помощью величины σ^0 . С другой стороны, РЛС с меньшей разрешающей способностью может одновременно отслеживать множество автомобилей, расположенных на большой стоянке, что позволяет определить действительную величину σ^0 , но только всего множества автомобилей на данной стоянке.

Если на участке земной поверхности, который одновременно облучается РЛС, имеется n рассеивающих элементов и выполняется рассмотренное ранее условие, т.е. мощности рассеянных сигналов можно просто суммировать без учета их фазовых соотношений, то уравнение дальности радиолокации для средней мощности принимает вид

$$\bar{P}_r = \sum_i^n \frac{P_{ti} G_{ti} A_r \sigma_i}{(4\pi R_i^2)^2} = \sum_i^n \frac{P_{ti} G_{ti} A_r (\sigma_i / \Delta A_i) \Delta A_i}{(4\pi R_i^2)^2} .$$

Здесь ΔA_i (площадь элемента земной поверхности), P_{ti} (мощность, переданная точке i), G_{ti} (коэффициент усиления в направлении точки i) и A_r (эквивалентная апертура в направлении точки i) являются значениями P_t , G_t и A_r , соответствующими элементу земной поверхности ΔA_i . Множитель в скобках в числителе правой части выражения представляет собой дифференциальную ЭПР i -го элемента земной поверхности, но это понятие имеет смысл только в усредненном виде. Таким образом, средняя мощность отраженного сигнала задается выражением

$$\bar{P}_r = \sum_i^n \frac{P_{ti} G_{ti} A_r \sigma^0 \Delta A_i}{(4\pi R_i^2)^2} .$$

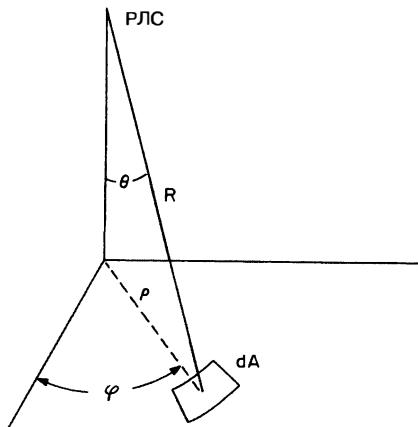


Рис. 16.1. Геометрическое представление уравнения дальности радиолокации

нулю или пиковой мощности передатчика, но и для других форм импульсов существуют значительные изменения этой величины в зависимости от времени t (или дальности R). Реальные импульсы часто аппроксимируются прямоугольными импульсами шириной, равной их ширине при половинной мощности. Реальные импульсы не могут быть прямоугольными, пройдя через реальные передатчик, антенну и приемник. Коэффициент усиления передающей антенны и апертура приемной антенны являются функциями азимута и угла места:

$$G_t = G_t(\theta, \varphi) \quad A_r = A_r(\theta, \varphi). \quad (16.2a)$$

Дифференциальная ЭПР, в свою очередь, является функцией *угла наблюдения* (θ, φ) и местоположения участка земной поверхности:

$$\sigma^0 = \sigma^0(\theta, \varphi, \text{поверхность}). \quad (16.2b)$$

Если используются измеренные значения σ^0 , интегральное уравнение (16.1) должно быть обращено. При использовании РЛС с узкими диаграммами направленности и короткими импульсами такое обращение интеграла осуществить относительно легко, но при более широких диаграммах направленности и более длительных импульсах, которые используются во многих измерениях, полученные значения интерпретировать значительно труднее.

Некоторые авторы [2] используют ЭПР, отнесенную к площади проекции облучаемого участка земной поверхности, а не к самой площади этого участка. На рис. 16.2 при *виде сбоку* хорошо видна разница между площадью облучаемого участка и его проекции. Площадь участка земной поверхности пропорциональна $\Delta\rho$, а площадь его проекции, естественно, меньше. Таким образом,

$$\sigma^0 A = \gamma d \text{ (площадь поверхности)} = \gamma \cos \theta dA, \quad (16.3)$$

или

$$\sigma^0 = \gamma \cos \theta.$$

Так как γ и σ^0 называются в литературе коэффициентами рассеяния, при пользовании литературными источниками следует обращать особое внимание на

Здесь σ^0 была использована для обозначения среднего значения $\sigma_i/\Delta A_i$. В этой формуле можно перейти в предел от суммы конечного числа слагаемых к интегральной форме в виде

$$\bar{P}_r = \frac{1}{(4\pi)^2} \int_{\text{Площадь облучения}} \frac{P G_t A_r \sigma^0 dA}{R^4}. \quad (16.1)$$

Этот интеграл не совсем правильный, поскольку у реальных независимых рассеивающих центров всегда есть минимальный размер. Тем не менее это понятие широко используется и применяется к достаточно большим областям, которые содержат много рассеивающих центров.

Геометрическое представление уравнения (16.1) проиллюстрировано на рис. 16.1. Следует отметить, что для прямоугольных импульсов величина P_1 равна



Рис. 16.2. Облучаемый участок земной поверхности и его проекция

то, какую именно величину подразумевает конкретный автор под коэффициентом рассеяния. Специалисты по радиолокационной астрономии используют другое определение для σ [3]:

$$\frac{\text{Полная отраженная мощность от всей поверхности}}{\text{Мощность, отраженная идеально изотропной сферой того же радиуса}}. \quad (16.4)$$

В результате значение σ , как правило, гораздо меньше, чем σ^0 для поверхности при вертикальном облучении, и больше значения σ^0 при скользящем падении луча (при отражениях от лимба поверхности).

Относительная важность теории и эксперимента. Теория отражений радиолокационного излучения от земной поверхности является темой множества публикаций [4, 5]. Различные теории в той мере, в какой они могут быть подтверждены экспериментальными результатами, дали основу для оценки влияния диэлектрических свойств земной поверхности, степени ее неровности, природного растительного или снежного покрова, радиолокационных волн и угла их падения. В качестве средства для понимания принципа рассеяния радиолокационного излучения земной поверхностью теории могут быть чрезвычайно полезны.

Применимость любой теории отражения земной поверхностью должна зависеть от математической модели, используемой для описания этой поверхности, а также от приближений, необходимых для получения ответов. Даже самые простые формы поверхности, например поверхность моря, точно описать крайне сложно, несмотря на ее однородность (за пределами поверхностного слоя), пологие склоны и отсутствие каких-либо других поверхностных отражающих элементов, вызывающихся друг над другом, за исключением водяного пара. При определенных углах скольжения морские волны все же могут экранировать друг друга. Земная поверхность суши гораздо более трудна для математического описания. Представьте себе сложность адекватного математического описания леса, которое должно учитывать все листья и сосновые иглы. Кроме того, поверхность суши редко бывает однородной по горизонтали или по глубине.

Так как истинное математическое описание поверхности суши не представляется возможным, для характеристики радиолокационных отражений от земной поверхности требуются соответствующие эмпирические измерения. Роль теории заключается в том, чтобы помочь в интерпретации этих измерений и подсказать, как они могут быть экстраполированы.

Доступная информация о рассеянии излучения земной поверхностью. До 1972 года отсутствовали скординированные программы исследований в течение достаточно длительного периода, исключением было только одно исследование в университете штата Огайо, представившее действительно полезный набор измерений [2, 6]. С этого времени были проведены обширные измерения с грузовиков и вертолетов в университете штата Канзас [8, 9], а также в экспериментах научных групп в Нидерландах [10, 11] и Франции [12, 13, 14]. Эти измерения были сосредоточены в основном на характеристиках растительности, и только эксперименты в Канзасе включали некоторые исследования снега и большую работу по морскому льду. Большинство этих измерений проводились в диапазоне углов падения от 10° до 80° . Измерения вблизи вертикали являются очень редкими [15, 16]. Правильно контролируемые эксперименты вблизи скольжения облучения также крайне недостаточны, за исключением работ в рамках основной программы Lincoln Laboratory [17].

Для изучения рассеивающих свойств больших площадей земной поверхности необходимы измерения с помощью самолетной бортовой аппаратуры. Хотя реализовано множество специальных программ самолетных измерений, опять же остается недостаточно данных о зависимостях коэффициента рассеяния от угла облучения однородной земной поверхности с известными свойствами. Самыми первыми были исследования, проведенные в радиационной лаборатории Массачусетского технологического института (MIT Radiation Laboratory) [18]. Работы в Philco Corporation [19], Goodyear Aerospace Corporation [20], General Precision Laboratory [21] и научно-исследовательской лаборатории ВМС США (NRL) [22–25] также были важны на ранних стадиях. Канадский центр по дистанционному зондированию (КЦДЗ,

CCRS — Canada Centre for Remote Sensing)¹ провел множество бортовых и наземных измерений с помощью рефлектометра [26, 27], в основном для морского льда. Экологический научно-исследовательский институт Мичигана (ERIM — Environmental Research Institute of Michigan) [28], КЦДЗ [29], Европейское космическое агентство (ЕКА, ESA — European Space Agency)² [30] и JPL (Jet Propulsion Laboratory) [31] использовали изображения, полученные с помощью РЛС с синтезированной апертурой для ряда измерений рассеяния, но большинство из них не было правильно откалиброваны. С появлением космических PCA (SIR A, B и C; ERS 1 и 2; Radarsat; Envisat; JERS-1 и др.) появились сотни статей с данными измерений рассеяния и описанием их радиолокационных приложений. Кроме того, JPL AIRSAR (бортовая РЛС с синтезированной апертурой (PCA) производства Jet Propulsion Laboratory) облетела весь мир, в различных странах появились другие бортовые SAR для дистанционного зондирования, в результате были опубликованы сотни работ. Читатель легко найдет литературные источники с этими результатами, которых слишком много, чтобы приводить их в ссылках. Многие из последних публикаций об исследованиях с использованием PCA [32–36] также предоставляют информацию о поляриметрических отражениях.

Результаты большинства из этих измерений приведены в работах Улаби, Мура и Фана [37] и Улаби и Добсона [38]. Более полное описание первых работ и исследований облучения при угле скольжения можно найти в публикации Лонга [22, 39] и в работе Биллингсли [17]. Многочисленные выводы о приложениях этих измерений содержатся также в «Руководстве по удаленному зондированию» (*Manual of Remote Sensing*) [40, 41]. За более подробной информацией мы отсылаем читателя к этим книгам.

16.2. Параметры, влияющие на отражение от земной поверхности

Отражения радиолокационного излучения от земной поверхности зависят от следующих параметров радиолокационной аппаратуры и земной поверхности.

Параметры радиолокационной аппаратуры (уравнения (16.1) и (16.2, а и б)):

длина волн;

мощность;

площадь облучения;

направление облучения (азимут и угол места);

поляризация (в том числе полная поляризационная матрица при ее наличии).

Параметры земной поверхности:

комплексная диэлектрическая проницаемость (проводимость и диэлектрическая проницаемость);

шероховатость поверхности;

неоднородность приповерхностного слоя до глубины, где затухание волн вызывает снижение их амплитуды до пренебрежимо малых значений.

Волны разной длины чувствительны к различным элементам на поверхности. Одним из самых первых и поразительных эффектов направления облучения был так называемый эффект «главного направления» отражающих сигналов от городов: на индикаторах РЛС, облучающих город с направлений, совпадающих с направлениями сетки основных магистралей, наблюдаются более интенсивные регулярные отражения, чем при облучении городов с других направлений. Горизонтально поляризованные волны отражаются лучше от горизонтальных конструкций — проводов, рельсов и т.д., чем вертикально поляризованные волны. Вертикально поляризованные волны отражаются лучше от вертикальных структур, таких

¹ В русскоязычном издании для названия канадского центра по дистанционному зондированию Canada Centre for Remote Sensing (CCRS) используется аббревиатура (КЦДЗ). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании для названия Европейского космического агентства European Space Agency (ESA) используется аббревиатура ЕКА. — Прим. ред.

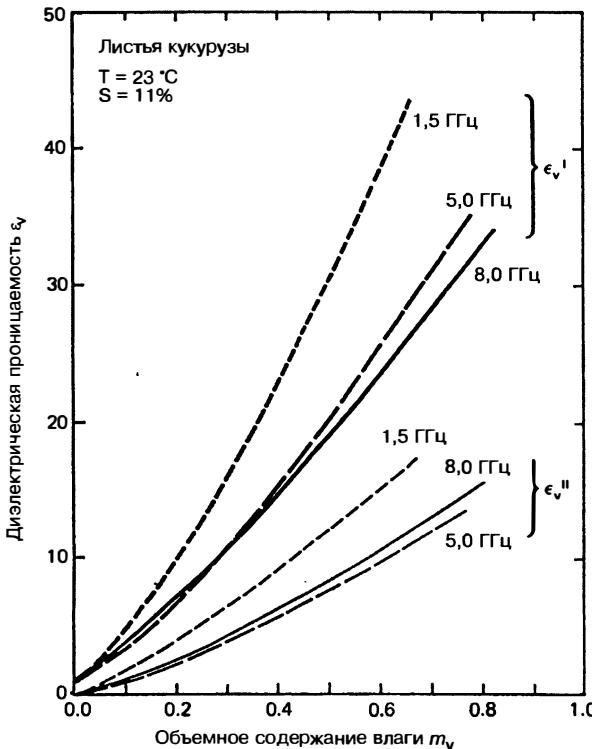


Рис. 16.3. Измеренные зависимости диэлектрической проницаемости листьев кукурузы от содержания влаги при 1,5, 5,0 и 8,0 ГГц. S — соленость воды в промилле, $\epsilon_v = \epsilon_v' + j\epsilon_v''$ — комплексная диэлектрическая проницаемость в Fm^{-1} , m_v — объемное содержание влаги в $\text{кг}/\text{м}^3$. (Ф.Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

как стволы деревьев, по крайней мере когда длина волны сравнима или больше диаметра ствола.

Если две цели имеют одинаковые геометрические размеры и форму, отражение от цели с более высокой комплексной диэлектрической проницаемостью будет сильнее, потому что в ней будут наведены более сильные токи (смещения или проводимости). Поскольку тела с идентичной геометрической формой, но разной диэлектрической проницаемостью практически не встречаются в природе, указанное различие измерить достаточно затруднительно. Эффективная диэлектрическая проницаемость наземных целей очень сильно зависит от содержания влаги, поскольку относительная диэлектрическая проницаемость жидкой воды составляет примерно от 60 в X-диапазоне до 80 в S-диапазоне и на более длинных волнах, в то время как большинство сухих веществ имеют значения диэлектрической проницаемости меньше 8. Поглощение излучения почвой также сильно зависит от влажности, так как влажные вещества обычно имеют более высокую проводимость, чем те же вещества в сухом состоянии. Зависимость диэлектрических свойств растений и почвы от влажности показана на рис. 16.3 и 16.4. Высокая диэлектрическая проницаемость злаков с большим содержанием влаги означает, что радиолокационное отражение от злаков будет меняться по мере созревания растения, даже если их рост при этом изменяется пренебрежимо мало.

Шероховатости поверхностей (особенно естественных) трудно описать математически, но легко охарактеризовать качественно. Так, легко видеть, что недавно вспаханное поле будет более неровным, чем то же поле после длительного воздействия дождя и ветра. Лес по своей природе представляет более неровную поверхность,

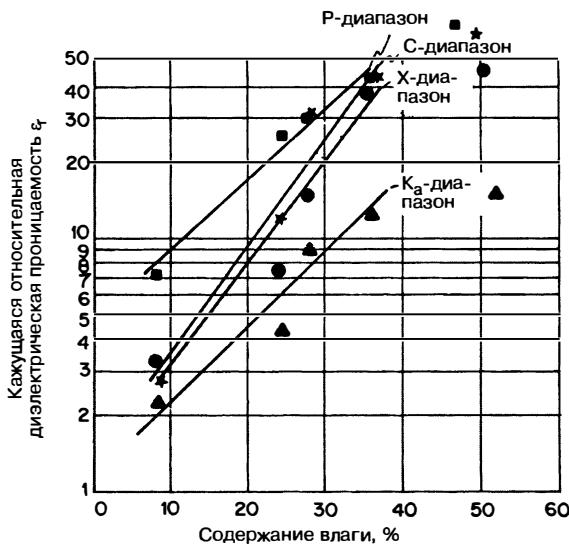


Рис. 16.4. Зависимость относительной диэлектрической проницаемости от содержания влаги (бурый суглинок в районе Ричфилда) (Дж.Р. Лунден [42])

чем поле или город. Однако разницу между неровностью природных территорий и неровностью поверхности города, в котором плоские стены перемежаются с выступами подоконников, бордюрами, автомобилями и тротуарами, определить труднее.

Относительно гладкие поверхности, как правило, отражают радиоволны в соответствии с законом Френеля*, поэтому они создают сильное обратное рассеяние только при почти равном нулю угле линии визирования с нормалью к облучаемой поверхности. Неровные поверхности, с другой стороны, как правило, переизлучают падающую мощность почти равномерно во всех направлениях, поэтому они создают относительно сильное отражение радиолокационного излучения в любом направлении.

Проблема радиолокационного рассеяния осложняется тем, что волны проникают внутрь большинства поверхностей и в растительный покров на значительную глубину, в результате чего в формировании отраженного сигнала участвуют внутренние отражения и рассеяния неоднородностями, находящимися под поверхностью. Измерения затухания радиоволн полевыми злаками [43, 44] и травой [45] показывают, что большая часть отражений формируется в верхних слоях земной поверхности с некоторым вкладом почвы и нижних слоев, если растительный покров не очень плотный. В С-диапазоне и на высоких частотах большая часть сигнала отражается, как правило, верхней и средней частью ветвей деревьев, когда деревья покрыты листвой [46–50], хотя в зимний период поверхность является основным источником сигнала. В L-диапазоне и особенно в ОВЧ сигнал проникает дальше, так что стволы и земная поверхность могут играть роль основных接收ителей, даже когда деревья остаются без листвы [51].

Дополнительные проблемы возникают в случае облучения при угле скольжения [17, 52]. Из-за малого угла облучения с поверхностью часто наблюдается затенение, некоторые части цели оказываются скрытыми за выступами поверхности, такими как холмы и здания. Сигнал от приподнятых частей поверхности будет изменен в результате влияния многолучевой интерференции между прямым лучом и отраженным от Земли. Так как рассеяние на относительно ровной поверхности очень мало, любая возвышенность на поверхности будет создавать гораздо более

* Угол отражения равен углу падения.

сильный отраженный сигнал, чем фон, тем самым искажая статистику таким образом, что распределение Рэлея больше не удается распространить на средний сигнал. Такие объекты, как деревья, здания, столбы и линии электропередачи, дают локализованные отражения, которые сильнее окружающего фона.

Кроме того, сигнал от поверхности без выступов падает очень быстро при угле наклона цели в пределах нескольких градусов от линии скольжения облучения. Это означает, что влияние небольших локальных склонов может играть весьма значительную роль и в модуляции отраженного сигнала, а не только в затенении.

16.3. Теоретические модели земной поверхности и их ограничения

Описания поверхности. Многие теоретические модели отражений радиолокационных сигналов от земной поверхности предполагают, что существует шероховатая граничная поверхность между воздухом и бесконечным однородным полупространством. Некоторые модели включают вертикальные или горизонтальные неоднородности со свойствами земной поверхности, в том числе растительного или снежного покрова.

Описание поверхности, которое подходит для использования в математических моделях, обязательно следует значительно идеализировать. Некоторые природные поверхности действительно однородны по составу на обширной площади. Детальное описание их формы должно быть упрощено при проведении аналитических расчетов, хотя мощности современных компьютеров позволяют использовать математические описания поверхности, соответствующие истинной форме поверхности. Только в редких случаях отражения от поверхностей были измерены с точностью, соответствующей возможностям радиолокационных станций сантиметрового диапазона, и даже в этих случаях нет никакой гарантии, что в глубине подповерхностных слоев не происходило рассеяние на границах неоднородностей. Поверхности, содержащие растительность и скальные включения, почти полностью не поддаются описанию.

Для большинства математических моделей используется статистическое описание поверхностей, так как теории должны представлять описание определенного класса поверхностей, а не конкретную поверхность, а также в связи с трудностями, которые возникают при создании точного математического описания поверхности. Однако сами по себе статистические описания также должны быть упрощенными. Поэтому во многих теоретических моделях предполагается изотропность статистических характеристик, которая, конечно, не подходит для описания пашни или сетки городских магистралей. В большинстве теоретических моделей предполагается, что модель характеризуется только двумя или тремя параметрами (стандартным отклонением, средним уклоном, интервалом корреляции и т.д.), в то время как естественная (или рукотворная, связанная с деятельностью человека) поверхность в редких случаях описывается столь просто. Теоретические модели растительности и других объемных рассеивающих объектов имеют множество параметров. Для условий облучения вблизи линии скольжения математическая модель должна учитывать затенение.

Упрощенные модели. В наиболее ранних теориях радиолокационного отражения от земной поверхности предполагалось, как в оптике, что изменение интенсивности сигнала, отраженного от множества целей, подчиняется закону Ламберта, то есть коэффициент дифференциального рассеяния изменяется пропорционально $\cos^2\theta$, где θ — угол падения волны на отражающую поверхность. Это предположение об «идеально шероховатой» поверхности вскоре было признано недостаточным, хотя оно является вполне справедливым приближением оценки отражения для многих видов поверхностей при средних углах падения радиоволн.

В своей работе Клэпп [18] описал три модели, включающие совокупности сфер, расположенных на разных расстояниях друг от друга при наличии или отсутствии отражающей поверхности под ними. Эти модели показали, что угловая зависимость θ^0 может изменяться в широких пределах — от постоянных значений θ^0 при любых углах падений до значений, пропорциональных величинам от

$\sigma^0 \propto \cos\theta$ до $\sigma^0 \propto \cos^2\theta$. Поскольку сферические модели являются искусственными, имеет смысл рассматривать только результирующие закономерности рассеяния. Большинство целей формируют отраженные сигналы, которые обладают более резко выраженной зависимостью от угла падения в некотором интервале, чем сферические модели, хотя лесистые поверхности и другие столь же неровные цели определенной глубины иногда характеризуются столь же медленными угловыми изменениями интенсивности отраженных сигналов.

Так как эти модели неровной поверхности обычно не позволяют объяснить наблюдающееся возрастание отраженных сигналов при углах падения, близких к вертикальному, были предложены другие упрощенные модели, сочетающие в себе закон Ламберта с законом зеркального отражения при вертикальном падении радиоволн и предусматривающие проведение гладкой кривой между величиной зеркально отраженного сигнала и величинами, соответствующими закону Ламберта при других углах падения.

Зеркальное отражение определяется как отражение от гладкой плоскости, которое подчиняется закону Френеля [53]. При нормальном падении коэффициент зеркального отражения определяется формулой

$$\Gamma_R = \frac{\eta_g - \eta_0}{\eta_g + \eta_0},$$

где η_0 и η_g — собственные волновые сопротивления воздуха и земли соответственно. Доля полной падающей мощности излучения, которая зеркально отражается от шероховатой поверхности, равна [7]

$$e^{-2(2\pi\sigma_h/\lambda)^2},$$

где σ_h — стандартное отклонение изменения высоты поверхности и λ — длина волны.

Так как эта величина составляет всего 13,5% при $\sigma_h = \lambda / 2\pi$ и падает до 1,8% при $\sigma_h = \lambda / (2\pi\sqrt{2})$, значительные зеркальные отражения редко встречаются на сантиметровых волнах, которые обычно используются в радиолокации. Тем не менее упрощенная модель оказывается удобной в использовании для некоторых целей.

Наблюдения отраженного солнечного света от водной поверхности, покрытой рябью, от дорог и других гладких поверхностей привели к постулированию фацетной теории отражения [54, 55]. При облучении ровных поверхностей, подобных воде, наблюдатель видит солнечный свет, отраженный только фацетами (малыми площадками), для которых угол падения равен углу отражения. Таким образом, закономерности формирования наблюдаемого отраженного светового сигнала могут быть описаны с помощью методов геометрической оптики.

В тех случаях, когда методы геометрической оптики используются для описания радиолокационного рассеяния, отражающая поверхность представляется в виде совокупности плоских пластинок небольшого размера. Предполагается, что радиолокационное рассеяние формируется только фацетами, ориентированными перпендикулярно направлению облучения (нормальная ориентация необходима для того, чтобы обратное рассеяние происходило в направлении, точно противоположном облучению, т.е. отраженная волна возвращалась к источнику). Таким образом, если известно распределение наклонов фацетов, то можно установить долю фацетов, ориентированных перпендикулярно данному расходящемуся лучу, и, следовательно, установить интенсивность отраженного сигнала. Методы геометрической оптики исходят из предположения, что длина волны равна нулю, поэтому результаты, полученные при их применении, явно не согласуются с данными наблюдения.

Фацетная модель радиолокационного отражения чрезвычайно полезна для качественного анализа явлений, поэтому была предложена определенная модификация этой модели, которая в большей степени соответствовала результатам наблюдений. Два вида модификации фацетной модели могут быть использованы отдельно или совместно: на основе соответственно действительной диаграммы переизлучения радиоволн конечных размеров фацетами конечных размеров [55] и на основе влияния длины волны на создание эффективного числа фацетов, формирующих отраженный сигнал [56]. Таким образом, фацет может рассеивать в действии

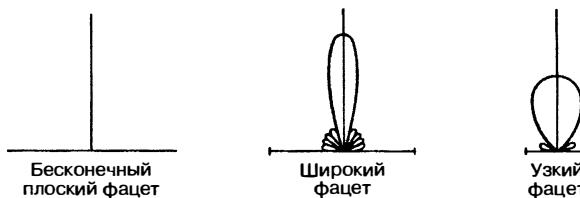


Рис. 16.5. Диаграммы вторичного излучения фасетов при нормальном падении облучающей волны

тельности в направлениях, не согласующихся с требованиями равенства углов падения и отражения. Это явление иллюстрируется на рис. 16.5. При рассеянии волн фасетами большого размера (по сравнению с длиной волны) большая часть отраженных сигналов формируется от падающего излучения, направленного практически по нормали, в то время как фасеты небольших размеров рассеивают падающую энергию в довольно широком секторе углов относительно нормали без значительного уменьшения интенсивности рассеянного сигнала. По мере увеличения длины волны фасеты данных размеров переходят из категории *больших в категорию малых*, в конечном итоге размеры фасетов становятся меньше длины волны, и тогда диаграмма их вторичного излучения превращается в полностью изотропную и не претерпевает дальнейших изменений. Многие фасеты, которые при длине волны, скажем, 1 см следует рассматривать как отдельные источники отраженного сигнала, при длине волны 1 м уже сливаются друг с другом; в результате по мере увеличения длины волны происходит переход от неровной к гладкой земной поверхности. На рис. 16.6а показана совокупность большого числа

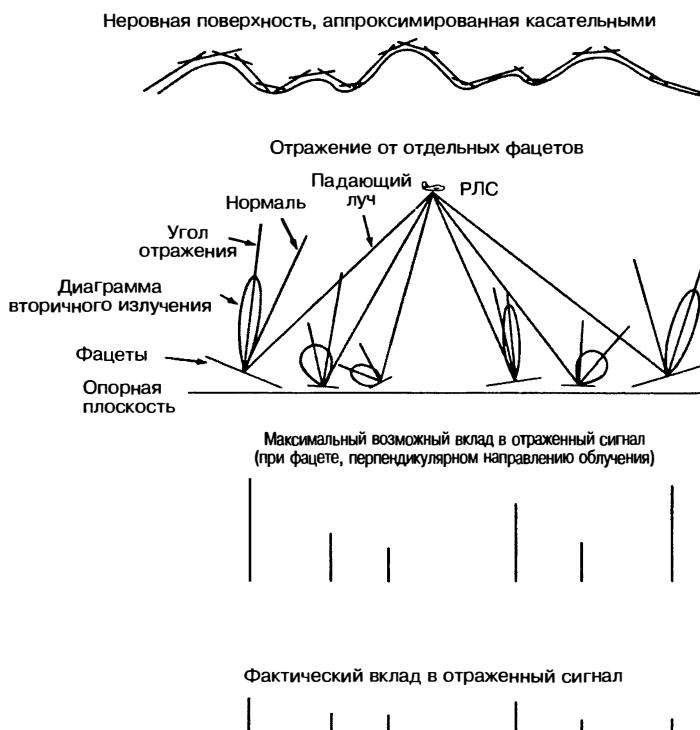


Рис. 16.6а. Модели отражения от поверхности Земли: а) фасетная модель отражения радиолокационного сигнала земной поверхностью

фацетов различных размеров, формирующих отраженный от земной поверхности радиолокационный сигнал.

Модели на основе законов физической оптики. Теории рассеяния, основанные на применении принципа Кирхгофа—Гюйгенса, разработаны к настоящему времени наиболее детально [37, 55, 57–58]. Сущность приближения Кирхгофа заключается в том, что ток, протекающий в каждой точке локально изогнутой (или неровной) поверхности, будет таким же, как и ток, который протекал бы по той же поверхности, если бы она была плоской и касательной к фактической поверхности. Это приближение позволяет построить поля рассеяния, исходя из предположения, что ток, текущий по различным участкам шероховатой плоской поверхности, имеет такую же величину, как если бы поверхность была гладкой, но имеет разные фазы, которые определяются различием расстояний отдельных точек поверхности от среднего ее уровня. Для поверхностей, которые считаются азимутально изотропными, поле рассеяния обычно представляется в виде интеграла

$$\frac{1}{\cos^3 \theta} \int e^{-(2k\sigma_h \cos \theta)^2(1-\rho(\xi))} J_0(2k\xi \cos \theta) \xi d\xi,$$

где $\rho(\xi)$ — пространственная функция автокорреляции высоты поверхности; θ — угол относительно вертикали; σ_h — стандартное отклонение высот поверхности; $k = 2\pi / \lambda$; J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

В случае земной поверхности зависимость функции автокорреляции высоты поверхности от расстояния бывает известна в редких случаях, хотя в крупных масштабах она может быть определена путем анализа топографических карт [59] или найдена для некоторых районов путем тщательного вычерчивания горизонталей через небольшие интервалы высот и последующего их анализа. Из-за отсутствия знаний о фактических функциях автокорреляции поверхностей в большинстве теоретических подходов были разработаны искусственно сконструированные функции автокорреляции, выбор которых определяется не столько соответствием природным особенностям поверхностей, сколько их интегрируемостью. Окончательный выбор конкретной функции автокорреляции обычно производится на основе наилучшего соответствия теоретических и экспериментально полученных кривых рассеяния.

Первой была использована функция автокорреляции в виде кривой Гаусса [60]:

$$\rho(\xi) = e^{-\xi^2/L^2}, \quad (16.5)$$

где L — длина (интервал) корреляции. Эта функция не только позволяет представить интеграл в аналитической форме, но и приводит к точно таким же результатам, как и методы геометрической оптики [61]. Так как при использовании этой функции, как и в случае геометрической оптики, не удалось объяснить наблюдаемые зависимости от частоты, то такая функция не может соответствовать истинной функции автокорреляции, хотя получающаяся кривая рассеяния хорошо согласуется с некоторыми экспериментальными данными в области углов, близких к вертикальным. Следующей наиболее часто используемой функцией автокорреляции является экспоненциальная зависимость

$$\rho(\xi) = e^{-|\xi|/L}. \quad (16.6)$$

Некоторые основания для выбора функции автокорреляции высоты дают результаты анализа горизонталей в топографических картах [59]. Полученные результаты хорошо согласуются с результатами измерений радиолокационных отражений как от земной, так и от лунной поверхности в более широком интервале углов, чем при использовании гауссовой функции автокорреляции [59, 62] (но иногда это соответствие нарушается в области углов, близких к вертикальным). Кроме того, другим преимуществом экспоненциальной функции автокорреляции является то, что при ней проявляется и частотная зависимость рассеяния. Полученные выражения для зависимости мощности рассеяния (коэффициент рассеяния) приведены в таблице 16.1.

Модели малых возмущений и двухмасштабные модели. Признание того, что свойства существующих моделей было недостаточно для описания отражений радиолокационных волн от морской поверхности, привело к пониманию, что резонанс

Таблица 16.1. Зависимость коэффициента рассеяния от земной поверхности

Коэффициент корреляции	Формулы для вычисления мощности	Ссылка на источник
$e^{-\xi^2/L^2}$	$\frac{K}{\sin \theta} e^{-(L^2/2\sigma_k^2) \tan^2 \theta}$	Davies [62]
$e^{- \psi /L}$	$\frac{K\theta}{\cos^2 \theta \sin \theta} \left(1 + A \frac{\sin^2 \theta}{\cos^4 \theta}\right)^{-3/2}$	Voronovich [5]

сигнала, отраженного от небольших неровностей поверхности, имеет большое влияние на силу принимаемого сигнала [63, 64]. Таким образом, метод малых возмущений, первоначально предложенный Райсом [66], стал самым широко используемым методом представления радиолокационного отражения от морской поверхности. Его применение к формированию отражений от земной поверхности сильно отставало.

Термин «брэгговское рассеяние» часто используется для описания механизма работы модели малых возмущений. Схематически основная идея представлена на рис. 16.66.

Падающая радиолокационная волна с углом падения θ приходит на комплексную поверхность, единичная синусоидальная составляющая которой показана на данном рисунке. Длина радиолокационной волны равна λ , а длина ее поверхности-составляющей — Λ . Когда сигнал проходит дополнительное расстояние $\lambda = 2\Delta R$ между источником и двумя последовательными гребнями волн, разность фаз между сигналами, отраженными от последовательных гребней, составляет 360° , так что отраженные сигналы складываются по фазе. Если это условие выполняется для определенных Λ и θ , оно не будет выполняться для других значений этих же величин. Таким образом, это резонансная селекция для данного значения θ и конкретного компонента поверхности Λ . Интенсивность принимаемого сигнала пропорциональна высоте этого компонента поверхности и зависит от количества гребней, облучаемых радиолокационными сигналами. Если поверхность имеет скрытую кривизну, число облучаемых гребней, удовлетворяющих критерию резонанса, может быть ограничено длиной практически плоской области, в противном случае оно ограничено разрешающей способностью РЛС.

Теоретическое выражение для коэффициента рассеяния имеет вид [66]

$$\alpha_{pq}^0 = 8k^4 \sigma_1^2 \cos^4 \theta |\alpha_{pq}|^2 W(2k \sin \theta, 0), \quad (16.7)$$

где p, q — индексы поляризации (горизонтальной или вертикальной); $k = 2\pi / \lambda$ — радиолокационное волновое число; $\alpha_{HH} = R_q$ — коэффициент отражения Френеля для горизонтальной поляризации;

$$\alpha_{VV} = (\epsilon_r - 1) \frac{\sin^2 \theta - \epsilon_r(1 + \sin^2 \theta)}{[\epsilon_r \cos \theta + (\epsilon_r - \sin^2 \theta)^{1/2}]^2},$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon' - j\epsilon''$ и $\alpha_{VH} = \alpha_{HV} = 0$. $W(2k \sin \theta, 0)$ — нормированный спектр шероховатости поверхности (преобразование Фурье автокорреляционной функции поверхности). Оно может быть записано

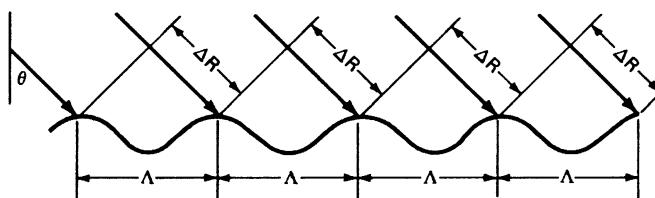


Рис. 16.66. Модели отражения от поверхности Земли: б) синфазное сложение при брэгговском рассеянии: $\Delta R = n\lambda / 2$

в виде $W(K, 0)$, где K — волновое число для данной поверхности. В терминах длин волн на поверхности выражение имеет вид

$$K = 2\pi / \Lambda.$$

Таким образом, компонент поверхности, который удовлетворяет условию брэгговского резонанса, можно представить в виде формулы

$$\Lambda = \lambda / 2 \sin \theta. \quad (16.8)$$

Это означает, что наиболее важным фактором отражения от земной поверхности является компонент шероховатости поверхности с длиной волны. Даже если другие компоненты гораздо больше по величине, брэгговский резонанс делает вклад этого компонента наиболее важным. Для морской поверхности это означает, что крошечная рябь имеет более важное значение, чем волны метровой высоты; тот же принцип относится и к рассеянию неровностями земной поверхности.

Первоначально эта теория была разработана для возмущений на горизонтальной плоской поверхности, но вскоре модифицирована для исследования поверхностей с крупными элементами шероховатости. Предполагается, что крупномасштабные элементы шероховатости поверхности складываются из наклонных участков плоской поверхности, к которым можно применить теорию малых возмущений. Основная проблема такого подхода заключается в определении, на каком участке поверхностного спектра проходит граница между крупными компонентами, на которых можно выявить наклонные плоские участки, и малыми возмущениями, к которым можно применить условие брэгговского резонанса. Развитию этой теории посвящено множество работ, более подробное ее описание можно найти в работах Фана [72].

Другие модели. Теории объемного рассеяния посвящено множество публикаций, она продолжает развиваться и в настоящее время. Для обзора некоторых подходов читателю следует обратиться к работам Фана [72], а также Куна, Лана, Фана и Цана. Эти модели были использованы достаточно успешно для описания рассеяния растительным покровом [69], снежным покровом [70] и поверхностью морского льда [72]. Модели поверхностей, сформированных пряморастущими растениями, такими как пшеница, стебли которой представлены в виде цилиндров, также имели успех [2, 73]. Влияние рассеяния от углов на формирование диаграммы рассеяния были использованы для описания интенсивного рассеяния зданиями при облучении их под невертикальными углами падения [74, 75]. Для конкретных целей разрабатываются свои специализированные модели.

Последняя теоретическая работа по моделированию поверхностей включает в себя решения интегральных уравнений для полей рассеяния [76]. Они используются как для проверки других моделей, так и для лучшего описания фактического рассеяния шероховатой поверхностью с известным рельефом. Этот метод отличается большим объемом вычислений. Численные расчеты рассеяния сегодня также являются известным трендом [77].

Независимо от используемой модели и применяемого подхода для определения поля рассеяния, теоретические исследования направлены только на понимание базовых процессов. Реальные поверхности Земли слишком сложны для адекватного описания в любой из моделей, а прохождение радиолокационных сигналов, которые проникают вглубь земной поверхности и отражаются от внутренних неровностей, слишком слабо изучены, чтобы произвести правильную оценку их отражения.

16.4. Фединг сигналов, отраженных от земной поверхности

Амплитуда отраженных от земной поверхности сигналов, принимаемых размещенной на движущемся транспортном средстве бортовой РЛС, подвержена интенсивным флуктуациям по фазе вследствие изменений сдвига фаз сигналов от различных участков облучаемой зоны. В самом деле, даже на неподвижных РЛС часто наблюдаются флуктуации сигналов, отраженных земной поверхностью, что

обусловлено движением растений и проводов под действием ветра и т.д. Эта флюктуация называется *затуханием (федингом)* радиолокационных сигналов.

Учет фединга имеет большое значение для инженера-конструктора РЛС, потому что надо учитывать тот факт, что конкретный образец отраженного радиолокационного сигнала может сильно отличаться от средней величины σ^0 . Таким образом, система должна быть в состоянии справиться с динамическим диапазоном фединга, который может превышать 20 дБ.

Независимо от модели, используемой для описания поверхности Земли, сигналы, отраженные от разных ее участков, оказываются не в фазе. Когда РЛС, облучающая земную поверхность, перемещается относительно какого-либо участка, то изменяется угол облучения, а также относительные расстояния до отдельных элементов поверхности, в результате чего изменяется относительный сдвиг фаз между различными составляющими отраженного сигнала. Это такой же вид изменения относительного сдвига фаз при изменении направления, как и в случае облучения антенной решеткой, которое в результате дает диаграмму направленности антennы. В случае отражения от Земли расстояние удваивается, так что диаграмма рассеяния участком длиной L имеет лепестки шириной $\lambda/2L$. Это сопоставимо с величиной $\lambda/2L$ антennы с той же длиной поперечного сечения. Поскольку возбуждение элементов решетки рассеяния происходит случайным образом, диаграмма рассеяния в пространстве также имеет случайный характер.

Это явление фединга сигнала обычно описывается в терминах доплеровского сдвига сигнала. Поскольку разные части цели расположены под несколько разными углами, отраженные от них сигналы приходят с немного отличающимся доплеровским сдвигом. Доплеровский сдвиг, конечно, — это просто скорость изменения фазы за счет движения. Таким образом, общая скорость изменения фазы для данной цели имеет вид

$$\omega = \omega_c + \omega_{di} = \frac{d\phi_i}{dt} = \frac{d}{dt}(\omega_c t - 2kR_i), \quad (16.9)$$

где ω_c — несущая угловая частота; ω_{di} — доплеровская угловая частота для сигнала, отраженного i -й целью; ϕ_i — фаза сигнала, отраженного i -й целью; R_i — расстояние от радиолокационной станции до i -й цели.

Доплеровский сдвиг может быть выражен через вектор скорости \mathbf{v} :

$$\omega_{di} = -2k \frac{dR_i}{dt} = -2k\mathbf{v} \cdot \frac{\mathbf{R}_i}{R_i} = -2kv \cos(\mathbf{v}, \mathbf{R}_i), \quad (16.10)$$

где жирные буквы обозначают вектора. Таким образом, суммарная напряженность поля рассеяния

$$E = \sum_i A_i \exp \left\{ j \left[\omega_c t - \int_0^t 2k\mathbf{v} \cdot \frac{\mathbf{R}_i}{R_i} dt - 2kR_{i0} \right] \right\}, \quad (16.11)$$

где A_i — амплитуда поля, сформированного i -м рассеивающим элементом, R_{i0} — расстояние до элемента в нулевой момент времени.

Единственной причиной, по которой скалярное произведение меняется для различных рассеивающих элементов, является неодинаковая величина угла между вектором скорости и направлением на рассеивающий элемент. Это приводит к тому, что сигналы от различных рассеивающих элементов характеризуются различным доплеровским сдвигом частоты. Если предположить, что рассеивающие элементы расположены на поверхности случайнym образом, как это принято при построении большинства теоретических моделей, то принимаемый отраженный сигнал будет точно таким же, как и сигнал, приходящий от совокупности генераторов, излучающих сигналы со случайными фазами и взаимно независимыми частотами. Аналогичная модель группы генераторов со случайными фазами и различными частотами колебаний используется для описания шума. Следовательно, статистические выражения для затухающего сигнала и случайного шума оказываются аналогичными.

Это означает, что огибающая принимаемого отраженного сигнала является случайной величиной, а ее амплитуда описывается распределением Рэлея. Такие распределения рассеяния были измерены для отражений многих наземных целей [23].

Хотя фактические распределения отличаются друг от друга, лучшего описания относительно однородных объектов пока не существует. При распределении Рэлея 90% диапазона фединга составляет около 18 дБ, поэтому отдельные отраженные импульсы могут находиться в любом месте этого диапазона.

Когда на отражающей поверхности цели имеется один доминирующий элемент (например, металлическая крыша располагается под таким ракурсом, что дает интенсивное отражение), то получающееся распределение амплитуды отраженного сигнала ближе соответствует распределению для синусоидального сигнала на фоне шума. Если интенсивность такого одиночного сигнала значительно превышает средний уровень сигналов, отраженных остальной частью участка облучаемой поверхности, то распределение амплитуды отраженного сигнала приближается к нормальному распределению относительно этого одиночного сигнала доминирующей интенсивности. Эта ситуация особенно часто встречается в условиях, когда облучение происходит под углами скольжения [17], поэтому для окончательного понимания ниже даны формулы, описывающие два типичных распределения [78]:

$$p(v)dv = \frac{v}{\psi_0} e^{-v^2/2\psi_0} dv \text{ (рэлеевское распределение),}$$

$$p(v)dv = \frac{v}{\psi_0^{1/2}} e^{-(v^2+a^2)/2\psi_0} I_0\left(\frac{av}{\psi_0}\right) \text{ (синусовая волна и рэлеевское распределение),}$$

где v — напряжение огибающей принятого сигнала; ψ_0 — среднеквадратическая величина напряжения; A — амплитудное значение напряжения синусоидального сигнала; $I_0(x)$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка мнимого аргумента.

На практике распределение амплитуды сигналов, отраженных от больших целей, может быть более сложным, чем это следует из любой рассмотренной простой модели. В самом деле, при падении облучения вблизи скольжения сигнал часто описывается K -распределением, распределением Вейбулла или лог-нормальным распределением [79—81]. Эти распределения чаще всего используются для описания изменений, происходящих между различными отраженными сигналами, принятыми из одной области, чем для описания их затухания. Они могут рассматриваться как описание того, что происходит, когда области содержат различные σ^0 s, а распределение для каждой области является рэлеевским. Из-за этого для рэлеевского распределения диапазон изменчивости может быть даже больше 18 дБ.

Определение интенсивности фединга. Расчет доплеровского сдвига частоты является самым простым способом определения интенсивности фединга. Для вычисления амплитуды отраженного сигнала с определенным диапазоном доплеровских сдвигов частот должны быть просуммированы все сигналы, у которых доплеровский сдвиг частоты лежит в этом интервале. Для этого необходимо знать положение линий равного доплеровского сдвига частоты (изодоп) на рассеивающей поверхности. Расположение этих линий определяется для каждого специфического геометрического положения радиолокационной станции относительно облучаемой поверхности. Ниже представлен простой пример: горизонтальное перемещение над плоской земной поверхностью, которое характерно для самолетов в обычном крейсерском полете.

Рассмотрим случай, когда движение происходит в направлении u на фиксированной высоте $z = h$. Тогда

$$\mathbf{v} = \mathbf{1}_y v,$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{1}_x x + \mathbf{1}_y y - \mathbf{1}_z,$$

где $(\mathbf{1}_x, \mathbf{1}_y, \mathbf{1}_z)$ — единичные векторы. Следовательно,

$$v_r = \mathbf{v} \cdot \frac{\mathbf{R}}{R} = \frac{vy}{\sqrt{x^2 + y^2 + h^2}},$$

где v_r — относительная скорость. Линии равной относительной скорости являются одновременно линиями равного доплеровского сдвига частоты. Уравнение такой линии имеет вид

$$x^2 - y^2 \frac{v^2 - v_r^2}{v_r^2} + h^2 = 0,$$

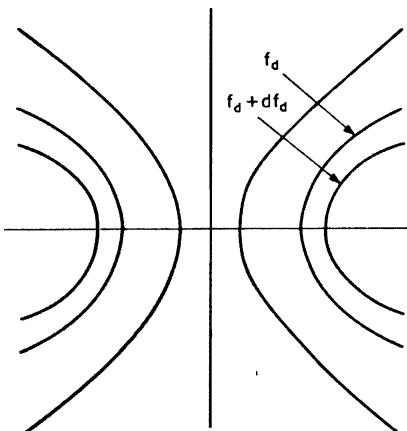


Рис. 16.7. Линии равного доплеровского сдвига частоты на плоской поверхности Земли при горизонтальном перемещении радиолокационной станции

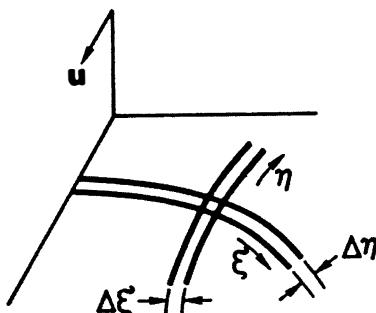


Рис. 16.8. Геометрические соотношения для вычислений комплексного затухания (Ф.Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

т.е. линии представляют собой гиперболы. Предельной является линия, соответствующая нулевой относительной скорости, в этом случае гипербола вырождается в прямую, перпендикулярную направлению вектора скорости. На рис. 16.7 показана такая сетка линий равного доплеровского сдвига частоты.

Спектр затухания можно рассчитать путем небольшого видоизменения уравнений дальности радиолокации (16.1). Таким образом, если обозначить через $W_r(f_d)$ мощность принимаемого сигнала в интервале доплеровских частот f_d и $f_d + df_d$, уравнение дальности радиолокации принимает вид

$$W_r(f_d)df_d = \frac{1}{(4\pi)^2} \int_{\substack{\text{Площадь облуч-} \\ \text{чения между} \\ f_d \text{ и } f_d + df_d}} \frac{PG_t A_r \sigma^0 dA}{R^4} = \frac{df_d}{(4\pi)^2} \int \frac{PG_t A_r \sigma^0}{R^4} \left(-\frac{dA}{df_d} \right). \quad (16.12)$$

В этом интеграле элементы участка облучаемой площади между участками f_d и $f_d + df_d$ выражены в системе координат, оси которых направлены вдоль и перпендикулярно изодопам. Такие координаты должны быть установлены для каждого конкретного случая.

Геометрическая схема горизонтального перемещения показана на рис. 16.8. Координата ξ откладывается вдоль изодопы, η — перпендикулярно к ней. Мы можем выразить уравнение (16.12) через эти координаты:

$$W_r(f_d) = \frac{df_d}{df_d} \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \right] \int_{\text{полоса}} \left[\frac{PG^2 \sigma^0 d\xi}{R^4} \right]. \quad (16.13)$$

Обратите внимание, что передаваемая мощность P_t отлична от нуля только в моменты облучения земной поверхности. В импульсных РЛС только для той части земной поверхности, которая в каждый данный момент времени формирует отраженный сигнал, величину P_t следует считать конечной, поэтому интервал доплеровских частот, который характеризует отраженный сигнал, зависит от длительности импульса, так же как от диаграмм направленности антенн и максимальной скорости движения радиолокационной станции.

Другой пример показан на рис. 16.9. Это небольшая облучаемая область, характерная для РЛС с узким лучом и короткими импульсами, а также диаграммой направленности антенны прямо вперед. Здесь без внесения чрезмерно больших ошибок мы можем применить линейную аппроксимацию.

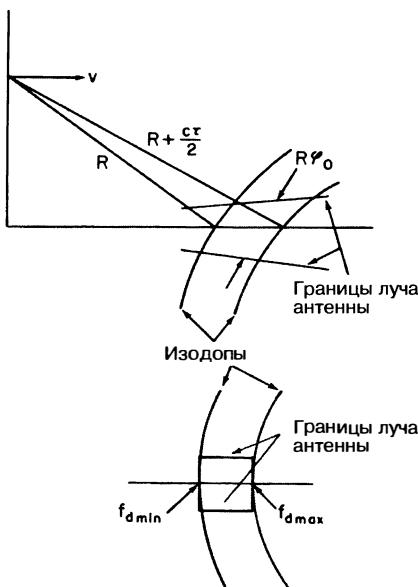


Рис. 16.9. Геометрические соотношения при расчете доплеровского сдвига частоты для самолетной обзорной радиолокационной станции

Пусть импульс длительностью τ излучается антенной с шириной луча ϕ_0 . Мы можем упростить задачу с помощью предположения, что участок земной поверхности, облучаемый в каждый момент времени, имеет прямоугольную форму $R \phi_0 \tau / (2 \sin \theta)$. Кроме того, можно пренебречь кривизной изодоп; таким образом, доплеровские частоты окажутся одинаковыми для всех точек, находящихся на максимальном удалении от радиолокационной станции, как и для всех точек, находящихся от нее на минимальном удалении. При таком предположении

$$f_{d\max} = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta_{\max},$$

$$f_{d\min} = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta_{\min}.$$

Следовательно, полная ширина доплеровского спектра равна

$$\Delta f_d = \frac{2v}{\lambda} (\sin \theta_{\max} - \sin \theta_{\min}).$$

Для коротких импульсов и углов облучения, далеких от вертикальных, получаем

$$\Delta f_d \approx \frac{2v}{\lambda} \Delta \theta \cos \theta.$$

После введения длительности импульса выражение принимает вид

$$\Delta f_d = \frac{v \sigma \cos^3 \theta}{2h\lambda} \frac{\sin \theta}{\sin \theta}. \quad (16.14)$$

Если разность углов облучения на краях прямоугольного участка достаточно мала, так что σ^0 по существу можно считать постоянной, доплеровский спектр представляет собой прямоугольник со сторонами $f_{d\min}$ и $f_{d\max}$.

На практике лучи антенны не прямоугольные. В результате доплеровский спектр для бортовой самолетной РЛС с боковым обзором, как в данном примере, имеет не прямоугольную форму, а скорее форму диаграммы направленности антенны вдоль направления движения. Таким образом, если диаграмма направленности антенны по направлению движения равна $G = G(\beta)$, где β — угол с центральной осью луча, то мы можем выразить угол β через доплеровскую частоту f_d в следующем виде:

$$\beta = f_d \lambda / 2v,$$

и спектр —

$$W(f_d) = \frac{\lambda^3 P_0 \sigma^0 r_x}{2(4\pi)^3 R^3} G^2 \left[\frac{\lambda f_d}{2v} \right],$$

где r_x является горизонтальной разрешающей способностью в направлении движения. Конечно, ширина луча при половинной мощности может быть использована в качестве приближения, в результате чего полоса пропускания определяется формулой (16.13).

Влияние схемы детектирования отраженных сигналов. Процессы, происходящие при детектировании узкополосных шумов, описаны в литературе весьма подробно. Здесь надо только показать спектр отраженного сигнала на выходе детектора для описанного выше примера, а также рассмотреть число независимых выборок затухающего сигнала в секунду. На рис. 16.10 продемонстрирован спектр сигнала до и после квадратичного детектирования. После квадратичного детектирования спектр

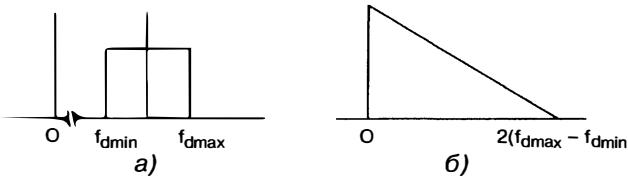


Рис. 16.10. Спектр фединга отраженного сигнала при облучении однородного участка земной поверхности небольшого размера до (а) и после детектирования (б)

отраженного сигнала представляет собой свертку спектра на входе детектора. На рисунке показана только та часть спектра, которая проходит через низкочастотный фильтр детектора. Прямоугольный радиочастотный *спектр* превратился в треугольный *видеоспектр*.

Этот спектр характеризует фединг сигнала на выходе детектора для РЛС, работающей в режиме непрерывного излучения. При работе импульсной РЛС осуществляется выборка из спектра с частотой повторения импульсов. Если частота повторения импульсов достаточно высока, так что может быть воспроизведен весь спектр (частота повторения импульсов выше, чем частота Найквиста, $2\Delta f_q$), диаграмма соответствует спектру выборок принятого импульса для данного расстояния. На рис. 16.11 показан ряд фактических отраженных импульсов от движущейся РЛС, за которым последовала серия выборок в диапазоне R_1 . Спектр, показанный на рис. 16.10, представляет собой спектр огибающей выборок при дальности R_1 (после низкочастотной фильтрации). Спектры фединга для различных расстояний до земной поверхности (или различных углов облучения в вертикальной плоскости) отличаются друг от друга в соответствии с формулой (16.13).

Для многих применений число *независимых выборок* имеет большое значение, потому что их можно обработать с помощью элементарных статистических методов для некоррелированных выборок. При непрерывном интегрировании получаем эффективное число независимых выборок [78]:

$$N = \frac{\overline{P_e^2 T}}{2 \int_0^T \left[1 - \frac{x}{T} \right] R_{sf}(x) d(x)}, \quad (16.15)$$

где $\overline{P_e^2 T}$ — огибающая средней мощности, T — среднее время интегрирования, $R_{sf}(t)$ — автоковариационная функция при детектировании напряжения. Для многих практических целей, если число N велико, то его можно аппроксимировать следующим образом:

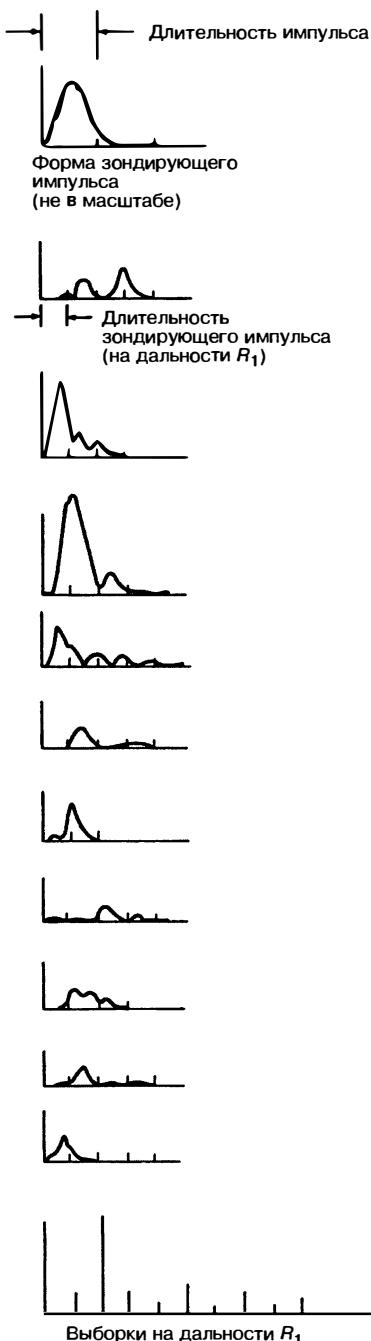
$$N \approx BT, \quad (16.16)$$

где B — эффективная полоса пропускания. Для сокращения времени интегрирования см. работу Улаби и др. [84].

Выборки фединга могут оказаться независимыми и вследствие того, что при движении транспортного средства облучаются различные участки земной поверхности. Таким образом, в каждом конкретном случае частота независимых выборок определяется либо путем движения облучаемого участка по земной поверхности, либо эффектом Доплера, либо какой-то комбинацией обоих явлений.

Число независимых выборок определяет также способ использования рэлеевского или другого распределения для анализа фединга. Таким образом, если 100 импульсов позволяют получить только 10 независимых выборок, дисперсия среднего значения при интегрировании этих импульсов значительно больше истинной дисперсии, соответствующей независимости всех 100 импульсов.

Работа доплеровских систем, таких как доплеровские навигаторы, указатели движущихся целей и радиолокационные системы с синтезированной апертурой,



зависит от характера спектра на выходе детектора, потому что они являются когерентными и в них не используется амплитудное или квадратичное детектирование.

Поверхности с движущимися элементами.

Иногда помехи отражений формируются движущимися объектами. Это происходит в тех случаях, когда с помощью неподвижных РЛС фиксируется перемещение отдельных элементов морской или земной поверхности. При облучении земной поверхности движение отраженных сигналов обычно обусловлено качанием растительности, хотя движущиеся животные и автомашины также производят подобный эффект. Радиолокационные отражения от совокупности рассеивающих элементов, подобные тем, что показаны на рис. 16.8, меняются при движении отдельных элементов так же, как они меняются из-за движения РЛС. Таким образом, если каждый рассеивающий элемент представляет собой дерево, то качание деревьев под действием ветра вызывает относительный сдвиг фазы между отдельными рассеивающими элементами, в результате возникают фединги отраженных сигналов. При использовании неподвижных РЛС это может быть единственным наблюдаемым федингом отраженных сигналов, за исключением очень медленного фединга в связи с изменением рефракции. Если элементы земной поверхности имеют достаточно жесткую структуру и не могут совершать значительных движений, чтобы получить достаточное доплеровское рассеяние, распределение фединга отраженных от них сигналов не может быть близким к рэлеевскому. В работах Биллингсли [17] и других исследователей дано более подробное обсуждение случаев обзора неподвижными РЛС различных наземных целей. Если земная поверхность облучается движущейся РЛС, то движение цели на этой поверхности изменяет относительные скорости станции и цели, так что спектр отраженного сигнала отличается от спектра сигнала, отраженного от неподвижной поверхности. Ширина спектра отраженного сигнала, обусловленного движением транспортного средства для РЛС, определяет ее способность обнаружения движения отдельных наземных целей.

Рис. 16.11. Фединг сигнала при последовательной работе импульсной радиолокационной станции, движущейся вместе с наземной целью

16.5. Методы измерений отражений от земной поверхности

Для измерения отражений от земной поверхности используют специальные измерительные радиолокационные установки и несколько модифицированные стандартные РЛС. Так как отраженные земной поверхностью сигналы почти всегда обусловлены рассеянием от элементов земной поверхности, то измерительные устройства имеют общее название *измерителей рассеяния*, или *скаттерометров*. В таких системах могут использоваться непрерывные сигналы как с обработкой, так и без обработки спектра доплеровских частот, а также импульсные и частотно-модулированные зондирующие сигналы. Скаттерометры способны измерять отраженные сигналы в широком диапазоне, такие приборы называют *спектрометрами* [82]. В антенных системах могут применяться как антенны с остронаправленными диаграммами, так и антенны с веерным лучом. В системах для измерения полной поляризационной матрицы следует очень тщательно подходить к конструкции антенны, чтобы фазы сигналов с различными переданными и полученными поляризациями хорошо контролировались, а утечки между поляризациями тщательно подавлялись.

Системы с непрерывным и частотно-модулированным непрерывным излучением. В самом простом скаттерометре используется стационарная РЛС с непрерывным излучением. Такая система является не совсем универсальной, но рассматривается здесь достаточно подробно, чтобы проиллюстрировать методы калибровки, которые также применяются и в более сложных системах.

Функциональная схема скаттерометра с непрерывным излучением показана на рис. 16.12. Чтобы оценить величину σ^0 , требуется определить отношение излученной и принятой мощностей сигнала. В системе, функциональная схема которой представлена на рис. 16.12а, мощность передатчика и чувствительность приемника измеряются отдельно. Передатчик питает антенну через направленный ответвитель, так что часть энергии может быть подана в измеритель мощности. Приемник подключен к отдельной антенне (электрически изолированной). С выхода приемника сигнал поступает на детектор, затем усредняется и записывается в цифровом виде. Чувствительность приемника контролируется специальным калибратором. Калиброванный сигнал может подаваться на приемник в то время, когда передатчик отключен. На рис. 16.12б показана функциональная схема аналогичного устройства, в котором сигнал от передатчика ослабляется в аттенюаторе на известную величину и используется для проверки усиления приемника. Сравнивая известный ослабленный сигнал на выходе из аттенюатора с отраженным от земной поверхности на входе приемника, можно определить величину эффективной площади рассеяния, фактически не зная передаваемой мощности и коэффициента усиления приемника.

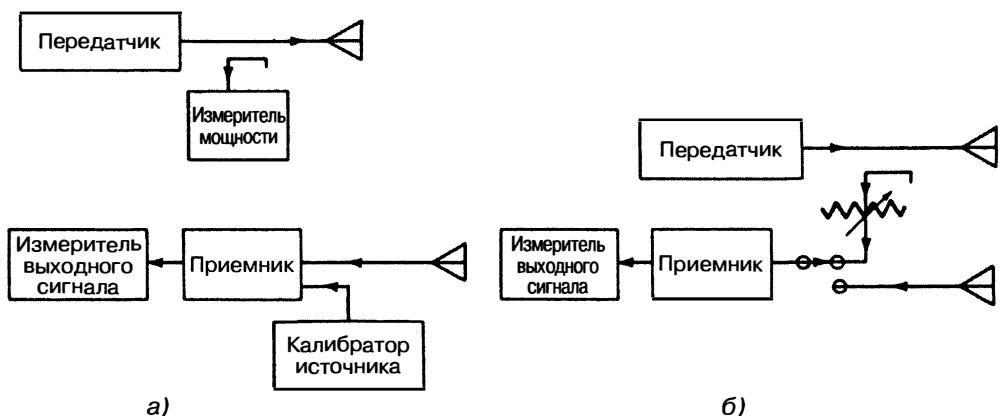


Рис. 16.12. Функциональная схема скаттерометра с непрерывным излучением: а — с раздельной калибровкой передатчика и приемника, б — с калибровкой отношения принимаемой и передаваемой мощности

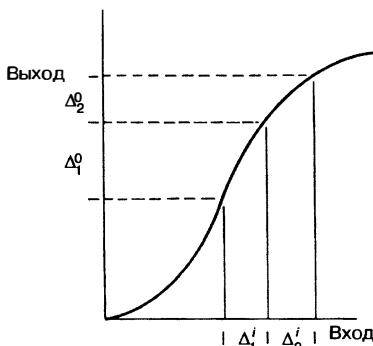


Рис. 16.13. Типичная амплитудная характеристика приемника, показано влияние ее нелинейности

площадь рассеяния для своего объема и очень широкую диаграмму рассеяния, так что их правильная установка не играет большой роли. Отражатели с линзами Люнебурга используются для изготовления целей с интенсивным радиолокационным отражением для малых судов, их можно приобрести у компаний, поставляющих подобные суда на этот рынок. Рассмотрение относительных достоинств различных пассивных калибровочных целей приведено в работе Улаби и др. [84].

Идеальный приемник должен иметь линейную амплитудную характеристику, поэтому единичная калибровка при одном уровне входного сигнала оказывается справедливой при всех других уровнях сигнала. Однако амплитудная характеристика реального приемника имеет некоторую нелинейность, обусловленную свойствами детектора и насыщением своих усилителей при больших уровнях сигнала. Типичная амплитудная характеристика приемника показана на рис. 16.13. Два равных приращения уровня сигнала на входе приемника (Δ'), как показано на рисунке, производят различные приращения сигнала на его выходе. По этой причине калибровка приемника должна быть выполнена во всем диапазоне ожидаемых уровней сигналов и нелинейности характеристики должны быть учтены при обработке данных измерений.

Работа скаттерометра с непрерывным излучением зависит от способности антенны различать угловые направления прихода отраженных сигналов от цели. Обычно предполагается, что в пределах диаграммы направленности антенны коэффициент усиления антенны имеет постоянную величину 3 дБ, а вне этих пределов он равен нулю. Однако это представление не вполне справедливо. Если цели с большой рассеивающей способностью попадают в зону облучения боковой частью главного лепестка или малых лепестков, то их вклад в общий рассеянный сигнал может оказаться столь заметным, что существенно изменит величину отраженного сигнала. Так как этот измененный сигнал при обработке будет считаться пришедшим с направления главного лепестка, полученное значение σ^0 будет определено со значительной ошибкой. Оценка отраженных сигналов при вертикальном падении излучения часто вызывает проблемы, поскольку сигналы при вертикальном падении часто имеют большую интенсивность. Таким образом, необходимо точно знать характеристики диаграммы направленности антенны и учитывать их при анализе результатов измерений. Использование антенн с высоким уровнем боковых лепестков просто недопустимо в этих условиях.

Коэффициент рассеяния определяется путем применения соотношения

$$P_r = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3} \int_{\text{Площадь облучения}} \frac{G_i^2 \sigma^0 dA}{R^4}.$$

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Actually Repeaters» (ARCs) используется термин «СМ-ретрансляторы». — Прим. ред.

Схема калибровки, показанная на рис. 16.12, является неполной без знания диаграммы направленности антенны и абсолютного коэффициента усиления. Так как точные измерения усиления достаточно затруднительны, абсолютную калибровку можно провести путем сравнения сигналов (с надлежащей относительной калибровкой), отраженных от цели, для которой проводятся измерения, и сигналов, отраженных от *стандартных целей*. В качестве стандартных целей могут выступать металлические сферы, отражатели с линзами Люнебурга, металлические пластины, уголковые отражатели или активные радиолокационные калибраторы (СМ-ретрансляторы, ARCs — Actually Repeaters)¹ [83, 84]. Из пассивных калибраторов самыми лучшими являются отражатели с линзами Люнебурга, потому что они имеют большую эффективную

Интегрирование ведется по любой площади, облучаемой с большой интенсивностью, включая участки облучения побочными или боковыми лепестками. Как правило, предполагается, что σ^0 постоянна по облучаемой площади, поэтому

$$P_r = \frac{P_t \lambda^2 \sigma^0}{(4\pi)^3} \int_{\text{Площадь облучения}} \frac{G_i^2 dA}{R^4}. \quad (16.17)$$

Это предположение было бы верным лишь в том случае, если антенна сосредотачивает излученную энергию в пределах очень малого телесного угла, а отражающая поверхность достаточно однородна. В результате получаем выражение

$$\sigma^0 = \frac{(4\pi)^3 P_r}{P_t \lambda^2 \int_{\text{Площадь облучения}} (G_i^2 / R^4) dA}. \quad (16.18)$$

Обратите внимание, что для расчета требуется только отношение передаваемой мощности к принятой, поэтому схема расчета, представленная на рис. 16.12б, вполне оправданна. Иногда R , G_i или обе величины считаются постоянными для всей облучаемой области, однако допустимость введения этого предположения в уравнение (16.18) должна подтверждаться после проверки в каждом конкретном случае.

Если в результате применения метода расчета с использованием уравнения (16.18) для серии измерений становится ясно, что значения величины σ^0 , вероятно, различаются по всей интенсивно облучаемой площади, то это изменение можно рассматривать как первое приближение для функции $f(\theta)$, описывающей зависимость σ^0 от угла θ , тогда приближение следующего порядка задается формулой

$$\sigma^0 = \frac{(4\pi)^3 P_r}{P_t \lambda^2 \int_{\text{Площадь облучения}} [f(\theta) G_i^2 / R^4] dA}. \quad (16.19)$$

Для обеспечения точности измерений рассеяния необходимо точное и детальное измерение коэффициента усиления антенны G_i . Это может быть очень трудоемким и дорогостоящим процессом, в частности когда антенна устанавливается на самолетах или на других металлических объектах. Тем не менее точное знание характеристик усиления антенны является обязательным условием для получения хороших результатов измерения рассеяния.

Системы с измерением дальности. Способность радиолокационных устройств разделять отраженные сигналы, приходящие с различных расстояний, в комбинации с направленными свойствами антенн позволяет с успехом использовать разрешающую способность по дальности для упрощения измерений рассеяния. В большинстве скаттерометров с измерением дальности применяются либо импульсная, либо частотная, либо другие более сложные виды модуляции. Дальнейшее обсуждение относится к импульсным системам, но так как все остальные радиолокационные системы с измерением дальности можно свести к эквивалентным импульсным системам, большинство результатов измерений имеет общий характер.

На рис. 16.14 видно, каким образом происходит измерение дальности импульсными радиолокационными системами. На рис. 16.14а изображена антenna с остронаправленным лучом круглого сечения, подобно используемому в системах с непрерывным излучением. При наклонном угле падения луча остронаправленной антенны, близком к скольжению, участок облучаемой поверхности вытягивается и приобретает форму эллипса, поэтому модуляция импульса по его длительности позволит обеспечить раздельное облучение отдельных элементов участка. Действительно, для углов, очень близких к скольжению, это единственный удовлетворительный способ получить хорошее разрешение при облучении малых участков. Во многих системах, которые используют ширину луча для того, чтобы обеспечить вертикальность облучения, применяется разрешающая способность по дальности для углов, выходящих за пределы, скажем, 60° .

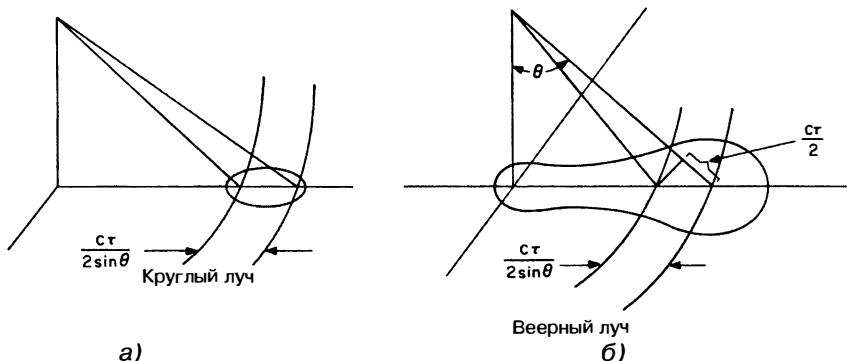


Рис. 16.14. Использование разрешающей способности радиолокационных систем для измерения рассеяния: а — улучшение разрешающей способности в одном направлении при использовании антенны с лучом круглого сечения, б — использование антенны с веерной диаграммой направленности

Диаграмма направленности антенны, которая позволяет с большей эффективностью использовать возможности систем с измерением дальности, показана на рис. 16.14б. Для облучения узкого участка Земли использована антenna с веерной диаграммой направленности, поэтому разрешающая способность по дальности позволяет разделять отражения, приходящие под разными углами, по разности времени прихода отраженных сигналов. Этот метод особенно эффективен при небольших углах облучения, далеких от вертикальных, потому что разрешающая способность по дальности при углах падения луча, близких к вертикальным, значительно хуже, чем при скользящем падении луча на рассеивающую поверхность.

Если предположить, что σ^0 практически постоянна по всей площади облучаемого участка, как и коэффициент усиления, импульс имеет прямоугольную форму и разность расстояний в пределах элемента разрешения по дальности пренебрежимо мала, выражение для σ^0 приобретает вид

$$\sigma^0 = \frac{P_r(4\pi)^3 R^3 \sin \theta}{P \lambda^2 G_0 \Phi_0 r_R}, \quad (16.20)$$

где r_R — разрешающая способность по малой дальности.

В работе Джанза детально описываются вопросы калибровки импульсного радиолокационного измерителя рассеяния [88, 89].

Доплеровские скаттерометры с непрерывным излучением. Удобным способом самолетных измерений является измерение коэффициента рассеяния одновременно на многих углах с использованием радиолокационных систем с непрерывным излучением, в которых относительные скорости, соответствующие различным углам облучения, различаются посредством выделения свойственных им доплеровских частот. Использование в такой системе антенны с веерной диаграммой направленности позволяет одновременно измерять коэффициенты рассеяния в точках поверхности впереди и позади самолета, на борту которого установлено радиолокационное устройство. На рис. 16.15 изображена схема этого измерительного эксперимента. Диаграмма направленности антенны, облучающей земную поверхность, пересекается двумя изодопами (линиями равных доплеровских частот), разность которых — ширина спектра — показана на схеме. Расстояние между ними определяется соотношениями

$$\Delta\rho = R(\sin \theta_2 - \sin \theta_1)$$

и

$$\Delta f_d = \frac{2v}{\lambda} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1).$$

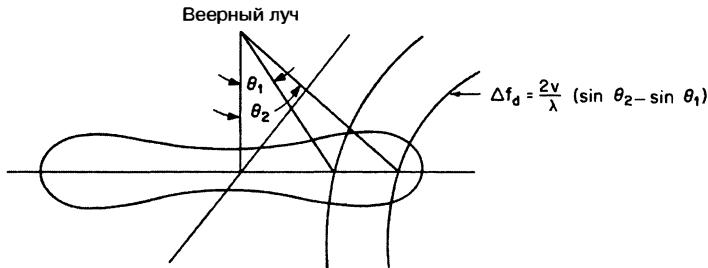


Рис. 16.15. Разрешающая способность доплеровского скаттерометра с непрерывным излучением с использованием антенны с веерной диаграммой направленности

Таким образом, ширина элемента разрешения вдоль земной поверхности связана с разностью доплеровских частот следующим соотношением:

$$\Delta\rho = \frac{R\lambda}{2v} (\Delta f_d).$$

Эта техника расчета применяется для уравнения дальности радиолокации при следующих допущениях:

1. σ^0 постоянна по всей облучаемой площади.
2. Коэффициент усиления антенны является постоянным по всей ширине диаграммы направленности и равен нулю за ее пределами.
3. Изменение дальности вдоль малой облучаемой площади является пренебрежимо малым:

$$P_r = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{\int G^2 \sigma^0 dA}{R^4} = \frac{P_t \lambda^4 \sigma^0 G_0^2 \Phi \Delta f_d}{2v R^2}, \quad (16.21)$$

и т.д.:

$$\sigma^0 = \frac{P_r}{P_t} \frac{2vR}{\lambda^4 G_0^2 \Phi \Delta f_d}. \quad (16.22)$$

Не следует использовать доплеровские скаттерометры с продольными лучами. Радиолокационные установки бортовых доплеровских скаттерометров Seasat [88] и NSCATT [89], установленных на космических аппаратах, испускают остронаправленные лучи, которые отклонены вперед и назад от нормали к траектории орбиты.

Необходимое число независимых выборок для обеспечения точности измерений. Рэлеевское распределение достаточно хорошо описывает фединг сигнала. Если предположить, что рэлеевское распределение федингового сигнала справедливо, число независимых выборок, необходимых для производства измерений с заданной точностью, показано на рис. 16.16. Интервал значений, определенный кривой, изображенной на этом рисунке, является интервалом средних значений, лежащих между 5%-й и 95%-й вероятностями распределения амплитуд. Эта точность не зависит от точности калибровки аппаратуры и точности определения диаграммы направленности антенны.

Точность измерения зависит от числа независимых выборок, а не от общего количества выборок. Число независимых выборок можно найти из уравнения (16.15) или формулы (16.16) после соответствующего анализа. Этот анализ предполагает, что в независимой выборке участвуют только фединговые сигналы с доплеровскими частотами, но движение от одной ячейки к другой также увеличивает количество независимых выборок,

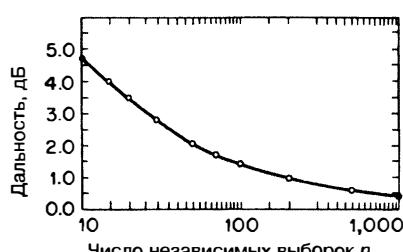


Рис. 16.16. Точность средних значений интенсивности затухающих сигналов

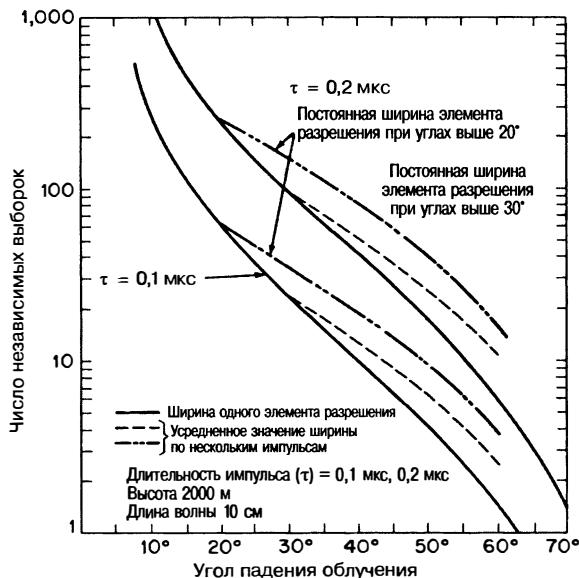


Рис. 16.17. Примеры изменения числа независимых выборок отраженных сигналов в зависимости от угла падения при использовании скаттерометров

которые суммируются с предыдущими. Таким образом, общее число таких выборок составляет примерно произведение числа выборок, рассчитанного по формуле (16.13), и числа участков земной поверхности (ячеек), отраженные сигналы от которых подлежат усреднению. На рис. 16.17 приведены некоторые примеры влияния угла падения облучения на число независимых выборок для горизонтально перемещающихся скаттерометров с передним отклонением однонаправленного луча.

Изучение результатов, полученных в ходе такого анализа, показывает, что на участках, где изменение коэффициента рассеяния напрямую не зависит от изменения угла падения, самая большая угловая ширина луча (получаемая с помощью самого длительного импульса или наиболее широкого фильтра для доплеровской системы с непрерывным излучением) обеспечивает максимальное количество независимых выборок для данного расстояния вдоль земной поверхности.

Вопросы измерения рассеяния при углах облучения, близких к вертикальному. В большинстве опубликованных данных о рассеянии радиолокационных сигналов земной поверхностью при вертикальном зондировании приводятся результаты, для которых значения коэффициентов рассеяния оказываются слишком малыми. Это является следствием фундаментальной проблемы точности измерений при углах облучения, близких к вертикальному, если используются антенны с конечной шириной луча и импульсы конечной длительности. Радиолокационные отражения от большинства целей при углах облучения, близких к вертикальному, резко уменьшаются при отклонении луча от вертикали. Таким образом, луч измерительной антенны или отраженный импульс определенной длительности обычно охватывают сигналы, рассеянные теми участками земной поверхности, где значения σ^0 изменяются на большое количество децибел. Так как вблизи вертикали коэффициент рассеяния изменяется гораздо быстрее, чем при углах облучения более 10 или 20° от вертикали, задача обеспечения точности измерений при вертикальном облучении оказывается значительно сложнее. Она еще более усложняется вследствие того, что вертикаль соответствует границе шкалы углов облучения. Поэтому луч, ориентированный строго вертикально, облучает более слабо отражающие цели (σ^0 обеими сторонами диаграммы направленности, в то время как луч, отклоненный от вертикали, облучает с одной стороны оси диаграммы направленности участки, дающие

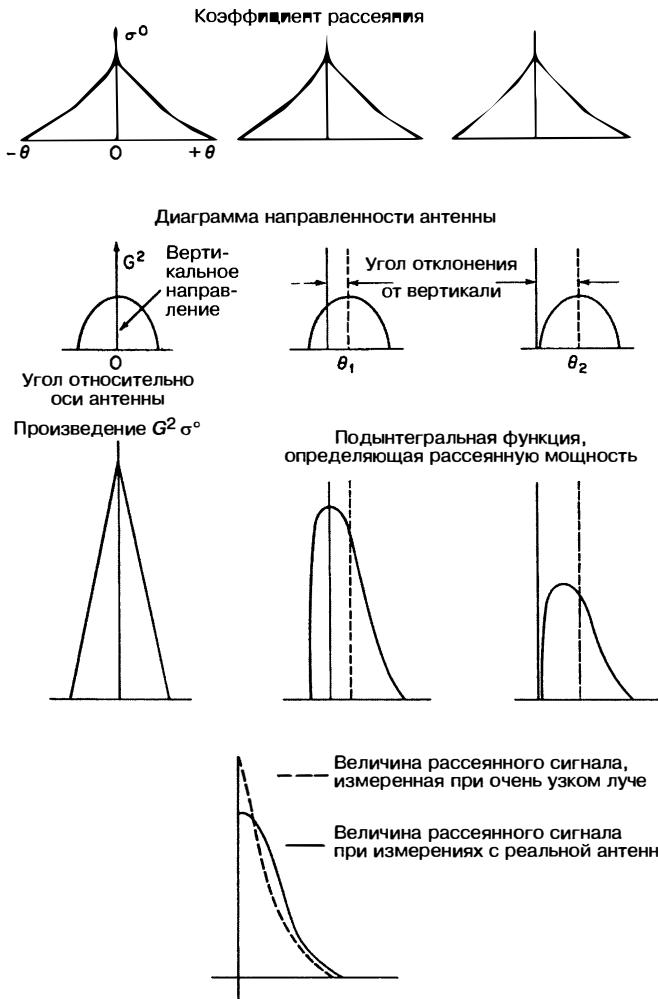


Рис. 16.18. Пример, показывающий, что конечная ширина луча антенны приводит к ошибкам измерения коэффициента рассеяния при углах облучения, близких к вертикальному

более сильное рассеяние, чем вдоль оси, а с другой стороны диаграммы — участки, дающие более слабое рассеяние, чем вдоль оси диаграммы.

На рис. 16.18 изображено падение кривой зависимости σ^0 от θ . Интеграл, определяющий мощность рассеяния в уравнении дальности радиолокации (16.1), является интегралом свертки; на рисунке показана свертка диаграммы направленности антенны с кривой угловой зависимости σ^0 . Очевидно, что среднее значение интеграла при вертикальном облучении меньше, чем следует из характера угловой зависимости σ^0 вблизи вертикали.

Пример [90] теоретического расчета коэффициента рассеяния морской поверхностью по данным спектров, выполненного Stereo Wave Observation Project [93], показан на рис. 16.19. Очевидно влияние различной ширины диаграммы направленности антенны.

При использовании импульсных или других систем измерения дальности данные всегда содержат ошибку, поскольку, как указано выше, почти невозможно получить нужную разрешающую способность в узком интервале углов облучения

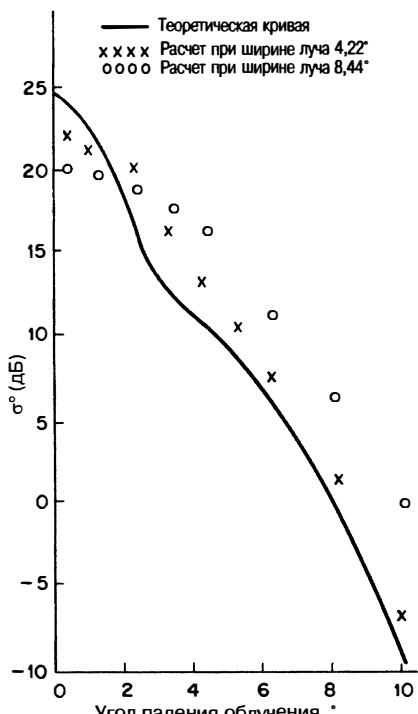


Рис. 16.19. Влияние ширины луча антенны на величину измеряемого коэффициента рассеяния в зависимости от угла падения

вблизи вертикали. Для малых расстояний можно настроить антенну так, чтобы поверхность Земли облучалась плоской волной. После этого появляется возможность описать должным образом коэффициенты рассеяния при углах облучения земной поверхности, близких к вертикали [92].

Наземные и бортовые вертолетные скаттерометры и спектрометры. Большинство измерений рассеяния земной поверхностью были сделаны с применением систем, установленных на автокранах и вертолетах. Большинство этих радиолокационных систем [93, 94] работает с частотной модуляцией или с использованием непрерывного сигнала, они используют широкую полосу пропускания для получения дополнительных независимых выборок, а не для точного разрешения. Некоторые из них используют очень широкую полосу пропускания для получения высокой разрешающей способности, чтобы найти источники рассеяния [95]. Большинство из них имеют возможность применять несколько видов поляризации, и, следовательно, ряд установок способны производить поляриметрию, поэтому можно измерить фазы двух принятых сигналов с ортогональной поляризацией [96].

Основные элементы частотно-модулируемого скаттерометра с непрерывным излучением показаны на рис. 16.20. Генератор развертки должен производить линейную развертку, это легко осуществить с помощью перестраиваемых генераторов на основе железоиттриевого граната (ЖИГ, YIG — Yttrium-Iron-Garnet)¹, но они требуют линеаризации схемы,

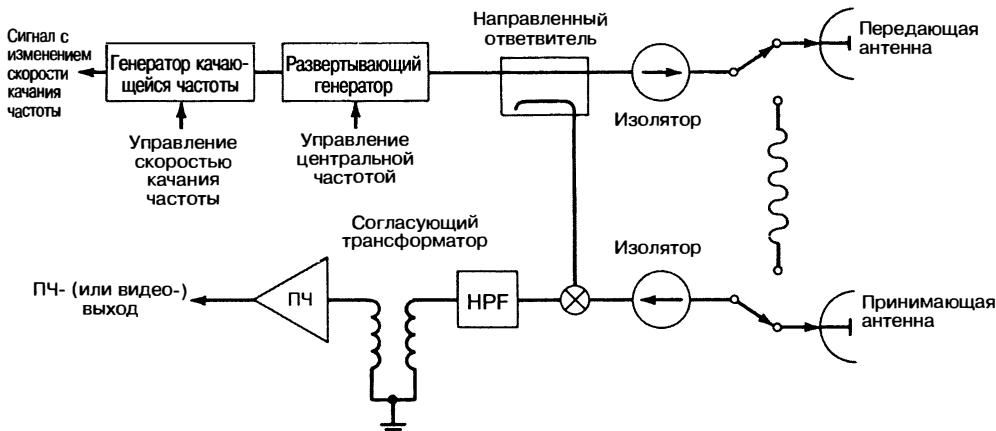


Рис. 16.20. Основная функциональная схема ВЧ-блока частотно-модулированного скаттерометра с непрерывным излучением

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Yttrium-Iron-Garnet» (YIG) используется термин «железоиттриевый гранат» (ЖИГ). — Прим. ред.



Рис. 16.21. Основная функциональная схема блока управления и обработки данных системы частотно-модулированного скаттерометра с непрерывным излучением и раздельным определением дальности

если при настройке используется варактор. Многие системы используют цифровой синтез сигнала для получения сигнала с качающейся частотой. Если двойная антenna используется, как показано на рис. 16.20, следует предусмотреть перекрытие лучей [97]. Иногда используются системы, включающие одну антенну с циркулятором, изолирующим передатчик и приемник. Производительность таких систем несколько хуже, чем у двойной антеннной системы из-за внутренних отражений и утечки облучения через циркулятор.

На рис. 16.21 изображена такая система, которая может быть использована для измерения объемного рассеяния. Определяя спектр рассеяния, пользователь может установить рассеянные сигналы, приходящие с разных расстояний. Эта система была использована в определении источников рассеяния, расположенных на растительном [43–45] и снежном покрове.

Можно использовать распространение ультразвуковых волн в воде для моделирования распространения электромагнитных волн в воздушном пространстве [98–100]. Из-за разницы в скорости распространения сигналов на акустической частоте 1 МГц соответствуют длине волны 1,5 мм. Такая длина волны — это удобный размер для многих измерений, моделирования и, конечно же, для создания оборудования в диапазоне 1 МГц, которое оказывается во многом проще в эксплуатации, чем оборудование в микроволновой области. Вполне очевидно, что такая аппаратура гораздо проще в эксплуатации и дешевле, чем микроволновое оборудование, работающее на длине волны 1,5 мм.

Параметры плоских акустических и электромагнитных волн удовлетворяют одним и тем же граничным условиям. Когда поверхности рассеяния не являются плоскими, а углы падения далеки от вертикальных, аналогия между акустическими и электромагнитными волнами уже не настолько справедлива. Конечно, акустические системы не способны имитировать кросс-поляризацию.

Определение коэффициента рассеяния по изображениям. Радиолокационные изображения, полученные с использованием реальных антенн или антенн с синтезированной апертурой, могут использоваться для измерения коэффициента рассеяния. К сожалению, большинство таких систем некалиброваны или откалиброваны плохо, поэтому результаты являются несколько сомнительными даже на относительной основе, когда радиолокационные изображения получают в разные

дни. В некоторых системах введена относительная калибровка [20, 28, 31, 101–103]. Абсолютную калибровку, которая также может выступать как относительная калибровка в некоторых случаях, можно получить с помощью эталонных целей с сильным отражением, особенно полезен в данном случае активный радиолокационный калибратор (ARC – Active Radar Calibrator) с усилителем линии связи [84, 104]. Можно использовать другой подход, который заключается в измерении рассеяния поверхностью эталонных участков с облучением наземными или вертолетными радиолокационными системами, прошедшими тщательную калибровку, а затем сравнить изображения, полученные на основе этих измеренных значений [101, 105].

Бистатические измерения. Измерения отражений от земной поверхности с помощью установки с разделенными приемником и передатчиком производятся относительно редко. Эти измерения очень трудно выполнить с помощью бортовой аппаратуры, установленной на самолете, поскольку необходимо, чтобы антенны передатчика и приемника производили обзор в одной и той же точке земной поверхности, в то время как сигнал был коррелирован с известными углами обзора антенн. Кроме того, затруднительно определить поляризацию, а также точный размер и форму облученной общей области. По этой причине были произведены несколько бистатических измерений с самолета, данные которых опубликованы в литературе [106].

Лабораторные бистатические измерения с использованием электромагнитных волн были проведены научными группами Waterways Experiment Station [42] и университета штата Огайо [2, 6]; научно-исследовательская группа из Канзасского университета [99] в своих экспериментах использовала акустические волны. Бистатические измерения с использованием лазерного излучения были сделаны в Bell Telephone Laboratories [107], а измерения рассеяния излучения в С-диапазоне зданиями — в Канзасском университете [108]. Также есть публикации, освещающие другие измерения рассеяния элементами земной поверхности [109, 110].

Проведение бистатических измерений за пределами лаборатории на открытом воздухе связано с большими трудностями, потому что требуются абсолютные эталонные значения для мощности передатчика и чувствительности приемника. В лаборатории, однако, можно использовать методы, подобные тем, что применяются для моностатических измерений.

16.6. Общие модели для измерений коэффициента рассеяния (клаттерные модели, или модели помеховых отражений)

Измерения рассеяния, проведенные в течение 1970-х годов, позволили получить поколение моделей среднего обратного рассеяния от больших площадей земной поверхности. В частности, к ним относятся измерения с помощью радиометра-скаттерометра RADSCAT Skylab (RADSCAT – Radiometer-Scatterometer) [82, 111] и самоходных СВЧ активных спектрометров (truck-mounted MAS – Microwave Active Spectrometers) [111, 112], проведенные в Канзасском университете. На основе одних и тех же данных были разработаны две разные модели: линейная модель и более сложная модель. Здесь мы приведем лишь описание линейной модели. Эти модели предназначены для *средних значений* рассеяния, поэтому не включают вариации относительно средних значений. Тем не менее анализ данных, полученных от РЛС многоразового воздушно-космического летательного аппарата с визуализацией (SIR – Shuttle Imaging Radar), позволяет сделать некоторые оценки изменчивости для различных размеров облучаемой площади.

Общие характеристики радиолокационного обратного рассеяния в диапазоне углов падения были известны на протяжении десятилетий. На рис. 16.22 проиллюстрирована эта зависимость. Для псевдополяризованных волн рассеяние можно разделить на три угловых режима: рассеяние при почти вертикальных углах облучения (*квазизеркальная область*), при промежуточных углах облучения от 15 до 80° (*плато*) и рассеяние при углах облучения, близких к скольжению (*область тени*).

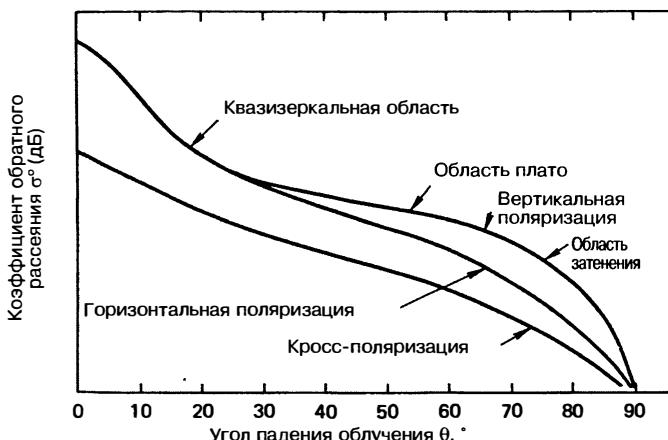


Рис. 16.22. Общая характеристики зависимости коэффициента рассеяния от угла облучения (Ф. Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

Кросс-поляризованное рассеяние не отделено от квазизеркальной области и плато (плотно простирается до области вертикального рассеяния), а о существовании и границах области тени пока имеется слишком мало данных.

Для почти каждого типа местности измеренные данные очень близки по значениям к полученным по формуле

$$\sigma^0 = A_i e^{-\theta/\theta_i} \quad (16.23a)$$

или

$$\sigma_{dB}^0 = 10 \lg A_i - 4,3434(\theta / \theta_i), \quad (16.23b)$$

где A_i и θ_i — константы, которые отличаются для квазивертикальной и средней областей. На рис. 16.23 продемонстрирован пример этого изменения. Никакая теория не способна предоставить точно такие же результаты, но почти все измерения очень близко соответствуют значениям, полученным в рамках этой модели. Сама же модель достаточно близко аппроксимирована к теоретическим зависимостям рассеяния от соответствующих областей. Этот простой результат означает, что могут быть разработаны и используются простые модели помеховых отражений, хотя более сложные модели могут потребоваться для некоторых приложений дистанционного зондирования.

Основой для разработки линейной модели [113] стало сочетание результатов измерения рассеяния земной поверхности на территории Северной Америки [114], полученных в ходе экспериментов *Skylab*, и измерений отражений пахотных земель, проведенных в Канзасе в течение трех полных сезонов с помощью микроволнового

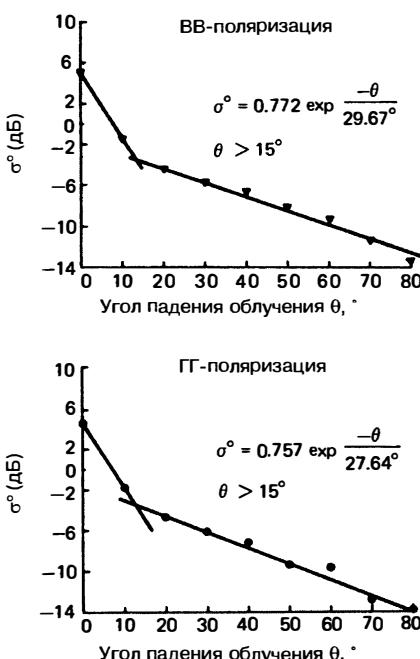


Рис. 16.23. Регрессия средних значений отражений от пахотных земель при облучении 13,8 ГГц в течение двух лет с помощью активного СВЧ-спектрометра (Р.К. Мур, К.А. Суфи, С.М. Пурдуски [115] © IEEE 1980)

активного спектрометра (MAS) [115]. Первая зона облучения радиолокационной установки Skylab RADSCAT на 13,9 ГГц изменялась от круга диаметром 10 км при вертикальном облучении до эллипса 20 на 30 км при угле падения облучения 50°. Зона облучения MAS при угле падения облучения 50° составила от 5,5 м на 8,5 м при 1,1 ГГц до 1,4 м на 2,1 м на частоте 17 ГГц, затем на основе усреднений по этой модели были произведены миллионы измерений. Поскольку данные Skylab были получены только на одной частоте, а результаты двух экспериментов были практически аналогичными на этой же частоте, полученный частотный ответ, представленный в модели, полностью зависел от измерений MAS.

Летние наблюдения Skylab включали измерения отражений пустынь, лугов, пахотных земель и леса, в то время как канзасские измерения производились только над пахотными землями. Однако в начале и в конце вегетации пахотные земли, по сути голые, похожи на пустыни летом, за исключением содержания влаги в почве. В самый разгар сельскохозяйственного сезона растительные культуры образовали настолько плотный покров, что рассеяние ими было похоже на рассеяние лесом. Таким образом, общая модель кажется достаточно представительной для измерений отражения земной поверхностью в летних условиях, усредненных по территории всей Северной Америки.

Модель имеет вид

$$\sigma_{dB}^0(f, \theta) = A + B\theta + Cf + Df\theta, \quad 20^\circ \leq \theta \leq 70^\circ, \quad (16.24a)$$

где A, B, C, D принимают различные значения для различных поляризаций выше и ниже 6 ГГц. Частотная характеристика для частот до 6 ГГц имеет более крутой наклон, чем для частот выше 6 ГГц. Кроме того, на частотах выше 6 ГГц частотная характеристика не зависит от угла облучения, так что $D = 0$. Для более низких частот частотная характеристика имеет угловую зависимость.

Для углов падения облучения менее 20° были возможны измерения только при двух значениях — 0° и 10°, так что отдельные регрессии частоты были проведены при каждом из этих углов. Модель рассеяния для этих углов падения облучения имеет вид

$$\sigma_{dB}^0(f, \theta) = M(\theta) + N(\theta)f, \quad \theta = 0^\circ, 10^\circ. \quad (16.24b)$$

Частотные характеристики для частот ниже 6 ГГц отличались для измерений, проводимых в течение двух лет, так что модели имеют отдельные значения констант за 1975 и 1976 гг. 1976 год был очень сухим в Канзасе, следовательно, значения, полученные в ходе измерений в 1975 году, вероятно, являются более представительными, но здесь приведены результаты измерений за два года. Значения констант даны в табл. 16.2. На рис. 16.24 представлена клаттерная модель для средних углов в зависимости от частоты. Значения даны только для вертикальной поляризации, поскольку как для вертикальной, так и для горизонтальной поляризации были получены очень похожие результаты.

Улаби разработал другую, более сложную модель рассеяния на основе данных облучения растительного покрова в Канзасе [118]. Зависимости полученных данных, представленных в этой модели, имеют вид кривых. Для большинства целей прямолинейная модель является вполне адекватной, и она гораздо проще в использовании.

Прямолинейные модели для заснеженных пастбищ, как и модели для растительного покрова, основаны на более ограниченном наборе данных [119, 120]. Данные были собраны только за один сезон экспериментов в Колорадо, когда снежный покров имел глубину около 50 см. Это означает, что сигнал, вероятно, проникал до поверхности почвы на частотах ниже 6 ГГц. Тем не менее модель показывает, каких результатов следует ожидать в этой важной ситуации. В табл. 16.3 приведены полученные константы для использования в формуле (16.24a).

Рассеяние снежным покровом сильно зависит от свободного содержания воды в верхнем слое снега, поэтому рассеяние от мокрого снега в дневное время (после начала таяния под действием солнечного тепла) намного ниже, чем сухого снега в ночное время. Таким образом, для представления отражений земной поверхности в дневное и ночное время должны быть использованы различные модели; сравнение измерений, произведенных в дневное и ночное время, показано на рис. 16.25.

Таблица 16.2. Константы для линейной модели рассеяния (летний период)*

Уравнение	Поляризация	Угловой диапазон, °	Диапазон частот, ГГц	Постоянные A или M , дБ	Угловой коэффициент B или N , дБ	Крутизна частоты C , дБ/ГГц	Крутизна коррекции D , дБ / (° × ГГц)
(16.24а)	B	20–60	1–6 (1975)	-14,3	-0,16	1,12	0,0051
	B	20–50	1–6 (1976)	-4,0	-0,35	-0,60	0,036
	B	20–70	6–17	-9,5	-0,13	0,32	0,015
	Γ	20–60	1–6 (1975)	-15,0	-0,21	1,24	0,040
	Γ	20–50	1–6 (1976)	-1,4	-0,36	-1,03	
	Γ	20–70	6,17	-9,1	-0,12	0,25	
(16.24б)	B и Γ	0	1–6 (1975)	7,6	...	-1,03	
	B и Γ	0	1–6 (1976)	6,4	...	-0,73	
	B и Γ	0	6,17	0,9	...	0,10	
	B и Γ	10	1–6 (1975)	-9,1	...	0,51	
	B и Γ	10	1–6 (1976)	-3,6	...	-0,41	
	B и Γ	10	6,17	-6,5	...	0,07	

* P.K. Мур, К.А. Суфи, С.М. Пурдуски [115] © IEEE 1980.

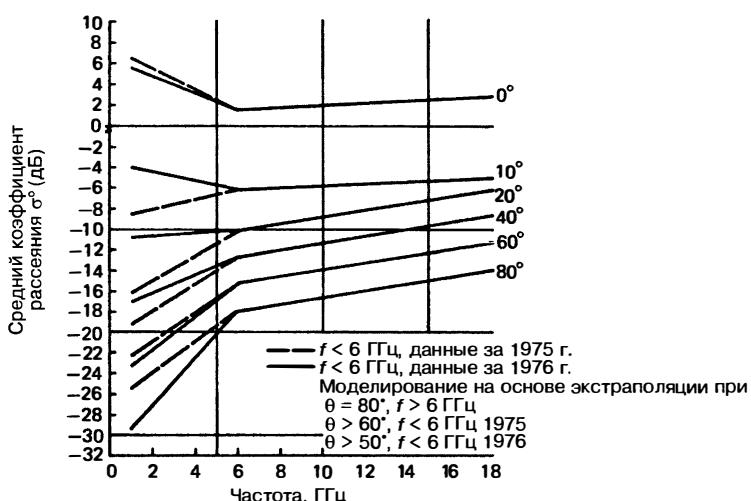


Рис. 16.24. Общая модель помеховых отражений от элементов земной поверхности (вертикальная поляризация). При горизонтальной поляризации получены сходные результаты (P.K. Мур, К.А. Суфи, С.М. Пурдуски [115] © IEEE 1980)

Таблица 16.3. Результаты регрессии для наземных измерений снежного покрова*

Время суток	Поляризация	Диапазон частот, ГГц	Постоянная A , дБ	Угловой коэффициент B , дБ/ $^{\circ}$	Крутизна частоты C , дБ/ГГц	Крутизна коррекции D , дБ / ($^{\circ} \times$ ГГц)
День	В	1—8	-10 (0)	-0,29	0,052	0,022
День	В	13—17	0,02	-0,37	-0,50	0,021
День	Г	1—8	-11,9	-0,25	0,55	0,012
День	Г	13—17	-6,6	-0,31	0,0011	0,013
Ночь	В	1—8	-10,0	-0,33	-0,32	0,033
Ночь	В	13—17	-10,9	-0,13	0,70	0,00050
Ночь	Г	1—8	-10,5	-0,30	0,20	0,027
Ночь	Г	13—17	-16,9	-0,024	1,036	-0,0069

Р.К. Мур, К.А. Суфи, С.М. Пурдуски [115] © IEEE 1980.

Примечание: $\theta = 20\text{--}70^{\circ}$. Значения коэффициентов в этой таблице также учитывают результаты моделирования.

Разница между рассеянием облучения снежным покровом в дневное и ночное время становится еще более заметной при облучении с частотой 35 ГГц, но модель не включает в себя частоту 35 ГГц из-за отсутствия данных для интервала частот между 17 и 35 ГГц.

Хотя для лесов не было разработано никакой конкретной модели помеховых отражений, результаты экспериментов с использованием Skylab RADSCAT и скаттерометра Seasat показывают, что тропические леса Амазонки рассеивают облучение практически независимо от угла его падения даже вблизи вертикальных углов [121]. Среднее измеренное значение при углах облучения 33° составило $-5,9 \pm 0,2$ дБ при 13,9 ГГц. Аналогичные результаты были получены в С-диапазоне [122]. Наблюдения с использованием приборов SIR-B, SIR-C и JERS-1 показали, что это отсутствие угловой зависимости σ^0 также наблюдается на частотах 1,25 ГГц [123, 124].

Описанные выше модели основаны на средних значениях измерений, проведенных на очень больших площадях. В этой ситуации изменчивость помеховых отражений в зависимости от места измерений мала, особенно для углов облучения со средними значениями. На рис. 16.26 проиллюстрированы среднее, наибольшее и наименьшее децильные значения, полученные в результате измерений с помощью аппаратуры Skylab RADSCAT на территории Северной Америки. Большие изменения в интенсивности отражений при углах, близких к вертикальным, явно связаны с эффектом почти зеркального отражения от водоемов. При уменьшении зоны облучения наблюдается большая изменчивость в полученных отражениях от элементов поверхности. При рассмотрении кривой на рис. 16.27 хорошо видно изменение отражения от рассеивающих элементов, наблюдаемое с помощью аппаратуры SIR-B при средних значениях для зон облучения различных размеров. Для зон облучения небольшого размера рассеяние колеблется в широком диапазоне, что должны учитывать разработчики радиолокационных систем.

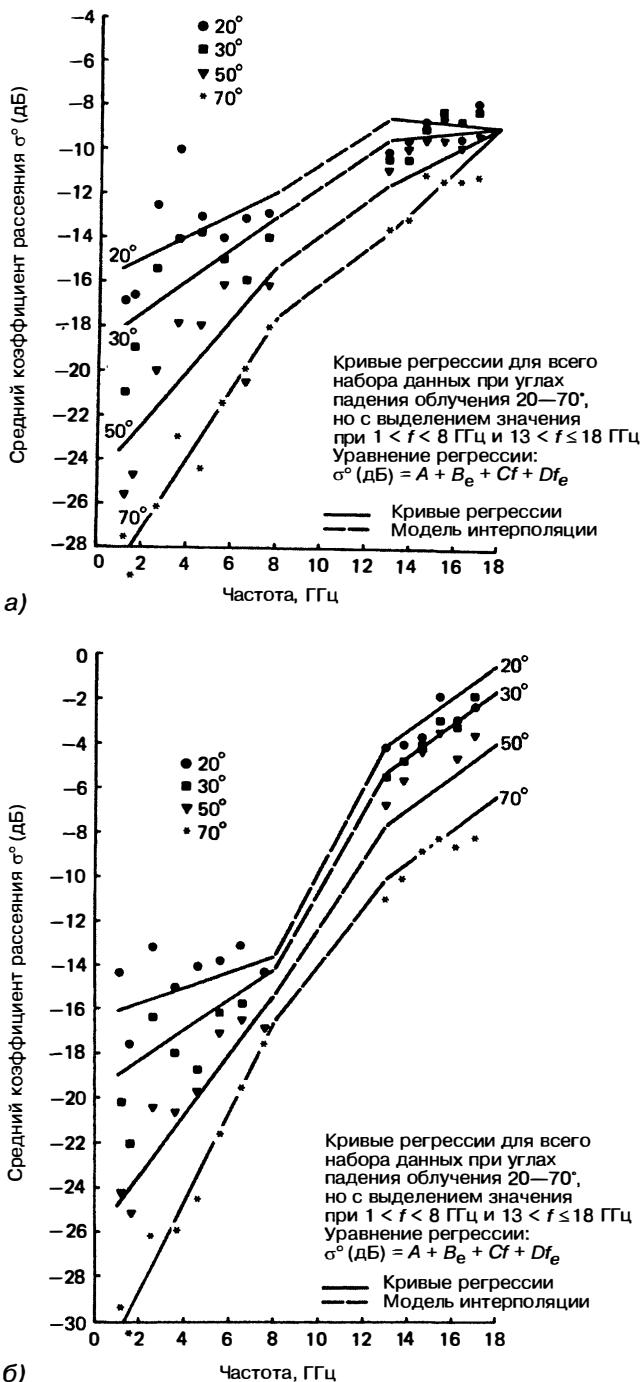


Рис. 16.25. Регрессия среднего коэффициента рассеяния снежным покровом при расчёте в рамках модели помеховых отражений при вертикальной поляризации: а — днем и б — ночью. Обратите внимание на большие различия в положении кривых. Для горизонтальной поляризации получены аналогичные данные (P.K. Mup, K.A. Суфи, C.M. Пурдуски [115] © IEEE 1980)

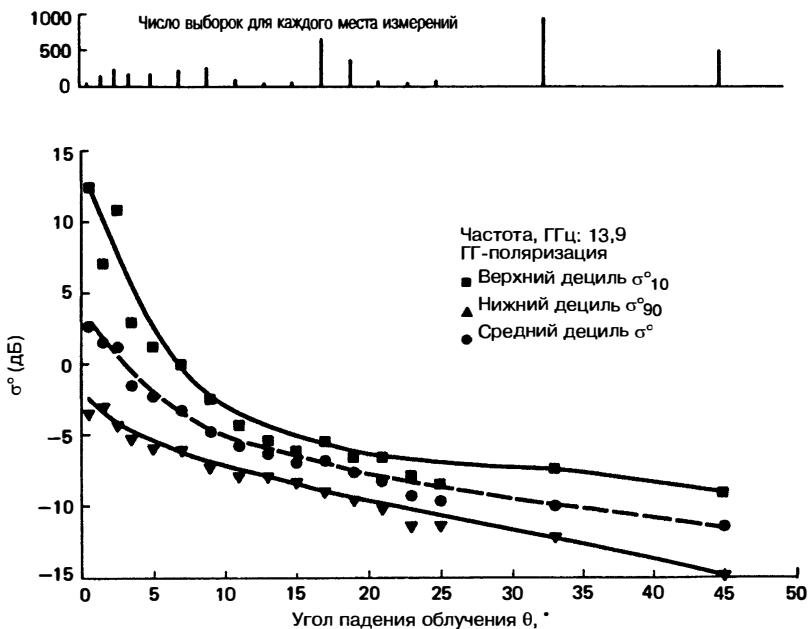


Рис. 16.26. Угловые зависимости для средних значений, значений верхнего и нижнего дециля данных, полученных при измерении помеховых отражений от элементов земной поверхности на территории Северной Америки в течение летнего сезона с помощью скаттерометров *Sky-lab* (P. K. Мур и др., технический отчет лаборатории дистанционного зондирования Канзасского университета, 243-12, 1975)

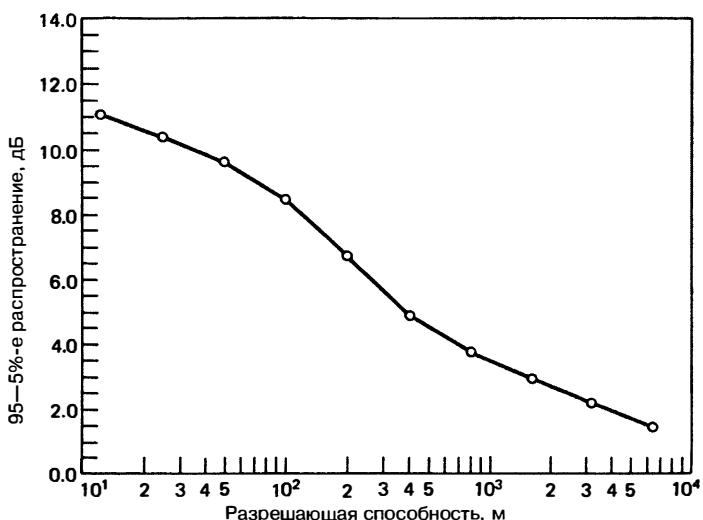


Рис. 16.27. Зависимость амплитуды элементов рассеяния от разрешения радиолокационной аппаратуры в 90%-м диапазоне

16.7. Данные измерений коэффициента рассеяния

Многочисленные программы по сбору данных об измерениях коэффициента рассеяния существовали до 1972 года, однако серьезные попытки сбора данных с сопровождающимся «наземным контролем» производились достаточно редко. Начиная с 1972 года было запущено несколько крупных программ, которые изменили ситуацию таким образом, что в настоящее время оказалась доступной достаточно обширная информация. Действительно, эта информация настолько широко распространена, что представить адекватное резюме опубликованной литературы практически невозможно. Таким образом, в этом разделе приведены только самые важные результаты и описание основных программ. Читателю следует обратиться к трем основным сборникам таких данных для получения дополнительной информации как о результатах, так и об исчерпывающей библиографии [37, 38, 40] (обратите внимание, что информация представлена сразу в нескольких главах данных литературных источников).

Стоит отметить некоторые первые программы по измерению коэффициента рассеяния: программы Naval Research Laboratory [23, 24], Goodyear Aerospace Corporation [20], Sandia Corporation (данные об измерении коэффициента рассеяния при углах падения излучения, близких к вертикальным) [125, 126] и программу университета штата Огайо [2, 6]. С 1972 по 1984 год разрабатывалась крупнейшая программа в Канзасском университете [8, 9, 37, 72, 82, 97, 127], обширные программы были запущены также во Франции (Национальный центр космических исследований Франции, Национальный центр космических телекоммуникаций, университет Поля Сабатье) [12, 128], в научных организациях Нидерландов [10, 129], в Канадском центре по дистанционному зондированию (особенно рассеяние морским льдом) [26, 130] и программы в научных организациях Швейцарии и Австрии (рассеяние снежным покровом) [131, 132]. Многие результаты этих программ появились в сборниках International Geoscience and Remote Sensing Symposia (IGARSS; IEEE Geoscience and Remote Sensing Society) и журналах, таких как *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing and on Ocean Engineering*, *International Journal of Remote Sensing*, *Remote Sensing of Environment*, and *Photogrammetric Engineering and Remote Sensing*.

Хотя калибровка для некоторых опубликованных старых данных была сомнительной, краткое обобщение новых результатов остается недоступным. В соответствии с этим на рис. 16.28 представлены обобщенные результаты измерений, произведенных главным образом в X-диапазоне. Следует быть осторожными в использовании этих данных, но порядок чисел позволяет понять общую картину зависимостей. На рис. 16.29 представлено такое же обобщение результатов измерения при углах облучения, близких к вертикальным [133]. Калибровка системы была произведена на высоком уровне, но влияние работы антенны, которое обсуждается в разделе 16.5, занижает значения для углов от 0 до 5°.

Влияние на угол рассеяния шероховатости поверхности, влажности и растительного покрова. На гладких поверхностях рассеяние падающего облучения происходит быстрее, чем на шероховатых. Так как шероховатость, которая влияет на радиолокационное облучение, должна измеряться в единицах длины волны, гладкая поверхность при облучении на длинных волнах может быть грубой при облучении на более коротких волнах. Это проиллюстрировано на рис. 16.30 [132], который показывает эти эффекты для измерений, произведенных при облучении пашни. При частоте 1,1 ГГц сигнал изменился от 44 дБ при углах падения облучения от 0 до 30° на поле с ровной поверхностью до 4 дБ для самой шероховатой поверхности. При 7,25 ГГц ровное поле оказалось достаточно шероховатым, чтобы уменьшить изменение до 18 дБ.

Для большинства поверхностей кросс-поляризованное рассеяние меньше, чем поляризованное, часто примерно на 10 дБ. Кросс-поляризованное рассеяние ровными поверхностями намного меньше при углах падения облучения, близких к вертикальному, чем при других значениях углов. Эти зависимости представлены на рис. 16.31 [37]. Отражение кросс-поляризованного облучения от объемных рассеивающих элементов, которые значительно больше по сравнению с длиной волны, оказывается сильнее, чем от относительно однородной поверхности, порой оно оказывается ниже на 3 дБ.

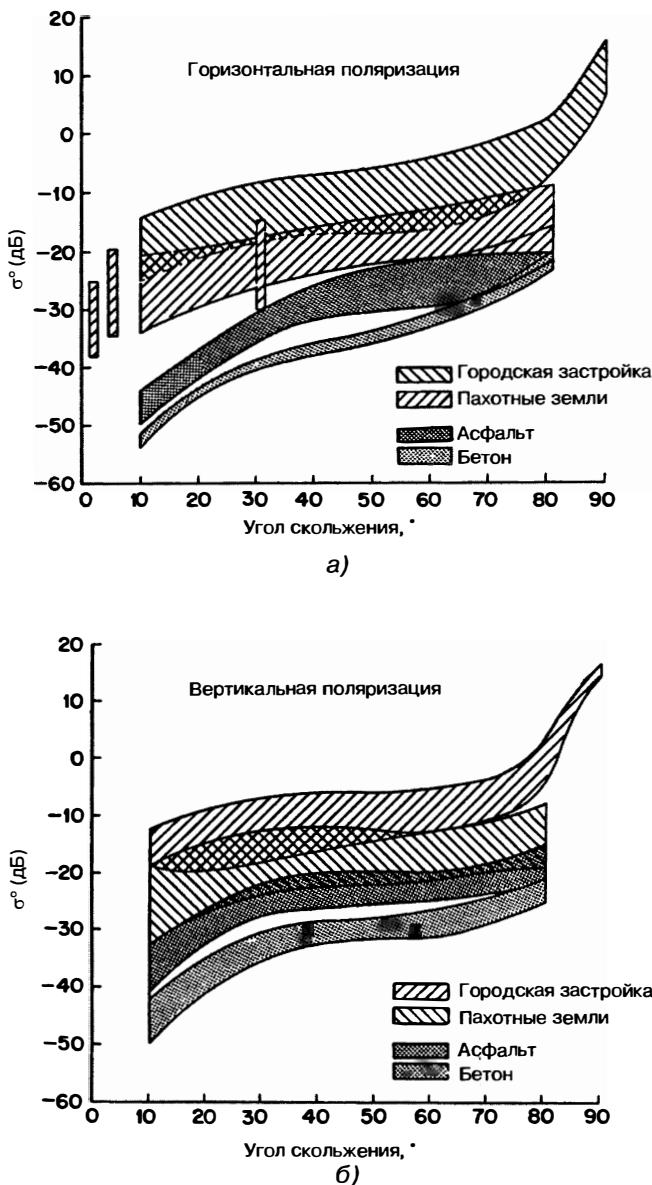


Рис. 16.28. Пределы измерений рассеяния радиолокационного излучения: а — горизонтальная поляризация, б — вертикальная поляризация (фото И. Кац)

Рассеяние зависит от диэлектрической проницаемости, на которую большое влияние оказывает содержание влаги. Таким образом, рассеяние от влажных почв под углом, далеким от вертикального, как правило, гораздо выше, чем от сухих почв. На рис. 16.32 продемонстрированы эти зависимости [12], которые могут отличаться на большое число децибел, например на 9 (см. рис.).

Растительный покров почвы может усиливать рассеяние различными способами, которые представлены на рис. 16.33 [37] и 16.34 [43]. Большая часть радиолокационного облучения рассеивается верхними листьями растений, достаточное для измерений рассеяние производится стеблем, нижними листьями и почвой,

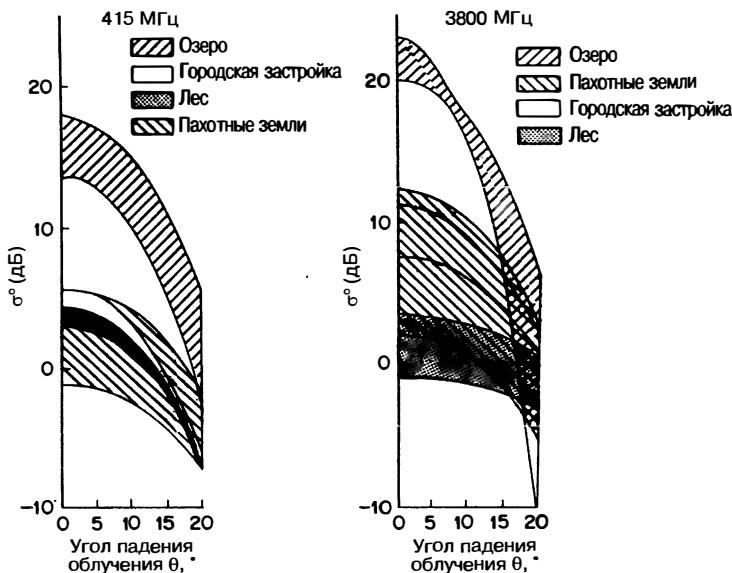


Рис. 16.29. Пределы измерений отражения радиолокационного облучения при почти вертикальном падении, основанные на данных корпорации Sandia (Ф. Дж. Джанза, Р.К. Мур и В.Д. Ворнер [133])

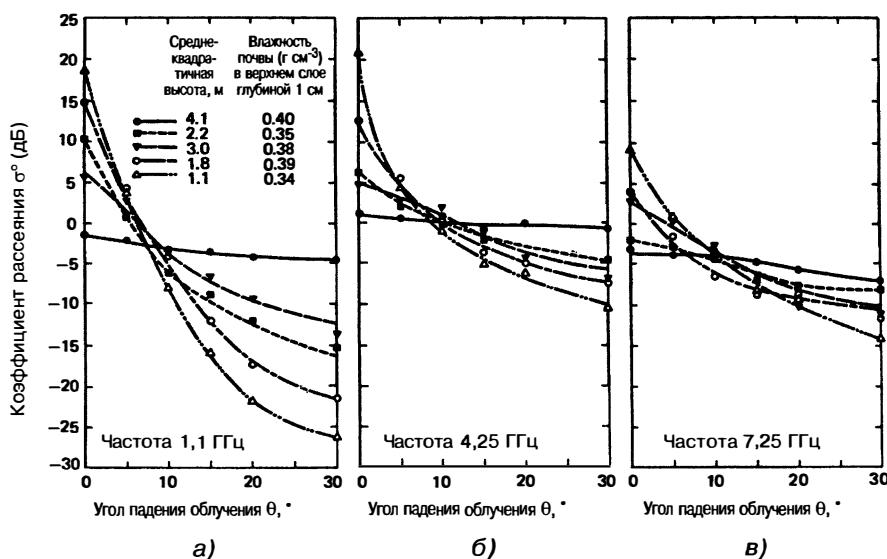


Рис. 16.30. Угловая зависимость коэффициента рассеяния при измерении на пяти влажных полях с различной шероховатостью поверхности на частоте: а — 1,1 ГГц, б — 4,25 ГГц, в — 7,25 ГГц (Ф.Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

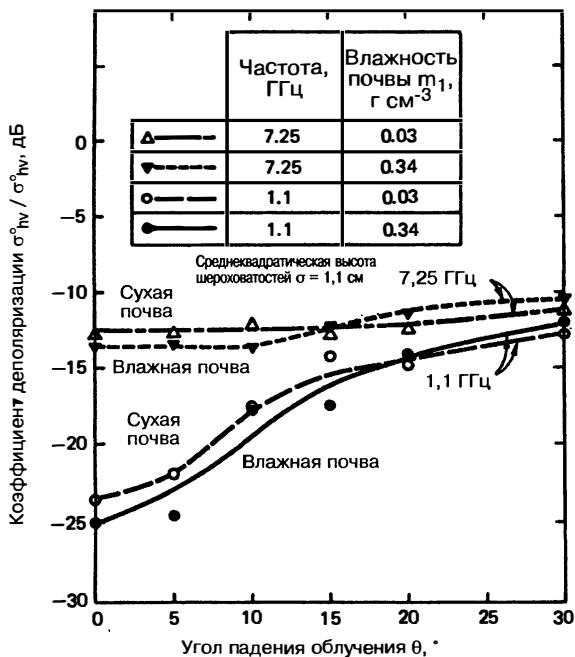


Рис. 16.31. Угловая зависимость коэффициента деполяризации гладкой поверхности (Ф.Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

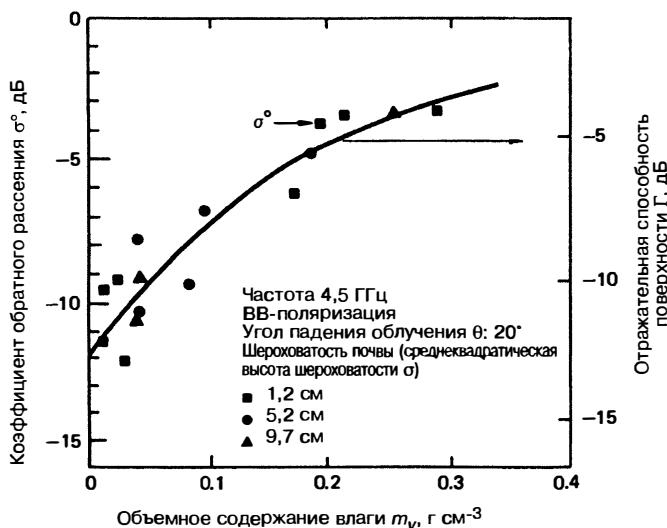


Рис. 16.32. Измеренный коэффициент рассеяния σ^0 (левая шкала) в зависимости от содержания влаги в почве для трех величин шероховатости поверхности. Сплошная кривая представляет собой отражательную способность поверхности (правая шкала), рассчитанную на основе диэлектрических измерений (Ле Туан [12] © IEEE 1982)

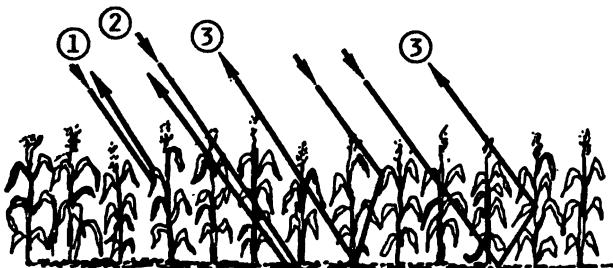


Рис. 16.33. Вклады обратного рассеяния от высокого растительного покрова на поверхности почвы: 1 — прямое обратное рассеяние от растений; 2 — прямое обратное рассеяние от почвы (включает в себя двустороннее затухание сигнала вследствие рассеяния растениями); 3 — многократное рассеяние в системе растение—почва (Ф.Т. Улаби, Р.К. Мур и А.К. Фун [37])

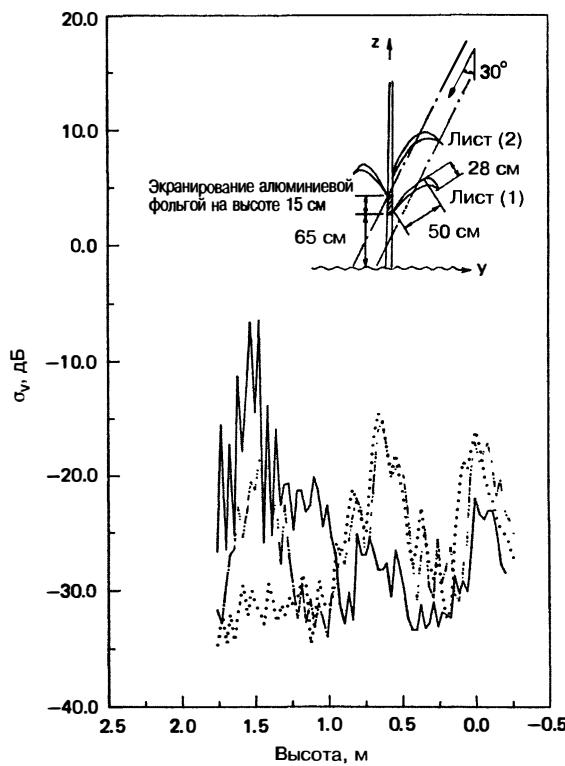


Рис. 16.34. Результаты измерений одного экземпляра кукурузы, произведенные частотно-модулируемым скаттерометром с непрерывным излучением при угле падения облучения 30° . Сплошная кривая относится к рассеянию всем растением; штрих-пунктирная кривая 1 — к растению с удаленным листом 1; пунктирная кривая — к растению с удаленным листом 2 (Л.К. Ву и др. [43])

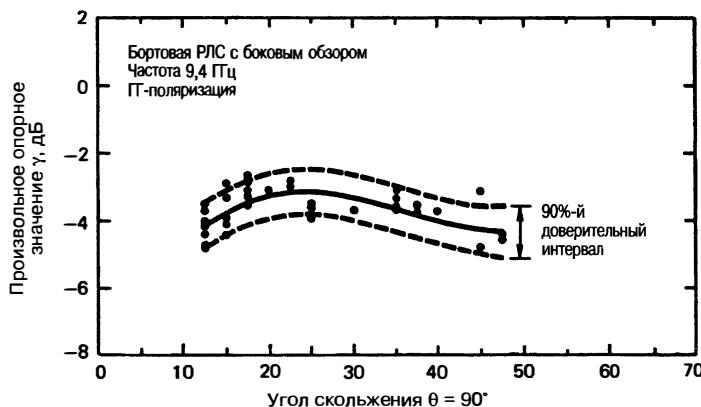


Рис. 16.35. Измеренные зависимости коэффициента рассеяния участка леса из старых буковых деревьев. Обратите внимание на использование по оси ординат величины γ (с произвольным отношением) вместо σ^0 (Д.Х. Хаукман [138])

однако оно все же пренебрежимо мало. При отсутствии листвы сигналы, рассеянные почвой и нижней частью растения, оказались примерно равны друг другу и были намного больше по величине, чем при наличии листьев.

Поскольку в случае плотного растительного покрова преобладает объемное рассеяние, особенно в случае облучения деревьев, σ^0 почти не зависит от угла падения облучения. На рис. 16.35 [137] изображены полученные результаты рассеяния лесом облучения в X-диапазоне. На рисунке представлен график γ , а не $\sigma^0(\gamma = \sigma^0 / \cos\theta)$. На низких частотах, таких как ОВЧ, это условие изменяется, поскольку затухание сигналов, прошедших через листву и ветви, является более низким [139].

Влажность почвы. На рис. 16.32 показано влияние влажности почвы на величину σ^0 . Влажность различных типов почвы оказывает различное влияние. Добсон и Улаби [138] показали, что использование в этих измерениях относительной влажности, выраженной в процентах от *полевой влагоемкости*, позволяет улучшить соответствие между σ^0 и содержанием влаги. Полевая влагоемкость является показателем того, насколько плотно частицы почвы связаны водой; несвязанная вода влияет на величину ϵ еще в большей степени. Эмпирическое выражение для полевой влагоемкости имеет вид [140]

$$FC = 25,1 - 0,21S + 0,22C \text{ процентов по весу},$$

где S и C — процентное содержание (по весу) песка и глины в почве соответственно. Влажность почвы, исходя из полевой влагоемкости, имеет вид

$$m_f = 100m_g / FC \%,$$

где m_g — относительная влажность почвы в процентах по весу. Когда мы используем этот показатель, соотношение между σ^0 в дБ и m_f оказывается линейным даже при наличии умеренного растительного покрова, как показано на рис. 16.36 [141]. Крутизна этой кривой для измерений земной поверхности при наличии растительного покрова несколько отличается от измерений поверхности поля при его отсутствии. Хотя использование величины m_f также удобно, как и объемного содержания влаги для представления зависимости σ^0 , оно все еще остается спорным [142].

Почвенная влага способна повлиять на радиолокационное изображение, как это было продемонстрировано в экспериментах, проведенных SAR Seasat в L-диапазоне [143]. Экспериментальное моделирование [144] показало, что можно оценить влажность почвы в пределах от 20% до 90% пикселей в изображении. Кроме того, эти эксперименты показали, что разрешающая способность в интервале от

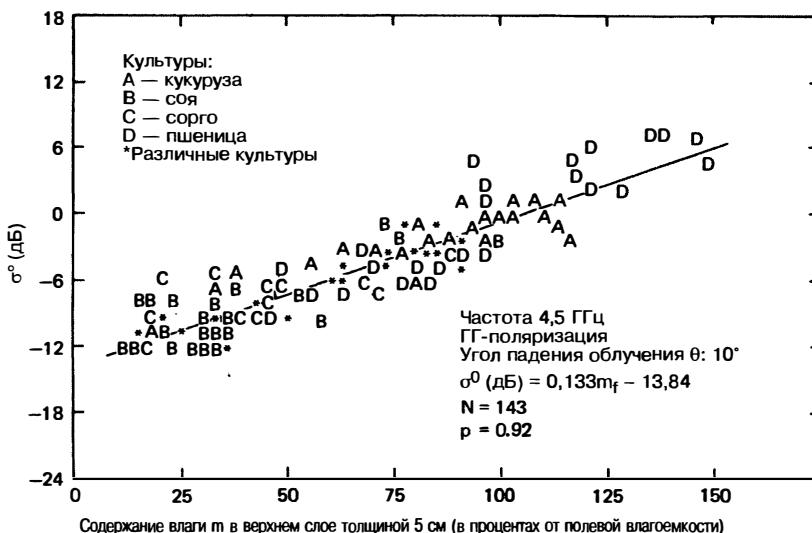


Рис. 16.36. Коэффициент рассеяния при облучении с частотой 4,5 ГГц в зависимости от влажности почвы (в процентах от полевой влагоемкости) для почвы, покрытой растительным покровом (Ф. Т. Улаби [141])

100 до 1000 м была выше для точного разрешения, применяемого для этой цели. Большинство космических SAR следующих поколений Seasat были использованы в исследованиях почвенной влаги [145—147].

Влияние растительного покрова. Обратное рассеяние от растительности зависит от многих параметров и меняется в широких пределах. Следовательно, хотя мы можем разработать усредненную модель, как описано в разделе 16.6, намного более сложной задачей является описание деталей. σ^0 изменяется в зависимости от времени года, влажности, стадии роста и времени суток.

На рис. 16.37 [148] показаны сезонные колебания коэффициента рассеяния растениями кукурузы по сравнению с моделью, представленной в ссылке. Гораздо более сильные изменения σ^0 , по-видимому, связаны с большим влиянием на вертикальное рассеивание почвенной влаги и ее содержания. Быстрое изменение значений на 12 дБ в период между 25 мая и 1 июня является результатом высыхания почвы. Даже при углах падения облучения 50° , когда затухание сигналов вследствие прохождения сквозь листву уменьшает это влияние, сезонные колебания значений превышают 8 дБ. Суточные изменения относительно небольшие и ограниченные. Они являются результатом как изменения содержания влаги в растениях, так и морфологических изменений самих растений (растения кукурузы на самом деле поднимают листья, «чтобы встретить солнце»; у пурпурного вьюнка закрываются бутоны цветков по ночам).

Большинство культур высаживают рядами. Это приводит к азимутальной зависимости σ^0 , как показано на рис. 16.38 [37]. Представленная модуляция является отношением величины σ^0 , измеренной по линии визирования, параллельной рядам (большее количество растений), к величине σ^0 по линии визирования, перпендикулярной рядам. Это явление гораздо сильнее выражено на низких частотах.

Некоторые общие свойства рассеяния растительным покровом видны на рис. 16.39 [150]. На низких частотах снижение величины коэффициента рассеяния в зависимости от угла падения облучения θ происходит быстро при углах примерно 20° , а затем оно становится более постепенным, в большей степени быстрое снижение коэффициента рассеяния обусловлено отражением от поверхности земли. На более высоких частотах ослабление рассеяния растительностью преодолевается

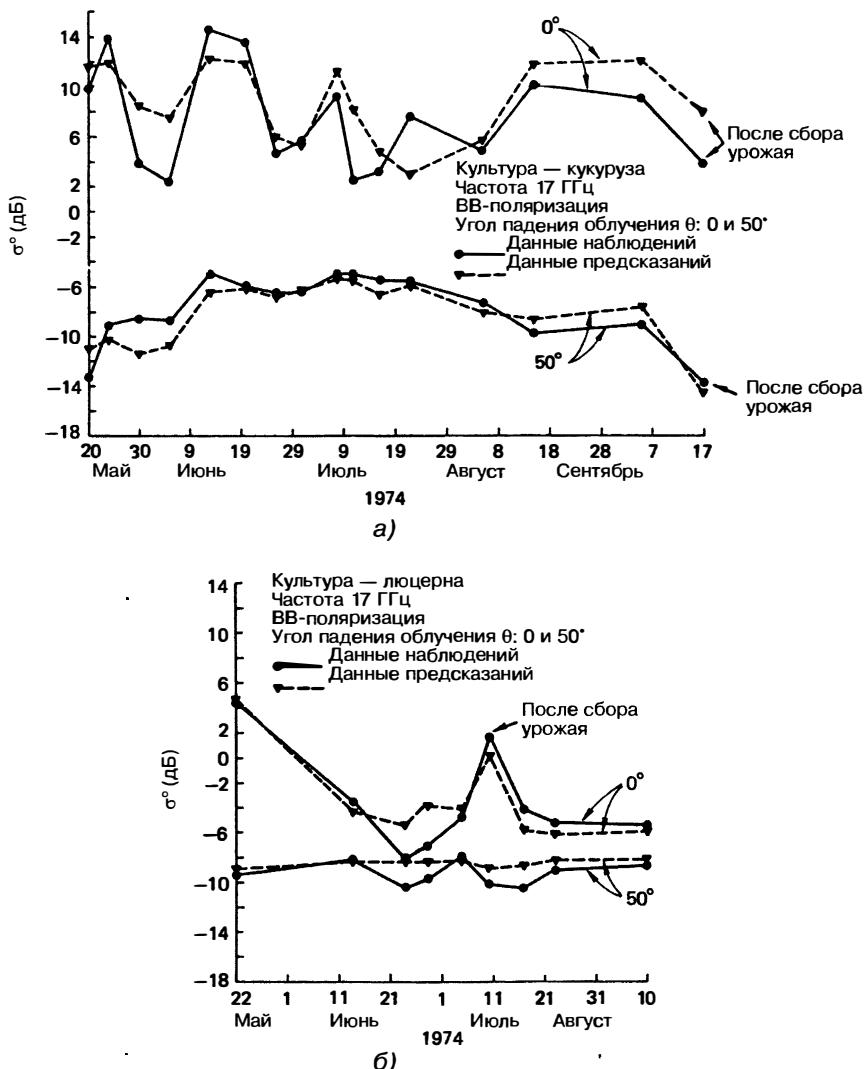


Рис. 16.37. Изменение во времени рассеяния от растений кукурузы (а) и люцерны (б) при вертикальных углах падения и угле 50° (Е. Аттема и Ф.Т. Улаби [148])

значительным отражением от поверхности, поэтому угловая зависимость является более равномерной.

Интенсивность кросс-поляризованных сигналов при вертикальном падении облучения оказывается незначительной, так что даже на низких частотах коэффициент кросс-поляризованного рассеяния σ^0 изменяется равномерно. На высоких и низких частотах этот показатель примерно на 10 дБ ниже, чем у коэффициента рассеяния σ^0 для квазиполяризованных отраженных сигналов.

Влияние снежного покрова. Когда снег покрывает землю, большая часть рассеяния приходится именно на снежный покров, а не на фактическую поверхность земли. Снег представляет собой одновременно объемную рассеивающую среду и среду, ослабляющую облучение. Когда снег сухой, рассеяние происходит от большого объема, когда он влажный, рассеивающий объем значительно меньше из-за более высокого затухания сигналов. В результате σ^0 быстро уменьшается по мере

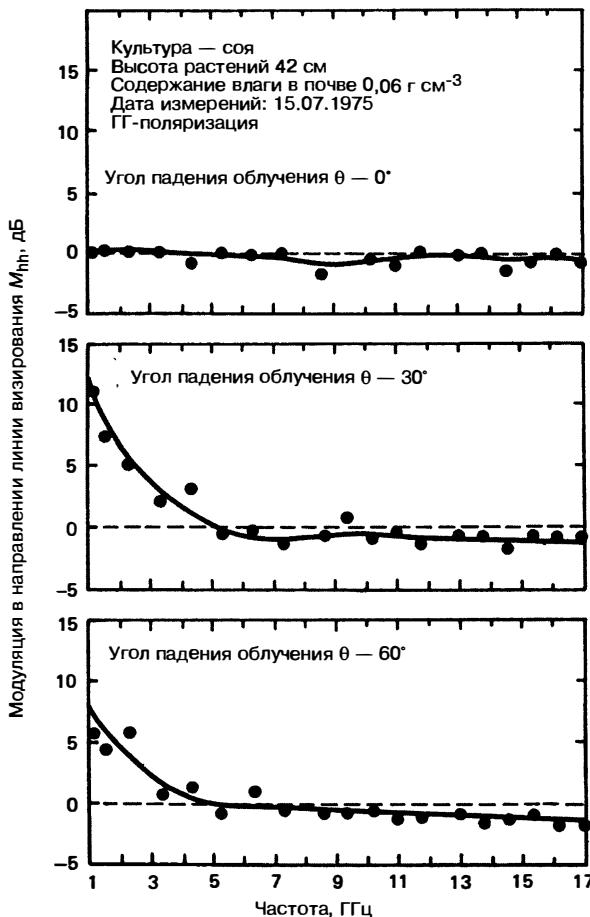


Рис. 16.38. Частотная зависимость соотношения направленной модуляции при облучении с горизонтальной поляризацией при углах падения 0, 30 и 60° соевого поля (Ф. Т. Улаби, Р. К. Мур и А. К. Фун [37])

того, как верхний слой снега тает на солнце. На рис. 16.40 [151] проиллюстрировано, как быстро это может происходить. На рисунке также видно, что эффект значительно сильнее на более высоких частотах, где затухание больше. На рис. 16.41 [152] изображена угловая зависимость коэффициента рассеяния, наблюдаемая при облучении заснеженной земли. Рассеяние при углах облучения, далеких от вертикального, гораздо больше на высоких частотах. Для снежного покрова глубиной 58 см большая часть рассеяния 1,6 и 2,5 ГГц, вероятно, обусловлена фактической поверхностью земли.

В некоторых публикациях отмечается, что на поверхности снежного покрова могут присутствовать радиолокационные «горячие точки», особенно при облучении с частотой 35 ГГц. Эти выводы являются результатом неправильной интерпретации изменений, которые связаны с нормальным разлеевским федингом сигнала. Рассеяние от снега происходит из многих центров, находящихся в облучаемом объеме, поэтому происходит удовлетворение условий для разлеевского фединга. Измерения с помощью соответствующего усреднения по частоте или углу падения облучения продемонстрировали, что рассеяние облучения заснеженными поверхностями происходит в основном равномерно, за исключением эффектов многолучевого фединга сигнала.

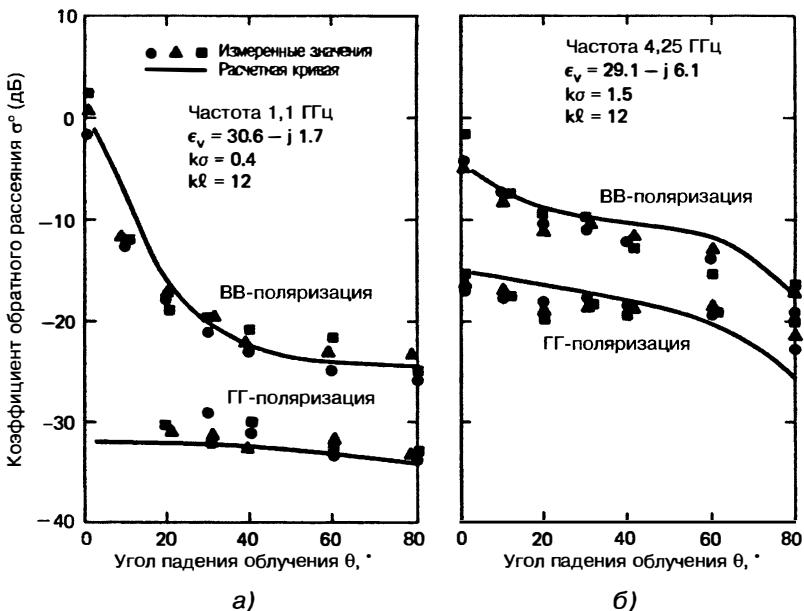


Рис. 16.39. Сравнение модельных расчетов с измерениями при частотах облучения (а) 1,1 ГГц и (б) 4,25 ГГц (Х. Иом и А.К. Фун [150])

Рассеяние морским льдом. Морской лед является очень сложной средой. Исследователи подразделяют морской лед на различные категории в зависимости от толщины, возраста и истории формирования [153]. Следовательно, невозможно охарактеризовать его радиолокационное отражение простым способом, в этом отношении он подобен растительному покрову. Наиболее важными типами льда с радиолокационной точки зрения являются однолетний (толщиной от 1 до 2 м), многолетний (толщиной до 2 м) и конгломерат, состоящий из тонких слоев разного возраста (толщиной более 1 м).

Как и снег, лед плавится под действием солнечного излучения и подвергается влиянию высоких температур воздуха, превышающих точку замерзания воды, поэтому микроволновое рассеяние элементами ледяной поверхности будет сильно отличаться от рассеяния поверхностью более-менее однородного холодного ледяного покрова. В зимний период холодный однолетний лед рассеивает облучение гораздо интенсивнее, чем холодный многолетний лед. В летнее время величина σ^0 для однолетнего льда уменьшается примерно на том же уровне, что и многолетнего. На рис. 16.42 [154] показана типичная угловая зависимость коэффициента рассеяния ледяного покрова для зимнего и летнего периодов. Эти кривые построены для облучения с частотой 13,3 ГГц, но результат будет аналогичным на любой частоте до S-диапазона. На рис. 16.43 [73] продемонстрированы изменения частотной зависимости коэффициента рассеяния σ^0 для различных видов льда. Припай застывает на дне около береговой линии, в данном случае это, вероятно, однолетний лед. Серый лед является одним из типов льда, относящихся к более тонкому ледяному покрову, чем многолетний лед.

Ким [73] разработал теорию, которая объясняет широкий диапазон изменения σ^0 морского льда. На его выводах и обширных литературных данных относительно свойств льда основаны данные, представленные на рис. 16.44 [127], на котором показаны диапазоны изменения коэффициента рассеяния многолетним и однолетним льдом в зимних условиях. Ясно, что более высокие частоты лучше подходят для определения типов льда, чем более низкие частоты, и идентификация возраста ледяного покрова не представляется возможной при облучении ниже 5 ГГц. В L-диапазоне и ниже различия между однолетним и многолетним льдом оказываются малы даже в зимний период. Это означает, что по изображению на экране

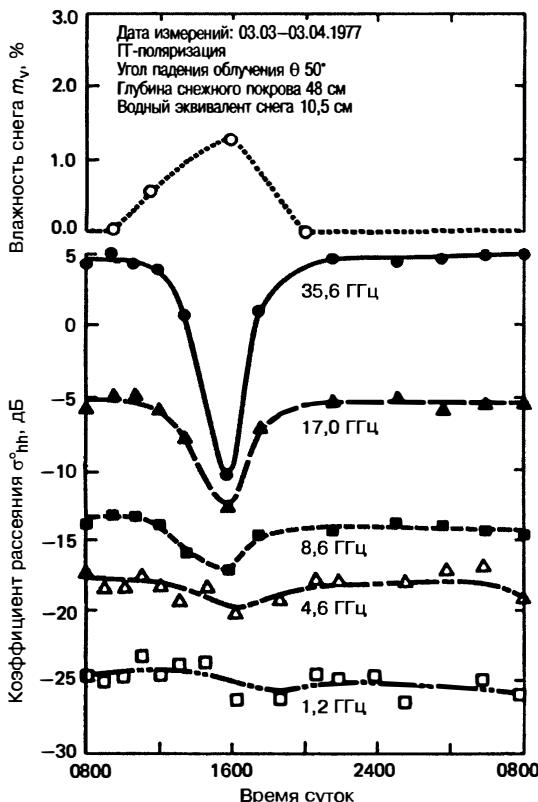


Рис. 16.40. Суточные модели σ° и содержание воды на снегу при облучении снежного покрова на различных частотах. Обратите внимание на крайнюю изменчивость результатов для K_a -диапазона по мере того, как поверхность снега начинает таять на солнце (У.Х. Стайлз и Ф.Е. Улаби [151])

РЛС можно легко различать типы льда по интенсивности рассеяния, но только на более высоких частотах зимой, а не летом. Этот факт является основой для оперативных систем мониторинга состояния ледяного покрова, которые использовались в Советском Союзе (с использованием бортовой РЛС «Торос» с боковым обзором в K_u -диапазоне) [153] и Канаде [154] (с использованием модифицированной БРЛС APS-94 и PCA STAR-1 в X-диапазоне). Основной целью канадских экспериментов с использованием РЛС с синтезированной апертурой был мониторинг морского льда, который эта система успешно выполняет с 1995 года [155, 156]. Советские РЛС X-диапазона с реальной апертурой серии «Океан» также были использованы для подобных целей [157–159].

Снежный покров на льду может маскировать рассеяние льдом, как снег на земной поверхности. Так как полярный лед является относительно сухим, на большей части его поверхности относительно мало снега, а снежный покров значительно затрудняет распознавание типа льда. Это условие особенно справедливо для Антарктики, где снежный покров более распространен на поверхности морского льда [160].

В связи с важностью полярных регионов с точки зрения их освоения и метеорологии проводились многочисленные программы исследования СВЧ-свойств морского льда. Микроволновое дистанционное зондирование необходимо для контроля свойств льда в Арктике из-за долгой зимней ночи, частой облачности и недоступности региона.

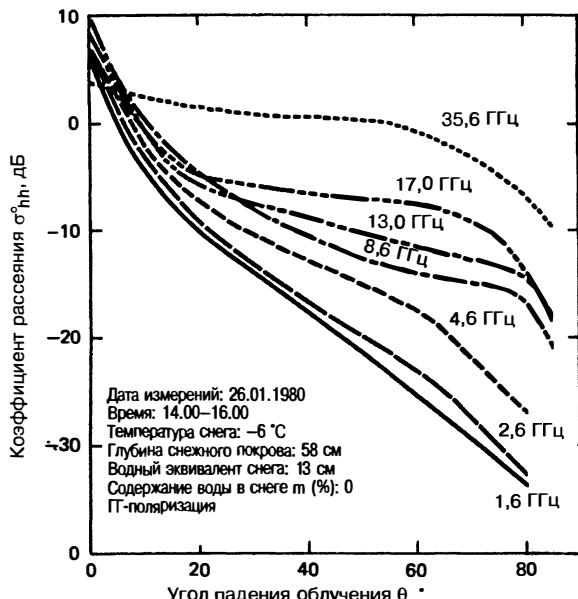


Рис. 16.41. Угловая зависимость коэффициента рассеяния σ^0 сухого снега на разных частотах. Быстрый спад кривой на низких частотах связан с проникновением облучения до гладкой поверхности земли (У.Х. Стайлз и др. [152])

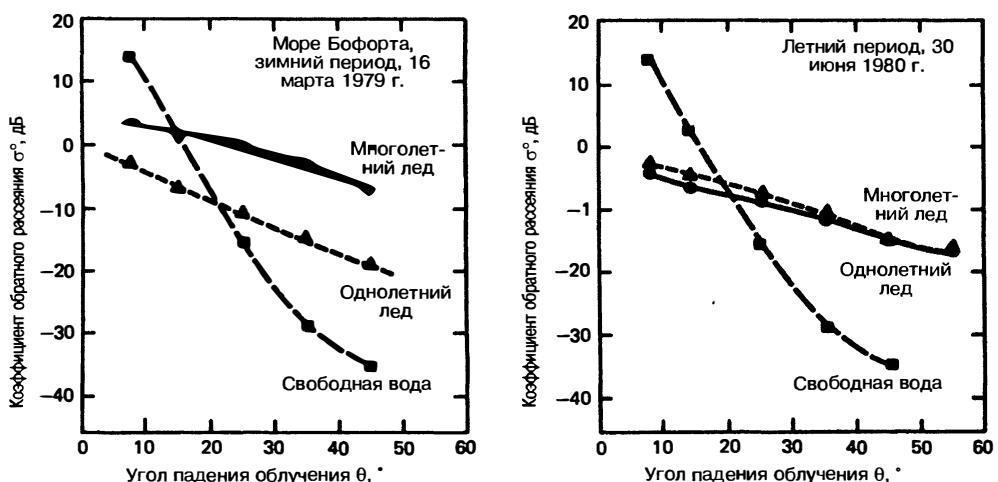


Рис. 16.42. Сравнение коэффициента рассеяния морского льда при облучении на частоте 13,9 ГГц в зимний и летний периоды (А.Л. Грэй [154] © IEEE 1982)

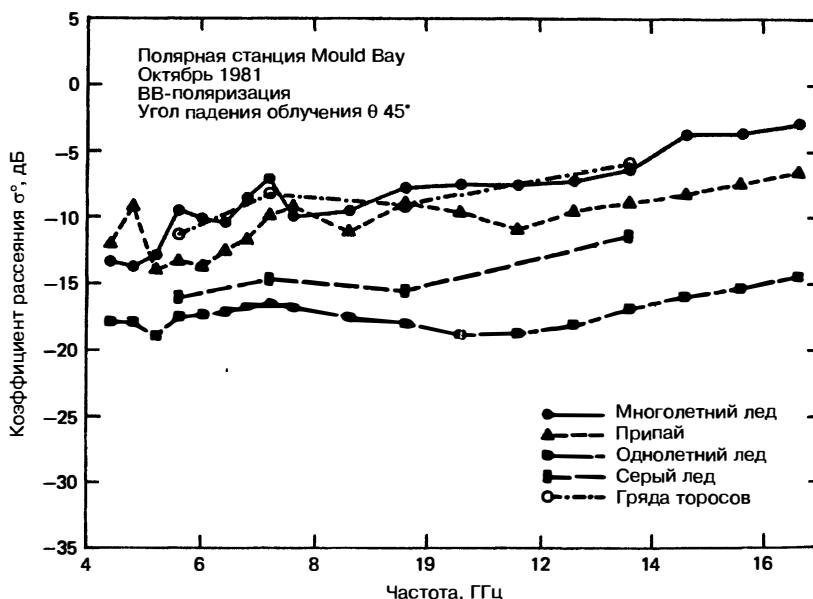


Рис. 16.43. Пример частотной зависимости коэффициента поляризации σ° для различных видов морского льда (Й.С. Ким [73])

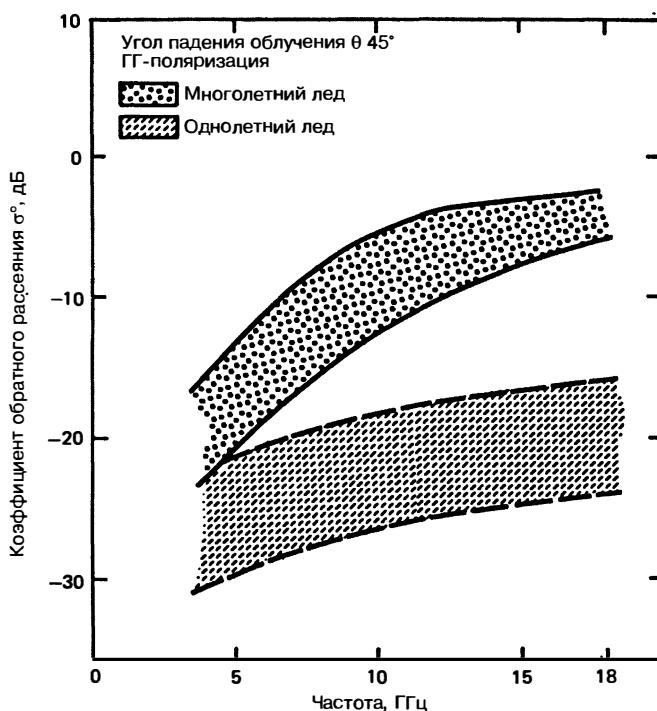


Рис. 16.44. Расчетная зависимость коэффициента рассеяния σ° для однолетнего и многолетнего морского льда. Диапазоны определяются с помощью известных характеристик льда (Й.С. Ким и др. [127])

16.8. Поляриметрия

Несколько РЛС с синтезированной апертурой и формированием изображений способны измерять всю матрицу комплексной поляризации. Вероятно, первой из них была бортовая система, построенная в лаборатории реактивного движения НАСА.

Первым космическим радаром того же типа была РЛС космического аппарата многоразового использования с формированием изображений (SIR-C — Shuttle Imaging Radar-C). Хотя использование нескольких поляризаций относится к первым дням использования РЛС с формированием изображений, измерение фазы между принимаемым сигналом с различной поляризацией началось не так давно — с конца 1980-х годов. Существует немного полных наборов поляриметрических данных, если такие имеются, типа описанного выше для одной поляризации. Для ознакомления с более полным описанием радиолокационной поляриметрии обратитесь к работам Улаби и Элахи [163], Слэттена и Маклафлина [164] и Ван Зила и Кима [165].

Поскольку поляриметрические РЛС используют определенные фазы для сигналов на передаче и приеме, сигналы должны быть описаны в форме, применяемой для эллиптической поляризации. Это показано на рис. 16.45.

Рис. 16.45. Поляриметрический эллипс: χ — угол эллиптичности, ψ — угол ориентации. Эллипс является геометрическим местом конца вектора \mathbf{E} по всему циклу

При $\chi = 0$ поляризация линейно зависит от вектора \mathbf{E} в направлении, заданном ψ . При $\chi = \pm 45^\circ$ поляризация круговая, с углами $+45^\circ$ для левой и -45° для правой сторон. При $0 < |\chi| < 45^\circ$ поляризация эллиптическая.

Аналитически электрическое поле может быть описано как

$$\mathbf{E} = E_h \mathbf{1}_h + E_v \mathbf{1}_v, \quad (16.25)$$

где $\mathbf{1}_h$ и $\mathbf{1}_v$ — единичные векторы в горизонтальном и вертикальном направлениях. Мгновенные поля определяются формулой (16.26), где δ_s показывает различные фазы для компонентов \mathbf{E} , k — волновое число:

$$e_h(t) = \operatorname{Re} E_h e^{j(\omega t - kx + \delta_h)} \quad (16.26a)$$

и

$$e_v(t) = \operatorname{Re} E_v e^{j(\omega t - kz + \delta_v)}. \quad (16.26b)$$

В комплексной форме

$$E_h = E_{h0} e^{j\delta_h} \text{ и } E_v = E_{v0} e^{j\delta_v}.$$

Если мы возьмем $\delta = \delta_v - \delta_h$ и множество $\delta_v = 0$ в качестве эталона, мы можем написать:

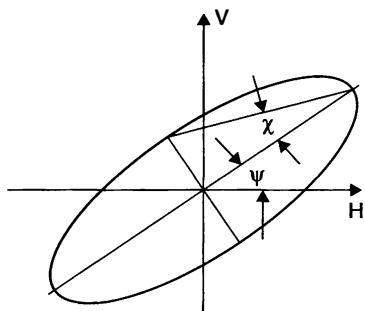
$$E = E_{h0} e^{-j\delta} + E_{v0} \mathbf{1}_v.$$

Таким образом, для одной волны нам нужно только три независимых параметра. При работе РЛС нужно учитывать переданные и принятые поляризованные сигналы, поэтому для решения задачи придется использовать четыре величины и произвести вычисления в два этапа.

Другой способ описания поляризованных сигналов — использование матрицы параметров Стокса:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} I_0 \\ Q \\ U \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |E_h|^2 + |E_v|^2 \\ |E_h|^2 - |E_v|^2 \\ 2\operatorname{Re}(E_h E_v^*) \\ 2\operatorname{Im}(E_h E_v) \end{bmatrix} \quad (16.27)$$

Отдельные параметры Стокса I_0, Q, U, V определены в формуле (16.27).



Некоторые из отраженных сигналов от элемента разрешения РЛС сохраняют свои характеристики поляризации во времени и пространстве, в то время как другие имеют случайную поляризацию. Это происходит, как и в случае отражения солнечного света, когда эллипс поляризации изменяет свои свойства случайно и быстро со временем или с небольшими различиями в углах падения и отражения. Когда присутствуют постоянные и случайные части изображения, цель называется частично поляризованной; если случайная поляризация отсутствует, что происходит особенно часто, когда присутствует несколько отражений в пределах целевой области, тогда цель считается полностью поляризованной. Радиолокационные сигналы часто являются лишь частично поляризованными, особенно при наличии множественных отражений в целевой области.

Для неслучайной части мы должны определить вектор Стокса, используя среднее значение по ансамблю каждого компонента; усреднение может происходить по времени или углу визирования. Таким образом, мы имеем

$$\mathbf{F} = \begin{Bmatrix} \langle |E_h|^2 + |E_v|^2 \rangle \\ \langle |E_h^2| - |E_v|^2 \rangle \\ \langle 2\operatorname{Re}(E_h E_v) \rangle \\ \langle 2\operatorname{Im}(E_h E_v) \rangle \end{Bmatrix}, \quad (16.28)$$

когда волна полностью поляризована,

$$I_0^2 = Q^2 + U^2 + V^2. \quad (16.29)$$

Но когда она частично поляризована,

$$I_0^2 > Q^2 + U^2 + V^2. \quad (16.30)$$

В самом деле, когда волна полностью не поляризована (например солнечный свет), E_v и E_h не коррелированы, поэтому U и V равны нулю.

Волны этого типа используются в поляриметрических РЛС, однако для оценки коэффициента рассеяния мы должны учитывать как падающую, так и рассеянную волны.

На данный момент мы должны ввести матрицу рассеяния. Полученное поле может быть представлено в следующем виде:

$$\mathbf{E}' = \frac{e^{-jkR}}{R} \bar{\mathbf{S}} \mathbf{E}', \quad (16.31)$$

где

$$\mathbf{E}' = \begin{bmatrix} E'_v \\ E'_h \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{E}' = \begin{bmatrix} E'_v \\ E'_h \end{bmatrix}$$

и

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} S_{vv} & S_{vh} \\ S_{hv} & S_{hh} \end{bmatrix}. \quad (16.32)$$

В обычных взаимных средах $S_{vh} = S_{hv}$. Поскольку выбор опорной фазы является произвольным, то есть имеются три независимые величины ($|S_{vv}|, |S_{hh}|, |S_{hv}|$), но только две независимые фазы ($\angle S_{hh}, \angle S_{hv}$). Эти величины могут быть использованы для описания свойств поляризованной части отраженного от цели сигнала.

Мы также можем описать рассеяние с использованием матрицы Мюллера, которая связана с матрицей Стокса. Мы отсылаем читателя к литературе, где он найдет подробное описание матрицы Мюллера [163, 166].

Обычный способ получения поляризованных отраженных сигналов заключается в передаче импульсов с перемежающейся вертикальной и горизонтальной поляризацией. Предполагая практически полное отсутствие изменений цели в течение межимпульсного интервала, можно объединить отраженные сигналы для получения матрицы рассеяния или матрицы Мюллера. Благодаря комбинированию сигналов во время обработки этот метод позволяет синтезировать эквивалентную поляризацию передаваемого сигнала с любой эллиптичностью и ориентацией.

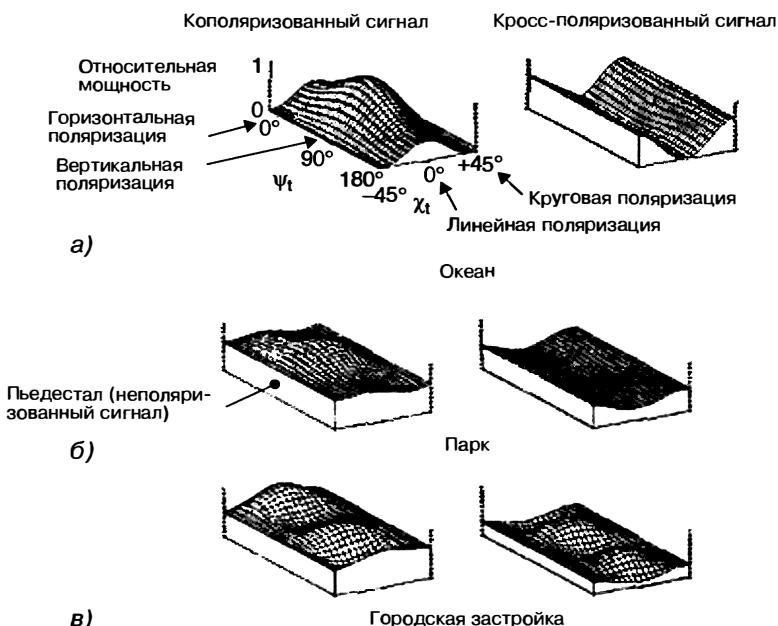


Рис. 16.46. Выбор рисунка поляризации из изображений Сан-Франциско, выполненного с помощью РСА: а — океан, б — большой парк, в — район городской застройки (Д.Л. Эванс и др. [32] © IEEE 1988)

Часто используемый способ описания поляризационных характеристик целей — *рисунок поляризации* [32]. Он состоит из двух трехмерных графов. Первый график называется кополяризационным, для него используется компонент принимаемого сигнала, который имеет ту же поляризацию, что и передаваемый сигнал. Второй график использует компоненты принимаемого сигнала, которые *ортогональны* передаваемому сигналу.

На рис. 16.46 представлен широко цитируемый пример этого типа изображений Сан-Франциско [32]. По осям в горизонтальной плоскости откладываются угол ориентации для синтезированного передаваемого сигнала Ψ_t и его угол эллиптичности χ_t . По вертикальной оси откладывается относительная мощность. Значения $\Psi_t = 0^\circ$ и 180° относятся к горизонтальной поляризации, а $\Psi_t = 90^\circ$ — к вертикальной поляризации. Линейная поляризация происходит, когда $\chi_t = 0^\circ$, а правая и левая круговые поляризации возникают при $\chi_t = \pm 45^\circ$. При минимальной мощности выше нуля пьедестал под ней соответствует неполяризованному сигналу.

Изображение океана на рис. 16.46а показывает, что поляризация практически линейна и ВВ-поляризованный сигнал сильнее, чем ГГ-поляризованный. Кросс-поляризованный отраженный сигнал практически полностью отсутствует при излучении сигнала с линейной поляризацией, однако характерно наличие слабого сигнала при излучении с круговой поляризацией.

Для изображения парка на рис. 16.46б вертикально поляризованный линейный сигнал немного интенсивнее, чем горизонтально поляризованный. Существует небольшой кросс-поляризованный отраженный сигнал для линейного сигнала и небольшой неполяризованный сигнал. Для изображения городской застройки самые интенсивные отраженные сигналы, как кополяризованные, так и кросс-поляризованные, имели наклон в ориентации.

Реальными значениями для кополяризованного отраженного сигнала для этого случая являются $\chi = 0^\circ$ (ВВ-поляризация) и $\Psi = 20^\circ$ [32]. В источнике представлены аналогичные графы, раздельно показывающие поляризованные и неполяризованные отраженные сигналы.

Из-за сложности представления поляризованных сигналов невозможно так быстро получить кривые отраженных сигналов, как в случае изображения с единичной поляризацией. Таким образом, просто невозможно найти большое количество каталогов поляриметрического рассеяния.

Тем не менее многие авторы описали использование поляриметрических изображений. Применяемый в некоторых источниках термин «поляриметрический» действительно относится только к ГГ-, ВВ- и ГВ-поляризации без учета фазы. В этом смысле они используют эти изображения таким же образом, как использовались кросс-поляризованные изображения с начала применения РЛС с формированием изображений [167]. Другие, однако, в полной мере используют матрицу полной поляризации.

Один из способов использования полной матрицы — синтезировать поляризацию, чтобы усилить или подавить определенные классы целей. Например, на рис. 16.46в можно синтезировать угол ориентации 20° для линейной поляризации, чтобы подчеркнуть этот класс, или использовать вертикальную поляризацию для подавления преобладающего класса в изображении. Различные авторы [168, 169] показали, что можно синтезировать эллиптическую поляризацию, которая увеличивает отношение сигнал / помеха отражения в тех местах, где находится цель, например в местонахождении искусственного объекта. Шварц и др. [169] нашли поляризацию, которая сделала отношение сигнал / помеха отражения равным 9,4 dB, в этом случае целью была городская площадь, а помехи отражения создавали изображение парка в Сан-Франциско, которое приведено на рис. 16.46. Эти исследователи нашли, что изображение было получено с помощью передаваемого сигнала с поляризацией, имеющей $(\Psi_e, \chi) = (-41,3^\circ, -6,4^\circ)$, и принимаемым сигналом с поляризацией $(\Psi_e, \chi_t) = (60,3^\circ, 3,5^\circ)$. Это сопоставимо с лучшим результатом использования квази- и кросс-поляризации без фазовой когерентности в 7,3 dB.

Другие авторы использовали три независимые величины матрицы рассеяния и фазового угла δ между отраженными сигналами с ГГ- и ВВ-поляризацией. Исследования показали, что угол сдвига фаз дает мало полезной информации о ГГ-поляризации и кросс-поляризации сигналов. Совместное использование этих данных необходимо для получения векторов состояния, которые служат для определения области цели. Компонентами векторов выступают три величины и фазовые углы для каждой используемой частоты. Эти векторы затем используются в различных статистических алгоритмах для выявления различных классов целей [170–172]. Этот подход был также использован для получения изображений других наземных поверхностей, покрытых лесом [173, 174], сельскохозяйственных районов [175, 176], морского льда [177] и снежного покрова [178], а также для определения классов поверхностей, имеющих геологическое значение.

Пример использования разности фаз для определения классов поверхностей в бассейне Амазонки показан на рис. 16.47 [179]. Обратите внимание на существенные различия между изображениями, полученными в С- и Х-диапазоне для макрофитов и затопленных лесов. Эти различия могут быть использованы в качестве дискриминатора для определения этих классов, но обычно они являются просто дополнительными элементами векторов состояния, используемыми в статистических алгоритмах.

16.9. Значения коэффициента рассеяния при углах облучения, близких к скольжению

Условия обратного рассеяния вблизи скользящего падения достаточно сильно отличаются от условий падения излучения, близкого к вертикальному, поэтому они должны быть описаны отдельно. Здесь мы опираемся на работу Биллингсли [17]. Автор собрал данные облучения очень больших площадей земной поверхности и, в отличие от большинства предыдущих экспериментов, при измерении рассеяния при углах падения облучения, близких к скольжению, опирался на большой объем «наземных контрольных данных» и точно калибровал свою радиолокационную аппаратуру. Кроме того, эти данные были получены при измерениях рассеяния в более широком диапазоне частот: ОВЧ- (167 МГц), УВЧ- (435 МГц), L- (1,23 ГГц),

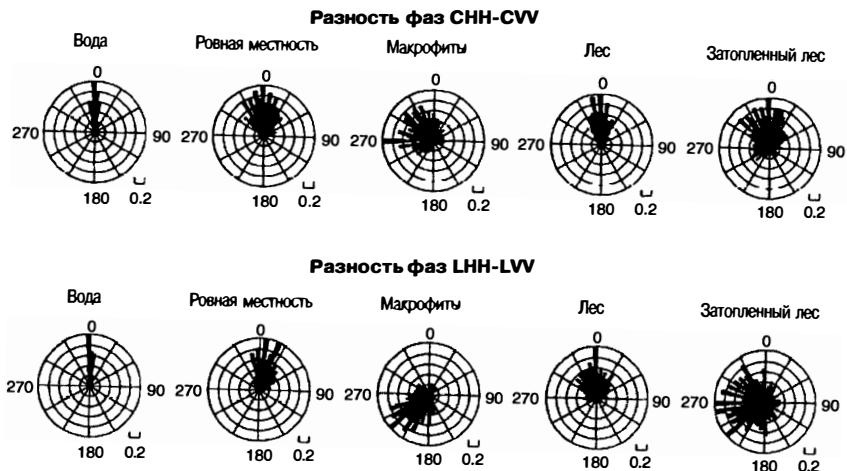


Рис. 16.47. Разности фаз для различных классов поверхности в бассейне Амазонки при облучении в С- и L-диапазонах [179]

S- (3,24 ГГц) и X- (9,2 ГГц) диапазонах. Измерительные эксперименты проводились в 43 различных целевых областях в разных частях США и Западной Канады.

Результаты были выражены через величину $\sigma^0 F^4$, которую автор назвал *интенсивностью помеховых отражений*. F является коэффициентом распространения, который учитывает многолучевость, затухание и другие свойства сигнала, но не может быть измерен отдельно.

В то время как угол падения используется для описания результатов измерений рассеяния при облучении под углами, близкими к вертикальному, угол наклона цели или угол скольжения облучения является более подходящим параметром для описания работы РЛС с углами облучения ближе к горизонтальному. Угол скольжения является комплементарным к величине угла падения. Измерения проводились при малых углах наклона, и этот термин использовался вместо угла скольжения, потому что он может быть определен через параметры наведения антенны, а угол скольжения зависит также от наклона местности, который в целом является величиной переменной и часто неизвестной.

Изображения, полученные при углах, близких к скольжению, как правило, имеют очень «лоскутный» вид, потому что любые элементы, возвышающиеся над земной поверхностью (деревья, холмы, здания, заборы, линии электропередачи, оборудование и транспортные средства), оказываются почти перпендикулярными радиолокационному лучу. Таким образом, интенсивность помеховых отражений в районе соседних пикселей может различаться на десятки децибел. Кроме того, небольшие склоны земной поверхности, обращенные к РЛС, увеличивают угол скольжения, в результате получается сильное отражение, в то время как склоны земной поверхности, направленные в сторону, противоположную РЛС, уменьшают интенсивность сигнала или могут подавить его вследствие эффекта затенения.

Из-за этого эффекта вероятность распределения рассеяния вблизи углов облучения, близких к скольжению, будет сильно отличаться от результатов измерения при средних углах падения. Хотя некоторые небольшие области без существенных возвышений и выступов в виде склонов могут иметь рэлеевское распределение облучения или (при наличии одного большого элемента рассеяния) распределение Райса, в большинстве районов наблюдаются другие виды распределения рассеяния — часто распределение Вейбулла или даже лог-нормальное распределение. В результате среднее измеренное значение $\sigma^0 F^4$ часто намного выше, чем медианное, так как несколько отдельных целей с рассеянием на 10 или 20 дБ выше среднего способны существенно повысить среднее измеренное значение коэффициента, хотя эти цели занимают лишь малую часть площади земной поверхности в этом районе. Таким образом, следует быть осторожным в использовании средних

значений при разработке РЛС, медианные значения являются более репрезентативными.

В своей работе Биллингсли [17] представил результаты как с точки зрения средних, так и медианных значений. Здесь мы приводим только медианные значения, потому что они имеют тенденцию быть более значимыми для разработчиков РЛС, чем значения, искаженные случайными целями с интенсивным рассеянием. Для большинства областей земной поверхности было найдено немного различий в результатах между вертикальной и горизонтальной поляризацией, поэтому результаты измерений для групп данных представлены для обоих типов поляризации. На рис. 16.48 показаны результаты, сгруппированные по классам целей.

Для графиков на рис. 16.48а и б угол и тип наклона падения луча являются параметрами, в то время как для графика на рис. 16.48в параметром выступает угол склона земной поверхности. Значения для кривых сформированы на основе линейной регрессии в логарифмической шкале частот, за исключением пустынь и травы при очень малых углах наклона, где была использована квадратичная регрессия. Обратите внимание, что городские, горные и лесистые области земной поверхности, как правило, имеют относительно высокие значения по сравнению с сельскими угодьями и необрабатываемыми землями с умеренными склонами.

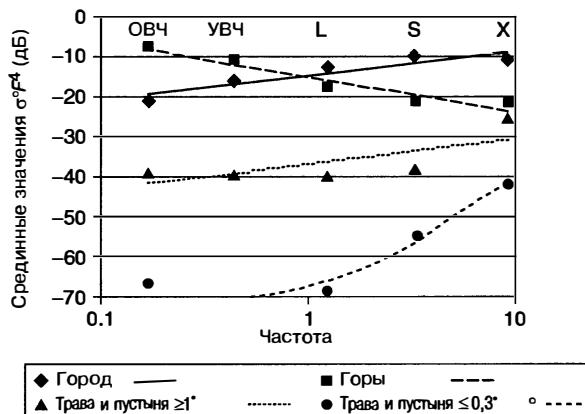
16.10. Интерпретация изображений, полученных с помощью РЛС

РЛС с формированием изображений боковым обзором и высокой разрешающей способностью или синтезированной апертурой формируют изображения, которые напоминают аэрофотоснимки. Тень и различия в значениях σ^0 для разных областей земной поверхности производят изображения различной интенсивности, как и в фотографии. По этой причине дешифровщики фотоснимков могут легко научиться интерпретировать радиолокационные изображения. Однако, так как радиолокационные изображения создаются за счет отражения микроволнового облучения, а не отражения лучей в оптическом диапазоне, дешифровщики должны понимать их различия и тот факт, что эти два вида изображений на различных длинах волн, по сути, дополняют друг друга. Кроме того, геометрические искажения радиолокационных изображений обусловлены использованием РЛС бокового обзора, в то время как аэрофотоснимки сделаны с помощью аппаратуры, направленной почти вертикально вниз. Это различие в углах визирования дешифровщики должны обязательно учитывать. При малых углах скольжения искажения радиолокационных изображений малы, но при малых углах падения они возрастают. Кроме того, спектр радиолокационных изображений отсутствует на фотографиях.

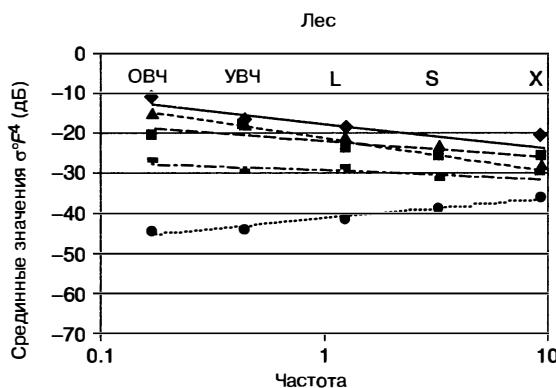
Современные РЛС с визуализацией (формированием изображений) используют цифровые записи и обработку сигналов, а изображения сразу воспроизводятся на пленке или на дисплее компьютера с возможностью дальнейшего манипулирования. Из-за бокового обзора радиолокационная система производит полосу изображения, поэтому результирующая пленка, как правило, представляет собой длинные полосы. Большинство камер производят отдельные изображения приблизительно квадратной формы. Автоматические пленочные камеры и оптические инфракрасные сканеры производят полосы изображений, как у радаров, но с различными искажениями, обусловленными тем, что эти устройства не имеют настроек по углу и дальности.

Все научные и прикладные исследования, в которых используется аэрофотосъемка, должны применять и радиолокационные изображения. Это особенно полезно в облачную погоду, однако РЛС имеет смысл использовать и в ясную погоду, поскольку качество радиолокационных изображений не зависит от времени суток, поэтому положение солнца не имеет значения. Кроме того, радиолокационные характеристики целей отличаются от параметров изображений, полученных в видимом и инфракрасном диапазонах. РЛС могут применяться для получения изображений в сельском и лесном хозяйстве, геологии, гидрологии, городской географии, краеведении, океанографии и исследований льда.

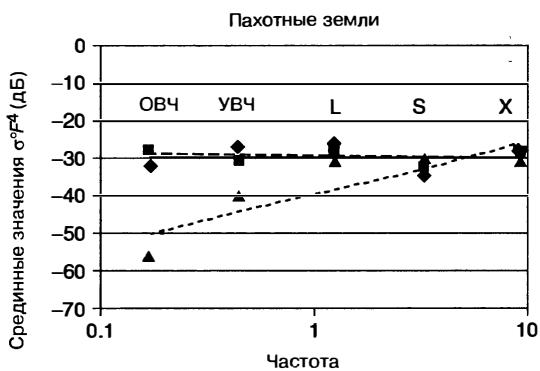
Городская застройка, горы, трава и пустыня



а)



б)



в)

Рис. 16.48. Средние значения $\sigma_0 F^4$ при малых углах наклона (на основе данных из табл. 3.6 в работе Биллингсли [17]): ВР — высокогорный рельеф; РР — равнинный рельеф

Фединг сигналов усложняет интерпретацию изображения из-за наличия *спектров*. Это означает, что часто требуется усреднение пятнистых изображений. Иногда усреднение выполняет процессор, а иногда интерпретатор делает это мысленно. Интенсивность изображения для отдельных пикселей, выполненного SAR в фиксированном положении, имеет рэлеевское распределение (на самом деле экспоненциальное распределение, если используется квадратичное детектирование). В большинстве процессоров SAR-разработчики пожертвовали некоторым пространственным разрешением после детектирования за счет усреднения, скажем, четырех пикселей. Передача в более широкой полосе пропускания, чем необходимо для разрешающей способности по дальности, достигает этой цели без потерь необходимого пространственного разрешения [180], но это требует больше мощности передатчика. Быстрой подстройкой частоты можно достичь того же результата.

Разработчики идут на компромиссы между пространственным разрешением и точностью измерений. Последнее может быть использовано для определения уровней яркости серого в разрешении [181]. Тогда стоит задуматься о разрешении изображения по объему:

$$V = r_a r_y r_g, \quad (16.33)$$

где r_a — разрешающая способность вдоль линии визирования, r_y — разрешающая способность по дальности, r_g — разрешающая способность по уровню серого. Упоминаемые исследования показали, что интерпретируемость зависит от значения V , так что компромисс между этими тремя элементами V вполне возможен. Лучшие результаты у дешифровщика-оператора получаются, когда усредняются три независимых образца выцветания изображения. Игнорирование этого фединга (спектра) может привести к ошибочным выводам в области пространственного разрешения, необходимого для данного приложения.

Широко используются одночастотные радиолокационные изображения одной поляризации. Тем не менее применение нескольких видов поляризации (в том числе и кросс-поляризации) и кратных частот существенно увеличивает стоимость радиолокационных изображений. Различные углы падения являются наиболее подходящими для различных приложений. Например, мониторинг влажности почвы лучше всего производить при облучении с углами падения в пределах 20° от вертикали на частоте около 5 ГГц. Определение распространения растительного покрова лучше делать, однако, при более высоких частотах и углах падения. Для некоторых приложений также имеет смысл использовать полную матрицу поляризации. Фазовая информация особенно полезна в оценке механизмов рассеяния, например, земной поверхностью, покрытой лесом [32].

Поскольку в этой области существует очень большое число публикаций, разработчику РЛС, желающему узнать больше о предмете, следует обратиться к «Руководству по дистанционному зондированию» (*Manual of Remote Sensing*) [40, 41], справочнику «Микроволновое дистанционное зондирование» (*Microwave Remote Sensing*) [37], особенно тому III и главе 11 тома II, и журнальным статьям, ссылки на которые приведены в начале раздела 16.7.

Литература

1. H. Goldstein, “Sea Echo,” in *Propagation of Short Radio Waves*, D. E. Kerr (ed.), MIT Radiation Laboratory Series, Chap. 6, Vol. 13, New York: McGraw-Hill Book Company, 1951.
2. R. L. Cosgriff, W. H. Peake, and R. C. Taylor, “Terrain scattering properties for sensor system design,” *Terrain Handbook II*, Columbus: The Ohio State University, Eng. Exp. Sta. Antenna Lab., 1959.
3. R. K. Moore, “Radar scattering cross-section per unit area and radar astronomy,” *IEEE Spectrum*, p. 156, April 1966.
4. A. K. Fung, *Microwave Scattering and Emission Models and Their Applications*. Boston: Artech House, 1994.

5. A. G. Voronovich, *Wave Scattering from Rough Surfaces*. New York: Springer-Verlag, 1994.
6. G. Ruck, D. Barrick, W. Stuart, and C. Krichbaum, *Radar Cross Section Handbook*, New York: Plenum Press, 1968.
7. R. K. Moore, "Resolution of vertical incidence radar return into random and specular components," University of New Mexico, Eng. Exp. Sta., Albuquerque, 1957.
8. J. M. Banhart (ed.) *Remote Sensing Laboratory Publication List 1964–1980*, Lawrence: University of Kansas, Remote Sensing Lab., 1981.
9. J. M. Banhart (ed.), *Remote Sensing Laboratory Publication List 1981–1983*, Vol. TR-103, Lawrence: University of Kansas, Remote Sensing Lab., 1984.
10. G. P. de Loor, P. Hoogeboom, and E. P. W. Attema, "The Dutch ROVE program," *IEEE Trans.*, vol. GE-20, pp. 3–11, 1982.
11. B. A. M. Bouman and H. W. J. vanKasteren, *Ground-based X-band Radar Backscatter Measurements of Wheat, Barley and Oats*, Wageningen Netherlands: Center for Agrobiological Research, 1989.
12. T. LeToan, "Active microwave signatures of soil and crops: significant results of three years of experiments," *Dig. Int. Geosci. Remote Sensing Symp. (IGARSS '82)*, IEEE 82CH14723-6, vol. 1, 1982.
13. Martinez, et al., "Measurements and Modeling of Vertical Backscatter Distribution in Forest Canopy," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 38, pp. 710–719, 2000.
14. R. Bernard and D. Vidal-Madjar, "C-band radar cross-section of the Guyana Rain Forest: possible use as a reference target for spaceborne radars," *Remote Sensing of Envir.*, vol. 27, pp. 25–36, 1989.
15. A. R. Edison, R. K. Moore, and B. D. Warner, "Radar return measured at near-vertical incidence," *IEEE Trans. Ant. & Prop.*, vol. AP-8, pp. 246–254, 1960.
16. S. P. Gogineni and K. Jezek, "Ultra-wideband radar measurements over bare and snow-covered saline ice," *Proc. IGARSS95*, vol. 2, pp. 859–861, 1995.
17. J. B. Billingsley, *Low-Angle Radar Land Clutter: Measurements and Empirical Models*. Norwich, NY: William Andrew Publishing, 2002.
18. R. E. Clapp, "A theoretical and experimental study of radar ground return," *MIT Radiat. Lab. Rept. 6024*, Cambridge, MA, 1946.
19. T. S. George, "Fluctuations of ground clutter return in airborne radar equipment," *Proc. IEE (London)*, vol. 99, pp. 92–99, 1952.
20. E. A. Reitz et al., "Radar terrain return study, final report: Measurements of terrain back-scattering coefficients with an airborne X-band radar," Goodyear Aerospace Corporation, GERA-463, Phoenix, 1959.
21. J. P. Campbell, "Back-scattering characteristics of land and sea at X band," in *Proc. Natl. Conf. Aeronaut. Electron.*, 1958.
22. F. C. MacDonald, "The correlation of radar sea clutter on vertical and horizontal polarization with wave height and slope," in *IRE. Conv. Rec.*, vol. 4, 1956, pp. 29–32.
23. W. S. Ament, F. C. MacDonald, and R. Shewbridge, "Radar terrain reflections for several polarizations and frequencies," in *Proc. Symp. Radar Return, NOTS TP2359*, U.S. Naval Ordnance Test Station, Test Station, China Lake, CA, 1959.
24. C. R. Grant and B. S. Yaplee, "Backscattering from water and land at centimeter and millimeter wavelengths," *Proc. IRE.*, vol. 45, pp. 972–982, 1957.
25. Guinard et al., "Variation of the NRCS of the sea with increasing roughness," *J. Geophys. Res.*, vol. 76, pp. 1525–1538, 1971.
26. C. E. K. Livingstone, P. Singh, and A. L. Gray, "Seasonal and regional variations of active/passive microwave signatures of sea ice," *IEEE Trans.*, vol. GE-25, pp. 159–173, 1987.
27. H. McNairn et al., "Identification of agricultural tillage practices from C-band radar backscatter," *Canadian Journal of Remote Sensing*, vol. 22, 1996, pp. 154–162.
28. R. W. Larson, R. E. Hamilton, and F. L. Smith, "Calibration of synthetic aperture radar," *Dig. IGARSS '81*, pp. 938–943, 1981.

29. C. E. K. Livingstone et al., "Springtime C-band SAR backscatter signatures of Labrador Sea marginal ice: measurements versus modeling predictions," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 29, pp. 29–41, 1991.
30. A. Haskell and B. M. Sorensen, "The European SAR-580 project," *Dig. IGARSS '82, IEEE 82CH14723-6, Sess. WA-5*, pp. 1.1–1.5, 1982.
31. D. N. Held, "The NASA/JPL multipolarization SAR aircraft program," *Dig. IGARSS 85*, pp. 454–457, 1985.
32. D. L. Evans et al., "Radar polarimetry: analysis tools and applications," *IEEE Trans. Geosc. & Rem. Sens.*, vol. 26, pp. 774–789, 1988.
33. Hoogeboom et al., "The PHARUS Project, Results of the Definition Study including the SAR Testbed PHARS," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 30, pp. 723–735, 1992.
34. Y.-L. Desnos et al., "The ENVISAT advanced synthetic aperture radar system," *Proc. IGARSS2000*, vol. 3, pp. 1171–1173, 2000.
35. P. Fox, A. P. Luscombe, and A. A. Thompson, "RADARSAT-2 SAR modes development and utilization," *Canadian Jour. of Rem. Sens.*, vol. 30, pp. 258–264, 2004.
36. H. Wakabayashi et al., "Airborne L-band SAR system: Characteristics and initial calibration results," *Proc. IGARSS'99*, vol. 1, pp. 464–466, 1999.
37. F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, *Microwave Remote Sensing: Active and Passive*, Vol. I and Vol. II, Reading, MA: Addison-Wesley Publishing Company, 1981 and 1982; Vol. III, Norwood, MA: Artech House, 1986.
38. F. T. Ulaby and M. C. Dobson, *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*, Norwood, MA: Artech House, 1989.
39. M. W. Long, *Radar Reflectivity of Land and Sea*, 2nd Ed., Norwood, MA: Artech House, 1983. 40. R. N. Colwell, D. S. Simonett, J. E. Estes, F. T. Ulaby, G. A. Thorley, et al., *Manual of Remote Sensing*, 2nd Ed., Vols. I and II, Falls Church, VA: American Society of Photogrammetry, 1983.
41. F. M. Henderson and A. J. Lewis, *Manual of Remote Sensing, Principles and Applications of Imaging Radar*, Vol. 2, 3rd Ed., New York: John Wiley & Sons, 1998.
42. J. R. Lundien, "Terrain analysis by electromagnetic means: radar responses to laboratory prepared soil samples," *U.S. Army Waterways Exp. Sta., TR 3-639*, Vicksburg, MS, 1966.
43. L. K. Wu, R. K. Moore, R. Zoughi, F. T. Ulaby, and A. Afifi, "Preliminary results on the determination of the sources of scattering from vegetation canopies at 10 GHz," pts. I and II, *Int. J. Remote Sensing*, vol. 6, pp. 299–313, 1985.
44. L. K. Wu, R. K. Moore, and R. Zoughi, "Sources of scattering from vegetation canopies at 10 GHz," *IEEE Trans.*, vol. GE-23, pp. 737–745, 1985.
45. R. Zoughi, J. Bredow, and R. K. Moore, "Evaluation and comparison of dominant backscattering sources at 10 GHz in two treatments of tall-grass prairie," *Remote Sensing Environ.*, vol. 22, pp. 395–412, 1987.
46. R. Zoughi, L. K. Wu, and R. K. Moore, "Identification of major backscattering sources in trees and shrubs at 10 GHz," *Remote Sensing Environ.*, vol. 19, pp. 269–290, 1986.
47. J. F. Paris, "Probing thick vegetation canopies with a field microwave spectrometer," *IEEE Trans.*, vol. GE-24, pp. 886–893, 1986.
48. S. T. Wu, "Preliminary report on measurements of forest canopies with C-Band radar scatterometer at NASA/NSTL," *IEEE Trans.*, vol. GE-24, November 1986.
49. D. E. Pitts, G. D. Badhwar, and E. Reyna, "The Use of a helicopter mounted ranging scatterometer for estimation of extinction and scattering properties of forest canopies," *IEEE Trans.*, vol. GE-26, pp. 144–152, 1988.
50. R. Bernard, M. E. Frezal, D. Vidal-Madjar, D. Guyon, and J. Riom, "Nadir looking airborne radar and possible applications to forestry," *Remote Sensing Environ.*, vol. 21, pp. 297–310, 1987.
51. S. L. Durden, J. D. Klein, and H. A. Zebker, "Polarimetric radar measurements of a forested area near Mt. Shasta," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 29, pp. 444–450, 1991.

52. D. K. Barton, "Land clutter models for radar design and analysis," Proc. IEEE, vol. 73, pp. 198–204, 1985.
53. R. K. Moore, Traveling Wave Engineering, New York: McGraw-Hill Book Company, 1960.
54. A. H. Schooley, "Upwind-downwind ratio of radar return calculated from facet size statistics of wind disturbed water surface," Proc. IRE, vol. 50, pp. 456–461, 1962.
55. D. O. Muhleman, "Radar scattering from venus and the moon," Astron. J., vol. 69, pp. 34–41, 1964.
56. A. K. Fung, "Theory of cross polarized power returned from a random surface," Appl. Sci. Res., vol. 18, pp. 50–60, 1967.
57. I. Katz and L. M. Spetner, "Two statistical models for radar return," IRE Trans., vol. AP-8, pp. 242–246, 1960.
58. P. Beckmann and A. Spizzichino, The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces, New York: Macmillan Company, 1963.
59. A. K. Fung and H. J. Eom, "An approximate model for backscattering and emission from land and sea," Dig. IGARSS '81, vol. I, pp. 620–628, 1981.
60. H. S. Hayre and R. K. Moore, "Theoretical scattering coefficients for near-vertical incidence from contour maps," J. Res. Nat. Bur. Stand., vol. 65D, pp. 427–432, 1961.
61. H. Davies, "The reflection of electromagnetic waves from a rough surface," Proc. IEE (London), pt. 4, vol. 101, pp. 209–214, 1954.
62. A. K. Fung and R. K. Moore, "The correlation function in Kirchoff's method of solution of scattering of waves from statistically rough surfaces," J. Geophys. Res., vol. 71, pp. 2929–2943, 1966.
63. J. V. Evans and G. H. Pettengill, "The scattering behavior of the moon at wavelengths of 3.6, 68, and 784 centimeters," J. Geophys. Res., vol. 68, pp. 423–447, 1963.
64. J. W. Wright, "A new model for sea clutter," IEEE Trans., vol. AP-16, pp. 217–223, 1968.
65. F. G. Bass, I. M. Fuks, A. I. Kalmykov, I. E. Ostrovsky, and A. D. Rosenberg, "Very high frequency radiowave scattering by a disturbed sea surface," IEEE Trans., vol. AP-16, pp. 554–568, 1968.
66. S. O. Rice, "Reflection of electromagnetic waves by slightly rough surfaces," Commun. Pure Appl. Math., vol. 4, pp. 351–378, 1951.
67. Ref. 37, vol. II, p. 961.
68. Ref. 37, vol. II, chap. 12.
69. Ref. 37, vol. III, chap. 13.
70. R. H. Lang and J. S. Sidhu, "Electromagnetic scattering from a layer of vegetation: a discrete approach," IEEE Trans., vol. GE-21, pp. 62–71, 1983.
71. A. K. Fung, "A review of volume scatter theories for modeling applications," Radio Sci., vol. 17, pp. 1007–1017, 1982.
72. Y. S. Kim, "Theoretical and experimental study of radar backscatter from sea ice," Ph.D. dissertation, University of Kansas, Lawrence, 1984.
73. J. M. Stiles and K. Sarabandi, "Electromagnetic scattering from grassland—Part I: A fully phase-coherent scattering model," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 38, pp. 339–348, 2000.
74. H. O. Rydstrom, "Interpreting local geology from radar imagery," Bull. Geol. Soc. Am., vol. 78, pp. 429–436, 1967.
75. W. K. Lee, "Analytical investigation of urban SAR features having a group of corner reflectors," IGARSS 2001, vol. 3, pp. 1262–1264, 2001.
76. M. F. Chen and A. K. Fung, "A study of the validity of the integral equation model by moment method simulation—cylindrical case," Remote Sensing of Envir., vol. 29, pp. 217–228, 1989.
77. A. K. Fung, M. R. Shah, and S. Tjuatja, "Numerical simulation of scattering from three-dimensional randomly rough surfaces," IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing, vol. 32, pp. 986–994, 1994.

78. S. O. Rice, "Mathematical analysis of random noise," pt. I, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 23, pp. 282–332, 1944; pt. II, vol. 24, pp. 46–156, 1945.
79. G. A. Shmidman, "Generalized radar clutter model," *IEEE Trans. on Aerosp. Elec. Sys.*, vol. 35, pp. 857–865, 1999.
80. R. D. DeRoo et al., "MMW scattering characteristics of terrain at near-grazing incidence," *IEEE Trans. on Aerosp. Elec. Sys.*, vol. 35, pp. 1010–1018, 1999.
81. J. B. Billingsley et al., "Statistical analyses of measured radar ground clutter data," *IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Sys.* vol. 35, pp. 579–593, 1999.
82. Ref. 37, vol. II, pp. 487–492.
83. F. T. Ulaby, W. H. Stiles, D. Brunfeldt, and E. Wilson, "1–35 GHz microwave scatterometer," in *Proc. IEEE/MTT-S, Int. Microwave Symp.*, IEEE 79CH1439-9 MIT-S, 1979.
84. D. R. Brunfeldt and F. T. Ulaby, "An active radar calibration target," *Dig. IGARSS '82*, IEEE 82CH14723-6, 1982.
85. A. Freeman, Y. Shen, and C. L. Werner, "Polarimetric SAR calibration experiment using active radar calibrators," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 28, pp. 224–240, 1990.
86. Ref. 37, vol. II, pp. 766–779.
87. F. J. Janza, "The analysis of a pulse radar acquisition system and a comparison of analytical models for describing land and water radar return phenomena," Ph.D. dissertation, University of New Mexico, Albuquerque, 1963.
88. F. J. Janza, R. K. Moore, and R. E. West, "Accurate radar attenuation measurements achieved by inflight calibration," *IEEE Trans.*, vol. PGI-4, pp. 23–30, 1955.
89. E. M. Bracalente, W. L. Jones, and J. W. Johnson, "The Seasat—a satellite scatterometer," *IEEE Trans.*, vol. OE-2, pp. 200–206, 1977.
90. F. K. Li, D. Callahan, D. Lame, and C. Winn, "NASA scatterometer on NROSS—a system for global observations on ocean winds," *Dig. IGARSS '84*, 1984.
91. R. K. Moore and W. J. Pierson, "Measuring sea state and estimating surface winds from a polar orbiting satellite," in *Proc. Int. Symp. Electromagn. Sensing of Earth from Satellites*, 1965, pp. R1–R26.
92. L. J. Cote et al., "The directional spectrum of a wind-generated sea as determined from data obtained by the stereo wave observation project," *New York University Meterorol. Pap.*, vol. 2, no. 66, 1960.
93. S. P. Gogineni et al., "Application of plane waves for accurate measurement of microwave scattering from geophysical surfaces," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, pp. 627–633, 1995.
94. T. F. Bush and F. T. Ulaby, "8–18 GHz radar spectrometer," University of Kansas, Remote Sensing Lab., vol. TR 177-43, Lawrence, September 1973.
95. Ref. 37, vol. II, pp. 779–791; vol. III, chap. 14.
96. R. Zoughi, L. K. Wu, and R. K. Moore, "SOURCESCAT: A very fine resolution radar scatterometer," *Microwave J.*, vol. 28, pp. 183–196, 1985.
97. S. P. Gogineni, F. A. Hoover, and J. W. Bredow, "High-performance, inexpensive polarimetric radar for in situ measurements," *Proc. IGARSS89*, vol. 28, pp. 450–455, 1990.
98. R. K. Moore, "Effect of pointing errors and range on performance of dual-pencil-beam scatterometers," *IEEE Trans.*, vol. GE-23, pp. 901–905, 1985.
99. A. R. Edison, "An acoustic simulator for modeling backscatter of electromagnetic waves," Ph.D. dissertation, University of New Mexico, Albuquerque, 1961.
100. B. E. Parkins and R. K. Moore, "Omnidirectional scattering of acoustic waves from rough surfaces of known statistics," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 50, pp. 170–175, 1966.
101. R. K. Moore, "Acoustic Simulation of radar returns," *Microwaves*, vol. 1, no. 7, pp. 20–25, 1962.
102. M. C. Dobson, F. T. Ulaby, D. R. Brunfeldt, and D. N. Held, "External calibration of SIR-B imagery with area-extended and point targets," *IEEE Trans.*, vol. GE-24, pp. 453–461, 1986.

104. D. Vaillant and A. Wadsworth, "Preliminary results of some remote sensing campaigns of the French Airborne SAR VARAN-S," *Dig. IGARSS '86*, pp. 495–500, 1986.
104. H. Hirosawa and Y. Matsuzaka, "Calibration of cross-polarized SAR imagery using dihedral corner reflectors," *Dig. IGARSS '86*, pp. 487–492, 1986.
105. D. R. Brunfeldt and F. T. Ulaby, "Active reflector for radar calibration," *IEEE Trans.*, vol. GE-22, pp. 165–169, 1984.
106. P. Hartl, M. Reich, and S. Bhagavathula, "An attempt to calibrate air-borne SAR image using active radar calibrators and ground-based scatterometers," *Dig. IGARSS 86*, pp. 501–508, 1986.
107. R. W. Larson et al., "Bistatic clutter measurements," *IEEE Trans.*, vol. AP-26, pp. 801–804, 1978.
108. J. Renau and J. A. Collinson, "Measurements of electromagnetic backscattering from known rough surfaces," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 44, pp. 2203–2226, 1965.
109. D. Kieu, "Effect of tall structures on microwave communication systems," M.S. thesis, University of Kansas, Lawrence, 1988.
110. F. T. Ulaby et al., "Millimeter-wave bistatic scattering from ground and vegetation targets," *IEEE Trans. Geosc. & Rem. Sens.*, vol. GE-26, pp. 229–243, 1988.
111. T.-K. Chan et al., "Experimental studies of bistatic scattering from two-dimensional conducting random rough surfaces," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 34, pp. 674–680, 1996.
112. W. H. Stiles, D. Brunfeldt, and F. T. Ulaby, "Performance analysis of the MAS (Microwave Active Spectrometer) systems: calibration, precision and accuracy," University of Kansas, Remote Sensing Lab., vol. TR 360-4, Lawrence, 1979.
113. F. T. Ulaby et al., "1-35 GHz microwave scatterometer," *Proc. IEEE/MTT-S 1979 Intl. Microwave Symp.*, vol. '79CH1439-9 MTT-S', 1979.
114. R. K. Moore, K. A. Soofi, and S. M. Purduski, "A radar clutter model: average scattering coefficients of land, snow, and ice," *IEEE Trans.*, vol. AES-16, pp. 783–799, 1980.
115. R. K. Moore et al., "Simultaneous active and passive microwave response of the Earth—the Skylab RADSCAT experiment," in *Proc. Ninth Int. Symp. Remote Sensing Environ.*, University of Michigan, Ann Arbor, 1974, pp. 189–217.
116. Ref. 21. See summaries in vol. II, chap. 11, and vol. III, chap. 21.
117. F. T. Ulaby, "Vegetation clutter model," *IEEE Trans.*, vol. AP-28, pp. 538–545, 1980.
118. W. H. Stiles and F. T. Ulaby, "The active and passive microwave response to snow parameters, part I: wetness," *J. Geophys. Res.*, vol. 85, pp. 1037–1044, 1980.
119. F. T. Ulaby and W. H. Stiles, "The active and passive microwave response to snow parameters, part II: water equivalent of dry snow," *J. Geophys. Res.*, vol. 85, pp. 1045–1049, 1980.
120. I. J. Birrer, E. M. Bracalante, G. J. Dome, J. Sweet, and G. Berthold, "Signature of the Amazon rain forest obtained with the Seasat scatterometer," *IEEE Trans.*, vol. GE-20, pp. 11–17, 1982.
121. R. Bernard and D. Vidal-Madjar, "C-band radar cross-section of the Guyana rain forest: possible use as a reference target for spaceborne radars," *Remote Sensing of Envir.*, vol. 27, pp. 25–36, 1989.
122. R. K. Moore and M. Hemmat, "Determination of the vertical pattern of the SIR-B antenna," *Int'l Jour. Rem. Sens.*, vol. 9, pp. 839–847, 1988.
123. M. Shimada, "Long-term stability of L-band normalized radar cross section of Amazon rainforest using the JERS-1 SAR," *Canadian Jour. of Rem. Sens.*, vol. 31, pp. 132–137, 2005.
124. A. R. Edison, R. K. Moore, and B. D. Warner, "Radar return measured at near-vertical incidence," *IEEE Trans.*, vol. AP-8, pp. 246–254, 1960.
125. C. H. Bidwell, D. M. Gragg, and C. S. Williams: "Radar return from the vertical for ground and water surface," Sandia Corporation, Albuquerque, NM, 1960.
126. Y. S. Kim, R. K. Moore, R. G. Onstott, and S. P. Gogineni, "Towards identification of optimum radar parameters for sea-ice monitoring," *J. Glaciol.*, vol. 31, pp. 214–219, 1985.

127. T. LeToan et al., "Multitemporal and dual-polarization observations of agricultural vegetation covers by X-band SAR images," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. GE-27, pp. 709–718, 1989.
128. B. A. M. Bouman and H. W. J. vanKasteren, *Ground-based X-band Radar Backscatter Measurements of Wheat, Barley and Oats*, Wageningen NETHERLANDS: Center for Agrobiological Research, 1989.
129. B. Brisco, R. J. Brown, and G. J. Sofko, "The CCRS ground-based microwave facility," *IGARSS88*, vol. 1, pp. 575–576, 1988.
130. E. Stotzer, V. Wegmuller, R. Huppi, and C. Matzler, "Dielectric and surface parameters related to microwave scatter and emission properties," *Dig. IGARSS '86*, pp. 599–609, 1986.
131. T. Nagler and H. Rott, "Retrieval of wet snow by means of multitemporal SAR data," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 38, pp. 754–765, 2000.
132. F. J. Janza, R. K. Moore, and B. D. Warner, "Radar cross-sections of terrain near vertical incidence at 415 Mc, 3800 Mc, and extension of analysis to X band," University of New Mexico, Eng. Exp. Sta., TR EE-21, Albuquerque, 1959.
133. Ref. 37, vol. III, Fig. 21.20, p. 1825.
134. Ref. 37, vol. III, Fig. 21.22, p. 1827.
135. Ref. 37, vol. III, Fig. 21.41, p. 1856.
136. D. H. Hoekman, "Radar backscattering of forest stands," *Int. J. Remote Sensing*, vol. 6, pp. 325–343, 1985.
137. D. H. Hoekman et al., "Land cover type and biomass classification using AirSAR data for evaluation of monitoring scenarios in the Columbian Amazon," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 38, pp. 685–696, 2000.
138. M. C. Dobson and F. T. Ulaby, "Microwave backscatter dependence on surface roughness, soil moisture and soil texture: Part III—soil tension," *IEEE Trans.*, vol. GE-19, pp. 51–61, 1981.
139. T. J. Schmugge, "Effect of texture on microwave emission from soils," *IEEE Trans.*, vol. GE-18, pp. 353–361, 1980.
140. F. T. Ulaby, A. Aslam, and M. C. Dobson, "Effects of vegetation cover on the radar sensitivity to soil moisture," University of Kansas, Remote Sensing Lab., TR 460-10, Lawrence, 1981.
141. M. C. Dobson, F. Kouyate, and F. T. Ulaby, "A reexamination of soil textural effects on microwave emission and backscattering," *IEEE Trans.*, vol. GE-22, pp. 530–535, 1984.
142. F. T. Ulaby, B. Brisco, and M. C. Dobson, "Improved spatial mapping of rainfall events with spaceborne SAR imagery," *IEEE Trans.*, vol. GE-21, pp. 118–121, 1983.
143. F. T. Ulaby, M. C. Dobson, J. Stiles, R. K. Moore, and J. C. Holtzman, "A simulation study of soil moisture estimation by a space SAR," *Photogramm. Eng. Remote Sensing*, vol. 48, pp. 645–660, 1982.
144. Z. Li et al., "Soil moisture measurement and retrieval using envisat asar imagery," *Proc. IGARSS04*, vol. V, pp. 3539–3542, 2004.
145. J. Shi et al., "Estimation of soil moisture with L-band multipolarization radar," *Proc. IGARSS04*, vol. II, pp. 815–818, 2004.
146. Y. Kim and J. van Zyl, "Vegetation effects on soil moisture estimation," *Proc. IGARSS04*, vol. II, pp. 800–802, 2004.
147. E. Attema and F. T. Ulaby, "Vegetation modeled as a water cloud," *Radio Sci.*, vol. 13, pp. 357–364, 1978.
148. Ref. 37, vol. III, p. 1873.
149. H. Eom and A. K. Fung, "A scatter model for vegetation up to K_u -band," *Remote Sensing Environ.*, vol. 15, pp. 185–200, 1984.
150. W. H. Stiles and F. T. Ulaby, "The active and passive microwave response to snow parameters, Part I: Wetness," *J. Geophys. Res.*, vol. 85, pp. 1037–1044, 1980.
151. W. H. Stiles, F. T. Ulaby, A. K. Fung, and A. Aslam, "Radar spectral observations of snow," *Dig. IGARSS '81*, pp. 654–668, 1981.

152. A. V. Bushuyev, N. A. Volkov, and V. S. Loshchilov, *Atlas of Ice Formations*, Leningrad: Gidrometeoizdat, 1974. (In Russian with English annotations.)
153. A. L. Gray, R. K. Hawkins, C. E. Livingstone, L. D. Arsenault, and W. M. Johnstone, "Simultaneous scatterometer and radiometer measurements of sea ice microwave signatures," *IEEE J.*, vol. OE-7, pp. 20–32, 1982.
154. V. S. Loshchilov and V. A. Voyevodin, "Determining elements of drift of the ice cover and movement of the ice edge by the aid of the 'Toros' side scanning radar station," *Probl. Arktiki Antarkt* (in Russian), vol. 40, pp. 23–30, 1972.
155. S. Haykin et al., *Remote Sensing of Sea Ice and Icebergs*, New York: Wiley-IEEE, 1994.
156. R. K. Raney et al., "RADARSAT," *Proc. IEEE*, vol. 79, pp. 839–849, 1991.
157. B. Ramsay et al., "Use of RADARSAT data in the Canadian ice service," *Canadian Journal of Remote Sensing*, vol. 24, pp. 36–42, 1998.
158. G. I. Belchansky and D. C. Douglas, "Seasonal comparisons of sea ice concentration estimates derived from SSM/I, OKEAN, and RADARSAT data," *Rem. Sens. Environ.*, vol. 81, pp. 67–81, 2002.
159. M. Nazirov, A. P. Pichugin, and Y. G. Spiridonov, *Radiolokatsia Poverchnosti Zemli Iz-Kosmoca* (Radar Observation of the Earth from Space), Leningrad: Hydrometeoizdat, 1990. (In Russian.)
160. Mitnik et al., "Structure and dynamics of the Sea of Okhotsk marginal ice zone from 'ocean' satellite radar sensing data," *J. Geophys. Res.*, vol. 97, pp. 7249–7445, 1992.
161. M. R. Drinkwater, R. Hosseinmostafa, and S. P. Gogineni, "C-band backscatter measurements of winter sea-ice in the Weddell Sea, Antarctica," *International Journal of Remote Sensing*, vol. 16, pp. 3365, 1995.
162. F. T. Ulaby and C. Elachi, *Radar Polarimetry for Geoscience Applications*. Boston: Artech House, 1990.
163. M. A. Sletten and D. J. McLaughlin, "Radar polarimetry," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering Online*, J. Webster (ed.), New York: John Wiley & Sons, Inc., 1999.
164. J. van Zyl and Y. Kim, "Remote sensing by radar," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering Online*, J. Webster (ed.), New York: John Wiley & Sons, Inc., 1999.
165. W. M. Boerner et al., "On the basic principles of radar polarimetry: the target characteristic polarization state theory of Kennaugh, Huynen's polarization fork concept, and its extension to the partially polarized case," *Proc. IEEE*, vol. 79, pp. 1538–1550, 1990.
166. J. J. van Zyl, H. Zebker, and D. N. Held, "Imaging radar polarization signatures: Theory and observation," *Radio Sci.*, vol. 22, pp. 529–543, 1987.
167. S. A. Morain and D. S. Simonett, "K-band radar in vegetation mapping," *Photog. Eng. and Rem. Sens.*, vol. 33, pp. 730–740, 1967.
168. P. C. Dubois and J. van Zyl, "Polarization filtering of SAR data," *Digest IGARSS88*, vol. 3, pp. 1816–1819, 1989.
169. A. A. Swartz et al., "Optimal polarization for achieving maximum contrast in radar images," *J. Geophys. Res.*, vol. 93, pp. 15252–15260, 1988.
170. S. R. Cloude and E. Pottier, "An entropy based classification scheme for land applications of polarimetric SAR," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 35, pp. 68–78, 1997.
171. J. van Zyl, "Unsupervised classification of scattering behavior using radar polarimetry data," *IEEE Trans. Geosc. Rem. Sens.*, vol. 27, pp. 36–45, 1989.
172. Touzi et al., "Polarimetric discriminators for SAR images," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 30, pp. 973–980, 1992
173. S. L. Durden, J. D. Klein, and H. A. Zebker, "Polarimetric radar measurements of a forested area near Mt. Shasta," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 29, pp. 111–450, 1991.
174. Hoekman et al., "Biophysical forest type characterization in the Columbian Amazon by airborne polarimetric SAR," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 40, pp. 1288–1300, 2002.

175. P. Ferrazzoli et al., "The potential of multifrequency polarimetric SAR in assessing agricultural and arboreous biomass," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 35, pp. 5–17, 1997.
176. Inoue et al., "Season-long daily measurements of multifrequency (Ka, Ku, X, C, and L) and full-polarization backscatter signatures over paddy rice field and their relationship with biological variables," *Remote Sensing of Envir.*, vol. 81, pp. 194–204, 2002.
177. S. V. Nghiem et al., "Polarimetric signatures of sea ice, 2, experimental observations," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, pp. 13681–13698, 1995.
178. A. Martini, L. Ferro-Famil, and E. Pottier, "Multi-frequency polarimetric snow discrimination in alpine areas," *Proc. IGARSS04*, vol. VI, pp. 3684–3687, 2004.
179. L. L. Hess et al., "Delineation of inundated area and vegetation along the Amazon floodplain with the SIR-C synthetic aperture radar," *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sensing*, vol. 33, pp. 896–904, 1995.
180. R. K. Moore, W. P. Waite, and J. W. Rouse, "Panchromatic and polypanchromatic radar," *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 590–593, 1969.
181. R. K. Moore, "Tradeoff between picture element dimensions and noncoherent averaging in side-looking airborne radar," *IEEE Trans.*, vol. AES-15, pp. 696–708, 1979.

ГЛАВА 17

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ*

Роджер Салливан
Institute for Defense Analyses, США

Большая часть содержания этого справочника относится к РЛС с *реальной апертурой*, в которой антenna представляет собой физический объект, который сначала излучает, а затем принимает излучение. В этой главе мы рассмотрим РЛС, в которых фазовый центр реальной антенны перемещается, создавая синтезированную апертуру, т.е. РЛС с *синтезированной апертурой* (РСА). Этот обзор основан на работах Салливана [1] и Катроны [2][†], более подробную информацию можно найти в литературных источниках [3–11].

17.1. Основные принципы работы радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Разработчики самолетных и космических картографических РЛС всегда стремились к более высокой разрешающей способности для получаемых изображений земной поверхности. Мы будем использовать термины «разрешающая способность по дальности» для обозначения разрешения по линии прямой видимости (линии визирования) РЛС в области цели и «разрешающая способность по путевой дальности»¹ для обозначения разрешения в направлении, перпендикулярном линии визирования и параллельном поверхности Земли. Первый термин также часто относят к разрешающей способности по наклонной дальности, чтобы подчеркнуть, что обзор происходит по линии визирования. Разрешающая способность по путевой дальности также часто заменяется термином «разрешающая способность по азимуту»², поскольку эта величина измеряется вдоль линии, полученной путем соединения точек, расположенных на одинаковом расстоянии, но с переменным азимутом (измеряется с помощью антенны) линии визирования. Если (и только если) линия визирования остается

* В настоящей главе использован значительный объем информации из книги д-ра Салливана «Основы и передовые концепции радиолокации для работы с изображениями» (Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts) Raleigh, NC: SciTech Publishing, 2004. Д-р Салливан благодарит издательство SciTech за разрешение процитировать значительный материал из главы об РСА. Он также благодарит Майкла Тьюли (Institute for Defense Analyses) за рецензирование рукописи до публикации и внесенные многочисленные улучшения.

[†] В первых двух изданиях этого справочника глава об РСА была написана ныне покойным доктором Льюисом Катроной. В 1988 году д-р Салливан имел честь работать с доктором Катроной в Environmental Research Institute штата Мичиган, Анн-Арбор (в настоящее время General Dynamics, Ипсиланти), и благодарен за то, что многое узнал от него об РСА.

¹ В отечественной литературе вместо термина «разрешающая способность по боковой дальности» используют термин «разрешающая способность по путевой дальности». — Прим. ред.

² Более правильно в данном случае следует вести речь о «линейной разрешающей способности по азимуту», поскольку минимальное расстояние между двумя разрешаемыми точками, находящимися на одинаковом удалении R от носителя РЛС по направлению его движения, будет определяться произведением $R \cdot \Delta\phi_A$, где $\Delta\phi_A$ — разрешающая способность РЛС по азимуту. — Прим. ред.

перпендикулярной направлению полета, разрешающая способность по дальности иногда называется *разрешающей способностью в боковом направлении*, а разрешающую способность по дальности в боковом направлении в данном случае называют *разрешающей способностью по путевой дальности или вдоль наземной траектории движения транспортного средства (платформы или носителя РЛС)*.

Что касается разрешающей способности РСА, предпочтительными терминами являются «высокая (детальная)» и «низкая (грубая) разрешающая способность»¹. Наилучшей разрешающей способностью является *высокая*, худшей разрешающей способностью — *низкая*. Таким образом, можно избежать неоднозначности в терминологии. Конечно, на практике без всякой двусмыслиности используются термины «высокая (детальная) разрешающая способность» и «низкая (грубая) разрешающая способность».

Разрешающая способность в боковом направлении первоначально достигается за счет использования узкого луча. Ширина диаграммы направленности θ_B (в радианах) реальной антенны приближенно определяется длиной волны λ , деленной на диаметр апертуры: $\theta_B \approx \lambda / D$. Соответствующая линейная разрешающая способность в боковом направлении на дальности R в этом случае определяется как

$$\delta_{cr} \approx \frac{R\lambda}{D}. \quad (17.1)$$

Например, если $\lambda = 3$ см (Х-диапазон) и $D = 2$ м, $\theta_B = 0,015$ радиан, то на удалении $R = 100$ км разрешающая способность по путевой дальности была бы $R\theta_B$ 1,5 км, что вряд ли достаточно для получения высокоточных изображений таких целей, как здания или транспортные средства. Тем не менее с помощью соответствующей когерентной обработки при перемещении апертуры небольшого размера, расположенной, например, на борту самолета или космического аппарата, вдоль пути может быть создана пространственная *синтезированная апертура*. Это позволяет при использовании *искусственной апертуры* достичь такой разрешающей способности по путевой дальности, какую можно сопоставить с величиной, получаемой антенной с протяженностью реальной апертуры, равной длине пути L_{SA} , который проходит носитель (платформа) РЛС:

$$\delta_{cr} \approx \frac{R\lambda}{2L_{SA}} \approx \frac{\lambda}{2\Delta\theta}, \quad (17.2)$$

где $\Delta\theta$ — угловой размер синтезированной апертуры, т.е. угол, под которым синтезированная апертура была видна из района цели. Дополнительное умножение на 2 в знаменателе (17.2) (по сравнению с уравнением (17.1)) обусловлено обработкой изображения в РСА и будет описано ниже. Например, для пути протяженностью 5 км разрешающая способность по путевой дальности для рассмотренного выше случая будет примерно 30 см, это явно превосходная разрешающая способность по сравнению с разрешающей способностью антенн с реальными апертурами.

17.2. История возникновения радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Изначальная концепция РСА была впервые выдвинута Карлом Уайли из Goodyear в 1951 г. [12]. Он назвал свою идею *доплеровским обужением луча РЛС (режим ДОЛ)*. Позднее режим доплеровского обужения луча РЛС был введен в качестве названия режима индикации для индикатора кругового обзора (ИКО), связанного с изменением масштаба изображения, выносимого на экран индикатора. Таким образом, режим доплеровского обужения луча в действительности имеет два значения: 1 — в названии «режим РСА», данном Уайли прежде, чем данный режим был назван режимом РСА, и 2 — в названии режима индикации индикатора кругового обзора при изменении углового сектора, подобного режиму при синтезировании апертуры.

¹ В отечественной литературе для обозначения разрешающей способности РЛС обычно используются термины «высокая (хорошая)» и «низкая (плохая)». — Прим. ред.

В 1952 году университет штата Иллинойс продемонстрировал концептуальные решения для РСА. В 1953 году во время летних экспериментов, которые знаменовали собой начало программы, известной как проект «Мичиган», идеи, связанные с синтезированными апертурами, были обсуждены Л. Катроной из Willow Run Laboratories университета Мичигана, К. Шервином из университета штата Иллинойс, Б. Хаузем из General Electric и Дж. Келер из Philco Corporation [2]. Это привело к успешному запуску программы по разработке РСА мичиганской исследовательской группой [13]. Исследовательская группа из Иллинойса также продемонстрировала успешное получение изображения РСА [14]. Работы Катроны и его соавторов [13] и Шервина с соавторами [14], а также многочисленные первые статьи об РСА были собраны в очень полезную книгу Ковэли [15]. Более подробную историю развития РСА можно найти в трудах Курлэндера и Маккунаха [4], Джексона и Апеля [10] и Ошермана и соавторов [11].

17.3. Типы радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Когда мы говорим об РСА, то обычно подразумеваем *фокусированные системы*; термин означает, что фазовая информация была оптимально обработана, чтобы получить разрешающую способность, сравнимую с теоретическим пределом. В истории развития РСА разработке фокусированных РСА предшествовало создание ряда интересных методов. Эти методы рассматриваются в порядке постепенного повышения разрешающей способности РСА.

Предшественники фокусированных РСА

Бортовые самолетные РЛС бокового обзора. Данные РЛС являются бортовой РЛС с реальной апертурой, установленной на самолете перпендикулярно направлению полета (отсюда термин «боковая»), с разрешающей способностью по путевой дальности, примерно равной $R\lambda / D$.

Доплеровское обужение луча РЛС. Как упоминалось ранее, когда Уайли предложил свою концепцию РЛС, которую мы теперь называем РСА, он назвал ее работу «режимом доплеровского обужения луча РЛС». Уайли объяснил это следующим образом: «Мне удалось представить себе основную идею, которую я назвал режимом доплеровского обужения луча РЛС, а не РЛС с синтезированной апертурой (РСА)». Как и во всех случаях обработки сигнала, существуют две теории. Одна из них относится к объяснению поведения сигнала в частотной области. Это доплеровское обужение луча РЛС. Если угодно, вместо этого можно проанализировать системы во временной области. Тогда мы имеем случай РСА. Оборудование остается тем же, а изменения относятся только к объяснению. Концепция была изложена в журнале Goodyear Aircraft report за 1951 год [12].

Впоследствии, как описано в разд. 8.1 книги Шлехера [16], доплеровское обужение луча РЛС стали относить к режиму поиска самолетных РЛС, в котором обработка отраженных сигналов сканирующего реального луча в РЛС доплеровского типа позволяет получать более высокую разрешающую способность по путевой дальности, чем в случае использования просто сканирующего луча. Таким образом, разрешающая способность по путевой дальности примет вид $R\lambda / L_{DBS}$, где L_{DBS} — длина синтезированной апертуры, видимая с точки нахождения цели. Стимсон [5] объясняет: «Как правило, антenna непрерывно сканирует интересующую нас область... Поскольку время интегрирования ограничено продолжительностью сканирования в пределах элемента разрешения антенного луча или, если предпочитаете, длиной антенной решетки, которую можно синтезировать, разрешающая способность будет ниже, чем у несканирующей антенны» (с. 434).

РСА с нефокусированной апертурой. Этот тип ранних РСА Катрона [2] описывается следующим образом: «В них происходит суммирование когерентных сигналов, полученных элементами синтезированной антенной решетки без попыток учесть сдвиг фаз перед суммированием. Без учета сдвига фаз принимаемых сигналов может быть получена максимальная длина синтезированной апертуры антенны, которая будет соответствовать только данным условиям. Максимум длины синтезированной антенной апертуры, который получают при заданной дальности,

соответствует ситуации, когда разность хода лучей от радиолокационной цели до центра синтезированной антенной решетки и обратно и от крайних элементов решетки до радиолокационной цели и обратно отличается на $\lambda/4$. Катрана показал, что разрешающая способность по путевой дальности составляет примерно $1/2 (\lambda R)^{1/2}$ [2].

В настоящее время РСА с нефокусированной апертурой, как правило, не используются и включены в наш обзор только в качестве исторической справки. Эта система была использована в первые дни разработки РСА, поскольку технология того времени не поддерживала создание РСА с фокусированными апертурами.

Типы РСА с фокусированной апертурой. В РСА с фокусированной апертурой коррекция фазы происходит для каждого отраженного импульса. В сущности, это приводит к теоретической разрешающей способности по путевой дальности, заданной уравнением (17.2).

Картографические РСА. Картографические (или аэрофотографические) РСА также иногда называют обзорными или поисковыми РСА, поскольку их используют для получения изображений больших площадей поверхности Земли с относительно низкой разрешающей способностью. В картографических РСА луч остается перпендикулярным к направлению воздушного полета (полет считается прямолинейным на постоянной высоте) и непрерывно просматривается *полоса* (или *лента*) местности, параллельная траектории полета, которая простирается от некоторой минимальной дальности R_{\min} до максимальной дальности R_{\max} относительно траектории полета.

Для картографических РСА угловой раскрыв синтезированной апертуры $\Delta\theta$ практически совпадает с шириной луча реальной апертуры θ_B :

$$\Delta\theta \approx \theta_B \approx \frac{\lambda}{D}. \quad (17.3)$$

Отсюда

$$\delta_{cr} \approx \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \approx \frac{D}{2}. \quad (17.4)$$

В идеальных условиях, если $D \gg \lambda$ и отношение С/Ш $\gg 1$, для получения более высокой разрешающей способности по путевой дальности, независимой от дальности, требуется реальная антенна с малым размером апертуры.

По мере движения реальной антенны вдоль линии пути сигнал, отраженный от точечной цели, находящейся на определенной дальности, будет иметь квадратичный закон изменения фазы (например, фаза изменяется пропорционально квадрату времени, необходимому для максимального приближения), что является уникальным для определения местонахождения объекта на Земле [2, 17]. В некоторых картографических РСА используется фильтрация для извлечения преимущества из этого явления [11]. Фактически для сигнала, отраженного от точечной цели, существует близкая аналогия между его квадратичным изменением фазы в течение одного импульса при линейной частотной модуляции (ЛЧМ) отраженного сигнала и его квадратичным изменением фазы в течение многих импульсов вследствие движения платформы (см. работу Стимсона [5], с. 421). В других типах картографических РСА полоса разделяется на подэлементы и используется обработка отдельных изображений облучаемых РСА элементов (см. следующий раздел) [3] (см. также раздел 4.8 в книге Ошермана и соавт. [11]).

Новый алгоритм миграции по дальности (*RMA* — *Range Migration Algorithm*) (см. гл. 10 книги Каррары и соавторов [3]), первоначально разработанный для сейсмических приложений, обеспечивает наиболее теоретически правильное решение задачи получения полосы картографических изображений. Это происходит не с использованием приближения в дальней зоне, а путем трактовки волнового фронта как сферического. Такой подход особенно важен применительно к РСА с очень широкой относительной шириной полосы охвата и/или широким углом синтезированной апертуры. Алгоритм миграции дальности связан с существенной сложностью вычислений, однако по мере роста мощности компьютерных процессоров это ограничение постепенно исчезает. Упрощенным и быстрым вариантом алгоритма миграции дальности является алгоритм *ЛЧМ-масштабирования* (*CSA* — *Chirp-Scaling Algorithm*) (см. гл. 11 книги Каррары и др. [3]).

Картографические РСА с отклонением луча. В этом случае угловое положение главного луча антенны по отношению к траектории полета произвольно, при этом оно меньше 90 градусов. При виде сверху угол *отклонения* луча θ_{sq} — это угол между линией визирования антенны и нормалью к траектории полета. Для луча, направленного по нормали к траектории полета, $\theta_{\text{sq}} = 0$ и, таким образом, $\delta_{\text{cr}} \cong D / 2$. В более общем виде

$$\Delta\theta \cong \theta_B \cong \frac{\lambda}{D \cos \theta_{\text{sq}}},$$

$$\delta_{\text{cr}} \cong \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \cong \frac{D \cos \theta_{\text{sq}}}{2}.$$
(17.5)

При этом предполагается, что длина синтезированной апертуры $L_{\text{SA}} \ll R$ и величина θ_{sq} , по существу, остается постоянной во время сбора данных. В зависимости от ситуации это условие действует только для θ_{sq} менее 45° , так как при данной разрешающей способности по путевой дальности по мере увеличения θ_{sq} величина L_{SA} также увеличивается и условие больше не выполняется.

РСА с режимом обзора в точку. РСА с режимом обзора в точку используется для получения относительно малоформатных изображений с высоким разрешением в известном месте или в точке цели. По мере прохождения носителя мимо цели изменяется угловое положение луча, чтобы удержать направление на цель. Таким образом, $\Delta\theta$ может быть значительно больше, чем θ_B , и δ_{cr} (обзор в точку) $< \delta_{\text{cr}}$ (полосовой обзор). При некотором увеличении размера синтезированной апертуры придется сделать поправку на изменение принятой мощности ($\sim 1 / R^4$) по мере изменения дальности до цели. Оно, как правило, незначительно для большинства применений РСА с режимом обзора в точку, но становится значительным, когда углы собирающей апертуры становятся слишком большими, как в случае РСА при обнаружении целей через листву деревьев (см. разд. 17.8).

Время синтезирования апертуры t_A , необходимое для сбора данных для получения изображений в РСА с режимом обзора в точку, можно найти следующим образом:

$$\delta_{\text{cr}} \approx \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \approx \frac{\lambda R}{2L_{\text{SA}} \cos(\theta_{\text{sq}})} = \frac{\lambda R}{2Vt_A \cos(\theta_{\text{sq}})},$$

$$t_A \approx \frac{\lambda R}{2V\delta_{\text{cr}} \cos(\theta_{\text{sq}})},$$
(17.6)

где V — скорость движения носителя.

Интерферометрические РСА. В интерферометрических РСА (ИнРСА, или ИФ РСА) используются две антенны, сигналы которых объединяются последовательно. Интерферометрические РСА были первоначально разработаны в лаборатории реактивного движения (JPL) для обнаружения океанических течений или перемещения целей [18, 19]. Установленные на носителе две антенны смешены по горизонтали (вдоль линий, параллельной земле), так что полученные отраженные сигналы от движущейся цели будут отличаться от отраженных сигналов, соответствующих неподвижным целям, следовательно, есть возможность обнаружить и идентифицировать движущиеся объекты. Другие исследователи (например Адамс и др. [20]) использовали две антенны, смешенные на носителе по вертикали таким образом, что полученные сигналы, отраженные от цели, возвышающейся над поверхностью (предположительно плоской), будут отличаться от соответствующих отраженных сигналов от цели, расположенной непосредственно на самой поверхности, и, следовательно, есть возможность оценить высоту цели. Оба типа интерферометрических РСА обсуждаются в разд. 17.8. Первый тип рассмотрен в подразделе «Интерферометрические РСА, применяемые для селекции движущихся целей (СДЦ)», а второй — в подразделе «Интерферометрические РСА для измерения высоты цели».

РСА с инверсной синтезированной апертурой. В работе Сколника [21] предсказано обсуждение РСА с инверсной синтезированной апертурой. Он утверждает: «В работе РСА цель предполагается стационарной, а РЛС находится в движении. В РСА с инверсной синтезированной апертурой движение цели вызывает изме-

нения относительных скоростей, которые вызывают различные доплеровские смещения частот от отражателей цели» (с. 375–380). Сколник также включает рассмотрение изображений судов, полученных с помощью РСА с инверсной синтезированной апертурой Американской военно-морской исследовательской лаборатории (NRL) (Масман и др. [22]). Бортовая РЛС получает серию снимков корабля, который находится в режиме качки / скольжения / рыскания по волнам, и пользователь имеет возможность определить тип судна и его технические характеристики. Масмэн и соавторы выделили ряд признаков, определили режим мультикадровой обработки и возможность автоматического распознавания цели (ATR — Automatic Target Recognition) судов. РСА с инверсной синтезированной апертурой также широко используется для диагностических измерений эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) в закрытых помещениях и на открытом воздухе (Нотт и соавт. [26], с. 516).

Улучшение разрешающей способности РСА. Ниже на примере показано, как происходило улучшение разрешающей способности РСА по путевой дальности по сравнению с предыдущими типами бортовых картографических РЛС. Предположим, что $\lambda = 0,03$ м (Х-диапазон), D (диаметр апертуры) = 2 м, $R = 100$ км, $\theta_{sq} = 0$, $V = 180$ м/с, $L_{DBS} = 10$ м (что соответствует угловой скорости сканирования до 15° в секунду) и протяженность синтезированной апертуры составляет 5 км ($\Delta\theta \approx 3^\circ$). Тогда разрешающая способность по путевой дальности для рассмотренных типов РСА и бортовой РЛС будет иметь следующие значения:

БРЛС: 1500 м

РСА с режимом доплеровского обужения луча: 150 м

РСА с нефокусированной апертурой: 27 м

Картографическая РСА: 1 м

РСА с режимом обзора в точку: 0,3 м

17.4. Разрешающая способность радиолокационных систем с синтезированной апертурой

В этом разделе мы обсудим разрешающую способность РСА более подробно. Под термином «разрешающая способность» в соответствии с общепринятым употреблением мы имеем в виду точность, с которой можно измерить положение точечной цели, но не обязательно две разные точечные цели¹. (Для обсуждения этого вопроса см. работу Вульфа и Зиссиса [23].) Подробное изложение хода работ дано ниже.

Поскольку высокая разрешающая способность по дальности, как правило, достигается с помощью одного импульса,² соответствующую обработку сигналов часто называют *быстрой обработкой*. С другой стороны, высокая разрешающая способность по путевой дальности требует нескольких импульсов и соответствующей обработки, таким образом, ее часто называют *медленной обработкой* (Карпера [3], Ричардс [24] и Клемм [25]).

Разрешающая способность по дальности. Строго говоря, работа РСА относится к способу улучшения разрешающей способности по путевой дальности, а не разрешающей способности по дальности. Однако, поскольку высокая разрешающая способность по дальности также необходима для успешной работы РСА, а также из-за аналогии между разрешающей способностью по дальности и по путевой дальности мы кратко обсудим разрешающую способность по дальности.

Высокая разрешающая способность по дальности достигается за счет использования зондирующих сигналов, которые характеризуются довольно широким спектром B . В качестве примера рассмотрим сигнал с несущей частотой $f = 10$ ГГц, спектр которого занимает частотную полосу, составляющую 10% от несущей: $B = 1$ ГГц.

¹Под разрешающей способностью РЛС понимается ее способность обнаружения или измерения координат близко расположенных целей или одной цели на фоне другой. — Прим. ред.

²Это не совсем так: высокое разрешение по дальности обеспечивается за счет сжатия сложного сигнала. — Прим. ред.

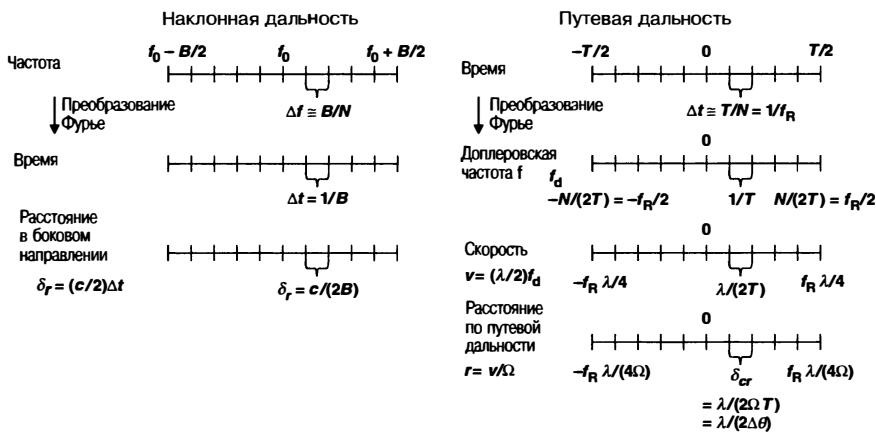


Рис. 17.1. Разрешающая способность по наклонной и путевой дальности, для которой можно использовать подобные дискретные преобразования Фурье (ДПФ)

Одним из способов достижения такой ширины спектра (не самый лучший способ, в общем, но он легок для описания) является использование *пошагового изменения частоты сигнала*, состоящего из серии «одночастотных» импульсов, каждый с частотой, несколько большей по сравнению с предыдущим импульсом. (Под «одночастотным» импульсом мы имеем в виду импульс, образованный из чисто синусоидального колебания, который умножается на прямоугольный видеоимпульс («строб») в гораздо большей длительности, чем период колебания.) Такой импульс по сути не является действительно одночастотным, но имеет ширину спектра $\approx 1/t$. Например, если $t = 1 \text{ мкс}$, то величина $B = 1 \text{ МГц}$. Это гораздо меньше, чем ширина спектра общего сигнала с пошаговым изменением частоты, равного разности между частотами последних и первых импульсов в последовательности, которая, как правило, составляет сотни МГц.

Сжатие импульсов с пошаговым изменением частоты не нашло применения для самолетных и космических приложений по сравнению с линейной частотной модуляцией ЛЧМ-сигнала (см. раздел 2.6 книги Каррары [3]) и используется редко. Линейная частотная модуляция представляет собой модуляцию общего сигнала, используемую в работе мощных РЛС, поскольку, во-первых, каждый импульс имеет полную ширину спектра, позволяя тем самым передавать и принимать сигналы с полной шириной спектра гораздо быстрее, чем с пошаговым изменением частоты, что является большим преимуществом, когда РЛС находится в движении (например для РСА); а во-вторых, аппаратура для этих целей является относительно недорогой и хорошо проработанной. ЛЧМ успешно применяется в работе РЛС (например в ВМС США — системы AN/APG-116 и AN/APG-137) с 1970 года. Единственное, по-видимому, успешное применение пошагового изменения частоты произошло в наземных РЛС, поскольку оно оказалось дешевле для внедрения и у разработчиков было больше времени для сбора данных (см. работу Нотта и соавт. [26], с. 35, 540).

Тем не менее на данный момент мы предлагаем рассмотреть пошаговое изменение частоты сигнала, поскольку оно обеспечивает гораздо более простой пример для объяснения принципа достижения высокой разрешающей способности по дальности. Допустим, что РЛС излучает сигнал с пошаговым изменением частоты, состоящий из идентичных пачек импульсов, причем каждая пачка состоит из $N (>1)$ «одночастотных» импульсов длительностью τ . В пачке импульсов несущая частота каждого последующего импульса на Δf больше, чем у предыдущего импульса, а РЛС излучает $(\text{ЧПИ})/N$ пачек в секунду, где ЧПИ — частота повторения импульсов. Ширина спектра сигнала равна $(N - 1) \Delta f \gg 1/\tau$. РЛС запоминает фазу и амплитуду каждого отраженного импульса в цифровом виде. Как показано

на рис. 17.1а, дискретное преобразование Фурье (ДПФ) — обычно быстрое преобразование Фурье (БПФ) [27] — применяется к данному набору N комплексных образцов в частотной области. В результате чего получаем множество N комплексных чисел во временной области, соответствующее отраженным сигналам (по амплитуде и фазе), которые являются откликом на очень короткий импульс длительностью $\approx 1/B$ и собраны во временном интервале $\Delta t = 1/B$. Это простой пример сжатия импульсов. Поскольку время запаздывания сигнала, соответствующее временному интервалу Δt , однозначно соответствует дальности до поверхности $\Delta r = c\Delta t/2$, то, умножая результат на выходе ДПФ на $c/2$, получаем отраженные сигналы, соответствующие множеству дискретов дальностей до поверхности, определяющих ширину пикселей $\Delta r/2 = c/2B$ РЛИ. Таким образом, разрешающая способность по дальности (строго говоря, пиксель разложения РЛИ по дальности) сигнала с пошаговым изменением частоты и шириной спектра B имеет вид

$$\delta_r = c/2B. \quad (17.7)$$

Хотя это выходит за рамки данной главы, можно показать, что такая разрешающая способность по дальности, примерно равная $c/2B$, может быть получена с использованием достаточно широкого типа зондирующих сигналов, у которых общая ширина спектра равна B . Например, в разделе 7.2 книги Салливана [1] доказано, что это верно и для ЛЧМ-сигнала.

Разрешающая способность по путевой дальности. Предположим теперь, что самолетная (или космическая) РСА облучает область земной поверхности (поверхностную цель), состоящую из нескольких точечных отражателей, с помощью зондирующего импульсного сигнала и принимает N одинаковых импульсов, каждый с шириной спектра B (предположительно, хотя и не обязательно, используя ЛЧМ-сигнал), и определяет однозначное положение каждой цели в пределах элемента разрешения по дальности $c/2B$. Также предположим, что носитель РСА движется по прямой на постоянной высоте H и с постоянной скоростью V в течение времени T в направлении, перпендикулярном линии визирования. Путь синтезирования $L_{SA} = VT$ предполагается малым по сравнению с расстоянием R до места положения цели. Если смотреть из области цели (которая также предполагается малой по сравнению с R), то угловой размер синтезированной апертуры определяется как $L_{SA}/R = VT/R$. По мере движения носителя РЛС в пределах интервала синтезирования происходит зондирование отражателей под немного отличающимися углами. Для простоты предположим, что в течение данного времени отражатели остаются в пределах элемента разрешения по дальности шириной $c/2B$. (Это предположение будет обсуждаться в разделе 17.5.)

С точки зрения РСА отражатели кажутся врачающимися с угловой скоростью $\Omega = V/R$. Во время сбора данных общий угол, на который отражатели виртуально поворачиваются, составляет $\Delta\theta = \Omega T = VT/R$. Каждый конкретный точечный отражатель обладает кажущейся относительно РСА скоростью движения $V = \Omega r$, где r — расстояние в поперечном направлении между отражателями и линией визирования. Данные кажущиеся скорости приводят к доплеровскому смещению частоты (по абсолютной величине) $2v/\lambda = 2\Omega r/\lambda$, где λ — длина волны соответствующей несущей частоты зондирующего сигнала.

Для каждого элемента разрешения по дальности мы имеем N комплексных чисел, соответствующих различным отраженным радиолокационным сигналам во временной области. Как показано на рис. 17.1б, эти N отраженных сигналов во временной области могут быть обработаны с использованием ДПФ для получения множества N отраженных сигналов в частотной области. Частотный интервал между последовательными отраженными сигналами $\Delta f = 1/T$, и общий интервал частот составляет $(N - 1)/T = N/T = \text{ЧПИ} = f_R$ (ЧПИ — частота повторения импульсов). Поскольку мы предполагаем работу в спектральной полосе, то, следовательно, частота, о которой идет речь, очевидно, будет являться доплеровским смещением частоты сигнала, отраженного от цели. Мы преобразуем эту боковую дальность путем умножения на $\lambda / 2\Omega = \lambda R / 2V$:

$$\delta_{cr} \approx \frac{\lambda}{2\Omega T} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \approx \frac{\lambda R}{2L_{SA}} = \frac{\lambda R}{2VT}. \quad (17.8)$$

Обратите внимание, что предположение о том, что $R > VT$, позволяет считать, что величина $\Delta\theta$ является малой. Когда значение $\Delta\theta$ не мало, уравнение (17.8) должно быть соответствующим образом изменено.

Вывод о разрешающей способности РСА. Таким образом, мы получили две основные формулы для разрешающей способности РСА:

$$\delta_r = c / 2B \text{ — разрешающая способность по дальности,} \\ \delta_{cr} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \approx \frac{\lambda R}{2L_{SA}} \text{ — разрешающая способность по путевой дальности.} \quad (17.9)$$

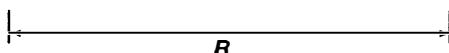
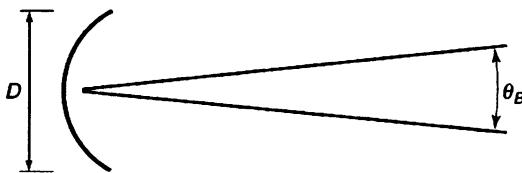
В результате обработки получаем двумерный массив комплексных чисел, каждое из которых имеет модуль и фазу. Этот упорядоченный массив комплексных чисел в зависимости от наклонной и путевой дальностей воспроизводит комплексное радиолокационное *изображение*, т.е. каждый пиксель имеет амплитуду и фазу. Как правило, на индикацию выводится квадрат данной величины (представляющей энергию пикселя).

Как показано в главе 6 книги Салливана [1], точечная цель на изображении превращается в *двумерную функцию рассеяния точечной цели* (ФРТЦ, PSF — Point-Spread Function)¹ в радиолокационном изображении, называемую так потому, что точечная цель отображается на изображении в двумерном виде. Данная ФРТЦ характеризуется главным и боковыми лепестками по *дальнности* и *путевой дальности*. Обычно при обработке применяется *взвешивание* (также называемое обуживанием или аподизацией), приводящее к снижению уровня боковых лепестков, но за счет расширения главного лепестка отклика — это цена, которую пользователь, как правило, готов заплатить. Существует много методов взвешивания (определения весовых коэффициентов). Если взвешивание не применяется, ФРТЦ принимает вид $\sin(x)/x$ [2]. В этом случае для формул, представленных выше, разрешающая способность РСА определяется расстоянием от максимума главного лепестка до первого нуля. Заметим, что данное определение разрешающей способности РСА отличается от более общего определения ширины главного лепестка на уровне половинной мощности. При отсутствии взвешивания последний в (0,886) раз больше указанного выше; таким образом, различие между двумя определениями невелико. Мы предпочитаем первое определение, потому что без взвешивания это приводит к более простой формуле без введения коэффициента (0,886). (Более подробную информацию о взвешивании можно найти в разделе 17.6.)

Есть по крайней мере два математически эквивалентных способа рассмотрения работы РСА. Поскольку мы уже разобрали основные принципы работы этого типа РЛС, разрешающую способность по путевой дальности можно считать результатом доплеровского смещения частоты вследствие различных кажущихся скоростей перемещения линии визирования в разных частях поверхности. Тем не менее высокое разрешение по путевой дальности может быть также объяснено с позиций синтеза апертуры большого размера аналогично получению высокой разрешающей способности по азимуту, которая имеет место при использовании реальных апертур большого размера. По формуле (17.8) получаем разрешающую способность по путевой дальности (от пика главного лепестка до первого нуля) для РСА, в два раза превышающую разрешающую способность, которой обладает РЛС с реальной апертурой того же размера. Интуитивное объяснение этого интересного результата состоит в том, что в РЛС с реальной апертурой конкретного размера, когда апертура находится в определенном положении, принимаемый отраженный сигнал является результатом воздействия энергии сигнала, излучаемого *всей апертурой*. Тогда как у РСА принятый сигнал при расположении апертуры в определенном месте является результатом воздействия энергии сигнала, излученного из *определенного (известного) места* апертуры, т.е. РЛС получает больше информации (см. книгу Каррара и др. [3], с. 36). Работа Стимсона [5] содержит подробное объяснение этого результата (с. 416–417). На рис. 17.2 представлено сравнение РЛС с реальной апертурой и РСА.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Point-Spread Function» (PSF) используется термин «функция рассеяния точечной цели» (ФРТЦ). — Прим. ред.

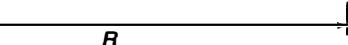
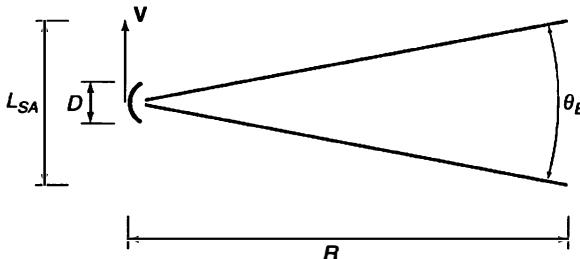
Радиолокационная система
с реальной апертурой
(λ — длина волны)



$$\theta_B \approx \frac{\lambda}{D}$$

$$\delta_{cr} = R\theta_B = \frac{R\lambda}{D}$$

Радиолокационная система
с синтезированной апертурой



$$\delta_{cr} = \frac{\lambda}{2A\theta} \approx \frac{\lambda}{2(L_{SA}/R)} = \frac{R\lambda}{2L_{SA}}$$

Рис. 17.2. Сравнение РЛС с реальной апертурой и РСА: разрешающая способность по путевой дальности (от максимума до первого нуля диаграммы направленности антенны) РСА составляет половину разрешающей способности РЛС с реальной апертурой с тем же размером апертуры (источник *SciTech Publishing, Inc.*)

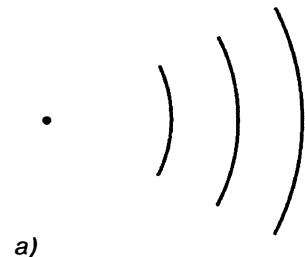
Боковые лепестки также различны для РЛС с реальной апертурой и РСА. Для РЛС без взвешивающей функции при обработке максимум первого бокового лепестка уменьшается на -13 дБ, а принятая интенсивность сигнала, отраженного от цели, расположенной в этом направлении, таким образом, уменьшается на -26 дБ. Для РСА, как правило, вся область изображения во время сбора данных располагается в главном лепестке при отсутствии влияния боковых лепестков реальной антенны. Боковые лепестки появляются исключительно за счет обработки, и (без взвешивания) первый боковой лепесток уменьшается на -13 дБ относительно главного лепестка.

17.5. Ключевые аспекты радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Линии равных дальностей и скоростей. При использовании высокой разрешающей способности по дальности РЛС может различать цели на различном расстоянии. Конкретная цель может оказаться расположенной на линии постоянной дальности. В трехмерном пространстве эти линии представляют собой поверхности концентрических сфер, центр которых совпадает с точкой расположения РЛС (рис. 17.3а).

Линии равных дальностей:

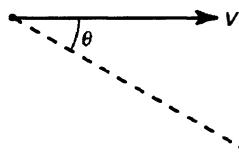
концентрические сферы с центром в точке нахождения РЛС



а)

Линии равных скоростей:

круговой конус с осью \hat{V}



б)

$$V_{\text{LOS}} \text{ (относительно РЛС)} = -V \cos \theta$$

Рис. 17.3. Линии равных дальностей и скоростей в трехмерном пространстве:
а — линии постоянных дальностей представляют собой поверхности концентрических сфер с центром в точке расположения РЛС; б — линии постоянных кажущихся скоростей — поверхности конусов с основанием в виде окружности и вершиной в точке нахождения РЛС, ось которой направлена вдоль вектора скорости носителя (источник SciTech Publishing, Inc.)

Аналогично при доплеровской обработке РЛС может различать цели с различными кажущимися скоростями. Если V является скоростью носителя РЛС, θ — углом между направлением вектора V и линией визирования неподвижной цели, то кажущаяся скорость линии визирования цели $V_{\text{LOS}} = -V \cos \theta$ (рис. 17.4б). В трехмерном пространстве поверхности с постоянной V_{LOS} представляют собой конус с основанием в виде окружности, ось которого совпадает с вектором скорости, а угол при вершине определяется углом θ . Отрицательный знак появляется потому, что мы определяем скорости линии визирования как dR/dt , где R является дальностью до цели. Следовательно, положительные значения dR/dt соответствуют удаляющейся цели и приводят к отрицательному доплеровскому сдвигу частоты, отрицательные значения dR/dt соответствуют приближающейся цели и приводят к положительному доплеровскому сдвигу частоты.

Рассмотрим бортовую самолетную РЛС с изотропной диаграммой направленности, которая перемещается с постоянной скоростью по прямолинейной траектории, параллельной плоской поверхности Земли [3] (рис. 17.4а). На Земле линии постоянных дальностей представляют собой пересечения концентрических сфер с земной поверхностью — множество концентрических окружностей с центром в точке нахождения РЛС (рис. 17.4б). Линии постоянных скоростей (так называемые изодопы) соответствуют пересечениям множества конусов и плоскости земной поверхности — множеству вложенных гипербол (рис. 17.4в). На рис. 17.4г представлена комбинация линий постоянных дальностей (изодалий) и изодоп. «Линия надира», показанная на рис. 17.4, является местом радиолокационных точек, отмечающих траекторию движения платформы РЛС.

Путем соответствующей обработки сигналов по дальности и доплеровским смещениям частот можно выделить отраженные сигналы в каждой ячейке пересечения контуров с поверхностью. При небольших углах в поперечном направлении линии постоянных дальностей и изодопы практически перпендикулярны друг другу.

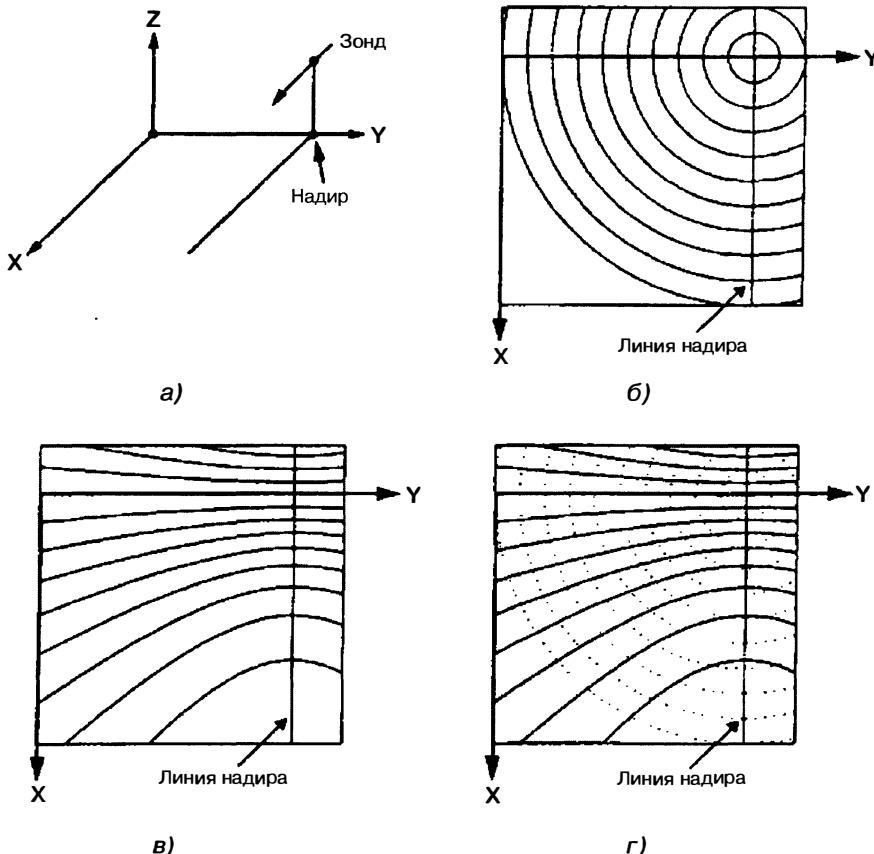


Рис. 17.4. Линии равных дальностей и скоростей на поверхности Земли: *а* — геометрическое представление; *б* — линии постоянных дальностей представляют собой концентрические окружности с центром в точке расположения РЛС, «линия надира» проходит через фокусы гипербол; *в* — линии постоянных кажущихся скоростей («изодопы») являются конфокальными гиперболами с осью, направленной параллельно вектору скорости платформы; *г* — множество пересекающихся концентрических окружностей и конфокальных гипербол (источник SciTech Publishing, Inc.)

В результате отраженные радиолокационные сигналы могут отображаться с получением изображений земной поверхности. При ненулевом угле отклонения изодопы не будут перпендикулярны контурам дальностей, однако дополнительная коррекция обработки способна существенно снизить искажение изображения земной поверхности.

Компенсация движения. Основная теория PCA основывается на предположении, что носитель и, следовательно, антенна РСА движутся по прямой при постоянной скорости параллельно Земле на постоянной высоте. Это не совсем верно, и для успешной визуализации PCA нужно измерять, записывать и компенсировать отклонения фазового центра антенны от этой номинальной траектории полета при обработке. Эта процедура известна как *компенсация движения* (иногда сокращенно *toscomp*)¹. Например, в определенный момент при излучении сигнала на определенной частоте, если антенна, по оценкам, отклонилась на расстояние d

¹ В русскоязычной литературе данная процедура называется «компенсацией траекторных нестабильностей». — Прим. ред.

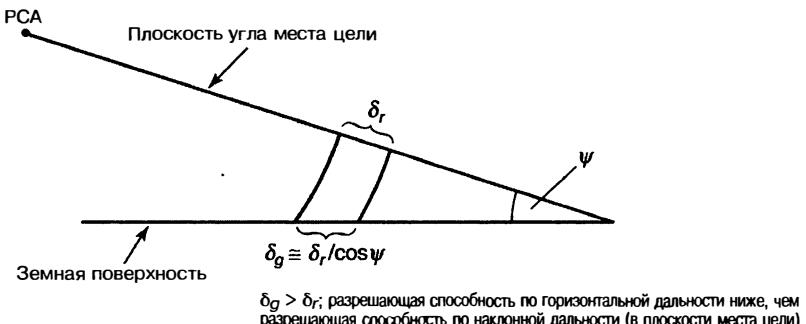


Рис. 17.5. Плоскость угла места цели и плоскость Земли: плоскость места цели включает линию визирования «РЛС—цель» и перпендикуляр, лежащий на земной поверхности. Разрешающая способность по горизонтальной дальности оказывается ниже, чем разрешающая способность по наклонной дальности (в плоскости места цели) (источник SciTech Publishing, Inc.)

от номинальной траектории полета вдоль линии визирования, фазовая коррекция составляет

$$\Delta\phi = \frac{4\pi d}{\lambda} = \frac{4\pi df}{c}. \quad (17.10)$$

С соответствующим знаком она добавляется к измеренной фазе при частоте f для получения наилучшей оценки записанной фазы, которая была бы, если носитель не отклонился от номинальной траектории полета. Аналогичным образом, если скорость носителя непостоянна, полученные данные интерполируются для получения наилучшей оценки при постоянной скорости.

Когда носителем является самолет, бортовая *инерциальная навигационная система* (ИНС) использует акселерометры и гироскопы для измерения отклонений. Иногда малогабаритное *инерционное измерительное устройство* (ИИУ, IMU — Inertial Measurement Unit)¹, опираясь на те же общие принципы, размещается в непосредственной близости от антенны². При отсутствии абсолютной системы отсчета выходные сигналы любых ИНС или ИИУ будут дрейфовать, поскольку со временем накапливаются ошибки. Абсолютная система координат для привязки положения и определения скорости может быть получена на основе системы *глобального позиционирования* (GPS — Global Positioning System), созвездия из по меньшей мере 24 спутников на полярной орбите Земли, которые обеспечивают передачу непрерывных опорных сигналов для определения точного положения и скорости [28].

Плоскость угла места цели и плоскость поверхности Земли. При первичном формировании изображения РСА размер пикселя (элемента) по дальности δ_r , как правило, остается постоянным. (Его обычно выбирают несколько меньшим, чем $c/2B$, например 0,75 ($c/2B$), для обеспечения адекватной выборки.) Как показано на рис. 17.5, фактические участки земной поверхности, которые соответствуют этим элементам дальности, отличаются от них на постоянную величину, которая зависит от угла визирования поверхности Земли. Если считать, что линия визирования соответствует центру кадра, то можно записать

$$\delta_g \cong \delta_r / \cos \psi, \quad (17.11)$$

где δ_g — проекция элемента разрешения δ_r по дальности на плотность поверхности Земли; ψ — угол скольжения облучающей волны. Даже в случае совпадения горизонтальной и наклонной дальностей фактического равенства между

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Inertial Measurement Unit» (IMU) используется термин «инерционное измерительное устройство» (ИИУ). — Прим. ред.

² Данную структуру называют микронавигацией. — Прим. ред.

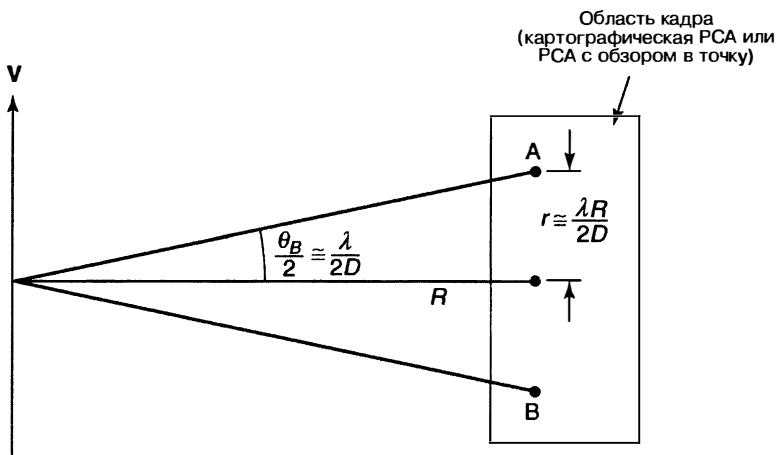


Рис. 17.6. Минимальная частота повторения импульсов для РСА: кажущаяся скорость линии визирования точки А направлена к РЛС, в то время как истинная скорость линии визирования точки В направлена от РЛС. Это определяет минимальную частоту следования $2V/D$, где V — скорость носителя и D — фактический диаметр антенны (источник SciTech Publishing, Inc.)

элементами δ_r и δ_g нет ввиду сферичности линий постоянной дальности. Рядом с центром кадра изображение соответствует проекции участка Земли на плоскость угла места цели; эта плоскость включает линию визирования и перпендикуляр к ней, расположенный на земной поверхности. Мы часто называем этот тип изображения *изображением в плоскости угла места цели*. Путем соответствующей интерполяции и передискретизации можно получить изображение в *плоскости земной поверхности* при $\delta_g = \text{const} = \delta_{cr}$. Формирование изображений в плоскости земной поверхности с минимальными искажениями необходимо, чтобы провести сравнение с картами или с изображениями, полученными с использованием других датчиков, таких как оптические визирные системы или другие РСА.

Частота повторения импульсов (ЧПИ). Требования к РСА. При работе бортовой РЛС кажущаяся угловая скорость вращения сцены задается выражением

$$\Omega = \frac{V}{R}. \quad (17.12)$$

Скорость движения точки A относительно РЛС (рис. 17.6) в направлении первого нуля главного лепестка диаграммы направленности определяется как

$$v_A = -\Omega r = -\left(\frac{V}{R}\right)\left(\frac{\lambda R}{2D}\right) = -\frac{\lambda V}{2D}. \quad (17.13)$$

Аналогично для точки B , соответствующей нулю ДН с противоположной стороны главного лепестка, относительная скорость равна

$$v_B = \Omega r = \left(\frac{V}{R}\right)\left(\frac{\lambda R}{2D}\right) = \frac{\lambda V}{2D}. \quad (17.14)$$

Таким образом, диапазон изменения относительных скоростей в кадре равен

$$\Delta v = \Omega r - (-\Omega r) = 2\Omega r = \frac{\lambda V}{D}. \quad (17.15)$$

В результате диапазон изменения доплеровских смещений частот сигналов соответствует величине

$$\Delta f_d = \frac{2 \lambda V}{\lambda D} = \frac{2V}{D}. \quad (17.16)$$

Таким образом, чтобы исключить неопределенность по скорости, частота повторения импульсов должна быть не менее $2V/D$. Поэтому можем записать

$$f_R(\min) = \frac{2V}{D} = \frac{1}{t_R(\max)}. \quad (17.17)$$

Отсюда получаем

$$Vt_R(\max) = \frac{D}{2}. \quad (17.18)$$

Таким образом, расстояние, пройденное носителем за время, соответствующее периоду следования импульсов (t_R), должно быть не более $D/2$, и РСА должна излучить по крайней мере два импульса, пока физическая антенна проходит стационарную точку в пространстве.

Кроме того, нам необходимо обеспечить однозначное измерение дальности в соответствии с условием

$$\frac{2V}{D} \leq f_R < \frac{c}{2R}. \quad (17.19)$$

Например, если $V = 180$ м/с (350 узлов), $D = 2$ м, $R = 150$ км, то $180 \text{ Гц} < f_R < 1000 \text{ Гц}$.

Выражение (17.19) фактически состоит из двух неравенств. Мы используем знак « $<$ » для второго неравенства вместо знака « \leq », потому что, когда используется знак равенства, время прихода отраженного сигнала, соответствующее периоду следования, совпадает с моментом излучения следующего импульса и, следовательно, возникает потеря получаемой информации о дальности из-за запирания приемника на время работы передатчика.

Сколник [21] (с. 520—521) отмечает, что так как у картографических РСА разрешающая способность по путевой дальности $\delta_{cr} \cong D/2$ (уравнение (17.4)), то неравенство (17.19) приобретает следующий вид:

$$\frac{V}{\delta_{cr}} \leq f_R < \frac{c}{2R}. \quad (17.20)$$

Это приводит к условию

$$\frac{R}{\delta_{cr}} \leq \frac{c}{2V}. \quad (17.21)$$

Таким образом, однозначная дальность R_u и разрешающая способность по дальности картографической РСА не могут быть выбраны независимо друг от друга. Сколник далее указывает, цитируя Байму и Макиннеса [29], что более сложные рассуждения приводят к условию

$$\frac{R_u}{\delta_{cr}} \leq \frac{c}{4,7V}. \quad (17.22)$$

Сколник [21] продолжает: «При получении радиолокационных изображений Земли с помощью РСА, находящейся на платформе, которая перемещается на некоторой высоте над поверхностью Земли, однозначная дальность может соответствовать расстоянию между ближним и дальним краями картографируемого участка. В этом случае необходимо, чтобы ширина луча по углу места была выбрана таким образом, чтобы облучать только полосу поверхности Земли шириной S , которая должна быть отображена на экране индикатора РСА. Полоса поверхности шириной S часто намного меньше, чем максимальная дальность, так что частота повторения импульсов может быть увеличена, чтобы однозначная дальность R_u включала в себя расстояние $S \cos \psi$, где ψ — угол скольжения» (с. 521). Для РСА, предназначеннной для картографирования, уравнение (17.22) имеет вид

$$\frac{S}{\delta_{cr}} \leq \frac{c}{(4,7)V \cos \psi}. \quad (17.23)$$

Миграции по дальности. Как мы видели, в РСА может быть получена разрешающая способность по дальности $\delta_r = c/2B$ (где B — ширина спектра частот зондирующего сигнала), а также обеспечена разрешающая способность по путевой дальности за счет доплеровской обработки, равная $\delta_{cr} = \lambda/2\Delta\theta$. Если мы хотим

предотвратить миграцию отражателей по дальности (перемещение точечной цели из одного элемента разрешения по дальности в другой в течение времени, необходимого для сбора данных при формировании изображения), то потребуем, чтобы ΔR — изменение дальности во время сбора данных (по всей синтезированной апертуре) — было меньше δ_r .

Рассмотрим формирование изображения РСА после сбора данных за время синтезирования апертуры, равное t_A . Траектория полета носителя бортовой РСА является прямолинейной при постоянной скорости и высоте полета над плоскостью Земли. Из работы Леванона [17] следует, что

$$R_{\max} \cong R_0 + \frac{V^2(t_A / 2)^2}{2R_0}, \quad R_{\min} = R_0, \quad (17.24)$$

где R_0 — расстояние от РЛС до центра кадра в середине интервала синтезирования, R_{\max} — расстояние от РЛС до центра сцены в начале и в конце интервала синтезирования. Тогда

$$\Delta R = R_{\max} - R_{\min} = \frac{(Vt_A)^2}{8R_0} = \frac{L_{SA}^2}{8R_0} = \frac{R_0(\Delta\theta)^2}{8} = \frac{R_0\lambda^2}{32\delta_{cr}^2} < \delta_r. \quad (17.25).$$

Последнее неравенство обеспечивает условия отсутствия миграции отражателей по дальности. Например, при параметрах синтезирования $R_0 = 200$ км, $\lambda = 0,03$ м и $\delta_r = \delta_a = 1$ имеем $\Delta R = 5,6$ м $>$ δ_r , следовательно, условие не выполняется. Таким образом, процессор обработки должен обычно корректировать миграцию по дальности. Однако это, как правило, достигается при помощи современных методов обработки, используемых в РСА [3]. В РСА при обзоре в точку (прожекторный режим) используется полярный алгоритм [3, 11] для достижения этой коррекции.

Другие функции обработки. Курлэндер и др. [4] представили подробное обсуждение ряда ключевых вариантов обработки в РСА, выходящих за рамки простого формирования изображений:

- **компенсация помех** (клаттера сигнала — Clutterlock) (Курлэндер и соавт. [4], гл. 5) — использование информации, содержащейся в принятых сигналах, для выяснения центральной частоты сигнала, отраженного от Земли (клаттера), и компенсации траекторных флюктуаций носителя;
- **автофокусировка** (Курлэндер и соавт. [4], гл. 5) — использование информации в (комплексном) изображении для оценки и корректировки фазы в целях последующей обработки для повышения резкости изображения (см. также работу Карпера и др. [3]);
- **калибровка** (Курлэндер и соавт. [4], гл. 7) — использование целей с известной эффективной площадью рассеяния (ЭПО) в кадре для получения абсолютного уровня RCS на пиксель и, таким образом σ^0 , наземной RCS на единицу площади;
- **геолокация** (Курлэндер и соавт. [4], гл. 8) представляет собой процесс определения абсолютной широты и долготы пикселей в изображении РСА, как правило, с использованием информации из GPS.

17.6. Качество изображений радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Получение высококачественных изображений должно быть неотъемлемой чертой РСА. Качество изображения, как правило, измеряется с помощью нескольких показателей качества изображений (IQMs — Image-Quality Metrics), описанных в следующих разделах. Более детальное обсуждение изображений РСА можно найти в работах Хендersona и Льюиса [30] и Оливера и Квигена [31].

Функция рассеяния точечной цели (ФРТЦ). Сигнал от точечной цели можно интерпретировать как импульсный входной сигнал для процессора РСА, а функцию рассеяния точечного отражателя — как импульсную характеристику (IPR). Основным показателем качества изображений для большинства РСА является ширина (в метрах) главного лепестка ФРТЦ в его «точках, соответствующих половинной мощности», или точках, где интенсивность (мощность, пропорциональная

квадрату напряжения) равна половине (или -3 дБ) по сравнению с максимумом лепестка. Данный показатель качества изображений, как правило, называют «ширина диаграммы направленности по уровню 3 дБ».

Чтобы получить высокую разрешающую способность по любой дальности, в том числе и путевой, необходимо выполнить преобразование Фурье (ПРФ) на множестве собранных данных. Поскольку все данные образцы имеют по существу ту же амплитуду, либо дальность, либо путевую дальность, мы фактически выполняем ПРФ над функцией с прямоугольной огибающей, которое воспроизводит функцию $(\text{sinc})^2$, имеющую вид $(\text{sinc}(x) / x)^2$, при ширине основного лепестка на уровне 3 дБ, равном $(0,886)\delta_{\text{pr}}$, (где δ_{pr} — интервал, соответствующий расстоянию от точки максимума до первого нуля) и уровне первого бокового лепестка на $-13,3$ дБ ниже максимума.

Как отмечалось в разделе 17.4, при обужении луча или взвешивании функция умножается на прямоугольный входной сигнал, в результате, как правило, получаем функцию с более широким главным лепестком и более низкими боковыми лепестками, чем $(\text{sinc})^2$ [2] (см. раздел 2.2.2 из работы Салливана [1]). Типичной весовой функцией, используемой при обработке сигналов в РСА, является весовая функция Тэйлора при ограничении уровня первого бокового лепестка -35 дБ ниже максимума и параметре $\langle nbar = 5 \rangle$ (см. раздел D.2 в работе Каррары и др. [3]), которая приводит к расширению главного луча на уровне 3 дБ для ФРТЦ (1.19) δ_r . Другой вариант предлагает Ханн [17] (или Хеннинг [3]) — это взвешивание, которое приводит к еще большему расширению главного лепестка (1.43) δ_{pr} , первый боковой лепесток оказывается на $-31,7$ дБ ниже максимума, а дальние боковые лепестки очень низки по сравнению с равномерным или тэйлоровским взвешиванием. Отличный обзор более чем 20 весовых функций (исключая функцию Тэйлора)дается в работе Харриса [32].

Отношение сигнал/шум. При практических применениях РЛС точная фаза сигнала, отраженного от цели, никогда не может быть известна заранее, в этих условиях наибольшее достижимое значение отношения сигнал/шум задается выражением (Салливан [1] раздел 4.2.2)

$$\text{С/Ш} = \frac{E}{kT_0F}, \quad (17.26)$$

$$E = P_{\text{Rx-avg}} t_A, \quad (17.27)$$

где E — энергия принятого сигнала, k — постоянная Больцмана, $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К; T_0 — стандартная температура (290 К), F — «коэффициент шума», который, как правило, равен примерно 2; $P_{\text{Rx-avg}}$ — средняя мощность принятого сигнала, t_A — время формирования синтезированной апертуры. Выражение в знаменателе формулы (17.26) будет справедливо только тогда, когда температура РЛС будет такой же, как и температура наблюдаемой поверхности, изображение которой мы собираемся получить (см. гл. 2 и разд. 1.11 из работы Салливана [1]):

$$E = \frac{P_{\text{Tx-avg}} G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 (\text{Loss})} \cdot t_A = \frac{P_{\text{Tx-avg}} A^2 \eta^2 \sigma}{4\pi R^4 \lambda^2 (\text{Loss})} \cdot t_A, \quad (17.28)$$

где $P_{\text{Tx-avg}}$ — средняя мощность передатчика, G — коэффициент усиления антенны, σ — ЭПР цели, A — площадь апертуры антенны, η — коэффициент полезного действия антенны и коэффициент Loss используется при наличии потерь при излучении и приеме радиолокационного сигнала.

Для РСА при $\theta_{\text{sq}} = 0$ из уравнения (17.6) получаем

$$t_A = \frac{\lambda R}{2V\delta_{\text{cr}}}, \quad (17.29)$$

$$\text{С/Ш} = \frac{P_{\text{Tx-avg}} G^2 \lambda^3 \sigma}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F (\text{Loss}) V \delta_{\text{cr}}} = \frac{P_{\text{Tx-avg}} A^2 \eta^2 \sigma}{8\pi R^3 \lambda k T_0 F (\text{Loss}) V \delta_{\text{cr}}}. \quad (17.30)$$

При облучении ровной поверхности

$$\sigma = \sigma^0 \delta_{\text{cr}} \delta_r / \cos \psi, \quad (17.31)$$

где σ^0 — удельная ЭПР земной поверхности, δ_r — разрешающая способность РЛС дальности. Тогда отношение сигнал/шум примет вид

$$\text{С/Ш} = \frac{P_{\text{Tx-avg}} G^2 \lambda^3 \sigma^0 \delta_r}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F (\text{Loss}) V \cos \psi} = \frac{P_{\text{Tx-avg}} A^2 \eta^2 \sigma^0 \delta_r}{8\pi R^3 \lambda k T_0 F (\text{Loss}) V \cos \psi}. \quad (17.32)$$

Это согласуется с предложенным Сколником [21] уравнением (14.15) и уравнением (2.88), предложенным Курлэндером и соавт. [4].

Целесообразно рассмотреть эквивалентный шумовой уровень сигма-нуль ($NE\sigma^0$), определяемый как уровень (σ^0), который создает принятый сигнал с мощностью, равной тепловой мощности шума, т.е. при котором отношение сигнал/шум равно единице. Положим отношение сигнал/шум равным 1, получим

$$NE\sigma^0 = \frac{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F(\text{Loss}) V \cos \psi}{P_{\text{Tx-avg}} G^2 \lambda^3 \delta_r} = \frac{8\pi R^3 \lambda k T_0 F(\text{Loss}) V \cos \psi}{P_{\text{Tx-avg}} A^2 \eta^2 \delta_r}. \quad (17.33)$$

Например, если $R = 200$ км, $T_0 = 290$ К, $F = 2$, $\text{Loss} = 5$, $V = 180$ м/с, $\psi = 10^\circ$, $P_{\text{avg}} = 700$ Вт, $G = 34$ дБ, $\lambda = 0,03$ м (Х-диапазон), $\delta_r = 0,3$ м, то $NE\sigma^0 = 0,22$ дБ.

Для формирования четкого изображения РСА отношение сигнал/шум должно быть большим, чем примерно 5 дБ. В работе Бартона [33] и из обобщения в разделе 3.2 Салливана [1] мы видим, что в этом примере РСА смогла сформировать изображение «лесистых холмов», т.е. σ^0 равно 17 дБ, отношение сигнал/шум — примерно 5 дБ, но не сформировала изображение «равнины» (возможно, пустыни) при $\sigma^0 = -0,27$ дБ, поскольку отношение сигнал/шум примерно равнялось -5 дБ.

Интегральный уровень боковых лепестков (ISLR — Integrated SideLobe Ratio). Фактическая ФРТЦ обычно напоминает теоретическую, но все же несколько отличается, особенно по уровню боковых лепестков, что связано с фазовым шумом, несовершенством компенсации движения и другими «реальными» эффектами. Полезным показателем качества является интегральный уровень боковых лепестков, определяемый следующим образом [3]:

$$\text{ISLR} = \frac{\text{интеграл по области боковых лепестков ФРТЦ}}{\text{интеграл по области главного лепестка ФРТЦ}}. \quad (17.34)$$

Интегральный уровень боковых лепестков обычно измеряется в дБ, типичное значение может быть -20 дБ. Желательно получить низкий интегральный уровень боковых лепестков.

Мультипликативное шумовое отношение (MNR — Multiplicative Noise Ratio). Тепловой шум (как правило, внутренний шум РСА) часто называют *аддитивным шумом*, так как он добавляет в кадр независящее от него содержание. Другой тип нежелательного фона на изображении РСА часто называют *мультипликативным шумом* (недействительным шумом в строгом смысле этого слова), который пропорционален средней интенсивности отражений в пределах кадра.

Карпера и др. [3] определяют мультипликативный шум следующим образом: «Основной вклад в мультипликативный шум вносят интегральные боковые лепестки отклика импульсной системы, энергия сцены, обусловленная неопределенностью по дальности и азимуту, и цифровой (т.е. от квантования в аналого-цифровом преобразователе) шум» (с. 332).

Коэффициент мультипликативного шума [3] (MNR) радиолокационного изображения определяется как отношение интенсивности изображения в области отсутствия *отражателей на поверхности* (NRA — No-Return Area) (без учета теплового шума) к средней интенсивности изображения в относительно яркой окрестной области (в принципе, не включая тепловой шум). Область отсутствия отражателей на поверхности является, по существу, областью с нулевым откликом, например теневой, очень гладкой областью, такой как спокойное озеро или специально изготовленный большой лист алюминия.

Другим подобным показателем качества изображений РСА является *коэффициент контрастности (CR — Contrast Ratio)*, определяемый как отношение средней интенсивности типично яркой области на изображении РСА к интенсивности области отсутствия отражателей на поверхности. Если тепловой шум пренебрежимо мал, то $CR = 1/MNR$.

Сравнение изображений РСА и оптических изображений. Человеческий глаз является системой для получения изображений с помощью видимого света. Свет попадает в хрусталик и фокусируется на сетчатке, полученное изображение передается в мозг. На протяжении многих тысячелетий люди полностью привыкли видеть и обрабатывать изображения в видимом диапазоне. Поэтому, увидев изображение, получаемое РСА, мы можем предположить интуитивно, что оно имеет определенные характеристики видимого изображения, которыми, по сути, не обладает. Оптическое

Изображение земной поверхности
в оптическом диапазоне



Радиолокационное изображение
поверхности Земли, полученное
с помощью РСА

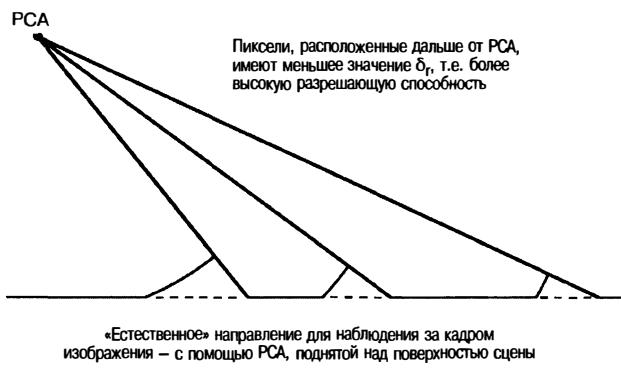


Рис. 17.7. Сравнение радиолокационного и оптического изображений: оптическое изображение основано на принципе равенства углов падения и отражения. Радиолокационное изображение основано на принципе равенства дальностей. Часто оптические и радиолокационные изображения одного и того же места цели выглядят по-разному для человека-наблюдателя (источник *SciTech Publishing, Inc.*)

изображение основано на принципе «угол падения равен углу отражения», в то время как изображение, полученное РСА, основано на совершенно ином принципе — «дальность — путевая дальность».

Верхняя иллюстрация на рис. 17.7 демонстрирует формирование изображения равнинного ландшафта человеческим глазом (или камерой). Местность освещается солнечным светом, который, по крайней мере частично, распространяется через атмосферу. В глазу каждый пиксель рассматривается под одним и тем же азимутом и углом. Таким образом, элементы разрешения, расположенные дальше от глаза, кажутся имеющими больший размер (низкая разрешающая способность) при наклонной и путевой дальности, чем пиксели, расположенные ближе к глазу.

На нижней иллюстрации на рис. 17.7 показано, что в случае формирования изображения с помощью РСА ситуация совершенно иная (при условии адекватного отношения сигнал/шум). Размер элемента разрешения по дальности δ_r задается выражением

$$\delta_r \cong \frac{c}{2B} \cdot \frac{1}{\cos \psi}. \quad (17.35)$$

Элементы разрешения, расположенные на большем расстоянии от РСА, являются меньшими по дальности (меньший угол скольжения соответствует меньшей

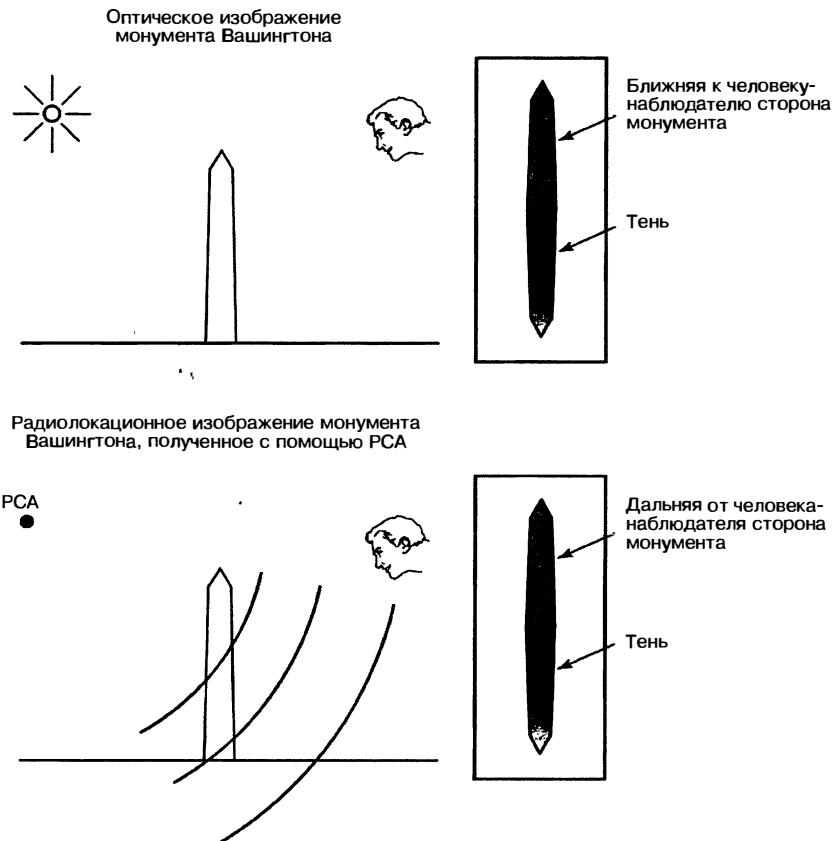


Рис. 17.8. Принципы получения изображения монумента Вашингтона: на геометрической схеме оптического изображения показана теневая сторона монумента, в то время как изображение, полученное с помощью РСА, показывает сторону памятника, противоположную стороне тени (источник *SciTech Publishing, Inc.*)

разрешающей способности по наклонной дальности), чем элементы разрешения, расположенные ближе к РСА, а разрешающая способность по путевой дальности не зависит от дальности.

Когда мы наблюдаем изображение, полученное РСА, особенно большое, наиболее удовлетворительным оно получается, когда носитель РСА находится сверху участка местности, по которому формируется изображение. Элементы с более высоким разрешением находятся в нижней части изображения, так же, как и при естественно ориентированных оптических изображениях. Такое расположение позволяет РЛИ выглядеть наиболее естественно для человеческого глаза.

Поскольку формирование изображений РСА и оптических изображений происходит с использованием совершенно различных физических принципов, мы не должны удивляться, если они выглядят по-разному. Хорошим примером является радиолокационное изображение монумента Вашингтона, любезно предоставленное Институтом экологических исследований штата Мичиган (Environmental Research Institute of Michigan), в настоящее время General Dynamics, Ипсиланти, штат Мичиган. Верхняя иллюстрация рис. 17.8 показывает геометрическую схему формирования оптического изображения монумента Вашингтона с тенью памятника, направленной в сторону наблюдателя. Будем считать, что солнце находится на юге, а памятник и наблюдатель — на севере. На изображении тень на северной стороне. Часть монумента, видимая на изображении, — это его северная сторона, освещенная диффузно



Рис. 17.9. Изображение монумента Вашингтона, полученное с помощью РСА: радиолокационное изображение показывает сторону, которая находится на противоположной стороне от тени, что может показаться нелогичным для человека-наблюдателя (фото General Dynamics, Инсуланти, штат Мичиган)

рассеянным солнечным светом. Для сравнения на нижней иллюстрации рис. 17.8 показано геометрическое представление и результат полученного изображения с помощью РСА опять же с тенью на северной стороне. На этот раз тень будет отброшена в сторону РСА. Часть монумента, видимая на изображении, — это его южная сторона. На рис. 17.9 показано радиолокационное изображение, которое выглядит не совсем так, как оптическое изображение, чего и стоило ожидать.

Еще одно различие между радиолокационными и оптическими изображениями заключается в наличии *спекл-эффектов* (см. раздел 2-5.1 в работе Хендersona и Льюиса [30]) на первом изображении. Рассмотрим особенности формирования пикселя комплексного изображения местности с разнообразными деталями, например с растительным покровом. (Под пиксelem мы имеем в виду комплексное число, имеющее модуль и фазу, которому после обработки РСА соответствует определенное место на земле.) Если только один рассеивающий элемент расположен на участке земной поверхности, который соответствует пикселью, то модуль и фаза пикселя будут зависеть от точного положения рассеивающего элемента. Поскольку этот

участок поверхности, соответствующий пикселю, обычно содержит много рассеивающих элементов, результирующее представление пикселя формируется из суммы комплексных чисел, каждое из которых относится к одному из рассеивающих элементов. Таким образом, когда формируется изображение местности, особенно растительности, амплитуды (напряжения) конкретного пикселя представляют собой суммы комплексных величин, соответствующих когерентным отражениям от многих рассеивающих элементов внутри пикселя. В другом соседнем пикселе, даже если местность名义ально остается той же, как в первом пикселе, когерентное отражение будет добавляться уже по-другому, значение пикселя будет несколько иным. Данное явление, характерное для когерентных радиолокационных изображений, обусловливает большее число изменений значений от пикселя к пикселью (спекл-эффект), чем соответствующие оптические изображения.

Стимсон [5] отмечает: «Иногда луч реальной антенны может быть достаточно широким, чтобы несколько раз отобразить одну и ту же область без изменения угла визирования антенны. Это называется *многовыборочным отображением*. При наложении карт (т.е. когда [величина] последовательно отраженных сигналов от каждого элемента разрешения усредняется) эффекты сцинтилляции [т.е. спеклы] уменьшаются» (с. 432).

17.7. Основные соотношения теории радиолокационных систем с синтезированной апертурой

Обзор основных соотношений РСА построен следующим образом:

- разрешающая способность по дальности — $\delta_r \cong c/2B$ (c — скорость света, B — ширина спектра зондирующего сигнала);
- разрешающая способность по путевой дальности — $\delta_{cr} \cong \lambda / 2\Delta\theta$ (λ — длина волны, $\Delta\theta$ — угловой размер синтезированной апертуры);
- ширина луча реальной антенны $\cong \lambda/D$ (D — диаметр антенны (протяженность апертуры реальной антенны));
- разрешающая способность по путевой дальности для картографических РСА:

$$\delta_{cr} \approx \frac{\lambda}{2\Delta\theta} \approx \frac{\lambda}{2(\lambda / D)} = \frac{D}{2}; \quad (17.36)$$

- время формирования изображения: $t_A = \lambda R / (2V\delta_{cr} \cos \theta_{sq})$;
- частота повторения импульсов: $f_R = \text{ЧПИ} \geq 2V / D$ (V — скорость носителя);
- пределы изменения частоты повторения импульсов при однозначном измерении дальности, $f_R < c / 2R$:

$$\frac{2V}{D} \leq f_R < \frac{c}{2R}. \quad (17.37)$$

Для картографических РСА

$$\frac{S}{\delta_{cr}} \leq \frac{c}{(4,7)V \cos \psi}; \quad (17.38)$$

- отношение сигнал/шум

$$C/I = \frac{P_{Tx-\text{avg}} G^2 \lambda^0 \sigma^0 \delta_r}{2(4\pi)^3 R^3 k T_0 F(\text{Loss}) V \cos \psi} = \frac{P_{Tx-\text{avg}} A^2 \eta^2 \sigma^0 \delta_r}{8\pi R^3 \lambda k T_0 F(\text{Loss}) V \cos \psi}. \quad (17.39)$$

17.8. Специальные приложения радиолокационных систем с синтезированной апертурой

В этом разделе мы кратко обсудим некоторые конкретные аспекты РСА, в частности поляриметрических РСА, особенности селекции движущихся целей и получения изображения целей, совершающих колебательные движения, а также измерение высоты объекта и формирование РЛИ объектов, скрытых растительностью.

Поляриметрические РСА. Обычно, когда РЛС излучает импульс определенной поляризации (например горизонтальной — Г), он получает отраженный сигнал той же поляризации. Некоторые РЛС способны излучать сигналы одной поляризации и принимать отраженные сигналы в двух ортогональных поляризациях (например горизонтальной [Г] и вертикальной [В] или правой круговой [Р] и левой круговой [Л]). Кроме того, некоторые РЛС могут излучать сигналы на одной из двух ортогональных поляризациях и принимать в любой из переданных поляризаций, причем выбор поляризации излученных и принимаемых сигналов может изменяться от импульса к импульсу. Если зафиксированы фазы и амплитуды отраженных сигналов, то такая РЛС считается полностью *поляриметрической*. Мы можем назначить выбор поляризации следующим образом: ГВ — «излученный сигнал с Г-поляризацией, принятый с В-поляризацией» и так далее.

В ряде работ была продемонстрирована работоспособность полностью поляриметрических РСА (Салливан и др. [34], Хенд и др. [35]). Например, в работе Салливана и др. [34] описано получение изображений одного и того же участка местности с помощью РСА при использовании сигналов ГГ- и ГВ-поляризациями в Х-диапазоне, причем режимы работы с ГГ- и ГВ-поляризациями чередуются от импульса к импульсу. Описанная РСА способна с использованием чередования импульсов в цикле передача/прием сформировать последовательно сигналы ГГ-, ГВ-, ВГ- и ВВ-поляризаций и, таким образом, одновременно получить четыре РЛИ, в которых фазы соответствующих пикселей данных изображений связаны друг с другом определенными соотношениями в зависимости от типа цели.

Новак и др. [36] разработали оптимальный *поляриметрический отбеливающий фильтр* для улучшения обнаружения цели в таких наборах изображений, полученных с помощью полностью поляриметрических РСА. Использование данных полностью поляриметрических РСА на частоте 33 ГГц показало, что на РЛИ изображения отражателей двугранного типа существенно отличаются от изображений отражателей трехгранного типа, полученных с помощью того же типа РСА. Несколько двугранных уголков присутствуют в естественном фоне К_a-диапазона. Таким образом, если часть изображения РСА близко соответствует двугранному уголку, то область может содержать искусственные (рукотворные) объекты [37].

Движущиеся цели на радиолокационных изображениях

Перемещение движущейся цели. Основная теория РСА предполагает, что земная поверхность (сцена) является неподвижной. Движущаяся цель на поверхности будет иметь «неправильные» соотношения между своим расположением и скоростью линии визирования. Если цель движется по прямой с постоянной скоростью, изображение цели будет смещаться по путевой дальности следующим образом:

$$r_{\text{displ}} = \frac{V_{\text{LOS}}}{\Omega} = \frac{V_{\text{LOS}} R}{V}, \quad (17.40)$$

где Ω — кажущаяся скорость перемещения поверхности по отношению к РЛС, V_{LOS} — радиальная скорость движения цели вдоль линии визирования РЛС. В общем, сложное движение цели на протяжении сбора данных РСА мешает формированию правильного ее радиолокационного изображения.

Обнаружение движущихся целей в радиолокационных изображениях. Различные методы обработки изображений были разработаны для обнаружения и отслеживания положения движущейся цели.

РСА с одной апертурой и селекцией движущихся целей (СДЦ РСА). С помощью обычных РСА с одной апертурой рядом авторов, в том числе Ренеем [38], Фрименом [39], Фрименом и Карри [40] и Вернесом и др. [41], были получены важные результаты. Если частота повторения импульсов больше минимально необходимой для формирования изображений РСА, то имеются дополнительные частотные участки, соответствующие доплеровским смещениям частот. Данные полосы частот могут быть использованы для получения дополнительной информации. Результаты обработки сигналов от движущихся целей будут отличаться от сигналов, полученных от неподвижных целей. Фриман [39] представил краткий обзор возможных результатов по движущимся целям, охватывающим такие вопросы, как смещение по азимуту, шаг по дальности и расфокусировка по азимуту: «Вероятно, худшим дефектом ... будет смещение движущихся целей по направлению азимута от их истинного положения на поверхности Земли. Предварительный фильтр,

который мы описали, оптимизирован для целей, движущихся радиально... Такие объекты появятся на изображении, полученном с помощью РСА в правильном месте с выделением отметок движущихся целей».

Интерферометрические РСА для селекции движущихся целей. Как отмечалось в разделе 17.3, интерферометрические РСА (ИнРСА, которые иногда также обозначают как ИФРСА) имеют две антенны, сигналы которых объединяются последовательно. Две антенны смешены по горизонтали (вдоль линии, параллельной Земле) для обнаружения и селекции движущихся целей и по вертикали для возможности оценки высоты рельефа местности и наземных препятствий. Далее рассматриваются оба типа РСА с селекцией движущихся целей. Первый тип обсуждается в этом разделе, а второй ниже, в разделе «Интерферометрические РСА (Ин РСА) для измерения высоты цели».

Интерферометрические РСА с селекцией движущихся целей используются для обнаружения движущихся целей, они были разработаны компанией JPL для обнаружения океанических течений [18, 19] и улучшены несколькими научными группами [42]. Один из самых сложных методов был разработан для объединенной радиолокационной системы обнаружения и управления огнем РСА Joint STARS и использует интересную комбинацию методов РСА и селекции движущихся целей для обнаружения и оценки перемещения объектов [21].

Режим работы РСА Joint STARS включает в себя классическую РСА с режимом обзора в точку и одноканальным приемником. Она, в зависимости от продолжительности действия, работает в системе координат, привязанной к земной поверхности, что приводит к получению номинально квадратных функций рассеяния точечной цели (например, разрешающая способность по наклонной дальности равна разрешающей способности по путевой дальности). В режиме селекции движущихся целей РСА способна обнаруживать и точно определять (позиционировать) местонахождение источников помеховых отраженных сигналов, которые перемещаются как быстрее, так и медленнее наблюдаемой поверхности, выделяя сигналы от движущихся целей, ЭПР которых меньше эффективно отражающей плоскости, соответствующей одновременно отражающему элементу поверхности. Это достигается путем излучения соответствующей пачки радиоимпульсов, которые последовательно принимает каждая из трех линейно расположенных подрешеток (или портов интерферометра). В каждом канале импульсы обрабатываются с ускорением или замедлением и превращаются в матрицу элементов разрешения по дальности и доплеровскому смещению частоты, интенсивности элементарных ячеек которой можно рассматривать как радиолокационное изображение поверхности (хотя и не с таким высоким разрешением по дальности или доплеровскому смещению частоты, как в режиме формирования изображений в РСА и в целом без номинально квадратичных ФРТЦ). Каждый из портов интерферометра выдает (комплексное) «изображение», сформированное при достижимых разрешающих способностях по дальности и доплеровскому смещению частоты, которое можно назвать РСА-изображением, так как оно было сформировано из согласованной последовательности импульсов, а последующие сложные парные сочетания этих изображений с соответствующим относительным комплексным взвешиванием для обнуления помехового сигнала можно рассматривать как обработку в режиме интерферометрической РСА. С другой стороны, чтобы избежать путаницы с типом интерферометрических РСА, которые используются для измерения высоты цели, команда разработчиков Joint STARS назвала этот процесс подавлением помех с помощью интерферометрии (CSI — Clutter Suppression Interferometry)*.

Барбаросса и Фарина [43] показали, что с помощью нескольких субапертур можно значительно повысить эффективность обнаружения и позиционирования подвижных целей в пределах расширенного реального луча в соответствии с методом антенны со смешенным фазовым центром (DPCA) (Штаудаэр [44]). Они разработали процедуру обработки радиолокационных изображений в РСА с использованием произвольного числа субапертур, разделенных по горизонтали, позволяющую устранить помеховые отражения от земной поверхности при формировании изображения движущейся цели. Их подход представляет собой сочетание пространственно-временной обработки (см. работы [1, 25, 45, 46] для обсуждения

* Текст предоставлен Маршаллом Гринспеном, Northrop Grumman Corporation.

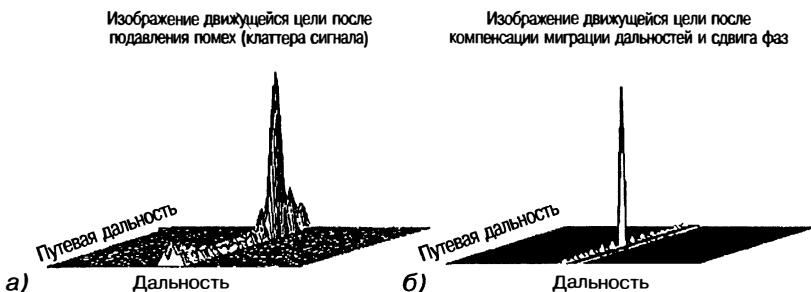


Рис. 17.10. Радиолокационное изображение движущейся цели, полученное с помощью РСА с использованием нескольких субапертур для подавления помех (данные моделирования): *а* — аддитивная обработка, *б* — аддитивная обработка с помощью РСА (источник С. Барбаросса и А. Фарина [43] © IEEE 1994)

пространственно-временной аддитивной обработки или ПВО) и частотно-временной обработки [47, 48]. На рис. 17.10а представлено изображение движущейся точечной цели, полученное путем моделирования двумерного отклика системы обработки на траекторный сигнал от движущейся точечной цели после подавления помеховых сигналов от поверхности Земли, а на рис. 17.10б — итоговый результат моделирования двумерного изображения после устранения миграции по дальности.

Авторы утверждают: «Предполагается, что (точечная) цель перемещается на местности (эффектами затенения можно пренебречь) с постоянной скоростью под углом к направлению движения РЛС. Параметры скорости были выбраны так, чтобы сделать ее очевидной по горизонтальной и путевой дальностям, которая размывает изображение цели. Отражающая способность земной поверхности была принята равной отражательной способности цели (это довольно пессимистические предположения, потому что во многих практических случаях отражательная способность цели выше). Принимаемый тепловой шум на 40 дБ ниже интенсивности сигнала, отраженного от цели, который также суммируется с принимаемым сигналом. Отражение от Земли первоначально подавляется с помощью двухэлементной антенны и двух временных выборок... Две антенны разнесены на расстояние $d = vT$ (v — скорость носителя, T — период повторения импульсов). Затем радиолокационное изображение формируется обычными методами. Результат показан на рис. [17.10а]. Размытие изображения движущейся точечной цели выглядит вполне очевидным. Учитывая параметры движения, цель переместилась на шесть элементов разрешения по дальности. Данный эффект является причиной расширения изображения цели даже по горизонтальной и путевой дальностям... Сигнал, отраженный от цели, обеспечивает решение задачи ее обнаружения, а также включает в работу канал оценки движения. Данные, полученные с высокой разрешающей способностью, изначально взвешиваются для снижения разрешающей способности по дальности. Затем процессор ищет элемент разрешения по дальности с максимальным содержанием энергии и вычисляет распределение Вигнера—Вилле (WVD — Wigner-Ville Distribution) [48] только для этого элемента... Регистрация изменения фаз затем используется для компенсации миграций по дальности и фазового сдвига данных при высокой разрешающей способности по дальности. Окончательное изображение показано на рис. 17.10б. Совершенно очевидна большая четкость изображения цели». Барбаросса и Фарина выбрали точечную цель для моделирования. Они получили точное местоположение моделируемой движущейся точечной цели, но не смогли смоделировать изображение движущейся цели большего размера, такой как транспортное средство.

Гуарино и Ибсен [49] описывают эксперимент с использованием РЛС AN/APG-76: «РЛС обеспечивает уникальный одновременный режим работы РСА/СНДЦ (секция наземных движущихся целей — сканирование реальной апертурой), в котором обнаруженные цели отображаются на РЛИ РСА в виде

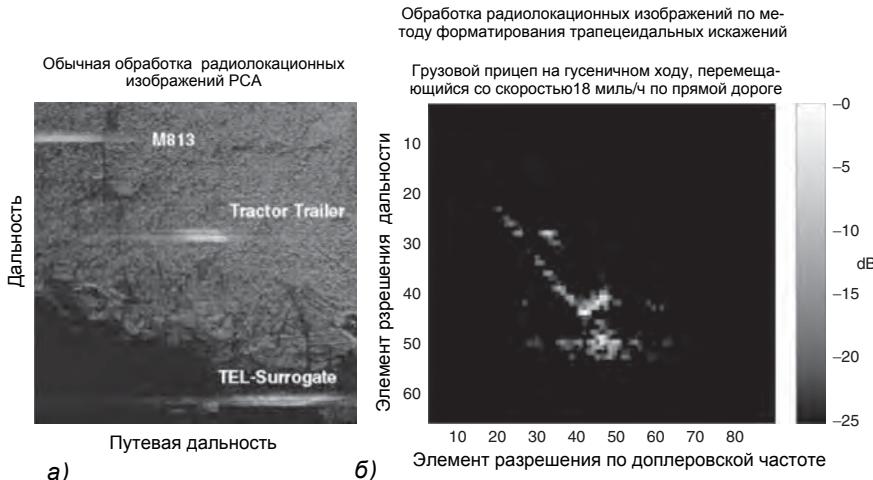


Рис. 17.11. Радиолокационное изображение движущейся цели, сформированное с помощью РСА: а — обычное радиолокационное изображение (реальные данные), на котором представлены размытые изображения движущихся транспортных средств: военный грузовик M813, грузовой прицеп на гусеничном ходу (1) и макет ракетной пусковой установки на автомобильном шасси (2); б — изображение тягача с грузовым прицепом, полученное с помощью обработки по методу форматирования трапецидальных искажений; кабина грузовика расположена в нижней, а прицепа — в верхней части изображения (источник Р.П. Перри и др. [50] © IEEE 1999)

символов движущейся цели. Символы точно расположены на своих истинных азимутальных позициях относительно центра кадра изображения... (PCA), на котором движущаяся цель отображается в виде символов, формируется и обрабатывается одновременно с работой в режиме отображения наземных движущихся целей». Авторы также дали понять, что входные сигналы системы глобального позиционирования (GPS — Global Positioning System) имеют большое значение для точного определения местоположения цели; неподвижные цели были геопривязаны с абсолютной точностью, превышающей 3 метра, а движущиеся цели (транспортные средства) — с абсолютной точностью около 15 метров. В своей работе Стимсон [5] также обсуждает результаты экспериментов с использованием РСА AN/APG-76 (с. 434, 554).

Отображение движущихся объектов на радиолокационных изображениях. Перри и др. [50] разработали метод для получения радиолокационных изображений наземных движущихся целей, которые перемещаются по неизвестной прямолинейной траектории с постоянной скоростью движения. Они обрабатывали полученные фазовые изменения с помощью процедуры форматирования трапецидальных искажений, которая устраняет последствия миграции по линейной дальности для всех наземных движущихся целей независимо от их неизвестной скорости. Благодаря этой процедуре обработки происходит автоматическая фокусировка по сигналам от движущихся целей. На рис. 17.11а показано изображение, сформированное РСА, с обычной обработкой. Данное изображение содержит три движущихся цели: военный грузовик (типа M813), грузовой гусеничный прицеп и макет (т.е. полноразмерную копию) пусковой установки на автомобильном шасси (TEL — Transporter-Erector-Launcher). На рис. 17.11б представлено изображение тягача и прицепа, полученное в результате обработки с применением процедуры фокусировки. Двухфутовая разрешающая способность позволяет получить четкие контуры кабины и прицепа грузовика.

Цели, совершающие колебательные движения, на радиолокационных изображениях, полученных с помощью РСА. Рассмотрим РСА, наблюдающую участок поверхности, содержащий точечную цель, положение которой изменяется колебательно

по синусоидальному закону (см. раздел 9.4 работы Каррары и др. [3]). Амплитуда колебаний относительно линии визирования — d . Переменная, составляющая изменения радиолокационной дальности до цели, тогда имеет вид

$$\Delta R_{\text{tgt}}(t) = d \sin(2\pi f_k t), \quad (17.41)$$

где f_k — частота колебаний.

Пусть нормированный комплексный отраженный сигнал, соответствующий стационарному пикселью, будет $e^{j2\pi f_d t}$, где f_d — доплеровское смещение частоты, соответствующее данному пикслю. (Мы предполагаем небольшую относительную ширину спектра, которая в этом случае эквивалентна величине доплеровского смещения при соответствующей центральной частоте спектра излученного сигнала, см. раздел 8.1.5 в работе Салливана [1].)

В дополнение к данному пикслю по отраженному сигналу от цели будет сформирован пиксель, соответствующий фазовой характеристике с периодической фазовой ошибкой:

$$\varphi_e = \frac{4\pi d}{\lambda} \sin(2\pi f_k t) = \varphi_0 \sin(2\pi f_k t). \quad (17.42)$$

Мы предполагаем, что $4\pi d \ll \lambda$, следовательно, $\varphi_0 \ll 1$. Нормированный комплексный сигнал, соответствующий фазовой ошибке, будет иметь вид

$$e^{j\varphi_e} = e^{j\varphi_0 \sin(2\pi f_k t)} \approx \quad (17.43)$$

$$\approx 1 + j\varphi_0 \sin(2\pi f_k t) = \quad (17.44)$$

$$= 1 + \frac{\varphi_0}{2} (e^{j2\pi f_k t} - e^{-j2\pi f_k t}). \quad (17.45)$$

Нормированный комплексный сигнал, соответствующий колеблющейся цели, следовательно, является комплексным произведением отраженного сигнала, соответствующего стационарному пикслю, и отраженного сигнала, соответствующего фазовой ошибке:

$$e^{j\varphi_{\text{dop}}} = e^{j2\pi f_d t} e^{j\varphi_e} \quad (17.46)$$

и

$$e^{j\varphi_{\text{dop}}} = e^{j2\pi f_d t} + \frac{\varphi_0}{2} (e^{j2\pi t(f_d + f_k)} - e^{j2\pi t(f_d - f_k)}). \quad (17.47)$$

На радиолокационном изображении колеблющаяся точечная цель появится в трех положениях по путевой дальности. Большая часть энергии сигнала, отраженного целью, по-прежнему появляется в нужном месте, в то же время появляются составляющие, отображаемые двумя пикселями, отстоящими от основной компоненты по путевой дальности на величину, соответствующую доплеровскому смещению частоты f_k . Таким образом, колеблющаяся цель может создавать две различных компоненты отраженного сигнала.

Соответствующие смещение по скорости $\Delta v = \pm f_{\text{vib}} \lambda / 2$ и смещение по путевой дальности тогда можно записать в виде

$$\Delta r = \frac{\Delta v}{\Omega} = \frac{\Delta v}{V} R = \pm \frac{f_k \lambda_{\text{avg}} R}{2V}, \quad (17.48)$$

где λ_{avg} — средняя длина волны (при условии малой относительной ширине спектра). Относительная амплитуда каждого из парных отраженных сигналов пропорциональна

$$\frac{\varphi_0}{2} = \frac{2\pi d}{\lambda_{\text{avg}}}, \quad (17.49)$$

$$\left(\frac{\varphi_0}{2}\right)^2 = \left(\frac{2\pi d}{\lambda_{\text{avg}}}\right)^2. \quad (17.50)$$

Таким образом, амплитуда парных отраженных сигналов пропорциональна квадрату амплитуды колебаний, а смещение путевой дальности пропорционально частоте колебаний (см. раздел 7.5.2 из работы Салливана [1]).

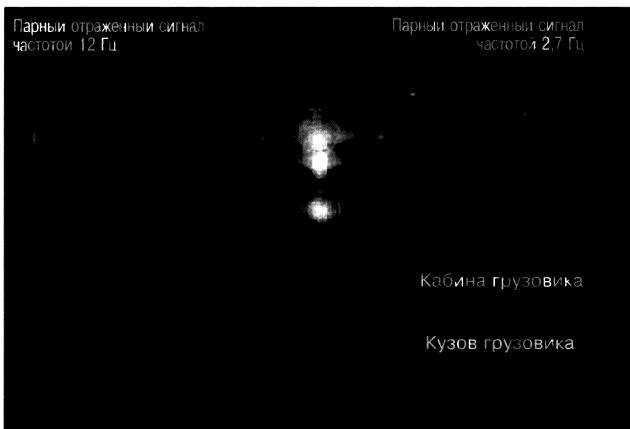


Рис. 17.12. Радиолокационное изображение области с целью, совершающей колебательные движения: в координатах «путевая дальность» (по горизонтали), «горизонтальная дальность» (по вертикали). Для радиолокационного изображения вибрирующей цели (грузовик с работающим двигателем), полученного с помощью РСА, характерны парные отраженные сигналы по путевой дальности. Частоты (2,7 Гц и 12 Гц) свойственны колебаниям конкретного грузовика, изображение которого представлено на рисунке (информация предоставлена *Northrop Grumman Corporation*)

Для ярких точечных целей или для целей, у которых величина $4\pi d$ достаточно велика по сравнению с λ , должны быть учтены дополнительные условия в формуле (17.44), описывающей тот факт, что по путевой дальности может появиться ряд парных отраженных сигналов с уменьшенной амплитудой.

На рис. 17.12 представлено радиолокационное изображение просматриваемой области, включая вибрирующую цель — грузовик с работающим двигателем. Изображение содержит два набора парных отраженных сигналов, соответствующих двум частотам колебаний, характерным конкретному наблюдаемому грузовику.

Измерение высоты объекта. При синтезировании предполагается, что область наблюдения РСА является плоской. Неровности земной поверхности могут привести к искажениям РЛИ, полученного с помощью РСА. В некоторых случаях РСА могут быть использованы для измерения высоты объектов, приподнятых над плоской местностью.

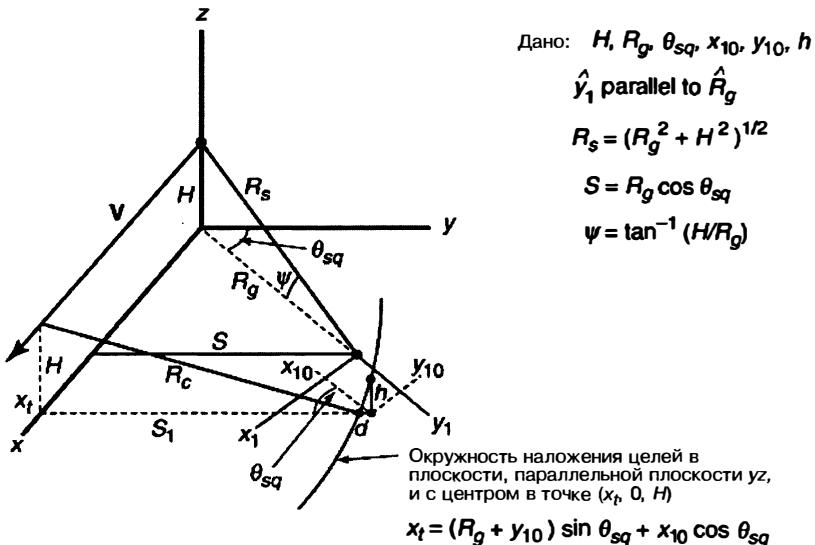
Тени. Самый простой способ измерения высоты объекта — наблюдение за длиной L_{shadow} тени, отбрасываемой объектом при облучении его РСА, с последующим расчетом высоты объекта h по известным значениям высоты полета носителя РСА над поверхностью Земли H и наземной дальности R_g :

$$h = L_{\text{shadow}} \cdot \frac{H}{R_g}. \quad (17.51)$$

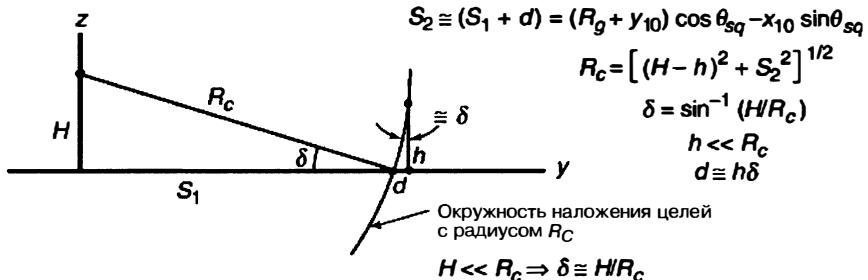
Данное выражение предполагает, что земная поверхность является плоской, однако оно может быть обобщено на случай выпуклой (вогнутой) земной поверхности, если величина R_g является относительно большой (см. раздел 3.2.2 в работе Салливана [1]). Однако теневой метод работает только для изолированных, относительно высоких объектов, расположенных на большей частью равнинной местности (например рис. 17.9).

Наложение целей. Во время обработки РСА сортирует сигналы, отраженные от цели, и отображает их в пиксели в зависимости от дальности R и скорости v цели относительно носителя РСА. Если две или более цели имеют одинаковые R и v , то они будут позиционированы в одном и том же месте на радиолокационном изображении, полученном с помощью РСА.

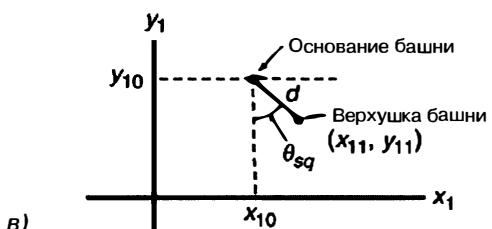
Общий вид



a)

Вид с оси $+x$ 

б)

Вид в системе координат x_1y_1 

$$x_{10}, y_{10} \ll S \Rightarrow S_1 \equiv S$$

$$R_c \equiv S = R_g \cos \theta_{sq}$$

$$d \equiv h\delta \equiv \frac{hH}{R_g \cos \theta_{sq}}$$

$$x_{11} \equiv x_{10} + d \sin \theta_{sq}$$

$$y_{11} \equiv y_{10} - d \cos \theta_{sq}$$

в)

Рис. 17.13. Наложение целей: а — общий вид, б — вид вдоль траектории полета платформы, в — вид в системе координат радиолокационного изображения, полученного с помощью PCA (фото SciTech Publishing, Inc.)

Мы определяем контур **наложения целей** как геометрическое место точек в трехмерном пространстве таким образом, что объект в любой из точек будет привязан к одному и тому же месту на радиолокационном изображении. Как показано на рис. 17.13, контур наложения целей представляет собой пересечение сферы постоянных дальностей R и конуса постоянных скоростей с углом при вершине

$\beta = \cos^{-1}(v / V)$, с осью, направленной вдоль траектории движения носителя, т.е. это круг радиуса $R \sin \beta$ впереди носителя ($\beta > 90^\circ$ соответствует положению целей позади носителя). Мы должны, следовательно, называть этот контур *кругом наложения целей*. Если в верхней части высоких объектов, таких как башни, попадает в круг наложения целей и если земная поверхность плоская, то верхняя часть башни появится на радиолокационном изображении в том же положении, как точка на Земле, где круг наложения целей пересекает земную поверхность. Изображение башни будет «сверху», отсюда и происходит номенклатура целей.

Используя рис. 17.13, рассмотрим носитель, двигающийся по прямой линии с постоянной скоростью движения на высоте H над плоской земной поверхностью, на котором находится РСА, формирующая радиолокационное изображение, центр которого находится на наклонной дальности $R_g \gg H$, угол отклонения луча θ_{sq} . Предположим, что башня высотой h ($h < H$) находится в области изображения. Для определения позиций в пределах изображения используется координатная система (x_1, y_1) . Если основание башни находится в точке (x_{10}, y_{10}) , мы хотели бы установить координаты верхушки башни на изображении.

На рис. 17.13а представлена схема в перспективе. Поскольку $R_g > H$, изодопа (y_1 — ось) составляет угол θ_{sq} с осью y . Изображение центра находится на расстоянии $S \cong R_g \cos \theta_{sq}$ от оси x , где R_g — наземная дальность. На рис. 17.13б показан вид с оси $+x$ и указан круг наложения целей, плоскость которого перпендикулярна оси x , при этом верхушка башни на радиолокационном изображении расположена на расстоянии (*расстояние наложения*) $d \cong hH / (R_g \cos \theta_{sq})$ от положения основания башни на радиолокационном изображении. На рис. 17.13в представлен вид башни на изображении в системе координат (x_1, y_1) . Координаты верхушки башни на изображении —

$$x_{11} = x_{10} + d \sin \theta_{sq}, y_{11} = y_{10} - d \cos \theta_{sq}.$$

Например, если $R_g = 100$ км, $H = 5$ км, $h = 100$ м, а $\theta_{sq} = 0$, то $d = 5$ м, $x_{11} = x_{10}$ и $y_{11} = y_{10} - 5$ м. Верхушка башни появляется на изображении на 5 м ближе к РСА, чем основание башни. Этот принцип может быть иногда использован для оценки высоты отдельно стоящих высоких объектов, расположенных на относительно ровной поверхности:

$$h \cong \frac{dR_g \cos \theta_{sq}}{H}. \quad (17.52)$$

Пересечение конуса постоянных скоростей и земной поверхности является гиперболой. Если H примерно сравнима с R , направление изодопы не будет параллельно направлению наклонной дальности. Геометрическое представление в данном случае будет более сложным, но расстояние наложения и высоту объекта все же можно оценить.

Стереометрические РСА. Два радиолокационных изображения одного и того же участка поверхности могут быть получены из нескольких мест (см. разд. 9.3.8.1 в работе Каррара и др. [3]). Некогерентное сравнение двух изображений — использование стереометода — позволяет дать оценку высоты объекта. Этот метод аналогичен тому, с помощью которого человеческий глаз формирует стереоизображение, чтобы оценить расстояние до видимых объектов. Фактически два радиолокационных изображения можно представить в виде очков, в которых левый глаз видит только одно изображение, а правый глаз — только другое, поэтому их можно напечатать на одном и том же листе бумаги разными цветами, тогда наблюдатель с помощью специальной обработки в уме будет воспринимать изображаемый участок поверхности как трехмерный.

Интерферометрические РСА (ИнРСА) для измерения высоты цели. Интерферометрическая РСА (ИнРСА) [42, 51, 52] (также называется ИФ РСА, см. раздел 9.3 в работе Каррара и др. [3] и работу Адамса и др. [20]), используемая для измерения высоты местности, формирует два радиолокационных изображения с помощью антенн, разнесенных по высоте. Затем они последовательно сравниваются для получения из изображений информации о высоте местности или объектов. (В этом случае РСА называется ИФРСАЕ, где «Е» указывает на измерение высоты.) Интерферометрические РСА могут быть выполнены на одном носителе с двумя антennами (интерферометрическая РСА для формирования изображения за один проход) или на

том же носителе, но с формированием изображения за два прохода (интерферометрическая РСА с формированием изображения за *два прохода*). Аллен [42] приводит несколько примеров полевых испытаний систем каждого типа. Очень важно, чтобы относительное расположение двух антенн было достаточно точно известно. Преимущества и недостатки двух типов интерферометрических РСА заключаются в следующем.

Интерферометрические РСА с формированием изображений за два прохода

- Не требуется никакого специального оборудования, обычные бортовые самолетные РСА могут пролететь дважды над одной и той же местностью.
- Компенсация движения является сложной задачей; положение антенн в зависимости от времени в каждом проходе должно быть известно с большой точностью.
- Длинная база (вертикальное расстояние между путями антенн) обеспечивает прекрасную разрешающую способность по вертикали (но сопровождающуюся неопределенностью).
- Состояние участка поверхности может измениться между проходами, например, из-за ветра и т.д.
- Примерные результаты даются в работе Шулера и др. [53], которые выполнили «измерения топографии местности с использованием многопроходной поляриметрической РСА».

Интерферометрические РСА с формированием изображения за один проход

- База относительно хорошо известна, обеспечивает согласованность всей синтезированной апертуры.
- Состояние участка поверхности является одинаковым для обоих изображений, так как данные по каждому собираются одновременно.
- На борту носителя возможна обработка изображения в реальном времени.
- Требуется сложное (дорогое) оборудование: две антенны, два канала приемника и два комплекта аналого-цифровых (A/D) преобразователей.
- Примерные результаты даны в работе Адамса и соавт. [20], включающей радиолокационное изображение стадиона Мичиганского университета в Анн-Арборе, которое можно просмотреть в двухцветных очках.
- Чтобы понять теоретические основы работы интерферометрических РСА, рассмотрим сначала две антенны *A* и *B*, разнесенные по вертикали на величину базы *L*.

Во время наблюдения точечная цель *a* располагается на ровной земной поверхности на расстоянии *R*, а линия визирования РЛС пересекает плоскую поверхность под углом скольжения ψ_1 (рис. 17.14). Рассмотрим две возможности: 1) одна антenna излучает и каждая антenna принимает ($n = 1$) сигналы, 2) антenna *A* излучает и принимает сигналы, антenna *B* излучает, а затем принимает ($n = 2$) сигналы. Для «одночастотного» импульса с длиной волны λ разность фаз отраженных сигналов, полученных от точечной цели, наблюдается с помощью двух антенн (см. рис. 17.14):

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi ns}{\lambda} = \frac{2\pi nL \sin \psi_1}{\lambda}. \quad (17.53)$$

Рассмотрим теперь те же антенны *A* и *B*, наблюдающие вторую точечную цель *b*, которая находится на расстоянии *h* над плоской поверхностью Земли и на дальности *R*; радиолокационная линия визирования РЛС пересекает параллель к плоской поверхности Земли под углом скольжения ψ_2 . Разность фаз отраженных сигналов, принятых от точечной цели при наблюдении с двух антенн, имеет вид

$$\Delta\phi_2 = \frac{2\pi nL \sin \psi_2}{\lambda}. \quad (17.54)$$

Рассмотрим величину

$$\Delta\phi = |\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1| = \frac{2\pi nL}{\lambda} |\sin \psi_2 - \sin \psi_1|. \quad (17.55)$$

Мы предполагаем, что $h \ll R$ и, следовательно, $\psi_2 \approx \psi_1 \approx (\psi_2 + \psi_1)/2 = \psi$. Тогда в тех случаях, когда $\Delta\phi = |\psi_2 - \psi_1|$, из рис. 17.14

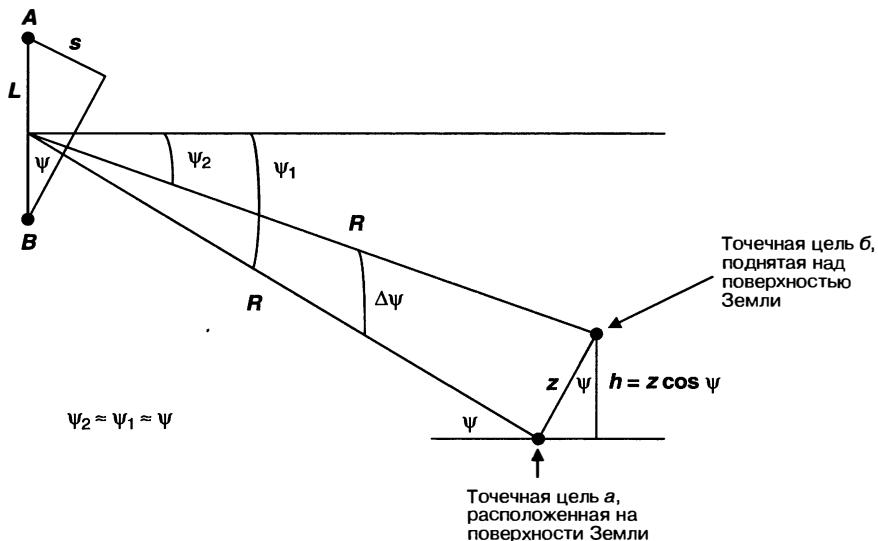


Рис. 17.14. Интерферометрическая РСА — вертикальное разнесение антенн позволяет оценить высоту цели по отношению к среднему уровню земной поверхности или, в более общем случае, сравнивать высоты рельефа местности и цели (источник SciTech Publishing, Inc.)

$$\Delta\phi \approx \frac{2\pi nL}{\lambda} \cos \psi \Delta\psi = \frac{2\pi nL}{\lambda} \cos \psi \frac{h}{R \cos \psi} = \frac{2\pi nLh}{\lambda R}. \quad (17.56)$$

Рассмотрим теперь величину $\Delta\phi$, соответствующую изменению $|\delta(\Delta\phi)|$, обусловленную изменением величины h и обозначаемую как $|\delta h|$:

$$|\delta(\Delta\phi)| = \frac{2\pi nL}{\lambda R} |\delta h|. \quad (17.57)$$

Антенны A и B можно считать разнесенными по вертикали на самолете. Соотношения между $\delta(\Delta\phi)$ и изменением высоты местности δh (при антенах, размещенных по вертикали) можно записать как

$$|\delta h| = \frac{\lambda R |\delta(\Delta\phi)|}{2\pi nL}. \quad (17.58)$$

Измерение высоты рельефа может быть также выполнено с помощью интерферометрических РСА, установленных на самолетах. В этом случае две антенны разнесены горизонтально (перпендикулярно траектории полета) на расстояние L . Самолет выполняет крен под углом $\gamma > 0$ и собирает данные об отраженных сигналах от плоской поверхности Земли при угле скольжения ψ (рис. 17.15). Тогда эффективная апертура (перпендикулярная линии визирования) определяется как $L \sin(\psi + \gamma)$, а не $L \cos \psi$. На основании геометрии схемы на рис. 17.15 (при антенах, разделенных по горизонтали) мы можем записать

$$|\delta h| = \frac{\lambda R |\delta(\Delta\phi)| \cos \psi}{2\pi nL \sin(\psi + \gamma)}. \quad (17.59)$$

При любом геометрическом представлении, ввиду наличия шумов в обоих каналах, ожидаемая точность измерения разности фаз (1-сигма), данная Лебаноном [17],

$$\delta(\Delta\phi) = \frac{1}{\sqrt{C/\text{III}}} \sqrt{2}, \quad (17.60)$$

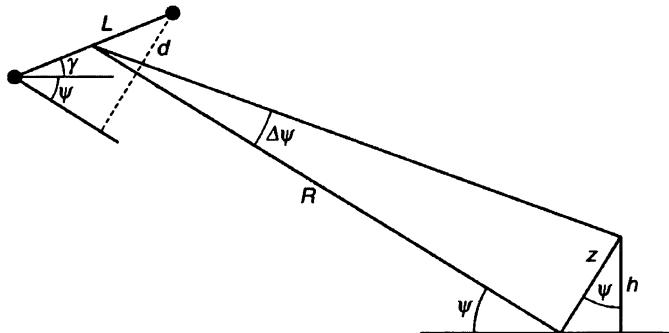


Рис. 17.15. Интерферометрическая РСА — горизонтальное разнесение антенн: пока две апертуры не лежат на одной линии визирования целевой области, оценка высоты местности может быть произведена путем сравнения фаз отраженных сигналов, полученных двумя апертурами (источник *SciTech Publishing, Inc.*)

где С/Ш — отношение сигнал/шум (см. разд. 17.6). Таким образом, теоретическая точность измерения высоты местности имеет вид

$$\delta h = \frac{\lambda R}{\pi n L \sqrt{2 \text{С/Ш}}} \quad (17.61)$$

при вертикальном разносе антенн (без выполнения крена),

$$\delta h = \frac{\lambda R \cos \psi}{\pi n L \sin(\psi + \gamma) \sqrt{2 \text{С/Ш}}} \quad (17.62)$$

при горизонтальном разносе антенн.

Кроме того, когда изменение фазы превышает диапазон однозначности, ее изменения кратны 2π и наблюдается неопределенность в измерениях высоты рельефа местности. Соответствующий этому изменению диапазон высот вычисляется путем замены $\delta(\Delta\phi)$ на 2π в формулах (17.58) и (17.59):

$$\Delta h = \frac{\lambda R}{n L} \quad (17.63)$$

при вертикальном разносе антенн (без выполнения крена),

$$\Delta h = \frac{\lambda R \cos \psi}{n L \sin(\psi + \gamma)} \quad (17.64)$$

при горизонтальном разносе антенн.

Хотя мы вывели эти отношения для одиночного монохроматического импульса, они могут применимы (см. раздел 8.1.5 из работы Салливана [1] и разделы 3.0 и 9.3 в работе Каррары и др. [3]) и при формировании пикселей изображения, получаемых с помощью РСА, при замене λ на c/f_{avg} .

Национальное управление по аэронавтике и исследованию космического пространства (НАСА) провело успешную космическую экспедицию с использованием Space Shuttle Topography Mission (SRTM) однопроходной поляриметрической интерферометрической РСА X- и С-диапазонов, антенны которой были установлены как на самом шаттле, так и на выносной штанге и позволили получить полную трехмерную карту поверхности Земли между 60° с.ш. и 56° ю.ш., т.е. почти 80% поверхности с наилучшей точностью по вертикали 6 метров на 30-метровой горизонтальной сетке [54].

РСА для обнаружения целей сквозь листву деревьев (FOPEN — Foliage-Penetration). Несмотря на более высокую частоту (более 2 ГГц), микроволны плохо проходят сквозь листву деревьев в отличие от волн с низкими частотами (Флейшман и др. [55]; см. также раздел 21-6 из работы Улаби и др. [56]). Например, для С-диапазона

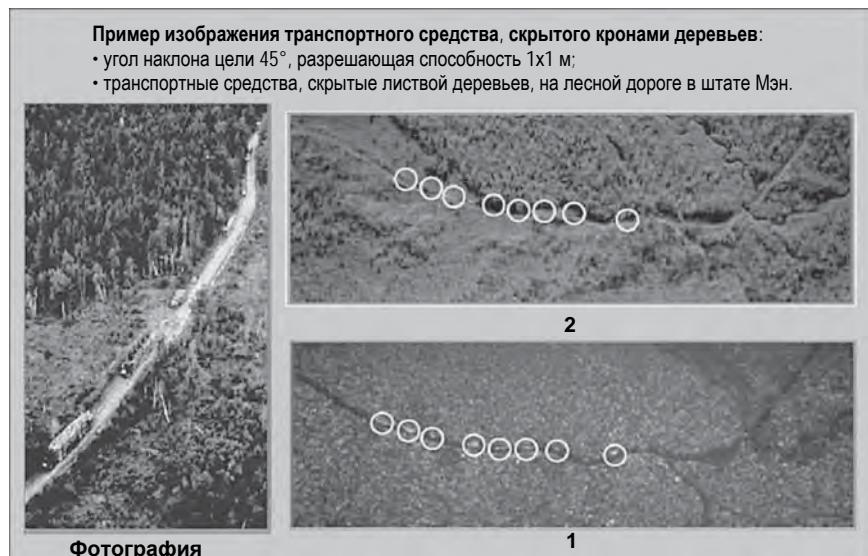


Рис. 17.16. Радиолокационные изображения, выполненные обычными PCA (1) и PCA FOPEN (2): на радиолокационных изображениях, полученных обычными PCA, цель – транспортное средство – не может быть сразу обнаружена, в то время как на изображении, сформированном с помощью PCA FOPEN, она хорошо заметна (источник http://www.darpa.mil/DARPAtech2000/Presentations/spo_pdf/4MoyerCCTB&W.pdf)

ослабление сигналов кроной деревьев обычного леса колеблется примерно от 10 дБ до 40 дБ; вероятность того, что затухание будет менее 20 дБ, составляет около 0,2. С другой стороны, для СВЧ-диапазона затухание изменяется в пределах от 0 до примерно 20 дБ, причем половину времени эти величины меньше 7 дБ. Таким образом, для успешной работы FOREN необходимо использовать СВЧ-диапазон: более короткие волны не проникают через листья, в то время как для бортовых приложений PCA, работающих на более длинных волнах, потребуются непомерно большие антенны. (Конкретные значения затухания [дБ/м] меняются в зависимости от угла скольжения, вида деревьев, плотности и влажности их листвы, однако вышеизложенное представляет собой краткое изложение этих результатов, более детальное изложение данных вопросов приведено в работе Флейшмана и др. [55].)

Время синтезирования t_A , необходимое для сбора достаточных данных при формировании радиолокационного изображения PCA, можно найти по формуле (17.6). Например, предположим, что $R = 100$ км, $V = 180$ м/с (350 узлов), $\theta_{sq} = 0$ и $\delta_{cr} = 1$ м. Для $f = 10$ ГГц (Х-диапазон, $\lambda = 0,03$ м) $t_A = 8,3$ с., а относительная полоса частот $B/f_o = 0,015$. С другой стороны, для $f_o = 0,5$ ГГц ($\lambda = 0,6$ м) имеем $t_A = 167$ с. = 2,8 мин. и $B/f_o = 0,3$. Такая высокая относительная ширина полосы частот (ультрапширокополосные PCA) создает проблемы при проектировании аппаратных ее элементов, таких как антенны, которые являются достаточно линейными по всему диапазону частот [57]. Кроме того, большое время синтезирования создает большие проблемы при компенсации траекторных нестабильностей, а широкая диаграмма реального луча добавляет проблем при обработке. Вероятно, что потребуется применение алгоритма компенсации миграции по дальности (RMA, см. разд. 17.3). Кроме того, для расчета разрешающей способности по путевой дальности будет неприемлемо предположение о малости изменения угла.

Ряд авторов сообщают об успешных результатах работы PCA FOPEN, в которой использовались такие системы, как Р-3 PCA Мичиганского института экологических исследований (Environmental Research Institute of Michigan) [58, 59], зонд CARABAS Swedish National Defense Research Establishment [60] и PCA SRI International Ultra-Wideband [61]. Кроме того, Мойер [62] представил изображения обычных PCA и FOPEN

PCA, которые свидетельствуют, что транспортные средства, скрытые листвой деревьев, могут быть обнаружены с большей вероятностью с помощью FOPEN PCA по сравнению с обычными PCA, пример изображения приведен на рис. 17.16.

Литература

1. R. J. Sullivan, *Radar Foundations for Imaging and Advanced Concepts*, Raleigh, NC: SciTech, 2004; previously published as *Microwave Radar: Imaging and Advanced Concepts*, Norwood, MA: Artech House, 2000.
2. L. J. Cutrona, "Synthetic aperture radar," in M. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990; 1st Ed., New York: McGraw-Hill, 1970.
3. W. G. Carrara, R. S. Goodman, and R. M. Majewski, *Spotlight Synthetic Aperture Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1995.
4. J. Curlander and R. McDonough, *Synthetic Aperture Radar*, New York: John Wiley and Sons, 1991.
5. G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd Ed., Mendham, NJ: SciTech, 1998.
6. C. J. Jakowatz, Jr., D. E. Wahl, P. H. Eichel, D. C. Ghiglia, and P. A. Thompson, *Spotlight-Mode PCA: A Signal-Processing Approach*, Boston: Kluwer Academic Publishers, 1996.
7. S. A. Hovanessian, *Introduction to Synthetic Array and Imaging Radars*, Norwood, MA: Artech House, 1980.
8. R. O. Harger, *Synthetic Aperture Radar Systems: Theory and Design*, New York: Academic Press, 1970.
9. R. Birk, W. Camus, E. Valenti, and W. McCandless, "Synthetic aperture radar imaging systems," *IEEE AES Magazine*, pp. 15–23, November 1995.
10. C. Jackson and J. Apel (deceased; the book is dedicated to him), *Synthetic Aperture Radar Marine User's Manual*, Washington, DC: Department of Commerce, National Oceanic and Atmospheric Administration (NOAA), 2004.
11. D. Ausherman, A. Kozma, J. Walker, H. Jones, and E. Poggio, "Developments in radar imaging," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-20, no. 4, July 1984.
12. C. Wiley, "Synthetic aperture radars," *IEEE Transactions Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-21, pp. 440–443, May 1985.
13. L. J. Cutrona, W. E. Vivian, E. N. Leith, and G. O. Hall, "A high-resolution radar combat-surveillance system," *IRE Transactions on Military Electronics*, vol. MIL-5, no. 2, pp. 127–131, April 1961. (Reprinted in Kovaly.15)
14. C. W. Sherwin, J. P. Ruina, and R. D. Rawliffe, "Some early developments in synthetic aperture radar systems, *IRE Transactions on Military Electronics*, vol. MIL-6, no. 2, pp. 111–115, April 1962. (Reprinted in Kovaly.15)
15. J. J. Kovaly, *Synthetic Aperture Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1976. (This is a collection of early classic papers concerning PCA.)
16. D. C. Schleher, *MTI and Pulsed Doppler Radar*, Norwood, MA: Artech House, 1991.
17. N. Levanon, *Radar Principles*, New York: Wiley-Interscience, 1988.
18. R. M. Goldstein and H. A. Zebker, "Interferometric radar measurement of ocean currents," *Nature*, vol. 328, pp. 707–709, 1987.
19. R. M. Goldstein, H. A. Zebker, and T. P. Barnett, "Remote sensing of ocean currents," *Science*, vol. 246, pp. 1282–1285, 1989.
20. G. F. Adams et al., "The ERIM interferometric PCA: IFPCA," in *Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference*, 1996, pp. 249–254. (Reprinted in *IEEE AES Systems Magazine*, December 1996.)
21. M. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*: 1st Ed., New York: McGraw-Hill, 1962; 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1980; 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
22. S. Musman, D. Kerr, and C. Bachmann, "Automatic recognition of IPCA ship images," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 4, pp. 1392–1404, October 1996.

23. W. L. Wolfe and G. Zissis (eds.), *The Infrared Handbook*, rev. ed., Ann Arbor, MI: Environmental Research Institute of Michigan (now General Dynamics, Ypsilanti, MI), 1989.
24. M. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, New York: McGraw-Hill, 2005.
25. R. Klemm, *Principles of Space-Time Adaptive Processing*, London: IEE, 2002.
26. E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section*, 2nd Ed., Raleigh, NC: SciTech, 2004.
27. E. O. Brigham, *The Fast Fourier Transform and Its Applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.
28. E. D. Kaplan, *Understanding GPS, Principles and Applications*, Norwood, MA: Artech House, 1996.
29. R. W. Bayma and P. A. McInnes, "Aperture size and ambiguity constraints for a synthetic aperture radar," in Proc. 1975 International Radar Conference, pp. 499–504. (Reprinted in Kovaly.15)
30. F. M. Henderson and A. J. Lewis (eds.), *Principles and Applications of Imaging Radar*, New York: Wiley, 1998.
31. C. Oliver and S. Quegan, *Understanding Synthetic Aperture Radar Images*, Norwood, MA: Artech House, 1998.
32. F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, January 1978.
33. D. Barton, *Radar Systems Analysis and Modeling*, Norwood, MA: Artech House, 2004.
34. R. J. Sullivan, A. D. Nichols, R. F. Rawson, C. W. Haney, F. P. Dareff, and J. J. Schanne, Jr., "Polarimetric X/L/C-band PCA," in *Proceedings of the 1988 IEEE National Radar Conference*, 1988, pp. 9–14.
35. D. N. Held, W. E. Brown, and T. W. Miller, "Preliminary results from the NASA/JPL multifrequency, multipolarization PCA," in *Proceedings of the 1988 IEEE National Radar Conference*, 1988, pp. 7–8. See also P. A. Rosen et al., "UAVPCA: New NASA airborne PCA system for research," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 11, pp. 21–28, November 2007.
36. L. M. Novak, M. C. Burl, and W. W. Irving, "Optimal polarimetric processing for enhanced target detection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, no. 1, pp. 234–243, January 1993.
37. L. M. Novak, S. D. Halversen, G. J. Owirka, and M. Hiett, "Effects of polarization and resolution on PCA ATR," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 102–115, January 1997.
38. R. K. Raney, "Synthetic aperture imaging radar and moving targets," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-7, no. 3, pp. 499–505, 1971.
39. A. Freeman, "Simple MTI using synthetic aperture radar," in *Proceedings of IGARSS 1984 Symposium*, ESA SP-215, 1984.
40. A. Freeman and A. Currie, "Synthetic aperture radar (PCA) images of moving targets," *GEC J. Res.*, vol. 5, no. 2, pp. 106–115, 1987.
41. S. Werness, W. Carrara, L. Joyce, and D. Franczak, "Moving target algorithms for PCA data," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-26, no. 1, pp. 57–67, 1990.
42. C. T. Allen, "Interferometric synthetic aperture radar," *IEEE GRS Society Newsletter*, pp. 6–13, November 1995.
43. S. Barbarossa and A. Farina, "Space-time-frequency processing of synthetic aperture radar signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 30, no. 2, pp. 341–358, April 1994.
44. F. M. Staudaher, "Airborne MTI," Chapter 16 in *Radar Handbook*, M. Skolnik (ed.), 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990.
45. J. Ward, *Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar*, Technical Report 1015, Lexington, MA: Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology, 1994.
46. J. Guerci, *Space-Time Adaptive Processing for Radar*, Norwood, MA: Artech House, 2003.

47. V. C. Chen and H. Ling, Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis, Norwood, MA: Artech House, 2002.
48. L. Cohen, "Time-frequency distributions—a review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 7, July 1989.
49. R. Guarino and P. Ibsen, "Integrated GPS/INS/PCA/GMTI radar precision targeting flight test results," in *Proceedings Institute of Navigation GPS-95 Conference*, 1995, pp. 373–379.
50. R. P. Perry, R. C. DiPietro, and R. L. Fante, "PCA imaging of moving targets," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 188–200, January 1999.
51. J. Rodriguez and J. M. Martin, "Theory and design of interferometric synthetic aperture radar," *IEE Proceedings, Part F*, vol. 139, pp. 147–159, April 1992.
52. R. Bamler and P. Hartl, "Synthetic aperture radar interferometry," *Inverse Problems*, vol. 14, pp. R1 to R54, August 1998. See also F. Gini and F. Lombardini, "Multibaseline cross-track PCA interferometry: A signal-processing perspective," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 8, Part 2: Tutorials, pp. 71–93, August 2005 ; M. A. Richards, "A beginner's guide to interferometric PCA concepts and signal processing," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 9, Part 2: Tutorials, pp. 5–29, September 2007.
53. D. L. Schuler, J-S Lee, T. L. Ainsworth, and M. R. Grunes, "Terrain topography measurement using multipass synthetic aperture radar data," *Radio Science*, vol. 35, no. 3, May–June 2000, pp. 813–832.
54. W. B. Scott, "Flight to radar-map Earth from space," *Aviation Week and Space Technology*, pp. 50–53, September 20, 1999 (Cover Story).
55. J. G. Fleischman, S. Ayasli, E. M. Adams, D. R. Gosselin, M. F. Toups, and M. A. Worriss, "Foliage penetration experiment," (series of three papers), *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 134–166, January 1996. (This series of papers was awarded the 1996 M. Barry Carlton Award; see *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, no. 4, p. 1472, October 1999.)
56. F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, *Microwave Remote Sensing*, 3 Volumes, Norwood, MA: Artech House, 1986.
57. E. L. Ayers, J. M. Ralston, R. P. Mahoney, P. G. Tomlinson, and J. McCorkle, "Antenna measures of merit for ultra-wide synthetic aperture radar," in *Proceedings of the 1998 IEEE Radar Conference*, 1998, pp. 331–336.
58. N. Vandenberg, D. R. Sheen, S. Shackman, and D. Wiseman, "P-3 ultrawideband PCA: System applications to foliage penetration," *Proceedings SPIE*, vol. 2757, pp. 130–135, 1996.
59. M. F. Toups, L. Bessette, and B. T. Binder, "Foliage penetration data collections and investigations utilizing the P-3 UWB PCA", *Proceedings SPIE*, vol. 2757, p. 136–144, 1999.
60. L. M. H. Ulander and P. O. Frolind, "Precision processing of CARABAS HF/VHF-band PCA data," *Proceedings IEEE Geoscience Remote Sensing Symposium IGARSS 1999*, Hamburg, Germany, vol. 1, 1999, p. 47–49. Also see L.M. Ulander et al., "Detection of concealed ground targets in CARABAS PCA images using change detection," *Proceedings SPIE*, vol. 3721, p. 243–252, *Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery VI*, E. G. Zelnio (ed.), 1999.
61. E. M. Winter, M. J. Schlangen, and C. R. Hendrikson, "Comparisons of target detection in clutter using data from the 1993 FOPEN experiments," *Proceedings SPIE*, vol. 2230, p. 244–254, *Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery*, D. A. Giglio (ed.), 1994.
62. L. Moyer, "Counter concealed target technologies," presented at DARPA Tech 2000, http://www.darpa.mil/DARPATech2000/Presentations/spo_pdf/4MoyerCCTB&W.pdf.

ГЛАВА 18

КОСМИЧЕСКИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

*P. Кейт Рени
лаборатория прикладной физики
университета Джона Хопкинса*

18.1. Обзор основных систем

Основные факторы развития. Во всем мире уровень инвестиций в космические РЛС (SBR — Space-Based Radar) на момент написания этой главы составлял порядка 1 млрд долл. в год. Космические РЛС с синтезированной апертурой (PCA) с разрешающей способностью 1 м стали нормой, подобные системы находятся в стадии разработки или уже начали эксплуатироваться по крайней мере в семи странах. В соответствующих разделах данной главы подробно описано, что точность измерений изменения высоты земной поверхности сейчас растет примерно на 1 миллиметр в год, как это установлено космическими РЛС двух различных классов наблюдения за земной поверхностью (PCA и радиолокационных высотометров). Некоторые страны финансируют разработку РЛС для разведки Луны и других небесных тел Солнечной системы. Продолжается работа над патентами и изобретениями, которые находят место в разработке космических РЛС. Короче говоря, космические РЛС являются захватывающей, востребованной, обширной и растущей темой исследований и разработок.

Эксплуатация и разработка космических радиолокационных систем сталкиваются с фундаментальными проблемами. Допустимые варианты значений нескольких параметров (таких как частота повторения импульсов) у РЛС космического базирования более ограничены, чем у бортовых самолетных систем. Кроме того, аппаратная среда устанавливает более строгие ограничения на реализацию: космические РЛС невозможно постоянно обслуживать вручную, также нельзя производить замену отказавших запасных частей на месте. Тем не менее отдача от космических РЛС более чем компенсирует эти проблемы, так как космическое пространство предлагает уникальные перспективы для наблюдения Земли и является важным этапом лунных или планетарных исследований.

Описанные и пропущенные темы. В этой главе представлено описание космических РЛС дистанционного зондирования. В центре внимания находится тип II космических РЛС, которые уже были кратко описаны в предыдущей редакции настоящего издания, в том числе базирующиеся на околоземной орбите и на орbitах планетных систем. Материал этой главы предназначен для достаточно полного обсуждения на исследовательском уровне, изложение материала фокусируется на отдельных примерах, чтобы проиллюстрировать применение конкретных реализаций или технологических инноваций. Первым выдающимся примером является спутник Seasat, запущенный в 1978 году (см. рис. 18.1), который (как предполагает его название) был разработан для океанических наблюдений. На его борту были установлены три космических РЛС: радиолокационная система с синтезированием апертуры, высотомер и рефлектометр (скаттерометр). Как читатель обнаружит в этой главе, эти три инструмента Seasat определили начальные парадигмы практически для всех последующих РЛС своих классов [1, 2].

Эта глава не включает в себя обсуждение типа I специализированных космических РЛС ближнего действия, подробно описанных в предыдущих изданиях, таких как РЛС для управления конечным этапом илистыковки космических

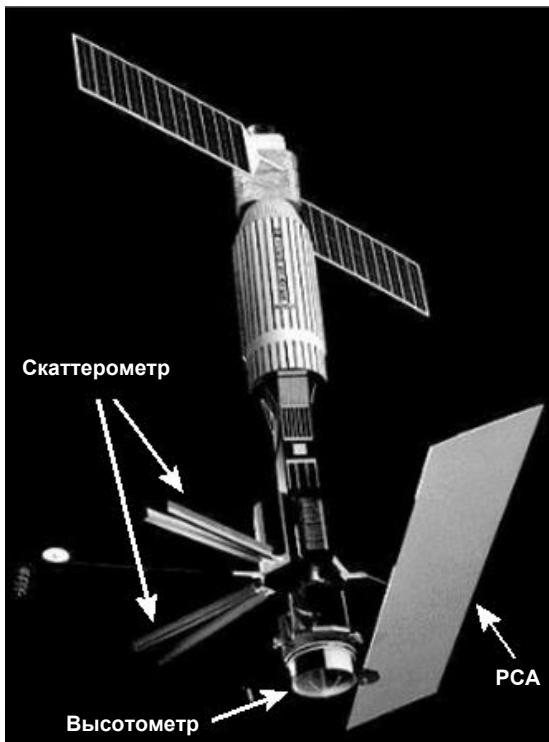


Рис. 18.1. Спутник Seasat с изображением антенн трех РЛС (фото NASA)

аппаратов. Кроме того, не рассматриваются космические РЛС типа III, такие как многофункциональные космические системы для РЛС космического базирования, используемые для наблюдения земной поверхности или воздушного пространства. (Хотя эти большие классы космических РЛС интересны в принципе, предполагаемые затраты на их разработку остаются сдерживающим фактором, особенно если их прежние спонсоры ожидают приближения производительности данных систем к текущим характеристикам РЛС для наблюдения за воздушным пространством и обзорным РЛС.) За исключением упоминания о нескольких основных концепциях, в этой главе мы решили не углубляться в обширную орбитологическую тематику и реализацию аппаратных концепций, предназначенных исключительно для использования в космосе, а также системную интеграцию и испытания, о чем заинтересованный читатель может прочесть в рекомендуемых литературных источниках [3, 4].

Основные параметры орбиты. В отличие от самолетного носителя, который может перемещаться куда угодно в любое время (в зависимости от запаса топлива и воздушно-космических ограничений), положение и скорость спутника, находящегося на орбите около планетарного тела, жестко регулируется орбитальной динамикой, подчиняющейся законам Кеплера. Кроме того, доступ космической РЛС к данной области зависит от скорости вращения планеты, а также от положения спутника на орбите и геометрической схемы обзорных параметров РЛС. Таким образом, в проектирование миссии космической РЛС должны быть включены следующие основные параметры: высота орбиты, орбитальная скорость космического аппарата (и, следовательно, период обращения), наклон орбиты и скорость вращения планеты.

Космические РЛС для наблюдения Земли, такие как РСА, как правило, работают на борту космического аппарата, расположенного на близкой к круговой низкой околоземной орбите (LEO — Low-Earth Orbits). Типичная высота низко-

орбитального спутника — от 500 до 850 км. На малой высоте космические РЛС испытывают большое сопротивление атмосферы, тогда как большие высоты предполагают более высокие уровни излучения и большую дальность работы РЛС, ни одно из этих условий нежелательно в большинстве случаев. Космические скорости спутника на этой высоте составляют примерно 7,5 км/с; их соответствующие периоды — около 100 минут. Вращение Земли (со скоростью примерно 0,25 градусов/мин) смешает экваториальную проекцию на земную поверхность позиции спутника на орбите примерно на 3300 км в зависимости от орбиты. Высота орбиты обычно может быть выбрана для настройки скорости и периода вращения вокруг Земли, чтобы точный повтор картины происходил через заданное число дней. Период повторного прохода часто является целым числом, например 24-дневный период повторного прохода у РЛС RADARSAT, хотя нецелые числа периода могут оказаться более предпочтительными, например 9,916-дневный период повторного прохода радиолокационного высотомера TOPEX/Poseidon. Параметры орбиты, такие как период повторного прохода, должны поддерживаться постоянными, что требует небольших манипуляций с маневрированием космического аппарата за счет использования его собственного двигателя [4], которые обычно выполняются каждые несколько недель для обеспечения миссии низкоорбитального спутника. Время пересмотра данного параметра космических РЛС зависит от ширины полосы охвата конкретной РЛС по дальности, а также от точного орбитального периода повторного прохода и широты интересующего места на поверхности Земли. Угол обзора конкретной космической РЛС вне надира* можно регулировать для повышения эффективности частоты периода повторного прохода по орбите. Обратите внимание, что орбитальные маневры не являются практическим средством повышения частоты покрытия местности, так как большое изменение высоты (отсюда и скорости) и тем более любое изменение наклона орбиты (угол инерциальной плоскости орбиты относительно экватора Земли) потребует значительных расходов драгоценного топлива на борту космического аппарата [3].

Земля сплюснута у полюсов в основном благодаря своему относительно быстрому вращению. Отсутствие сферической симметрии Земли в поле силы тяжести на орбитальной высоте вызывает действие небольших боковых сил на наклонной плоскости орбиты, которые, следовательно, прецессируют в инерциальном пространстве. Величиной, направлением и скоростью прецессии орбиты можно управлять с помощью выбора наклона и средней высоты орбиты. Многие спутниковые платформы используют эту степень свободы для создания солнечно-синхронной орбиты, которая сохраняет постоянный угол наклона своей плоскости относительно солнечного освещения в течение всего года. Космический аппарат Envisat Европейского космического агентства (ЕКА) является хорошим примером низкоорбитальных солнечно-синхронных спутников, имеющих наклон орбиты $98,5^\circ$ [†] и высоту 785 км. Для космического аппарата, находящегося на солнечно-синхронной орбите, который несет на борту оптические приборы (например японский ALOS), выбрана фаза угла направления на Солнце таким образом, чтобы способствовать освещению поверхности, в результате спутник обычно занимает полуденную орбиту, с которой большая часть поверхности Земли наблюдается примерно в одно и то же местное время — около полудня. Позиционирование спутника на таких орbitах предполагает, что космический аппарат должен проходить через тень Земли примерно половину времени нахождения на орбите, что ставит перед разработчиками соответствующие задачи проектирования тепловых и электроэнергетических подсистем в частности. И наоборот, космические аппараты, которые несут на борту только РЛС, такие как RADARSAT, стремятся занять позицию на орбите с благоприятным освещением космического аппарата. Естественным результатом в данном случае является так называемая утро-вечерняя

* Надир является точкой на поверхности Земли под позицией космического аппарата, в которой радиус-вектор от центра Земли до космического корабля пересекает земную поверхность под прямым углом.

[†] Наклон орбиты больше 90° является ретроградным, потому что его составляющая скорости E-W в восходящем проходе идет вразрез с направлением вращения Земли в отличие от прогрессивной орбиты, наклон которой менее 90° .

орбита, на которой работа спутника и его систем, зависящих от мощности солнечных панелей, позволяет избежать нахождения в тени Земли почти в любое время дня и ночи и в любое время года.

Некоторые приложения особенно хорошо работают при точном повторном проходе по орбите. Например, если группа орбитальных траекторий находится в пределах малой окрестности друг от друга над нужной поверхностью покрытия на Земле, то радиолокационные измерения с нескольких орбит могут быть сопоставлены ко-герентно и, таким образом, окажутся потенциально чувствительными в пределах длины волн к изменениям на просматриваемой поверхности, произошедшим между наблюдениями. Такая когерентная обработка изменений является стандартной методикой при применении космических интерферометрических РСА и рассматривается в следующем разделе. Точный повторный проход по орбите является стандартным для большинства радиолокационных высотомеров, но уже по геофизическим соображениям, а не исходя из взаимной когерентности. Солнечная синхронность приводит к своим собственным проблемам для высотомеров океанической поверхности. Эти комментарии подробно изложены в разделе 18.3.

Как обсуждалось в нескольких главах этой книги, производительность доплерчувствительных РЛС зависит от скорости их платформы. Скорость космических аппаратов на орбите на высоте h над планетой радиуса R_P и массы M_P задается выражением

$$V_{sc} = \sqrt{M_P G / (R_P + h)}, \quad (18.1)$$

где G является универсальной гравитационной постоянной* $6,67 \times 10^{-11}$ Н м²кг [2]. В табл. 18.1 представлен перечень скоростей космических аппаратов при нахождении на их орbitах небесных тел Солнечной системы, которые уже были исследованы или, вероятно, будут исследоваться с помощью РЛС доплеровского типа. Возможные высоты спутника ограничены снизу преобладающей плотностью атмосферы планеты. В последнем столбце таблицы указано произведение высоты на скорость hV_{sc} , соответствующее каждой записи. Данное произведение представляет собой масштабный коэффициент, характеризующий доплеровское пространство по дальности для космических РЛС, предназначенных для развертывания в этой среде. Данный параметр увеличивается примерно в 40 раз в направлении от Земли до Европы, спутника Юпитера. Отсюда следует, что конструкции РЛС, которые работают в одной ситуации, могут не соответствовать эксплуатации на орбитах других небесных тел.

Таблица 18.1. Скорости космических аппаратов

Небесное тело	Масса, кг	Радиус, км	Высота орбиты h , км	V_{sc} , м/с	hV_{sc} , км ² /с
Земля	$5,97 \times 10^{24}$	6380	800	7466	6000
Венера	$4,87 \times 10^{24}$	6052	300	7151	2200
Марс	$6,4 \times 10^{23}$	3397	400	3353	1600
Ганимед	$1,4 \times 10^{23}$	2631	100	1849	185
Каллисто	$1,08 \times 10^{23}$	2400	100	1697	170
Луна	$7,35 \times 10^{22}$	1737	100	1634	160
Европа	$4,8 \times 10^{22}$	1569	100	1385	140

Часто говорят, что РЛС являются «всепогодными», но это обобщение явно неуместно, особенно для космических РЛС. В космосе ионосфера и/или атмосфера

* Н является стандартным символом единицы измерения силы — ньютона (1 Н = 1 м кг с²).

могут искажать и даже препятствовать распространению радиолокационного излучения. Ионосфера может вызвать фарадеевское вращение плоскости поляризации* и таким образом снизить или свести на нет поляризационные свойства передаваемых и принимаемых сигналов [4]. Фарадеевское вращение линейно-поляризованного бета-вектора E пропорционально $RM \lambda^2$, где показатель вращения RM является функцией плотности ионосферных электронов. Ионосфера также вызывает дисперсию и при определенных неблагоприятных обстоятельствах эффективно отсекает распространение сигналов. Так, например, для 5-МГц радиолокационного зонда MARSIS отсутствует возможность исследовать поверхность Марса в светлое время суток, так как частота отсечки в этих условиях возросла до 10 МГц. Таким образом, MARSIS работал как поверхностный зонд в темное время суток и в качестве ионосферного зонда в светлое время суток. Подробное описание РЛС MARSIS можно найти в разделе 18.6. В РЛС *Magellan*, используемой для исследования Венеры (см. разд. 18.4), была выбрана 12-сантиметровая длина волн, чтобы найти компромисс между распространением излучения через очень плотную атмосферу Венеры (для которой лучше применять большую длину волн), и РЛС с синтезированием апертуры (которые лучше работают на коротких волнах). Скорость распространения излучения снижается по длине от океанического обзорного высотомера до поверхности Земли на очень малую долю от скорости света, но, тем не менее, достаточно, чтобы вызвать погрешность измерения, составляющую много метров. Эти ошибки должны быть оценены и компенсированы до необходимого сантиметрового уровня точности, как показано в разделе 18.3.

Комментарии относительно аппаратного оборудования. В популярной телевизионной программе для детей говорится, что «нелегко быть зеленым». Аналогично нелегко быть РЛС, особенно на борту космического аппарата. Поскольку радиолокационная система по определению должна передавать излучение, в ближнем поле оно является потенциальной угрозой для всех других инструментов и подсистем космического аппарата и его полезной нагрузки. Риск (или боязнь) ближневолнового излучения, однажды овладев умами проектировщиков, заставил подчинить его отказу от всех обычных принципов проектирования космических аппаратов. Главными соображениями при проектировании оборудования, которое характерно (и, по сути, является уникальным) для космического пространства, являются угроза излучения и микрочастицы, вибрация (особенно на этапе запуска), резкие и контрастные тепловые изменения, часто сложные ограничения массы и добавочная полезная нагрузка мощности. Излучение выводимых на околоземную орбиту и, как это ни удивительно, также на орбиту Луны космических РЛС должно соответствовать международному согласованному спектральному распределению. Эти ограничения относятся к имеющимся полосам пропускания и их ширине, что оказывает влияние на конструкцию системы и может ограничить определенные показатели РЛС, такие как разрешающая способность.

Поскольку выведение на орбиту стоит дорого, как и в случае других космических систем, проектирование космических РЛС должно быть направлено на минимизацию массы и обеспечение максимальной эффективности и долговечности. Масса, мощность и срок эксплуатации как движущие силы обусловливают использование консервативной конструкции, большие сроки, отводимые на внедрение системы, и избыточность, часто двойную, запаса прочности аппаратуры, которые обычно реализуются в большинстве, если не во всех подсистемах, кроме антенны.

Организация главы. Разделы главы организованы в соответствии с типом измерений в широком смысле, которые определяются используемыми системами: РЛС с синтезированной апертурой (РСА) на околоземной орбите, радиолокационная альтиметрия (которая в контексте космических РЛС почти всегда подразумевает наблюдение океанов Земли и больших поверхностных водных объектов), планетарные РЛС (где под термином «планеты» понимаются в том числе и большие спутники планет), скаттерометры (данные которых связывают геофизические параметры, такие как скорость ветра над поверхностью океана со свойствами наблюдаемого калиброванного обратного рассеяния радиолокационного излучения от освещаемой поверхности), а также радиолокационные зонды (которые включают в себя как

* Плоскость поляризации электромагнитной волны может нарушить взаимодействие с магнитным полем, через которое она проходит, — эффект, обнаруженный Фарадеем.

атмосферное, так и приповерхностное радиолокационное зондирование). Каждый раздел содержит обзор всех соответствующих космических РЛС с упором на ключевые поворотные моменты или значительные инновации в истории темы. Отдельные примеры были выбраны для более углубленного рассмотрения. Для каждого цитируемого документа предлагаются адреса веб-сайтов в Интернете, которые были доступны на момент публикации этой книги*.

18.2. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА)

В самой общей форме картографическая радиолокационная система с формированием изображений — это устройство, предназначенное для создания двумерного радиолокационного изображения на основе обратного рассеяния зондирующих сигналов от зоны облучения по дальности и азимуту. Космические СВЧ-тепловизоры — это обычно РЛС с синтезированной апертурой (за исключением некоторых ранних советских обзорных систем с реальной апертурой для наблюдения за океаном). Как и все системы визуализации, радиолокационные изображения РСА оцениваются в соответствии с их разрешающей способностью, где «выше» в отношении данного показателя означает «лучше». Более высокая разрешающая способность всегда подразумевает более широкую полосу пропускания как по дальности, так и по азимуту. Полоса пропускания азимутального канала определяется возможным изменением доплеровского смещения частоты сигналов, отраженных от целей, которые наблюдаются во время движения РЛС относительно облучаемой области. Разрешающая способность сама по себе не является достаточной для определения качества изображения, которое имеет большое значение для большинства приложений. Радиолокационные изображения РСА ухудшаются в результате мультиплексивного собственного шума, называемого спектром, который является прямым следствием когерентности — требования к комбинации РСА—процессор для формирования синтезированной апертуры и к получаемой улучшенной разрешающей способности. Спектр может быть уменьшен только за счет дополнительной некогерентной обработки — так называемого многостороннего обзора, если использовать жargon разработчиков РСА. Дополнительные зондирования требуют пропорционально большей полосы пропускания. Отсюда следует, что большая двумерная полоса пропускания (по дальности и азимуту) является главным требованием для РЛС данного класса.

Разработка космических РСА мотивирована плодотворной специализацией и множеством приложений в самых различных областях, которые всесторонне рассмотрены в руководстве «Принципы и применения РЛС с формированием изображений» [5]. Такие темы, как РСА с точечным облучением (SpotSAR), сканирующие РСА (ScanSAR), поляриметрия и интерферометрия, которые повлияли на развитие РЛС и разработку их миссий, изложены в заключительной части этого раздела.

Космические полетные системы. На практике концепция РСА, введенная в 1951 году Си.А. Уайли [6], в последующие годы сначала прошла моделирование, а затем бортовые испытания на самолетах [7]. Quill, первая космическая РСА (см. табл. 18.2), была запущена только десять лет спустя. (Это было замечательное достижение, учитывая, что в современную эпоху часто требуется почти 20 лет, чтобы перейти от концепции до запуска новой РСА, хотя принципы и технологии для этих космических РЛС к настоящему времени хорошо известны.) Quill была относительно примитивной системой, но был достигнут определенный успех в получении достаточночных данных для формирования изображений. Номинальная 100-метровая

* Область дистанционного зондирования подвержена быстрым изменениям. В этой главе приведена точка зрения на начало XXI века. Читателям рекомендуется обратиться к актуальной информации через интернет-ресурсы. Ключевые слова, такие как «название миссии», «страна» и «РЛС», как правило, позволяют найти несколько ссылок. Предупреждение: не все интернет-ресурсы предоставляют точную информацию, читателю рекомендуется искать сведения на разных сайтах и проверять информацию путем перекрестного сравнения.

Таблица 18.2. Характеристики РЛС с синтезированной апертурой (для обзора земной поверхности)

Спутник/PCA	Адрес сайта	Страна	Год запуска	Разрешающая способность	Диапазон	Поляризация
Quill	1	США	1964	(>100 м)	X	
Seasat	2	США	1978	25	1	ГГ
SIRA; B	3	США	1981, 1984	40, ~25	1	ГГ
SIR C	4	США, Германия, Италия	1994	~30	L&C; X	Различная до четырех видов; ГГ
Космос 1870	5	СССР	1987	15–30	S	ГГ
Алмаз	6	СССР	1991	15–30	S	ГГ
ERS-1	7	ЕКА	1991	25	C	ВВ
J-ERS-1	8	Япония	1992	30	L	ГГ
RADARSAT-1	9	Канада	1995	8, 25, 50, 100	C	НГГ
ERS-2	10	ЕКА	1995	25	C	ВВ
Природа	11	Россия/Украина	1996	50	S + L	ГГ, ВВ
SRTM	12	США, Германия, Италия	2000	~30	C, X	ГГ, ВВ
ENVISAT	13	ЕКА	2002	10, 30, 150, 1000	C	ВВ или ГГ, двойная
IGS-1B	14	Япония	2003+	1+	X	Многорежимная
PALSAR	15	Япония	2006	2,5–100	L	Различная квадратурная
JianBing-5	16	Китай	2006	3–20	L	Мультиполяриметрический
TerraSAR-X	17	Германия	2007	1, 3, 15	X	Различная
RADARSAT-2	18	Канада	2007	1, 3, 25, 100	C	Различная квадратурная
COSMO	19	Италия	2007	1, 3, 25, 100	X	Мультиполяриметрическая
TecSAR	20	Израиль	2007	1–8	X	Многорежимная
Кондор-E	21	Россия	2007	1, +	S	Многорежимная
HJ-1-C	22	Китай	2007	1, +	S	Многорежимная
SAR-Lupe	23	Германия	2007	0,12, +	X	Многорежимная
Аркон-2	24	Россия	2008	1–50	S, L, P	Многорежимная
RISAT	25	Индия	2008	1-50	C	Различная квадратурная
Tandem-X	26	Германия	2009	1, 3, 15	X	Различная квадратурная
Radarsat-C	27	Канада	—	1, +	C	Различная квадратурная

Продолжение табл. 18.2.

Спутник/PCA	Адрес сайта	Страна	Год запуска	Разрешающая способность	Диапазон	Поляризация
MAPSAR	28	Бразилия/ Германия	—	3—20	L	Единичная, двойная, квадратурная
Sentinel-1	29	Европа	—	4—80	C (L)	Различная квадратурная

1. http://www.skyrocket.de/space/index_frame.htm?http://www.skyrocket.de/space/sat_mil_usa.htm
2. <http://www.astronautix.com/craft/seasat.htm>
3. http://directory.eoportal.org/pres_SIRShuttleImagingRadarMissions.html
4. <http://southport.jpl.nasa.gov/>
5. <http://www.astronautix.com/craft/almazt.htm>
6. <http://www.russianspaceweb.com/almazt.html>
7. <http://earth.esa.int/ers/>
8. http://www.nasda.go.jp/projects/sat/jers1/index_e.html
9. <http://www.space.gc.ca/asc/eng/satellites/radarsat1>
10. http://en.wikipedia.org/wiki/Space-Based_Radar
11. <http://www.astronautix.com/craft/priroda.htm>
12. <http://www2.jpl.nasa.gov/srtm/>
13. <http://envisat.esa.int/object/index.cfm?fobjectid=3772>
14. http://www.space.com/spacenews/archive03/spyarch_040903.html
15. <http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/about/palsar.htm>
16. <http://www.sinodefence.com/strategic/spacecraft/jianbing5.asp>
17. http://www.caf.dlr.de/tsx/start_en.htm
18. http://www.space.gc.ca/asc/eng/satellites/radarsat2/inf_over.asp
19. http://directory.eoportal.org/pres_COSMOSkyMedConstellationof4SARSatellites.html
20. <http://www.iai.co.il/Default.aspx?docID=32812&FolderID=14469&lang=en&res=0&pos=0>
21. <http://www.npmash.ru/space/en/space1.htm>
22. http://www.eohandbook.com/eohb05/pdfs/missions_alphaalphabetical.pdf#search=%22China%20HJ-1C%20satellite%20radar%22
23. http://directory.eoportal.org/pres_SARLupeConstellation.html
24. [# поиск = % 22Japan% 20space% 20radar% 20IGS-R1% 22](http://industry.esa.int/ATTACHEMENTS/A112/nfm2005_04.pdf)
25. http://directory.eoportal.org/info_RISATRadarImagingSatellite.html
26. http://directory.eoportal.org/info_TanDEMXTerraSARXaddonforDigitalElevationMeasurement.html
27. <http://www.mdacorporation.com/news/pr/pr2006031301.htm>
28. <http://elib.dlr.de/43957/>
29. <http://www.gmes.info>

разрешающая способность была выдающимся достижением для своего времени, учитывая, что наилучшее разрешение, которого можно было бы ожидать от космической РЛС с сопоставимой реальной апертурой, составило бы несколько километров. Тем не менее результаты не отвечали потребностям заказчика, поэтому условно вторая и третья миссии так никогда и не были запущены. Quill была единственной американской космической РЛС, чьи данные были оптически записаны на борту, они в конце концов вернулись на Землю в отстреливаемой капсуле, которая затем была найдена путем поиска с самолетов.

Seasat. Общепризнанным пионером среди космических РЛС с синтезированной апертурой была PCA, запущенная в 1978 году на космическом аппарате Seasat

(рис. 18.1). Эта система, работающая в L-диапазоне [8], считается конструктивной парадигмой для космических РЛС, предназначенных для наблюдения за Землей. PCA на борту Seasat иллюстрирует несколько типичных характеристик многих космических PCA наблюдения за Землей гражданского назначения, в том числе размеры и соотношения сторон антенны ($10,74 \text{ м} \times 2,1 \text{ м}$), относительно крутой угол падения излучения ($\sim 22^\circ$), ширину полосы обзора (100 км) и использование линейной фазовой модуляции (LFM) для модулированного импульса сигнала (сжатие 634:1). Средняя излучаемая мощность PCA Seasat была сравнительно небольшой (55 Вт), хотя ее пиковая мощность была существенно большей (1 кВт). Антенна была пассивной, состоящей из восьми плоских микрополосковых панелей, излучающих и принимающих сигналы ГГ-поляризации. Бортовой самописец отсутствовал, так что данные передавались на Землю с борта космического аппарата, но только, конечно, в пределах радиовидимости одной из четырех наземных станций (в США, Канаде и Великобритании), которые были оборудованы для приема данных. Телеметрия была аналоговой (20 МГц , смещение видео), для которой требовалось либо преобразование на Земле оптических носителей (прозрачная пленка), либо оцифровывание (5-битовые квантования). Изображения формировались (но не сразу*) путем оптической или цифровой обработки. Спутник Seasat, на борту которого находилась PCA, пострадал от обширного короткого замыкания в первичной силовой системе (в монтажном контуре солнечной панели), что привело к завершению этой миссии в октябре 1978 года после трех месяцев эксплуатации.

Серия PCA с формированием изображений, установленных на борту космического аппарата многоразового использования (SIR). PCA с формированием изображений, установленные на борту космического аппарата многоразового использования SIR-A (которые были на борту первого шаттла с исследовательской полезной нагрузкой), SIR-B и SIR-C/X-SAR, были, по существу, технологическими (и научными) демонстрационными миссиями [2, 9], каждая из которых длилась примерно одну неделю. Впоследствии эти PCA приобретали все больше и больше возможностей в плане охвата, частоты и поляризации. SIR-C/X-SAR работает в трех диапазонах: C, L (США) и X (вклад в рамках международного сотрудничества с Германией и Италией). Данные SIR-C продолжают пользоваться спросом благодаря их полностью поляриметрическому многополосному покрытию [10]. Следующим поколением (SRTM — Shuttle Radar Topographic Mission) [11] был SIR-C, использующий небольшую приемную антенну (на X- и C-диапазонах), установленную на 60-метровой раздвижной раме для одновременного сбора сигналов обратного рассеяния и последующей обработки в виде топографических карт. Это была первая демонстрация возможностей однопроходных космических интерферометрических PCA (ИнРСА). Данные были собраны на очень большой площади поверхности глобальной суши.

«Космос». Хотя и не принадлежащий ни к какой классификации в строгом смысле слова, «Космос» привлек внимание в основном после запуска своего последнего технического варианта «Алмаз». Предыдущие советские PCA были рядом РЛС с реальной апертурой, известных как «Океан» (и под другими названиями). «Алмаз» — очень интересная РЛС, поскольку она была уникальной космической радиолокационной системой с формированием изображений земной поверхности в S-диапазоне. Технология, лежащая в основе этой разработки и связанных с ней систем российского производства, продолжала развиваться, достигнув кульминации в РЛС «Кондор-Э», а через двусторонние программы обмена технологиями — в китайской РЛС НJ-1-C SAR [12]. Обе эти РЛС используют 6-метровый параболический отражатель, разработанный специально для системы «Природа» — окончательного модуля для российского комплекса «Мир». «Траверс» (РЛС на борту «Природы») представляла собой экспериментальную демонстрационную миссию. Есть по крайней мере три представителя национального флота PCA в X-диапазоне, в том числе TecSAR [13] (Израиль) и серия IGS-R (Япония). Первый IGS-R был запущен в 2003 году. В 2005 году продолжить запуски аналогичных систем не удалось.

* На первую цифровую обработку изображений с PCA на борту космического аппарата Seasat требуется 40 часов на четверть кадра (50 квадратных километров) с применением ЭВМ.

ERS-1 и *ERS-2*. РСА С-диапазона производства Европейского космического агентства (ЕКА) обладают оперативными возможностями космических РСА [14]. С момента запуска первой европейской спутниковой РЛС (*ERS-1*) европейские РСА непрерывно сохраняют и поддерживают отличные технические характеристики. *ERS-1* и ее последующие модификации обладали возможностью бортовой записи данных. У РСА на *ERS-1* и *ERS-2* была общая разрешающая способность 25 м по 4 углам обзора, полоса охвата шириной 100 км и угол облучения $\sim 23^\circ$, все это с диаграммой направленности излучения, как у РСА на *Seasat*. Две РСА на *ERS* были практически идентичными. *ERS-1* и *ERS-2* одновременно эксплуатировались около года, по замыслу ESA они должны были следовать друг за другом, чтобы их совместное повторное появление составляло только один день. Это привело к накоплению уникального набора данных, особенно ценного для когерентного обнаружения изменений в измерениях [15] (двухпроходные интерферометрические РСА). Основным инструментом РСА на *ERS* была подгруппа объединенной группы РЛС — активный микроволновой прибор (AMI — Active Microwave Instrument), состоящий из скаттерометра (рефлектометра) и мини-РСА для наблюдения за ветром и волнами, а также собственно РСА. (Режим работы скаттерометра описан в разд. 18.5.) Режим работы РСА для измерения ветра и волн был разработан, чтобы получить изображения квадратной области океанической поверхности со стороной 10 км, которые могут быть обработаны (на борту или после возвращения на Землю) для оценки скорости и направления ветра по яркости радиолокационных изображений и волновой картины. Этот режим был обусловлен требованием собрать данные с качеством радиолокационных изображений РСА на большой площади в жестких рамках объема данных. Одним из следствий требований к исследованию поверхности океана было то, что ВВ-поляризация* стала самым востребованным типом поляризации, так как вертикально поляризованное обратное рассеяние от океанической поверхности, как правило, интенсивнее в С-диапазоне при крутых углах падения излучения[†], чем горизонтально поляризованное океаническое обратное рассеяние. РСА на космических аппаратах *ERS-1* и *ERS-2* также осуществляют функции радиолокационных высотомеров (см. раздел 18.3). Серия европейских спутников ЕКА использовалась на полуденных солнечно-синхронных орбитах, поскольку их полезная нагрузка включала оптические датчики. В результате затенение на половину орбиты привело к пределу их оперативной работы в режиме РСА, равному 10 минутам.

J-ERS-1. РСА на борту японского спутника зондирования земных ресурсов (*J-ERS-1* — Japanese Earth Resources Satellite) [14] по своим функциям была похожа на РСА на космическом аппарате *Seasat*, поскольку работала в L-диапазоне с Г-вертикально поляризованным излучением и антенной размерами 11,9 м на 2,4 м. Угол падения излучения[‡] составил 38° и был больше, чем у РСА на *Seasat*, что стало возможным благодаря низкой высоте и большой апертуре антенны. Ее пиковая мощность 1,1 кВт была сравнима с пиковой мощностью РСА на *Seasat*. Одним из следствий большого вертикального размера антенны является покрытие полосы шириной 75 км, которая является более узкой, чем у РСА на *Seasat*. Работа РСА на *J-ERS-1* была

* В радиолокационном дистанционном зондировании принято обозначать тип поляризации сокращенно двумя первыми буквами, в данном случае обозначение указывает на вертикальную поляризацию приема и передачи сигналов.

[†] Космические РСА облучают поверхность под углом, который гораздо ближе к вертикальному, чем у самолетных РСА. Наиболее часто используемый термин для падения облучения — угол с облучаемой поверхностью между локальной вертикалью и отраженным сигналом. Угол падения облучения является дополнением до угла скольжения, этот прием является обычным для бортовых самолетных РЛС. Угол падения облучения отличается от угла высоты, или угла места (угол между вертикалью и направлением от космического аппарата на зону облучения), где разница обусловлена кривизной поверхности Земли.

[‡] Замечание. Японские РСА обычно определяют угол обзора как угол места космического аппарата, хотя называют его «углом падения». Таким образом, большая часть авторов использует значение 35° для угла падения облучения РСА на спутнике *J-ERS-1*, что может привести к путанице, если значение этого параметра важно в данном приложении. То же самое предостережение относится к системе на космическом аппарате *PALSAR*, описанной в последующих разделах.

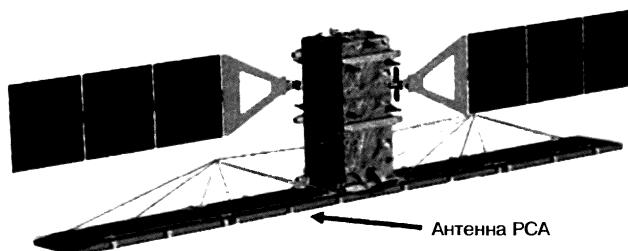


Рис. 18.2. PCA на борту космического аппарата RADARSAT-2 внешне похожа на своего предшественника. Солнечные панели параллельны длиной оси антенны, что свидетельствует о солнечно-синхронной орбите «утро–вечер» (источник – Канадское космическое агентство)

нарушена из-за проблем с антенной и разъемами, так что ее чувствительность (эквивалентная шуму сигма-нуль $NEq \sigma^0$) составляла только -14 дБ, уменьшение на 6 дБ обусловлено ее конструкцией, рассчитанной на -20 дБ. В результате производимые PCA на J-ERS-1 изображения были шумнее, чем у PCA на Seasat, чувствительность которой была -23 дБ. Однако, несмотря на это препятствие, данные PCA на J-ERS-1 (на 23-сантиметровой длине волн) обеспечили первые синоптические измерения в тропических лесах Бразилии и соседних стран. Эти данные установили первый «золотой стандарт» для обзора тропических лесов, так как L-диапазон гораздо больше подходит для этого приложения, чем работа на более коротких длинах волн. PCA на борту J-ERS-1 имела разрешающую способность 18 м при 3 углах обзора, что примерно на 50% «лучше», чем у PCA на борту Seasat, на основе сравнения соответствующих показателей качества радиолокационных изображений, полученных с помощью космических PCA (см. раздел 18.4). J-ERS-1 работает в течение восьми лет, что значительно больше, чем проектный срок службы, равный двум годам.

RADARSAT-1 PCA на космическом аппарате *RADARSAT-1* (см. рис. 8.2) является важной вехой в разработке космических PCA. Это была первая система, предлагающая пользователю выбор параметров: разрешающей способности, углов падения излучения и ширины полосы пропускания [17]. Улучшение этих характеристик заслуживает краткого обзора. Канадские требования к PCA распространяются на различные приложения — океанические наблюдения (судов и нефтяных платформ, а также состояния моря), обзор земной поверхности и морского льда, сельскохозяйственных угодий и лесов и многие другие. Приложение для наблюдений за поверхностью морского льда имело высокий приоритет, который определил выбор типа поляризации. Была выбрана горизонтальная поляризация, потому что она имела определенные преимущества при попытках отличить новый лед от спокойного моря в С-диапазоне при средних углах падения излучения. Разнообразие приложений подразумевает диапазон предпочтительных углов падения излучения от примерно 20° до более чем 50° . В свою очередь антенна должна поднять луч по углу места, благодаря чему луч превращается в семь различных по высоте, но стандартных диаграмм направленности с электронным управлением и формированием. Как и следовало ожидать, никаким приложением не потребовалась PCA с ухудшенной разрешающей способностью. Чтобы удовлетворить это требование, конструкция РЛС была адаптирована для работы в трех полосах пропускания, так что номинальная разрешающая способность по наземной дальности поддерживалась на уровне 25 м по всем основным углам падения излучения. Как следствие, более широкая полоса пропускания при малых углах падения привела к более высокой разрешающей способности по дальности. Конструкция антенны состояла из горизонтальных рядов по 32 волновода в каждом, которые имели центральное питание от облучателя. Ферритовые фазовращатели, по одному для каждого волновода, управляли формой и наведением луча по высоте на приеме и передаче. Функция электронного выбора луча, заложенная в PCA на борту *RADARSAT-1*, позволила интегрировать сканирующую PCA (*ScanSAR*)*. Таким

* Обсуждается ниже в этом разделе.

образом, параметры разрешающей способности для PCA на RADARSAT-1 по дальности составили 8 м (при одном угле обзора), ширина полосы обзора — 45 км (режим высокого разрешения), разрешающая способность — до 100 м на 100 м (8 углов обзора), ширина полосы обзора — 510 км (в сканирующем режиме). Угол падения облучения колеблется от 10° до 60° , в том числе в расширенных режимах. Есть семь стандартных режимов, каждый из которых имеет свою высоту, эти режимы имеют номинальную разрешающую способность 25 м на 28 м (4 угла обзора), ширина полосы обзора 100 км. NEq^0 составляет -20 дБ или выше и зависит от режима.

К концу 2006 года RADARSAT-1 завершила 11-й год эксплуатации, более чем 60 000 раз пройдя по орбите и собрав достаточно данных для отображения всей поверхности Земли 130 раз. Канадской службе льда (Canadian Ice Service) необходимы данные RADARSAT-1 для выполнения своих рутинных операций, которые требуют больше чем 3000 кадров данных в год. Поскольку PCA является единственным полезным инструментом на борту RADARSAT-1, солнечно-синхронная орбита «утро—вечер» была выбрана для максимального освещения солнечных панелей, энергия которых позволяет PCA выполнять операции в течение 20 минут при одном проходе по орбите. Обзор PCA на RADARSAT-1 направлен в правую сторону плоскости орбиты, которая дает ей доступ к территории канадской Арктики до Северного полюса. Дважды во время миссии космический аппарат отклонился от своей траектории на 180° в течение нескольких недель, что позволило полностью охватить территорию Антарктиды. Полученные данные были объединены с первыми снимками высокого разрешения всего континента [18] и нескольких регионов, повторный проход сопровождался измерениями интерферометрической PCA интенсивности изменений антарктического льда. PCA на RADARSAT-2 является усовершенствованной версией [19] RADARSAT-1. В табл. 18.3 сведены основные параметры ее работы [20].

ENVISAT. Усовершенствованная PCA с расширенными функциями [21] (ASAR — advanced SAR), бортовая система Envisat (EKA) продвинула универсальность PCA на RADARSAT-1 на один шаг дальше, добавив две поляризации, Г и В, на передаче или приеме. Ее активная антenna решетка размером 10 м на 1,3 м состоит из 320 модулей приема/передачи. В других отношениях ее режим отражают основные конструкции PCA на RADARSAT-1 (в значительной степени благодаря участию ведущих специалистов из Канады — члена Совета программы EKA наблюдения за Землей (Earth Observation Program Board), концептуальной проектной группы по разработке ASAR). Поляризации передаваемых и принимаемых сигналов независимы друг от друга, так что при полной разрешающей способности возможен выбор между ГГ-, ВВ- или ГВ-поляризацией. Отметим, что режим двойной поляризации на самом деле представляет собой режим *переменной* поляризации, в которой тип поляризации переключается между передачей или приемом, но частота повторения импульсов не увеличивается. Такие пары сигналов с «двойной поляризацией» по определению не могут быть взаимно когерентными, так как подобное состояние соответствует чередованию сигналов обратного рассеяния с временным уплотнением менее частоты Найквиста. Как следствие, разность фаз между комплексными выборками в каждом пикселе недоступна. ASAR с переменным режимом поляризации обеспечивает двойные поляризованные изображения, похожие на те, которые были сформированы многими бортовыми самолетными системами на протяжении десятилетий, хотя их получение было невозможно при использовании космических PCA (за исключением SIR-B и SIR-C), пока не появилась PCA на ENVISAT.

PALSAR. В отличие от некогерентных поляриметрических вариантов ASAR, радиолокационная система с синтезированной апертурой и фазированной решеткой в L-диапазоне (PALSAR — Phased-Array L-band Synthetic Aperture Radar) на борту японского спутника ALOS* (запущен в январе 2006 года) включает в себя полную квадратурную поляриметрию[†] [22, 23]. Режимы работы PALSAR включают в себя стандартные однополяризационные картографические режимы, режим ска-

* Усовершенствованный спутник наблюдения за поверхностью суши (Advanced Land Observation Satellite), JAXA, Япония.

[†]Обсуждается далее в этом разделе.

Таблица 18.3. Режимы работы RADARSAT-2

Режим	Ширина по- лосы охвата, $W \text{ км}$	Доступ, км	Разрешающая способность, м, $Rg \times Az$	Углы обзора, $Rg \times Az$	$1/Q_{\text{PCA}}$	WQ_{PCA}
<i>Селективная поляризация</i>						
Стандартный	100	250—750	25×26	1×4	162	0,62
С широкой полосой охвата	150	250—650	30×26	1×4	195	0,77
С высокой разрешающей способностью	50	525—750	8×8	1×1	64	0,78
Сканирующий (PCA) с широкой полосой охвата	500	250—750	100×100	4×2	1250	0,40
Сканирующий (PCA) с узкой полосой охвата	300	250—720	50×50	2×2	625	0,48
<i>Единичная поляризация</i>						
Малые углы падения облучения	170	125—300	40×26	1×4	260	0,65
Большие углы падения облучения	70	750—1000	18×26	1×4	117	0,60
<i>Поляриметрия</i>						
Стандартная квадратурная поляризация	25	250—600	25×8	1×4	50	0,50
Квадратурная поляризация с высокой разрешающей способностью	25	400—600	9×8	1×1	72	0,35
<i>Селективная единичная поляризация</i>						
Высокая разрешающая способность под несколькими углами обзора	50	400—750	8×8	2×2	64	3,12
Ультравысокая разрешающая способность	20	400—550	3×3	1×1	9	2,2
<i>Экспериментальный режим</i>						
MODEX (СНДЦ) с индикацией движущихся целей						
Очень высокая разрешающая способность			3×1	1×1		

нирующей PCA (ScanSAR), различные двух- и квадратурно-поляризованные и экспериментальные режимы, в том числе и режим PCA с точечным облучением (SpotSAR). Уже первые калибровки и оценки миссии подтвердили, что PCA работает, как предполагалось. Более подробная информация об PCA PALSAR изложена ниже в этом разделе.

JianBing-5. Известный также как спутник дистанционного зондирования — 1, Jianbing-5 является первой китайской космической радиолокационной системой с синтезированной апертурой. Космический аппарат массой 2700 кг запущен на солнечно-синхронную орбиту высотой примерно 600 км. Миссия включает в себя разнообразное использование типов поляриметрических измерений и интерферо-

метрию. Два базовых уровня разрешающей способности под разными углами обзора составляют 3 м (при 40-километровой ширине полосы обзора) и 20 м (при ширине полосы обзора 100 км) при различных углах падения. РСА имеет антенну в виде активной фазированной антенной решетки.

TerraSAR-X. TerraSAR-X является первой гражданской космической РСА с выделенной полосой пропускания в X-диапазоне. Ее антenna размером 4,8 м на 0,8 м представляет собой двумерную активную решетку из 384 модулей приема/передачи. Она имеет множество режимов, от сканирующей РСА (ScanSAR) (разрешающая способность 15 м для полосы обзора шириной 100 км) до РСА с точечным облучением (SpotSAR) (разрешающая способность 1 м для кадров размером 5 км на 10 км). Ее картографический режим имеет базовые параметры: разрешающую способность 3 м по всей 30-километровой полосе обзора. Антenna решетка разделена вдоль траектории движения, что реализуется использованием двух апертур вдоль траектории движения спутника при интерферометрическом режиме для экспериментов с использованием РСА с индикацией движущихся целей (СНДЦ) и других приложений. Полная квадратурная поляризация является одним из вариантов режима. Единственной полезной нагрузкой является РСА, поэтому космический аппарат выведен на солнечно-синхронную орбиту «утро—вечер» с продолжительностью витка 11 дней. Через несколько лет после запуска к РСА TerraSAR-X присоединится ее аналог РСА Tandem-X, который будет ее функциональной копией [24]. Эти две космические РСА будут находиться на общей орбите для совместной координации различных бистатических и интерферометрических приложений.

Другие космические РСА. Космические РСА продолжают претерпевать значительные усовершенствования в различных странах. В этом разделе приводится обзор космических программ, известных на момент публикации данного руководства, которые в своей разработке уже прошли этап А, что свидетельствует о достаточно серьезном финансировании, которое позволяет в скором будущем осуществить запуск и эксплуатацию полетной системы. В архитектуре этих новых систем доминирует одна из двух парадигм в конструкции антennы: активная двумерная фазированная антenna решетка и зеркальная антenna (отражатель). Большинство миссий являются многомодовыми в том, что касается разрешающей способности (отсюда ширина полосы и охват) и поляриметрии (от некогерентной двойной поляризации до полной квадратурной поляриметрии). По крайней мере четыре из этих инициативных программ подразумевают использование нескольких спутников либо в созвездии, либо с последовательным запуском. Все вместе эти программы включают в себя более 20 новых РСА, которые запущены в первом десятилетии XXI века по крайней мере восемью различными странами. Основные типы этих систем приведены ниже.

COSMO-SkyMed. Италии принадлежит серия из четырех спутников COSMO-SkyMed с РСА в X-диапазоне на борту. РСА COSMO имеют многополяризационные активные фазированные антennы, которые поддерживают различные режимы, включая РСА с точечным облучением (SpotPCA) и разрешающей способностью 1 м, полосовое картографирование, сканирующие РСА (ScanSAR) и обзор с полосой охвата 500 км шириной. Шина COSMO основана на конструкции, построенной и испытанной в полетных тестах в канадских РСА RADARSAT-2.

TecSAR. Появление первой космической РСА Израиля TecSAR стало знаковым событием национального развития спутниковых технологических программ [25]. Запущенный в Индии номинальный полосовой картографический режим TecSAR представляет собой многоугловой обзор с разрешающей способностью 3 м в X-диапазоне. Дополнительные задачи включают в себя большую зону покрытия, а также высокую разрешающую способность, которые подразумевают работу в режиме обзорного сканирующего и точечного облучения (ScanSAR) и (SpotSAR) соответственно. Работа РСА с точечным облучением накладывает ограничение на конструкцию, одним из следствий которого является симметрично установленное на корпусе космического аппарата сетчатое зеркало 3 м в диаметре в виде раскрывающегося зонтика (массой 0,5 кг), которое получает питание от десяти рупорных облучателей, установленных с небольшим смещением от точки фокуса. Равенство в соотношении сторон антennы является заметным отходом от конструкции

прямоугольной антенны, характерной для большинства космических PCA. Покрытие обзорных (сканирующих) PCA (ScanSAR) (от разрешающей способности 8 м при полосе охвата шириной 40 км до разрешающей способности 20 м при 100-километровой полосе охвата в зависимости от угла падения излучения) осуществляется последовательным выбором соответствующего облучателя. Рупорные облучатели работают в режимах Г- или В-поляризации, так что поляриметрическое разнообразие также поддерживается этими конструктивными особенностями. Конструкция включает в себя космический аппарат, управляемый таким образом, чтобы поддерживать наклонное падение облучения по отношению к базовому боковому обзору с перпендикулярной линией визирования. Мощность питания обеспечивают десять направленных усилителей на базе ламп бегущей волны*, восемь из которых работают в комбинации, в результате чего два усилителя остаются в резерве. Масса РЛС составляет 100 кг (включая отражатель и каналы), масса спутника, включая PCA, составляет примерно 300 кг, что позволило установить новый стандарт по минимальной массе спутников для космических PCA на околоземной орбите. Подсистема питания обеспечивает до 1,6 кВт при операциях формирования изображений. Орбита космического аппарата имеет наклон 143°, высоту примерно 550 км и длительность витка (период повторного прохода) 36 дней. Поскольку спутник работает не на солнечно-синхронной орбите и диаграмма направленности антенны (в первом приближении) симметрична, космический аппарат может вращаться вокруг линии визирования РЛС, чтобы поддерживать почти полное и постоянное освещение двух солнечных панелей во всех плоскостях солнечной орбиты. Радиолокационные данные записываются в твердотельном блоке 256 Гбит после квантования с плавающей точкой в блоке 6-в-3. Срок эксплуатации всей космической конструкции составляет пять лет.

HJ-1-C. HJ-1-C является первым спутником с PCA на борту из пяти китайских небольших спутников [24], заявленных к запуску Китаем на 2002 год для целей охраны окружающей среды и мониторинга стихийных бедствий. Архитектура этих систем тесно связана с российской серией спутников «Кондор-Е», так как обе программы разрабатывались в двустороннем порядке на основе архитектуры РЛС «Природа» в S-диапазоне. Антенна HJ-1-C является отражателем, который имеет действующую апертуру размером 6 м на 2,8 м после развертывания. В режиме полосового картографирования HJ-1-C имеет многоугловую разрешающую способность 5 м по всей 40-километровой полосе охвата и разрешающую способность 20 м в режиме работы PCA с синтезированной апертурой в 100-километровой полосе охвата. Режим PCA с точечным облучением поддерживается путем контролируемых маневров для компенсации рыскания космического аппарата. Все космические аппараты в серии (пять РЛС и шесть оптических систем) выведены на солнечно-синхронные орбиты высотой примерно 500 км. Масса РЛС составляет примерно 200 кг.

SAR-Lupe. Германия имеет пять одинаковых спутников с космическими PCA в X-диапазоне, распределенных на трех 500-километровых высоких орbitах с наклоном 80°. Соотношение сторон антенны PCA 3,3 м на 2,7 м предполагает, что основной целью миссий является получение прекрасной разрешающей способности, для которой требуется относительно узкая полоса охвата поверхности Земли. В опубликованных спецификациях можно отметить, что достигнутая разрешающая



Рис. 18.3. TecSAR имеет симметричный антенный отражатель в отличие от классического высокого удлинения в стиле Billboard у пионерской конструкции Seasat (источник — IAI, Израиль)

* ЛБВ-усилитель. См. главу 10.

способность в режиме slip-SAR* составляет 0,12 м в кадре размером 5 км на 5 км. Эти инновационные космические РСА относительно невелики, по крайней мере по стандартам спутниковых РСА, предназначенных для наблюдения за Землей. Их масса 770 кг (общая масса космического аппарата и РЛС) меньше, чем масса антенны RADARSAT-2! Конструкция SAR-Lupe также основана на экономических приоритетах — жестких (в неразвернутом виде) зеркальных антennaх («заимствованные» у серийных спутников для коммерческих коммуникаций), которые более эффективны и менее массивны, чем активные фазированные антенные решетки. Радиолокационная электроника взята непосредственно из коммерческой продуктовой линейки.

RISAT. Спутник с РСА для формирования радиолокационных изображений (RISAT — Radar Imaging Satellite), или RISAT, является первой космической РСА, запущенной Индией [27] в рамках разработки обширных программ по запуску спутников с оптическим дистанционным зондированием и развития бортовых самолетных РЛС с формированием радиолокационных изображений. Развертываемая антenna RISAT (6 м на 2 м) является активной фазированной антенной решеткой, состоящей из 288 (5,35 ГГц) модулей приема/передачи, работающих в С-диапазоне, каждый из которых обладает максимальной мощностью 10 Вт. Средняя выходная мощность (200 Вт) требует 3,1 кВт средней входной мощности постоянного тока. Каждый модуль приема/передачи подключен к отдельной распределительной сети питания от Г- и В-поляризованных элементов, которые поддерживают разнообразие поляризации, а также управление подъемом луча. Есть два параллельных канала приема (предназначенных для Г- и В-поляризованных антенных элементов). RISAT имеет пять режимов, каждый из которых может работать при различных углах падения облучения. Режимы: полосовое картографирование с высокой разрешающей способностью — 1 (разрешающая способность 3 м, полоса охвата 30 км, двойная поляризация); полосовое картографирование с высокой разрешающей способностью — 2 (разрешающая способность 12 м при полосе охвата 30 км, квадратурная поляризация); средняя разрешающая способность в режиме сканирования РСА (разрешающая способность 25 м на полосе охвата 120 км с двойной поляризацией); низкая разрешающая способность в режиме сканирующей РСА (разрешающая способность 50 м при полосе охвата шириной 240 км с двойной поляризацией) и высокая разрешающая способность в режиме РСА с точечным облучением (разрешающая способность более чем 2 м в квадратных кадрах со стороной 10 км и двойной поляризацией). Режим РСА с точечным облучением требует рыскания / изменения угла наклона до $\pm 13^\circ$ и, соответственно, изменения курса космического аппарата. Покрытие по обе стороны от линии пути требует маневра крена корабля для направления диаграммы направленности антенны на противоположную сторону от надира — подход, который аналогичен работе RADARSAT-2. Различные уровни разрешающей способности опираются на четыре полосы пропускания (225 МГц, 75 МГц, 37,5 МГц и 18,75 МГц) с использованием программируемого цифрового генератора звукового сигнала. Полученные цифровые 8-битовые данные (I и Q), представленные в форме с плавающей точкой, преобразуются с уменьшением полосы и количества бит (от 6 до 2) по выбору пользователя в рамках ограничений в зависимости от режима эксплуатации. Все подсистемы (за исключением антенны) обладают двойным запасом прочности. Номинальная частота повторения импульсов составляет 3250 Гц ± 450 Гц. Скорость передачи данных составляет от 142 Мбит/с до 1478 Мбит/с в зависимости от режима. На орбите масса космического аппарата составляет примерно 1750 кг, из которых полезная нагрузка РСА (включая антенну) — примерно 950 кг. Бортовое хранилище данных имеет емкость 240 Гбит; нисходящая максимальная скорость передачи данных составляет 640 Мбит/с (в X-диапазоне с двойной круговой поляризацией). Орбита RISAT является

* Slip-SAR представляет собой модифицированный режим сканирующей РСА, при котором диаграмма направленности антенны скользит по поверхности с более низкой скоростью, чем в обычном полосовом картографическом режиме. В результате получается большая ширина доплеровской полосы пропускания, следовательно, расширение азимутальной разрешающей способности, а также большая ширина отображаемой области, чем может поддерживать обычная РСА с точечным облучением.

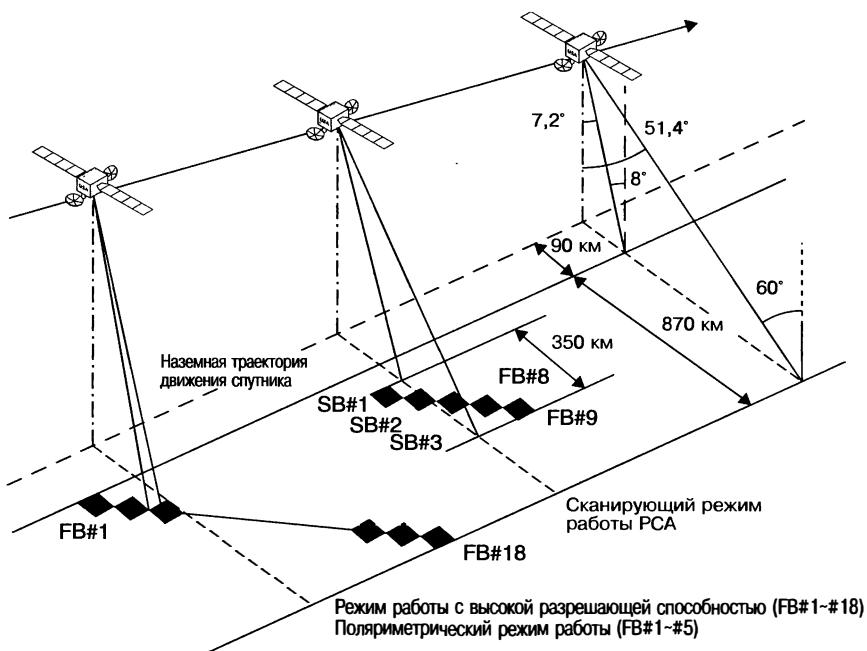


Рис. 18.4. Геометрическое представление работы системы PALSAR в режиме обзора. Каждое положение луча поддерживает различные комбинации поляризации, что приводит к очень большому количеству доступных режимов. Панель солнечных батарей перпендикулярна плоскости орбиты, что указывает на полуденную солнечно-синхронную орбиту (источник — JAXA, Япония)

солнечно-синхронной типа «утро—вечер» с высотой примерно 609 км, продолжительность одного витка составляет 13 дней.

MAPSAR. Многофункциональная PCA [28] представляет собой совместный бразильско-немецкий проект, направленный прежде всего на оценку и мониторинг природных ресурсов Бразилии. После нескольких лет исследований была выбрана работа PCA в L-диапазоне (1,3 ГГц). PCA построена вокруг почти симметричного зеркала (7,5 м на 5 м) с десятью каналами, смещение от точки фокуса необходимо для электронного сканирования лучом по углу места. Пространственная разрешающая способность и полоса охвата составляют от 3 м до 20 м и от 20 км до 55 км соответственно в зависимости от режима. Высокая разрешающая способность является результатом внешних требований, максимальной ширины полосы пропускания 85 МГц, предусмотренной международными соглашениями по спектральному распределению. Это необходимо для обеспечения всех поляриметрических конфигураций. Управляемое пребывание на солнечно-синхронной орбите требуется для надежного обеспечения продолжительности витка (повторного облучения) 37 дней и поддержки интерферометрии. Номинальная масса инструмента составляет 280 кг.

PALSAR. На базе J-ERS-1 была создана система PALSAR [29], которая является отличным примером ранних многомодовых космических PCA. PALSAR работает в 132 режимах (рис. 18.4) и включают в себя стандартное однополяризационное картографирование, режим сканирующей PCA, различные режимы с двух- и квадратурной поляризацией* и экспериментальные или демонстрационные режимы, в том числе и режим PCA с точечным облучением. В L-диапазоне (23 см) с базовой

* Несколько форм разных типов поляризаций, общих для систем дистанционного зондирования, рассматриваются далее в этом разделе.

частотой (1270 МГц) имеются две полосы — 28 МГц (тонкий луч одной поляризации) и 14 МГц (двойная и квадратурная поляризация и режим сканирующей РСА). Диапазон углов падения облучения при пролете по центру полосы охвата составляет 7,9—60°. (Заметим, что японцы обычно ссылаются на эти углы как на углы отклонения от «надира» (9,9—50,8°), что относится к высоте подъема луча по отношению к вертикальной координате космического аппарата, а не к пересечению с местной вертикалью к усредненной по кривизне сплюснутой сфероидальной поверхности Земли.)

Современные космические РСА обязаны своим большим разнообразием режимов наличию активных электронно управляемых антенных решеток. Антенна PALSAR состоит из 80 твердотельных модулей приема/передачи, разделенных на четыре группы, которые развертываются с размерами 3,1 м на 8,9 м по вертикали и горизонтали соответственно. Скорость космических аппаратов и длина антенн диктуют нижний предел частоты повторения импульсов, который для PALSAR составляет 1,5—2,5 кГц в зависимости от режима. Пиковая передаваемая мощность составляет примерно 2 кВт, что вдвое больше, чем у РСА Seasat. В результате чувствительность (эквивалентная шуму сигмы-нуль) очень хорошая, -30 дБ или лучше для большинства режимов. Спутник-носитель PALSAR, ALOS, обладает возможностью управляемого рысканья для поддержания азимутальной линии визирования антенны, направленной на доплеровский нуль, что повышает вероятность поддержания интерферометрической согласованности при последующих проходах по орбите и упрощает обработку при формировании изображений в режиме РСА. Номинальная скорость передачи данных в большинстве режимов составляет 240 Мбит/с, что связано с японским ретрансляционным тестовым спутником (DRTS — Data Relay Test Satellite). Режим сканирующей РСА требует поддержания только половины этой скорости — 120 Мбит/с, благодаря чему трансляция данных может осуществляться прямо с борта космического аппарата на наземные станции. ALOS имеет на борту твердотельный рекордер 96 Гб для буферизации вывода данных РЛС, а также от остальной части полезной нагрузки.

Разнообразие режимов PALSAR является как достоинством, так и недостатком. Управление миссией должно справиться со сбором данных в каждом из этих режимов, а также с фазированием полученных данных, чтобы разделить их канал связи с двумя другими высокоскоростными инструментами передачи данных, входящими в полезную нагрузку спутника ALOS. Стандартная эксплуатация PALSAR в первые годы на орбите заключалась в том, чтобы сосредоточить внимание на шести режимах «по умолчанию» — четырех «оперативных» и двух «полуоперативных». Итоговые параметры следующие: 1) для большинства данных принимается фиксированный «стандартный» угол отклонения 41,5°, 2) варианты поляризации — одна ГГ-поляризация и двойная поляризация ГГ + ГВ, 3) квадратурная поляризация при угле отклонения от надира 21,5° для демонстрации научно-исследовательских и проектно-конструкторских разработок над заданными «суперучастками» и 4) режим пятилучевой сканирующей РСА с ГГ-поляризацией. Кроме того, принятые следующие ограничения:

- только один режим осуществляется в течение одного 46-дневного повтора цикла;

- предпочтительно производить операции в темное время суток в восходящем проходе по орбите для большинства режимов, за исключением передачи данных с низкой скоростью в режиме сканирующей РСА во время восходящих проходов (согласованно с оптическими датчиками), а также внеочередного включения режима интерферометрической РСА и морских приложений с нестандартными углами падения облучения;

- текущее облучение при повторных проходах отдельных объектов в группах по восемь и более;

- 46-дневный цикл для поддержки целей интерферометрической РСА.

Конструкция космических РСА. Варианты конструкций космических РСА [30, 31] более ограниченны, чем у бортовых самолетных систем, в основном из-за ограничений, налагаемых эксплуатацией на орбите, включая, в частности, скорость датчика, радиолокационную дальность (R) и стоимость системы. В следующих разделах мы рассмотрим эти основные темы.

Ограничения частоты повторения импульсов. Правила, которые регулируют частоту повторения импульсов космической РСА, такие же, как те, которые применяются для бортовых самолетных систем, хотя в последнем случае несколько иная ситуация. Основным требованием является то, что частота повторения импульсов f_p должна быть достаточно высокой, чтобы однозначно произвести выборку доплеровского спектра шириной B_{Dop} , а также достаточно низкой, чтобы между передачами оставалось время для получения данных, отраженных в заданной полосе по наклонной дальности (во временной области) шириной T_R . Таким образом,

$$B_{\text{Dop}} < f_p < 1 / T_R. \quad (18.2)$$

На практике достаточный запас должен быть включен в верхний и нижний пределы для учета длительности передаваемых импульсов, а также для того, чтобы ни доплеровский спектр, ни высота диаграммы направленности антенны не имели резкой отсечки.

Нижний предел часто представляется в виде

$$B_{\text{Dop}} = \frac{2\beta V_{\text{SC}}}{\lambda} = \frac{2V_{\text{sc}}}{D_{\text{Az}}} < f_p, \quad (18.3)$$

где указывается, что частота повторения импульсов должна быть достаточно высокой для того, чтобы существовали два канала передачи на каждую апертуру антенны длиной D_{Az} по мере того, как РСА движется по своей траектории. (Здесь V_{SC} является скоростью космического аппарата по орбите, β — шириной* диаграммы направленности антенны по азимуту и λ — длиной волны излучения РЛС.) Эта формула является интуитивно понятной, так как одноугловая азимутальная разрешающая способность составляет примерно половину продольного размера антенны, следовательно, это неравенство требует, чтобы выборка по каждой линии визирования (каждому углу обзора) вдоль траектории движения производилась по крайней мере один раз. Обычно нижний предел частоты повторения импульсов устанавливается таким образом, чтобы был запас в 25% или более по отношению к этому пределу.

На бортовые самолетные РСА ограничение частоты повторения импульсов налагивается, чтобы удовлетворить доплеровской полосе пропускания, из чего следует, что РСА может работать по максимальной дальности без введения неопределенности. Однако по умолчанию минимальная дальность для космических РСА определяется высотой орбиты, которая, как правило, составляет 600 км и более. Типичная наклонная дальность к предполагаемой сцене может быть 800 км и более. Таким образом, верхний предел частоты повторения импульсов не следует устанавливать в зависимости от дальности до сцены, а скорее по дальности, определяемой шириной области, которую необходимо включить в изображение. Как следствие, в результате высокой частоты повторения импульсов в любой момент будут генерироваться последовательности импульсов, которые будут распределены между РСА и сценой. Пространство между импульсами должно быть больше, чем предполагаемая ширина полосы. Например, в некоторых режимах RADARSAT-1 генерируются семь импульсов «в полете» одновременно. В начале такого сбора данных обратное рассеяние от намеченной сцены будет приниматься только после передачи седьмого импульса.

Во многих бортовых самолетных системах частота повторения импульсов выбирается несколько выше предела, установленного по дальности до предполагаемого пространства цели. В таких случаях увеличенная частота повторения импульсов будет способствовать улучшению отношения сигнал/шум, но за счет повышения средней скорости передачи данных. Скорость передачи данных может быть уменьшена путем «предварительного суммирования» — последовательного добавления *n* соседних отраженных сигналов. Следовательно, эффективная частота повторения

* Для равномерно облучаемой апертуры ширина луча по уровню примерно 3 дБ задается выражением $\beta = 0,88\lambda / D_{\text{Az}}$. Это обычное выражение для анализа в системах РСА, оно предназначено для аппроксимации этой формулы $\beta \sim \lambda / D_{\text{Az}}$ и интерпретации β как ширины прямоугольника, который имеет то же максимальное значение пика и площадь, что и антенна.

импульсов уменьшается на тот же коэффициент n . Эта практика редко оказывается приемлемой для космических РСА, потому что приводит к азимутальной неопределенности, если доплеровский спектр ограничен до сокращения частоты передачи импульсов.

Неоднозначность. Частота повторения импульсов генерирует двумерное пространство выборки, когда данные разбиваются на группы в зависимости от их «медленного времени» (в направлении азимута) и «быстрого времени» (в направлении дальности). По азимуту частота повторения импульсов определяет смешанную с побочными низкочастотными составляющими версию данных об облучении главным лепестком диаграммы направленности антенны. Спектры этих низкочастотных составляющих сигнала находятся в кратных позициях в частоте повторения импульсов по обе стороны от доплеровского центра главного лепестка. Конечно, после выборки они упаковываются обратно в полосу пропускания Найквиста. Эти низкочастотные составляющие представляют собой азимутальные неоднозначности, которые подавляются, поэтому они незаметны в хорошо продуманной системе, поддерживаемой правильно настроенным процессором. Когда они появляются, азимутальную неоднозначность относительно легко идентифицировать (рис. 18.5), потому что она слабее (phantomнее) дубликатов деталей изображений, которые были собраны с помощью главного лепестка и, следовательно, находятся в более ранних или более поздних позициях вдоль полосы изображения. Азимутальный сдвиг неоднозначностей относительно центрального изображения является интегральным множителем $\Delta X = R\lambda f_p / (2V_{sc})$, который является пространственным смещением соответствующей частоты повторения импульсов. Азимутальная неоднозначность, особенно при отражении сигналов от точечных целей, определяет те же доплеровские частотно-модулированные скорости, как и рассеивающие элементы внутри главного лепестка, поэтому их фокус сохраняется при обработке процессором.

В направлении дальности одним из последствий одновременного присутствия множества импульсов в полете являются отраженные сигналы по нескольким различным дальностям, которые поступают обратно к РСА с одной и той же относительной задержкой в пределах стробирования дальности, как отражения от предполагаемой полосы охвата. Если эти дополнительные отраженные сигналы являются достаточно сильными, то в результате появляются артефакты изображения, которые называются неоднозначностями по дальности. Неоднозначности по дальности не так легко определить, как азимутальные неоднозначности, потому что они возникают на дальностях за пределами номинальной полосы охвата и, следовательно, не должны попасть на изображение. Неоднозначности по дальности по определению связаны с дальностями, которые отличаются от тех, на которые настроен процессор, поэтому дальностно-неоднозначные точечные цели, как правило, получаются расфокусированными.

Основным средством подавления неоднозначностей является ограничение главного лепестка диаграммы направленности антенны так, чтобы потенциальные источники неоднозначностей по азимуту или дальности не облучались или, по крайней мере, облучались очень слабо. Это требование налагает на антенну РСА ограничение по минимальной площади облучения. Нижний и верхний предел частоты повторения импульсов из B_{Dop} и $1 / T_R$ приводят к выражению

$$D_{El} D_{Az} > 4RV_{SC}(\lambda / c) \tan \theta_{Inc}, \quad (18.4)$$

где площадь антенны является произведением ее длины D_{Az} и высоты D_{El} , θ_{Inc} — средний угол падения в отображаемой полосе охвата. Произведение дальности и скорости в этом выражении определяется параметрами, свойственными конкретной планете (например Луне), на орбите которой должна работать космическая РСА (см. табл. 18.1). Как следствие, антenna площадью 1 m^2 , облучающая поверхность Луны, должна иметь площадь не менее 10 m^2 на той же РСА при работе на орбите Марса и около 40 m^2 для эксплуатации на орбите Земли.

Всегда есть соблазн изменить это ограничение, так как большинство космических РСА используют столько неоднозначностей, сколько является допустимым. На практике антены обычно выбирают так, чтобы их площадь была по крайней мере в два раза больше, чем предполагаемое минимальное значение.

Неоднозначность пропорциональна интенсивности обратного рассеяния, и, таким образом, она способствует увеличению мультиплекативного коэффициента шума* системы. Боковые лепестки диаграммы направленности антенны и неоднозначности затем подавляются в результате соответствующего взвешивания в процессоре. Компромиссные значения оказываются ниже мультиплекативного коэффициента шума за счет более широкой импульсной характеристики. Типовые конструкции обеспечивают примерно 20% избыточной дальности и доплеровской полосы пропускания по сравнению с теми значениями, которые подразумевает необходимая разрешающая способность по дальности и азимуту, чтобы установить такой порядок взвешивания.

Сигналы, отраженные от надира. Потенциально эти сигналы могут вызвать неоднозначности по дальности, которые возникают при отражении излучения от поверхности, непосредственно расположенной под космическим аппаратом. Эти сигналы, отраженные от надира, всегда относительно интенсивны, особенно если присутствуют компоненты с зеркальным обратным рассеянием. Так как любая реалистичная диаграмма направленности антенны имеет ненулевые боковые лепестки, направленные на nadir, в результате на изображении могут быть зафиксированы отраженные от него сигналы. Основная стратегия заключается в том, чтобы избежать неоднозначности при выборе частоты повторения импульсов и различии по времени сигналы, отраженные от надира, и передаваемые сигналы РЛС. Эти временные ограничения накладывают также требования на частоту повторения импульсов. Оказывается, что сигналов, отраженных от надира, невозможно избежать, если другие ограничения переопределают доступные варианты частоты повторения импульсов. Это происходит, например, при выполнении требования, которое накладывает режим работы сканирующей PCA, поскольку он имеет свой собственный набор ограничений для частоты повторения импульсов.

Антенны и передатчики. Антенны для пионерских космических PCA были исключительно пассивными, такими как коммутируемые антенные решетки, работающие в L-диапазоне на Seasat, или антенные решетки с щелевыми волноводами, используемые на ERS-1/2 и «Алмазе». Первое исключение из этого правила было положено PCA на RADARSAT-1, которая строилась вокруг антенной решетки из 32 горизонтальных щелевых волноводов, каждый из которых имел центральное питание через фазовращатель, так что выбор и формирование диаграммы угла места луча происходили под электронным управлением. Более амбициозные (читай: «массивные и дорогие») системы, как правило, используют двумерные активные электронные сканирующие антенные решетки (устройства ЭСУ). Эти решетки имеют множество модулей приема/передачи (T/R), часто включающих две поляризации (Γ и B). В качестве примеров можно привести RADARSAT-2, ENVISAT, ASAR, PALSAR, COSMO, TerraSAR-X и RISAT. Было заявлено, что активные антенные решетки подготовили почву для «постепенных отказов», так как потеря нескольких элементов приема/передачи сильно не влияет на общую производительность системы. Параллельно разрабатываемая альтернативная парадигма антенн для PCA акцентирует простоту и меньшую массу (и более низкую стоимость) при двумерном электронном управлении лучом. Это отражатели, примерами которых являются антенны НJ-1-С (Китай), SAR-Lupe (Германия), TecSAR (Израиль) и MapSAR (Бразилия). Если отражатель облучается несколькими облучателями, то он может повлиять на управление лучом, а также на формирование луча и управление, хотя и в гораздо меньшей степени, чем в системах производства ЭСУ.

Космические PCA естественным образом делятся на два класса, тесно связанные с архитектурой антенны. Если антенна активная, то передатчик (как и входные каскады приемника) распределяется по всей антенной решетке. В этом случае несколько сотен элементов приема/передачи, каждый с максимальной мощностью несколько ватт, складываются по своей передаваемой мощности до многих сотен ватт. Фазовый контроль элементов является критическим параметром и, как правило, требует аддитивной компенсации температуры для обеспечения когерентности

* Мультиплекативный шум — стандартный термин для РЛС с синтезированной апертурой, он включает в себя нежелательные вклады, такие как неоднозначность и шумы квантования, которые пропорциональны интенсивности принимаемого сигнала.

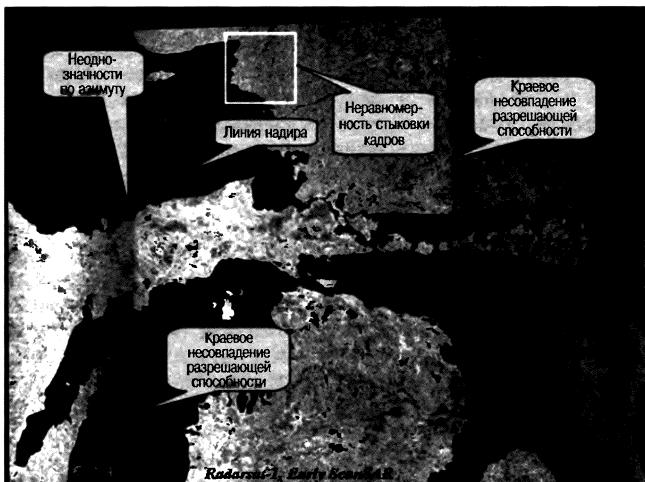


Рис. 18.5. Пример артефактов, которые появились на ранних изображениях, сформированных RADARSAT-1 при работе в режиме сканирующей РСА по четырем подполосам охвата. Направление полета вертикально в этой презентации, краевая разрешающая способность по дальности в левой части кадра (источник — Канадское космическое агентство и Канадский центр дистанционного зондирования)

излучаемого волнового фронта. В качестве альтернативы почти всегда применяются усилители на лампах бегущей волны (TWT — Traveling Wave Tube Amplifiers), хотя последние разработки мощных твердотельных устройств сильно повлияли на конструкцию космических РСА. РЛС, построенные с помощью усилителей на ЛБВ, показали впечатляющие рекорды долголетних сроков эксплуатации, доказательством чего являются RADARSAT-1 и ERS-2, поскольку обе остаются в эксплуатации в течение более десяти лет.

Скорость передачи данных. Скорость передачи данных пропорциональна произведению частоты повторения импульсов f_p , количеству выборок по дальности N_R (которое пропорционально ширине полосы охвата по наклонной дальности, а также длительности несжатого импульса и обратно пропорционально разрешающей способности по дальности), количеству бит квантования N_S , сохраненных в каждой выборке данных, и множителя 2, который учитывает синфазный (I) и квадратурный (Q) компоненты, поскольку при поточных сигналах требуются амплитуда и фаза сигнала. После установления разрешающей способности и полосы охвата число бит на выборку является единственным параметром, открытым для выбора. Отличные результаты могут быть получены для N_S начиная с минимальных значений 2 бита (для I и Q) путем согласования порога квантования со средним уровнем сигнала (см. разд. 18.4, где подробно освещается эта тема.) Шум квантования, который возрастает при уменьшении количества бит, пропорционален интенсивности сигнала и, следовательно, является одним из вкладов в мультиплексивный коэффициент шума. Приложения с высокими требованиями, такие как интерферометрия, лучше обслуживаются при отведении большего количества бит на выборку в зависимости от ограничений по скорости и объему, которые накладывают подсистемы обработки данных.

Обработка данных. Обработка данных для космических РСА, хотя в принципе аналогична тому же процессу в бортовых самолетных системах, тем не менее отличается в нескольких ключевых отношениях. Основные моменты рассматриваются ниже. Более подробное изложение темы можно узнать из стандартных справочников [30, 32], однако мы считаем, что может оказаться полезным и упрощенное введение в определение ключевых параметров [33].

Естественной отправной точкой является уравнение радиолокационной дальности, из которого можно найти несколько характеристик, которые являются

уникальными для сферической геометрии PCA на орбите. В случае сужения луча при боковом обзоре (без учета эффектов вращения Земли) изменение дальности PCA — цель генерирует динамику изменения фазы по всей длине T с синтезированной апертурой от точечного отражателя при минимальной наклонной дальности R_0

$$\Theta(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} \left(R_0 + V_{\text{sc}} V_{\text{Beam}} \frac{t^2}{2R_0} \right), \quad (18.5)$$

где V_{Beam} является скоростью на поверхности зоны облучения диаграммой направленности антенны по азимуту. Производная по времени от фазы дает доплеровскую частоту рассеивающего элемента в следующем виде:

$$f_D(t) = -\frac{2}{\lambda} \frac{V_{\text{sc}} V_{\text{Beam}}}{R_0} t, \quad (18.6)$$

где скорость изменения частоты пропорциональна эффективной скорости $V_{\text{eff}} = (V_{\text{sc}} V_{\text{Beam}})^{1/2}$. В этом заключается отличие от работы бортовых самолетных PCA, в которых скорость изменения доплеровского смещения частоты в азимутальной плоскости пропорциональна квадрату скорости самолета. В чем разница? Вместо прямой линии, которая является исходной ситуацией для бортовой самолетной системы, синтезированная апертура космической PCA формируется по дуге. Это приводит к небольшому, но значительному увеличению эффективной длины синтезированной апертуры, а также изменяет скорость частотной модуляции. Как следствие, номинальная азимутальная разрешающая способность по одной линии визирования космических PCA задается выражением $r_{\text{Az}} = (V_{\text{Beam}} / V_{\text{sc}}) D_{\text{Az}} / 2$, а не знаменитой формулой «половина длины апертуры» у бортовых самолетных PCA. Обратите внимание, что V_{Beam} всегда меньше скорости космического аппарата и уменьшается с увеличением высоты космического аппарата и угла падения облучения. Предупреждение: в некоторых литературных источниках, посвященных обработке радиолокационных изображений PCA, эффективная скорость для орбитального случая обозначается как скорость РЛС, что вводит в заблуждение и предстает собой ошибочный термин.

Средняя скорость передачи данных с космических PCA на орбите Земли составляет порядка 100 Мб/с (мегабит в секунду) при высокой разрешающей способности и при генерации системами разных типов поляризаций. Двигатели космического аппарата обеспечивают соответствующую скорость (примерно 7,5 км/с), от них также зависят и разрешающая способность по дальности, и ширина полосы охвата. Многие пользователи хотели бы иметь немедленный доступ к обрабатываемым данным, что ставит вопрос о бортовой обработке. Космические системы PCA, как правило, не осуществляют формирование изображения на борту по некоторым причинам, в том числе из-за высоких скоростей передачи данных. Обработка первичных данных PCA для формирования изображения увеличивает объем данных в значительной степени, увеличивая тем самым нагрузку на линии нисходящей передачи данных. Возможно, такие опции, конечно, после первичной обработки и формирования изображений подходят для специализированных приложений с последующей обработкой отдельных изображений.

В отличие от бортовых самолетных систем динамика большинства космических аппаратов такова, что для космических PCA необходима компенсация движения (если нужна очень высокая разрешающая способность). Тем не менее определение центра спектра доплеровских частот, собираемых в азимутальной плоскости, относительно нулевого значения данных частот выступает как доминирующее требование. Если азимутальная линия визирования антенны совершенно перпендикулярна инерциальной плоскости орбиты, вращение Земли накладывает доплеровский сдвиг на полученные данные [30]. На низкой околоземной орбите (LEO) величина этого сдвига составляет порядка 3° (в первом приближении) и изменяется синусоидально с изменением широты, достигая максимальной величины на экваторе и нуля в высоких северных и южных широтах. Эффект может быть скомпенсирован путем управляемых маневров космического аппарата, так что линия визирования антенны всегда направлена к нулю Доплера. Это ориентирует вертикальную плоскость азимутальной линии визирования перпендикулярно линии надира на поверхности

Земли, а не к плоскости орбиты. В то время как данные РСА, поступающие с обоих направлений, могут быть обработаны и сформированы в изображения удовлетворительного качества, более требовательные приложения, такие как радиолокационная интерферометрия, требуется обслуживать с помощью управляемых маневров (рысканья) космического аппарата. Управляемые маневры (рысканье) накладывают незначительные дополнительные требования к системе управления космического аппарата, поскольку необходимые маневры составляют только $\pm 3^\circ$ для каждого орбитального периода. Обратите внимание, что линия визирования РСА направлена вниз, а также в сторону, так что вертикальная компонента скорости на орбите спутника также приводит к доплеровскому сдвигу в данных. В принципе, доплеровский сдвиг от вертикальной составляющей скорости также может быть скомпенсирован путем корректировки позиции космического аппарата, хотя эта стратегия редко является общей практикой. Оценка доплеровского центроида является центральной функцией, реализованной во всех алгоритмах обработки данных для космических РСА.

Результаты обработки данных. Условными результатами обработки данных космических РСА являются изображения в виде черно-белого отображения сцены, облучаемой РСА. По определению, каждому пикселью изображения присваиваются определенные числовые значения, которые формируют матрицу изображений, являющуюся вещественной и неотрицательной. В теории эти цифры соответствуют квадрату модуля величин фокусированных и обнаруженных элементов на поле обратного рассеяния. На практике большинство результирующих изображений (например изображения РСА Европейского космического агентства) используют модуль величины, не возводя его в квадрат, так как в результате изображение имеет приемлемый вид и меньший размер файлов данных [2]. Если несколько наборов данных одной и той же сцены объединяются, то часто они получают индивидуальную цветовую маркировку, что приводит к производству многоцветных изображений. Каждая составляющая набора данных может иметь разную поляризацию, длину волны или время наблюдения.

На практике изображение обычно считается отображением нормированной мощности обратного рассеяния $\sigma^0(x, y)$. Предупреждение: на самом деле это утверждение несправедливо *ни в одном случае*. Мощность обратного рассеяния пропорциональна квадрату $|\text{величины}|$ [2], а не самой величине. Таким образом, пользователь должен убедиться, что данные действительно являются квадратами величины до применения таких инструментов, как спектр-фильтры, которые предназначены для размерностей σ^0 . Во-вторых, использование σ^0 означает, что данные будут откалиброваны не только по отношению к радиометрическим параметрам радиолокационных систем и процессора, но и по отношению к углам падения в позиции каждого пикселя (x, y) . Хотя данные ERS-1/2 корректируются для учета средней частоты в пределах отображаемой полосы, не было попыток скорректировать наклон локально в полосе охвата на уровне пикселей. В качестве альтернативы можно обозначить (квадрат величины) целыми числами β^0 , которые означали бы просто радиолокационную мощность на пиксель [31]. Это стало обычной практикой для данных РСА на RADARSAT-1, например.

Стандартные изображения обычно являются «многовыборочными» (multi-look). На профессиональном жаргоне, распространенному среди разработчиков и пользователей космических РСА, «выборка» (look — вид) относится к статистически независимым версиям одной и той же сцены. Когда они складываются вместе, общий результат заключается в снижении спектрального шума и одновременно уточнении отображаемой функции. Каждый такой вид формируется из спектрального диапазона, что не перекрывает спектры, соответствующие другим видам. Таким образом, для заданной полосы пропускания увеличение числа видов снижает спектр, но за счет снижения разрешающей способности. (Подробнее об этом компромиссе написано ниже в разделе 18.4.)

В отличие от обычных постдетекторных изображений, фокусированные данные РСА могут быть представлены в виде одновыборочных комплексных результатов. Эти данные сохраняют полную разрешающую способность РЛС и, самое главное, относительную фазу рассеянного поля. По определению, одновыборочные комплексные файлы данных имеют амплитуду и фазу и часто представлены в виде матрицы пар чисел, обозначающих синфазные (I) и квадратурные (Q)

величины, присвоенные каждому пикселю. Одновыборочные комплексные данные необходимы для РСА-интерферометрии, поляриметрии и когерентного детектирования изменений.

Принудительно накладываемый предел неоднозначностей. Базовая для РСА одновыборочная разрешающая способность по азимуту пропорциональна аналогичной величине при доплеровской полосе пропускания, генерируемой азимутальным лучом антенны с боковым обзором. Соответствующая длина синтезированной апертуры эквивалентна распространению диаграммы направленности антенны вдоль траектории движения РСА, которое, конечно, пропорционально дальности. Пусть это будет каноническим случаем. Разрешающая способность по азимуту может быть повышена только за счет увеличения доплеровской полосы пропускания, что может быть сделано одним из двух способов: увеличением ширины луча антенны или увеличением углов распространения излучения, под которыми антенна облучает данную часть сцены. Последний способ является основным в работе РСА с точечным облучением*, в котором управляемая антенна фиксируется на предполагаемой области по мере прохождения над ней РСА, создавая тем самым более широкую общую доплеровскую полосу пропускания (и более длинную синтезированную апертуру). Компромисс заключается в том, что соседние участки, расположенные вдоль траектории, не могут быть отображены на всех снимках. (Увеличение разрешающей способности по азимуту путем расширения диаграммы направленности антенны либо за счет сокращения длины апертуры, либо искажения луча имеет такой недостаток, как снижение коэффициента усиления антенны, что обычно нежелательно для космических РСА. Кроме того, частота повторения импульсов должна быть больше, чем мгновенная доплеровская ширина полосы, тем самым уменьшая допустимую однозначную ширину полосы охвата по дальности.)

Движение в другом направлении — уменьшение доплеровской полосы пропускания — приводит к более низкой разрешающей способности по азимуту. Доплеровская полоса пропускания данного обратного рассеяния от изначального сигнала может быть уменьшена простым способом — генерацией более короткой синтезированной апертуры, чем в каноническом случае. Эта логика приводит к «пакетному режиму», который занимает видное место в двух формах работы космической РСА. Пакетный режим работы по одной полосе охвата подразумевает пониженную скорость передачи данных, которая может быть необходима для удовлетворения жестких требований к скорости передачи данных, стоящих перед планетарной или лунной миссией. Кроме того, интервалы между передачей пакетов могут быть использованы для облучения различных по дальности полос охвата, тем самым расширяется область, которая может быть отображена однозначно. Этот принцип лежит в основе режима сканирующих РСА.

Компромиссы неоднозначности при эксплуатации космических РСА. Легко показать, что эти варианты разрешающей способности и полос охвата находятся в соответствии с принципами, которые регулируют неоднозначность по дальности и азимуту. Основным правилом является то, что изображаемое пространство (облучаемое антенной) должно быть «в пределах распространения излучения (under-spread)», чтобы избежать неоднозначностей [34]. Условием нахождения в пределах облучения является то, что

$$T_R B_{\text{Dop}} < 1, \quad (18.7)$$

где T_R — глубина полосы охвата диаграммы направленности антенны по наклонной дальности, B_{Dop} — соответствующая доплеровская полоса пропускания. В первом приближении разрешающая способность по азимуту задается выражением

$$r_{\text{Az}} = \frac{\beta R N_L}{T_{\text{Az}} B_{\text{Dop}}}, \quad (18.8)$$

где β — азимутальная ширина луча, R — наклонная дальность, N_L — число выборок (здесь предполагается выбор этого числа в азимутальной области) и $(T_{\text{Az}} B_{\text{Dop}})$ — произведение времени на ширину полосы пропускания по азимуту, под временным

* Альтернативой является точечный режим облучения РСА.

понимается время облучения цели, под шириной полосы пропускания — ширина доплеровской полосы пропускания цели. Подстановка доплеровской полосы пропускания в условие нахождения под облучением приводит к ограничению

$$\frac{T_R \beta R N_L}{T_{Az} r_{Az}} < 1, \quad (18.9)$$

которое показывает, как разрешающая способность и время облучения цели могут быть противопоставлены друг другу одновременно при соблюдении фундаментального ограничения неоднозначностей. Следующие четыре случая имеют большое значение на практике.

Полосовое картографирование. Стандартным подходом является полосовое картографирование (отображение), в котором пространство, свободное почти полностью от неоднозначностей, заполнено допустимой полосой охвата при данной разрешающей способности и количестве выборок. Конечно, разрешающая способность (по азимуту) может быть увеличена в пределах допустимого пространства без потери ширины полосы охвата, если число выборок будет пропорционально уменьшено.

РСА с точечным облучением [35, 36]. Если разрешающая способность по азимуту является основной целью миссии, то величина r_{Az} может быть уменьшена, если время интегрирования T_{Az} увеличивается пропорционально. Учитывая, что ширина диаграммы направленности антенны фиксирована, время интегрирования может быть увеличено только тогда, когда луч для поддержания облучения заданной цели, так же как пятно освещения от фар движущегося транспортного средства, останавливается на интересующей области. Обычным следствием высокой разрешающей способности в режиме точечного облучения РСА является уменьшение полосы охвата по дальности и азимуту, которая ограничена сверху шириной зоны облучения антенны. Требуемая скорость управления относительно низка, как правило, несколько градусов в течение нескольких секунд, она реализуется либо путем перемещения луча антенны, либо путем управляемых маневров космического аппарата. Обратите внимание, что частота повторения импульсов РЛС должна быть только выше предела Найквиста, установленного для ширины диаграммы направленности антенны, а не для общего диапазона доплеровских частот выборки. Разрешающая способность по дальности повышается в обычном порядке — путем увеличения ширины полосы пропускания РЛС, для которой часто применяется метод растяжения (Stretch Technique). Изменением этого режима (SlipSAR) является перемещение зоны облучения антенны, а не точечное облучение одной зоны, таким образом, приходится пожертвовать разрешающей способностью по азимуту — она становится ниже, чем у РСА с точечным облучением, зато увеличивается полоса охвата по азимуту.

Насколько велико может быть это увеличение? В предположении, что рассеяние цели является когерентным в секторе с углом более 180° , было показано [31], что конечная разрешающая способность по азимуту составляет $\lambda/4$. Кстати, к таким феноменальным результатам исследователи приблизились в области сейсмологии.

Пакетный режим [37]. Если средняя скорость передачи данных является основной целью, то время интегрирования T_{Az} можно уменьшить ниже канонического предела путем установки ширины главного лепестка диаграммы направленности антенны по азимуту. Это достигается за счет отключения передатчика после излучения достаточного количества собранных импульсов, чтобы удовлетворить требование к разрешающей способности по азимуту. Каждый такой пакет импульсов имеет мгновенную доплеровскую полосу пропускания, которая соответствует ширине главного лепестка диаграммы направленности антенны (определенной предел Найквиста для частоты повторения импульсов), но короче длины синтезированной апертуры. Пакетный режим является стандартной процедурой для планетарных или лунных РСА, для которых не требуется выполнять изображения с высокой разрешающей способностью, поэтому связь между космическим аппаратом и Землей для передачи данных строго ограничена. В пакетном режиме обычно используют каждый пакет как данные одной выборки, устанавливая частоту повторения пакетов так, что необходимое количество

выборок собирают по всей длине синтезированной апертуры диаграммы направленности по азимуту. Задача состоит в том, чтобы откалибровать антенну таким образом, чтобы кадры всех пакетов можно было объединить и собрать непрерывным образом вдоль пути РСА. Несоответствия выглядят как систематическая «гребешковая» модуляция яркости изображений на границах между каждым из кадров.

Сканирующие РСА [38–40]. Если ширина полосы охвата является основным требованием, то разрешающей способностью по азимуту можно пожертвовать в пользу увеличения дальности охвата. Хитрость заключается в мультиплексировании нескольких наборов данных, передаваемых в пакетном режиме, где каждый набор пакетов соответствует другой подполосе охвата с другой дальностью. В этой форме пакетного режима передатчик всегда «включен»; дальность пакета субполосы распределения полностью ложится на антенну. Работа сканирующей РСА требует быстрого управления высотой луча, например, с помощью фазированной антенной решетки (в частности TerraSAR-X) или выбора одного смещенного облучателя, обращенного к отражателю, по значению дальности (например НJ-1-С). В дополнение к подавлению гребешковых (волнистых) искажений изображения получения качественных изображений в сканирующей РСА требует, чтобы несколько подполос с разной дальностью были связаны вместе таким образом, чтобы точки пересечения между диаграммами направленности антенн не были заметны. RADARSAT-1 была первой миссией по осуществлению (в то время на высоком уровне) оперативного режима работы сканирующей РСА, который был принят в качестве стандартного режима на многих космических РСА. Ширина полосы охвата, достигнутая этой системой, в пять раз больше номинальной ширины полосы охвата при обычном полосовом картографировании, что значительно больше, чем позволяют обычные ограничения неоднозначностей. Как правило, компромисс за счет разрешающей способности по азимуту сбалансирован соответствующим компромиссом за счет разрешающей способности по дальности, при этом остается избыточная часть полосы пропускания по дальности, которую также можно превратить в выборку. Начиная со 100-километровой полосы охвата, ширины кадра 25 м х 25 м и четырех выборок адекватным режимом работы сканирующей РСА может быть полоса охвата 500 км, размеры кадра 100 м х 100 м при 8 выборках без увеличения средней скорости передачи данных или передаваемой мощности.

Следует отметить, что весь этот поиск золотой середины между азимутом и дальностью начинается с канонического случая. Компромисс в отношении данных параметров зависит от начальной позиции. РЛС, изначально располагающая небольшой шириной полосы обзора, по дальности, например, используя режим ScanSAR, сможет расширить данную полосу до нескольких десятков км, что будет значительно больше, чем при использовании такого же радара, но уже с маршрутным режимом.

Многоканальные РСА: интерферометрия и поляризация. Сравнение фаз между двумя или более взаимно когерентными наборами данных приводит к богатству новых возможностей, особенно в области интерферометрии [15] и поляриметрии [41]. Это актуально для космических РСА, которые были и будут оставаться богатым источником количественных микроволновых измерений широкого спектра различных особенностей поверхности и позволяет им использовать возможности многоканального режима. Следующие подразделы содержат только краткий обзор этих тем, обсуждение необходимо, чтобы подогреть аппетит читателя и предоставить нужные ссылки на обширные литературные источники.

Интерферометрия. Интерферометрия с помощью радиолокатора (рис. 18.6) предполагает проведение измерений, которые основаны на разности фаз, определенных в течение двух различных наблюдений одного и того же явления [42–45]. Разность фаз возникает из изменений микроволнового масштаба, которые обусловлены либо различными углами обзора, либо движением элементов на сцене. В целом чувствительность измерения фазы зависит в первую очередь от: 1) длины волны РСА, 2) пространственной или временной базы интерферометра при получении соответствующих наборов исходных данных и 3) масштаба пространственных или временных различий между различными сигналами. Интерферометрическая база возрастает с увеличением дальности и скорости платформы. Отсюда

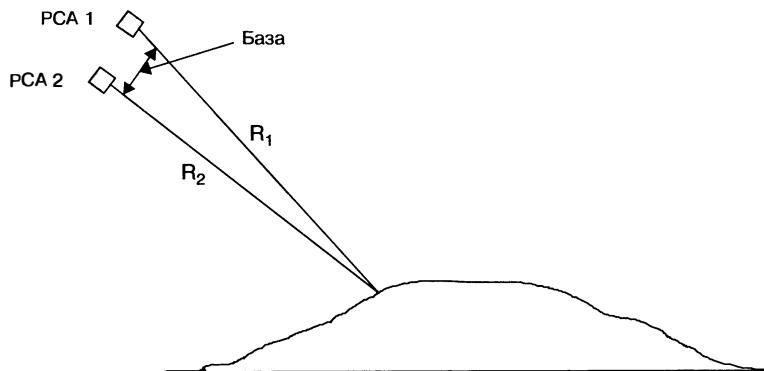


Рис. 18.6. Радиолокационная интерферометрия отражает помехи, создаваемые двумя взаимно когерентными полями рассеяния. Интерферограмма разности фаз (по модулю 2π) соответствует относительной высоте облучаемой местности (после удаления систематической наклонной дальности и сигнатур кривизны земной поверхности)

следует, что для космических радиолокаторов обычные измерения, проводимые интерферометрическими PCA с борта одного космического аппарата, обычно оказываются непрактичными, так как подразумевается пространственное или временное разделение измерений в гораздо большем масштабе, чем способен обеспечить один спутник. (Внимательный читатель может заметить очевидные исключения из этого правила, радиолокационная топографическая съемка с помощью космических PCA на борту шаттлов (SRTM) описана выше, она обеспечивается установкой второй интерферометрической антенны на 60-метровой раздвижной стойке.)

Спутниковые орбиты, как правило, хорошо известны и следуют по очень похожим траекториям во время повторных проходов над земной поверхностью. Отсюда следует, что эксплуатация в космосе предлагает привлекательную альтернативу: повторить проход интерферометрической PCA, первоначально предложенный Гольдштейном [46]. Если от прохода к проходу наблюдения разделены в вертикальной плоскости, то интерферометрия позволяет произвести относительную оценку высоты местности [47]. Если между двумя наблюдениями существует задержка по времени, соответствующая периоду повторного прохода по орбите (обычно от 10 до 45 дней), следовательно, возможно проведение измерений движения объектов в пределах длины волн (в направлении линии визирования PCA) [48]. Этот метод может быть распространен на несколько проходов с пропорциональным увеличением временной базы, ведущих к замечательным результатам. Методы повторных проходов хорошо подходят для отображения топографического рельефа и долгосрочного когерентного детектирования изменений для отображения движения ледников или погружения элементов земной коры. Если интерес представляют более короткие отрезки времени (для обнаружения движущихся транспортных средств, например) PCA с селекцией движущихся целей (СНДЦ), то требуется короткая интерферометрическая база, которая подразумевает две (или более) топографические съемки с космической PCA при относительно малом интервале соседних орбит во время повторного прохода.

Для космических PCA интерферометрический режим требует наличия пары взаимно когерентных изображений, которые имеют запечатленные фазы, зависящие от деталей визуальной геометрии и структуры сцены. Когерентно комбинируемые изображения называются интерферограммами и обычно содержат граничные полосы, отражающие взаимодействие между фазовой структурой двух наборов данных. Обработка сигналов предназначена для оценки этих разностей фаз и вывода геофизических параметров из полученных измерений [49].

Интерферометрическая модель сигнала проста в своей основе. Для любой окрестности на сцене пары входных сигналов может быть описана выражениями

$$s_1(t) = \Gamma_1 a \exp[-j\phi] \quad (18.10)$$

и

$$s_2(t) = \Gamma_2 a \exp[-j\phi + j\Delta\phi(r, t_2 - t_1)], \quad (18.11)$$

где нижние индексы отражательной способности Γ предполагают, что два сигнала могут быть получены в два различных момента времени, а также из двух разных пространственных точек по линии визирования. Задача состоит в том, чтобы оценить относительную разность фаз $\Delta\phi$, которую обычно находят путем кросс-корреляции

$$E[s_1(t_1)\bar{s}_2(t_2)] = R_{12}(t_1, t_2)a \exp[-j\Delta\phi(r, t_2 - t_1)], \quad (18.12)$$

которую рассчитывают на основе комплексных данных изображений. Здесь $E[.]$ является оператором математического ожидания (среднее значение). Разность фаз $\Delta\phi$ может быть связана либо с геометрическими, либо с временными различиями между двумя наблюдениями. Успешная интерферометрия зависит от взаимной корреляции $R_{12}(t_1, t_2)$ функций рассеяния Γ_1 и Γ_2 . Нормированная функция кросс-корреляции является функцией взаимной когерентности

$$\gamma_{12}(t_1, t_2) = \frac{R_{12}(t_1, t_2)}{\sqrt{E[|s_1|^2]}\sqrt{E[|s_2|^2]}} \quad (18.13)$$

и параллельно с этим встречается в физической оптике [50]. Величина γ (гамма) является количественным отображением согласованности между двумя наблюдениями. В общем, когерентность сцены уменьшается с укорочением длины волны и увеличением времени между наблюдениями.

Взаимная когерентность является важным компонентом радиолокационной интерферометрии. Когерентность предполагает два ограничения: пространственное и временное. Пространственное ограничение распространяется на расстояние между орбитальными проходами. В идеале длина волны РЛС, проецируемая на каждую область поверхности, должна быть одинаковой для обоих проходов по орбитам. Так как две орбиты разделены, каждая область наблюдается при несколько ином угле падения облучения. Это означает, что эффективная длина волны, проецируемая на плоскость земной поверхности, немного отличается для этих двух случаев. Интерференция сохраняется, только если полоса пропускания радиолокационного сигнала по дальности достаточно велика, чтобы охватить прогнозируемые длины волн, это требование становится более жестким по мере того, как расстет разделение орбит [51]. К счастью, импульс по дальности имеет достаточно большую полосу пропускания (обычно более 15 МГц), так что взаимно когерентные полосы пропускания по дальности могут быть выбраны из данных во время их обработки. Потеря взаимной когерентности из-за увеличения расстояния между орбитами называется базовой декорреляцией [52]. Можно показать для достаточно ровной местности, что верхний предел ограничения на разность $\Delta\theta_{\text{Rad}}$ для угла места между двумя орбитами составляет $\Delta\theta_{\text{Rad}} = \lambda \tan \theta_{\text{Rad}} / 2r_R$, где r_R — разрешающая способность по наклонной дальности, которая обратно пропорциональна полосе пропускания по дальности. (Предупреждение: в литературных источниках, посвященных интерферометрическим PCA, принято использовать угол места (возышения), определяемый как угол между линией визирования PCA и радиус-вектором Земли, как он виден с PCA.) Для типичных сигналов с большим произведением времени на полосу пропускания ограничение угла места предполагает, что соотношение пары отраженных сигналов поддерживается для орбитальных расстояний порядка километра. Для получения карт рельефа земной поверхности с абсолютными отметками высот, однако, точное определение высоты элемента поверхности с точностью до 1 м требует пространственного разделения траекторий наблюдения.

Временная когерентность относится прежде всего к сцене. Для того, чтобы два сигнала выступали в качестве интерферометрической пары, их соответствующая структура фаз должна быть относительно стабильной в течение интервала времени между спутниковыми наблюдениями. Короче говоря, должна существовать взаимная когерентность (согласованность) между двумя сигналами рассеяния, даже если

они наблюдаются в разные моменты времени. Это требование легко выполняется при коротких временных интервалах между благоприятными возможностями для наблюдения, например при трехдневном повторном облете орбиты, который впервые был использован для получения данных системой Seasat, чтобы доказать концепцию стабильных особенностей местности, таких как отсутствие растительности на скалистых склонах гор. Это необязательно выполняется для сцен, покрытых льдом или растительным покровом, которые могут претерпевать изменения в деталях отражения и рассеяния между наблюдениями.

В некоторых природных и большинстве городских сцен присутствует множество угловых отражающих элементов, чьи фазы остаются стабильными в течение очень длительных временных масштабов. Эти так называемые постоянные (или устойчивые) рассеивающие элементы [53] позволяют многократно производить дифференциальные интерферометрические измерения в течение многих повторных наблюдений РЛС, позволяющих с замечательной чувствительностью определять медленные изменения поверхности. Например, мультифреймовый анализ DInSAR*, предусмотренный для данных системы RADARSAT-1, позволил получить карты территории Нового Орлеана [54], изменение уровня которого варьируется от 0,3 мм/год до более чем 15 мм/год, с точностью порядка 2,5 мм/год.

Любой подход к измерению разности фаз зависит от фундаментальной характеристики неоднозначностей 2π с помощью алгоритма оценки фаз [55, 56]. Во многих ситуациях, которые возникают в работе РЛС, знания о физических ограничениях, происходящих на сцене физических явлений в сочетании с алгоритмами развертки фазы, являются достаточными для достижения этой цели.

Поляризация. Для любой заданной поляризации излучаемой волны процесс отражения в целом приводит к разнообразию поляризации отраженных волн. Для наблюдения этих процессов РЛС должна обладать возможностью обрабатывать сигналы с двойной поляризацией. Кроме того, коэффициент отражения является функцией поляризации переданной волны. Таким образом, если необходимо охарактеризовать саму функцию рассеяния, также должны быть переданы сигналы в двух ортогональных поляризациях. Все чаще космические РСА обладают поляриметрическим разнообразием [41, 57]. Реализация на практике полностью поляриметрических РСА всегда подразумевает большую полосу пропускания канала данных, большую переданную мощность и меньшую ширину полосы охвата по дальности. Конечно, антенна — «поляризационный шлюз» РСА — должна быть в состоянии принимать, а также, возможно, передавать сигналы с более чем одной поляризацией.

В общем, есть четыре опции, доступные для космических РСА с разной поляризацией сигналов. К ним относятся:

1) **одиночная (моностатическая) поляризация**, типичная для всех выделенных для РСА космических аппаратов (до запуска ENVISAT), у которых сигналы обладают либо ГГ-, либо ВВ-поляризацией. Это обычное обозначение указывает на горизонтальную или вертикальную (линейные) поляризации на передаче и приеме для подобных однополяризационных РСА;

2) **двойная поляризация**. Согласно традиционному определению, она представляет собой передачу сигнала на одной поляризации (обычно линейной, такой как Г) и прием сигналов с такой же поляризацией и кросс-поляризованных компонентов (Г и В). В традиционных РЛС с двойной поляризацией относительная фаза между двумя поляризованными наборами данных отбрасывается. В ориентированных на обзор земной поверхности РЛС дистанционного зондирования типичные комбинации включают ГГ и ГВ, например, или ГГ и ВВ (что требует двух отдельных поляризаций на передаче). Система ASAR на борту ENVISAT является первым космическим примером этого типа с использованием разной поляризации. Если некогерентно используется четыре (линейных) поляризации, то функцию обратного рассеяния сцены можно охарактеризовать тремя коэффициентами обратного рассеяния ($\sigma_{HH}^0, \sigma_{VH}^0, \sigma_{VV}^0$), которые, конечно же, лишены фазы. (Заметим, что взаимозаменяемость означает, что $\sigma_{HV}^0 = \sigma_{VH}^0$);

* Дифференциальная интерферометрическая радиолокационная система с синтезированной апертурой.

3) когерентная двойная поляризация. РЛС с двойной поляризацией, которая сохраняет относительную фазу между двумя принятymi сигналами с разной поляризацией, имеет значительное отличие от традиционных систем с двойной поляризацией. Термин «когерентные» помогает отличить такие РЛС от их аналогов, описанных в предыдущем абзаце. Режимы когерентной двойной поляризации не эксплуатируются на орбитальных РСА (хотя это является стандартной практикой в наземной радиолокационной астрономии на таких объектах, как РЛС в Аресибо [58]). Опыт показал, что относительно мало пользы получается от знания фазы между принятими сигналами с той же поляризацией, что и у переданных, и кросс-поляризованными отраженными сигналами при условии, что передача идет с Г- или В-поляризацией. Тем не менее инновационная альтернатива заключается в использовании круговой поляризации на передаче и получении когерентных сигналов с двумя ортогональными линейно поляризованными компонентами (см. раздел 18.4);

4) полная или квадратурная поляризация. Эта опция предоставляет самый богатый выбор, потому что позволяет получить полную характеристику комплексной матрицы обратного рассеяния на всех элементах разрешения. Она была хорошо разработана в теории и широко применялась на практике для получения данных с бортовых самолетных систем и в космических системах SIR-C, PALSAR (Япония) является первой оперативной космической системой, работающей в режиме квадратурной поляризации.

Основной интерес к РСА с полной поляризацией обусловлен богатыми возможностями наблюдения обратного рассеяния путем замены скалярной формы отраженного сигнала его комплексной векторной компонентой [41, 57, 59]. Таким образом, когда сигнал либо с Г-, либо с В-поляризацией падает на рассеивающий элемент, обе поляризации появляются в отраженных сигналах в соответствии с выражением

$$\begin{bmatrix} E_H^B \\ E_V^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H^T \\ E_V^T \end{bmatrix}, \quad (18.14)$$

где верхний индекс *B* обозначает компонент поля, отраженного обратно к РЛС. Новый круг интересов представляет сцена с матрицей рассеяния 2×2 , массив из четырех комплексных чисел. Каждый элемент в этой матрице рассеяния выражает амплитуду и фазу поля рассеяния (с индексом *B*) в ответ на облучение поля падающего излучения (с индексом *T*) в соответствии с их поляризацией. Таким образом, матрица рассеяния является количественным описанием преобразования состояния поляризации при отражении, а также величины и фазы каждого коэффициента отражения. Часто справедливо, что поле поляризации не изменяется при распространении — безвихревое предположение. В этом случае поляризации отраженных волн эквивалентны тем, которые принимает РЛС. Это свойство характеризуется в большинстве литературных источников по поляриметрии, по крайней мере в области дистанционного зондирования, и отражено в изложенном нами тексте. (Основным исключением из этого правила является вращение плоскости поляризации Фарадея, которое может быть важным фактором для систем с большей длиной волны, работающих в диапазонах Р и в меньшей степени L).

Для безвихревого распространения часть поля рассеяния, принятая РЛС, определяется вектором поляризации приемной антенны, $[E^R]$. Напряжение сигнала v_{rec} , входящего в систему, можно записать в векторно-матричной форме:

$$v_{rec} = [E_H^R \quad E_V^R] \begin{bmatrix} E_H^B \\ E_V^B \end{bmatrix}. \quad (18.15)$$

Это отправная точка для разработки РСА с квадратурной поляриметрией. По сути, РСА с квадратурной поляризацией управляетя так, что передатчик генерирует сигналы в обеих ортогональных поляризациях. В результате набор данных с квадратурной поляризацией может быть преобразован для представления всех возможных комбинаций поляризации на передаче и/или приеме. Однако здесь могут таиться подводные камни, в том числе сложные конвенции координат [59],

изначально запутанные изменения «стандартных» форм для представления данных, а также несколько альтернативных методов для анализа данных. Однако после освоения обработки данных РСА с квадратурной поляризацией они, несомненно, превращаются в золотой стандарт для количественной характеристики сцены радиолокационной съемки.

Возможности космических РСА с квадратурной поляризацией предполагают значительные затраты. Основным требованием является то, что данные должны быть взаимно когерентными. Это относительно легко реализовать для приемника, который должен иметь только два канала, захватывающие одновременно фазы и амплитуды поля рассеяния в двух ортогональных поляризациях. С другой стороны, в один момент времени может быть передан сигнал только одной поляризации. Облучение сцены сигналами двух поляризаций требует передатчика, который будет переключаться между ортогональными состояниями поляризации. Эта схема мультиплексированной передачи предполагает, что частота повторения импульсов РЛС должна быть удвоена, чтобы удовлетворить минимальной скорости Найквиста одновременно для каждой пары переданных сигналов. Удвоение частоты повторения импульсов предполагает, что средняя излучаемая мощность должна быть также удвоена, а полоса охвата по дальности для сокращения неоднозначностей сокращена наполовину по сравнению со стандартным случаем передачи сигналов только одной поляризации. Отметим, что средняя скорость передачи данных такая же, как в случае с двумя поляризациями, так как происходит удвоение объема данных при работе в режиме квадратурной поляризации для каждого элемента разрешения РЛС на сцене, пусть и при сокращении ширины полосы охвата в два раза.

Значительный прогресс по-прежнему наблюдается в разработке инструментов для количественного анализа данных [60] поляриметрических РСА. Для комбинации с интерферометрическими данными [61] существует область исследований для обсуждения работ, которую называют PolInSAR и которая предназначена для специальных совещаний специалистов. Важной методологией декомпозиции цели [62], с помощью которой определенные классы обратного рассеяния сценой (например двойной отскок, брэгговское или объемное рассеяние) могут быть отделены от других видов, благодаря этому режиму работы рассеяние может подвергаться интерферометрическому анализу. Используя такие методы, можно оценить топографию поверхности под пологом растительности, например.

Приложения. РСА являются крупнейшим классом космических РЛС дистанционного зондирования, что в основном определяется результатами их практической полезности. Многие приложения основаны на присущих РСА характеристиках для работы в ночное время или через облака, туман и дым и их чувствительности к изменениям на сцене в масштабах длины волн. Радиолокационные изображения оказались ценной информацией для широкого спектра применений, начиная от океанографических наблюдений (тема, мотивированная Seasat) до измерения миллиметровых смещений (таких как погружение городских районов или увеличение объема вулканов до их извержения). Требование Канады вести почти постоянный мониторинг северных и прибрежных льдов удовлетворяется получением примерно тысячи кадров данных в год, которые формирует система RADARSAT. Индия является вторым крупнейшим потребителем космических данных радиолокационной съемки, используемой для сельского и лесного хозяйства, а также для измерения изменений в альпийских ледниках. Такие страны, как Бразилия, территория которой на большей части покрыта тропическими лесами, полагаются на космические радиолокационные изображения для поддержания наблюдения и составления годовой статистики обезлесения. Поскольку радиолокационные изображения являются надежным методом картографирования поверхности океана, они превратились в основное средство мониторинга разливов нефти, которые могут возникнуть в результате крушения танкеров или судов, незаконно сбрасывающих топливо из своих трюмов в прибрежной зоне. Источник радиолокационных изображений [5], приведенных ранее, обеспечивает прекрасный обзор многих из этих приложений.

18.3. Высотомеры (альтиметры)

В самой общей форме высотомер является радиолокационным прибором, предназначенным для измерения вертикального расстояния между РЛС и нижележащей поверхностью. В самолетных приложениях полученное значение «высоты» является показателем клиренса (запаса высоты) самолетов. Несмотря на то, что основной целью космических высотомеров также является измерение расстояния между РЛС и поверхностью, наиболее распространенные приложения направлены на определение местной высоты поверхности моря относительно геоида Земли* — в большей степени, чем высоты космического аппарата. Опорная отметка для этого измерения — высота орбиты космического аппарата вплоть до нескольких сантиметров — должна быть определена путем использования других средств. Высота поверхности моря является функцией многих геофизических параметров, таких как течение, явления Эль-Ниньо и изменения глубины океана. Относительно небольшие изменения (порядка сантиметров) средней высоты морской поверхности могут соответствовать существенным различиям в соответствующих геофизических параметрах. Отсюда следует, что *точность* измерений по дальности является основным требованием для этого класса РЛС. Точность измерения высоты высотомером зависит, в первую очередь, от знания высоты космического аппарата на орбите и от коррекции задержки распространения, вызванной прохождением радиолокационного сигнала в прямом и обратном направлениях. Точность измерений высотомеров, предназначенных для обзора океанической поверхности, пропорциональна разрешающей способности РЛС по дальности и обратно пропорциональна квадратному корню из числа статистически независимых измерений (выборок), объединенных для каждой точки данных. Высотомеры, предназначенные для наблюдения за уровнем моря, в общем, имеют большое отношение сигнал/шум. Таким образом, полоса пропускания и выборки под разными углами наблюдения становятся основными требованиями при проектировании систем. Основное внимание в этом разделе уделено точности высотомера.

Измерение высоты морской поверхности стало важным исследованием для широкого спектра применений в области океанографии, геодезии, геофизики и климатологии [63]. За исключением наблюдения за состоянием приполярных льдов, океанографические высотомеры на околоземной орбите имеют сравнительно небольшое количество приложений для наблюдения за поверхностью суши.

Спутниковый высотомер систематически облетает Землю, производя измерения высоты поверхности вдоль траектории его надира. Эти измерения накапливаются, предоставляя уникальные синоптические данные, которые произвели революцию в наших знаниях и дали понимание как глобальных, так и местных явлений — от Эль-Ниньо до батиметрии. Данные космических высотомеров также обеспечивают измерение высоты больших волн и скорости ветра. Хотя высотомеры можно было бы рассматривать как относительно простые одномерные приборы (измерение дальности), их феноменальная точность и повторяемость измерений требуют элегантной реализации в микроволновой аппаратуре и инновационной обработке сигнала.

Обзор основных систем. Цели, в которых для измерения высоты поверхности используются космические высотомеры, могут быть сгруппированы в четыре широкие категории: крупномасштабная динамическая топография поверхности моря, динамика мезомасштабных[†] особенностей океанической поверхности, статическая мезомасштабная топография морской поверхности, наблюдение динамики льда, морского льда и континентальных ледниковых щитов. Каждое из этих направлений накладывает определенные ограничения на выбор орбиты и основной инструмент измерений, а также миссию проекта. Спутниковые высотомеры, предназначенные для крупномасштабной динамической топографии океанической поверхности, характеризуются измерениями абсолютной высоты поверхности моря

* Средний уровень моря в отсутствие динамических возмущений высоты поверхности из-за приливов и течений.

[†] В области океанографии мезомасштабные особенности имеют масштабы нескольких сотен километров, в отличие от бассейнов гораздо большего масштаба (северная часть Атлантического океана, например).

(SSH — Sea-Surface Height) с усредненной односекундной точностью порядка нескольких сантиметров вдоль траектории более чем 1000 км и орбитами, по которым происходит повтор наблюдения поверхности каждые 10—20 дней. В отличие от сканного, мезомасштабные миссии сосредоточены на получении информации о высоте поверхности моря на участках менее 300 км в длину. Вместо измерений абсолютной высоты поверхности моря с высокой точностью в маломасштабных приложениях требуется точность, достаточная для поддержания повторяемости измерений наклона поверхности порядка 1 микрорадана (изменения высоты поверхности моря на 1 мм на расстоянии 1 км). Для геодезических сигналов, которые выражаются через топографические изменения статичной поверхности моря, необходимо поддерживать малые расстояния между траекториями спутника при повторных проходах по орбите. Наблюдения океанических и полярных льдов требуют, чтобы высотомер имел надежную разрешающую способность по дальности и пространственное разрешение, точность и повторяемость результатов независимо от ненулевого среднего уклона поверхности как вдоль линии пути, так и в поперечном направлении при пролете над континентальными ледниками. Подходящая орбита для наблюдения ледяного покрова должна иметь приполярный наклон и многолетнюю относительную точность в несколько сантиметров.

В то время как методология этих инструментов заключается в определении расстояния между РЛС и поверхностью, как и любая РЛС, высотомер действительно измеряет задержку сигнала, а не расстояние. Для получения точности измерений, требуемой от космических океанографических высотомеров, при использовании обманчиво простой пропорциональной зависимости дальности от времени задержки нужно принимать во внимание небольшое, но существенное замедление микроволн по мере их распространения. Сантиметровый уровень требуемой от этих приборов точности определения высоты морской поверхности значительно меньше, чем погрешности дальности, вносимые задержками прохождения сигналов через ионосферу и атмосферу. Задержки, вводимые ионосферой, зависят от частоты сигнала. На практике это может быть оценено, а затем скорректировано, если высотомер измеряет дальность по задержке между переданными и принятыми сигналами на двух разных частотах. Задержки, обусловленные атмосферой, состоят из двух компонентов: сухой воздух и водяной пар. Сухой компонент атмосферы хорошо изучен и стабилен в больших пространственных масштабах, в результате на практике задержки компенсируются путем обращения к модельному прогнозированию. Задержки из-за водяного пара в атмосфере являются переменными по масштабу до нескольких сотен километров (и гораздо меньше при прохождении грозового фронта). Стандартная практика заключается в измерении комплексного вклада водяных паров в вертикальном столбе воздуха ниже высотомера с помощью микроволнового радиометра, от которого не требуется работа на двух или трех частотах.

Ошибки измерения компенсируются точностью определения высоты орбиты и собственной точностью прибора. На рис. 18.7 представлена сводная хронология изменения этих показателей. Данные показывают, что современным уровнем развития этой технологии является точность прибора 2 см для обычных высотомеров. Приборы с доплеровской задержкой (см. ниже) являются результатом дальнейшего совершенствования собственной точности высотомеров [64] до 1 см.

Сантиметровая точность определения дальности поддерживается в океанографических приложениях путем усреднения множества отраженных сигналов по дальности. Разрешение каждого отраженного сигнала по дальности, как правило, составляет порядка 0,5 м. Эти сигналы накапливаются и усредняются от импульса к импульсу, форма которых сходится к импульсной характеристике для плоской поверхности [65, 66] (рис. 18.8). Высота поверхности моря (SSH) определяется по времени задержки на середину роста переднего фронта волны. Тысяча или более таких сигналов усредняются за одну секунду, что соответствует средней оценке дальности, стандартное отклонение которой составляет порядка сантиметра (на практике оно ухудшается со значительным увеличением высоты волны). Односекундное усреднение является стандартным для эксплуатируемых высотомеров, что означает разрешающую способность вдоль траектории порядка 7 километров и определяется в первую очередь скоростью спутника. Усреднение — это «суть» радиолокационной высотометрии [67]. Например, глобальные наборы данных,

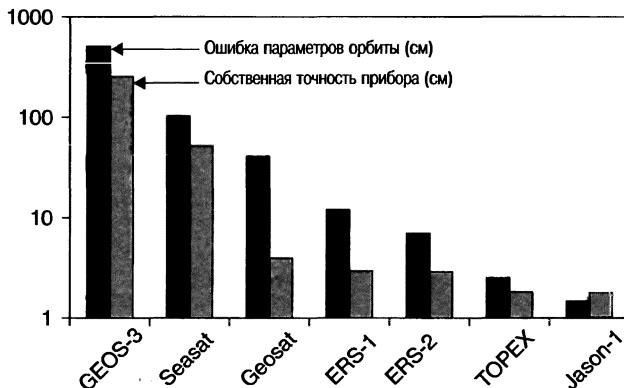


Рис. 18.7. Хронология изменений точного определения параметров орбиты (precision orbit determination — POD) и собственной точности радиолокационных высотомеров за последние 30 лет. На вертикальной оси дан отсчет точности в сантиметрах. Точность современных методов определения параметров орбиты полагается на измерения GPS и французской системы DORIS. Точность ограничена числом степеней свободы высотомера (некогерентного усреднения сигнала) (источник: личное сообщение Дадли Челтона, Oregon State University)

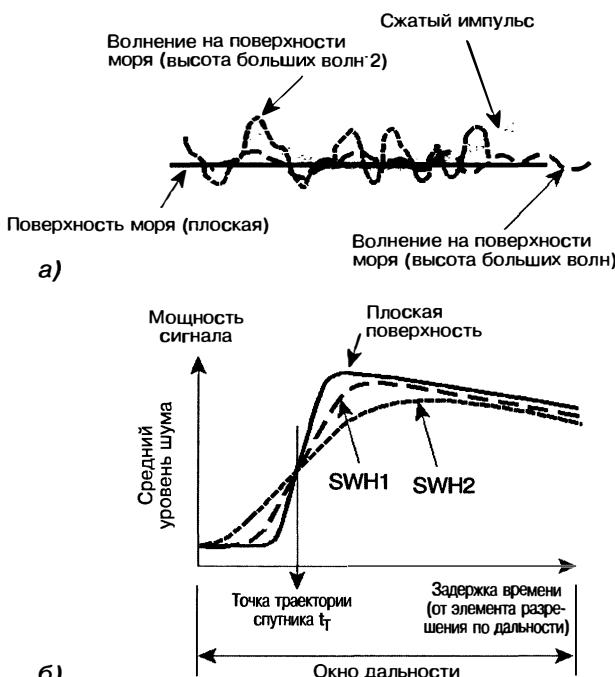


Рис. 18.8. а — импульс высотомера (как правило, после сжатия, длительностью, выраженной в мерах длины, равной 0,5 м) последовательно сталкивается с океаническими волнами (высотой до 20 м и более), б — высота поверхности моря соответствует середине переднего фронта волны, высота больших волн (SWH) с наклоном к переднему фронту и скорость ветра (WS) даны в зависимости от мощности обратного рассеяния. Здесь изображены идеализированные сигналы; для их «сглаживания» требуется 1000 и более некогерентно усредненных отраженных радиолокационных сигналов

полученные от таких приборов, как ТОРЕХ и Jason-1, были проанализированы, чтобы оценить скорость среднего повышения уровня моря с точностью до 1 миллиметра в год.

В дополнение к измерению высоты морской поверхности сигнал спутникового радиолокационного высотомера поддерживает два других типа океанографических измерений: измерение волн большой высоты (SWH — Significant Wave Height) и скорости приповерхностного ветра (WS — Wind Speed). Над почти плоской поверхностью моря идеализированная средняя форма сигнала высотомера с ограничением количества импульсов представляет собой ступенчатую функцию, чье время нарастания равно длительности сжатого импульса и положение которой на оси времени задержки определяется высотой высотомера. Если поверхность моря избогождена волнами, высотная глубина поверхности увеличивается, что уменьшает наклон переднего фронта волны. Таким образом, высота больших волн пропорциональна времени нарастания сигнала. Если поверхность моря нарушается ветром, то мелкомасштабная шероховатость уменьшает мощность импульса, отраженного обратно к высотомеру. Следовательно, при скорости ветра более 2 узлов она будет обратно пропорциональна мощности сигнала. На практике перегибы идеализированной частотной функции волны для плоской поверхности сглаживаются взвешиванием импульсов и сигнал затухает с течением времени путем присвоения весовых коэффициентов диаграмме направленности антенны.

Чтобы извлечь информацию о высоте больших волн и скорости ветра из данных сигнала, были разработаны и утверждены алгоритмы, тонко настроенные на буи на месте измерений [63]. Например, высотомер ТОРЕХ, работающий в K_u -диапазоне, измеряет высоту больших волн с точностью $\pm 0,5$ м до более чем 5,0 м и скорость приповерхностного ветра в пределах $\pm 1,5$ м/с до более чем 15 м/с. Эти цифры соответствуют усреднению в интервале более 1 секунды, или около 7 км, вдоль наземной траектории движения спутника с высотомером, которая обычно имеет ширину 3–5 км при определении среднего состояния моря.

Космические полетные системы. Основные атрибуты спутниковых радиолокационных высотомеров приведены в табл. 18.4. С 1973 года точность измерений уровня океана значительно улучшилась, в основном благодаря более эффективным средствам оценки и коррекции систематических погрешностей. Производительность систем также повысилась благодаря использованию инновационного бортового оборудования и алгоритмов, а также более точного определения радиальной составляющей орбиты. Высотомер Jason-1 представляет текущее состояние дел в области точности измерений абсолютной высоты над поверхностью моря (на 2007-й год).

S-193 и GEOS-3. Первый спутниковый радиолокационный высотомер стал доказательством правильности концепции аппарата S-193 [68], который участвовал в трех миссиях системы Skylab. Ее целями были проверка предсказанного отклика на сигналы определенной формы в области измерения параметров ветра и волн, измерение эффективной площади рассеяния морской поверхностью при вертикальном падении излучения, измерение межимпульсных корреляционных характеристик, наблюдение эффекта отклонения диаграммы направленности антенны от надира (экспериментальные измерения скаттерометром). Geos-3 обеспечил первые значимые геодезические и геофизические результаты в рамках Национальной программы запуска геодезических спутников, в том числе первые карты изменения высоты морской поверхности и морского геоида [69]. Высотомеры Geos-3 и S-193 использовали обычные методы сжатия импульсов. Как следует из таблицы, ни в один из этих двух первых высотомеров не был включен радиометр водяного пара и каждый из высотомеров использовал только одну частоту, так что у них не было встроенных средств для коррекции ионосферных и атмосферных задержек распространения сигналов.

Высотомер системы Seasat. Seasat был первой системой, в которой использовалось сжатие импульсов с полным deramp (генерацией нелинейно изменяющегося напряжения)* [70]. Этот метод открыл путь для очень большой разрешающей

* Полный deramp (или просто deramp — генерация нелинейно изменяющегося напряжения) является стандартным термином в области космической радиолокационной альтиметрии. Большинство разработчиков РЛС используют термин «Stretch-техника».

Таблица 18.4. Высотомеры

Космический аппарат	Страна	Год запуска	Повторный проход по орбите, суток	Наклон орбиты, °	Высота орбиты, км	Расстояние между орбитами, км	Диапазон частот	Коррекция содержания водяных паров	Точность, см
Skylab (3)	США	1973	НЕТ	~48	435	н/д	K _u	-	50 м
GEOS-3	США	1975—1978	НЕТ	115	845	~60	K _u	-	50
Seasat	США	1978	~17,3	108	800	160, 900	K _u	Да	20
Geosat	США	1985—1989	GM, 17,05	108	800	~5, 160	K _u	-	10
ERS-1	ЕКА	1991—1996	3, 35, 176	98,5	785	900, 80,15	K _u	Да	7
TOPEX/Poseidon	США/Франция	1992—2005	9,916	66	1336	315	C, K _u	Да	2
ERS-2	ЕКА	1995	35	98,5	785	80	K _u	Да	7
GFO	США	1998	17,05	108	800	160	K _u	Да	5
Jason-1	Франция	2001	9,916	66	1336	315	C, K _u	Да	1,5
Envisat	ЕКА	2002	35	98,5	785	80	S, K _u	Да	7
Jason-2	Франция	2008	9,916	66	1336	315	C, K _u	Да	1,5
ALTIKA-3	Индия (Франция)	2009	35	98,5	785	80	K _a	Да	1,8
CryoSat-2	ЕКА	2009	369	92	720	н/д	K _u	-	5
Sentinel-3	Европа	2010	35	98,5	785	80	C, K _u	Да	5

способности по дальности, которая требуется для многих океанографических приложений. Дегатр-техника (описанная ниже) впоследствии была принята для всех радиолокационных высотомеров. Система Seasat была предназначена для формирования динамической топографии поверхности Мирового океана, а также изменения высоты волн и скорости ветра у поверхности.

Система Geosat. Конструкция [71] высотомера на этом спутнике была почти полностью скопирована с высотомера космического аппарата Seasat. Geosat был военным спутником ВМС США, чья основная миссия заключалась в картографировании морского геоида Земли с беспрецедентной на тот момент точностью, для которой не требовалось повторные проходы по орбите. С момента своего обнародования в 1995 году набор данных из первой 18-месячной геодезической миссии стал основой для создания глобальной батиметрической карты, которая превратилась в отраслевой стандарт [72, 73]. Вторичной миссией Geosat было наблюдение динамических мезомасштабных океанографических явлений, для чего следовало выполнять маневры для точного повтора прохождения по орбите (с периодом 17,05 дней) [74]. Геодезические задачи и точный повтор прохождения по орбите Geosat известны как GM и ERM соответственно. Космический аппарат Geosat был одним из немногих спутников наблюдения Земли, чья миссия полагалась на полностью пассивные средства управления ориентацией на основе гравитационных градиентов [74], о чем свидетельствует развернутая (по вертикали) стрела на рис. 18.9. Состояние было стабильным до менее чем 1°, на этом уровне импульсно-ограниченная по дальности точность измерений высотомера была устойчивой.

GEOSAT Follow-On (GFO). GFO был разработан, чтобы повторить как можно точнее задачу Geosat с точным повтором прохода по орбите для удовлетворения

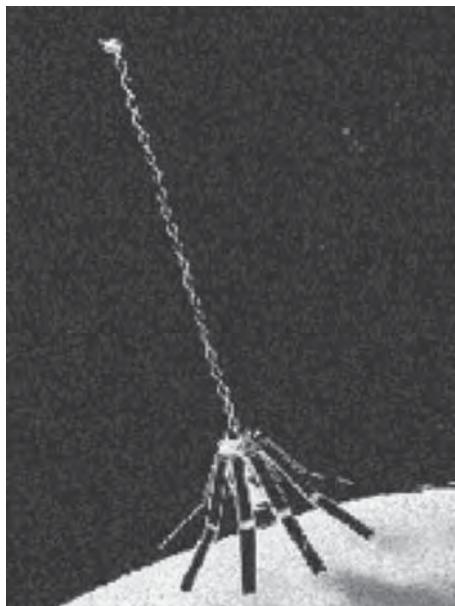


Рис. 18.9. Радиолокационный высотомер системы Geosat: надир-направленная антенна (рефлектор) скрыта внутри солнечных батарей. Этот космический аппарат поддерживает вертикальность по гравитационному градиенту (отсюда удлиненная стрела и противовес). Данные были невосприимчивы к хаотически ориентированным углам рыскания (вокруг вертикальной оси) (изображение предоставлено Johns Hopkins University Applied Physics Laboratory)

личивается примерно на 10–20 см по отношению к среднему уровню моря. Poseidon (Франция) был маленьким прибором, используемым для доказательства правильности использованной в нем концепции и представлявшим собой твердотельный передатчик. Poseidon был предшественником высотомеров серии Jason и приборов SIRAL на борту CryoSat.

Период повторного прохода Т/Р по орбите был выбран тщательно, чтобы поддержать нужный уровень наблюдений за доминирующими смешанными составляющими приливов. Все солнечные приливные составляющие представляются неоднозначными на фоне других сигналов, свидетельствующих о высоте поверхности моря, если период повторного прохождения по орбите составляет целое число дней. Для Т/Р время суток для каждого последующего наблюдения смещается примерно на два часа. Точность позиционирования в зоне облучения Т/Р при повторном проходе составляет не более ± 1 км, и это требование ограничено попечерным к траектории спутника градиентом морского геоида. Аппаратный блок Т/Р включает трехчастотный радиометр. TOPEX был первым высотомером, использовавшим две частоты (с временным уплотнением), чтобы оценить и компенсировать задержки распространения [76], вводимые наличием ионосферных электронов. Первоначально предназначенный для трехлетней миссии, которая затем

эксплуатационных требований ВМС США. GFO представляет текущее состояние дел в области использования небольшого выделенного радиолокационного высотомера. Последний включает в себя радиометр водяного пара двойной частоты (WVR – Water-Vapor Radiometer) 22 и 37 ГГц, данные которого используются для уменьшения соответствующей неопределенности распространения до 1,9 см.

Масса РЛС составляет 45 кг (включая полное резервирование и радиометр водяного пара), его первичная потребляемая мощность — менее 100 Вт. Общая масса космического аппарата* — около 300 кг.

TOPEX/Poseidon. В конце 1980-х годов планирование программ запуска спутниковых радиолокационных высотомеров разделилось на две темы, определяемые относительными приоритетами проводимых ими измерений. Если высотомер был основным инструментом полезной нагрузки, то орбита и конструкция были оптимизированы соответственно. Эта тема была реализована в системе TOPEX/Poseidon (Т/Р) — совместной миссии США (NASA) и Франции (CNES). TOPEX был предназначен для измерения и отображения динамической топографии океана с достаточной точностью и определения крупномасштабных схем циркуляции [75]. Самым известным вкладом TOPEX является раннее наблюдение и мониторинг почти в режиме реального времени событий Эль-Ниньо, высота сигнатур которого над поверхностью экваториальной восточной части Тихого океана обычно уве-

* Общая масса, не включая расходные материалы, такие как топливо для двигателей, или ориентации.

растянулась до пяти лет, Т/Р обеспечивал поставку ценных данных в течение впечатляющего отрезка времени — тринадцати лет. Т/Р был официально выведен из эксплуатации в декабре 2005 года.

Как и в случае большинства РЛС, принятый сигнал, состоящий из отдельных импульсов, излучаемых ТОРЕХ,искажался когерентным собственным шумом прибора, известным как спекл. Стандартное отклонение спекла уменьшается путем суммирования (в среднем) множества статистически независимых сигналов. Статистическая независимость между последовательными отраженными сигналами, наблюдаемая радиолокационным высотометром, зависит прежде всего от периода повторения радиолокационного импульса, размера антенны, скорости космического аппарата и состояния поверхности моря [67]. Антenna имела зеркало размером 1,5 м, которое также обслуживало работу аппаратных блоков высотомера и радиометра. Выбранные параметры, связанные с конструкцией высотомера, перечислены в таблице 18.5. Оценка соответствия ТОРЕХ статистическим требованиям независимости повторения импульсов указывает, что максимальная частота повторения импульсов должна быть 2,5 кГц, но в данном случае составляла на практике 4,5 кГц. Частота повторения импульсов выше порогового значения дополнительно повысила отношение сигнал/шум, но не способствовала уменьшению спекла. Независимость статистического предела частоты повторения импульсов уменьшается с увеличением высоты больших морских волн.

Таблица 18.5. Параметры системы ТОРЕХ

Параметр	Значение	Единицы измерения
Скорость ЛЧМ	3,125	МГц / мкс
Длительность импульса	102,4	Мкс
Ширина полосы пропускания излучаемого импульса	320	МГц
Время × полоса пропускания	32768	(Безразмерная)
Разрешение импульса	0,469	м
Несущая частота (K_u -диапазон)	(13,6)	ГГц
Несущая частота (С-диапазон)	5,2	ГГц
Промежуточная частота	500	МГц
Полоса пропускания в режиме Stretch	3	МГц
Диапазон времени измерений	400	нс

Jason-1. Система Jason-1 следует по стопам ТОРЕХ в прямом и переносном смысле. После запуска Jason-1 на орбиту Т/Р спутнику с ТОРЕХ пришлось постепенно маневрировать в этом «тандеме», так что измерения двух высотометров можно было подвергнуть перекрестной калибровке. Jason-2 по сути идентичен Jason-1.

ERS-1, ERS-2 и *ENVISAT*. Если высотометр не является основной полезной нагрузкой, то в результате цель миссии и параметры орбиты будут определяться другими требованиями, которые могут поставить под угрозу цели альтиметрии. Спутниковые высотометры Европейского космического агентства (ЕКА) на спутниках ERS-1 и ERS-2, а также радиолокационный высотометр нового поколения [21] RA-2 на ENVISAT Европейского космического агентства имели вторичный приоритет по отношению к другим инструментам на соответствующих космических аппаратах. Их солнечно-синхронные орбиты меньше, чем оптимальные для большинства альтиметрических приложений, в основном благодаря тому, что четыре из восьми доминирующих приливных солнечных составляющих были синхронными [63]. Эти орбиты также прокладывались на более низких высотах, чем орбита Т/Р, откуда следует, что маневры на орбите для технического обслуживания были

более частыми, что поставило под угрозу точность определения параметров орбиты. На определенном этапе своей миссии параметры орбиты спутника ERS-1 были изменены для осуществления более длительного периода повторного прохождения (176 дней). Этот длительный период повторного прохождения был обусловлен относительно плотной поверхностной выборки, которая потребовалась для оценки морского ледяного покрова, а также в целях геодезии и батиметрии. В течение миссии ERS-2 период повторных проходов по орбите не менялся. Следствием этих характеристик орбиты является то, что полученные данные не подходят для измерения ежегодного повышения уровня моря, которое является одной из ключевых климатологических переменных.

CryoSat. Это была первая миссия по исследованию Земли с использованием всех возможностей (Earth Explorer Opportunity Missions), которая была частью программы «Живая планета» Европейского космического агентства (European Space Agency's Living Planet Programme). Концепция миссии [77] была выбрана в 1999 году, а спутник запущен в октябре 2005 года. К сожалению, во время запуска ракеты-носителя произошел сбой. ЕКА и страны — участницы миссии были заменены. Орбита *CryoSat* имеет большой наклон (92°) и длинный период повтора (369 дней с 30-дневным подциклом), призванные обеспечить плотное покрытие полярных регионов. Ее целью является изучение возможных изменений климата и тенденций, определяющих изменения толщины материковых наземных льдов и морского ледяного покрова. Миссия *CryoSat* описана более подробно в следующем разделе.

AltiKa. *AltiKa* отличается от других океанографических обзорных высотомеров, представленных в этом разделе, в первую очередь за счет его использования в K_a -диапазоне (35,75 ГГц) вместо K_u -диапазона. Первый прибор (из Франции) является частью полезной нагрузки на индийском спутнике *Oceansat-3*. *AltiKa* [78] имеет одну частоту, так как в K_a -диапазоне задержка сигналов вследствие прохождения ионосферы настолько мала, что не требует измерений и компенсации. Тем не менее длина волны примерно 0,84 см чувствительна к атмосферной влаге, поэтому по предварительным расчетам 10% данных будут искажены осадками. Для прибора массой 33 кг требуется входная мощность 80 Вт. Антенна со смещенным облучателем имеет диаметр 1 м, в результате чего ширина диаграммы направленности меньше половины ширины диаграммы направленности аналогичных систем, работающих в K_u -диапазоне. Для меньшей ширины диаграммы направленности заявлено несколько преимуществ, в том числе операции ближе к поверхности Земли. С другой стороны, узкая диаграмма направленности означает, что сигнал является более чувствительным к ошибкам ориентации космического корабля. Ширина полосы *AltiKa* 500 МГц приводит к импульсно-ограниченной зоне облучения, примерно на 30% меньшей, чем обычно. Частота повторения импульсов 4 кГц примерно в два раза больше, чем у большинства обычных высотомеров, и немного больше, чем статистическое условие независимости повторения импульсов 3,75 кГц.

Параметры орбиты. Каким бы сколь угодно хорошим ни был радиолокационный высотомер, его орбита становится доминирующим фактором, который может ограничить точность измерений высоты морской поверхности [79]. Выбор орбиты для океанографического высотомера требует учета влияния наклона орбиты, периода повторных проходов и высоты. Например, если целью является точность измерения абсолютной высоты морской поверхности в больших пространственных масштабах и в течение больших временных периодов, то единственной разумной отправной точкой является более высокая орбита, имеющая относительно умеренный прогрессивный наклон и относительно короткие, не солнечно-синхронные периоды повторных проходов.

Период повторных проходов для высотомера составляет десять дней или больше в отличие от приливов, которые имеют примерно 1 или 2 цикла в сутки, в основном за счет лунного и солнечного притяжений. В результате все приливные сигналы, воспринимаемые высотомером, имеют недостаточный шаг дискретизации. Альтиметрические данные сохраняют соответствующие ложные сигналы, которые в течение года или около того могут быть определены количественно и откалиброваны. Орбиту высотомера нужно выбирать так, чтобы приливные ложные сигналы не перепутались с геофизическими сигналами.

Орбита систем T/P. Современное состояние технологий (по крайней мере в области точности измерений и крупномасштабных исследований циркуляции) представляет систему Jason-1, работающая на орбите, первоначально разработанной для TOPEX/Poseidon. Параметры орбиты включают период повторения 9,9156 календарных дней (к сожалению, часто указывается как 10 дней), наклон 66° , разделение траекторий повторных проходов на экваторе (316 км) и высоту 1336 км. Радиальная составляющая точного определения орбиты (POD – Precision Orbit Determination) составляет порядка 2 см для T/P, результаты работы системы Jason-1 показывают точность определения высоты орбиты до уровня 1,5 см. Хотя эти параметры отражают плоды нескольких лет исследований многих людей [63], остается по крайней мере одна нежелательная характеристика. Приливной ложный сигнал K1 присутствует почти в двух циклах в год, таким образом, он появляется рядом с геофизическими сигналами, связанными с эффектами смены времен года. K1 не может быть проигнорирован, так как является крупнейшей суточной составляющей и второй по величине доминирующей лунной составляющей.

Ограничения на точность повторения наземной траектории орбиты определяются в первую очередь по тонкой структуре локального геоида и выражены в виде поверхности Мирового океана [75]. Например, поверхности склонов (градиентов), перпендикулярных поверхности геоида, могут составлять 2×10^{-4} вблизи глубоких океанических впадин. В таком крайнем случае дрейф перпендикулярной наземной траектории только на 1 км повлечет за собой 20-сантиметровые изменения в измерениях высоты морской поверхности. Для решения этой проблемы были разработаны алгоритмы для коррекции данных о высоте морской поверхности при больших поперечных геоидных градиентах. Также стандартной практикой являются ограничения поперечного дрейфа высотомера до менее чем 1 км. Допустимый повтор, как правило, является условием, для выполнения которого требуются активные маневры для сохранения позиции на орбите.

Неповторяющиеся проходы по орбите. Прецедентом такой эксплуатации является система Geosat [71]; первые 18 месяцев ее работы были посвящены геодезии, для которой разовый проход по орбите является оптимальным. Геодезическая миссия по картографированию гравитационных аномалий получила отражение в измерении мелких локальных наклонов к срединному уровню поверхности океана. Эти статические мезомасштабные особенности в пространственных масштабах меньше 300 км определяются особенностями рельефа, состава морского дна, а также стационарными океаническими течениями. Данные Geosat были использованы для получения стандартных батиметрических карт доступной поверхности Мирового океана [72, 80].

Орбита Geosat ERM – Exact Repeat Mission. Другим семейством специализированных высотометрических миссий является Geosat (1985–1989) с точным повторением орбиты GFO. Эта орбита имеет период 17,0505 календарных дней (иногда неуместно сокращается до 17 дней), наклон 108° (следовательно, с расстоянием между наземными траекториями на экваторе 160 км) и высоту 784 км*. Начиная с орбиты Geosat половина из основных приливных составляющих исказилась и превратилась в нежелательные зеркальные частоты (около нуля, один или два цикла в год). В частности, доминирующая приливная составляющая – обычный лунный прилив два раза в сутки – сместились до 317 дней, что близко к годовому циклу [81]. Точность определения орбиты составила лишь около 7 см, что является относительно большой погрешностью и объясняется не в последнюю очередь выходом из строя основной бортовой подсистемы навигации GPS.

Солнечно-синхронные орбиты. Солнечно-синхронные спутники Европейского космического агентства ERS-1 и ERS-2 имеют на борту высотомеры и систему PA-1 на ENVISAT. Все они находятся на одной и той же орбите с периодом повторного прохода 35,00 календарных дней, углом наклона $98,5^\circ$ и высотой орбиты над экватором 781 км. Радиальные значения этих солнечно-синхронных орбит составляют примерно 5 см на основе моделирования Delft [82]. У солнечно-синхронных высотометров самая большая солнечная составляющая (дважды в день)

* Орбита Geosat ERM был выбрана как по политическим, так и по техническим причинам. Из этого следует, что орбита Seasat (1978) представляет собой известный прецедент [70].

искажается до нуля, а все приливные составляющие, которые в основном зависят от ложных сигналов солнечной составляющей, изменяются до частот, близких к нулю.

Теоретические основы. В нижеследующих пунктах приводится краткая информация об основных характеристиках космических радиолокационных высотометров. Примеры взяты из конструкции ТОРЭХ [83, 84].

Высотомеры с ограничением импульсов. На рис. 18.10 проиллюстрировано условие импульсного ограничения [85]. Область радиусом r_p , ограниченная на квазиплоской поверхности импульсом длительностью t секунд, находится на поверхности Земли, средний радиус которой R_E наблюдается высотомером, который находится на относительной высоте h километров. Радиус области составляет

$$r_p = \sqrt{cth / \alpha_R}, \quad (18.16)$$

где $\alpha_R = (R_E + h) / R_E$ — следствие сферической геометрии наблюдений. Для типичных радиолокационных спутниковых высотометров импульсно-ограниченный след на квазиплоской поверхности составляет порядка 2 км в диаметре. Площадь A_p импульсно-ограниченной области равна

$$A_p = \pi r_p^2 = (\pi c t h) / \alpha_R. \quad (18.17)$$

Поскольку импульс продолжает сталкиваться и распространяться по поверхности, результирующие импульсно-ограниченные кольца имеют равную площадь, такую же, как у следа, ограниченного первоначальным импульсом. Таким образом, принятая мощность стремится поддерживать уровень, соответствующий пику первоначального отклика (рис. 18.10). Импульсно-ограниченные области расширяются в ответ на увеличение крупномасштабной шероховатости поверхности, которая в океанографическом контексте выражается в высоте больших волн. Точность определения высоты импульсно-ограниченными высотометрами гораздо менее чувствительна к (малым) угловым ошибкам наведения, чем в случае высотометров с ограничением ширины диаграммы направленности.

Адаптивное отслеживание. Спутниковый радиолокационный высотометр должен точно измерить расстояние, но только до плоской поверхности, ориентированной перпендикулярно к линии визирования РЛС. Консервативная конструкция предполагает, что измерения должны быть сосредоточены вблизи отражения от поверхности. Таким образом, обзорные океанографические высотометры имеют небольшую ширину окна по дальности, положение которого определяет отслеживание задержки и интенсивности сигналов, отраженных от поверхности [70]. На поверхности океана присутствуют волны значительной высоты — до 20 м. Обратное радиолокационное рассеяние носит прежде всего зеркальный характер и, как правило, охватывает интервал от 3 дБ до 20 дБ — эти параметры использовались в тестировании высотометра ТОРЭХ. На практике задержка стробирования и отслеживание обратного рассеяния согласованы с двумя контурами обратной связи сервоприводов (рис. 18.11). Первый контур является следящим устройством второго порядка высоты, состоящим из позиции по дальности (альфа-трекер) и скорости по дальности (бета-трекер). Второй контур является системой управления усилием приемника (автоматическое управление усилием). Измерение высоты высотометром задается установкой задержки по дальности с приблизительным и точным значением, скорректированным с учетом оставшейся ошибки, которая измеряется по позиции сигнала в следящем устройстве. Скорость поверхностного ветра и высота больших морских волн являются производными от значений автоматического управления усилием и формы сигнала, соответствен-но [63].

Точность отдельного измерения высоты определяется сочетанием разрешающей способности по дальности и некогерентного усреднения сигнала. Если был передан один простой короткий импульс, то разрешающая способность при определении высоты будет равна длительности импульса. Основным недостатком коротких импульсов является то, что они несут мало энергии. Присущая импульсу разрешающая способность обратно пропорциональна его полосе пропускания. Космические радиолокационные высотометры используют некоторые формы модуляции передаваемого сигнала для поддержания большой полосы пропускания в

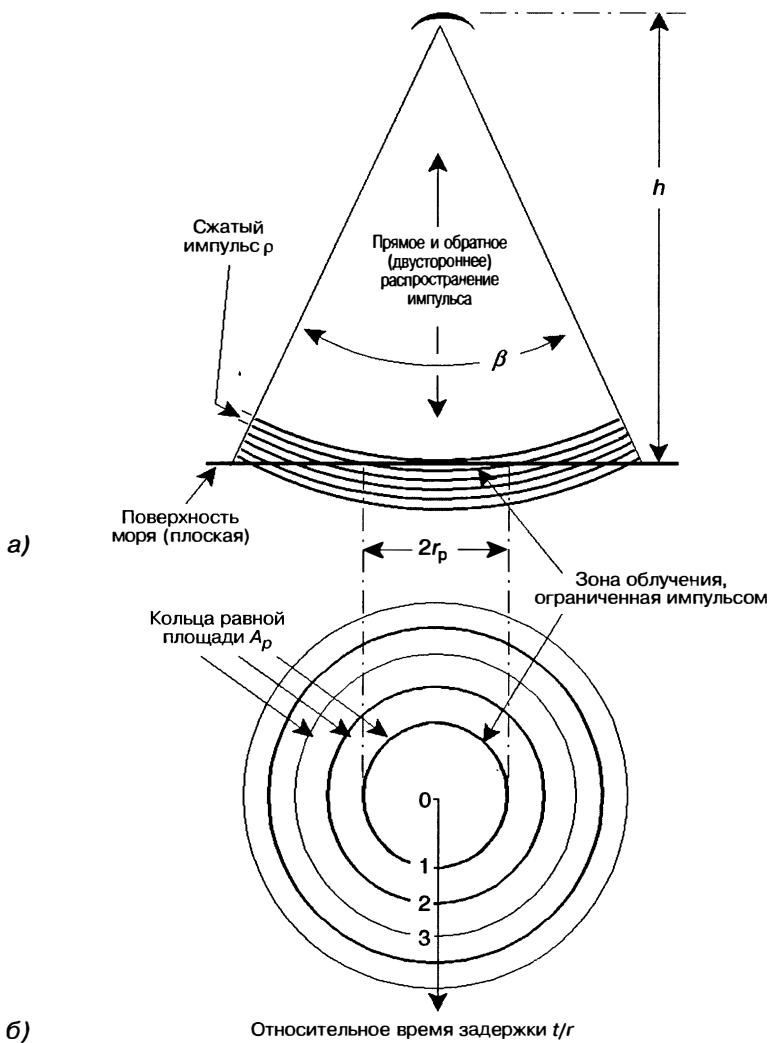


Рис. 18.10. Условие ограничения импульса: на номинально плоской поверхности короткий импульс высотомера *а*) отражается вначале от области, которая может быть гораздо меньше по площади, чем зона облучения диаграммой направленности антенны *б*)

течение длительного импульса, тем самым увеличивая передаваемую энергию без потери разрешающей способности.

Deramp на приеме. Спутниковые радиолокационные высотомеры представляют элегантный вариант Stretch-техники [86], который известен как *полный deramp* в области космической радиолокационной альтиметрии. Этот метод был впервые применен Макартуром для высотомера в Seasat [70] и принят в качестве стандартной методики для этого типа РЛС. Отличительной особенностью этого метода является разумный компромисс между двумя ключевыми параметрами при больших значениях произведения времени на полосу пропускания (ТВР — Time-Bandwidth Product) сигнала. После приема применяется демодуляция, которая преобразует начальный импульс с «быстрым временем, большой полосой пропускания» в сигнал с «длительным временем, малой полосой пропускания». Поскольку произведение времени на полосу пропускания сохраняет свое значение, также сохраняется и

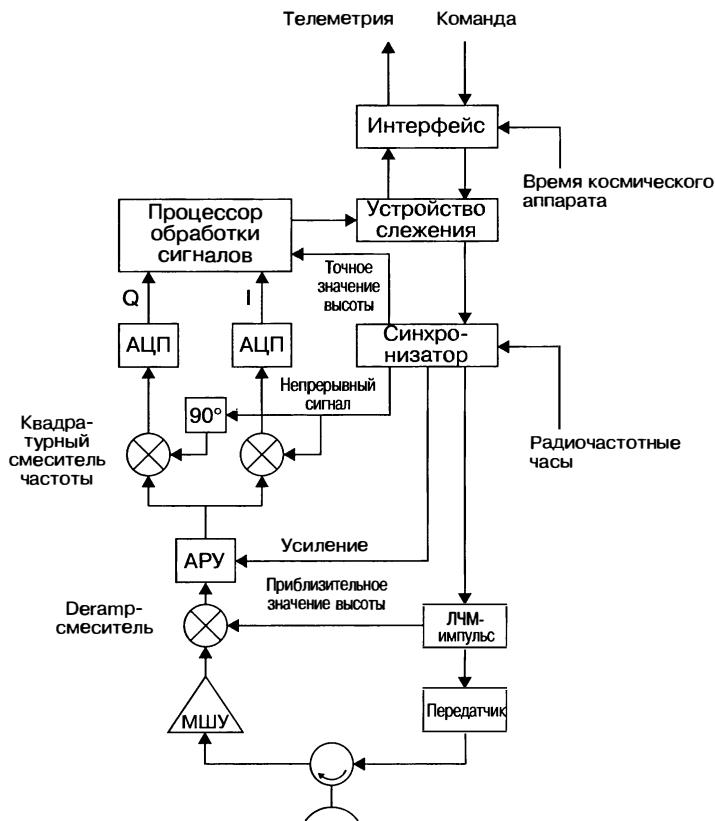


Рис. 18.11. Общая схема прохождения сигналов в океанографическом обзорном радиолокационном высотомере. Основные контуры обратной связи включают отслеживание стробирования по дальности — приблизительное (контуры альфа и бета) отслеживание стробирования по дальности — и среднюю мощность сигнала (контуры управления усилением сигнала): АРУ — автоматическая регулировка усиления; МШУ — малошумящий усилитель

начальная разрешающая способность. Этот метод идеально подходит для измерения высоты, так как диапазон глубины поверхности океана намного меньше, чем период повторения импульсов. Очевидно, что метод полного deramp предлагает значительную экономию в системе полос пропускания на всех последующих этапах и разрешающей способности по дальности. Приведенные цифры в таблице 18.5 показывают, что отношение полос пропускания сигналов для ТОРЕХ составляет порядка 0,05%. Конструкция высотомера ТОРЕХ описана более подробно в работах [83, 84].

Geosat: геодезическая миссия. Радиолокационные высотные данные являются основой для самых современных вариаций гравиметрических исследований поверхности океана и, следовательно, океанической батиметрии*. Основная цель геодезического спутникового радиолокационного высотомера [73] заключается в измерении (вдоль траектории движения спутника) наклона поверхности моря, вызванного гравитационными отклонениями в пространственных масштабах менее нескольких сотен километров (рис. 18.12). Эти величины наклона, полученные из измерений высоты морской поверхности, изложены выше, но это приложение

* Буквально: измерения расстояния между средним уровнем поверхности океана и местной поверхностью морского дна.

Рис. 18.12. При усреднении и динамическом представлении (в виде морских течений) элементов средняя высота поверхности океана является прямым выражением локального гравитационного градиента. Современные радиолокационные высотомеры способны измерять наклоны морской поверхности с точностью до 1 микрорадиана



имело свои собственные уникальные последствия для проектирования подобных систем. Основные моменты рассматриваются в следующих подразделах.

Наклон поверхности моря [87] представляет собой разность между двумя соседними измерениями высоты, где наклон касательной равен «возвышению над пробегом». Ключевым словом для этих измерений является *точность*: стандартное отклонение (шум) в измерении высоты морской поверхности от среднего значения. Точность измерения высоты определяется постобработкой разрешающей способности по дальности радиолокационного высотомера и по количеству выборок, которые усредняются для каждой оценки. Отметим, что точность измерений может по-прежнему быть низкой, если ее среднее значение смещено в сторону от истинного значения. При сравнении двух соседних измерений высоты любое постоянное смещение будет отменено путем вычитания до тех пор, пока ошибка остается одинаковой для обоих измерений. Измерение наклона морской поверхности является сложной задачей, потому что нужные сигналы при этих измерениях наклона очень малы и составляют порядка микрорадиан, что эквивалентно 6 мм дифференциальной высоты (возвышения) для каждого 6 км вдоль траектории движения спутника (пробега).

В дополнение к точности геодезические измерения высоты требуют меньшей разрешающей способности вдоль траектории движения, чем обычные высотомеры, и орбиты, по которой осуществляется тесное поперечное покрытие. Разрешающая способность в зоне облучения высотомера должна быть меньше примерно 6 км, что соответствует минимальной половине длины волн наблюдаемых возмущений на средней поверхности океана в связи с пространственными вариациями силы тяжести Земли. Орбита не должна повторяться примерно 1,2 года, чтобы получить среднее расстояние между наземными траекториями 6 км, опять же в связи с гравиметрическими сигналами на поверхности океана. Наклон орбиты должен быть около 50–63°, чтобы получить примерно равные северные и восточные наклоны и для покрытия более низких широт, где существующие данные являются недостаточными. Обратите внимание, что спутники с океанографическими радиовысотомерами (TOPEX/Poseidon и Jason-1, ERS-1/2, ENVISAT и Geosat ERM/GFO), как правило, размещаются на орбитах с точно повторяющимися проходами (от 10 до 35 дней) и, как следствие, имеют широко разнесенные наземные траектории (от 80 км до 315 км). Такие орбиты не позволяют реализовать коротковолновое измерение двумерной поверхности склонов, необходимое для геодезии.

Поскольку точные измерения абсолютной высоты не требуются, в качестве геодезических радиолокационных высотомеров на борту космических аппаратов могут быть установлены приборы базовой конструкции [88]. Им не нужно компенсировать задержки распространения, поэтому они используют только одну частоту, кроме того, нет необходимости в размещении на орбите радиометров водяного пара. Фактически простой инструмент является предпочтительным выбором, так как было показано, что усилия, направленные на коррекцию задержек на пути распространения сигнала, обычно добавляют шум при оценке наклона морской поверхности [89]. Геодезические измерения осуществляются системами на борту Geosat и ERS-1 (одночастотные высотомеры без радиометров водяного пара), которые обладают лучшей разрешающей способностью для изучения открытого океана в области океанической геодезии и батиметрии, по крайней мере доступной в 2010 году. При измерении компонентов наклона морской поверхности полученная ими батиметрическая разрешающая способность ограничена до 25 км в направлении с севера на юг и ниже в направлении восток–запад.

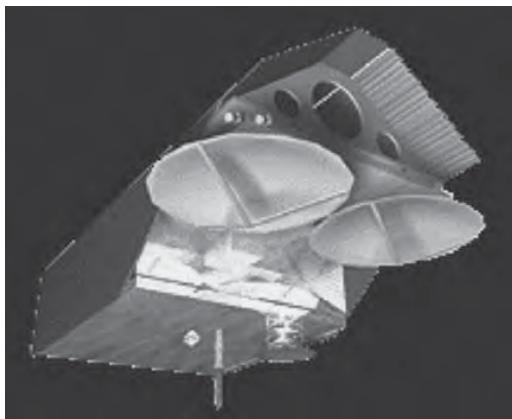


Рис. 18.13. Спутник CryoSat и его высотомер SIRAL: две антенны (интерферометрический режим) установлены перпендикулярно вектору скорости, так что дифференциальная фаза (по модулю 2π) первых отраженных сигналов указывает на поперечное положение минимального расстояния отражающей поверхности, которое, по сути, является показателем поперечного компонента среднего градиента поверхности (источник — Европейское космическое агентство)

Эти результаты отражают наименьшую оптимальную разрешающую способность, точность сигнала и наклон орбиты этих двух высотомеров. Геодезическая разрешающая способность при измерениях высоты поверхности океана не может быть выше примерно 6 км (половина длины волны) — предел, который определяется по средней глубине океана.

CryoSat: миссия Ice Sheet («Ледяной щит»). Импульсно-ограниченный космический радиолокационный высотомер работает лучше по относительно сглаженному топографическому рельефу с нулевым средним наклоном, таким как поверхность океана. При измерении высоты ледяных щитов или земной поверхности производительность снижается. Нежелательные характеристики включают в себя расширение зоны облучения на сильно шероховатой поверхности, ошибки измерений высоты, пропорциональные среднему наклону поверхности, и тенденцию к сокращению дальности измерений до минимальной при перескоке от одного возведенного региона в другой (без контроля или анализа данных). Методы ограничения диаграммы направленности, из которых лазерные высотомеры представляют собой экстремальные примеры, позволяют обойти эти проблемы, но влекут за собой свой собственный набор недостатков.

Основные потенциальные направления применения радиолокационных высотомеров — отслеживание высоты обширных ледовых щитов Гренландии или Антарктиды. Около 95% площади поверхности этих наземных льдов имеют склоны менее 3° , что является хотя и небольшим, но достаточным фактором, который может исказить данные обычного высотомера и вызвать очень большие ошибки в измерениях высоты. Например, неизвестный наклон 1° приводит к появлению ошибки измерения высоты поверхности 120 м, что недопустимо, поскольку целью подобных исследований является отслеживание сантиметровых межгодовых колебаний высоты.

Высотомер на борту спутника CryoSat [90] — это первый космический радиолокационный высотомер, предназначенный для измерения высоты ледяного покрова (рис. 18.13). Его полезная нагрузка — PCA / интерферометрический радиолокационный высотомер (SIRAL), который имеет три режима: обычный, PCA и интерферометрический. Обычный режим (импульсно-ограниченный, описанный выше) отражает основные характеристики его предшественника, работавшего на борту спутника Poseidon. Режим PCA основан на конструкции, настроенной на доплеровскую задержку [91], которая дает преимущества в точности, разрешающей способности и допустимости наклона поверхности вдоль наземной траектории. Интерферометрический режим [92] предназначен для измерения поперечного компонента наклона поверхности по отношению к траектории спутника. Оба эти расширенных режима высотомера были продемонстрированы бортовым самолетным высотометром D2P [93].

В отличие от предыдущих миссий радиолокационный высотомер на борту CryoSat передает все высотные данные по нисходящей линии связи практически без бортовой обработки. Данные от каждого из трех режимов обрабатываются

наземными средствами, так как более сложные сигналы, отраженные от ледяной поверхности, требуют итеративной разработки подходящих алгоритмов обработки для получения нужной информации. Обычный режим используется для измерений в открытом океане (для калибровки и получения опорных отметок высоты морской поверхности) и центральных областей ледяных щитов, которые являются относительно ровными. Интерферометрический режим предназначен для измерения более крутых склонов на краю ледниковых щитов. Режим синтеза апертуры используется в основном по морскому льду, где его высокая пространственная разрешающая способность и точность измерения определяют разность между уровнем моря и верхней поверхностью плавающего льда (высота над водой). Поскольку плотность льда сравнительно хорошо известна, такие измерения надводной высоты льда позволяют оценить толщину морского льда [94].

18.4. Планетарные радиолокационные системы

История развития планетарных РЛС с формированием изображений представлена в таблице 18.6. Венера была самым популярным местом для запуска исследовательских спутников [95] в значительной степени потому, что ее поверхность, покрытая плотным слоем облаков (поэтому наблюдение ее поверхности невозможно с помощью оптических средств), ее масса и размеры, аналогичные Земле, а также спектральные наблюдения показали, что ее атмосфера на 98% состоит из CO₂, что приводит к предположению о наличии парникового эффекта, до возникновения которого на Венере были более благоприятные для жизни условия. Основной темой исследований планет с помощью РЛС является поиск доказательств присутствия воды (особенно в виде льда) [96, 97]. Радиолокационные данные запущенных планетарных спутников можно найти в NASA's Planetary Data System (системе планетарных данных НАСА) [98].

Космические полетные системы. Космический аппарат «Венера-8» совершил первые простые радиолокационные измерения Венеры из всех запущенных планетарных миссий. На борту «Венеры-8» находился радиолокационный высотомер с импульсной модуляцией, который дал 35 показаний во время спуска с орбиты до его уничтожения на поверхности Венеры.

Траектория капсулы была оценена по доплеровским радиоданным и аэродинамическим расчетам, а путем вычитания этого значения из радиолокационных показаний абсолютной высоты радара был измерен профиль венерианской поверхности. Показания приборов производились в период спуска космического аппарата от 45,5 км до 0,9 км, во время которого капсула дрейфовала горизонтально на расстояние около 60 км. Анализ отраженных импульсов дал оценку изменения высоты поверхности по линии траектории спускающегося аппарата. «Венера-9/10» (1975 г.) продемонстрировала первые бистатические радиолокационные наблюдения планеты. Орбитальный аппарат «Венера-9/10» произвел картографическую съемку 55 полос поверхности Венеры от 400–1200 км и 100–200 км в ширину. По данным телеметрии антенны, поверхность Венеры облучалась радиоволнами 32 см длиной, а падающие и отраженные сигналы были записаны наземными приемниками. Первый анализ этих данных позволил сформировать одномерные измерения формы рельефа с разрешающей способностью 20–80 км.

Pioneer Venus — космический аппарат (общая масса 45 кг), на борту которого с помощью оборудования было выполнено 17 экспериментов, в том числе измерения радиолокационным высотомером (ORAD), также производил элементарные замеры карты поверхности, когда диаграмма направленности космической РЛС сканировала плоскость, перпендикулярную орбите при стабилизации вращения со скоростью 5 оборотов в минуту. Радиолокационный блок потреблял в среднем 18 Вт входной мощности и имел массу 9,7 кг. Пик передаваемой мощности составлял 20 Вт. Система связи в X- и S-диапазонах использовала антенну с парированием вращения (примерно 1 м диаметром). Радиолокационный высотомер в течение многих лет обеспечивал данные о высоте поверхности с точностью 150 м, которые предоставили самую точную имеющуюся информацию о форме поверхности Венеры до полета космического аппарата *Magellan*. Были проанализированы

интенсивность и форма сигнала высотомера, чтобы оценить электрическую проводимость поверхности, а также параметры и масштаб ее шероховатости [99]. 24-часовая орбита космического аппарата имела сильно вытянутую эллиптическую форму (перигей 200 км и апогей 22900 км* для большинства миссий). Радиолокационные данные были собраны только на высоте 4700 км с зоной облучения поверхности 23 км вдоль и 7 км поперек наземной траектории.

Таблица 18.6. Планетарные радиолокационные системы

Миссия	Адрес сайта	Планета	Год запуска	РЛС
Венера-8; 9/10 (СССР)	1	Венера	1972, 1975	Радиолокационная альtimетрия
Pioneer Venus Orbiter (ПВО) (США)	2	Венера	1978—1992	ORAD: высотомер (также формирование изображений с низкой разрешающей способностью); 17 см
Венера-15/16 (СССР)	3	Венера	1983—1984	PCA и высотомер; длина волны 8 см
Magellan (США)	4	Венера	1990—1994	PCA: 12,6 см (125 м, 75 м пикселей), 95% покрытия
Clementine (США)	5	Луна	1994	Бистатический скаттерометрический эксперимент; 6 см
Cassini (USA)	6	Титан	2004	TRM: 2 см, PCA (разрешающая способность 0,35—1,7 км) и высотомер
Chandrayaan-1 (Индия)	7	Луна	2008	Forerunner Mini-RF (США): 12 см, PCA, скаттерометр
Lunar Reconnaissance Orbiter LRO (США)	8	Луна	2008	Mini-RF: PCA (12 см и 4 см), тепловизор и интерферометр

1. http://www.mentallandscape.com/V_RadarMapping.htm
2. <http://heasarc.nasa.gov/docs/heasarc/missions/pvo.html#приборов>
3. http://en.wikipedia.org/wiki/Venera_16
4. <http://www2.jpl.nasa.gov/magellan/>
5. http://filer.case.edu/~sjr16/advanced/20th_close_clementine.html
6. <http://saturn.jpl.nasa.gov/spacecraft/instruments-cassini-radar.cfm>
7. <http://www.lpi.usra.edu/meetings/lpsc2006/pdf/1704.pdf#поиск=%22chandrayaan-1%20radar%22>
8. <http://lunar.gsfc.nasa.gov/missions/scandinst.html>

«Венера 15/16» выполняют одновременно «двойную» миссию и представляют собой первые космические PCA для картографирования поверхности другой планеты. Они пронзондировали область от Северного полюса до примерно 30° северной широты за 8 месяцев работы [100]. Их РЛС имели два режима — визуализацию и измерение высоты, работающие на 8-см длине волн. Разрешающая способность при формировании изображений составляла 1 км. Каждый космический аппарат массой 4000 кг представлял собой цилиндр 5 м в длину. Для синтезированной антенной апертуры использовался параболический цилиндрический отражатель размером 6 × 1,4 м, оснащенный усилителем на лампах бегущей волны на 80 Вт. Вместо

* Перигей и апогей соответственно представляют собой точки эллиптической орбиты, которые находятся ближе всего и дальше всего от центра тяжести системы.

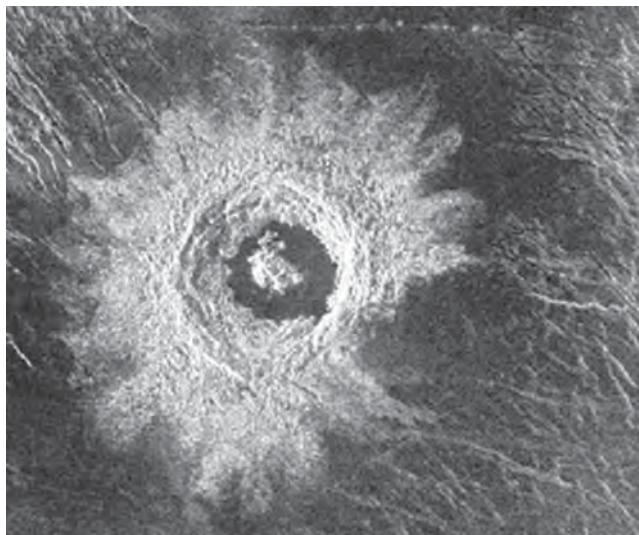


Рис. 18.14. Кратер Голубкиной на поверхности Венеры, изображение получено космическим аппаратом *Magellan* (S-диапазон, ГГ-поляризация). Кратер диаметром 30 км (19 миль) имеет террасные внутренние стены и Центральный пик, характерный для больших метеоритных ударных кратеров на Земле, Луне и Марсе. Грубые выбросы приводят к сильным отражениям радиолокационных сигналов, что способствует исследованиям в области планетарной геологии (фото NASA)

использования импульсной или ЛЧМ-модуляции на «Венере» применяли непрерывную передачу, модулируемую кодированной последовательностью со сдвигом фазы 180°. Принимаемый сигнал был оцифрован в 2540 комплексных чисел (4 бита синфазного сигнала I, 4 бита квадратурного сигнала Q). Радиолокационный обзор осуществлялся каждые 0,3 секунды с сохранением данных в буфере памяти. Для соответствия этой скорости передачи данных запись происходила поочередно на два бортовых магнитофона. Бортовые данные с каждой орбиты передавались на Землю (9 Мб), а затем обрабатывались в наземных процессорах. Каждое изображение генерировалось из 3200 радиолокационных изображений, которые были объединены в обзорную полосу 120 км в ширину и 7500 км в длину. Эти изображения впоследствии были объединены мозаичным способом. Космический аппарат имел на борту параболическую антенну 1 м диаметром для радиолокационного высотомера. После точного определения параметров орбиты высотомеры были переведены на режим высокого разрешения. Для фазовой модуляции был использован 31 элемент с неоднозначностью высоты 7,15 км. На более поздних этапах обработки после доплеровского частотного анализа эффективная зона облучения была сужена до размеров 10 км на 40 км. Работа высотомера (чередование с операциями тепловизора) позволила сформировать первые радиолокационные высотные карты (северной 1/3) поверхности Венеры на основе более чем 400 000 отдельных измерений. Системы связи использовали выделенную радиолокационную параболическую антенну диаметром 2,6 м. Космические аппараты «Венера» находились на полярных орbitах с перигеем 1000 км при 62° северной широты и апогеем 65 000 км, период обращения составлял примерно 24 часа.

В течение полета космический аппарат *Magellan* смог отобразить более 98% поверхности Венеры (рис. 18.14) с разрешающей способностью изображений на порядок лучше, чем у первых миссий «Венера» [101]. Данные альtimетрии и радиометрии также позволяют определить топографию поверхности и электрические характеристики. Эллиптическая орбита космического аппарата *Magellan* имела наклон 86°, что обеспечило практически полный доступ к поверхности для РСА

с боковым обзором. К концу миссии *Magellan* отправил больше данных, чем все предыдущие планетарные миссии вместе взятые. РСА работала в трех режимах: тепловизор, высотомер и радиометр, которые чередовались в течение каждого прохода по орбите [102]. Данные, полученные в X-диапазоне, передавались на Землю со скоростью передачи данных 268 кбит/с или 115 кбит/с. Антenna 3,7 м в диаметре с высоким коэффициентом усиления была использована как для РСА, так и для телекоммуникаций. Космический аппарат массой 1035 кг имел на борту РСА массой 335 кг. Потребляемая мощность составляла 210 Вт при 28 В постоянного тока. Оборудование на борту *Magellan* работало в S-диапазоне (2,385 ГГц), излучало пиковую мощность в 325 Вт. Номинальная длительность импульса составляла 26,5 мкс, частоту повторения импульсов (4400—5800 Гц) можно было выбирать для более широких изменений по дальности и углу падения облучения, что было обусловлено эллиптической орбитой. Была достигнута разрешающая способность 150 м в картографическом режиме РСА, разрешающая способность 30 м в высоту в режиме высотомера и 2° в режиме радиометра. Все данные системы *Magellan* доступны в системе планетарных данных (Planetary Data System) [98].

Cassini, многорежимная [103] картографическая РЛС, использовала наследие *Magellan* и была включена как один из 12 приборов в качестве полезной нагрузки космического аппарата *Cassini-Huygens*, который был запущен в октябре 1997 года и начал свои четырехлетние исследования Сатурна и его спутников в июле 2004 года. Целью картографической миссии *Cassini* были те же темы исследований, что и для *Magellan*, а именно измерения поверхности Титана через плотную облачность. Во время своего полета по системе Сатурна *Cassini-Huygens* совершил 35 облетов Титана, из которых 29 стали самыми близкими к поверхности на высоте менее 4000 км, а 15 из них происходили на минимальной высоте 1000 км. Первый близкий пролет состоялся в ноябре 2004 года, в результате были получены первые радиолокационные изображения поверхности. Радиолокационная антenna использовала телекоммуникационную антенну диаметром 3,66 м с Г-поляризацией и высоким коэффициентом усиления — стратегия, впервые использованная на *Magellan*. Семь лучей, каждый разной частоты, ширины и ракурса, потребовались для поддержки мультиплексированных альтиметрии и рефлектометрии, а также формирования изображений и радиометрии. Масса РЛС составила 40 кг, а потребляемая мощность — 110 Вт. Пик скорости передачи данных — порядка 360 кбит/с. Все режимы работали в K_u-диапазоне (13,8 ГГц). На малых высотах, наиболее благоприятных для создания изображений, разрешающая способность по дальности и азимуту составляла порядка 0,5 км при 4 углах обзора. На больших высотах данные были собраны при большем количестве углов обзора, чтобы частично компенсировать ухудшившуюся разрешающую способность. Эквивалентная шуму величина σ⁰ находилась на уровне примерно −25 дБ при низкой высоте и −8 дБ на высоте 4000 км. В отличие от схемы, используемой на *Magellan*, на больших высотах использовались меньшие углы падения облучения и малая полоса пропускания. Малая полоса пропускания помогает снизить средний уровень шума, в то время как малые углы падения облучения способствуют поддержанию разрешающей способности по дальности с меньшей полосой пропускания излучаемого импульса.

Космический аппарат *Clementine*, один из первых аппаратов, построенных по принципу «быстрее, лучше, дешевле», в качестве основных целей миссии должен был произвести лазерные и оптические измерения высоты поверхности для картографирования поверхности Луны, а также продемонстрировать новые технологии. Основная аппаратура полезной нагрузки состояла из четырех оптических камер, в том числе с лазерным высотомером. Основные новые сведения о Луне были составлены по данным с борта *Clementine*, собранным в ходе пребывания этого космического аппарата на лунной орбите в течение 71 дня.

Описание работы *Clementine* включено в эту главу благодаря проведению уникального эксперимента с бистатической РЛС, которая в S-диапазоне (13,19 см) проводила сбор СВЧ-данных. Исследование лунного южного полюса производилось путем облучения телекоммуникационной антенной *Clementine* (мощностью 6 Вт с круговой поляризацией), а отражения от зеркальной точки отслеживались антенной сетью дальней космической связи (DSN — Deep Space Network) в течение четырех проходов космического аппарата. Наблюдаемые характеристики отраженных

сигналов согласовывались с параметрами обычного лунного реголита* в течение трех проходов, но данные, полученные во время четвертого прохода, показали повышенную прочность, которая соответствовала зеркальной точке на дне кратера Шеклтон [104]. Отраженные сигналы с такой высокой интенсивностью, особенно «неожиданные» при круговой поляризации, свидетельствуют об объемном отражении радиолокационного излучения холодной замороженной массой летучего вещества, такой как водяной лед [105], их параметры лучше всего иллюстрируют наземные радиолокационные наблюдения покрытых льдом спутников Юпитера. Последующее утверждение, что замороженная вода была обнаружена на Луне, вызвало широкий интерес. Когда в результате независимого анализа данных *Clementine* не удалось воспроизвести первоначальный результат [106, 107], эти выводы были поставлены под сомнение. Открытие и/или проверка наличия полярных ледяных шапок на Луне являются одной из главных задач программы геологоразведочных работ НАСА [108] и, если это будет доказано, запасы водяного льда станут важным ресурсом для жилых форпостов на Луне.

Радиолокационная разведка планетарных льдов. Объемные ледяные шапки приводят к возникновению двух необычных радиолокационных откликов. При облучении полем с круговой поляризацией преобладающее обратное рассеяние от большинства естественных поверхностей имеет круговую поляризацию с обратным знаком. В случае объемного льда, однако, обратное рассеяние имеет то же направление круговой поляризации. Классическим показателем этого эффекта является отношение круговой поляризации (CPR — Circular-Polarization Ratio), или отношение «интенсивности сигналов обратного рассеяния с той же поляризацией к сигналам обратного рассеяния с противоположной поляризацией» (σ_{SC}/σ_{OC}) [97]. Общая отраженная мощность сигналов, рассеянных объемными ледяными шапками, является относительно высокой, по крайней мере у «чистого льда». Обе поляризации и эффект яркости радиолокационных отражений объясняются когерентным эффектом обратного рассеяния противоположных поляризаций (СОВЕ — Coherent Opposited Backscatter Effect) [109].

Присутствие замороженной воды было предсказано много лет назад, считалось, что эти отложения накопились за несколько миллиардов лет на дне лунных кратеров или в других складках рельефа, сохранились в тени благодаря глубине кратеров и широте. Единственным источником тепла для этих регионов был фоновый звездный свет и энергия недр Луны, так что температура окружающей среды была не более 75 К. Поскольку в космическое пространство замороженную воду приносят кометы, ее запасы постепенно накапливаются. Этот процесс обычно воспринимается как объяснение ярких радиолокационных отражений от полярных кратеров Меркурия, например от тех, которые заметны с наземных радиотелескопов. Из-за небольшого наклона оси Луны радиолокационные телескопы, такие как «Аресибо», не имеют подобных возможностей исследовать этажи лунных полярных кратеров.

Проблема заключается в том, что относительно большие отношения сигналов с поляризациями разных направлений не являются уникальными для объемных месторождений льда. Диэдральные (двумерные) угловые элементы также отражают наиболее сильно в том же направлении, что и падающее облучение с круговой поляризацией. Природные двугранные углы, например в грубых скальных образованиях, сформированных при сильном сжатии пород, могут генерировать ложные сигнатуры замороженной воды. Для снижения потенциальной неоднозначности отношения интенсивности сигналов с разными направлениями поляризации и измерений яркости радиолокационных отражений радиолокационные наблюдения должны быть повторяемыми и соотносимыми с другими показателями.

Космические аппараты *Chandrayaan-1* и «Лунный орбитальный разведчик» (LRO — *Lunar Reconnaissance Orbiter*) включали в свою полезную нагрузку РЛС Mini-RF [110]. Вариант этого прибора, установленный на *Chandrayaan-1*, работал в S-диапазоне (длина волны 12 см) с разрешающей способностью 150 м на 16 углах обзора. Mini-RF для LRO имеет две частоты в S- (4 см) и X-диапазонах (4 см) и две разрешающих способности — 150 м при 16 углах обзора и 15 м при 8 углах обзора. РЛС

* Найденный практически везде на поверхности Луны реголит представляет собой слой гранулированного скалистого материала, покрывающего твердые породы.

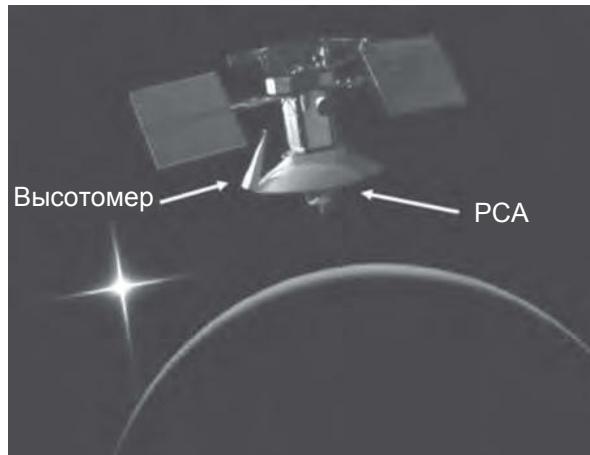


Рис. 18.15. Художественное представление процесса наблюдений поверхности Венеры космическим аппаратом *Magellan* с подсветкой Солнцем. Показана антенна PCA (с высоким коэффициентом усиления связи) и малая рупорная антенна высотометра (фото NASA)

LRO была способна также работать в интерферометрическом режиме, который требует непрерывного повторения импульсов в отличие от пакетного режима, используемого в других радиолокационных системах. Обе радиолокационные системы имели умеренные углы падения облучения (примерно 45 градусов), среднюю ширину полосы охвата (от 4 км до 8 км) и работали на малых высотах (100 км и 50 км соответственно). Учитывая применяемое небольшое значение произведения дальности на скорость (см. табл. 18.1), площадь антennы должна быть только 1 м^2 , чтобы удовлетворить ограничению минимальной области (уравнение (18.4)). Эти РЛС имели малую массу около 8 и 12 кг соответственно, включая антennы.

Одной из главных задач для обеих РЛС является поиск доказательств отложений льда в постоянно затененных полярных областях Луны. Для этого необходимо измерение отношения интенсивности сигналов с разными направлениями круговой поляризации (CPR). Следовательно, при передаче сигналов круговой поляризации они получают отраженные сигналы двойной поляризации. Их антennы состоят из пассивных антennальных решеток с Г- и В-поляризованными элементами, облучаемых одновременно под углом 90° по фазе, так что излучается сигнал с круговой поляризацией (правой или левой). Принятые сигналы с линейной поляризацией сохраняются всей остальной системой для формирования изображения на выходе процессора. Это приводит к архитектуре системы с гибридной поляризацией [111], которая описана ниже.

Magellan: инновационное картографирование поверхности Венеры. Системам на борту космического аппарата *Magellan* (см. рис. 18.15) пришлось столкнуться с двумя ограничениями: стоимостью и скоростью передачи данных. Первое было установлено НАСА и исполнительными органами США, ответственными за формирование бюджета. Второе было установлено физиками в виде зависимости работы *Magellan* от скорости передачи данных системой дальней космической связи (DSN) [112]. Выводом, конечно, является то, что недостаточно было создать радиолокационную систему на высоком научном уровне (читай: «на основе большого бюджета для космических PCA»), она должна быть сделана эффективно и относительно щадительно. В случае *Magellan*, однако, эти завышенные ограничения привели к созданию превосходной инновационной конструкции РЛС.

Стоимость. У резкого сокращения утвержденных средств по отношению к запрашиваемым для создания первоначальной орбитальной венерианской радиолокационной системы (VOIR — Venus Orbiting Imaging Radar) было несколько последствий. Вместо обычной круговой орбиты *Magellan* был перенастроен на эллиптическую орбиту (рис. 18.16), которая позволила сократить связанные с этим

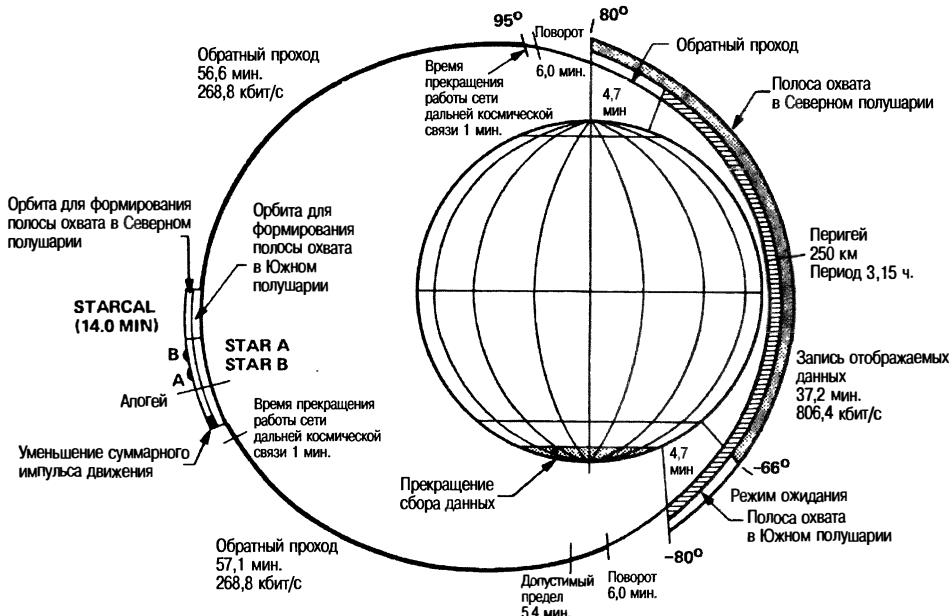


Рис. 18.16. Подробная информация об эллиптической орбите Magellan, в течение 3,3-часового прохода по которой примерно 37 минут отведено сбору данных и 2 часа — их передаче на Землю (источник NASA)

расходы и риски. Кроме того, вместо антennы с изначально большим удлинением, типичной для космических РСА, *Magellan* был вынужден использовать запасную антенну круговой связи, оставшуюся от предыдущей миссии. Это качественное, если не тривиальное изменение заставило команду разработчиков РСА сменить парадигму и разработать инновационную конструкцию.

Антенна. Ключевым элементом в любой космической РСА является антenna. Она определяет дальность полосы покрытия и требуемую минимальную мощность передатчика, а также имеет большое влияние на разрешающую способность и скорость передачи данных. Тарелочная антenna *Magellan* диаметром 3,7 м существенно отличается от обычных несимметричных прямоугольных антенн, которые в то время использовались для РСА.

Вертикальный размер антennы (вместе с дальностью, частотой и длиной волн) определяет ширину облучаемой полосы на поверхности планеты. Это дает верхнюю границу ширины отображаемой полосы охвата, которая в случае *Magellan* была меньше, чем обычная полоса охвата при облучении. Ширина полосовых изображений была выбрана несколько больше фактической, полученной во время трансляции измерений поверхности Венеры при повторных проходах по орбите, что обусловлено вращением планеты. Период эллиптической орбиты составлял около трех часов, поэтому происходило наложение изображений в их последовательности, полученной во время повторных проходов по орбите, одновременно с расширением полосы изображений за счет информации, полученной во время следующих проходов.

Для работы РСА вдоль траектории движения по поверхности размер антennы имел далеко идущие последствия. Теоретическая (при одном угле наблюдения) разрешающая способность по азимуту антennы *Magellan* может быть около 1,6 метра (раздел 18.2). Это примерно в 75 раз меньше, чем научное требование к этому параметру, составляющее 120 м. Отсюда следует, что при работе под одним углом наблюдения данные с разрешающей способностью 120 м могут быть собраны всего лишь за 1/75 часть времени обычной работы РСА. Если требуется работа

PCA под N_L углами наблюдений, то подразумеваемый коэффициент заполнения операций будет на $N_L/75$ больше коэффициента N_L . В результате был сделан выбор пакетного режима наблюдений (раздел 18.2), в котором PCA работает значительно меньше 100% времени эксплуатации. Пакетный режим является стандартной стратегией PCA, предназначенных для изучения Луны и других планетарных тел, в результате можно использовать антенны, размер которых вдоль линии пути намного меньше, чем требуется для получения данных с нужной разрешающей способностью по азимуту. Параметр углов наблюдения N_L заслуживает особого комментария в контексте космических PCA, который приведен ниже.

Антенна *Magellan* имела высокий коэффициент усиления для передачи данных на Землю, а также для работы космической PCA. Во время прохождения самой высокой части каждой орбиты космический аппарат был ориентирован с наведением антенны на Землю. Антенна имела два канала, по одному на S-диапазон (ГГ-поляризация радиолокационного излучения) и X-диапазон (круговая поляризация для телеметрии). После сбора данных от каждого полюса к полюсу накопленные данные с помощью телеметрии передавались на одну из трех приемных станций сети дальней космической связи, поэтому сбор данных соответствовал их передаче в течение каждого прохода по орбите.

Орбита. По причинам, непосредственно связанным с принципами орбитальной механики, гораздо дешевле был вывод на эллиптическую орбиту вокруг Венеры, чем на круговую. Дело в том, что значительные трудности успешного получения качественных изображений с эллиптической орбиты мало волновали чиновников, ответственных за формирование бюджета, хотя из-за ограничений эллиптическая орбита не пользовалась популярностью в команде разработчиков PCA. PCA космического аппарата *Magellan* пришлось адаптироваться к изменениям относительной высоты примерно от 250 км (в районе экватора) до более 2000 км (над полюсами). Вполне разумно ожидать, что полученные в результате изображения, не говоря уже о сроках и масштабах проблемы, сильно бы пострадали от последствий подобных решений. Благодаря созданной конструкции, однако, качество изображений, полученных *Magellan*, на удивление последовательно от полюса до полюса. Причины служат важным уроком разработки этого объекта.

Поскольку космическая PCA *Magellan* была настроена на пакетный режим измерений, было удобно (а также необходимо) перед формированием каждого пакета установить параметры режима, которые, в общем, варьировались в зависимости от пакета. Критическими параметрами были частота повторения импульсов, стробирование по дальности, длительность и периодичность передачи пакета и вращение космического аппарата. Параметрические файлы были заранее подготовлены на основе данных собранных геометрических измерений и преобразованы в команды, сгенерированные картографическим программным обеспечением космической PCA. В результате получился набор из примерно 1000 уникальных конфигураций, каждая из которых была связана с определенным сегментом орбиты. В процессе работы подходящие команды были предварительно загружены в бортовой процессор управления PCA для каждого трехдневного интервала картографирования.

Для того чтобы компенсировать влияние десятикратного изменения высоты на качество изображения PCA, был разработан операционный профиль PCA, чтобы использовать различные углы падения облучения. Начало каждого прохода для формирования изображения происходит на большой высоте, угол падения становится крутым вблизи полюса и малым в окрестности экватора, затем он возвращается к вертикали при приближении к противоположному полюсу. Это изменение углов падения помогло компенсировать большие изменения в радиолокационной дальности отображаемой полосы охвата, но это означало также, что разрешающая способность по дальности на поверхности планеты изменяется в зависимости от широты. Для PCA с постоянной полосой пропускания эффективная разрешающая способность по дальности при меньших углах падения облучения была выше, чем при больших углах падения облучения. К счастью, при больших углах падения и, следовательно, на большой дальности было больше времени, чтобы собрать больше данных.

Качество изображения. Углы обзора и разрешающая способность вместе определяют качество изображения (читай: «потенциал геофизической информации»), сформированного PCA для естественного рельефа, состоящего из распределенных

рассеивающих элементов. Основным выражением, определяющим главный параметр качества изображений, полученных РСА [31, 113], является следующее:

$$Q_{\text{PCA}} = \frac{N_L}{r_{Rg} r_{Az}}, \quad (18.18)$$

где N_L — число (статистически независимых) углов наблюдения, r_{Rg} и r_{Az} — разрешающая способность по дальности и азимуту на поверхности, соответственно. Здесь самым важным обобщающим выводом является то, что возможно увеличение числа углов обзора, чтобы компенсировать снижение разрешающей способности по дальности (в разумных пределах и в этом виде поисковых космических данных РСА). Заметим, что оба параметра — число углов обзора и разрешающая способность — требуют поддержки в виде соответствующей полосы пропускания. Отсюда следует, что Q_{PCA} пропорциональна произведению полос пропускания по дальности и азимуту, следовательно, пропорциональна (двумерной) информационной емкости РЛС в шеннонах (единицах количества информации). Этот принцип был применен с большой пользой в конструкции космической РСА *Magellan* [114], как показано в таблице 18.7. На основе данных этой таблицы можно убедиться, что качество изображения РСА *Magellan* изменялось не более чем на $\pm 2\%$ от полюса к полюсу, несмотря на значительные различия в радиолокационной дальности, угле падения и разрешающей способности по наземной дальности.

Таблица 18.7. Качество изображения: разрешающая способность и углы обзора РСА *Magellan*

Высота орбиты, км	Угол падения облучения, °	r_g , м	r_A , м	Количество углов обзора N_L	Q_{PCA} $N_L/(r_R r_A)$
250	52	110	122	4,8	$3,6 \times 10^{-4}$
500	39	137	121	6,0	$3,6 \times 10^{-4}$
1000	28	181	121	8,5	$3,9 \times 10^{-4}$
1750	21	247	120	11,6	$3,9 \times 10^{-4}$
2100	19	270	120	13,5	$4,0 \times 10^{-4}$

Скорость передачи данных. Данные космической РСА *Magellan* были переданы с Венеры на Землю через сеть дальней космической связи. Эта основная система связи имела рабочий предел для передачи телеметрических данных, равный около 270 кбит/с. Несмотря на то, что цифра может показаться большой, по стандартам космических РСА она является ничтожной. Например, цифровая скорость передачи данных у ERS-1/2 и RADARSAT для космических РСА наблюдения составляет порядка 120 Мбит/с. Для новых конструкций утверждены цифры до 400 Мбит/с. Поскольку целью РСА *Magellan* было получение изображения значительной части поверхности всей планеты при разрешающей способности 120 м в длину, скорость передачи данных для сети дальней космической связи наложила жесткие требования на всю систему.

Скорость передачи необработанных данных РСА пропорциональна параметру качества изображения, ширине полосы охвата, скорости космических аппаратов и количеству цифровых бит на выборку данных. Конечно, средняя скорость передачи данных может быть снижена, если данные можно собрать в течение любого прохода по орбите, а затем воспроизвести с меньшей скоростью. Хотя эта стратегия была использована в конструкции *Magellan*, допуск, для которого была использована эллиптическая орбита, был недостаточным для решения проблемы ограниченной скорости передачи данных.

Только одна степень свободы остается для скорости передачи данных — число бит, которые сохраняются для каждого образца в потоке необработанных данных РСА.

После тщательного рассмотрения ограничения сети дальней космической связи оказалось, что там были только два бита для необработанных данных РСА *Magellan*.

Да, 2 бита для РСА! И опять же уникальные характеристики орбитальных РСА сделали это решение приемлемым для конструкции *Magellan*. Основные требования для этой парадигмы: 1) эффективное кодирование сигнала, несущего очень большой объем информации, и 2) визуализация окружающей среды путем плотного и доминирующего распределенного случайного обратного рассеяния. Планетарные РСА (и многие космические РСА наблюдения Земли) легко удовлетворяют этим требованиям. Одним из показателей эффективного кодирования сигнала радиолокационных изображений является произведение дальности на азимут, времени и полосы пропускания или, что эквивалентно, его потенциал двумерного сжатия. В случае с данным РСА это отношение определяется по площади зоны облучения мгновенного импульса (произведение ширины антенны на прогнозируемую длительность импульса), разделенной на площадь элемента разрешения РСА (произведение разрешающей способности по азимуту и дальности). Это соотношение колебалось в зависимости от режима *Magellan*, но, в общем, намного превышало 10 000, что превращалось в выигрыш в 40 дБ в динамической дальности при переходе от области сигнала в область изображения.

2-битный метод был основан на блок-адаптивном квантователе (BAQ — Block-Adaptive Quantizer)[115]. По сути, в данном случае осуществляется автоматическая регулировка усиления (АРУ), чтобы выбрать наиболее значимые цифровые образцы (биты) из потока необработанных данных РСА. Для систем *Magellan* данные были оцифрованы в 8 бит в синфазном и квадратурном режиме (I и Q). Аналогово-цифровой этап следовал за операциями блок-адаптивного квантователя, в течение которого выбирались два наиболее значимых бита в каждой паре данных (I и Q) по отношению к среднему уровню сигнала, который был установлен при сравнении с предыдущим пакетом полученных данных. Средний уровень сигнала изменялся очень медленно от пакета к пакету, так как соседние пакеты по существу содержали данные об одних и тех же элементах сцены. Средний уровень сигнала (настроенный путем автоматической регулировки) был включен в заголовок записи данных каждого пакета, которые будут использоваться для формирования последующих изображений РСА.

Несмотря на то, что динамическая дальность необработанных РСА данных после операций блок-адаптивного квантователя строго ограничена, потенциальная динамическая дальность полученных данных изображений гораздо больше: она ограничена сверху произведением динамической дальности входного сигнала и двумерного сжатия данных РСА. Таким образом, динамическая дальность после обработки изображений *Magellan* составила более 40 дБ. Это было хорошо видно на многих тысячах кадров изображений, сформированных на основе данных РСА *Magellan*.

Архитектура гибридной поляризации. Ведущим приоритетом любой космической РСА, предназначеннной для исследования Луны, Марса или других планетарных тел, является увеличение до максимума ее измерительного потенциала и сведения к минимуму ее потребности в ресурсах (в основном мощности и массы). Если основным требованием, предъявляемым к планетарной обзорной РСА, является высокая чувствительность к замороженным летучим веществам, то система должна иметь двойную поляризацию с передачей сигналов круговой поляризации. Как уже было сказано в разделе 18.2, РСА с двойной поляризацией максимизирует свои возможности в области измерения, только если сохраняет относительную фазу, а также величины двух амплитуд принятых сигналов E_H и E_V в линейной поляризации. С 1852 года известно, что квазимохроматическое электромагнитное поле можно полностью охарактеризовать четырьмя параметрами Стокса [116]. С точки зрения линейно поляризованных принятых сигналов параметры Стокса имеют вид

$$\begin{aligned} S_1 &= \langle |E_H|^2 + |E_V|^2 \rangle, \\ S_2 &= \langle |E_H|^2 - |E_V|^2 \rangle, \\ S_3 &= 2\text{Re}\langle E_H E_V^* \rangle, \\ S_4 &= -2\text{Im}\langle E_H E_V^* \rangle, \end{aligned} \tag{18.19}$$

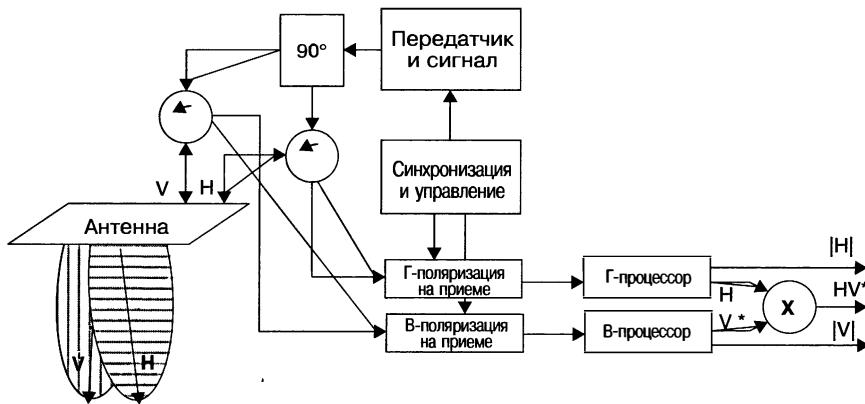


Рис. 18.17. Архитектура РСА с гибридной поляризацией, которая впервые была использована в лунных РСА Mini-RF, установленных на орбитальных космических аппаратах Chandrayaan-1 и LRO: V — В-поляризация; H — Г-поляризация; HV — ГВ-поляризация; Г-процессор — процессор для обработки сигналов с Г-поляризацией; В-процессор — процессор для обработки сигналов с В-поляризацией

где * означает комплексное сопряжение и скобки указывают среднее значение в интервале нескольких образцов. Ясно, что относительная фаза между двумя поляризациями является важным фактором для двух из четырех параметров Стокса. Данные, выраженные через параметры Стокса, хорошо подходят для использования в методе разложения матрицы [60, 117].

Для данного передаваемого сигнала с заданной поляризацией значения этих параметров Стокса инвариантны по отношению к поляризационной базе приемника. Отсюда следует, что оптимальная архитектура гибридной поляризации представляет собой следующее [118]: круговая поляризация на передаче и линейная двойная поляризация на приеме (см. рис. 18.17). Эта архитектура требует меньшей массы и обеспечивает большую эффективность, чем альтернативные варианты, в то же время она позволяет собрать всю потенциальную информацию в поле обратного рассеяния.

Антенна состоит из двух линейных решеток (например Г и В) и будет излучать поле с круговой поляризацией, если множества элементов приводятся в движение одновременно со сдвигом 90° по фазе, как показано на рис. 18.17. На практике взвешивание и относительное фазирование решеток редко бывает совершенным. В результате поле излучения будет несколько эллиптическим, а не чисто круговым. Архитектура для гибридной поляризации является самокалибрующейся и, следовательно, относительно надежна с точки зрения таких недостатков. Короче говоря, при условии, что $\sigma_{HH}^0 = \sigma_{VV}^0$, средние уровни сигналов в двух принимающих каналах должны быть равны. (В терминах параметров Стокса $S_2 = 0$.) Коэффициенты обратного рассеяния при Г- и В-поляризации будут всегда эквивалентны при перпендикулярном облучении поверхности. Следовательно, при любых гибридных поляризациях РСА можно настроить для выполнения этого условия простым способом, направив диаграмму направленности вертикально вниз на горизонтальную поверхность во время калибровки. Расхождения в любой амплитуде или фазе будут очевидными из этих данных, собранных для сцены со случайным распределением облучения. В данном случае отсутствует необходимость в известной опорной точечной цели в поле зрения. Параметры Стокса, которые соответствуют таким измерениям, являются достаточными для характеристики относительной фазы Г/В-поляризации поля передаваемого и принимаемого излучения.

18.5. Скаттерометры

Космические скаттерометры дистанционного зондирования измеряют нормированное обратное рассеяние с достаточной точностью и аккуратностью, чтобы вывести значение одного или нескольких геофизических параметров. Например, мощность отраженного от океана сигнала является функцией шероховатости поверхности в масштабе длины радиолокационной волны, которая, в свою очередь, является функцией локальной скорости ветра [119]. Оценка скорости и направления ветра над открытым океаном является наиболее распространенным приложением для этих инструментов. Ветровой скаттерометр был принят в эксплуатацию EUMETSAT (Европейской организацией по эксплуатации метеорологических спутников) в начале 2000-х годов в качестве необходимого оборудования, прибор имел оперативную точность при определении скорости ветра ± 2 м/с и $\pm 20^\circ$ при измерении направления ветра. Кроме того, чтобы начать океанографические наблюдения, калиброванные данные этого класса космических РСА были применены к различным элементам поверхности большой площади, таким как определение площади покрытия морским льдом, отображение границ между основными зонами ледяного щита Гренландии или глобальная оценка тропических лесов. Во всех таких приложениях основной упор делается на измерение средней отражательной способности элементов поверхности больших площадей, а не на отображение мелкой пространственной детализации. Эти РСА обычно имеют разрешение в масштабах десятков километров, поддерживая полосу охвата шириной 1000 километров и более.

В океанографических приложениях относительно небольшие изменения в радиолокационной картине обратного рассеяния могут соответствовать существенным различиям в полученной информации относительно параметров ветра* [120, 121]. Отсюда следует, что основное требование для этого класса РСА — достоверность и точность измерений принятой мощности[†]. Тем не менее следующий шаг — извлечение вектора ветра, т.е. преобразование радиолокационной мощности обратного рассеяния в точную оценку скорости и направления ветра, далеко не тривиален. Действительно, техника неспособна определять очень низкую скорость ветра, при которой не образуются волны, способные вызвать шероховатость поверхности. В пределе РСА с наклонным обзором, такие как скаттерометры, практически не будут генерировать обратного рассеяния от морской поверхности в отсутствие ветровых волн, даже если существует значительное волнение в данной области.

Извлечение вектора ветра. Нормированный коэффициент обратного рассеяния σ^0 , который обусловлен шероховатостью морской поверхности, вызванной ветром, зависит, в первую очередь, от длины радиолокационной волны, местного угла падения и поляризации, соответственно. Оцениваемыми параметрами ветра являются его скорость, относительный угол в горизонтальной плоскости между направлением ветра и линией визирования РСА. Отражательная способность океанической поверхности также зависит и от других факторов, в том числе наличия поверхностно-активных веществ (таких как нефтяные пятна, природные или антропогенные), разности температур между морской водой и воздухом или наличия больших волн, таких как океанская зыбь, но они имеют меньшее значение для настоящего обсуждения.

Коэффициент отражения σ^0 нелинейно зависит от параметров ветра. На рис. 18.18 проиллюстрирован отклик одной поляризации, где на горизонтальной оси отложено относительное направление ветра, а на вертикальной — нормированная эффективная площадь обратного рассеяния. На рисунке приведены несколько

* http://www.eumetsat.int/groups/ops/documents/document/pdf_tm03_rev-scatterometer-w.pdf

† Заметим, что требуются достоверность и точность. Обратное рассеяние радиолокационного излучения по самой своей природе является величиной с большим стандартным отклонением, которое может быть уменьшено только при обширном усреднении. Поскольку геофизическая интерпретация данных скаттерометра часто зависит от различия между двумя похожими значениями σ^0 , результаты зависят главным образом от снижения неопределенности в оценочном значении, а также от получения правильного среднего значения.

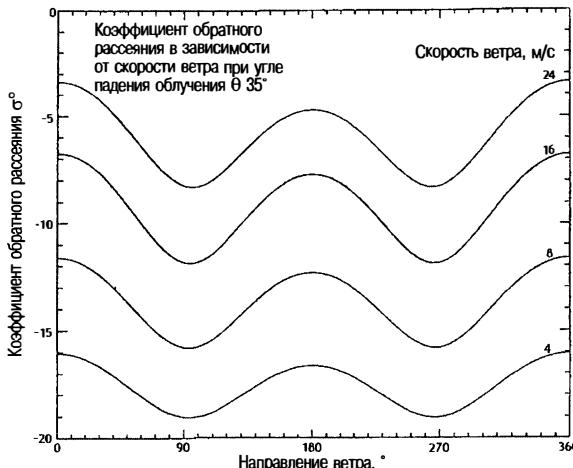


Рис. 18.18. Типичная интенсивность обратного рассеяния (вертикальная ось) от шероховатостей поверхности моря, вызванных ветром, в зависимости от скорости ветра (моделируемые данные) и направления ветра по отношению к направлению линии визирования РСА (горизонтальная ось). Похожие семейства кривых соответствуют различным значениям поляризации РЛС (обычно ГГ или ВВ) и углу падения облучения. Кривые получены в результате моделирования (CMOD4), впоследствии они проверялись путем сравнения с обширными бортовыми измерениями

кривых, каждая соответствует определенной скорости ветра. В общем, наветренная и подветренная стороны обеспечивают более сильное обратное рассеяние, чем наблюдение при боковом ветре, а наблюдение против ветра обычно дает немного более интенсивные сигналы, чем по ветру. Данные вектора ветра были собраны бортовыми самолетными скаттерометрами при круговом облете (в буквальном смысле) места полевых испытаний приборов [122]. На протяжении многих лет было много попыток найти подходящую математическую модель такого поведения ветра с некоторым успехом [123]. Есть несколько методов поиска вектора ветра, используемых в настоящее время, в том числе CMOD-4 и модель нейронной сети.

Эти данные ясно показывают, что измерения обратного рассеяния радиолокационного излучения только в одном ракурсе недостаточно для определения скорости и направления ветра. Скаттерометр космического аппарата Seasat использовал два угла обзора (разнесенных на 90°), но в результате извлечений было получено целых четыре возможных решения, которые представлены в виде направленных неоднозначностей [124]. Космические ветровые скаттерометры характеризуются различной геометрией обзора, каждый способ обусловлен необходимостью подавления направленной неоднозначности в рамках физических (или материальных) ограничений возможной реализации.

Точность измерений. Очевидно, что σ^0 должна быть измерена с точностью и достоверностью менее 1 дБ, чтобы получить правильное извлечение вектора ветра. Точность зависит от стабильности показаний РСА и ее калибровки. Задача космической рефлектометрии заключается в разработке РСА такой точности, чтобы нормированное стандартное отклонение измерений величины σ^0 было достаточно мало. В стандартной терминологии рефлектометрии классическим параметром является K_P , нормированное стандартное отклонение измерений [125]. В случае ветрового скаттерометра, который использует доплеровскую фильтрацию, основным выражением является следующее:

$$K_P = \frac{(1 + 2 / C/\text{Ш} + 1 / C/\text{Ш})}{\sqrt{NTB}}, \quad (18.20)$$

где N — число статистически независимых импульсов, которые суммируются при каждом измерении σ^0 , T — длительность передаваемого импульса, B — доплеровская полоса пропускания измерительной ячейки и С/Ш — отношение сигнал/шум. Значения K_p обычно приводятся в процентах, где значения 5% или более являются целью разработки. При высоких отношениях сигнал/шум K_p сходится к $1/\sqrt{NTB}$. При более низких скоростях ветра K_p зависит от отношения сигнал/шум, а также от числа статистически независимых углов обзора. Подробные сведения о любых выражениях, аналогичных приведенному выше, зависят от основной статистической модели, которая в рассмотренном случае является гауссовой. Тем не менее общий принцип заключается в том, что скаттерометры должны обеспечить возможность измерений под многочисленными независимыми углами обзора, чтобы уменьшить стандартное отклонение измерений σ^0 независимо от статистического распределения обратного рассеяния океанической поверхности.

Тенденции. Данные о векторах ветра были приняты оперативными метеорологическими службами, такими как EUMETCAT. Вполне вероятно, что космические СВЧ-системы по-прежнему будут использоваться в обозримом будущем для предоставления таких данных. Успех Seawinds (см. далее в этом разделе) предполагает, что коническая парадигма сканирования станет основой для будущих конструкций скаттерометров, способных определять векторы ветра.

Тем не менее есть две космических альтернативы для измерения вектора ветра микроволновыми средствами — активная и пассивная. РСА часто являются нежелательным прибором на космическом аппарате, имеющем на борту другое оборудование, часть которого может быть повреждена радиочастотными помехами, порожденными установленным рядом СВЧ-передатчиком. РСА также требуют большие мощности от аппарата-носителя, чем пассивные системы. Эти и другие соображения побудили к жизни развитие WindSat — пассивного инструмента, который оценивает векторы приповерхностных ветров на основе анализа параметров Стокса СВЧ-излучения от океанической поверхности [126]. WindSat является одним из двух инструментов на борту спутника *Coriolis*, запущенного в 2003 году. Эксплуатационная надежность пассивных данных вектора ветра по отношению к измерениям скаттерометром остается открытым вопросом.

Скаттерометрические данные используются для многих других целей, кроме определения векторов океанического ветра. Хотя «изображение», сформированное космическими скаттерометрами, может иметь разрешающую способность только 50 км, их широкая полоса охвата и частые интервалы прохода по орбите хорошо подходят для синоптических наблюдений явлений в глобальных масштабах. Многолетняя история скаттерометрических РЛС обеспечивает важный набор данных для изучения изменения климата, а также мониторинга сезонных колебаний. Подходящие области применения включают измерения морского ледяного покрова, больших айсбергов, континентального ледяного покрова, растительности и влажности почв [127—130].

Космические полетные системы. *RadScat* [131] (см. табл. 18.8) — это название было дано радиометру/скаттерометру S-193, работающему в К_u-диапазоне на борту орбитального спутника *Skylab*. Главными приоритетами этого эксперимента были: 1) обеспечение почти одновременного измерения обратного рассеяния и СВЧ-излучения суши и океана в глобальном масштабе и 2) обеспечение инженерных данных для использования в проектировании космических радиолокационных высотомеров. Оборудование имело общую антенну на карданном подвесе. Скаттерометр измерял нормированный коэффициент обратного рассеяния океана и рельефа местности как функцию от частоты в диапазоне от 0° до 48°. Хотя редко был возможен охват отдельных участков, данных было достаточно, чтобы продемонстрировать измерительный потенциал космических РСА для определения векторов поверхностных ветров над океаном. Зона доступа S-193 составляла 48° впереди и 48° по обе стороны от наземной траектории движения космических аппаратов. Для отдельных измерений луч был направлен вдоль траектории движения под фиксированными углами 0°, 15,6°, 29,4°, 40,1°, 48° в течение достаточного времени фиксации под каждым углом, чтобы обеспечить нужное усреднение для достижения примерно 5%-й точности. Данные *RadScat*, собранные во время наблюдения дождевых лесов Амазонки, предполагают, что единообразие

наблюдалемого обратного рассеяния будет стабильной опорной точкой для калибровки космических радиолокаторов, которая с тех пор была утверждена в качестве технического стандарта [132].

Таблица 18.8. Технические характеристики скаттерометров

Название	Космический аппарат	Страна	Год запуска	Антенна	Диапазон частот	Поляризация
RadScat	Skylab	США	1973, 1974	Узкий пучок лучей	K _u	ВВ, ГГ
SASS	Seasat	США	1978	Веерный луч	K _u	ВВ, ГГ
ESCAT	ERS-1	Европа	1992—1996	Веерный луч	C	ВВ
ESCAT	ERS-2	Европа	1995	Веерный луч	C	ВВ
NSCAT	ADEOS I	США/Япония	1996—1997	Веерный луч	K _u	ВВ, ГГ
Seawinds	QuikSCAT	США	1999	Конический обзор	K _u	ВВ, ГГ
Seawinds	ADEOS II	США/Япония	2002	Конический обзор	K _u	ВВ, ГГ
CNSCAT	SZ-4	Китай	2003	2 конических сканирования	K _u	ВВ, ГГ
ASCAT	MetOp-1	Европа	2006	Веерный луч	C	ВВ
Scat	Aquarius	США	2009	3-лучевой обзор	L	ВВ, ВГ, ГВ, ГГ

SASS — спутниковый скаттерометр, установленный на космическом аппарате Seasat [133, 134], был первой космической РСА, разработанной специально для измерения параметров океанических ветров. Этот прибор имел почти веерный луч, для формирования которого использовались два набора антенн с двойной поляризацией (ГГ и ВВ), каждая по 3 м в длину. Их веерообразные лучи были направлены под углами 45° и 135° по обе стороны от плоскости орбиты. Углы падения облучения были выбраны в интервале от 25° до 55° для охвата полосы земной поверхности 500 км шириной с каждой стороны. Калибровочные данные, взятые после наблюдения тропических лесов, были использованы для снижения неопределенности усиления антennы до менее 0,4 дБ. Поскольку космический аппарат Seasat не имел возможности производить управляемые маневры (рысканье), носовая и кормовая зоны облучения не были хорошо согласованы из-за вращения Земли, что уменьшило эффективную полосу охвата на более низких широтах до ширины примерно 400 км. Значение K_p варьировалось от 1% до 3%, соответственно, при умеренном (до сильного) волнении морской поверхности, но снижалось до 15% при низких скоростях ветра и до 50% при очень малой интенсивности обратного рассеяния от неокеанической поверхности. Точность измерения скорости и направления ветра в интервале значений скорости 4—16 м/с составляла ±2 м/с и ±20° соответственно. Данные не были достаточно удовлетворительными, чтобы избежать неоднозначности в определении направления. Номинальная разрешающая способность была 50 км, она определялась пересечением диаграммы направленности антennы и изодоплерового контура. РСА работала на 14,6 ГГц, излучая пикировую мощность 100 Вт при коэффициенте заполнения 17% с использованием усилителя на лампах бегущей волны. Модулированный сигнал был непрерывным. Входной каскад приемника был снабжен усилителем на тунNELЬНОМ диоде, который поддерживал уровень шума менее чем на 5,7 дБ при всех рабочих температурах. Средняя потребляемая мощность составляла 136 Вт постоянного тока; масса прибора — 102 кг.

WS на борту космических аппаратов ERS-1 и ERS-2 Европейского космического агентства представляет собой специализированное оборудование, работающее в режиме скаттерометра и встроенное в аппаратуру РСА типа АМІ,ирующую в С-диапазоне [14]. Эти скаттерометры использовали три антенны с веерной диаграммой направленности, чьи зоны облучения были ориентированы под углами 45° , 90° и 135° по отношению к траектории спутника. Две внешние антенны имели по 3,6 м в длину. Обратите внимание, что космический аппарат был способен совершать управляемые маневры (рысканье), чтобы поддерживать геометрию этих зон облучения над поверхностью вращающейся Земли. Операционная частота в С-диапазоне хотя и является необычной для космических РСА, стала результатом использования одного и того же СВЧ-оборудования для работы в режиме РСА. Как следствие, одновременная работа РСА и скаттерометров оказалась невозможной. В отличие от K_u -диапазона, данных в С-диапазоне было получено меньше, их качество снижалось в результате дождя и они оказались более надежными при высоких скоростях ветра [119]. Полосы охвата антенн простирались на 500 км в ширину, усредненные данные по этим полосам охвата по трем углам обзора были сформированы в кадры с разрешающей способностью 50 км, размещенны на 25-километровой сетке.

ASCAT, скаттерометр с расширенными возможностями [135], был размещен на борту космического аппарата MetOp-1 и представлял собой существенно улучшенную версию приборов ERS-1/2. Эта автономная космическая РСА была предназначена для оперативного использования, весь функционал бортовой электроники был направлен на ее обслуживание в отличие от скаттерометров, установленных в космической системе АМІ. Ее полосы охвата простирались по обе стороны наземной траектории движения спутника. Ближний край этих 500-километровых полос охвата былмещен относительно надира на 384 км, углы падения излучения находились в интервале 25 – 65° . Радиометрическая точность данных 0,57 дБ была усреднена для достижения значений K_p от 3% (высокая скорость ветра) до 10% (низкая скорость, ракурс при боковом ветре). В результате векторы для приповерхностных ветров в интервале скоростей 4–24 м/с определялись с точностью ± 2 м/с и $\pm 20^\circ$. РСА работала на 5,255 ГГц, излучая линейные частотно-модулируемые (ЛЧМ) импульсы длительностью 10 мс при 120 Вт пиковой мощности с использованием комбинированного устройства GaAs FET. Одновременно была активной (в течение 0,2 с.) только одна антenna, операционные циклы чередовались последовательно для шести антенн. Прибор массой 270 кг потреблял мощность 251 Вт. Благодаря бортовой обработке скорость передачи данных снизилась с 1,4 Мбит/с в среднем до 60 кбит/с для полезной нагрузки.

NSCAT, скаттерометр НАСА [134], был предоставлен Японией в рамках разработки полезной нагрузки для усовершенствованного спутника наблюдения Земли (ADEOS – Advanced Earth Observing Satellite) и представлял собой модернизированную версию SASS. NSCAT использовал шесть стержневых антенн с двойной поляризацией излучения (длиной 3 м), четыре из которых были направлены под углами $\pm 45^\circ$ (Г-поляризация) и $\pm 135^\circ$ (В-поляризация) от наземной траектории движения спутника, а два средних лепестка диаграмм направленности центральной антены имели согласованное направление под углами 65° и 115° (каждый с Г- и В-поляризацией). Третий луч на каждой стороне помог ликвидировать четырехкратные неоднозначности направления, от которых страдали функции SASS по извлечению вектора ветра. РСА имела две полосы охвата по 600 км в ширину с разрешающей способностью 25 км. Для того, чтобы поддерживать вдоль траектории движения разрешающую способность 25 км, устройство для реализации последовательности РСА имело возможность перебирать все диаграммы направленности антенн в течение 3,74 с., в результате чего максимальное время задержки составляло 470 мс в каждой из восьми зон облучения. Разрешающая способность по боковой дальности была определена путем доплеровского анализа. Однако, поскольку среднее доплеровское смещение является функцией ориентации антенн (а также угла падения облучения), для отраженных сигналов, приходящих с каждого направления, требовалось свое смещение линии визирования. Максимальное значение коэффициента усиления антенн составило 34 дБ при направлении на максимальную дальность. Масса NSCAT была 280 кг; потребляемая мощность составляла 275 Вт. СВЧ-система была построена на избыточном количестве усилителей на лампах бегущей волны, передающих

импульсы длительностью 5 мс с частотой повторения 62 Гц при пиковой мощности 110 Вт.

Система *Seawinds* знаменует собой значительный отход от концепции «стержневых антенн» в области разработки скаттерометров, измеряющих параметры предположительного ветра. Вместо этого в данных приборах установлены тарелочные антенны [137], вращающиеся с угловой скоростью 18 оборотов/мин, они формируют две диаграммы направленности для создания полосы охвата с центром в надире и 1800 км в ширину (рис. 18.19). Первая миссия *Seawinds* выполнялась на борту космического аппарата *QuikSCAT*, созданного НАСА и запущенного в июне 1999 года в качестве оперативного реагирования на преждевременную потерю *ADEOS* в июне 1997 года. Второй *Seawinds* был размещен на японском космическом аппарате *ADEOS-II*. Оба прибора работают в К_u-диапазоне (13,4 кГц) при мощности 110 Вт, излучая импульсы длительностью 1,5 мс с частотой повторения 190 Гц, которые разделены поровну между двумя диаграммами направленности антенны. Передатчик имеет усилитель на лампах бегущей волны, разработанный на основе наследия *NSCAT*. Полоса пропускания модулированных импульсов составляет 40 кГц и поддерживается в пределах 80 кГц фильтром в приемнике. Полученные данные должны быть компенсированы из-за доплеровского сдвига, который меняется синусоидально за 1 МГц при каждом вращении антенны. Для прибора массой 191 кг потребляемая мощность составляет 217 Вт. Эти цифры иллюстрируют основные преимущества архитектуры, обеспечивающей больший охват с меньшей массой и мощностью в отличие от архитектуры на основе стержневых антенн [138]. Чувствительность системы для значений σ^0 находится в диапазоне от -37 дБ до -2 дБ. Антenna представляет собой зеркало 1 м в диаметре (коэффициент усиления примерно 40 дБ) с двумя каналами, в результате чего формируется пара карандашных лучей с углами падения 46° (для Г-поляризации) и 54° (для В-поляризации). Геометрическая схема облучения также имеет свои преимущества, поскольку частота одинакова для всех ракурсов. Размеры зон облучения, ограниченных лучом, составляют примерно 30 км на 40 км. После бортовой обработки средняя скорость передачи данных составляет 40 Кбит/с. Эксплуатационные характеристики по точности для *Seawinds* [139] сопоставимы с точностью измерения параметров ветра в других экспериментах: точность измерения скорости и направления ветра составляет при скорости от 3 м/с до 20 м/с примерно 2 м/с и 20° соответственно. Номинальная разрешающая способность при обзоре поверхности составляет 50 км, предварительная обработка [140] снижает ее до примерно 25 км. Хотя полоса охвата составляет 1800 км в ширину, разнообразие ракурсов и поляризации при покрытии ограничивает ширину полосы охвата при научно совместном извлечении вектора ветра от 250 км до 800 км по обе стороны от наземной траектории движения спутника.

Aquarius. Миссия системы *Aquarius* предназначена для картографирования солнечности поверхности моря, для которой радиометрическое зондирование излучения океана в L-диапазоне является основным измерением. Тем не менее коэффициент излучения является функцией шероховатости поверхности [141], а также ее температуры и диэлектрической проницаемости, эти параметры и представляют основной научный интерес миссии. Полезная нагрузка *Aquarius* включает в себя скаттерометр, работающий в L-диапазоне (1260 МГц) для измерения шероховатости поверхности. Скаттерометр и радиометр используют одно и то же зеркало 2,5 м в диаметре, облучаемое тремя смешенными облучателями, которые создают три боковых луча (с углами падения облучения 29°, 38° и 45°), тем самым создавая



Рис. 18.19. Скаттерометр *Seawinds* на борту японского космического аппарата *ADEOS-II*. Для возбуждения РСА используется коническая сканирующая зеркальная антенна, которая занимает большую часть стороны спутника, обращенной к Земле

полосы охвата по мере того, как космический аппарат движется по своей орбите. Скаттерометр имеет полную поляризацию (ГГ, ГВ, ВГ, ВВ). Пиковая мощность на передаче — примерно 250 Вт, длительность импульса составляет 1 мс, что достаточно для поддержки значений σ^0 по дальности на поверхности моря в диапазоне от 0 дБ до -40 дБ. Разрешающая способность достаточно скромная — примерно 150 км. Скаттерометр и радиометр используют одну систему бортовой электроники. Суммарная масса прибора — 400 кг, а потребляемая мощность питания равна примерно 450 В.

18.6. Радиолокационные зонды

В самом общем виде радиолокационный зонд представляет собой устройство, излучаемые волны которого должны проникать в объем целевой среды, чтобы по результатам обратного рассеяния определить изменение диэлектрической проницаемости среды в зависимости от глубины*. Когда космический радиолокационный зонд проходит над облучаемой областью, последовательность сигналов различной дальности формирует профиль, который представляет собой двумерную эффективную площадь рассеяния измеряемого объема среды. Глубина проникновения волн в целом возрастает с увеличением длины волны, а также излучаемой мощности. С другой стороны, коэффициент отражения зависит от изменений диэлектрической проницаемости между внутренними слоями; диэлектрическая проницаемость материала также является функцией длины волны. Отсюда следует, что космические радиолокационные зонды должны выбрать частоту и полосу пропускания, чтобы сбалансировать зачастую противоречивые требования к параметрам проникновения электромагнитных волн, отражательной способности среды и разрешающей способности зонда с учетом ограничений располагаемой мощности и апертуры антенны.

Космические радиолокационные зонды, сведения о которых приведены в табл. 18.9, подразделяются на две группы: подповерхностные и атмосферные/ионосферные. Очевидно, что все подповерхностные зонды работают на относительно низкой частоте в отличие от атмосферных зондов с гораздо более высокой частотой. Зондирование ионосферы в режиме MARSIS — это особый случай, который рассматривается ниже.

Космические полетные системы для подповерхностного зондирования. Подповерхностное зондирование с космических РСА является значительно более сложной задачей, чем зондирование горных пород с установленных на поверхности РЛС (см. гл. 21) или бортовых самолетных РЛС на очень низкой высоте. Конечно, как только радиолокационные сигналы проникают под поверхность Земли, происходит обычное затухание и отражение внутри объема среды. Как и в случае любого зондирования горных пород, требуется большая динамическая дальность, поскольку нужные сигналы могут оказаться слабее, чем параллельно идущие отраженные сигналы на 50 дБ и более. Радиолокационное зондирование на значительную глубину возможно только в сухих материалах, таких как лунный реголит или очень холодный лед с малыми потерями мощности.

В дополнение к обычным соображениям относительно радиолокационного зондирования горных пород при космическом использовании аналогичного оборудования возникают две проблемы, ни одна из которых не может быть решена путем обычного целевого увеличения передаваемой мощности РЛС. Первая проблема заключается в помехах (клаттере сигнала). С высоты орбиты рассеивающие элементы на поверхности далеко от надира могут вызвать сильное обратное рассеяние, которое появляется на той же радиолокационной дальности, что и сигналы, отраженные от глубоких слоев, как показано на рис. 18.20. Проблема усугубляется с увеличением высоты аппарата и из-за того, что на длинных волнах, необходимых для более глубокого проникновения внутрь среды, ограничения, накладываемые на размер

* Термин «зонд» («эхолот») обычно ассоциируется с измерением глубины моря при помощи акустических отраженных волн, а еще раньше — с измерением глубины с помощью лота и подобных приспособлений. Логическим продолжением акустического эхолота является использование радиолокационных волн, до которых всего один сравнительно небольшой шаг.

Таблица 18.9. Радиолокационные зонды

Прибор	Адрес сайта	Космический аппарат	Год запуска	Цель миссии	Частота
Alse	1	<i>Apollo-17</i>	1972	Исследование недр Луны	5, 15, 150 МГц
MARSIS	2	<i>Mars Express</i>	2003	Исследование недр Марса	1,8, 3, 4, 5 МГц
SHARAD	3	<i>MRO</i>	2005	Исследование недр Марса	15–25 МГц
LRS	4	<i>SELENE</i>	2007	Исследование недр Луны	5 МГц
TP	5	<i>TRMM</i>	1997	Мониторинг осадков	13,8 ГГц
MARSIS	6	<i>Mars Express</i>	2003	Создание профиля облачности земной атмосферы	0,1–5,4 МГц
CPR	7	<i>CloudSat</i>	2006	Мониторинг осадков	94 ГГц
DPR	8	<i>GPM</i>	-		13,6, 35,5 ГГц

1. <http://nssdc.gsfc.nasa.gov/database/MasterCatalog?sc=1972-096A&ex=4>
2. <http://sci.esa.int/science-e/www/area/index.cfm?fareaid=9>
3. <http://mars.jpl.nasa.gov/mro/overview/>
4. http://www.jsfws.info/selene_sympo/en/text/overview.html
5. <http://trmm.gsfc.nasa.gov>
6. <http://sci.esa.int/science-e/www/area/index.cfm?fareaid=9>
7. <http://cloudsat.atmos.colostate.edu/>
8. <http://gpm.gsfc.nasa.gov/dpr.html>

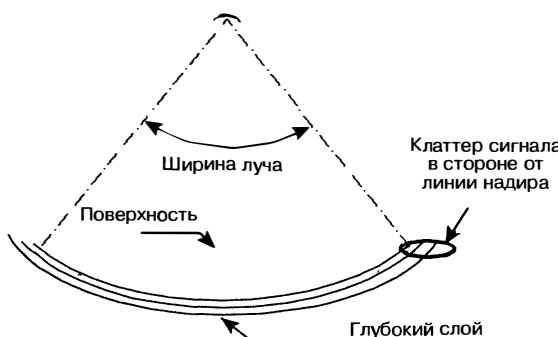


Рис. 18.20. Две задачи, стоящие перед космическим подповерхностным зондированием: 1 — совпадение дальностей конкурирующих полезных сигналов из глубины среды и поверхностного клаттера (помех) сигнала; 2 — протяженность боковых лепестков от очень интенсивных отражений от верхней поверхности в надире

монтируемой на космическом аппарате антенны, требуют, чтобы диаграмма направленности облучения не имела этой направленности как таковой. Здесь на пользу процессу идет обработка отраженных сигналов по диапазонам для снижения эффективной ширины луча. Доплеровские методы основаны на применении облучения вдоль наземной траектории движения спутника [142]. Тем не менее высотно-скоростная орбитальная характеристика (см. табл. 18.1) может быть настолько большой, что имеющееся доплеровское окно, свободное от неопределенности, может быть слишком мало для использования. Сужение эффективной диаграммы направленности антенны в поперечном направлении относительно траектории представляет еще более сложную задачу.

Вторая проблема заключается в появлении боковых лепестков по дальности. С орбитальной высоты из реального космического аппарата не представляется возможным передать простой короткий импульс, который имеет достаточно энергии, чтобы генерировать полезные отражения из глубины подповерхностного объема. Длинные модулированные импульсы являются единственным практическим методом для решения этой проблемы. К сожалению, зеркальная компонента поверхности отражения обычно очень интенсивна при больших длинах волн, необходимых для подповерхностного зондирования. Импульсное сжатие отраженных от поверхности сигналов порождает ряд боковых лепестков, которые могут легко подавить слабые отражения от внутренней структуры среды. Стандартная стратегия для снижения остроты этой проблемы представляет собой строгий контроль боковых лепестков, требующий больших весовых коэффициентов для амплитуды импульса и строгого контроля линейности фазы и амплитуды.

Из-за большой зоны облучения космических радиолокационных зондов и необходимости сохранения всех возможных вкладов сигналов из глубины стандартной практикой является предположение, что доминирующим видом в локальном отражении является зеркальное рассеяние от протяженных горизонтальных слоев [143]. Площадь такой области определяется радиусом r_f от первой зоны Френеля, $r_f = \sqrt{h\lambda/2}$ в свободном пространстве, где h — высота РЛС над поверхностью. Радиус несколько больше внутри объема среды, так как сферический волновой фронт становится плоским из-за меньшей скорости распространения в среде.

Система ALSE. Космический зонд Apollo Lunar Experiment [144, 145] представляет собой комбинацию тепловизора и радиолокационного зонда, работающего на длинах волн 60 м, 20 м и 2 м. Режим зонда в системе ALSE (Apollo Lunar Sounder Experiment) был предназначен для измерения подземных горизонтов по диэлектрической проницаемости лунных пород при геометрических схемах бокового и нижнего обзора. Прибор был основан на РЛС с синтезированной апертурой РСА. Данные были записаны непосредственно на 70-миллиметровой фотопленке с последующей обработкой с помощью комбинации оптических и цифровых средств после возвращения «Аполлона-17» на Землю. (Оптическая обработка была актуальной для состояния технологий в 1972 году для данных РСА.) Глубина проникновения оказалась примерно пропорциональна длине волны. Сигнал РСА был ограничен таким образом, что все боковые лепестки оказались по крайней мере на 45 дБ ниже пика главного лепестка для всех отраженных сигналов за пределами троекратной ширины импульса сжатого сигнала. Линейность амплитуды и фазы была ограничена и оказалась выше, чем 0,1% и 0,001 радиан, соответственно. Передаваемые импульсы имели линейную частотную модуляцию при 10%-й полосе пропускания во всех трех диапазонах. Номинальная свободная пространственная разрешающая способность была соответственно 300 м, 100 м и 10 м. Коэффициенты усиления антennы составляли -0,8 дБ, -0,7 дБ и +7,3 дБ. Эти низкие цифры являются следствием слабой диаграммы направленности антенн. Передаваемая средняя мощность — 12 Вт, 4 Вт и 1,5 Вт. Глубина проникновения по расчетам должна быть 1300 м, 800 м и 160 м, что соответствует фактическим эксплуатационным характеристикам ALSE.

Система MARSIS. Космический аппарат Европейского космического агентства Mars Express включает усовершенствованную РСА для подповерхностного и ионосферного зондирования Марса (MARSIS — Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionospheric Sounding) [146] — первый орбитальный радиолокационный зонд со времен ALSE. MARSIS является многочастотной РСА с нижним обзором, который излучает 1-МГц импульсы в одном из четырех диапазонов с центральными частотами, приведенными в таблице 18.9. Космический аппарат Mars Express находится на эллиптической орбите; подповерхностное зондирование ограничено высотами от 250 км до 800 км. Зондирование еще больше ограничено в ионосфере, которая препятствует эффективному распространению радиоволн на поверхности на частотах ниже плазменной частоты f_0 , которая на Марсе составляет 4 МГц на солнечной стороне и 1 МГц на теневой стороне. Ионосфера вызывает частотно-зависимую временную задержку сигнала в соответствии с показателем преломления n , где $n = [1 - (f_0/f)^2]^{1/2}$. В результате дисперсия искажает радиолокационную модуляцию, которая должна быть компенсирована до сжатия импульсов. Дипольная антenna длиной 40 м ориентирована ортогонально относительно плоскости

орбиты, ее направление практически не изменяется. Коэффициент усиления антennы составляет 2,1 дБ. Два элемента по 20 м длиной не были развернуты в течение двухлетнего полета из-за опасений того, что они могут повредить космический аппарат во время развертывания. Эффективное поперечное сечение зоны облучения составляет порядка 25 км. Размер зоны облучения вдоль траектории движения составляет около 5 км, что является результатом бортовой когерентной доплеровской обработки. Эта стратегия снижает воздействие клаттера сигналов,мещенных от надира источников помех, которые расположены вдоль траектории спутника. Техника улучшает подпомеховую видимость на 10 дБ и более. Масса PCA и мощность — 17 кг и 64 Вт соответственно. Пиковая излучаемая мощность — 10 Вт. Уровень шума системы примерно на 50 дБ ниже средней интенсивности отражения от поверхности, что устанавливает динамическую дальность, которая ограничивает глубину проникновения волн. MARSIS выполнил свою задачу, как и планировалось [147], получив первые результаты о полярных слоистых отложениях.

Система SHARAD. Малый радиолокационный зонд SHARAD (Shallow Radar) [148] был разработан в дополнение к MARSIS. В общем, он имеет более высокую разрешающую способность на более высокой частоте, предназначенную для обеспечения резкой дифференциации верхних нескольких сот метров от поверхности Марса. SHARAD передает 10-МГц сигнал с линейной фазовой модуляцией с центральной частотой 20 МГц. Теоретическая разрешающая способность по вертикали составляет 7,5 м в материале, имеющем диэлектрическую проницаемость 4. Дипольная антенна размером 10 м имеет частотно-зависимое двустороннее усиление от -5,7 дБ до +0,2 дБ. Эффективная зона облучения луча (после доплеровской обработки) составляет примерно 0,5 км вдоль траектории движения спутника и 5 км в поперечном направлении. Номинальное отношение сигнал/шум в отраженных сигналах превышает 50 дБ. Прибор массой 17 кг потребляет мощность 45 Вт. Измерения системы SHARAD начались в конце 2006 года, только когда орбита MRO стала круговой после шести месяцев аэродинамического торможения.

Система SELENE. Японская лунная миссия SELENE [149] включает в себя лунный радиолокационный зонд на 5 МГц (LRS — Lunar Radar Sounder) [150] в качестве одного из 14 приборов полезной нагрузки. Орбита — круговая на 100-километровой высоте. PCA передает ЛЧМ-сигналы длительностью 200 мкс, которые демодулируются с использованием Stretch-метода, как в случае радиолокационных высотомеров. Каждый импульс умножается на весовой коэффициент по амплитуде в зависимости от синусоидальной функции (0, π) для подавления на 30 дБ боковых лепестков, генерируемых отраженными сигналами от поверхности, в ином случае они могли бы маскировать нужные сигналы, отраженные от подповерхностных слоев. Локальная разрешающая способность номинально составляет 40 м при средней диэлектрической проницаемости 4. Динамическая радиолокационная дальность составляет 50 дБ, что позволяет определять подземные профили на глубине нескольких километров. Антенна состоит из двух наборов диполей длиной по 30 м с эффективной площадью зоны облучения несколько десятков километров. Выходная мощность составляет 800 Вт, масса прибора — 24 кг, а потребляемая мощность — 50 Вт.

Космические полетные системы для дистанционного зондирования атмосферы и ионосферы. Целью этого класса радиолокационных зондов является формирование сечения (профиля) плотности воды или плотности электронов в плоскости орбиты ниже космического аппарата. Зондирование атмосферы с помощью радиолокатора требует чувствительности к относительно слабым сигналам обратного рассеяния, эффективного подавления (или устранения) интенсивного отражения от надира, скромной разрешающей способности по дальности и относительно узкого поля зрения. Эти требования привели к разработке РЛС высокой мощности для K_u-диапазона или более высоких частот с простыми формами импульсов и значительной площадью антенн.

Радиолокационные зонды не следует путать с (пассивными) микроволновыми радиометрами, которые также называют зондами и используют на оперативных метеорологических спутниках для оценки атмосферного распределения воды. Многочастотный радиометр формирует приблизительные профили плотности водяного пара, для которых высота является функцией частоты. Аппаратные блоки

для пассивного СВЧ-зондирования имеют требования по массе и потребляемой мощности порядка 50 кг и 75 Вт соответственно, что гораздо меньше, чем их аналоги — активные радиолокационные зонды.

Система TRMM — Tropical Rainfall Measuring Mission. Измерение количества тропических осадков стало совместным предприятием НАСА и Японского аэрокосмического агентства (JAXA — Japanese Aerospace Exploration Agency). Пять приборов стали полезной нагрузкой спутников, они включают РЛС для регистрации осадков [151] (PR — Precipitation Radar), которая была спроектирована и построена JAXA (в то время NASDA) и стала первой системой в своем роде, установленной на космической платформе. Ее прецессирующая орбита высотой 400 км наклонена под углом 35°, она необходима для измерения во времени и пространстве редких атмосферных покрытий суши и моря в тропических областях. РЛС обеспечивает формирование трехмерной структуры осадков от поверхности до высоты 20 км. В сочетании с данными пассивного микроволнового радиометра (TMI — Microwave Imager) данные РЛС для регистрации осадков подтверждают повышение точности определения параметров осадков. Рабочая частота РЛС в К_u-диапазоне (примерно 2 см) примерно в три раза выше, чем у большинства наземных метеорологических радиолокаторов, но была выбрана для достижения достаточно узкой ширины луча — 71° от антенны, площадь которой ограничена конструктивными параметрами космического аппарата, на котором она установлена, и не может быть более чем 2,1 м на 2,1 м. Горизонтальная разрешающая способность в надире составляет около 4,3 км. Антenna состоит из фазированной антенной решетки из 128 элементов с щелевыми волноводами, коэффициент усиления антенны — 47 дБ, она предназначена для электронного поперечного сканирования под углами более ±17° по обе стороны траектории наземного движения спутника и формирует полосу охвата 220 км в ширину с центром в надире. Пик передаваемой мощности составляет 500 Вт, она генерируется 128 твердотельными усилителями мощности, по одному для каждого волновода. Разрешающая способность по дальности 250 м устанавливается по единице значения произведения времени на ширину луча для импульсов длительностью 1,6 мкс. РЛС обладает достаточной чувствительностью, чтобы реагировать на интенсивность осадков на таком низком уровне, как 0,7 мм/час. Масса прибора — 465 кг; потребляемая мощность составляет 250 Вт.

В режиме зондирования ионосферы на MARSIS (описано в тексте выше) радиолокационный зонд ориентирован прежде всего на характеристику марсианской ионосферы [152] при дневном освещении с высот ниже 1200 км. РЛС работает на пошаговом изменении частоты со свипированием от 100 кГц до 5,4 МГц с интервалом 10 937 кГц в течение 7,38 с. С высоты 500 км номинальное отношение сигнал/шум составляет 5,4 дБ и увеличивается до 21,3 дБ на частоте 3,0 МГц.

Система CloudSat. Запущенный в апреле 2006 года космический аппарат CloudSat включает в себя в качестве основной полезной нагрузки РЛС для формирования профиля облачности [153] (CIPR — Cloud Profiling Radar). CloudSat [154] выведен на солнечно-синхронную орбиту в тесной связи с CALIPSO, который имеет на борту лидар, также предназначенный для формирования профиля облачности, здесь же находится более распределенная в пространстве группа спутников Aqua, Aura, Terra и PARASOL. Взятые вместе эти шесть экологических спутников составляют так называемую группу A-Train. Среднее расстояние между CloudSat и CALIPSO составляет около 460 км, что соответствует одной минуте задержки между радиолокационными и лидарными измерениями параметров облачности. РЛС для формирования профиля облачности была разработана совместно NASA и Канадским космическим агентством. Эта РЛС с нижним обзором, работающая на частоте 94 ГГц, имеет реальную апертуру и передает импульсы длительностью 3,3 мкс с частотой повторения 4,3 кГц, чтобы заполнить окно от поверхности до высоты 25 км, она зондирует атмосферу с вертикальной разрешающей способностью 500 м. Диаметр антенны, ограниченной корпусом ракеты-носителя, составляет 1,95 м, она поддерживает поперечную и продольную разрешающую способность 1,4 км и 2,5 км, соответственно. Большее значение разрешающей способности вдоль траектории движения спутника отражает 0,3-секундное время интегрирования отраженных сигналов. Коэффициент усиления антенны составляет 63 дБ. Средняя скорость передачи данных — 15 Кбит/с. Динамическая дальность — 70 дБ, минимальная обнаруживаемая интенсивность отраженных объемных сигналов составляет примерно 26 дБ. Масса РЛС

для регистрации осадков равна 230 кг; потребляемая мощность — 270 Вт. Пиковая мощность на передаче составляет 1,7 кВт.

Мощный усилитель РЛС для формирования профиля облачности (HPA — High-Power Amplifier) является первым в своем роде для космических РЛС, он построен на клистроне с расширенным взаимодействием [155]. Клистрон возбуждается сигналами твердотельного усилителя мощностью 200 мВт. Клистрон подключен к высоковольтной системе питания на 20 кВ, которая также является первой в своем роде разработкой для эксплуатации в космическом пространстве. В данном случае высокомощный усилитель является полностью избыточным оборудованием.

Система DPR. Двухчастотная РЛС для измерения осадков является активным СВЧ-прибором [156] для главной обсерватории глобального измерения осадков (GPM — Global Precipitation Measurement). DPR (Dual-frequency Precipitation Radar) основана на оборудовании, работающем в К_u-диапазоне (К_uPR), и по функционалу похожа на свой предшествующий аналог TRMM, дополненный РЛС, работающей в К_a-диапазоне (35,55 ГГц) (К_aPR). Их две фазированные антенные решетки с щелевыми волноводами благодаря размерам и ориентации имеют одинаковые зоны облучения. Согласованные управляемые лучи этих антенн синхронизированы таким образом, что для центральной 100-километровой полосы охвата их вертикальные профили формируются почти одновременно. Антенны для К_u- и К_a-диапазонов имеют размеры 2,4 м × 2,4 м и 1,4 м × 1,0 м соответственно, каждая из них состоит из 148 щелевых волноводов, питаемых отдельными твердотельными усилителями мощности. Пиковая мощность на передаче составляет 700 Вт и 140 Вт. Масса и потребляемая мощность двух РЛС составляют 450 кг и 330 кг и 384 Вт и 326 Вт соответственно. Единственным дополнительным прибором в полезной нагрузке является СВЧ-радиометр. Чтобы обеспечить покрытие на более высоких широтах, космический корабль выведен на орбиту с наклоном, большим, чем у TRMM, на 39°. Основными преимуществами использования второй частоты и увеличения мощности являются различие дождя и снега, а также повышенная чувствительность к интенсивности осадков до 0,2 мм/час.

Литература

1. D. E. Barrick and C. T. Swift, “The Seasat microwave instruments in historical perspective,” IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. OE-5, pp. 74—79, 1980.
2. D. L. Evans, W. Alpers, A. Cazenave, C. Elachi, T. Farr, D. Glackin, B. Holt, L. Jones, W. T. Liu, W. McCandless, Y. Menard, R. Moore, and E. Njoku, “Seasat—A 25-year legacy of success,” Remote Sensing of Environment, vol. 94, pp. 384—404, 2005.
3. M. D. Griffin and J. R. French, Space Vehicle Design, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2004.
4. V. J. Pisacane, Fundamentals of Space Systems, 2nd Ed, Oxford: Oxford University Press, 2005.
5. F. M. Henderson and A. J. Lewis (eds.), Principles and Applications of Imaging Radar, New York: J. Wiley & Sons Inc., 1998.
6. C. A. Wiley, “Synthetic Aperture Radars—A paradigm for technology evolution,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-21, pp. 440—443, 1985.
7. H. Jensen, L. C. Graham, L. J. Porcello, and E. N. Leith, “Side-looking airborne radar,” Scientific American, vol. 237, pp. 84—95, 1977.
8. R. L. Jordan, “The Seasat-A synthetic-aperture radar system,” IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. OE-5, pp. 154—164, 1980.
9. R. L. Jordan, B. L. Huneycutt, and M. Werner, “The SIR-C/X-SAR synthetic aperture radar system,” Proceedings of the IEEE, vol. 79, pp. 827—838, 1991.
10. A. Freeman, M. Alves, B. Chapman, J. Cruz, Y. Kim, S. Shaffer, J. Sun, E. Turner, and K. Sarabandi, “SIR-C data quality and calibration results,” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, pp. 848—857, 1995.
11. B. Rabus, M. Eineder, A. Roth, and R. Bamler, “The shuttle topography mission—a new class of digital elevation models acquired by spaceborne radar,” Photogrammetry and Remote Sensing, vol. 57, pp. 241—262, 2003.

12. W. Yirong, Z. Minhui, and H. Wen, "SAR activities in P.R. China," in Proceedings, 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, VDE Verlag, 2006.
13. Y. Sharay and U. Naftaly, "TECSAR: design considerations and programme status," IEE Proc. Radar Sonar Navigation, vol. 153, pp. 117–121, 2006.
14. E. P. W. Attema, "The active microwave instrument on-board the ERS-1 satellite," Proceedings of the IEEE, vol. 79, pp. 791–799, 1991.
15. R. Bamler, M. Eineder, B. Kampes, H. Runge, and N. Adam, "SRTM and beyond: Current situation and new developments in spaceborne InSAR," in Proceedings, ISPRS Workshop on High Resolution Mapping from Space, Hanover, Germany, 2003.
16. Y. Nemoto, H. Nishino, M. Ono, H. Mizutamari, K. Nishikawa, and K. Tanaka, "Japanese earth resources satellite-1 synthetic aperture radar," Proceedings of the IEEE, vol. 79, pp. 800–809, 1991.
17. R. K. Raney, A. P. Luscombe, E. J. Langham, and S. Ahmed, "RADARSAT," Proceedings of the IEEE, vol. 79, pp. 839–849, 1991.
18. K. C. Jezek, K. Farness, R. Carande, X. Wu, and N. Labelle-Hamer, "RADARSAT-1 synthetic aperture radar observations of Antarctica: Modified Antarctic Mapping Mission, 2000," Radio Science, vol. 38, pp. 8067, 2003.
19. A. Ali, I. Barnard, P. A. Fox, P. Duggan, R. Gray, P. Allan, A. Brand, and R. Ste-Mari, "Description of RADARSAT-2 synthetic aperture radar design," Canadian J. Remote Sensing, vol. 30, pp. 246–257, 2004.
20. P. A. Fox, A. P. Luscombe, and A. A. Thompson, "RADARSAT-2 SAR modes development and utilization," Canadian J. Remote Sensing, vol. 30, pp. 258–264, 2004.
21. C. Zelli, "ENVISAT RA-2 Advanced radar altimeter: Instrument design and pre-launch performance assessment review," Acta Astronautica, vol. 44, pp. 323–333, 1999.
22. S. R. Cloude, G. Krieger, and K. P. Papathanassiou, "A framework for investigating space-borne polarimetric interferometry using the ALOS-PALSAR sensor," in Proceedings IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS2005, Alaska, IEEE, 2005.
23. M. Shimada, M. Watanabe, T. Moriyama, and T. Tadono, "PALSAR characterization and initial calibration," in Proceedings IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS2006, Denver, CO, IEEE, 2006.
24. A. Moreira, G. Krieger, D. Hounam, M. Werner, S. Riegger, and E. Settelmeyer, "Tandem-X: A TerraSAR-X add-on satellite for single-pass SAR interferometry," in Proc. International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS 2004, Anchorage, Alaska, IEEE, 2004.
25. R. Levy-Nathansohn and U. Naftaly, "Overview of the TECSAR satellite modes of operation," in Proceedings, 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, VDE Verlag, 2006.
26. Y. Wu, M. Zhu, and W. Hong, "SAR activities in P. R. China," in Proceedings of EUSAR, Dresden, Germany, ITG VDE, 2006.
27. T. Misra, S. S. Rana, V. H. Bora, N. M. Desai, C. V. N. Rao, and N. Rajeevjiyothi, "SAR payload of radar imaging satellite RISAT) of ISRO," in Proceedings, 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, Dresden, Germany, VDE Verlag, 2006.
28. R. Schroeder, J. Puls, F. Jochim, J.-L. Bueso-Bello, L. Datashvili, H. Baier, M. M. Quintino da Silve, and W. Paradella, "The MAPSAR mission: Objectives, design, and status," in Proceedings of EUSAR, Dresden, Germany, ITG VDE, 2006.
29. H. Kimura and N. Itoh, "ALOS PALSAR: The Japanese second-generation spaceborne SAR and its application," Proc. Society of Photo-optical Instrumentation Engineers (SPIE), vol. 4152, pp. 110–119, 2000.
30. J. C. Curlander and R. N. McDonough, Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1991.
31. R. K. Raney, "Radar fundamentals: technical perspective," in Principles and Applications of Imaging Radar, F. Henderson and A. Lewis (eds.), New York: Wiley Interscience, 1998, pp. 9–130.
32. G. Franceschetti and R. Lanari, Synthetic Aperture Radar Processing, Boca Raton, FL: CRC Press, 1999.

33. R. K. Raney, "Considerations for SAR image quantification unique to orbital systems," *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 29, pp. 754–760, 1991.
34. P. E. Green, Jr., "Radar measurements of target scattering properties," In *Radar Astronomy*, J. V. Evans and T. Hagfors (eds.), New York: McGraw-Hill, 1968.
35. W. G. Carrara, R. S. Goodman, and R. M. Majewski, *Spotlight Synthetic Aperture Radar—Signal Processing Algorithms*, Boston: Artech House, 1995.
36. C. V. Jakowatz, D. E. Wahl, P. H. Eichel, D. C. Ghiglia, and P. A. Thompson, *Spotlight-Mode Synthetic Aperture Radar: A Signal Processing Approach*, Boston: Kluwer Academic Publishers, 1996.
37. R. Bamler, "Optimum look weighting for burst-mode and scanSAR processing," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, pp. 722–725, 1995.
38. K. Tomiyasu, "Conceptual performance of a satellite-borne, wide swath synthetic aperture radar," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 19, pp. 108–116, 1981.
39. R. K. Moore, J. P. Claassen, and Y. H. Lin, "Scanning spaceborne synthetic aperture radar with integrated radiometer," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, pp. 410–421, 1981.
40. A. Luscombe, A. Thompson, P. James, and P. Fox, "Calibration techniques for the RADARSAT-2 SAR system," in *Proceedings of EUSAR 2006*, Dresden, Germany, VDE Verlag, 2006.
41. W. M. Boerner, H. Mott, E. Luneburg, C. Livingstone, B. Brisco, R. J. Brown, and J. S. Paterson, "Polarimetry in radar remote sensing: basic and applied concepts," in *Principles and Applications of Imaging Radar*, F. M. Henderson and A. J. Lewis (eds.), New York: John Wiley & Sons, Inc., 1998.
42. L. Graham, "Synthetic interferometers for topographic mapping," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 763–768, 1974.
43. R. Gens and J. van Genderen, "Review article: SAR interferometry—issues, techniques, applications," *Int. J. Remote Sensing*, vol. 17, pp. 1803–1835, 1996.
44. P. Rosen, S. Hensley, I. Joughin, F. Li, S. Madsen, E. Rodriguez, and R. Goldstein, "Synthetic aperture radar interferometry," *Proc. IEEE*, vol. 88, pp. 333–382, 2000.
45. R. F. Hanssen, *Radar Interferometry*, Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2001.
46. H. Zebker and R. Goldstein, "Topographic mapping from interferometric synthetic aperture radar observations," *J. Geophys. Res.*, vol. 91, pp. 4993–4999, 1986.
47. S. Madsen, H. Zebker, and J. Martin, "Topographic mapping using radar interferometry," *IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing*, vol. 31, pp. 246–256, 1993.
48. A. Gabriel, R. Goldstein, and H. Zebker, "Mapping small elevation changes over large areas: Differential radar interferometry," *J. Geophys. Res.*, vol. 94, pp. 9183–9191, 1989.
49. D. Massonnet and K. Feigl, "Radar interferometry and its application to changes in the Earth's surface," *Rev. Geophysics*, vol. 36, pp. 441–500, 1998.
50. M. Born and E. Wolf, *Principles of Optics*, New York: Pergamon Press, Macmillan, 1959.
51. F. Gatelli, A. Guarneri, F. Parizzi, P. Pasquali, C. Prati, and F. Rocca, "The wavenumber shift in SAR interferometry," *IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing*, vol. 32, pp. 855–865, 1994.
52. H. Zebker and J. Villasenor, "Decorrelation in interferometric radar echoes," *IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, pp. 950–959, 1992.
53. A. Ferretti, C. Prati, and F. Rocca, "Nonlinear subsidence rate estimation using permanent scatterers in differential SAR interferometry," *IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, pp. 2202–2212, 2000.
54. T. H. Dixon, F. Amelung, A. Ferretti, F. Novali, F. Rocca, R. Dokka, G. Sella, S.-W. Kim, S. Wdowski, and D. Whitman, "Space geodesy: Subsidence and flooding in New Orleans," *Nature*, vol. 441, pp. 587–588, 2006.
55. D. Ghiglia and M. Pritt, *Two-dimensional Phase Unwrapping: Theory, Algorithms, and Software*, New York: Wiley, 1998.
56. R. Goldstein and C. Werner, "Radar interferogram filtering for geophysical applications," *Geophysical Res. Letters*, vol. 25, pp. 4035–4038, 1998.

57. J. J. van Zyl, H. A. Zebker, and C. Elachi, "Imaging radar polarization signatures: Theory and observation," *Radio Science*, vol. 22, pp. 529—543, 1987.
58. P. E. Green Jr., "Radar measurements of target scattering properties," in *Radar Astronomy*, J. V. Evans and T. Hagfors (eds.), New York: McGraw-Hill Book Company, 1968, pp. 1—78.
59. A. Guissard, "Meuller and Kennaugh matrices in radar polarimetry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 32, pp. 590—597, 1994.
60. C. Lopez-Martinez, E. Pottier, and S. R. Cloude, "Statistical assessment of Eigenvector-based target decomposition theorems in radar polarimetry," *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, pp. 2058—2074, 2005.
61. S. R. Cloude and K. P. Papathanassiou, "Polarimetric SAR interferometry," *IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, pp. 1551—1565, 1998.
62. S. R. Cloude and E. Pottier, "An entropy based classification scheme for land applications of polarimetric SAR," *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 35, pp. 68—78, 1997.
63. L.-L. Fu and A. Cazenave (eds.), *Satellite Altimetry and the Earth Sciences*, San Diego: Academic Press, 2001.
64. J. R. Jensen and R. K. Raney, "Delay Doppler radar altimeter: Better measurement precision," in *Proceedings IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS'98*, Seattle, WA, IEEE, 1998, pp. 2011—2013.
65. R. K. Moore and C. S. Williams, Jr., "Radar return at near-vertical incidence," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, pp. 228—238, 1957.
66. G. S. Brown, "The average impulse response of a rough surface and its applications," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. 25, pp. 67—74, 1977.
67. E. J. Walsh, "Pulse-to-pulse correlation in satellite radar altimetry," *Radio Science*, vol. 17, pp. 786—800, 1982.
68. J. T. McGoogan, L. S. Miller, G. S. Brown, and G. S. Hayne, "The S-193 radar altimeter experiment," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 793—803, 1974.
69. G. S. Hayne, "Radar altimeter mean return waveforms from near-normal incidence ocean surface scattering," *IEEE Antennas and Propagation*, vol. AP-28, pp. 687—692, 1980.
70. J. L. MacArthur, C. C. Kilgus, C. A. Twigg, and P. V. K. Brown, "Evolution of the satellite radar altimeter," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 10, pp. 405—413, October—December 1989.
71. J. L. MacArthur, P. C. Marth, and J. G. Wall, "The GEOSAT radar altimeter," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 8, pp. 176—181, 1987.
72. W. H. F. Smith and D. T. Sandwell, "Bathymetric prediction from dense satellite altimetry and sparse shipboard bathymetry," *J. Geophys. Res.*, vol. 99, pp. 21803—21824, 1994.
73. D. T. Sandwell and W. H. F. Smith, "Bathymetric estimation," in *Satellite Altimetry and Earth Sciences*, L.-L. Fu and A. Cazenave (eds.), New York: Academic Press, 2001, pp. 441—457.
74. APL, Special sections, "Geosat science and altimeter technology," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, vol. 10, 1989.
75. D. B. Chelton, J. C. Ries, B. J. Haines, L.-L. Fu, and P. S. Callahan, "Satellite altimetry," in *Satellite Altimetry and Earth Sciences*, L.-L. Fu and A. Cazenave (eds.), San Diego: Academic Press, 2001, pp. 1—122.
76. J. Goldhirsh and J. R. Rowland, "A tutorial assessment of atmospheric height uncertainties for high-precision satellite altimeter missions to monitor ocean currents," *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 20, pp. 418—434, 1982.
77. D. J. Wingham, I. Phalippou, C. Mavrocordatos, and D. Wallis, "The mean echo and echo cross-product from a beamforming interferometric altimeter and their application to elevation measurements," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, pp. 2305—2323, 2004.
78. P. Vincent, N. Steunou, E. Caubet, L. Phalippou, L. Rey, E. Thouvenot, and J. Verron, "AltiKa: a Ka-band altimetry payload and system for operational altimetry during the GMES period," *Sensors*, vol. 6, pp. 208—234, 2006.

79. M. E. Parke, R. H. Stewart, D. L. Farless, and D. E. Cartwright, "On the choice of orbits for an altimetric satellite to study ocean circulation and tides," *Journal of Geophysical Research*, vol. 92, pp. 11693–11707, October 15, 1987.
80. D. T. Sandwell and W. H. F. Smith, "Marine gravity anomaly from Geosat and ERS-1 satellite altimetry," *J. Geophys. Res.*, vol. 102, pp. 10039–10054, 1997.
81. R. D. Ray, "Applications of high-resolution ocean topography to ocean tides," in *Report of the High-Resolution Ocean Topography Science Working Group Meeting*, D. Chelton (ed.), Corvallis, Oregon: Oregon State University, 2001.
82. R. Scharroo and P. Visser, "Precise orbit determination and gravity field improvement for the ERS satellites," *J. of Geophysical Research*, vol. 103, pp. 8113–8127, 1998.
83. A. R. Zieger, D. W. Hancock, G. S. Hayne, and C. L. Purdy, "NASA radar altimeter for the TOPEX/Poseidon project," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 810–826, June 1991.
84. P. C. Marth, J. R. Jensen, C. C. Kilgus, J. A. Perschy, J. L. MacArthur, D. W. Hancock, G. S. Hayne, C. L. Purdy, L. C. Rossi, and C. J. Koblinsky, "Prelaunch performance of the NASA altimeter for the TOPEX/Poseidon Project," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 31, pp. 315–332, 1993.
85. D. B. Chelton, E. J. Walsh, and J. L. MacArthur, "Pulse compression and sea-level tracking in satellite altimetry," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 6, pp. 407–438, 1989.
86. W. J. J. Caputi, "Stretch: a time-transformation technique," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-7, pp. 269–278, 1971.
87. D. T. Sandwell, "Antarctic marine gravity field from high-density satellite altimetry," *Geophys. J. Int.*, vol. 109, pp. 437–448, 1992.
88. W. H. F. Smith and D. T. Sandwell, "Conventional bathymetry, bathymetry from space, and geodetic altimetry," *Oceanography*, vol. 17, pp. 8–23, 2004.
89. M. M. Yale, D. T. Sandwell, and W. H. F. Smith, "Comparison of along-track resolution of stacked Geosat, ERS-1 and TOPEX satellite altimeters," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, pp. 15117–15127, 1995.
90. L. Phalippou, L. Rey, P. DeChateau-Thierry, E. Thouvenot, N. Steunou, C. Mavrocordatos, and R. Francis, "Overview of the performances and tracking design of the SIRAL altimeter for the CryoSat mission," in *Proceedings IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 2025–2027, 2001.
91. R. K. Raney, "The delay doppler radar altimeter," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, pp. 1578–1588, 1998.
92. J. R. Jensen, "Design and performance analysis of a phase-monopulse radar altimeter for continental ice sheet monitoring," in *Proceedings, IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS'95*, Florence, Italy, IEEE, 1995, pp. 865–867.
93. R. K. Raney and J. R. Jensen, "An Airborne CryoSat Prototype: The D2P Radar Altimeter," in *Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS'02*, Toronto, IEEE, 2002, pp. 1765–1767.
94. S. Laxon, N. Peacock, and D. Smith, "High interannual variability of sea ice thickness in the Arctic region," *Letters to Nature*, vol. 425, pp. 947–950, 2003.
95. A. J. Butrica, *To See the Unseen: A History of Planetary Radar*, Darby, PA: Diane Publications, 1997.
96. S. J. Ostro, "Planetary radar astronomy," in *The Encyclopedia of Physical Science and Technology*, 3rd Edition, R. A. Meyers (ed.), San Diego, Academic Press, 2002, pp. 295–328.
97. D. B. Campbell, R. S. Hudson, and J.-L. Margot, "Advances in planetary radar astronomy," Chapter 35, in *Review of Radio Science*, 1999–2002, R. Stone (ed.), Oxford: U.R.S.I., 2002, pp. 869–899.
98. S. Slavney, R. E. Arvidson, K. Bennett, E. A. Guiness, and T. C. Stein, "Recent and planned Planetary Data System geosciences node activities," Paper 2232.pdf, *Proceedings, Lunar and Planetary Science XXXVII*, Houston, TX, vol., 2006.
99. G. H. Pettengill, P. G. Ford, and B. D. Chapman, "Venus: surface electromagnetic properties," *J. Geophys. Res.*, vol. 93, pp. 14881–14892, 1988.

100. B. A. Ivanov, "Venusian impact craters on Magellan images: View from Venera 15/16," *Earth Moon Planet*, vol. 50/51, pp. 159–173, 1990.
101. G. H. Pettengill, P. G. Ford, W. T. K. Johnson, R. K. Raney, and L. A. Soderblom, "Magellan: Radar performance and data products," *Science*, vol. 252, pp. 260–265, 1991.
102. W. T. K. Johnson, "Magellan imaging radar mission to Venus," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 777–790, 1991.
103. C. Elachi, E. Im, L. E. Roth, and C. L. Werner, "Cassini Titan radar mapper," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, pp. 867–880, 1991.
104. S. Nozette, C. L. Lichtenberg, P. Spudis, R. Bonner, W. Ort, E. Malaret, M. Robinson, and E. M. Shoemaker, "The Clementine bistatic radar experiment," *Science*, vol. 274, pp. 1495–1498, November 29, 1996.
105. B. Hapke, "Coherent backscatter and the radar characteristics of outer planet satellites," *Icarus*, vol. 88, pp. 407–417, December 1990.
106. R. A. Simpson and G. L. Tyler, "Reanalysis of Clementine bistatic radar data from the lunar South Pole," *J. Geophys. Res.*, vol. 104, pp. 3845–3862, February 25, 1999.
107. D. B. Campbell, B. A. Campbell, L. M. Carter, J.-L. Margot, and N. J. S. Stacy, "No evidence for thick deposits of ice at the lunar south pole," *Nature*, vol. 443, pp. 835–837, 2006.
108. M. T. Zuber and I. Garrick-Bethell, "What do we need to know to land on the Moon again?," *Science*, vol. 310, pp. 983–985, 2005.
109. K. J. Peters, "Coherent-backscatter effect: A vector formulation accounting for polarization and absorption effects and small or large scatterers," *Physical Review B*, vol. 46, pp. 801–812, 1 July 1992.
110. P. D. Spudis, C. L. Lichtenberg, B. Marinelli, and S. Nozette, "Mini-SAR: An imaging radar for the Chandrayaan-1 mission to the Moon," Paper 1153, *Proceedings, Lunar and Planetary Science XXXVI*, Houston, TX, vol., 2005.
111. R. K. Raney, "Hybrid-polarity SAR architecture," in *Proceedings IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Denver, CO, IEEE, 2006.
112. D. J. Mudgway, *Big Dish: Building America's Deep Space Connection to the Planets*, Gainesville: University of Florida Press, 2005.
113. R. K. Moore, "Trade-off between picture element dimensions and noncoherent averaging in side-looking airborne radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 15, pp. 697–708, 1979.
114. R. K. Raney, "The making of a precedent: the synthetic aperture radar (SAR) on *Magellan*," *V-GRAM* (Jet Propulsion Laboratory), vol. 9, pp. 3–10, 1986.
115. R. Kwok and W. T. K. Johnson, "Block adaptive quantization of Magellan SAR data," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 27, pp. 375–383, 1989.
116. G. G. Stokes, "On the composition and resolution of streams of polarized light from different sources," *Transactions of the Cambridge Philosophical Society*, vol. 9, pp. 399–416, 1852.
117. S. R. Cloude and E. Pottier, "A review of target decomposition theorems in radar polarimetry," *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 34, pp. 498–518, 1996.
118. R. K. Raney, "Stokes parameters and hybrid-polarity SAR architecture," *IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing*, vol. 45, pp. 3397–3404, 2007.
119. Y. Quilfen, B. Chapron, F. Collard, and D. Vandemark, "Relationship between ERS scatterometer measurement and integrated wind and wave parameters," *J. Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 21, pp. 368–373, 2004.
120. R. K. Moore and A. K. Fung, "Radar determination of winds at sea," *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, pp. 1504–1521, 1979.
121. J. Kerkmann, *Review on Scatterometer Winds*, Darmstadt, Germany: European Organization for the Exploitation of Meteorological Satellites EUMETSAT, 1998, p. 77.
122. A. Mouche, D. Hauser, and V. Kudryavstev, "Observations and modelling of the ocean radar backscatter at C-band in HH- and VV-polarizations," in *Proceedings International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Seoul, Korea, IEEE, 2005.

123. M. Migliaccio, "Sea wind field retrieval by means of microwave sensors: a review," in Proc. URSI Commission F Symposium, Ispra, Italy, 2005.
124. E. M. Bracalente, D. H. Boggs, W. L. Grantham, and J. L. Sweet, "The SASS scattering coefficient 60 algorithm," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. OE-5, pp. 145–154, 1980.
125. R. E. Fischer, "Standard deviation of scatterometer measurements from space," IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE-10, pp. 106–113, 1972.
126. P. W. Gaiser and C. S. Ruf, "Foreword to the special issue on the WindSat Spaceborne Polarimetric Radiometer—calibration/validation and wind vector retrieval," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 44, pp. 467–469, 2006.
127. I. H. Woodhouse and D. H. Hoekman, "Determining land-surface parameters from the ERS wind scatterometer," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 38, pp. 126–140, 2000.
128. D. G. Long, M. R. Drinkwater, B. Holt, S. Saatchi, and C. Bertoia, "Global ice and land climate studies using scatterometer image data," EOS, Trans. American Geophysical Union, vol. 82, pp. 503, 2001.
129. M. R. Drinkwater, D. G. Long, and A. W. Bingham, "Greenland snow accumulation estimates from satellite radar scatterometer data," J. of Geophysical Research, vol. 106(D24), pp. 33935–33950, 2001.
130. L. B. Kunz and D. G. Long, "Calibrating SeaWinds and QuikSCAT scatterometers using natural land targets," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 2, pp. 182–186, 2005.
131. R. K. Moore, "Simultaneous active and passive microwave response of the Earth: The Skylab RADSCAT experiment," in Proceedings of the 9th International Symposium on Remote Sensing, Ann Arbor, Michigan, 1974, pp. 189–217.
132. M. Shimada and A. Freeman, "A technique for measurement of spaceborne SAR antenna patterns using distributed targets," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, pp. 100–114, 1995.
133. W. L. Grantham, E. M. Bracalente, L. W. Jones, and J. W. Johnson, "The Seasat-A satellite scatterometer," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. OE-2, pp. 200–206, 1977.
134. J. W. Johnson, L. A. Williams, Jr., E. M. Bracalente, F. B. Beck, and W. L. Grantham, "Seasat-A satellite scatterometer instrument evaluation," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. OE-5, pp. 138–144, 1980.
135. J. Figa-Saldana, J. J. W. Wilson, E. Attema, R. Gelsthorpe, M. R. Drinkwater, and A. Stoffelen, "The advanced scatterometer (ASCAT) on the meteorological operational (MetOp) platform: a follow-on for European wind scatterometers," Canadian J. of Remote Sensing, vol. 28, pp. 404–412, 2002.
136. F. M. Naderi, M. H. Freilich, and D. G. Long, "Spaceborne radar measurement of wind velocity over the ocean—An overview of the NSCAT scatterometer system," Proceedings of the IEEE, vol. 79, pp. 850–866, 1991.
137. C. Wu, J. Graf, M. H. Freilich, D. G. Long, M. W. Spencer, W.-Y. Tsai, D. Lisman, and C. Winn, "The SeaWinds scatterometer instrument," in Proceedings, IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Pasadena, CA, pp. 1511–1515, 1994.
138. M. W. Spencer, C. Wu, and D. G. Long, "Tradeoffs in the design of a spaceborne scanning pencil beam scatterometer: Application to Sea-Winds," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 35, pp. 115–126, 1997.
139. C. Wu, Y. Liu, K. H. Kellogg, K. S. Pak, and R. L. Glenister, "Design and calibration of the SeaWinds scatterometer," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 39, pp. 94–109, 2003.
140. M. W. Spencer, C. Wu, and D. G. Long, "Improved resolution backscatter measurements with the SeaWinds pencil-beam scatterometer," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 38, pp. 89–104, 2000.

141. S. H. Yueh, "Microwave remote sensing modeling of ocean surface salinity and winds using an empirical sea surface spectrum," in Proceedings IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium, Anchorage, AK, 2004.
142. S. Gogineni, D. Tammana, D. Braaten, C. Leuschen, T. Atkins, J. Legarsky, P. Kanagaratnam, J. Stiles, C. Allen, and K. Jezek, "Coherent radar ice thickness measurements over Greenland ice sheet," *Journal of Geophysical Research*, vol. 106, pp. 33761—33772, 2001.
143. S. H. Ward, G. R. Jiracek, and W. I. Linlor, "Electromagnetic reflection from a plane-layered lunar model," *Journal of Geophysical Research*, vol. 73, pp. 1355—1372, 1968.
144. L. J. Porcello, R. L. Jordan, J. S. Zelenka, G. F. Adams, R. J. Phillips, W. E. Brown, Jr., S. H. Ward, and P. L. Jackson, "The Apollo lunar sounder radar system," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 769—783, 1974.
145. W. J. Peeples, W. R. Sill, T. W. May, S. H. Ward, R. J. Phillips, R. L. Jordan, E. A. Abbott, and T. J. Killpack, "Orbital radar evidence for lunar subsurface layering in Maria Serenitatis and Crisium," *J. of Geophysical Research*, vol. 83, pp. 3459—3468, 1978.
146. D. Biccari, F. Ciabattoni, G. Picardi, R. Seu, W. T. K. Johnson, R. L. Jordan, J. Plaut, A. Safaeinili, D. A. Gurnett, R. Orosei, O. Bombaci, F. Provvedi, and E. Zampolini, "Mars advanced radar for subsurface and ionosphere sounding (MARSIS)," in Proc. 2001 International Conference on Radar, Beijing, China, 2001.
147. J. Farrell, J. Plaut, A. Gurnett, and G. Picardi, "Detecting sub-glacial aquifers in the North Polar layered deposits with Mars Express/MARSIS," *Geophysical Research Letters*, vol. 32, pp. L11204, June 10, 2005.
148. M. Kato, Y. Takizawa, S. Sasaki, and the SELENE Project Team, "SELENE, the Japanese lunar orbiting satellite mission: present status and science goals," in Proceedings, Lunar and Planetary Science XXXVII, Houston, TX, pp. 1233. pdf, 2006.
149. T. Ono, T. Kobayashi, and H. Oya, "Interim report of the Lunar Radar Sounder on-board SELENE spacecraft," in Proceedings, 35th COSPAR Assembly, Paris, France, pp. 3315, 2004.
150. E. Im, E., S. L. Durden, S. Tanelli, and K. Pak, "Early results on cloud profiling radar post-launch calibration and operations," in Proceedings of the IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Denver, CO, 2006.
151. G. L. Stephens and D. G. Vane, "The CloudSat mission," in Proceedings IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Toulouse, France, 2003.
152. A. Roitman, D. Berry, and B. Steer, "State-of-the-art W-band extended interaction klystron for the CloudSat program," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, pp. 895—898, 2005.
153. Y. Senbokuva, S. Satoh, K. Furukawa, M. Koiima, H. Hanado, N. Takahashi, T. Iuchi, and K. Nakamura, "Development of the spaceborne dual-frequency precipitation radar for the Global Precipitation Measurement mission," in Proceedings International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Anchorage, Alaska, pp. 3566—3569, 2004.
154. R. Seu, D. Biccari, R. Orosei, L. V. Lorenzoni, R. J. Phillips, L. Marinangeli, G. Picardi, A. Masdea, and E. Zampolini, "SHARAD: the MRO 2005 shallow radar," *Planetary and Space Science*, vol. 52, pp. 157—166, 2004.
155. T. Kozu, T. Kawanishi, H. Kuroiwa, M. Kojima, K. Oikawa, H. Kumagai, K. Okamoto, M. Okamura, H. Nakatuka, and K. Nishikawa, "Development of precipitation radar on-board the Tropical Rainfall Measurement Mission (TRMM) satellite," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 39, pp. 102—116, 2001.
156. D. A. Gurnett, D. L. Kirchner, R. L. Huff, D. D. Morgan, A. M. Persoon, T. F. Averkamp, F. Duru, E. Nielsen, A. Safaeinili, J. J. Plaut, and G. Picardi, "Radar soundings of the ionosphere of Mars," *Science*, vol. 310, pp. 1929—1933, December 23, 2005.

ГЛАВА 19

МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЕ РЛС

Р.Дж. Килер и Р.Дж. Серафин

*Национальный центр атмосферных исследований**

19.1. Введение

Штатные метеорологические доплеровские радиолокационные станции (РЛС) стали привычным инструментом наблюдений для инженеров, работающих в данной области, а также для широкой общественности с момента их внедрения Национальной службой погоды США (NWS — National Weather Service) в 1950-х годах, и они широко используются службами прогноза погоды в общественном и частном секторах. Основные технические усовершенствования были внесены в 1990-е годы, когда NWS, Федеральное управление гражданской авиации (FAA — Federal Aviation Agency) и Вооруженные Силы США объединили свои усилия по организации национальной сети доплеровских РЛС WSR-88D следующего поколения. Также в 1990-е годы FAA установила систему аэрородромных доплеровских метеорологических РЛС (АДМР, TDWR — Terminal Doppler Weather Radar) на крупнейших аэрородромах США. Федеральные агентства впоследствии внедрили множество технических усовершенствований в эти РЛС и сети АДМР для улучшения их характеристик в целях оповещения населения и авиационной безопасности [1, 2]. В противоположность РЛС WSR-57 и WSR-74C, которые они заменили, системы WSR-88D обеспечивают количественную и автоматизированную информацию в реальном времени по бурям, атмосферным осадкам, ураганам, торнадо и прочим важным погодным явлениям с более чем когда бы то ни было высоким пространственным и временным разрешением [3, 4]. Для авиации РЛС АДМР предоставляют крайне важную информацию, необходимую для обеспечения безопасности вылетов и приземлений в крупных аэропортах за счет обнаружения опасных градиентов скорости ветра, как в случае локализованных нисходящих потоков воздуха с растеканием у земли, сильных фронтов порыва ветра и прочих ветровых угроз [5, 6, 7].

Существует много других типов метеорологических РЛС. Метеорологические РЛС дальнего действия с круговым обзором часто дополняются меньшего размера метеорологическими РЛС средней дальности, управляемыми телевизионными станциями для осуществления локальных наблюдений [8]. Дополнительно к хорошо знакомым бортовым серийным прогнозистическим РЛС и РЛС, выполняющим радиолокационные наблюдения, бортовой мониторинг ураганов обеспечивает подробные прогнозы и предупреждение о приближающихся прибрежных циклонах [9]. Вертикально наводящиеся системы с фиксированным лучом используются для определения вертикального распределения скорости ветра, а также для получения непрерывных профилей горизонтальных ветров [10], тогда как метеорологические РЛС космического базирования измеряют масштабные экваториальные поля осадков и изучают свойства облаков [11]. Результаты метеорологических исследований регулярно передаются рабочей научно-технической группе специалистов по метеорологическим РЛС для повышения пространственного и временного разрешения, улучшения качества данных и производства новых метеорологических РЛС, и все это вместе ведет к заметному улучшению прогнозов погоды. Доплеровские метеорологические РЛС измеряют полный вектор полей ветра, а также полей осадков. Небольшие, обладающие высокой степенью мобильности исследовательские РЛС предоставляют большую часть тех же возможностей, что и стационарные РЛС [12]. В них используется метод двойной поляризации [13, 14] для улучшения

* Национальный центр атмосферных исследований спонсируется Национальным научным фондом.

результатов количественных измерений атмосферных осадков, обнаружения града [15] и различия частиц льда (снега) от капель воды (дождя) [16]. Более того, исследовательские РЛС наземного базирования теперь могут измерять влажность атмосферного воздуха в приземном слое [17]. Бортовые исследовательские РЛС представляют те же возможности с повышенным охватом и мобильностью [18]. Это многообразие приложений в исследовательской и оперативной работе иллюстрирует жизнеспособность технологии метеорологических РЛС и их эволюцию.

В этой главе предполагается познакомить читателей с метеорологическими РЛС и обратить внимание на те их характеристики, которые используются исключительно для решения метеорологических задач. В этой связи следует заметить, что большинство метеорологических РЛС практически аналогичны системам, которые используются для решения других радиолокационных задач. Импульсно-доплеровские РЛС нашли большее распространение, чем доплеровские РЛС с непрерывным излучением. В метео-РЛС в основном используются антенны с параболическим зеркалом и расположенным в центре облучателем, имеющим центральный фокус, а также твердотельным цифровым приемником с низким уровнем шумов. Обычно в качестве передатчиков используются магнетроны, кристаллы, лампа бегущей волны и т.п.

Отличительная особенность метеорологических РЛС относительно других видов авиационных или военных РЛС связана с природой метеорологических целей. Эта особенность отражается на выборе характеристик зондирующего сигнала РЛС, а также средств, с помощью которых обрабатываются отраженные сигналы от облаков или атмосферных осадков в целях подавления ложных сигналов, не связанных с метеообъектами, и обеспечивается формирование достоверной метеосводки. Основные метеорологические объекты распределены в пространстве по дальности в диапазоне от малых (<1 км) до больших удалений (200 км) и по высотам от приземного слоя (100 м) до верхней границы той части атмосферы, для которой погодные условия имеют значение (20 км), а рассеиваемые и отраженные от них сигналы занимают широкий диапазон (-20—70 дБ) по интенсивности. Обычно область, занимаемая метеообъектами, включает в себя несколько миллионов элементов пространственного разрешения зондирующей РЛС. Помимо этого, необходимо выполнять количественные измерения характеристик полученных сигналов от каждой из этих элементарных ячеек или «метеорологических целей», для оценки таких параметров, как скорость выпадения осадков, тип осадков, движение воздушных масс, турбулентность и градиент скорости ветра [19]. Кроме того, из-за большого количества элементов высокого пространственного разрешения РЛС, содержащих полезную информацию, метеорологические РЛС требуют применения высокоскоростных цифровых процессоров для обработки сигналов, эффективных средств подавления ложных сигналов, вызванных плотностью данных, высокоскоростных систем записи данных, а также оперативного отображения этой информации. Таким образом, тогда как многие РЛС не предназначаются к использованию в области метеорологии и служат для обнаружения, сопровождения и подробной характеристики относительно небольшого числа наземных, морских и ложных целей, а также отражений от птиц, представляющих интерес, метеорологические РЛС делают акцент на выполнении широкомасштабных точных оценок природы самих «атмосферных помех». Как авиационные (военные), так и метеорологические РЛС нуждаются в интенсивной обработке данных, но объем данных для обработки, записи и отображения у метеорологических РЛС зачастую значительно больше, поскольку требуется извлечение различной значимой информации большего объема для большого числа потенциальных пользователей в процессе измерений, проводимых метеосистемами.

Представленный здесь материал основан на ряде полезных статей и содержит все необходимые для читателей ссылки. Однако классическая работа «*Радиолокационные наблюдения атмосферы*», написанная Луисом Баттаном [20], заслуживает особого упоминания благодаря ее доходчивости и полноте изложения и остается стандартом для курса по радиолокационной метеорологии. По итогам чтений, посвященных памяти Баттана, и 40-й юбилейной конференции по радиолокации в метеорологии было выпущено собрание обзорных статей по тематике «*Радиолокационные станции в метеорологии*» [21], охвативших первые четыре десятилетия радиолокационной метеорологии в исторической, технологической, научной и

оперативной перспективе. Бин и др. [22] в первом издании «Справочника по радиолокационным станциям» Сколника рассматривали проблему влияния погодных факторов на РЛС. Довиак и Зрнич [23] делали особый упор на доплеровские аспекты метеорологических РЛС, тогда как Бринги и Чандрасекар [24] выделяли все аспекты поляриметрических РЛС, а Лермитт [25] делал акцент на РЛС в миллиметровом диапазоне волн (облачность). Работа Райнхарта «РЛС для метеорологов» [26] дает широкий и легкий для восприятия обзор всех аспектов метеорологических РЛС. Специальный выпуск по метеорологическим РЛС IEEE наук о Земле и электронике [27], «Радиолокационные станции в метеорологии Атласа» [21], «Радиолокационные станции и наука об атмосфере: Собрание очерков в память о Дэвиде Атласе» Вакимото и Шривастава [28] и «Метеорологические РЛС Майшнера» [29] дают развернутую перспективу по многим аспектам метеорологических РЛС ведущими техническими и научными специалистами. И, наконец, вероятно, наиболее полный набор ссылок, отражающих прогресс в этой области, можно найти в серии «Труды и препринты Международной конференции по метеорологическим радиолокационным станциям» [30], спонсированной Американским метеорологическим обществом (AMS — American Meteorological Society). Эти документы можно найти во многих технических библиотеках, их можно также получить в онлайн-режиме. Дополнительно к этому превосходный ссылочный материал дают «Труды Европейской конференции по метеорологическим радиолокационным станциям» [31].

19.2. Уравнение радиолокации для метеорологических целей

Регистрируемая РЛС мощность P_r , отраженного сигнала от точечной цели может быть получена с помощью любого из разнообразных выражений, которые применимы к РЛС в общем случае [23, 26, 32]. Для отдельной точечной цели легко можно получить простой вид этого уравнения:

$$P_r = \frac{\beta\sigma}{r^4}, \quad (19.1)$$

где β — постоянная, зависящая от параметров радиолокационной системы (излучаемой мощности P_t , коэффициента усиления антенны G и длины волны λ), r — дальность до точечной цели, а σ — эффективная площадь отражения ЭПО* цели.

Именно определением σ для распределенных метеорологических целей уравнение радиолокации отличается от случая точечных целей. Для распределенных целей, таких как атмосферные осадки, ЭПО может быть записана как

$$\sigma = \eta V, \quad (19.2)$$

где η — отражательная способность цели в единицах площади сечения на единицу объема, а V — объем, выборочно отсканированный РЛС¹. В свою очередь, величина η может быть представлена как

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i, \quad (19.3)$$

где N — число отражателей в единице объема, а σ_i — значение удельной ЭПО i -го точечного отражателя. В общем случае метеорологические отражатели могут принимать различные формы, включая капли воды, кристаллы льда, град, снег и со-вокупности данных элементарных метеообразований.

Ми [33] разработал общую теорию энергии, рассеянной назад оптической плоской волной, которая сталкивается с проводящими сферами в коллоидной супензии. Та же самая теория применима к сферическим каплям дождя, падающим

* В этой главе мы будем использовать r для обозначения дальности, а R — для интенсивности дождевых осадков.

¹ Обычно величину η называют удельной ЭПО объемной распределенной цели, а V — одновременно отражающим объемом. — Прим. ред.

сквозь атмосферу, для которых рассеянная назад энергия зависит от длины волны λ падающей энергии и радиуса a , а также комплексного показателя преломления m частиц. Отношение $2\pi a / \lambda$ определяет основные свойства рассеяния частиц. Сферические капли воды в воздухе, размер которых больше длины волны, рассеивают в так называемой оптической области; частицы, размер которых одного порядка с длиной волны, рассеивают в так называемой резонансной области; капли, размер которых меньше, чем размер длин волн, рассеивают в так называемой рэлеевской области.

Когда отношение $2\pi a / \lambda < 1$, можно использовать приближение Рэлея [20], при котором величина σ_i может быть определена из выражения

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^6, \quad (19.4)$$

где D_i — диаметр i -й капли,

$$|K|^2 = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \quad (19.5)$$

где m — комплексная диэлектрическая проницаемость частицы (капли дождя). При температурах 0—20 °C в сантиметровом диапазоне длин волн $|K|^2 \approx 0,93$ для водной фазы и $|K|^2 \approx 0,197$ для фазы льда.

В этом случае уравнение (19.3) можно записать как

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (19.6)$$

и определить отражательную способность цели Z (множитель отражения) в радиолокации в виде

$$Z = \sum_{i=1}^N D_i^6. \quad (19.7)$$

В радиолокационной метеорологии при получении выражения для объемной плотности с учетом слияний, которые могут происходить в единичном объеме 1 м³, диаметр капли D_i обычно выражают в мм. Поэтому традиционной единицей измерения множителя отражения Z является мм⁶/м³. Для частиц льда через D_i иногда выражают диаметр капли воды, которая получается при полном таянии этой ледяной частицы. Однако процесс рассеяния излучения РЛС для разных форм и температур частиц льда чрезвычайно сложен и получить окончательное обобщенное выражение представляется невозможным.

Часто удобно рассматривать распределение по размерам капель или частиц как непрерывную функцию с плотностью частиц $N(D)$, где $N(D)$ — число капель в единице объема, содержащего частицы, диаметр которых принадлежит интервалу $D \div D + dD$. В этом случае Z задается шестым моментом распределения частиц по размерам

$$Z = \int_0^\infty n(D) D^6 dD. \quad (19.8)$$

Если радиолокационный луч заполнен рассеивающими частицами, тогда пространственный объем (одновременно отражающий объем) V задается [10] приближенно выражением

$$V \approx \frac{\pi \theta \phi r^2 c \tau}{8}, \quad (19.9)$$

где θ и ϕ — угловые размеры главного луча диаграммы направленности антенны РЛС в азимутальной и угломестной областях соответственно; c — скорость света, а τ — длительность зондирующего импульса РЛС. Подставляя (19.3) и (19.9) в уравнение (19.2), видим, что эффективная отражающая поверхность для распределенных рассеивающих частиц прямо пропорциональна пространственному объему, определяемому длительностью зондирующего импульса и шириной телесного угла, соответствующего главному лучу антенны, на удалении, равном дальности до цели.

Объединяя (19.2), (19.6) и (19.9) и подставляя в уравнение (19.1), получим

$$P_r = \frac{\beta}{r^4} \frac{\pi \theta \phi r^2 c \tau}{8} \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 = \frac{\beta \pi^6 \theta \phi r^2 c \tau |K|^2}{8 \lambda^4 r^4} Z = \frac{\beta' Z}{r^2}. \quad (19.10)$$

Это выражение показывает, что для распределенных метеорологических целей получаемая энергия: 1) зависит только от β' (постоянная, зависящая от разрешающих параметров системы РЛС и физических параметров метеообразований), 2) прямо пропорциональна коэффициенту отражения цели Z и, что наиболее важно, 3) обратно пропорциональна r^2 (а не r^4 , как в случае точечных целей).

Параметры радиолокационной системы, входящие в величину β уравнения (19.1), содержат максимальную излучаемую мощность P_t , коэффициент усиления антенны G в квадрате (один раз на излучение, а второй — на прием), а также длину волны λ . Все потери включены в данный коэффициент усиления антенны (потери обтекателя, волновода, вращающихся волноводных соединителей и т.п.), поскольку все измерения должны быть привязаны к одной и той же точке радиолокационной системы, обычно к направленному ответвителю около циркулятора. Поскольку коэффициент усиления антенны неоднородный по всей ширине луча антенны, то предположение о его однородности может привести к ошибкам при вычислении Z . Используя аналогичный вывод, Проберт и Джонс [34] учли это, предположив гауссову форму луча антенны, и вывели следующее уравнение для принимаемой мощности:

$$P_r = \frac{P G^2 \lambda^2 \theta \phi c \tau}{512(2 \ln 2) \pi^2 r^2} \sum_{i=1}^N \sigma_i, \quad (19.11)$$

где $(2 \ln 2)$ — поправка на гауссову форму луча. Подставляя (19.3), (19.6) и (19.7) в уравнение (19.11), выражим мощность принимаемого сигнала через множитель отражения Z и дальность r как

$$P_r = \frac{P G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2 Z}{512(2 \ln 2) \lambda^2 r^2}. \quad (19.12)$$

Поскольку при обработке в приемнике теряется часть мощности принимаемого сигнала, то P_r следует уменьшить на величину L_r , которая зависит от особенностей спектра излучаемого сигнала и от системы обработки (фильтра) приемника. Обычно этот коэффициент составляет примерно 1,6 (2 дБ) для типичной формы импульса и согласованного с ним фильтра. В результате выражение для множителя отражения Z примет вид

$$Z = [1024 \ln 2 \lambda^2 L_r / P G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2] P_r r^2. \quad (19.13)$$

Здесь множитель отражения выражается в единицах мощности принимаемого сигнала и дальности.

В уравнении (19.13) следует осторожно пользоваться согласованными единицами измерений. Если используется система единиц измерений метр — килограмм — секунды, то расчетная Z будет иметь размерность $\text{м}^6/\text{м}^3$. Переход к более удобным единицам $\text{мм}^6/\text{м}^3$ требует умножения Z на коэффициент 10^3 . Более того, при выражении P_r и r в обычно используемых единицах дБм (дБ, отнесенный к 1 мВт) и км требуется умножение Z на 10^3 . Поскольку представляющие интерес значения Z могут меняться на несколько порядков величины, то часто используется логарифмическая шкала. Таким образом,

$$\text{дБ}Z = C + P_r (\text{дБм}) + 20 \lg r, \text{ км}, \quad (19.14)$$

где C — постоянная, полученная в результате перевода в дБ выражения в квадратных скобках (19.13) и называемая метеорологической постоянной радиолокатора при P_r , выраженной в дБм, а r — в км. Обычно значения C для штатных метеорологических РЛС колеблются в диапазоне 65—75 дБ. Ясно, что для фиксированной дальности и мощности принимаемых сигналов малое значение радиолокационной постоянной C позволяет регистрировать малые значения коэффициента отражения. Таким образом, меньшие значения C соответствуют более чувствительным РЛС.

Это уравнение можно использовать для измерения множителя отражения Z в случае, когда луч антенны заполнен отражателями и когда применимо приближение Рэлея для небольших рассеивающих частиц — как ледяных, так и водных. Поскольку данные условия выполняются не всегда, принято вместо Z использовать коэффициент Z_e , именуемый коэффициентом эффективного отражения. Когда используют Z_e , то обычно полагают, что вышеприведенные условия выполняются. Специалисты-практики в области радиолокационной метеорологии часто используют Z_e и Z взаимозаменяемым образом, хотя это и неправильно.

Другим фактором, который мы проигнорировали при выводе уравнения радиолокации, является ослабление за счет атмосферных осадков и атмосферных газов. На длинах волн в 10 см ослабление обычно незначительно; однако на 5, 3 и 2 см и особенно на еще более малых (миллиметровых) длинах волн ослабление атмосферой должно быть учтено в уравнении радиолокации путем добавления дополнительного члена L_a , зависящего от дальности. Ниже приводится подробная оценка этого ослабления в часто встречающихся условиях.

И, наконец, важно отметить, что значение множителя Z представляет интерес для метеорологии, поскольку, как это будет показано ниже в данной главе, его изменение непосредственно связано со свойствами облаков и фактической интенсивностью дождевых осадков R . Значения Z в облаках, не дающих осадков, соответствуют уровню -40 дБ и представляют интерес для исследования физики облаков. В оптически чистом нижнем пограничном слое атмосферы значения Z «для чистого воздуха» обычно лежат в диапазоне от -20 дБ до 20 дБ, и они чаще всего обусловлены отражениями от насекомых и птиц [35, 36]. Во время дождя значения Z могут меняться примерно от 0—10 дБ вплоть до 60 дБ. Причем дождь при 55—60 дБ может вызвать серьезное наводнение. Сильные бури с градом могут возникать при значениях Z , превышающих 70 дБ. Многие типовые РЛС, предназначенные для обнаружения отраженных сигналов, способны оценить значения Z , при которых возникают осадки (0—60 дБ) на удалениях и в чистом воздухе до 100 км, когда искривление поверхности Земли уже делает невозможным проведение наземных измерений. Таким образом, для того чтобы можно было обнаруживать отраженные сигналы от сильных осадков на малых дальностях и от слабых осадков на больших дальностях, требуется РЛС, имеющие суммарный динамический диапазон в 90—95 дБ. В то время как для обнаружения слабых отраженных сигналов на фоне сильных мешающих отражений от земной поверхности или наземных предметов требуется меньший мгновенный динамический диапазон (>60 дБ), более поздние типовые РЛС и большинство исследовательских РЛС стремятся достичь максимально возможной чувствительности и могут обнаруживать распределенные объемные цели с минимальным значением множителя отражения в -40 дБ и меньше на малых дальностях (например в 1 км).

В прошлом штатные РЛС использовали временную регулировку чувствительности (ВРЧ) для уменьшения коэффициента усиления на малых дальностях и для компенсации мощных отраженных сигналов от близко расположенных объектов; однако последующие РЛС уже не используют ВРЧ-технологию, поскольку динамический диапазон приемника оказывается достаточным для приема сигналов, отраженных от метеообъектов различной интенсивности и на требуемых дальностях. Исследовательские РЛС редко используют функцию ВРЧ из-за сопутствующей потери чувствительности на малых дальностях.

19.3. Соображения по проектированию

К четырем наиболее значимым факторам, которые оказывают воздействие на разработку метеорологических РЛС, относятся: ослабление, неоднозначность по дальности, неоднозначность по скорости и мешающие отражения от земной или морской поверхности. Сочетание этих факторов, наряду с необходимостью получить достаточно пространственное разрешение, ведет к выбору длины волны зондирующих колебаний в диапазоне от 3 до 10 см для большей части прикладных задач, основанных на измерениях осадков.

Воздействие ослабления. Ослабление оказывает по меньшей мере два негативных воздействия на сигналы метеорологических РЛС. Во-первых, выполнение точных количественных измерений рассеянной назад энергии от зон осадков большой протяженности, соизмеримой с дальностью действия РЛС и более. Эта неспособность прецизионно измерять ЭПО в данных условиях требует внесения поправки на ослабление при количественных измерениях интенсивности осадков.

Во-вторых, если ослабление, обусловленное осадками или поглощающей средой, является достаточно большим, то сигнал от области осадков, находящейся позади области сильного поглощения, может быть полностью подавлен. Одним из примеров потенциально серьезных последствий очень сильного поглощения является влияние, которое оно может оказывать на работу РЛС, предназначенных для предупреждения столкновения воздушных судов с ураганами, большинство из которых работает в трехсанитметровом диапазоне. Бортовые коротковолновые метеорологические РЛС обычно не могут обнаружить интенсивные конвективные метеобласти, находящиеся за ближними грозовыми ливнями с высоким коэффициентом ослабления радиолокационного излучения. Как было отмечено Хильдебрандом [37], Алленом и др. [38], сильные грозы с высокой интенсивностью осадков также вызывают сильное ослабление даже на пятисантиметровых длинах волн.

Для некоторых областей применения метеорологических РЛС рекомендуется проводить измерение ослабления вдоль выбранного пути прохождения сигнала. Это делается потому, что поглощение связано с содержанием воды в жидкой фазе и может предоставить полезную информацию для обнаружения такого феномена, как град, используя для этого двухволновую методику, описанную Экклзом и Атласом [39] и Вивеканандом и др. [40].

Ниже приводятся количественные соотношения, относящиеся к ослаблению энергии радиоволн, вызванному осадками. Большая их часть взята из работ Бина, Даттона и Ворнера [22] и Лермита [25], Баттана [20] и Огучи [41], которые являются превосходными источниками дополнительной информации по поглощающим свойствам осадков.

Ослабление водным паром. Удельная плотность атмосферного водного пара может принимать значения до $25 \text{ г}/\text{м}^3$ и давать переменное ослабление, зависящее от его содержания. Однако обычно метеорологические РЛС используют длины волн, большие, чем 3 см, и дающие ослабление меньше нескольких сотых $\text{дБ}/\text{км}$, которым обычно пренебрегают. Газообразный кислород вносит на этих сантиметровых длинах волн лишь незначительный вклад в поглощение, которым также обычно пренебрегают.

Ослабление в облаках. Капли в облаках рассматриваются как частицы из воды или льда, которые имеют радиус меньше, чем 100 мкм ($0,01 \text{ см}$). Для длин волн зондирующих колебаний, намного превышающих $0,5 \text{ см}$, ослабление в первую очередь зависит от содержания воды в жидкой фазе и не зависит от распределения капель по размерам. Общепринятые уравнения для ослабления облаками обычно показывают содержание влаги в форме воды в жидкой фазе ($\text{г}/\text{см}^3$). Наблюдения [42] показывают, что концентрация воды в жидкой фазе в облаках обычно меняется от 1 до $2,5 \text{ г}/\text{м}^3$, хотя Уэйкманн и Кампе [43] сообщают об отдельных случаях мощных кучевых облаков (высокие башенные конвективные облака, которые часто вызывают сильные осадки) с содержанием в верхних слоях воды до $4,0 \text{ г}/\text{м}^3$. В ледяных облаках содержание воды редко превышает $0,5$ и часто меньше $0,1 \text{ г}/\text{м}^3$. Ослабление за счет капель облаков может быть записано как

$$K = K_1 M, \quad (19.15)$$

где K — ослабление; $\text{дБ}/\text{км}$; K_1 — коэффициент ослабления, $\text{дБ}/(\text{км}\cdot\text{г}/\text{м}^3)$; M — содержание воды в жидкой фазе, $\text{г}/\text{м}^3$;

$$M = \frac{4\pi\rho}{3} \sum_{i=1}^N a_i^3, \quad (19.16)$$

$$K_1 = 0,4343 \frac{6\pi}{\lambda} \operatorname{Im} \left(-\frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right), \quad (19.17)$$

где N — число капель в единице объема; a_i — радиус i -й капли, ρ — плотность воды, а Im — мнимая часть. Значения K_1 для ледяных облаков и облаков,

состоящих из воды, даются для различных длин волн и температур Ганном и Истом [44] в табл. 19.1.

В табл. 19.1 продемонстрировано несколько важных фактов. Четко видно, что вносимое облаками ослабление уменьшается с ростом длины волн. Величина ослабления меняется примерно на порядок при изменении λ от 1 до 3 см. Представленные данные также показывают, что ослабление в облаках, содержащих воду, возрастает с понижением температуры. В то же время ослабление, вызываемое ледяными облаками, примерно на два порядка меньше, чем вызываемое облаками, содержащими аналогичное количество воды в жидкой фазе. Ослаблением, вызванным ледяными облаками, в СВЧ-диапазоне для практической радиолокации можно пренебречь.

Таблица 19.1. Односторонний коэффициент затухания K_1 (дБ/км) в облаках, содержащих воду, при ее концентрации в $\text{г}/\text{м}^3$ [44]

Температура, °C	Длина волны, см			
	0,9	1,24	1,8	3,2
Облако из воды	20	0,647	0,311	0,128
	10	0,681	0,406	0,179
	0	0,99	0,532	0,267
	-8	1,25	0,684	0,34 ⁺
Облако изо льда	0	$8,74 \times 10^{-3}$	$6,35 \times 10^{-3}$	$4,36 \times 10^{-3}$
	-10	$2,93 \times 10^{-3}$	$2,11 \times 10^{-3}$	$1,46 \times 10^{-3}$
	-20	$2,0 \times 10^{-3}$	$1,45 \times 10^{-3}$	$1,0 \times 10^{-3}$

⁺ Экстраполированные значения.

Ослабление дождем. Райд и Райд [45] рассчитали влияние дождя на прохождение СВЧ-сигнала и показали, что поглощение и рассеяние каплями воды становится более выраженным на более высоких (СВЧ) частотах, когда длины волн и диаметры капель дождя становятся соизмеримыми. В 10-см диапазоне и на более коротких длинах волн эти эффекты имеют существенное значение, но на длинах волн, превышающих 10 см, влияние дождя резко снижается. Также известно, что удельное поглощение взвешенных в воздухе капель воды (облако) и дождя превышает удельное поглощение кислорода и водного пара, вместе взятых [46].

На практике бывает удобно выражать ослабление, вызванное дождем, как функцию интенсивности осадков R , которая зависит от содержания воды в жидкой фазе и скорости падения капель, которая, в свою очередь, зависит от размера капель. Райд [47] исследовал ослабление энергии СВЧ-сигнала, вызванное дождем, и сделал вывод, используя распределение капель по размерам Лоуса и Парсона [48], что данное ослабление, выраженное в дБ на км, может быть оценено исходя из соотношения

$$K_R = \int_0^{r_0} K[R(r)]^\alpha dr, \quad (19.18)$$

где K_R — суммарное ослабление, дБ; $R(r)$ — распределение интенсивности дождевых осадков вдоль пути; r — переменная интегрирования, имеющая размерность дальности и соответствующая расстоянию, проходимому радиоволной в процессе распространения через неоднородность; r_0 — протяженность трассы в зоне дождя, км; K — константа, зависящая от частоты и температуры; α — константа, зависящая от частоты.

Медхурст [49] показал, что $\alpha = 1$ во многих случаях является хорошим допущением. Ослабление энергии радиоволн вдоль трассы их распространения в зоне

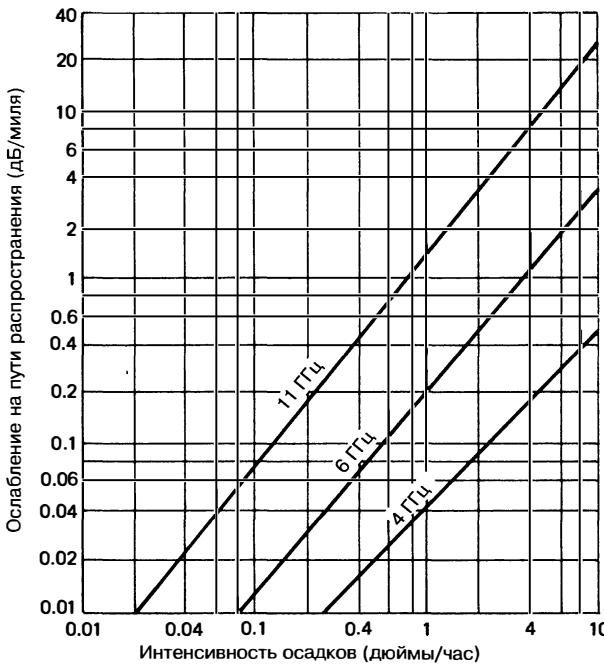


Рис. 19.1. Теоретическая зависимость ослабления, вызванного дождем, от интенсивности осадков, в дБ/миля (Дж. В. Райд и Д. Райд [45])

дождя, выраженное в дБ на милю, для трех частот 4, 6 и 11 ГГц зондирующих сигналов приведено на рис. 19.1. Лермитт [25] распространил выводы этой ранней работы на более высокие частоты, подтвердив пригодность использования приведенных выше соотношений и в этом случае, а также привел обзор более поздних эмпирических данных.

Наибольшие неопределенности в прогнозировании величины ослабления, вызванного дождем, возникают, когда теоретические формулы, используемые в качестве основы для вычислений, базируются на чрезвычайно ограниченных сведениях о распределении водяных капель в дожде по размерам при переменной интенсивности дождевых осадков в разных климатических и погодных условиях. Лермитт [25], Южленко и др. [50] тщательно проанализировали эволюцию аналитических выражений для распределения водяных капель в дожде по размерам, опираясь на эксперимент Маршалла—Палмера и их результатирующее экспоненциальное распределение, а также на более общее трехпараметрическое γ -распределение. Кроме того, они проанализировали зависимость параметров, определяющих это распределение, от интенсивности и типа дождевых осадков. Маловероятно, что дождь с известной интенсивностью осадков имеет индивидуальное, присущее только этому дождю распределение водяных капель по размерам. В то же время исследования Бароуза и Аттвуда указывают на то, что определенное, наиболее вероятное распределение по размерам капель воды может быть привязано к дождю с заданной интенсивностью осадков [51]. Результаты этого исследования представлены в табл. 19.2, в которой приведено процентное соотношение размеров водяных капель в дождевых осадках при различной их интенсивности (мм в час). В основе этих результатов лежит удельное поглощение дождевых облаков при различных интенсивностях осадков, которое приведено в табл. 19.3. Там же приведена величина ослабления, вызванная облаками в дБ на км, для различных интенсивностей дождевых осадков и длин волн РЛС в диапазоне от 0,3 до 10 см.

Поскольку удельное поглощение, приводящее к суммарному ослаблению [52], зависит от температуры (из-за влияния температуры на диэлектрические

свойства воды), важно оценить ослабление, вызванное каплями дождя, которые возникают при температурах, отличных от тех, что приведены в предыдущих таблицах. В табл. 19.4 содержатся необходимые данные, относящиеся к изменению ослабления с температурой, которые могут быть использованы совместно с данными табл. 19.3.

Таблица 19.2. Распределение размеров водяных капель при разных интенсивностях осадков [51]

Диаметр капли D , см	Интенсивность осадков R , мм/час							
	0,25	1,25	2,5	12,5	25	50	100	150
	Процент от заданного объема, содержащего капли диаметра D							
0,05	28,0	10,9	7,3	2,6	1,7	1,2	1,0	1,0
0,10	50,1	37,1	27,8	11,5	7,6	5,4	4,6	4,1
0,15	18,2	31,3	32,8	24,5	18,4	12,5	8,8	7,6
0,20	3,0	13,5	19,0	25,4	23,9	19,9	13,9	11,7
0,25	0,7	4,9	7,9	17,3	19,9	20,9	17,1	13,9
0,30		1,5	3,3	10,1	12,8	15,6	18,4	17,7
0,35		0,6	1,1	4,3	8,2	10,9	15,0	16,1
0,40		0,2	0,6	2,3	3,5	6,7	9,0	11,9
0,45			0,2	1,2	2,1	3,3	5,8	7,7
0,50				0,6	1,1	1,8	3,0	3,6
0,55				0,2	0,5	1,1	1,7	2,2
0,60					0,2	0,5	1,0	1,2
0,65						0,2	0,7	1,0
0,70								0,3

Таблица 19.3. Ослабление в дБ/км для различных интенсивностей дождевых осадков при температуре 18 °C с использованием распределения капель по размерам из табл. 19.2 [51]

Интенсивность R , мм/час	Длина волны λ , см								
	$\lambda = 0,3$	$\lambda = 0,4$	$\lambda = 0,5$	$\lambda = 0,6$	$\lambda = 1,0$	$\lambda = 1,25$	$\lambda = 3,0$	$\lambda = 3,2$	$\lambda = 10$
0,25	0,305	0,230	0,160	0,106	0,037	0,0215	0,00224	0,0019	0,0000997
1,25	1,15	0,929	0,720	0,549	0,228	0,136	0,0161	0,0117	0,000416
2,5	1,98	1,66	1,34	1,08	0,492	0,298	0,0388	0,0317	0,000785
12,5	6,72	6,04	5,36	4,72	2,73	1,77	0,285	0,238	0,00364
25,0	11,3	10,4	9,49	8,59	5,47	3,72	0,656	0,555	0,00728
50	19,2	17,9	16,6	15,3	10,7	7,67	1,46	1,26	0,0149
100	33,3	31,1	29,0	27,0	20,0	15,3	3,24	2,80	0,0311
150	46,0	43,7	40,5	37,9	28,8	22,8	4,97	4,39	0,0481

Таблица 19.4. Поправочный коэффициент (множитель) для ослабления дождем [51]

Интенсивность <i>R</i> , мм/час	<i>λ</i> , см	0 °C	10 °C	18 °C	30 °C	40 °C
0,25	0,5	0,85	0,95	1,0	1,02	0,99
	1,25	0,95	1,00	1,0	0,90	0,81
	3,2	1,21	1,10	1,0	0,79	0,55
	10,0	2,01	1,40	1,0	0,70	0,59
2,5	0,5	0,87	0,95	1,0	1,03	1,01
	1,25	0,85	0,99	1,0	0,92	0,80
	3,2	0,82	1,01	1,0	0,82	0,64
	10,0	2,02	1,40	1,0	0,70	0,59
12,5	0,5	0,90	0,96	1,0	1,02	1,00
	1,25	0,83	0,96	1,0	0,93	0,81
	3,2	0,64	0,88	1,0	0,90	0,70
	10,0	2,03	1,40	1,0	0,70	0,59
50,0	0,5	0,94	0,98	1,0	1,01	1,00
	1,25	0,84	0,95	1,0	0,95	0,83
	3,2	0,62	0,87	1,0	0,99	0,81
	10,0	2,01	1,40	1,0	0,70	0,58
150	0,5	0,96	0,98	1,0	1,01	1,00
	1,25	0,86	0,96	1,0	0,97	0,87
	3,2	0,66	0,88	1,0	1,03	0,89
	10,0	2,00	1,40	1,0	0,70	0,58

Чтобы определить суммарное ослабление, вызванное дождевыми осадками на определенной трассе распространения, необходимо сделать предположения относительно природы данных осадков и, следовательно, о том, какова интенсивность этих дождевых осадков и как распределены размеры капель в трехмерном пространстве.

Систематическая изменчивость *R* по вертикали, ослабевающая с высотой по сравнению с измеренной ее поверхностью величиной, характерна для *слоистых* [53] дождевых осадков, которые представляют собой непрекращающиеся дожди, имеющие широкийхват территории. Подобные дождевые осадки с широким охватом территории обычно начинаются в результате воздействия относительно крупномасштабного механизма, такого как фронтальная или муссонная обстановка. Вертикальное изменение в виде

$$R = R_0 e^{-dh^2}, \quad (19.19)$$

где *R* — поверхностная интенсивность выпадения осадков, *h* — высота над поверхностью Земли, *d* — постоянная, примерно равная 0,2, может оказаться подходящим представлением при определенных условиях выпадения дождевых осадков [54]. Конвективные осадки, однако, имеют совершенно иную природу. Например, дожди, капли которых испаряются, не долетая до Земли [53], обусловлены множеством облаков ливневого типа в регионах с сухим климатом, и они показывают, что профили конвективных ливневых дождей моделировать намного сложнее.

Ослабление градом. Райд [47] пришел к заключению, что ослабление, вносимое градом, составляет лишь 1% от ослабления, вносимого дождем, и что облака, состоящие из кристаллов льда, не вносят ощутимого ослабления и демонстрируют очень низкое ослабление даже при интенсивностях осадков, превышающих 5 дюймов/час. Однако рассеяние, вызванное ледяными сферами, покрытыми пленкой воды в жидкой фазе, и имеющее другую диэлектрическую постоянную, оказывается иным, чем это следует из работ Райда, в которых рассматриваются сухие частицы [55]. Например, когда ледяная сферическая частица с радиусом 0,2 см при таянии покрывается пленкой воды толщиной в одну десятую радиуса, то рассеяние радиоволн с длиной волны 10 см такой сферы составляет примерно 90% от рассеяния водной каплей такого же размера.

На длинах волн 1 и 3 см при $2a = 0,126$ (a — радиус капли) Керкер, Ланглебен и Ганн [55] обнаружили, что поперечное сечение суммарного ослабления частиц достигает значения, соответствующего всем растаявшим частицам, когда растаяло менее 10% частиц льда. Когда растаявшая масса достигала 10—20%, ослабление было примерно вдвое больше, чем у полностью растаявшей частицы. Эти расчеты показали, что ослабление в таящем льду непосредственно под изотермой 0 °C может быть существенно выше, чем в области снега, находящейся немного выше, и при тех же обстоятельствах выше, чем у дождя ниже уровня таяния. Дальнейшее таяние не может, очевидно, привести к дальнейшему повышению, а может привести лишь к снижению отражательной способности частиц за счет придания им сферичности или за счет деления частиц. Таяние частиц льда производит усиление обратного рассеяния, и этот эффект дает повышение наблюдаемой надземной яркой полосы [53] вблизи изотермы 0 °C.

Лермитт [25] обсуждает ослабление градом для более коротких длин волн РЛС, когда резонансная область (Ми) рассеяния является преобладающим механизмом рассеяния. Используя принятые распределение по размерам для случая сухого града, он утверждает, что в частотном диапазоне 3—150 ГГц коэффициенты ослабления пренебрежимо малы при более низких частотах и асимптотически растут до 3 дБ/км на частотах выше 100 ГГц.

Ослабление туманом. Характерной особенностью тумана является снижение видимости. *Видимость* [53] определяется как «максимальное расстояние в заданном направлении, при котором все еще можно видеть и идентифицировать невооруженным глазом 1) в дневное время выступающий черный предмет на фоне неба на горизонте и 2) в ночное время известный, предпочтительно несфокусированный источник света умеренной интенсивности». Хотя видимость зависит от размера капель и их числа, а не целиком от содержания воды в жидкой фазе, на практике она является приближением содержания воды в жидкой фазе и, следовательно, может использоваться для оценки ослабления радиоволн [56].

На основе работы Райда, Сакстон и Хопкинс [57] в табл. 19.5 приведены величины ослабления, вносимого туманом или облаками при температуре 0 °C. Ослабление меняется в зависимости от температуры, поскольку диэлектрическая проницаемость воды является функцией температуры; поэтому при 15 °C и 25 °C показатели в табл. 19.5 следует умножить на коэффициенты 0,6 и 0,4 соответственно. Следует заметить, что ослабление, вносимое облаком или туманом на волне 3,2 см, на порядок больше, чем на 10 см, и что, в свою очередь, данное ослабление на волне 1,25 см примерно на порядок больше, чем на волне 3,2 см.

Таблица 19.5. Ослабление, вносимое облаками или туманом при температуре 0 °C [57]

Ослабление, дБ/км			
Видимость, м	$\lambda = 1,25$ см	$\lambda = 3,2$ см	$\lambda = 10$ см
30	1,25	0,20	0,02
90	0,25	0,04	0,004
300	0,045	0,007	0,001

Неоднозначность определения дальности и скорости. Метеорологические РЛС в качестве зондирующих сигналов используют последовательности радиоимпульсов для измерения отражательной способности метеообъектов и спектральных характеристик отраженных от них сигналов. Поскольку частота повторения импульсов обычно определяет диапазон однозначного измерения доплеровского смещения частоты, то при постоянной частоте следования импульсов РЛС однозначное доплеровское смещение частоты (частота Найквиста) находится в диапазоне, определяемом выражением

$$F_{Nyq} = \pm \text{ЧПИ}/2, \quad (19.20)$$

где ЧПИ — частота повторения импульсов. Одновременно с этим однозначный диапазон измеряемой дальности задается выражением

$$R_a = \frac{c}{2 \cdot \text{ЧПИ}}, \quad (19.21)$$

а произведение $F_{Nyq} \cdot R_a$ представимо в простом виде

$$F_{Nyq} \cdot R_a = \frac{c}{4}. \quad (19.22)$$

Поскольку доплеровский сдвиг частоты f и радиальная скорость цели v связаны однозначной линейной зависимостью, то однозначная скорость связана с частотой Найквиста соотношением

$$V_a = \frac{\lambda}{2} F_{Nyq}. \quad (19.23)$$

Отсюда следует, что произведение измеряемых однозначных скорости и дальности определяется выражением

$$V_a R_a = \frac{\lambda c}{8}. \quad (19.24)$$

Для РЛС при постоянной частоте повторения импульсов это произведение можно сделать максимально большим за счет увеличения длины волны λ зондирующих колебаний. Таким образом, за счет использования больших длин волн зондирующих колебаний можно оптимизировать частоту следования зондирующих радиоимпульсов путем поиска компромисса между однозначным определением как дальности, так и скорости. Для типовых РЛС 10-см диапазона длин волн, которые широко используются при проведении измерений для оценки параметров осадков, при фиксированной частоте повторения и соответствующем выборе ширины ДНА РЛС, размера антенн, величины ослабления такой компромисс может быть достигнут.

Мешающие отражения от земной поверхности. Во многих случаях использования метеорологических РЛС требуется обнаружение сигналов, отраженных от метеообразований, при наличии отражений от земной поверхности. Например, большой интерес в сельскохозяйственной и гидрологической сферах, а также для широкого круга людей представляет информация о сфере применения РЛС, для которых отражения от земной поверхности являются значимыми, связанными с определением градиента скорости ветра нижнего слоя атмосферы в аэропортах и измерением параметров осадков вблизи Земли в гористой местности с помощью наземных РЛС в целях предупреждения о возможности ливневых паводков. Совокупность метеорологических РЛС следующего поколения и доплеровских РЛС, предназначенных для наблюдения за погодой в аэропортах (АДМР), разработана с учетом подавления помех, отраженных от поверхности Земли, превышающих 40 дБ [7, 58].

Хотя помехи, вызванные отражением от поверхности Земли, исключить полностью невозможно, их влияние можно уменьшить за счет продуманного проектирования. В первую очередь следует предусмотреть antennu с низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности, особенно по углу места, что позволит подавить отраженные от Земли сигналы, приходящие с направлений боковых лепестков, в случае когда главный лепесток диаграммы направленности антенны находится слегка над горизонтом. Второй подход основан на использовании более коротких длин волн. Более короткие длины волн позволяют повысить отношение мощности полезного сигнала к помехам благодаря тому, что мощность

рэлеевского рассеяния радиолокационного сигнала обратно пропорциональна λ^4 , тогда как помехи, вызванные отражением от поверхности Земли, имеют лишь слабую зависимость от длины волны. Если предположить, что сигнал помех, вызванных отражением от поверхности Земли, не зависит от длины волны, а ширина диаграммы направленности антенны фиксированна, то можно показать, что отношение мощности сигнала, отраженного от метеообъекта, к мощности сигнала помех обратно пропорционально λ^2 .

Метеорологические РЛС обычно используют технологию цифровой обработки сигналов, позволяющую использовать фильтры помех, которые подавляют практически до нуля отраженные сигналы от Земли и расположенных на ней предметов за счет селекции скорости их движения [59]. Эти фильтры могут использоваться для фильтрации помех как во временной области, опираясь на I- и Q-видеосигналы РЛС (данную обработку иногда называют *подавлением с помощью линии задержек*, поскольку данные элементы использовались при реализации ранних вариантов фильтров подавления помеховых сигналов от Земли, имеющих нулевую радиальную скорость), так и в частотной области путем анализа спектра мощности принимаемого сигнала (цифровой «набор фильтров») для достижения тех же целей [32]. Фильтры, выполняющие обработку во временной области, для метеорологических РЛС с механическим сканированием обычно имеют бесконечную импульсную характеристику (БИХ) и узкую, но настраиваемую полосу для выделения целей с радиальной скоростью вплоть до нескольких м/с и очень крутой областью перехода [60]. Даные фильтры обеспечивают уровень подавления в 40–60 дБ. Фильтры, выполняющие обработку во временной области, обеспечивают частотную режекцию составляющих с нулевой скоростью (на частоте повторения импульсов), но в то же время будут подавлять полезные отраженные сигналы от метеообъектов, радиальные скорости которых близки к нулевым значениям, и смещать все оценки характеристик отражательной способности, скорости и ширины спектра.

С другой стороны, фильтрация помех в спектральной области, основанная на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), позволяет подавить частотные составляющие помех, находящиеся вблизи нуля в частотной области, и использовать оставшиеся спектральные компоненты данной области для анализа основной спектральной информации принятого сигнала (полезного сигнала или шума). Альтернативная методика, основанная на обработке в частотной области для РЛС следующего поколения, позволяет раздельно проводить анализ как помеховых сигналов, так и сигналов, отраженных от метеообъектов и имеющих гауссову форму спектра [61], а также разделять спектральные составляющие полезного сигнала и помех, используя алгоритмы цифрового поиска, с последующим удалением компонент помеховых сигналов в целях получения несмещенной оценки спектральных компонент полезного сигнала.

Типовые конструкции метеорологических РЛС. Не существует универсальной конструкции метеорологических РЛС, которая могла бы служить любым предназначениям. Бортовые метеорологические РЛС ограничены размером и весом. Наземные РЛС могут быть ограничены по стоимости и соображениям по их размещению. РЛС, предназначенные для предупреждения сильных бурь, требуют большой дальности действия и однозначности измерения скорости и, кроме этого, должны при зондировании обеспечить проникновение через зоны с очень сильными дождями, что диктует выбор в пользу длинных волн. РЛС, предназначенные для исследований облаков, не дающих осадков, обычно используют коротковолновый диапазон [62, 63] (8 мм и 3 мм), обеспечивающий достаточную чувствительность при обнаружении мелких частиц порядка 10–100 мкм, входящих в облака при достаточно небольшом разрешении. Чувствительные радиолокационные станции ближнего действия с непрерывным режимом излучения [64] и частотно-модулированными зондирующими сигналами, имеющими высокие средние мощности, обладают достаточной разрешающей способностью по дальности для обнаружения очень тонких рассеивающих слоев в пограничном безоблачном слое атмосферы.

Большинство метеорологических РЛС являются импульсными, позволяющими проводить измерение доплеровских смещений частот отраженных сигналов. Наземные РЛС, используемые для исследования и предупреждения о приближении сильных бурь, обычно используют передатчики, работающие в частотном диапазоне S (~3 ГГц) или C (~5,5 ГГц). Бортовые РЛС прогнозирования неблагоприятных

погодных условий и оценки интенсивности выпадения осадков в основном используют частотный диапазон X (~10 ГГц), что обусловлено ограничениями, накладываемыми на массо-габаритные характеристики радиолокатора и его антенной системы, а также минимизацией потерь при распространении радиоволн в атмосфере. Бортовые и наземные РЛС обнаружения облачности и космические РЛС используют миллиметровые длины волн, соответствующие диапазонам K_u (~15 ГГц), K_a (~35 ГГц) и W (~94 ГГц).

Для РЛС большой дальности действия обычно используют антенны с шириной диаграммы направленности $<1^\circ$. Общепринято, хотя это и несколько условно, что выбор величины 1° основывается на опыте нескольких десятилетий. Луч с шириной диаграммы направленности в 1° обеспечивает линейное угловое разрешение в 1 км на дальности в 60 км. Поскольку грозы содержат важные пространственные особенности, такие как столбы выпадения сильных осадков и шлейфы восходящих потоков, линейные размеры которых порядка 1–5 км, то луч антенны с шириной диаграммы направленности в 1° оказывается сравнительно хорошо подобран для наблюдения данных атмосферных явлений на дальностях до нескольких сотен километров. Бортовые метеорологические РЛС со значительно меньшей дальностью действия часто используют апертуру шириной в $2\text{--}3^\circ$ (ввиду компромисса между требованиями, предъявляемыми к длине волны, и ограничениями, накладываемыми на ширину диаграммы направленности антенны), тогда как РЛС космического базирования для обеспечения необходимого линейного разрешения на больших дальностях (250–500 км) должны использовать луч с шириной диаграммы направленности в доли градуса.

Штатные метеорологические РЛС могут работать с короткими и длинными зондирующими импульсами, длительность которых лежит в пределах от 0,5 мкс до 6 мкс, при частоте повторений импульсов в интервале 300–3000 Гц, что обеспечивает большую дальность действия РЛС, необходимую для наблюдения за осадками. За счет выбора длительности импульсов достигается высокое разрешение (обычно на малых дальностях), тогда как для обнаружения на больших дальностях требуются более длинные импульсы, которые обеспечивают повышение чувствительности и возможность выравнивания разрешения как вдоль, так и поперек луча. Более коротковолновые РЛС в диапазонах K_u , K_a и W для достижения высокого разрешения по дальности обычно используют длительность импульса менее 1 мкс и частоту повторения импульсов в интервале от 3000 до 10 000 Гц для измерений параметров облачности на малых дальностях, величины которых ограничиваются ослаблением энергии радиоволн на данных длинах волн. РЛС космического базирования также используют более высокие частоты повторения импульсов, но при этом работают с пачками импульсов, которые формируются при зондировании атмосферных областей, находящихся значительно ниже орбитальных высот.

Уравнение (19.12) показывает, что мощность принимаемого сигнала прямо пропорциональна длительности импульса τ . Мощность шума P_n обычно задается выражением

$$P_n = kTB, \quad (19.25)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/(Гц · К); T — шумовая температура приемника, К; B — ширина полосы шумов приемника, Гц.

Для фильтра приемника, согласованного с длительностью импульса,

$$B \approx \frac{1}{\tau}. \quad (19.26)$$

Иногда метеорологические РЛС используют короткие импульсы при высокой частоте их следования для обработки доплеровских смещений частот сигналов на малых дальностях и более длинные импульсы с низкой частотой следования в целях повышения чувствительности при проведении наблюдений за атмосферой на больших дальностях. Поскольку излучаемую пиковую мощность обычно считают фиксированной, то излучаемая средняя мощность будет расти линейно с ростом τ . Кроме того, полоса пропускания согласованного фильтра и связанная с ней мощность шума уменьшаются обратно пропорционально росту τ . Если рассмотреть разрешимый радиолокационный объем, заполненный распределенными атмосферными отражателями, то тогда с увеличением длительности τ возрастает и эф-

фективная площадь отражения атмосферных целей (согласно уравнениям (19.9) и (19.12)) и, следовательно, повышается отношение мощности принимаемого сигнала к мощности шума, которое оказывается пропорционально τ^2 :

$$\frac{P_r}{P_n} \propto \frac{\tau}{kTB} \approx \frac{\tau^2}{kT}. \quad (19.27)$$

Таким образом, при данных условиях увеличение длительности импульса приведет к повышению отношения сигнал/шум и дальности действия РЛС. Важно отметить, что квадратичная зависимость отношения сигнал/шум от τ , возникающая при наблюдении распределенной радиолокационной цели, не имеет места в случае наблюдения точечной цели, когда отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра равно отношению энергии импульса к спектральной плотности шума ($2E/N_0 = 2P_r\tau/N_0$) и, таким образом, от τ зависит линейным образом. Квадратичная зависимость возникает в связи с тем, что отраженный сигнал при облучении объемно-распределенных метеообъектов формируется за счет отражений от всех отражателей (а не от отдельного точечного отражателя), находящихся в одновременно отражающем объеме, протяженность которого вдоль радиальной дальности равна $c\tau/2$. В результате при увеличении τ возрастает и эффективная площадь отражения метеообъектов.

Частота повторения импульсов метеорологических РЛС составляет от нескольких сот s^{-1} при зондировании объектов на больших дальностях до нескольких тысяч s^{-1} в случае зондирования объектов на малых дальностях, что объясняется стремлением обеспечить однозначность измерения радиальных скоростей наблюдаемых объектов. Вообще большинство доплеровских метеорологических РЛС работают в режиме излучения с неизменной частотой повторения импульсов, что отвечает компромиссу между способностью РЛС однозначно измерять дальность или скорость. Однако при излучении последовательности зондирующих импульсов может использоваться режим «двойной (вобулированной) частоты повторения». При его использовании частота повторения зондирующих сигналов меняется: первоначально излучаются импульсы с постоянной частотой следования, а затем используется режим «двойного (вобулированного) периода повторения импульсов» для однозначного измерения одновременно дальности и скорости [65]. Другой подход предполагает использовать зондирующие последовательности импульсов со случайно [66] или детерминированно [67] меняющимися фазами от импульса к импульсу, что позволяет разделять полезные сигналы и сигналы, отраженные от поверхности Земли. Подход, в котором используют зондирующие импульсы с несколькими значениями периода повторения, заслуживает отдельного рассмотрения, но он не предназначен для широкого применения [68]. Неоднозначность по дальности не может быть полностью разрешена, но ее влияние на результаты измерений, благодаря применению этих подходов, может быть существенно уменьшено.

Описание деталей конструкции метеорологических РЛС общего типа выходит за рамки этой главы. Райнхарт [26] приводит подробную таблицу тактико-технических характеристик метеорологических РЛС. Однако будет полезно рассмотреть здесь некоторые основные характеристики РЛС Nexrad WSR-88D, которые дают представление о тактико-технических характеристиках современных штатных метеорологических РЛС. Табл. 19.6 содержит некоторые основные тактико-технические характеристики РЛС Nexrad.

На рис. 19.2 показано типовое конструктивное исполнение РЛС Nexrad, расположенного в г. Мизула, штат Монтана. Антенна установлена на башне для уменьшения отражений от расположенных на местности предметов, таких как здания и деревья. Основное радиоэлектронное оборудование помещено в одном контейнере, а резервный генератор — в другом. На рис. 19.3 приведен пример зондирования зоны грозовых облаков в районе Фредерика, штат Оклахома, результаты зондирования представлены в виде изображения распределения интенсивности отражательной способности метеообъектов, на котором видны линии интенсивных гроз и сопутствующих дождевых осадков, проходящих через сектор обзора. Методы обработки, используемые при наблюдении различных погодных условий и их результатов, будут описаны в этой главе позже.

Таблица 19.6. Основные тактико-технические характеристики РЛС Nexrad [69]

Излучаемая пиковая/средняя мощность (клистрона)	750 кВт / 1500 Вт
Длительность импульса	225, 675 м (1,57, 4,50 мкс)
Поляризация	Линейная горизонтальная
Длина волны	10,6 см
Шумовая температура приемника	450 К
Динамический диапазон	95 дБ
Коэффициент усиления антенны	45,5 дБ
Ширина ДНА	0,95°
Уровни боковых лепестков	< -27 дБ
Максимальная дальность (по отражательной способности целей)	460 км
Максимальная дальность (при измерении скорости цели)	230 км
Однозначная скорость	±50 м/с
Подавление сигналов, отраженных от поверхности (максимальное)	55 дБ
Чувствительность системы	-7,5 дБ на 50 км
Скорость вращения антенны	10—30 град/с



Рис. 19.2. РЛС Nexrad WSR-88D в г. Мизула, штат Монтана, установленная на 15-метровой башне, с двумя контейнерами для оборудования: один с приемником, передатчиком, процессором и оборудованием связи, а другой с резервным генератором (*фотография любезно предоставлена NOAA/NWS*)

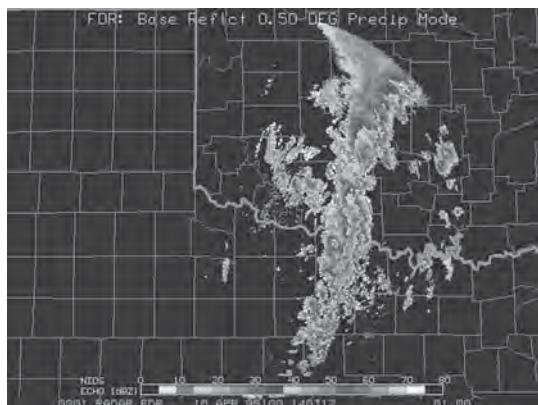


Рис. 19.3. Данные на 10 апреля 1995 г. по отражательной способности метеообъектов при зондировании их РЛС NEXRAD, установленной во Фредерике, штат Оклахома, показывающие линию интенсивных конвективных ячеек и окружающих их осадков (фотография любезно предоставлена NOAA/NWS)

На рис. 19.4 показана доплеровская РЛС исследовательского типа с двойной поляризацией [70], функционирующая в диапазонах S (10 см) и K_a (0,8 см) и используемая Национальным центром атмосферных исследований (NCAR — National Center for Atmospheric Research). Эта система дает возможность проводить одновременные измерения коэффициента отражения на двух длинах волн, доплеровский сдвиг на длине волн в диапазоне S и поляриметрические измерения на обеих используемых длинах волн. Ее технические характеристики аналогичны техническим характеристикам РЛС NEXRAD. ДНА имеет ширину примерно в 1°, а зеркало антенны диапазона S имеет вид большой тарелки диаметром 8,7 м. Излучаемая пиковая мощность составляет 1 МВт в диапазоне S и 50 кВт в диапазоне K_a. Длительность зондирующих импульсов составляет приблизительно 1 мкс. Частота их следования — примерно 1000 с⁻¹ в диапазоне S и в несколько раз



Рис. 19.4. Многопараметрическая исследовательская РЛС, работающая в диапазонах S и K_a и использующая для калибровки положение Солнца, в Национальном центре атмосферных исследований, Боулдер, штат Колорадо (фотография любезно предоставлена университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, штат Колорадо)

больше в диапазоне K_a . Данная РЛС является типичной для используемых в настоящее время технологий в научном сообществе.

Поляриметрические РЛС. Метеорологические РЛС, использующие двойную поляризацию, излучают и принимают сигналы с горизонтальной и вертикальной поляризацией для оценки дополнительных характеристик метеорологических целей [13, 14, 24]. Методика излучения сигналов на двух взаимно ортогональных поляризациях одновременно или по отдельности, в заранее установленной последовательности с использованием сдвоенных параллельных цифровых приемников (по одному на поляризационный канал) дает возможность проводить оценку различия между двумя отраженными сигналами от одного и того же метеообъекта, но полученных на различных поляризациях. В этом случае можно точнее извлекать информацию о значениях интенсивности осадков (а также другую физическую информацию по типам осадков) в зависимости от поляриметрических измерений, которые обусловлены различием отраженных сигналов, полученных при горизонтальной и вертикальной поляризациях. Наиболее распространенными поляриметрическими параметрами являются дифференциальная отражательная способность ($Z_{\text{дос}}$) и дифференциальная фаза (Φ_f), которые дают возможность оценить объемное рассеяние и характеристики распространения метеорологических целей. Приведенные ниже E_h и E_v обозначают напряженности принятых комплексных сигналов, которые также содержат информацию об электрических полях с горизонтальной и вертикальной поляризацией и о важных поляриметрических параметрах, которые предстоит оценить [11]:

$$\text{дифференциальная отражательная способность } Z_{\text{dr}} = \langle Z_h \rangle / \langle Z_v \rangle, \quad (19.28)$$

$$\text{дифференциальная фаза } \Phi_{\text{dp}} = \langle \Phi_v \rangle - \langle \Phi_h \rangle, \quad (19.29)$$

$$\text{удельная дифференциальная фаза } K_{\text{dp}} = d \langle \Phi_{\text{dp}} \rangle / dr, \quad (19.30)$$

Коэффициент корреляции сигналов с различной поляризацией при ДНА в плоскости основной поляризации (сополярной):

$$\rho_{hv} = | \langle E_h^* E_v \rangle | / | \langle E_h^* E_h \rangle |^{1/2} | \langle E_v^* E_v \rangle |^{1/2}, \quad (19.31)$$

$$\text{Коэффициент линейной деполяризации (КЛД)} = \langle Z_{\text{cx } v} \rangle / \langle Z_{\text{co } h} \rangle, \quad (19.32)$$

где Z_h и Z_v — измеренные величины отражательных способностей при зондировании сигналами с горизонтальной и вертикальной поляризацией метеообъектов, находящихся в луче ДНА, выражаемые в дБ; Φ_h и Φ_v — измеренные значения принятых сигналов с соответствующей поляризацией; K_{dp} — слаженная соответствующим образом производная по дальности от измеренной дифференциальной фазы Φ_A , которая обычно выражается в град/км; ρ_{hv} — коэффициент сополярной корреляции между E_h и E_v в предположении, что фазовые измерения совпадают по времени, которое соответствует случаю одновременного излучения и приема сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями; КЛД — отношение величины множителя ($Z_{\text{cx } v}$) отражения при зондировании сигналом с вертикальной поляризацией к множителю отражения ($Z_{\text{co } h}$) при зондировании сигналом с горизонтальной поляризацией. Поскольку поляриметрические измерения добавляют новые сведения к радиолокационной информации, полученной при однополяризационном зондировании, и поскольку эти измерения связаны с физическими характеристиками рассеивающих метеообъектов, то соответствующее сочетание этих данных дает возможность наиболее полно представлять тип осадков (дождь, снег, частицы льда, мокрый снег, град и т.д.) [16, 71], а также проводить классификацию наблюдаемых объектов по отраженным сигналам, воспринимаемым РЛС (осадки, отражение от поверхности Земли или от морских волн, птицы и насекомые, дипольные противолокационные отражатели и т.д.) [72].

Калибровка РЛС. Для эффективного применения РЛС при точной оценке осадков должно быть известно преобразование измеренного коэффициента отражения в мощность принятого отраженного сигнала. Коэффициенты передачи или константы преобразования различных компонент РЛС могут быть измерены с помощью оборудования, предназначенного для технических испытаний, ТУ производителя и эксплуатационных измерений. Калибровка метеорологических РЛС обычно предполагает точное определение радиолокационной постоянной, входящей в уравнение

радиолокации, и получение точной оценки принимаемой мощности по измерениям радиолокационной системы. Эта процедура также включает в себя такие операции, как выяснение пространственного положения рассеивающего объема в трехмерной системе координат путем определения углового направления главного луча антенны и точного определения дальности до объекта.

Для этих целей могут быть использованы металлические шары, уголковые отражатели и прочие мишени с известной эффективной площадью [26, 73]. Эффективной является методика «калибровки по солнцу», когда положение солнца используют для оценки углов установки антенны, а поток солнечного излучения — для определения коэффициента усиления антенны [74, 75]. Наряду с прочими измерениями параметров РЛС можно легко определить радиолокационную постоянную. Путем излучения испытательных сигналов известной мощности можно определить передаточную характеристику радиолокационного приемника. Для поляриметрических РЛС требуются дополнительные калибровочные измерения [76]. Было показано, что путем измерения мощности сигнала в ортогональных плоскостях поляризации дополнительно к солнечному потоку можно оценить точную калибровку дифференциальных каналов [77]. Американское метеорологическое общество провело весьма успешный симпозиум, посвященный калибровке метеорологических РЛС [78], документально представив все аспекты калибровки метеорологических РЛС.

19.4. Обработка сигналов

Для определения различных метеорологических параметров, необходимых для прогнозирования, предупреждения об опасностях и прочей оперативной деятельности, необходимо первоначально оценить три момента, опираясь на спектральный анализ принятого сигнала, мощность, среднюю радиальную скорость и протяженность спектра доплеровских частот или диапазон однозначности измерения скорости. Килер и Пассарели [79] проанализировали стандартные методики оценки и погрешности, возникающие при спектральных оценках отмеченных параметров. Данные спектральные параметры с максимально возможным разрешением по частоте должны определяться для каждого элемента РЛС по дальности и затем преобразовываться в значимую метеорологическую информацию. Природа объемно-распределенной метеорологической цели, которая будет обсуждаться ниже, накладывает некоторые специфические ограничения на методику обработки сигналов для оценки спектральных параметров, которые обычно не учитываются при наблюдении стабильных нефлуктуирующих целей.

Можно показать, что принятые от метеорологических целей сигналы хорошо могут быть описаны с помощью узкополосного гауссовского процесса [23]. Это является прямым следствием того, что 1) число рассеивающих объектов в одновременно отражающем импульсном объеме достаточно большое ($>10^6$); 2) протяженность вдоль радиальной дальности импульсного объема больше, чем длина волны измеряемых колебаний; 3) одновременно отражающий объем содержит множество точечных элементарных рассеивающих объектов, что приводит к появлению случайных фаз отраженных сигналов в диапазоне от 0 до 2π , которые должны быть просуммированы и учтены; 4) благодаря турбулентции частицы находятся в относительном движении, происходит смещение их друг относительно друга за счет ветра и изменения скорости падения.

Сложение рассеянных электрических полей от большого числа частиц (каждое со своей амплитудой и случайной фазой) порождает, согласно центральной предельной теореме, сигнал, зависящий от двух переменных, который может быть описан двумерной гауссовой плотностью вероятностей. Таким образом, амплитуда флукутирующего отраженного сигнала от метеообъекта имеет рэлеевское распределение, а фаза его равномерно распределена в интервале $0-2\pi$. Кроме того, его интенсивность (мощность) имеет экспоненциальное распределение [80, 81]. Поскольку все частицы внутри объема зондирования перемещаются с некоторой средней радиальной скоростью, то средняя частота доплеровского спектра отраженного сигнала будет смещена относительно частоты зондирующих колебаний. И, наконец,

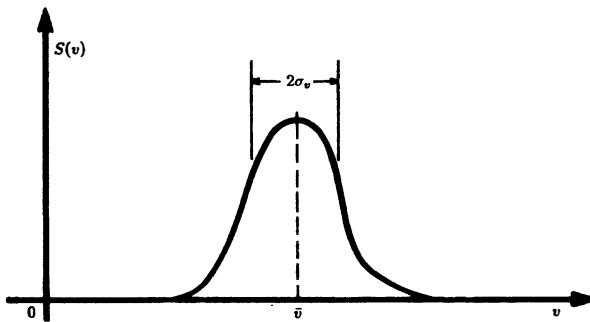


Рис. 19.5. Гауссова модель усредненного спектра мощности доплеровских флюктуаций частот принимаемого сигнала. Три компоненты (мощность принимаемого сигнала, радиальная скорость и ширина спектра) могут быть оценены из данного спектра и напрямую связаны с представляющими интерес характеристиками метеообъектов

поскольку частицы в объеме двигаются друг относительно друга, то будет еще наблюдаваться и расширение спектра доплеровских частот, которое определяет его ширину. Зрнич описывает простой метод синхронизации цифровых метеорологических сигналов РЛС по данным параметризованного доплеровского спектра, характеризующего определенный импульсный объем [82]. Довиак и Зрнич [23], а также Бринги и Чандрасекар [24] дают подробные выводы об этих соотношениях, тогда как Килер и Пассарелли [79] подытоживают описание характеристик объемно-распределенной цели и связывают их с репрезентативными наборами выборочных данных метеорологических РЛС и прочих систем зондирования атмосферы.

Оценка спектрального момента. Простая гауссова модель усредненного спектра мощности принятого сигнала метеорологического РЛС [82] приведена на рис. 19.5 и может быть интерпретирована следующим образом. Мощность принимаемого сигнала определяется площадью под кривой (нулевой момент) и описывается выражением

$$P_r = \int S(f) df = \int S(v) dv, \quad (19.33)$$

где f и v связаны между собой соотношением $f = (2/\lambda)v$.

Средняя скорость \bar{v} задается первым моментом спектра

$$\bar{v} = \frac{\int v S(v) dv}{\int S(v) dv}. \quad (19.34)$$

Ширина спектра (среднеквадратическое значение скорости) σ_v получается при извлечении квадратного корня из второго момента:

$$\sigma_v^2 = \frac{\int (v - \bar{v})^2 S(v) dv}{\int S(v) dv}. \quad (19.35)$$

Радиометеорологи иногда называют σ_v^2 дисперсией спектра из-за совпадения приведенного выражения для ее вычисления с дисперсией непрерывно распределенной случайной величины. Короче говоря, $S(v)$ является аналогом функции плотности вероятностей для величины v , поскольку она фактически является приведенным к отражательной способности распределением скоростей частиц внутри отражающего объема. Термин «ширина спектра» будет использоваться применительно к величине σ_v . Поэтому становится понятно, что спектр доплеровских частот отраженного сигнала содержит информацию, необходимую для измерения важных по отношению к метеорологии параметров метеообъектов. Эти первые три момента обычно называют *базовыми данными* и часто помечают Z , V и W с подходящими преобразованиями и единицами измерений.

В самом общем случае преобразование сигнала по фазе на 90° используется для получения действительной и мнимой части комплексного сигнала. Квадратурные составляющие сигнала обычно оцифровываются в каждом канале по дальности, число которых обычно велико (≈ 1000) на частоте повторения импульсов РЛС. Затем результирующие сложные временные выборки в каждом канале могут быть обработаны с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) для получения оценки спектра доплеровских флуктуаций частот [83], по которой затем можно оценить мощность отраженного сигнала, среднюю скорость и ширину спектра.

Эффективная методика оценки описанных выше компонент была первоначально описана Раммлером [84] и повторно представлена Довиаком и Зрничем [23]. Эта методика оценки использует тот факт, что комплексная функция автокорреляции принятого сигнала в общем виде может быть записана как

$$R(nT) = P_n \rho(nT) \exp\left[j \frac{4\pi\bar{v}}{\lambda} nT\right], \quad (19.36)$$

где $\rho(nT)$ — коэффициент корреляции временных отсчетов, а nT — дискретное время, P_n — средняя мощность случайных компонент.

Можно показать, что средняя скорость \bar{v} является функцией от $R(T)$

$$\bar{v} = \frac{\lambda}{4\pi T} \arg[R(T)]. \quad (19.37)$$

Было показано [85], что

$$\sigma_{\bar{v}}^2 \approx \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T^2} \left[1 - \frac{R(T)}{R(0) - P_n} \right]. \quad (19.38)$$

Данный метод в прошлом нашел широкое применение при оценке средней частоты с помощью доплеровских метеорологических РЛС. Если спектр доплеровских частот симметричный, то получаемые оценки при наличии шумов будут несмещеными. Самое большое его преимущество, однако, состоит в простоте вычислений. Для импульсной РЛС с периодом повторения импульсов T функция $R(T)$ вычисляется по отсчетам составляющих сигнала с помощью простого выражения [86]

$$R(T) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_{k+1} s_k^*, \quad (19.39)$$

где s_k — отсчеты синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих принимаемого сигнала, взятые с частотой повторения импульсов РЛС, которая соответствует заданной дальности (Q); s_k^* — комплексно-сопряженные величины по отношению s_k . Очевидно, что данному алгоритму требуется N комплексных операций умножения для временных отсчетов N , тогда как быстрому преобразованию Фурье — $N \cdot \log_2 N$. Это так называемый *алгоритм спаренных выборок*, поэтому он эффективен при получении оценки спектрального момента. Однако его следует применять только тогда, когда есть уверенность, что имеется чистый отраженный сигнал от метеообъекта, наблюдаемый на фоне белого шума; в противном случае дополнительные спектральные компоненты или небелый шум приведут к смешанным спектральным оценкам.

Для многих штатных РЛС прошлых моделей метод спаренных выборок является основным из тех, которым отдавали предпочтение. Однако для многих исследовательских задач он остается актуальным и сейчас, позволяя контролировать качество получаемых данных и обеспечивая формирование полного спектра доплеровских частот принимаемого сигнала, а также обеспечивать удаление ложных отраженных сигналов при определении отмеченных ранее моментов спектральных составляющих, соответствующих представляющим интерес метеорологическим данным [79–87]. Специалисты, занимающиеся построением распределений скорости ветра по высотам на основании данных РЛС, широко использовали обработку спектров для отбраковки ложных сигналов и повышения чувствительности [88]. Одной из важных задач является оценка уровня собственных шумов, которую необходимо учитывать при оценке спектральных моментов. Широко используются два подхода [89, 90]. Постоянное улучшение программируемых интегральных

схем, обрабатывающих цифровые сигналы, и рост быстродействия компьютеров дают возможность радиометеорологам внедрять различные методы спектральной обработки, которые значительно улучшают качество получаемых данных по сравнению с алгоритмом обработки простой пары выборок. Кроме того, на сегодня стали реально осуществимы устройства и методы обработки, которые позволяют РЛС адаптироваться к изменчивой реально существующей окружающей обстановке. Гибкое программирование устройств обработки цифровых сигналов позволяет адаптировать характеристики устройств обработки к решаемым прикладным задачам в реально складывающихся условиях, в том числе при изменении углового положения главного луча ДНА и от одного элемента разрешения к другому.

Точность измерений. Поскольку получаемые сигналы являются выборочными функциями случайных гауссовых процессов, спектр доплеровских частот и его моменты не могут быть измерены точно в любой конечный промежуток времени. Следовательно, все измерения будут в какой-то степени неточными, среднеквадратическая ошибка получаемых оценок зависит от свойств атмосферы, длины волны РЛС и времени, в течение которого проводятся измерения.

Теоретическую разработку статистических методов для параметров оценки сигналов можно найти у Дененберга, Серрафина и Пича [91] (метод быстрого преобразования Фурье). Довиак и Зринич [23] достаточно полно охватили эту проблему, тогда как Килер и Пассарелли [79] предоставили хороший обзор всех методик оценки и соответствующих выражений для ошибок измерений. Далее приводятся некоторые полезные выражения для среднеквадратических ошибок оценок средней мощности сигнала и скорости.

Оценка мощности. Хорошо известно [80], что после прохождения гауссовского случайного процесса через квадратичный детектор плотность вероятности мощности выходного процесса P_r , описывается экспоненциальным законом с дисперсией P_r^2 . Вариации мощности обусловлены самим процессом, а не только связаны с шумами измерений. При времени измерения (наблюдения) T_0 , с, и при ширине полосы пропускания сигнала σ_f , Гц, будет приблизительно $\sigma_f T_0$ независимых выборок квадрата огибающей сигнала. Из этого следует, что для случая большого отношения сигнал/шум оценка средней мощности выходного процесса будет иметь дисперсию или среднеквадратическую ошибку измерения вида

$$\text{var}(\hat{P}_r) \approx \frac{P_r^2}{\sigma_f T_0}. \quad (19.40)$$

Подставляя вместо σ_f выражение, ее определяющее, $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$, где σ_v — ширина спектра доплеровских смещений частот, уравнение (19.40) можно привести к виду

$$\text{var}(\hat{P}_r) \approx \frac{\lambda P_r^2}{2\sigma_v T_0}. \quad (19.41)$$

Это выражение действительно для случая большого отношения сигнала к шуму.

Оценка скорости. Дисперсия оценки средней частоты спектра доплеровских смещений частот представляет собой

$$\text{var}(\hat{f}) \approx \frac{1}{P_r^2 T_0} \int f^2 S^2(f + \bar{f}) df. \quad (19.42)$$

Этот интересный результат показывает, что дисперсия оценки \hat{f} зависит только от формы спектра доплеровских частот (в первую очередь от ширины этого спектра) и от времени накопления принимаемого сигнала T_0 . Если спектр можно в точности описать в виде гауссовой кривой с дисперсией σ_f^2 , то уравнение (19.42) преобразуется к виду

$$\text{var}(\hat{f}) \approx \frac{\sigma_f}{4\sqrt{\pi} T_0}. \quad (19.43)$$

С учетом того, что $\text{var}(\hat{v}) = (\lambda/2)^2 \text{var}(\hat{f})$, мы можем записать

$$\text{var}(\hat{v}) = \frac{\lambda \sigma_v}{8\sqrt{\pi} T_0}. \quad (19.44)$$

При умножении числителя и знаменателя на σ_v уравнение (19.44) приобретает вид

$$\text{var}(\hat{v}) = \frac{\lambda \sigma_v^2}{8\sqrt{\pi}\sigma_v T_0} = \frac{\sigma_v^2}{4\sqrt{\pi}\sigma_v T_0}. \quad (19.45)$$

Таким образом, видно, что дисперсия оценки средней скорости \hat{v} прямо пропорциональна дисперсии спектра доплеровских частот и обратно пропорциональна числу суммируемых выборок $\sigma_f T_0$. Заметим также, что $\text{var}(\hat{v})$ пропорциональна λ , откуда следует, что для одного и того же времени обработки T_0 и одной и той же величины σ_v дисперсия оценки может быть уменьшена за счет уменьшения длины волны, что увеличивает число накапливаемых выборок.

Уравнения (19.42)–(19.45) применимы для случаев большого отношения сигнал/шум. Неточность в оценках спектральных моментов является следствием ограниченного времени наблюдения случайного процесса с узкой полосой частот, характеризующей отраженный сигнал от метеообъекта. Любой шум в измерениях приводит к снижению точности. Зрнич [85] приводит более общее выражение дисперсии оценки средней частоты f в виде

$$\text{var}(\hat{f}) = \frac{1}{8\pi^2 T_0 \rho^2(T) T} \left\{ 2\pi^{3/2} \sigma_f T + \frac{N^2}{S^2} + 2 \frac{N}{S} [1 - \rho(2T)] \right\}, \quad (19.46)$$

где ρ — коэффициент корреляции, N/S — отношение сигнал/шум. При написании (19.46) предполагается, что частота повторения импульсов неизменна, период следования импульсов равен T , а время оценивания — T_0 . При большом отношении сигнал/шум и узкой полосе спектра данное уравнение преобразуется в уравнение 19.43, т.е. $\rho(T) \approx 1$. Получение более подробных сведений относительно других моментов спектра доплеровских частот читатель может найти в работе Зрнич [85].

Сжатие импульса. Сжатие импульса редко использовалось в метеорологических приложениях, поскольку пиковая мощность импульса короткой длительности не служила ограничением при выборе рабочих характеристик метеорологических радиолокационных систем. Килер и Фраш [92], однако, писали, что распределенные в атмосфере цели могут распознаваться по вмороженным (фиксированным) «слоям» рассеивающих отражателей, представляющих собой слои нефлуктуирующих рассеивателей, по мере прохождения через них кодированных радиолокационных импульсов. Таким образом, каждый рассеивающий слой создает отраженный сигнал, который может быть сжат с помощью фильтра сжатия, как в случае наблюдаемых отдельных точечных целей. Они показали, что сжатие импульса может благоприятно влиять на результаты работы РЛС с быстрой разверткой, когда время, требуемое для облучения цели в пределах каждого рассеивающего объема, значительно меньше, чем время декорреляции отраженных сигналов метеообъектов. В таких случаях усреднение при измерении сжатых импульсов по дальности вместо интегрирования по более продолжительному времени облучения цели обеспечивает большее число независимых выборок, необходимых для точных измерений совокупностью коротких импульсов. Аналогичным образом эффективное разрешение по дальности, по которой выполняется усреднение, можно подстраивать под меняющиеся требования к радиолокационным наблюдениям: высокое разрешение по дальности использовать при зондировании сильно структурированных ливневых осадков (обычно конвективных), а более низкое разрешение по дальности — при зондировании более равномерных, но слабых атмосферных осадков (обычно имеющих слоистую структуру). В других случаях, когда сигналы очень слабые (как в случае построения вертикального профиля ветра и при наблюдении пограничного слоя при безоблачном небе), сжатие импульсов можно использовать для повышения чувствительности системы [93] за счет повышения средней мощности системы, использующей протяженные импульсные сигналы при обработке любого требуемого разрешения по дальности. Разрешение по дальности и отношение сигнал/шум определяются независимо с помощью расчетных параметров формы сжатия импульса.

При рассмотрении сжатия импульсов для метеорологических РЛС необходимо учитывать боковые лепестки функции неопределенности (ФН) по дальности. Для минимизации боковых лепестков ФН необходимо проводить тщательное проектирование, поскольку снижение уровня боковых лепестков ФН позволяет снизить

влияние ошибок интерпретации, обусловленных широким динамическим диапазоном сигналов, отраженных от распределенных метеорологических целей [94, 95]. Использование специальных фильтров подавления боковых лепестков / сжатия в блоке обработки данных приемного устройства позволяет формировать сигналы с требуемыми амплитудой, частотой и фазой и дает возможность подавлять боковые лепестки ФН по дальности, превышающей 50 дБ, в пределах значительного интервала доплеровских смещений частот, соответствующих десяткам метров в секунду [96]. Данные фильтры сжатия не согласованы с зондирующими сигналом; поэтому отношение сигнал/шум на их выходе несколько уменьшается и может произойти потеря разрешения по дальности по сравнению с главным лепестком ФН [95]. Однако эти потери терпимы для многих представляющих интерес метеорологических измерений.

Выбеливание. Сжатие импульса при приеме предполагает использование широкополосных сигналов при зондировании. Однако часто сложно выделить необходимую полосу частот, что может ограничивать использование широкополосных сигналов в S- и C-диапазонах для решения оперативных прикладных задач. Метод с фиксированной полосой пропускания, применяемый для повышения разрешения по дальности за счет ряда дополнительных независимых выборок, использует для обработки принимаемых сигналов на интервале, который в несколько раз короче, чем их длительность, *выбеливающий фильтр* [97] линейного предсказания, обеспечивающий удаление коррелированной информации из данных с избыточной дискретизацией [98, 99]. Процесс выбеливания повышает число независимых выборок для проведения осреднения по дальности и точность оценки параметров осадков, но приводит к значительному снижению отношения сигнал/шум. Полоса пропускания по шумам в приемном устройстве увеличивается из-за повышения частоты выборки, а увеличение уровня шумов выбеливающим фильтром обусловлено снижением отношения сигнал/шум в L^2 раз, где L — коэффициент увеличения выборки [100]. Иначе говоря, выбеливающий фильтр эффективно сжимает принимаемый импульсный сигнал (в L раз), одновременно пропуская через себя большую мощность шумов (в L раз), жертвуя тем самым разрешением по дальности в пользу отношения сигнал/шум. К счастью, для сигналов, отраженных от атмосферных осадков, при использовании типичных метеорологических РЛС отношение сигнал/шум остается достаточно высоким даже после процедуры выбеливания по большому числу независимых выборок, приводящих к улучшению оценок базовых параметров осадков или измерений с более высоким разрешением по дальности [101]. С другой стороны, при слабом сигнале возрастание уровня шума будет доминировать и всякие преимущества процесса выбеливания будут утрачены. Весьма важным является тот факт, что параметры зондирующего сигнала и его ширина спектра не меняются; следовательно, повышение частоты выборки для того, чтобы обеспечить высокое разрешение по дальности, не является проблемой.

Спектр при малом времени облучения цели (максимальная энтропия). Спектральная обработка сигналов, отраженных от метеообъектов, увеличивает степень свободы (спектральная размерность) при возможности разделять сигналы на полезные и мешающие отражения от земной поверхности, другие ложные сигналы и шумы, а также при оценивании представляющих интерес параметров метеообъектов. Чаще всего обработка частотных областей требует относительно длинных наборов выборок сигналов, сдвинутых по фазе на 90° , что необходимо при выполнении анализа сигналов с помощью дискретного преобразования Фурье, а также при использовании «оконных» функций и возможного осреднения по спектру при последующей количественной обработке данных [102]. РЛС с быстрой разверткой, которые используются для формирования наблюдаемой выборки от быстро развивающихся бурь, требуют применения спектральных методов анализа по коротким выборкам наборов данных, сдвинутых по фазе на 90° и получаемых за малое время облучения. Современные методы спектральных анализов, такие как методы оценки максимальной энтропии Бурга [103] и максимального правдоподобия Капона [104], позволяют использовать данные выборок с короткой экспозицией для получения стабильных спектральных оценок. Данные методики принадлежат к общему классу авторегрессионных (AR — Autoregressive) методов оценивания, при использовании которых полагают, что измеряемые данные могут быть представлены в виде выходного сигнала фильтра, на вход которого подается белый шум, в отличие от

представления в виде взвешенной суммы синусоид, используемой в методе Фурье [105]. Множественные сигналы и мешающие отражения от земной поверхности или наземных предметов могут быть выделены таким же способом, как и при использовании метода оценивания, основанного на преобразовании Фурье. Эти АР-спектры, полученные при короткой временной экспозиции, могут затем использоваться для оценивания спектральных моментов сигналов, отраженных от метеообъектов, подобно тому, как это делается при использовании методов Фурье, и получать параметры [87] метеообъектов, представляющих интерес.

Оснащение процессорами. Современные метеорологические РЛС используют цифровые методы обработки сигналов при использовании программируемых процессоров и интерактивные цветные дисплеи для точной интерпретации количественных характеристик метеообъектов по отраженным от них сигналам. Современные метеорологические РЛС нуждаются в большом динамическом диапазоне для регистрации сильных отраженных сигналов на малых дальностях и слабых отраженных сигналов на больших дальностях. Таким образом, при конструировании приемника и процессора стремятся обеспечить линейность его амплитудной и фазовых характеристик в пределах данного диапазона, используя динамическую автоматическую регулировку усиления (АРУ). В результате коэффициент усиления и фазовая характеристика приемника подстраиваются в пределах всего диапазона дальностей благодаря использованию быстро переключаемых аттенюаторов или, что бывает значительно чаще, цифровой компенсации. Очевидно, что такое быстрое переключение приемных каналов требует тщательно проработанной конструкции в целях снижения влияния переходных процессов при переключении. Один из способов, позволяющих исключить влияние переходных процессов, состоит в использовании двух параллельных приемных каналов, настроенных на промежуточную частоту, каждый из которых имеет небольшой динамический диапазон и фиксированный коэффициент усиления, и в такой организации выборки сигнала в канале, которая наилучшим образом подходит для текущего уровня сигнала.

Во всех этих подходах можно добиться линейного динамического диапазона более чем в 90 дБ и использовать цифровую обработку с плавающей запятой. Для оценки отражательной способности, средней доплеровской скорости и ширины спектра могут быть получены цифровые оценки в виде дискретных значений с плавающей запятой. Эта обработка может быть выполнена с помощью специализированного процессора для обработки сигналов или с помощью быстродействующего компьютера общего назначения совместно со специальными устройствами обработки сигналов, выполненными на микросхемах цифровой обработки сигналов (ЦОС) или устройства в виде совокупности программируемых матриц (FPGA — Field Programmable Gate Array). Непрерывный прогресс технологий дает возможность использовать современные, но хорошо проработанные алгоритмы обработки сигналов, такие как современные спектральные методы обработки и методы аддитивной фильтрации [87].

19.5. Оперативные приложения

Как уже было показано, метеорологические РЛС измеряют энергию отраженного сигнала и величины радиальной скорости движения метеообъектов. Проблема, которая стоит перед радиолокационными метеорологами, состоит в переводе этих измерений, пространственных распределений отражений и временных процессов их развития в количественные оценки параметров погоды. Серафин и Вильсон [1] наряду с прочим показали, как современные метеорологические РЛС используются для прогноза погоды. Уровень сложности, возникающий при интерпретации данных, может сильно меняться — от интерпретации, выполняемой оператором на элементарных дисплеях, до автоматических алгоритмов интерпретации и предоставления информации на современных многомерных дисплеях в помощь оператору. На основе экспертных систем [106, 107] были успешно разработаны подходы, в которых предпринимались попытки воспроизвести логический процесс интерпретации, выполняемой оператором. Степень возможного использования автоматизации становится понятна из конструкции системы РЛС Nexrad, которая выдает в автоматизированном режиме метеорологические параметры (см. табл. 19.7).

Таблица 19.7. Неполный список параметров метеообъектов, автоматически выдаваемых РЛС Nexrad

Отражательная способность целей при зондировании с помощью штатной РЛС (все дальности, каждый проход)
Средняя радиальная скорость
Средняя ширина спектра
Результирующая отражательная способность (максимальная на всех высотах)
Верхние точки отражения от атмосферных осадков
Вероятность неблагоприятных погодных условий
Распределение скорости ветра по индикатору скорости и азимута
Относительная средняя радиальная скорость распространения бури
Содержание жидкости в вертикальном столбе единичного сечения
Информация по отслеживанию бури
Вероятность града
Признаки вихревого движения мезомасштабного циклона и торнадо
Накопление на поверхности дождевых осадков (1 час, 3 часа, за все время бури)
Классификатор отраженных радиолокационных сигналов

Измерение атмосферных осадков. Среди наиболее важных измеряемых параметров находятся параметры дождевых осадков, которые имеют большое значение для целого ряда задач управления водными ресурсами применительно к сельскому хозяйству, водоснабжению пресной водой, ливневой канализации и предупреждению о потенциальных наводнениях. Интенсивность дождевых осадков можно эмпирически связать с множителем отражения, используя следующее выражение [108]:

$$Z = aR^b, \quad (19.47)$$

где a и b — постоянные величины, а R — интенсивность дождевых осадков, обычно измеряемая в миллиметрах в час. Баттан [20] посвятил целых три страницы в своей книге перечислению десятков соотношений Z/R , полученных исследователями из разных стран мира для различных погодных условий и для всех сезонов года. То обстоятельство, что ни одно универсальное выражение не может быть применено ко всем погодным условиям, не вызывает удивления, если обратить внимание на то, что распределение дождевых капель по размерам значительно меняется. Для многих погодных условий распределение водяных капель по размерам может быть представлено экспоненциальной функцией

$$N(D) = N_0 e^{-\Lambda D}, \quad (19.48)$$

где N_0 и Λ — постоянные величины, $\Lambda D_0 = 3,67$, а D_0 — средний размер капель. Если известна зависимость $N(D)$, множитель отражения можно вычислить из уравнения (19.8). Используя данные о предельной скорости падения Ганна и Кинзера [109], можно также получить интенсивность выпадения осадков и зависимость Z от R , представленную выражением (19.47). Экспоненциальная форма распределения водяных капель по размерам обычно подходит для капель среднего размера, которые определяются в результате усреднения по пространству или времени нескольких распределений капель, имеющих место при различных фазах конвективных и тропических дождевых осадков. В то же время γ -распределение водяных капель по размерам является лучшим описанием для мгновенных естественных вариаций распределения капель в различных погодных условиях; γ -распределение капель по размерам [24] описывается выражением

$$N(D) = N_0 D^\mu e^{-\Lambda D} \quad (19.49)$$

при $\mu > -1$ и $\Delta D_0 = 3,67 + \mu$. Параметр μ управляет формой распределения, и когда $\mu = 0$, γ -распределение переходит в экспоненциальное.

Ясно, что РЛС, работающие с одной длиной волны и поляризацией, могут измерять только один параметр Z и должны предполагать рэлеевское рассеяние. Поскольку интенсивность осадков зависит от двух параметров N_0 и Λ , неудивительно, что уравнение (19.47) не является универсальным. Несмотря на это, Баттан [20] приводит четыре выражения как «вполне типичные» для следующих типов дождя:

$$\text{дождь в атмосферном слое (слоистый)} [110] Z = 200 R^{1,60}, \quad (19.50)$$

$$\text{орографический дождь} [111] Z = 31 R^{1,71}, \quad (19.51)$$

$$\text{грозовой ливень} [112] Z = 486 R^{1,37}, \quad (19.52)$$

$$\text{снег} [113] Z = 2000 R^{2,00}. \quad (19.53)$$

Слоистый дождь [53] относится к широко распространенному, относительно равномерному дождю, для которого обычно используют хорошо известное распределение капель по размерам Маршалла—Палмера. *Орографический дождь* [53] представляет собой осадки, которые вызваны холмами или горами или которые оказывают воздействие на возвышенности, тогда как *грозовой* [53] дождь типичен для систем конвективных осадков. В каждом из вышеприведенных выражений Z имеет размерность $\text{мм}^6/\text{м}^3$, а R выражается в $\text{мм}/\text{час}$. В выражении (19.53) R является интенсивностью выпадения осадков в водном эквиваленте растаявшего снега. Баттан [20] приводит более полный анализ этого важного вопроса.

Вильсон и Брандес [114] приводят всестороннее рассмотрение того, как можно использовать данные РЛС и дождемера для взаимного дополнения друг друга при измерениях атмосферных осадков над большими участками. Они утверждают, что получаемые оценки с помощью РЛС суммарных грозовых атмосферных осадков предположительно имеют точность, допускающую двукратное изменение в 75% времени наблюдения. Точность оценки над большими областями может быть повышена примерно на 30% при дополнительном использовании наземных сетей дождемеров. Хотя измерение отражательной способности дождевых облаков в радиолокации производят в атмосфере, первостепенную ценность имеют оценки дождевых осадков на поверхности Земли. Измерения дождемеров часто используются для настройки РЛС при измерении отражательной способности метеообъектов [115]. Завадский [116] описывает различные факторы, влияющие на измерения дождевых осадков с помощью РЛС. Джосс и Ли [117], Джосс и др. [118–120] с некоторым успехом используют вертикальный профиль отражательной способности (VPR — Vertical Profile of Reflectivity) дождевых облаков для оценки интенсивности выпадения осадков на поверхность. Бриджис и Фельдман [121] описывают, как могут быть использованы два независимых измерения (коэффициент отражения и коэффициент ослабления) для оценки обоих параметров распределения водяных капель по размерам и более точного определения интенсивности выпадения осадков.

Поляриметрические оценки. РЛС, использующие две поляризации, доказали свою способность формировать более точные оценки интенсивности дождевых осадков; кроме того, они обладают рядом преимуществ по отношению к другим РЛС при использовании их в качестве метеорологических радиолокаторов [122]. При поляриметрических радиолокационных измерениях рассматривают эллипсоидную форму дождевых капель, при которой ее горизонтальный размер больше вертикального. Такое представление позволяет получить точные оценки интенсивности дождевых осадков по результатам анализа прохождения радиоволн через атмосферу и их рассеяния. Силайга и Бринги [123] и Сачидананда и Зрнич [124] показали, как совместные измерения горизонтальной (Z_h) и вертикальной (Z_v) поляризаций множителя Z могут давать два независимых измерения и тем самым обеспечивать более точные измерения интенсивности дождевых осадков, чем в случае измерения отражательной способности при одной поляризации. Бринги и Чандрасекар [24] предлагают варианты оценки интенсивности дождевых осадков при проведении измерений на 10 см (диапазон S). При использовании других длин волн постоянные коэффициенты, входящие в выражения для интенсивности,

имеют другие значения, что обусловлено коэффициентами Ми, используемыми при расчетах, а также зависимостью от длины волны измерений фазы.

$$R(Z_h, Z_{dr}) = 0,0067 Z_h^{0,93} Z_{dr}^{-3,43} \quad (19.54)$$

$$R(K_{dp}) = 50,7 K_{dp}^{0,85} \quad (19.55)$$

$$R(K_{dp}, Z_{dr}) = 90,8 K_{dp}^{0,93} Z_{dr}^{-1,69} \quad (19.56)$$

Формульные соотношения при оценке интенсивности выпадения дождевых осадков, основанные на измерении множителя отражения и соответствующие соотношению Маршалла—Палмера ($Z = 200R^{1,6}$) и общему соотношению, применяемому в РЛС Nexrad WSR-88D ($Z = 300R^{1,4}$), имеют вид

$$R_{MP}(Z) = 0,0365 Z^{0,625} \text{ для Маршалла—Палмера,} \quad (19.57)$$

$$R_{88D}(Z) = 0,0170 Z^{0,714} \text{ для WSR-88D.} \quad (19.58)$$

Поляриметрические измерения осадков позволяют получить уникальную информацию, которая обеспечивает не только улучшение качества измерения параметров осадков, но и повышение качества представленных метеоданных [125]. Дифференциальная отражательная способность, основанная на разности между горизонтальной и вертикальной поляризацией ($Z_{\text{дифф.}}$), позволяет оценивать эффективный размер капель, тогда как дифференциальная фаза ($K_{\text{дифф.}}$) дает дополнительную, в некоторой степени независимую информацию по оценке интенсивности осадков ($K_{\text{дифф.}}$). Данный параметр особенно важен для РЛС, когда наблюдение ведется на фоне типичных помех, таких как наличие поглощающей области, интенсивные мешающие отражения от земной поверхности или наземные предметы на пути распространения зондирующих импульсов, а также при проведении калибровки. Кроме того, Рыжков и Зрнич [126] показали, что измерения параметров дождевых осадков, основанные на $K_{\text{дифф.}}$, в меньшей степени зависят от неизвестного и меняющегося распределения капель по размерам (DSD — Drop-Size Distribution), чем при измерениях, основанных на оценке мощности принимаемых радиоимпульсов. Кроме того, опираясь на поляриметрические измерения, можно оценить параметры γ -функции, описывающей DSD [127], что дополнительно позволяет повысить качество оценки дождевых осадков. В то же время ограничения, накладываемые самосогласованностью ковариационной матрицы поляриметрических измерений осадков, устанавливают относительно жесткие границы измерений абсолютной отражательной способности, что позволяет проводить калибровку измерений множителя отражения и получать улучшенные оценки интенсивности дождевых осадков [128]. Для РЛС с короткими длинами волн необходимо учитывать влияние рассеяния Ми при оценке интенсивности дождевых осадков по измерениям отражательной способности. Лермитт [25] и Коллиас и др. [129] приводят анализ рассеяния Ми и показывают, что если надлежащим образом учитывать рассеяние, измерения дождевых осадков будут точными.

Поляриметрические РЛС могут быть настроены при проведении различных измерений по-разному. Исследовательские РЛС используют изменение степени деполяризации горизонтально и вертикально поляризованных принимаемых импульсов. Однако предпочтительной для штатных РЛС является ситуация, при которой передача обоих типов горизонтальной и вертикальной поляризации происходит одновременно, а прием обоих ортогональных сигналов осуществляется независимо и используется для поляриметрической обработки, давая возможность оценивать важные сополярные величины. Относительная фаза поляризации каждого переданного сигнала произвольна, но дифференциальная амплитуда и фаза сополярных сигналов, принятых на каждой из поляризаций, вполне достаточны для поляриметрических измерений.

По нашему мнению, ни одна из проблем радиолокационной метеорологии не привлекала к себе столько внимания, как измерения интенсивности выпадения дождевых осадков. Хотя и были разработаны полезные эмпирические выражения, но методы, основанные на использовании двух поляризаций, дали существенное повышение точности оценок параметров дождевых осадков. В то же время до конца удовлетворяющий подход к оцениванию осадков все еще не был разработан.

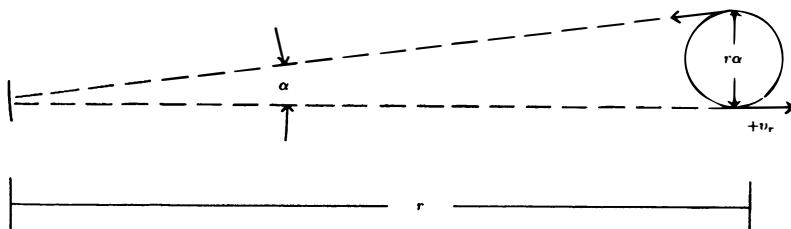


Рис. 19.6. Измерение вращения или азимутального сдвига ветра в мегациклоне, вращательное разделение ветра. Азимутальный сдвиг задается выражением $\Delta v / \Delta x = 2v_r / r \alpha$ (материал любезно предоставлен университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, Колорадо)

Поляриметрические измерения с помощью РЛС WSR-88D позволяют более точно выполнять оценки интенсивности осадков и получать сведения относительно их фаз вода—лед, которые важны для повышения точности прогнозов, т.к. разделяют зимние осадки на области выпадения дождя и снега, а также для обнаружения опасных условий, способствующих обледенению самолетов [130]. Внедрение алгоритмов фазового кодирования позволило при использовании данных РЛС:

- разделять отраженные сигналы по времени запаздывания, которое превышает несколько периодов повторения зондирующих импульсов [67, 131, 132];
- рассчитывать радиальные скорости движения после разрешения неоднозначности измерений принимаемых сигналов по дальности [133];
- классифицировать и отделять сигналы, отраженные от областей выпадения атмосферных осадков, от таких ложных сигналов, как отражения от земной поверхности или наземных предметов, от морских волн или роя насекомых [72];
- использовать гибкие стратегии сканирования, а также совмещать повышение разрешения по дальности и азимуту.

Улучшения данных рабочих характеристик несложно достичь за счет использования более гибкой и мощной системы обработки данных и сигналов.

Предостережение о сильных грозах. Одной из первейших задач метеорологических РЛС является обеспечение своевременного предупреждения о мощных погодных явлениях, таких как смерчи, разрушительные ветры, сильные паводки и ураганы. Точные долговременные прогнозы о местах возникновения и уровнях опасности этих явлений, выполняемые за счет обработки данных и численных методов, которые обычно используются при прогнозах погоды, пока еще не обеспечиваются в рамках современного уровня науки и техники. Штаговые РЛС, однако, в состоянии обнаружить эти явления и предупредить о приближении опасных метеорологических явлений; они также могут обнаружить вращение мезомасштабных циклонов в сильных бурях, которое является предвестником развития смерчей на поверхности земли [134]. Наземные береговые и бортовые самолетные РЛС также могут определять степень опасности приближающихся ураганов и траекторию перемещения наиболее интенсивных их областей по поверхности Земли для предупреждения населения о возможной эвакуации [135, 136].

Обнаружение смерчей. Отдельная доплеровская РЛС может измерять только радиальную компоненту вектора поля скорости ветра. Поэтому точные измерения вектора скорости ветра в точке в общем случае невозможны. Однако вращение ветра или его вихревое движение обнаружить можно, и их интенсивности оцениваются простым изменением радиальной скорости при известном угле азимута, как это показано на рис. 19.6. Радиолокационная станция производит сканирование по азимуту и обнаруживает на одинаковой дальности два смежных вектора радиальной скорости, которые совершают повороты в противоположных направлениях. Азимутальный сдвиг задается простым выражением

$$\frac{dv_r}{dx} \approx \frac{2v_r}{r\alpha}, \quad (19.59)$$

где x — смещение в направлении, перпендикулярном к радиусу круговорота, α — угол, соответствующий стягиваемой дуге при круговом движении на дальности r .

Поскольку мезоциклоны могут порождать смерчи и распространяться на многие километры, РЛС с диаграммой направленности излучения антенны в 1° имеет пространственное разрешение, достаточное для обнаружения мезоциклонов на дальностях, превосходящих 60 км. Понятно, что любое среднее поступательное движение изменит абсолютные значения измеренных радиальных скоростей, но не повлияет на движение при сдвиге. Величины азимутальных сдвигов, соответствующие величинам 10^{-2} с^{-1} или больше, а с учетом протяженности по вертикали существенно больше, приводят к линейным смещениям, большим, чем диаметр мезоциклиона, что является необходимым условием для возникновения смерча [137].

Обнаружение завихрения смерча за пределами 30 км само по себе в общем случае невозможно с помощью метеорологических РЛС с обычной диаграммой направленности антенны, поскольку линейное разрешение в азимутальной плоскости (по горизонтали) может составлять всего лишь несколько сот метров. Обнаружение радиального сдвига завихрения в этом случае невозможно, если только смерч не находится достаточно близко по отношению к РЛС, чтобы его можно было выделить диаграммой направленности антенны. Однако в случаях, когда смерч целиком размещается в границах ДНА, ширина спектра доплеровских смещений частот отраженных сигналов может быть использована для оценки интенсивности смерча. В некоторых случаях можно зафиксировать как мезоциклон, так и зарождающийся в нем смерч. Вильсон и Росли [138] привели превосходный пример раннего признака завихрения смерча (TVS — Tornado Vortex Signature), размещенного внутри более крупного мезоциклиона.

Микровзрывы. Фуджита и Карасена [139] первыми идентифицировали явление микровзрыва (так называют сильное кратковременное нисходящее движение воздуха, связанное с грозовой деятельностью) как причину крушения самолета, которое произошло в 1975 г. Микровзрыв и его воздействия на самолет во время взлета или посадки приведены на рис. 19.7. Микровзрыв является просто мелкомасштабным кратковременным нисходящим потоком воздуха, порождаемым конвективным штормом. Этот «взрыв» воздуха распространяется в радиальном направлении к земле и при ударе о ее поверхность формирует кольцо *расходящегося* [53] воздуха глубиной около 0,3—1 км и порядка 2—4 км в диаметре со скоростью ветра 10 м/с и продолжительностью менее 20 минут. Самолет, попавший в область микровзрыва, в первую очередь испытывает усиление встречного ветра, а затем непрерывное снижение потока встречного ветра, которое может привести к крушению, если столкновение с микровзрывом произошло незадолго до посадки или в момент отрыва самолета от земли при его взлете. Более полное описание микровзрыва и его влияние на безопасность полетов приводят Фуджита [140, 141] и Маккарти и Се-рафин [142].

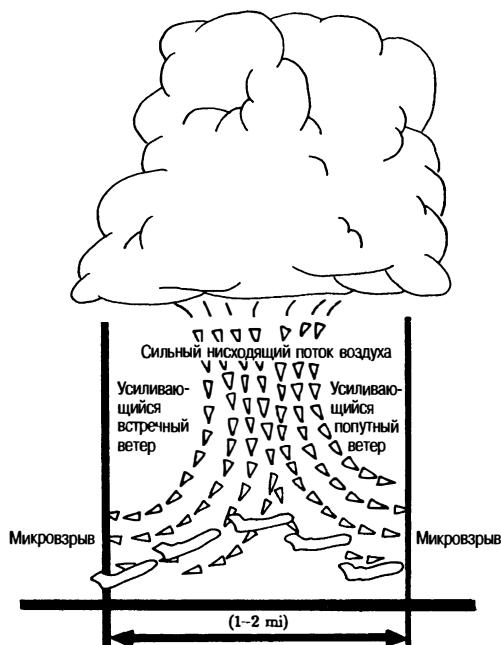


Рис. 19.7. Описание микровзрыва и его влияния на самолет во время взлета. Потеря скорости полета самолета в поле дивергенции ветра вблизи поверхности Земли чрезвычайно опасна. Аналогичная потеря скорости полета самолета вблизи поверхности Земли имеет место при посадке (*материал любезно предоставлен университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, Колорадо*)

Обнаружение микровзрыва, как и в случае обнаружения направления смерча, выполняется с помощью оценки сдвига. Однако в случае микровзрыва обычно измеряют радиальный сдвиг радиальной скорости. Интерпретация признаков микровзрыва, выполняемая оператором на цветных индикаторах радиальной скорости повышенного качества, может быть без труда выполнена подготовленным специалистом [50], а автоматическое обнаружение уже внедрено в системы аэродромных доплеровских метеорологических радиолокаторов. В микровзрывах наблюдаются разности радиальной скорости, достигающие 10—50 м/с. Серьезную проблему представляет собой разность радиальной скорости, достигающая более 25 м/с для реактивного лайнера на взлетной полосе длиной 3 км.

Одной из принципиальных проблем, относящихся к микровзрывам, является их непродолжительное время жизни, которое составляет 15—20 минут. Причем продолжительность пиковой интенсивности составляет всего 1 или 2 минуты. Полевые исследования [143] наглядно продемонстрировали, что доплеровские радиолокационные станции могут обеспечивать заблаговременное предупреждение в течение всего нескольких минут. Штатные РЛС, занимающиеся обнаружением микровзрывов, используют алгоритм автоматизированного обнаружения с высокопроизводительной методикой устранения помех, обусловленных отражениями от поверхности Земли, поскольку данное явление имеет место вблизи Земли и часто — при солнечном освещении или без каких-либо осадков.

Диапазон С является предпочтительным диапазоном для частот зондирующих колебаний по некоторым причинам. Прежде всего, антенна в диапазоне С имеет меньшую ширину ДН, чем антенна в диапазоне S того же размера, что позволит повысить точность измерений потоков воздуха при сильном подавлении помех, вызванных отражением от поверхности Земли вблизи взлетно-посадочных полос. Во-вторых, поскольку важно обнаружение на малых дальностях, то влияние затухания энергии зондирующих импульсов на работу РЛС не вызывает проблем. В-третьих, диапазон С позволяет повысить отношение сигнал/шум, поскольку крупные объекты, отражения от которых создают помехи, сосредоточены в пределах эффективных площадей отражения при рассеянии Ми, тогда как рассеяние, обусловленное атмосферой и используемое для наблюдения за сдвигом ветра, не значительно и хорошо описывается рэлеевским законом. Также рассматривалась возможность использования РЛС, работающих в диапазоне X, но сильное ослабление, которое имеет место при интенсивном выпадении осадков, будет ограничивать работоспособность РЛС, если только станция не будет находиться вблизи взлетно-посадочных полос аэропорта. В середине 90-х годов системы С-диапазона аэродромных доплеровских метеорологических радиолокаторов были установлены в 45 крупных аэропортах для обнаружения и предупреждения самолетов об опасных условиях сдвига ветра, приближении фронтов порывистых ветров, которые могут повлиять на взлет и посадку самолетов в аэропорту, а также о микровзрывах [7]. Эта сеть РЛС, наряду со значительно улучшенной подготовкой пилотов и их осведомленностью, устранила инциденты с самолетами, причиной которых были микровзрывы и сильный сдвиг ветра.

Град. Радиолокационные станции нового поколения используют алгоритмы обнаружения града, которые учитывают высокий коэффициент отражения метеообъектов с высотой отраженного сигнала, а также дивергенцию радиальной скорости верхнего уровня ветров для обнаружения начала града. Поляриметрические методы радиолокации улучшают количественные характеристики обнаружения града. Бринги и др. [15], Айдын и др. [144] и Иллингворт и др. [145] предложили методику обнаружения града, основанную на измерении дифференциальной отражательной способности. В основу методики положен тот факт, что для града дифференциальная отражательная способность, или отношение горизонтальной отражательной способности к вертикальной, равна примерно единице (0 дБ). Величина отношения резко меняется при проливном дожде и может достигать 5 дБ вследствие того, что более крупные капли дождя сплюснуты и имеют горизонтальную ориентацию. Сочетание абсолютной и дифференциальной отражательных способностей при двух поляризациях позволяет выявить уникальные характерные особенности града и ливневого дождя, которые характеризуются высоким коэффициентом отражения. Разность в характерных особенностях дифференциальной отражательной способности легко объяснима. Крупные капли дождя

имеют сплюснутые формы (которые можно аппроксимировать эллипсоидами), а поскольку они падают, отраженное назад горизонтально поляризованное электрическое поле более интенсивное, чем вертикально поляризованное электрическое поле. Градины, имеющие неправильную форму, при падении кувыркаются и поэтому в среднем не демонстрируют никакой предпочтительной ориентации. Поэтому горизонтально и вертикально рассеянные поля имеют почти одно и то же среднее значение.

Измерение скорости ветра. Лермитт и Атлас [146] первыми показали, как отдельная доплеровская РЛС может быть использована для измерения вертикального профиля горизонтального поля скоростей ветра при наличии осадков. Эта методика наиболее точна, если поле ветра однородно в области, сканируемой РЛС. Этот метод зависит от анализа радиальной скорости, измеряемой во время полного сканирования по азимуту, при фиксированном угле зондирования в углоистной плоскости. При любой наклонной дальности r измеряемая высота равна $r \cdot \sin\alpha$, а радиус сканируемой области составляет $r \cos\alpha$, где α — угол места, указанный на рис. 19.8. Если угол β является углом в азимутальной плоскости, V_h — горизонтальной скоростью ветра, а V_f — скоростью падения частиц, тогда радиальная скорость на дальности r может быть определена из выражения

$$V_r(\beta) = V_h \cos\beta \cos\alpha + V_f \sin\alpha. \quad (19.60)$$

Для определения горизонтальной скорости ветра V_h и его направления можно использовать гармонический анализ (приближение метода наименьших квадратов для амплитуды, фазы и фазового сдвига синусоиды), где $\cos\beta$ — максимальная, а V_f — средняя скорость падения частиц, которые при графическом представлении изображаются в виде функции высоты. Данная методика получила название индикатора зависимости скорости от азимута (VAD — Velocity-Azimuth-Display). Браунинг и Векслер [147] позже показали, как методику VAD можно распространить на измерение других параметров поля ветра, включая дивергенцию и деформацию поля ветра и применяя обобщенный гармонический анализ или анализ рядов Фурье. Методика VAD была внедрена в качестве стандартной для РЛС Nexrad, которую можно использовать в случае выпадения осадков, а часто и в случае чистого неба. Методика VAD чаще всего применяется в РЛС, измеряющих вертикальный профиль скорости ветра и осуществляющих пошаговое вертикальное сканирование воздушного пространства при относительно больших углах места. Альтернативное измерение поля скорости воздушной массы в граничном пространстве с помощью одиночной метеорологической радиолокационной станции на основе применения методики сопровождения отраженного сигнала также было признано успешным [148].

Грозовое предупреждение. Вильсон и Шрайбер [149] показали, как метеорологическая доплеровская РЛС может быть использована для обнаружения мест наиболее вероятного возникновения новой грозы. Целый ряд метеорологических РЛС

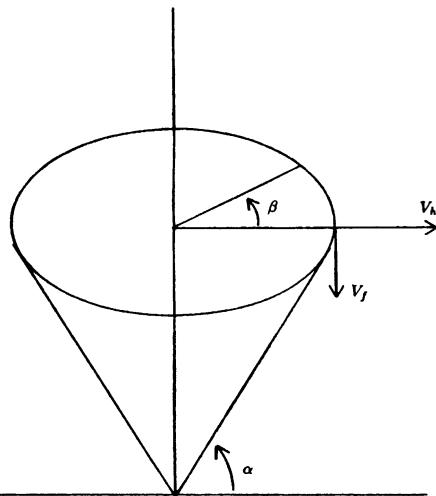


Рис. 19.8. Геометрия измерения горизонтальной скорости ветра на основе метода индикатора скорости—азимут в случае одиночной доплеровской РЛС. Измерение радиальной скорости при полном сканировании в плоскости β при угле места α позволяет оценить вертикальный профиль горизонтального поля скорости ветра (материал любезно предоставлен университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, Колорадо)

обладают достаточной чувствительностью для определения сигналов, отраженных от неоднородностей в безоблачном небе и располагаемых в диапазоне высот от нижнего слоя атмосферы 2–4 км и до 50 или 100 км. Обнаружение данных явлений принципиально возможно только в летние месяцы, когда обратное рассеяние обусловлено роями насекомых на нижних уровнях пограничного слоя атмосферы, и иногда может быть вызвано брэгговским рассеянием, обусловленным изменением коэффициента преломления. Вильсон и Шрайбер обнаружили, что около 90% гроз, которые происходят на фронтальном хребте Скалистых гор Колорадо в летнее время, развиваются над границами двух различных воздушных масс. Поскольку эти границы могут быть обнаружены перед появлением облачности и существует возможность по измерениям доплеровской РЛС сделать заключение о конвергенции воздушной массы (или объединении двух воздушных масс, когда насекомые обычно вынуждены скапливаться вдоль их границ), то можно точно предсказывать появление грозы. С точки зрения разработчика РЛС, подобного рода области применения диктуют использование антенн с малыми боковыми лепестками диаграммы направленности (наряду с компонентами передатчиков и приемников с низким фазовым шумом) и процессоров обработки сигналов, обладающих возможностью значительной режекции сигналов, обусловленных отражениями от земной поверхности. Радиолокационные системы Nexrad с высококачественными антennами и уровнем подавления местных помех в 50 дБ достаточно хорошо подходят для данной важной оперативной задачи.

Преломляющая способность и измерения содержания водного пара. Традиционная обработка данных метеорологических радиолокационных станций обычно предназначена для определения параметров осадков и поля ветра, а также подавления сигналов, обусловленных отражением от поверхности Земли. Однако известно, что отклонение луча РЛС, вызванное рефракцией атмосферы, и результирующее аномальное распространение отраженного от поверхности Земли сигнала дают представление о вертикальном профиле температуры и влажности нижней атмосферы. Кроме того, измерение скорости распространения зондирующих импульсов радиолокатора между движущимися по нормали местными объектами, приводящими к появлению мешающих отражений (которые находятся в прямой видимости РЛС), дает оценку показателя преломления атмосферы вдоль этой траектории. Путем измерения абсолютной фазы отраженного сигнала от неподвижных наземных предметов, создающих мешающие отражения, и сравнения их с опорными абсолютными значениями фаз, полученных при измерениях в известных условиях преломляющих свойств атмосферы, можно определить скорость распространения зондирующих сигналов РЛС вдоль данных траекторий вблизи поверхности Земли. Затем может быть определен коэффициент преломления или преломляющая способность атмосферы для данных траекторий в атмосфере [17]. Преломляющая способность зависит от температуры, давления и содержания влажности. Следовательно, если измерения давления поверхностной атмосферы могут быть получены независимо, каковыми они часто являются, тогда измерения коэффициента преломления могут быть преобразованы в пространственные поля водного пара в приземном слое атмосферы. Подобные измерения водного пара важны для получения точных прогнозов на основе применения численных моделей атмосферы [150]. Данная экспериментальная методика измерений может быть использована для дальностей до 40 км, когда кривизна поверхности Земли исключает регулярные наблюдения мешающих предметов и используется в оперативных РЛС Nexrad.

19.6. Исследовательские задачи

Штатные метеорологические РЛС, надежные и простые в эксплуатации, имеют рабочие характеристики, обеспечивающие решение оперативных задач. Исследовательские РЛС значительно более сложные, поскольку исследования на передовом крае науки требуют более детальных и точных одновременных измерений множества переменных. Сегодня в научном сообществе значительное внимание уделяется многопараметрическим (основанным на поляризационных измерениях и разных длинах волн) радиолокационным исследованиям, выполняемым сетью из нескольких РЛС, а также новому поколению бортовых и космических РЛС.

РЛС, использующие две поляризации и несколько длин волн. Очевидно, что поляриметрические доплеровские РЛС обеспечивают значительное увеличение предоставляемой полезной информации, которая может быть извлечена из отраженных сигналов от метеорологических целей. Обнаружение града и более точные оценки интенсивности дождевых осадков имеют первостепенное значение. Измерение на двух поляризациях с использованием нескольких длин волн позволяет получить еще больше информации для окончательной интерпретации распределений капель по размерам, фазового состояния воды и типов атмосферных осадков (водные капли или частицы льда) в их различных классах облаков. Возможности многопараметрических метеорологических радиолокационных станций приводятся в работе Бринги и Хендри [14], Бринги и Чандрасекара [24] и в сборнике статей под ред. Холла [151]. В то время как длинноволновые РЛС необходимы для исследования сильных ураганов, коротковолновые РЛС, работающие на нескольких длинах волн, используются для зондирования и изучения вновь образующихся облаков. Исследователям часто необходим широкий диапазон всех этих возможностей одновременно. С точки зрения радиолокационной техники это значительная проблема, требующая от конструкторов использования когерентных сигналов, разнотипной поляризации и РЛС, работающих на разных длинах волн. Как уже отмечалось, в мире существует несколько поляриметрических исследовательских РЛС и несколько штатных радиолокационных станций [26].

Несколько одновременно работающих РЛС. Одна доплеровская РЛС измеряет только одну радиальную компоненту скорости. Лермитт [152] был одним из первых, кто описал, как две и более доплеровских РЛС могут совместно выполнять зондирование пространства для получения полных трехмерных полей движения воздушных масс во время выпадения осадков. Эта пионерская работа проложила путь к использованию сетей доплеровских РЛС для изучения отдельных облаков путем построения их трехмерных структур для определения направления движения воздушных масс во время атмосферных осадков. Следует сказать несколько слов относительно использования двух доплеровских РЛС для измерения трех пространственных координат скорости ветра. Так как, в принципе, два независимых измерения могут дать только две компоненты скорости движения воздушной массы, делается предположение о непрерывности атмосферной массы. Данное *уравнение непрерывности массы* [53] ($\nabla \cdot \bar{V} = 0$) используется для получения трехмерной компоненты, где \bar{V} — вектор движения воздушной массы, значение которого на поверхности равно нулю. Вертикальное движение воздушной массы определяется путем интегрирования уравнения непрерывности масс по высоте.

На рис. 19.9 представлено поле движения воздушных масс, полученное по наблюдениям двух доплеровских РЛС в отдельной области конвективной бури. На этом рисунке представлены поля вектора скорости в горизонтальной плоскости, находящейся на расстоянии 100 м от поверхности Земли. Измеренное явление представляет собой дивергенцию выходящего потока низкого уровня (или микровзрыва) непосредственно правее центра. На рис. 19.10 приведен другой пример интенсивности осадков и полей движения воздушной массы, наложенных на фотографию области конвективной грозы. Эти данные были получены с использованием трех доплеровских РЛС, расположенных на расстоянии примерно в 40 км друг от друга.

Развивающаяся сеть доплеровских РЛС, дальность действия которых ограничивается условиями прямой видимости, обеспечит более детальное наблюдение метеообъектов вблизи поверхности Земли, чем относительно широко разнесенная сеть WSR-88D. Сеть РЛС совместного адаптивного зондирования атмосферы (CASA — Collaborative, Adaptive Sensing of the Atmosphere) будет включать в себя многочисленные дорогостоящие маломощные сканирующие коротковолновые РЛС, устанавливаемые на подходящих вышках (преимущественно сотовых операторов) и покрывающие большую часть США [153, 154]. Устанавливаемое на этих вышках оборудование будет обеспечивать совместную инфраструктуру для РЛС CASA. Предполагается, что данная сеть РЛС будет принимать решения по зондированию и отслеживанию важных особенностей нижнего слоя атмосферы, которые наиболее значимы для авиации, прогноза погоды, перевозок и местных групп реагирования на чрезвычайные ситуации. Радиолокационные станции

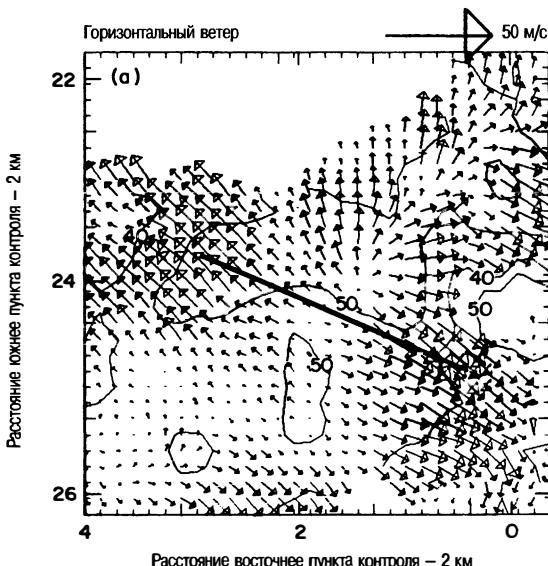


Рис. 19.9. Поля вектора скорости ветра в горизонтальной плоскости, полученные по измерениям пары доплеровских РЛС во время летнего конвективного шторма вблизи Денвера, штат Колорадо. Черная сплошная линия представляет собой изображение длины типичной взлетной полосы реактивного лайнера. Расходящийся выходящий из микровзрыва поток демонстрирует, как происходит изменение сильного встречного ветра (15 м/с) на аналогичный сильный попутный ветер в пределах длины взлетной полосы. Пункт контроля ПК-2 — в прошлом исследовательская РЛС, используемая NCAR (материал любезно предоставлен университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, штат Колорадо)

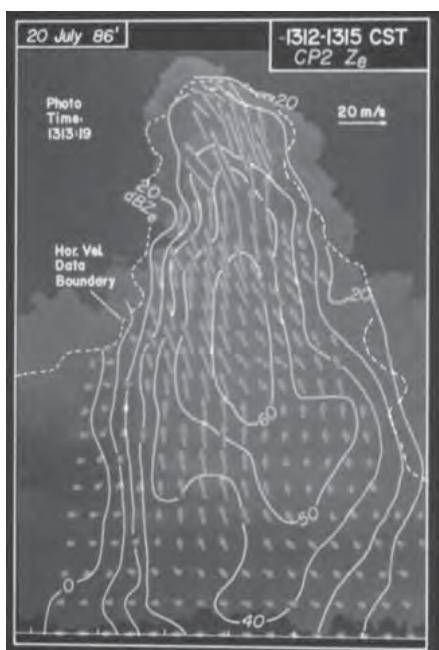


Рис. 19.10. Контуры отражательной способности метеообъекта и векторы потока воздушной массы, наложенные на фотографию быстрорастущей грозовой области в Алабаме. Эти данные отражают восходящий со скоростью 30 м/с воздушный поток, возникший во время формирования чрезвычайно сильного (60 дБ) ливня или града. Вектора скоростей построены по результатам комбинации данных, полученных от трех работающих поблизости друг от друга доплеровских РЛС (данные любезно предоставлены Американским метеорологическим сообществом. Из работы Д.Е. Кингсмилла и Р.М. Вакимото «Кинетический, динамический и термодинамический анализ сильной грозы со слабым сдвигом над штатом Северная Алабама». Ежемесячный обзор погоды, т. 119, стр. 272, 1991)

CASA поддерживают между собой связь для совместного использования данных и адаптивного изменения их рабочих характеристик, чтобы наилучшим образом соответствовать в заданное время заранее установленным требованиям. В зависимости от окончательных затрат на развертывание и эксплуатацию сети CASA скорей всего будут устанавливаться только вокруг важных районов, таких как города, аэропорты и т.п.

Быстро сканирующие РЛС (с фазированной антенной решеткой). Доплеровские метеорологические РЛС, которые используют в качестве антенной системы фазированную antennную решетку и сложный зондирующий сигнал, могут применяться для проведения более сложных радиолокационных метеорологических измерений. Совместное использование группы доплеровских РЛС позволяет получить новую информацию в отношении внутренних ветров в крупных образованих атмосферных осадков, которая не может быть получена никаким другим способом. Несмотря на преимущества, которые дает данная методика, пространственное разрешение при наблюдаемых трехмерных полях движения в общем случае не лучше 1 км. Это обусловлено следующими причинами. Конечные размеры апертуры антенн определяют диаграмму направленности антенны, которая обуславливает угловое разрешение, однако линейное разрешение по угловой координате увеличивается с ростом дальности. На малых дальностях необходимо просматривать большой телесный угол, чтобы охватить всю область бури, в результате требуемое суммарное время сканирования составляет порядка 3–5 минут даже в случае четко структурированных областей бурь. Это обусловлено необходимостью длительного времени облучения цели для получения точных измерений. В то же время в течение измерений происходит случайное изменение внутренней структуры области бури и ее перемещение в пространстве, что приводит к усложнению процесса регистрации параметров бури по пространству и времени.

Некоторые штатные и многие исследовательские задачи требуют более быстрого сканирования областей метеообразований, чем это могут обеспечить традиционные РЛС с механическим сканированием [155]. Данные РЛС требуют большого количества времени на получение данных, которые необходимы для предупреждения о приближающемся смерче, для исследования мелкомасштабных особенностей бури, взаимодействия между внутренними движениями частиц осадков и процессом их роста во время бури, а также для исследования процессов разделения электрического заряда в облаках. Брук и Кребель [156] были одними из первых, кто принял участие в обсуждении необходимости использования очень быстро сканирующих РЛС (хотя и не доплеровских) для эффективного получения мгновенных характеристик конвективных бурь. Килер и Фраш [157] привели соображения по более мощному быстро сканирующему доплеровскому радиолокатору.

Любой вариант быстрого сканирования в общем случае должен удовлетворять двум требованиям: 1 — зондирующий сигнал должен иметь относительно широкую полосу частот для получения большого числа независимых выборок при облучении требуемой области пространственного разрешения; 2 — антenna должна обеспечивать быстрое сканирование требуемой области атмосферы либо механическим, либо электронным способом. Метеорологические РЛС с механическим сканированием на одной частоте (стандартный вариант) используют длительное время облучения цели для получения адекватного числа независимых выборок, необходимых для точной оценки спектральных моментов, которые используются при метеорологических измерениях. Система с большой полосой пропускания (например РЛС со сжатием импульсов) может обеспечить получение независимых выборок по дальности за короткое время облучения цели, которые затем можно усреднить, сокращая таким образом время облучения цели в пределах луча ДНА и суммарное время обзора интересующей области пространства. Быстрое механическое сканирование (>60 град./с) приводит к нежелательному эффекту расширения спектра [157], которого при пошаговом электронном сканировании можно легко избежать, поскольку во время облучения цели луч зафиксирован в пространстве. Предпочтительным является подход, при котором используется плоская фазированная antennная решетка, осуществляющая электронное сканирование по углу места с одновременным медленным перемещением по азимуту [158]. Таким образом, за 1–2 минуты можно просканировать область полусфера, а сектор меньшего



Рис. 19.11. Доплеровская РЛС быстрого сканирования X-диапазона на колесной базе с шестью одновременно формируемыми лучами для прошомтра требуемой области атмосферы в течение значительно меньше времени обзора, чем при механическом сканировании с использованием одного луча. Используемое в РЛС быстрое сканирование имеет большое значение для измерения сильных конвективных бурь, особенно смерчей, как это показано на фотографии (фотография любезно предоставлена университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, Колорадо)

объема просмотреть менее чем за 1 минуту [159]. Существуют военные радиолокационные станции и авиационные РЛС, которые используют электронное сканирование лучом, но большие затраты на разработку данных систем позволили спроектировать и построить только несколько метеорологических радиолокационных систем [160, 161]. Быстро сканирующие РЛС с фазированными антенными решетками достаточно подробно обсуждались в Европе [162].

Альтернативный подход состоит в использовании цифрового способа формирования диаграммы направленности или метода частотного управления передачей и одновременного формирования нескольких лучей на прием при использовании параллельных приемных каналов. Военные РЛС подобного типа использовались в течение нескольких десятилетий [163], но ни одна из этих систем не была предназначена и не использовалась для проведения метеорологических измерений. Были спроектированы и разработаны многолучевые метеорологические РЛС и с механическим сканированием в горизонтальной плоскости с одновременным частотным сканированием по вертикали, которые устанавливались на небольших грузовиках. Быстро сканирующие доплеровские РЛС X-диапазона, расположенные на колесной базе (см. рис. 19.11), используют одновременное частотное управление лучами, разнесенные друг относительно друга на несколько градусов. Эти лучи формируются с помощью щелевой фазированной антенной решетки при использовании независимых приемных каналов и обеспечивают полный просмотр области конвективных бурь за время в 1–3 минуты [164]. Сжатие принимаемых импульсов при этом не производится. Скорость сбора данных с помощью этой системы позволяет формировать новое понимание о характере развития грозовых бурь, механизме возникновения и развития ураганов, формировании града и микровзрывов, образовании фронтов порывов ветра и происхождении смерча, которое должно способствовать расширению возможностей радиолокационных систем по оперативному сбору информации о метеообъектах.

В самом начале 1990-х годов Федеральное авиационное управление выступило с инициативой разработать авиационный обзорный метеорологический локатор двойного применения с электронным сканированием и сжатием импульсных сигналов [165], а десять лет спустя данная инициатива трансформировалась в



Рис. 19.12. Доплеровская метеорологическая РЛС ELDORA, установленная в хвостовой части исследовательского самолета P-3, который эксплуатируется научно-исследовательской лабораторией Военно-морских сил США Национального центра атмосферных исследований (материал любезно предоставлен университетской корпорацией атмосферных исследований, © 2007, Боулдер, Колорадо)

разработку РЛС с фазированной антенной решеткой для гражданского применения [166]. Радиолокационные системы, первоначально разработанные для военных приложений, были модифицированы для проведения метеорологических измерений и успешно продемонстрировали свою способность функционировать в соответствии с вышеописанным принципом работы [167]. В самом начале 2000-х годов совместные усилия Американского военного флота, Национальной службы погоды, Национальной лаборатории службы бурь и университета штата Оклахома положили начало разработке так называемого испытательного радиолокационного метеорологического стенда Национальной службы погоды в Нормане, штат Оклахома. Данный стенд объединил отдельную секцию SPY-1 полотна фазированной антенной решетки РЛС, помещенной на поворотное устройство, передатчик WSR-88D и специализированный приемник [168]. Хотя конструктив данной РЛС не представляется подходящим для реализации в качестве будущей метеорологической РЛС, тем не менее испытательный радиолокационный метеорологический стенд с фазированной решеткой в Оклахоме может быть использован для изучения принципов электронного сканирования пространства и новых подходов к формированию и обработке принятых сигналов, которые могут быть применены в дальнейшем при разработке метеорологических радиолокационных систем с фазированными антенными решетками.

Бортовые самолетные РЛС. Бортовые метеорологические радиолокационные станции X-диапазона устанавливаются на самолетах гражданской авиации в носовой части и предназначаются для обнаружения изменений погодных условий и предупреждения о зоне турбулентности. Бортовые исследовательские РЛС должны иметь более сложную конфигурацию [169] для обеспечения более высокой чувствительности и проведения измерений с высоким разрешением. Современная технология позволяет использовать мобильные платформы, которые могут выполнять измерения по областям, недоступным наземным системам. Кроме того, мобильность самолета дает возможность проводить долгосрочные наблюдения быстро перемещающихся, но долгоживущих областей бурь и объектов, тем самым обеспечивая более полные исследования эволюции различных фаз метеообразований [170].

Бортовая самолетная радиолокационная доплеровская система Национального центра атмосферных исследований Eldora [171], представленная на рис. 19.12 и включающая в свой состав две волноводно-щелевые антенны, которые формируют

фиксированные диаграммы направленности, устанавливается в хвосте самолета Р-3. Данный самолет эксплуатируется научно-исследовательской лабораторией Военно-морских сил США. Антенная система закрывается съемным обтекателем. Один из лучей направлен вперед примерно под углом 18° , а другой — назад под тем же углом, что позволяет получать две радиальные компоненты от области объемной цели. В результате каждая антenna зондирует область, соответствующую конической поверхности. Один из конусов направлен вперед, а второй — назад, что позволяет синтезировать радиолокационное изображение метеообласти при движении самолета вдоль линии пути его следования. Для синтеза изображения с помощью двухлучевой РЛС самолет летит вдоль бури и в результате формирует вектор скоростей воздушных масс. Поскольку самолету не требуется совершать полеты по ортогональным траекториям, время, требуемое для измерения параметров системы облачков, значительно сокращается, как и ошибки данных измерений. Кроме того, сильные бури (в которые в противном случае невозможно было бы проникнуть вдоль ортогональной траектории) и смерчи (в которые можно проникнуть таким самолетом) могут полностью исследоваться с помощью самолета РЛС из-за пределов областей экстремальных метеоусловий.

В научном сообществе имеются различные бортовые самолетные радиолокационные системы для решения различных задач и предназначенные для различных групп пользователей. НАСА разработала радиолокационную систему EDOP, использующую две длины волн (3 см и 3 мм), для высотного самолета ER-2 [172] и бортовую самолетную радиолокационную систему для исследования облаков, работающую в W-диапазоне на частоте 94 ГГц, для исследовательского самолета DC-8 [173]. NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) использует две РЛС, работающие в X-диапазоне, аналогичные РЛС ELDORA, которые используются для контроля за перемещением смерчей и для измерения их параметров [174]. Лаборатория реактивных двигателей разработала РЛС ARMAR [175] для исследования принципов построения космической радиолокации в соответствии с программой измерения параметров тропических атмосферных осадков (TRMM). Университет штата Вайоминг использует 3-миллиметровую РЛС для исследования облаков, которая установлена на самолете Королевской авиации [176]. В середине 2000-х годов NCAR приобрел высокопроизводительную самолетную платформу с измерительными приборами для исследований окружающей среды (HAIPER — High-performance Instrumented Airborne Platform for Environmental Research), реактивный самолет среднего размера «Гольфстрим G-5», и разработал съемную РЛС для исследования облаков, работающую на двух длинах волн (8 и 3 мм) и устанавливаемую в отделяемом грузовом отсеке [177]. Канадский национальный научно-исследовательский совет разработал аналогичную бортовую радиолокационную систему [178].

Космические РЛС. Одной из более существенных проблем, с которыми сталкиваются сегодня исследователи, является необходимость проведения глобальных измерений параметров осадков. Изучение глобального климата требует проведения глобальных количественных измерений осадков во всем мире, особенно в тропиках и над океанами. Наблюдения, проводимые со спутников, могут лишь частично обеспечить решение данной задачи измерений. Спутниковая программа измерений тропических атмосферных осадков была начата в 1997 г. и проводилась с помощью РЛС, измеряющей параметры атмосферных осадков на одной из частот в K_u-диапазоне [179] и на длине волн 2,4 м с помощью антенной решетки, которая располагалась под углом в 17° с каждой стороны по отношению к траектории движения космического аппарата и формировалась однолучевую ДНА. Орбита спутника с относительно малым наклоном на высоте 350 км обеспечивала измерение тропических осадков с разрешением по дальности в 250 м и полосой охвата в 4,5 км с высоты 250 км. Продолжающаяся до настоящего времени программа измерений параметров тропических атмосферных осадков, проводящаяся в рамках программы глобальных измерений осадков (GPM — Global Precipitation Measurement), предусматривает расширение области охвата осадков до средних широт (65° северной и южной широты) на орбите высотой 250 км и использование 2-частотных метеорологических РЛС [180] в K_u- и K_a-диапазонах для получения более точных оценок параметров атмосферных осадков с использованием методики оценки, основанной на ослаблении сигнала [181, 182]. Двухчастотная РЛС

будет формировать согласованные лучи с помощью двух волноводно-щелевых антенных решеток и обеспечивать охват области под траекторией космического аппарата, аналогичный РЛС, используемым по программе измерений параметров тропических осадков.

Спутник CloudSat, который был запущен в 2006 г., обеспечивал построение вертикальных профилей распределения облачности с помощью установленной на его борту радиолокационной станции, работающей в W-диапазоне (3 мм) на солнечно-синхронную орбиту Земли на высоте около 700 км [183]. Передатчиком является клистрон пролетного типа, нагруженный на выходной усилитель большой мощности, генерирующий монохроматические импульсы длительностью 3,3 мкс с пиковой мощностью в 1,7 кВт. Зеркальная антенна со смещенным облучателем диаметром 1,85 м питается по квазиоптической линии передачи и обеспечивает ДНА в 0,12° с чрезвычайно низким уровнем боковых лепестков. Расчетные параметры данных РЛС обеспечивают исключительную чувствительность в 26 дБ на поверхности Земли. Орбиты спутника CloudSat совместно с четырьмя другими спутниками являются частью так называемой линии А созвездия спутников, которые обеспечивают комбинированные радиолокационные, лазарные и радиометрические измерения, проводимые в целях изучения Земли. РЛС, занимающаяся построением вертикальных профилей распределения облачности с борта спутника CloudSat, имеет вертикальное разрешение в 500 м с площадью проекции ДНА в 1,4 км, которая аналогична РЛС НАСА, пролетавшей несколько лет на борту самолета DC-8 НАСА [173]. Сочетание этих измерений облачности с высоким разрешением и высокой чувствительностью является одной из технических целей получения новой информации, относящейся к влиянию облачности на климат Земли.

РЛС для построения вертикального профиля распределения скорости ветра при безоблачном небе. Другой разновидностью доплеровской РЛС, которая нашла широкое применение, особенно в научной среде, являются так называемые РЛС, занимающиеся построением вертикальных профилей скорости ветра [10]. Данные РЛС представляют собой СВЧ- или УВЧ-системы с несколькими фиксированными ДНА, нацеленными вертикально и под углом примерно 15° от азимута для получения профиля горизонтальной скорости ветра, осредненной по области измерений. Они могут выполнять доплеровские измерения в диапазоне высот от нескольких сотен метров до 20 км или еще выше над поверхностью Земли, в зависимости от выбранной длины волны и соотношения мощности и апертуры оборудования. Данные РЛС способны непрерывно измерять скорость ветра с высоким разрешением, что позволяет наблюдать маломасштабные временные и пространственные особенности поля ветра, которые не могут быть получены с помощью глобальной сети радиозондов (запускаемых шарами-зондами), время пребывания которых в воздушном пространстве составляет 12 часов. Данные маломасштабного измерения важны для понимания местной и региональной погоды и для эффективного прогноза изменений параметров метеообъектов.

Очень мощные РЛС данного типа называют мезосферными, стратосферными и тропосферными РЛС (MST — Mesosphere, Stratosphere, Troposphere), что обусловлено их способностью на практике выполнять измерения параметров метеообъектов, находящихся в соответствующих атмосферных областях вплоть до высоты 60—100 км. Несколько крупных MST РЛС, расположенных на носителях, летающих над всем миром, работают на СВЧ-частотах вблизи 50 МГц и наблюдают за ветрами в верхней области (тропосфера и нижняя стратосфера) или более высоких областях (стратосфера и мезосфера) атмосферы. РЛС, работающие в коротковолновом диапазоне УВЧ на частотах 400—450 МГц, зондируют ветры в атмосфере до высот 20—25 км. Данные РЛС, обеспечивающие построение профиля ветра, широко использовались для оперативного метеорологического наблюдения. УВЧ РЛС, работающие на частотах 915 МГц в США и на 1200—1300 МГц в Европе, исследуют ветры нижней части атмосферы примерно до высот 3—5 км (или на несколько км выше при использовании более крупных антенн), в которых на более коротких длинах волн сильные флуктуации влажности в пограничном слое атмосферы приводят к сильному рассеянию. Данные УВЧ РЛС обычно используются для мониторинга загрязнения атмосферы и предупреждения о неблагоприятных метеорологических условиях, а также при выполнении различных исследовательских задач.

РЛС, работающие до области границы тропосферы и стратосферы, принимают энергию отраженных сигналов от областей неоднородностей, возникающих из-за изменения среды показателя преломления вследствие естественной атмосферной турбулентности [184]. Антенны данных систем обычно имеют вид фазированных антенных решеток, которые формируют ДНА шириной в несколько градусов, переключающуюся в течение 1–2 минут на 3, 4 или 5 почти вертикальных ДНА каждая, и каждые 5–30 минут измеряют вертикальные профили ветра. Эти антенны часто относятся к коллинеарно-коаксиальному типу (для описанных выше РЛС) и представляют собой сложную систему из антенн Уда-Яги в случае РЛС, работающих на более высоких частотах. РЛС, измеряющие профили ветра на более высоких УВЧ-частотах, обычно используют либо антенны Яги, либо антенны с двумерным микрополосковым излучателем. Передатчиками являются либо когерентные передающие лампы высокой мощности, либо твердотельные усилители. В университете Киото (Япония) система антенна — передатчик состоит из 475 перекрестных излучающих элементов Яги, каждый из которых имеет собственный твердотельный передатчик [185]. Этот подход позволяет выполнять очень гибкое электронное сканирование радиолокационным лучом. Национальное управление океанических и атмосферных исследований США имеет в центральной части Северной Америки сеть из более, чем тридцати РЛС, регистрирующих профиль ветра. Они работают на частотах 404 и 449 МГц и используют твердотельные передатчики, дающие непрерывный профиль ветра до 20 км в целях повышения качества прогнозов погоды и получения текущей информации о ветрах в верхней части атмосферы для авиации [186].

Важно понимать, что доплеровские системы с трехлепестковыми ДНА могут точно измерять все три компоненты скорости горизонтального ветра, если ветер является однородным. Системы с четырьмя и пятью лепестками ДНА позволяют оценивать качество измерений благодаря возможности обнаруживать присутствие неоднородностей в потоке ветра. Карбоне, Штраух и Хэймсфильд [187] и Штраух и др. [188] более подробно рассмотрели проблему ошибок измерений скорости ветра. Читателю рекомендуется обратиться к обзорной статье Роттжера и Ларсена [10] для подробного ознакомления с технологией оценки профиля ветра, а также к материалам ряда симпозиумов, посвященных оценке профиля тропосферных ветров и других параметров метеорологических объектов [189].

Технологии разнесенных антенн. Дополнительным преимуществом длинноволновых РЛС является их способность непосредственно измерять радиальные вертикальные компоненты скорости ветра, а также среднюю горизонтальную скорость ветра без сканирования по азимуту за счет пересечения движущимися воздушными массами вертикально направленного луча. Эти РЛС, оценивающие профиль ветра, используют технологию так называемых разнесенных антенн, при которой за счет обработки амплитудных и фазовых различий отраженных сигналов в приемниках по мере перемещения воздушных масс над двумя смежными антennами (обычно являющимися подрешетками одной антennой решетки) осуществляется измерение компонент горизонтального или поперечного ветра [190]. Таким образом, две ортогональные подрешетки могут оценивать компоненты горизонтального ветра, используя методику обработки взаимных спектров или выполняя корреляционную обработку [191]. Поскольку данные измерения выполняются попарно для двух перекрывающихся лучей непосредственно над РЛС, то нет необходимости предполагать горизонтальную однородность поля скорости ветра над РЛС и/или обеспечивать длительное время накопления, которое необходимо для обеспечения однородности. Данная технология разнесенных антенн чаще всего используется, когда требуются измерения с высоким пространственным или временным разрешением, как в случае детальной оценки поля турбулентности, характерного для пограничного слоя атмосферы. Чжан и Довиак, используя РЛС с пространственно разнесенной антennой фазированной решеткой и двухлепестковой ДНА при электронном сканировании, получили оценку поперечных и радиальных компонент ветра при произвольных углах сканирования [192].

Литература

1. R. J. Serafin and J. W. Wilson, «Operational weather radar in the United States: Progress and opportunity,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 81, pp. 501–518, AMS, Boston, 2000.
2. R. J. Serafin, «New nowcasting opportunities using modern meteorological radar,» in *Proc. Mesoscale Analysis Forecast. Symp.*, European Space Agency, Paris, 1987, pp. 3511.
3. T. D. Cram and R. L. Alberty, «The WSR-88D and the WSR-88D Operational Support Facility [Now Radar Operations Center],» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 74, pp. 1669–1687, 1993.
4. T. D. Cram, R. E. Saffle, and J. W. Wilson, «An update on the Nexrad program and future WSR-88D support to operations,» *Weather and Forecasting*, vol. 13, pp. 253–262, 1998.
5. J. McCarthy, J. Wilson, and T. T. Fujita, «The Joint Airport Weather Studies (JAWS) project,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 63, pp. 15–22, 1982.
6. M. Michelson, W. W. Shrader, and J. G. Wieler, «Terminal doppler weather radar,» *Microwave J.*, vol. 33, pp. 139–148, 1990.
7. J. G. Wieler and W. W. Schrader, «Terminal Doppler Weather Radar (TDWR) system characterizations and design constraints,» in *25th Int. Conf. on Radar Meteorol.* AMS, 1991, pp. J7–J9.
8. National Research Council, *Assessment of Nexrad Coverage and Associated Weather Services*, Washington, DC: National Academy Press, 1995.
9. H. W. Baynton, R. J. Serafin, C. L. Frush, G. R. Gray, P. V. Hobbs, R. A. Houze, Jr., and J. D. Locatelli, «Real-time wind measurement in extratropical cyclones by means of doppler radar,» *J. Appl. Meteorol.*, vol. 16, pp. 1022–1028, 1977.
10. J. Rottger and M. F. Larsen, «UHF/VHF radar techniques for atmospheric research and wind profiler applications,» Chapter 21 in *Radar in Meteorology*, Atlas (ed.) Boston: AMS, 1990, pp. 235–281.
11. V. Chandrasekar, R. Meneghini, and I. Zawadzki, «Global and local precipitation measurements by radar,» Chapter 9 in *Radar in Atmospheric Science: A collection of essays in honor of David Atlas*, R. Wakimoto and R. Srivastava (eds.), Meteorological Monograph, vol. 30, Boston: AMS, 2003, pp. 215–236.
12. J. Wurman, J. Straka, E. Rasmussen, M. Randall, and A. Zahrai, «Design and deployment of a portable, pencil-beam, pulsed, 3-cm doppler radar,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 14, pp. 1502–1512, 1997.
13. D. S. Zrnic, «Weather radar polarimetry: Trends toward operational applications,» *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, vol. 77, pp. 1529–1534, 1996.
14. V. N. Bringi and A. Hendry, «Technology of polarization diversity radars for meteorology,» Chap. 19 in *Radar in Meteorology*, Atlas (ed.), Boston: AMS, 1990, pp. 153–189.
15. V. N. Bringi, T. A. Seliga, and K. Aydin, «Hail detection with a differential reflectivity radar,» *Science*, vol. 225, pp. 1145–1147, 1986.
16. J. Vivekanandan, D. S. Zrnic, S. M. Ellis, R. Oye, A. V. Ryzhkov, and J. Straka, «Cloud microphysics retrieval using S-band dual polarization radar measurements,» *Bull. AMS*, vol. 80, pp. 381–388, 1999.
17. F. Fabry, C. Frush, I. Zawadzki, and A. Kilambi, «On the extraction of near-surface index of refraction using radar phase measurements from ground targets,» *Atmos. Ocean. Tech.*, vol. 14, pp. 978–987, 1997.
18. P. H. Hildebrand and R. K. Moore, «Meteorological radar observations from mobile platforms,» Chapter 22 in *Radar in Meteorology*, Atlas (ed.), Boston: AMS, 1990, pp. 287–322.
19. R. J. Serafin and R. Strauch, «Meteorological radar signal processing in ‘air quality meteorology and atmospheric ozone,’» *American Society for Testing and Materials*, pp. 159–182, Philadelphia, 1977.
20. L. J. Battan, *Radar Observation of the Atmosphere*, Chicago: University of Chicago Press, 1973.
21. D. Atlas (ed.), *Radar in Meteorology*, Boston: AMS, 1990.

22. B. R. Bean, E. J. Dutton, and B. D. Warner, «Weather effects on radar,» in *Radar Handbook*, 1st Ed., M. Skolnik (ed.), New York: McGraw-Hill Book Company, 1970, pp. 24-1-24-40.
23. R. J. Doviak and D. S. Zrnic, *Doppler Radar and Weather Observations*, 2nd Ed., Mineola, NY: Dover Publications, 2006.
24. V. N. Bringi and V. Chandrasekar, *Polarimetric Doppler Weather Radar: Principles and Applications*, Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2001.
25. R. M. Lhermitte, *Centimeter & Millimeter Wavelength Radars in Meteorology*, Miami: Lhermitte Publications, 2002.
26. R. E. Rinehart, *Radar for Meteorologists*, 4th Ed., Columbia, MO: Rinehart Publications, 2004.
27. «Special issue on radar meteorology,» *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, GE-17, IEEE, October 1979.
28. R. M. Wakimoto and R. C Srivastava (eds.), *Radar and Atmospheric Science: A Collection of Essays in Honor of David Atlas*, Meteorological Monographs, Vol. 30, Boston: AMS, 2003.
29. P. Meischner (ed.), *Weather Radar: Principles and Advanced Applications*, Berlin: Springer-Verlag, 2004.
30. *Preprints and Proceedings of Conferences on Radar Meteorology*, 1947-present, Boston: AMS.
31. *Proceedings of European Conferences on Radar in Meteorology and Hydrology*, 2000-present, Berlin, Germany: Copernicus GmbH.
32. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2001, p. 772.
33. G. Mie, «Beitrage zur Optik triibler Medien, speziell kolloidaler Metallosungen [Contribution to the optics of suspended media, specifically colloidal metal suspensions],» *Ann. Phys.*, vol. 25, pp. 377–445, 1908.
34. J. R. Probert-Jones, «The Radar Equation in Meteorology,» *Q. J. R. Meteorol. Soc.*, vol. 88, pp. 485–495, 1962.
35. J. W. Wilson, T. M. Weckwerth, J. Vivekanandan, R. M. Wakimoto, and R. W Russell, «Boundary layer clear air radar echoes: origin of echoes and accuracy of derived winds,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 11, pp. 1184–1206, 1994.
36. R. W. Russell and J. W Wilson, «Radar-observed fine lines in the optically clear boundary layer: reflectivity contributions from aerial plankton and its predators,» *Boundary Layer Meteorol.*, vol. 82, pp. 235–262, 1997.
37. P. H. Hildebrand, «Iterative correction for attenuation of 5 cm radar in rain,» *Appl. Meteorol.*, vol. 17, pp. 508–514, 1978.
38. R. H. Allen, D. W Burgess, and R. J. Donaldson, Jr., «Severe 5-cm radar attenuation of the Wichita Falls storm by intervening precipitation,» in *19th Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1980, pp. 87–89.
39. P. J. Eccles and D. Atlas, «A dual-wavelength radar hail detector,» *Appl. Meteorol.*, vol. 12, pp. 847–854, 1973.
40. R. E. Carbone, D. Atlas, P. Eccles, R. Fetter, and E. Mueller, «Dual wavelength radar hail detection,» *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, vol. 54, pp. 921–924, 1973.
41. T. Oguchi, «Electromagnetic wave propagation and scattering in rain and other hydrometeors,» *Proc. IEEE*, vol. 71, pp. 1029–1078, 1983.
42. R. J. Donaldson, Jr., «The measurement of cloud liquid-water content by radar,» *Meteorol.*, vol. 12, pp. 238–244, 1955.
43. H. K. Weickmann and H. J. aufm Kampe, «Physical properties of cumulus clouds,» *Meteorol.*, vol. 10, pp. 204–221, 1953.
44. K. L. S. Gunn and T. W R. East, «The microwave properties of precipitation particles,» *Q.J.R. Meteorol. Soc.*, vol. 80, pp. 522–545, 1954.
45. J. W Ryde and D. Ryde, *Attenuation of Centimeter Waves by Rain, Hail, Fog, and Clouds*, Wembley, England: General Electric Company, 1945.



46. B. R. Bean and R. Abbott, «Oxygen and water vapor absorption of radio waves in the atmosphere,» *Geofis. Pura Appl.*, vol. 37, pp. 127—144, 1957.
47. J. W Ryde, «The attenuation and radar echoes produced at centimetre wavelengths by various meteorological phenomena,» in *Meteorological Factors in Radio Wave Propagation*, London: Physical Society, 1946, pp. 169—188.
48. J. O. Laws and D. A. Parsons, «The relationship of raindrop size to intensity,» in *24th Ann. Meet. Trans. Am. Geophys. Union*, 1943, pp. 452—460.
49. R. G. Medhurst, «Rainfall attenuation of centimeter waves: comparison of theory and measurement,» *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-13, pp. 550—564, 1965.
50. R. Uijlenhoet, M. Steiner, and J.A. Smith, «Variability of raindrop size distributions in a squall line and implications for radar rainfall estimation,» *Hydrometeorol.*, vol. 4, pp. 43—61, 2003.
51. C. R. Burrows and S. S. Attwood, *Radio Wave Propagation, Consolidated Summary Technical Report of the Committee on Propagation*, NDRC, New York: Academic Press, 1949, p. 219.
52. W. J. Humphreys, *Physics of the Air*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1940, p. 82.
53. *Glossary of Meteorology*, 2nd Ed., Boston: AMS, 2000, p. 885.
54. D. Atlas and E. Kessler III, «A model atmosphere for widespread precipitation,» *Aeronaut. Eng. Rev.*, vol. 16, pp. 69—75, 1957.
55. M. Kerker, M. P. Langleben, and K. L. S. Gunn, «Scattering of microwaves by a melting spherical ice particle,» *Meteorol.*, vol. 8, p. 424, 1951.
56. A. C. Best, *Physics in Meteorology*, London: Sir Isaac Pitman & Sons, Ltd., 1957.
57. J. A. Saxton and H. G. Hopkins, «Some adverse influences of meteorological factors on marine navigational radar,» *Proc. IEE (London)*, vol. 98, pt. III, p. 26, 1951.
58. J. N. Chrisman and C A. Ray, «Afirst look at the operational (data quality) improvements provided by the Open Radar Data Acquisition (ORDA) system,» in *21st Int. Conf. on Infor. Processing Sys. (UPS) for Meteorol., Oceanog., and Hydrol.*, San Diego, CA, P4R.10, 2005.
59. M. Sachidananda and D. S. Zrnic, «Clutter filtering and spectral moment estimation for doppler weather radars using staggered pulse repetition time (PRT),» *J. Atmos. Ocean. Tech.*, 17, pp. 323—331, 2000.
60. L. B. Jackson, *Digital Filters and Signal Processing*, 2nd Ed., Norwell, MA: Kluwer, 1989.
61. A. D. Siggia and R. E. Passarelli, Jr., «Gaussian model adaptive processing (GMAP) for improved ground clutter cancellation and moment calculation,» in *3rd European Conf. on Radar Meteorol.*, Visby, Island of Gotland, Sweden, 2004, pp. 67—73.
62. F. Pasqualucci, B. W. Bartram, R. A. Kropfli, and W. R. Moninger, «A millimeter-wavelength dual-polarization doppler radar for cloud and precipitation studies,» *J. Clim. Appl. Meteorol.*, vol. 22, pp. 758—765, 1983.
63. R. Lhermitte, «A 94-GHz doppler radar for cloud observations,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 4, pp. 36—48, 1987.
64. J. H. Richter, «High-resolution tropospheric radar sounding,» *Proc. Colloq. Spectra Meteorol. Variables, Radio Sci.*, vol. 4, pp. 1261—1268, 1969.
65. R. J. Keeler, D. S. Zrnic, and C L. Frush, «Review of range velocity ambiguity mitigation techniques,» in *29th Conf. on Radar Meteorol.*, AMS, Montreal, 1999, pp. 158—163.
66. B. G. Laird, «On ambiguity resolution by random phase processing,» in *20th Conf. Radar Meteorol.*, Boston, AMS, 1981, p. 327.
67. M. Sachidananda and D. S. Zrnic, «Systematic phase codes for resolving range overlaid signals in a doppler weather radar,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 16, pp. 1351—1363, 1999.
68. J. Pirttila and M. Lehtinen, «Solving the range-doppler dilemma with the SMPRF pulse code,» in *30th Conf. Radar Meteorol.*, Munich, AMS, 2001, pp. 322—324.
69. National Research Council, *Weather Radar Technology beyondNexrad*, Washington, DC: National Academy Press, 2002.

70. R. J. Keeler, J. Lutz, and J. Vivekanandan, «S-Pol—NCAR's polarimetric doppler research radar,» in *Proc. Int. Geosci. Remote Sens. Symp. [IGARSS 2000]*, IEEE, Honolulu, 2000, pp. 1570—1573.
71. H. Liu and V. Chandrasekar, «Classification of hydrometeors based on polarimetric radar measurements: development of fuzzy logic and neuro-fuzzy systems and in-situ verification,» *J. Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 17, pp. 140—164, 2000.
72. C. J. Kessinger, S. M. Ellis, and J. VanAndel, «The radar echo classifier: a fuzzy logic algorithm for the WSR-88D,» presented at *83rd AMS Annual Meeting (3rdAI Conf.)*, PI.6, Long Beach, 2003.
73. D. Atlas, «Radar calibration: some simple approaches,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 83, pp. 1313—1316, 2002.
74. J. F. Pratt and D. G. Ferraro, «Automated solar gain calibration, preprints,» in *24th Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Tallahassee, 1989, pp. 619—622.
75. D. Sirmans and B. Urell, «On measuring WSR-88D antenna gain using solar flux,» NWS ROC Engineering Branch Report, 2001.
76. E. Gorcucci, J. Scarchilli, and V. Chandrasekar, «Calibration of radars using polarimetric techniques,» *IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens.*, vol. 30, pp. 853—858, 1992.
77. J. C Hubbert, V. N. Bringi, and D. Brunkow, «Studies of the polarimetric covariance matrix. Part I: Calibration methodology,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 20, pp. 696—706, 2003.
78. Radar calibration workshop presented at *81st Annual Meeting of the Am. Meteorol. Soc.*, Albuquerque, 2001.
79. R. J. Keeler and R. E. Passarelli, «Signal processing for atmospheric radars,» Chapter 20 in *Radar in Meteorology*, Atlas (ed.), Boston: AMS, 1990, pp. 199—229.
80. J. S. Marshall and W. Hitschfeld, «The interpretation of the fluctuating echo for randomly distributed scatterers,» Pt. I, *Can. J. Phys.*, vol. 31, pp. 962—994, 1953.
81. P. R. Wallace, «The interpretation of the fluctuating echo for randomly distributed scatterers,» Pt. II, *Can. J. Phys.*, vol. 31, pp. 995—1009, 1953.
82. D. S. Zrnic, «Simulation of weather-like doppler spectra and signals,» *J. Appl. Meteorol.*, vol. 14, pp. 619—620, 1975.
83. D. S. Zrnic and R. J. Doviak, «Velocity spectra of vortices scanned with a pulse-doppler,» *Appl. Meteorol.*, vol. 14, pp. 1531—1539, 1975.
84. W. D. Rummel, «Introduction of a new estimator for velocity spectral parameters,» *Tech. Memo MM-68-4121-5*, Bell Telephone Laboratories, Whippanny, NJ, 1968.
85. D. S. Zrnic, «Estimating of spectral moments for weather echoes,» *IEEE Trans. Geosc. Electron.*, vol. GE-17, pp. 113—128, 1979.
86. A. V. Oppenheim and R. W. Schaefer, *Digital signal processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
87. F. Fabry and R. J. Keeler, «Innovative signal utilization and processing,» Chapter 8 in *Radar in Atmospheric Science: A Collection of Essays in Honor of David Atlas*, R. Wakimoto and R. Srivastava (eds.), Meteorological Monographs, Vol. 30, Boston: AMS, 2003, pp. 199—214.
88. T. L. Wilfong, D. A. Merritt, R. J. Lataitis, B. L. Weber, D. B. Wuertz, and R. G. Strauch, «Optimal generation of radar wind profiler spectra,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 16, pp. 723—733, 1999.
89. P. H. Hildebrand and R. H. Sekhon, «Objective determination of the noise level in doppler spectra,» *Appl. Meteorol.*, vol. 13, pp. 808—811, 1974.
90. H. Urkowitz and J. P. Nespor, «Obtaining spectral moments by discrete Fourier transform with noise removal in radar meteorology,» *Proc. Int. Geosci. Remote Sens. Symp. [IGARSS-92]*, IEEE, Houston, 1992, pp. 125—127.
91. J. N. Denenberg, R. J. Serafin, and L. C Peach, «Uncertainties in coherent measurement of the mean frequency and variance of the doppler spectrum from meteorological echoes,» in *15th Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1972, pp. 216—221.
92. R. J. Keeler and C L. Frush, «Coherent wideband processing of distributed targets,» in *Proc. Int. Geosci. and Remote Sensing Symp. [IGARSS-83]*, San Francisco, IEEE/URSI, 1983, pp. 3.1—3.5.

93. R. G. Strauch, «A modulation waveform for short-dwell-time meteorological doppler radars,» *J. Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 5, pp. 512—520, 1988.
94. R. J. Keeler and C A. Hwang, «Pulse compression for weather radar,» in *IEEE Int. Radar Conf.*, Washington, DC, 1995, pp. 1-7.A. Mudukutore, V. Chandrasekar, and RJ. Keeler, «Pulse compression for weather radars,» *IEEE Trans. on Geosci. Rem. Sens.*, vol. 36, pp. 125—142, 1998.
95. A. Mudukutore, V. Chandrasekar, and R.J. Keeler, «Pulse compression for weather radars,» *IEEE Trans. on Geosci. Rem. Sens.*, vol. 36, pp. 125—142, 1998.
96. F. O'Hora and J. Keeler, «Comparison of pulse compression & whitening transform signal processing,» in *4th European Radar Conf.*, Barcelona, 2006, pp. 109—112.
97. E. A. Robinson, «Predictive decomposition of time series with application to seismic exploration,» *Geophysics*, vol. 32, pp. 418—484, 1967.
98. R. J. Keeler and L. J. Griffiths, «Acoustic doppler extraction by adaptive linear prediction filtering,» *Acoust. Soc. Amer.*, vol. 61, pp. 1218—1227, 1977.
99. A. C. Koivunen and A. B. Kostinski, «Feasibility of data whitening to improve performance of weather radar,» *Appl. Meteorol.*, vol. 38, pp. 741—749, 1999.
100. S. M. Torres and D. S. Zrnic, «Whitening in range to improve weather radar spectral moment estimates. Part 1: formulation and simulation,» *J. Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 20, pp. 1433—1448, 2003.
101. T. Y. Yu, G. Zhang, A. B. Chalamalasetti, R. J. Doviak, and D. S. Zrnic, «Resolution enhancement technique using range oversampling,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 23, pp. 228—240, 2006.
102. A. V. Oppenheim and R. W. Schaefer, *Discrete Time Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
103. J. P. Burg, «The relationship between maximum entropy spectra and maximum likelihood spectra,» *Geophysics*, vol. 37, pp. 375—376, 1972.
104. J. Capon, «High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,» *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 1408—1419, 1969.
105. S. M. Kay, *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*, New York: Prentice-Hall, 1988.
106. S. D. Campbell and S. H. Olson, «Recognizing low-altitude wind shear hazards from doppler weather radar: an artificial intelligence approach,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 4, p. 5—18, 1987.
107. A. L. Pazmany, J. B. Mead, S. M. Sekelsky, and D. J. McLaughlin, «Multi-frequency radar estimation of cloud and precipitation properties using an artificial neural network,» in *30th Int. Conf. on Radar Meteorol.*, Munich, AMS, pp. 154—156, 2001.
108. D. Atlas, «Advances in radar meteorology,» in *Advances in Geophysics*, Vol. 10, New York: Academic Press, 1964.
109. R. Gunn and G. D. Kinzer, «The terminal velocity of fall for water droplets in stagnant Air,» *Meteorol.*, vol. 6, pp. 243—248, 1949.
110. J. S. Marshall and W. M. K. Palmer, «The distribution of raindrops with size,» *Meteorol.*, vol. 4, pp. 186—192, 1948.
111. D. C Blanchard, «Raindrop size distribution in Hawaiian rains,» *Meteorol.*, vol. 10, pp. 457—473, 1953.
112. D. M. A. Jones, «3 cm and 10 cm wavelength radiation backscatter from rain,» in *5th Weather Radar Conf.*, AMS, Boston, 1955, pp. 281—285.
113. K. L. S. Gunn and J. S. Marshall, «The distribution with size of aggregate snowflakes,» *Meteorol.*, vol. 15, pp. 452—466, 1958.
114. J. W. Wilson and E. A. Brandes, «Radar measurement of rainfall—a summary,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 60, pp. 1048—1058, 1979.
115. I. Zawadzki, «On radar-raingage comparison,» *Appl. Meteorol.*, vol. 14, pp. 1430—1436, 1975.
116. I. Zawadzki, «Factors affecting the precision of radar measurements of rain,» in *22nd Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1984, pp. 251—256.

117. J. Joss, and R. Lee, «Application of radar-gauge comparison to operation precipitation profile corrections,» *Appl. Meteorol.*, vol. 34, pp. 2612–2630, 1995.
118. U. Germann and J. Joss, «Mesobeta profiles to extrapolate radar precipitation measurements above the Alps to ground level,» *Appl. Meteorol.*, vol. 41, pp. 542–547, 2002.
119. B. Vignal, G. Galli, J. Joss, and U. Germann, «Three methods to determine profiles of reflectivity from volumetric radar data to correct precipitation estimates,» *J. Appl. Meteorol.*, vol. 39, pp. 1715–1726, 2000.
120. F. F. Marzano, E. Picciotti, and G. Vulpiani, «Rain field and reflectivity vertical profile reconstruction from C-band radar volumetric data,» *IEEE Trans Geosci Rem Sens.*, vol. 42, pp. 1033–1046, 2004.
121. J. Bridges and J. Feldman, «An attenuation reflectivity technique to determine the drop size distribution of water clouds and rain,» *Appl. Meteorol.*, vol. 5, pp. 349–357, 1966.
122. D. S. Zrnic and A. Ryzhkov, «Polarimetry for weather surveillance radars,» *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, vol. 80, pp. 389–406, 1999.
123. T. A. Seliga and V. N. Bringi, «Potential use of radar differential reflectivity measurements at orthogonal polarizations for measuring precipitation,» *Appl. Meteorol.*, vol. 15, pp. 69–76, 1976.
124. M. Sachidananda. and D. S. Zrnic, «Rain Rate estimation from differential polarization measurements,» *Atmos. Ocean. Tech.*, vol. 4, pp. 588–598, 1987.
125. D. N. Moisseev, C M. H. Unal, H.W. J. Russchenberg, and L.P. Lighthart, «Improved polarimetric calibration of atmospheric radars,» *Atmos. Ocean. Tech.*, vol. 19, pp. 1968–1977, 2002.
126. A. Ryzhkov and D. Zrnic, «Assessment of rainfall measurement that uses specific differential phase,» *Appl. Meteorol.*, 35, pp. 2080–2090, 1996.
127. G. Zhang, J. Vivekanandan, and E. Brandes, «A method for estimating rain rate and drop size distribution from polarimetric radar measurements,» *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 39, pp. 830–841, 2001.
128. J. Vivekanandan, G. Zhang, S.M. Ellis, D. Rajopadhyaya, and S.K. Avery, «Radar reflectivity calibration using differential propagation phase measurement,» *Radio Sci.*, vol. 38, pp. 14-1 to 14-14, 2003.
129. P. Kollias, B. A. Albrecht, and F. Marks, Jr., «Why Mie?,» *Bull. Amer. Meteor. Soc.*, vol. 83, pp. 1471–1483, 2002.
130. R. J. Doviak, V. Bringi, A. Ryzhkov, A. Zahrai, and D. Zrnic, «Considerations for polarimetric upgrades to the operational WSR-88D radars,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 17, pp. 257–277, 2000.
131. C Frush, R. J. Doviak, M. Sachidananda, and D. S. Zrnic, «Application of the SZ phase code to mitigate range-velocity ambiguities in weather radars,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 19, pp. 413^130, 2002.
132. J. C Hubbert, G. Meymaris, and R. J. Keeler, «Range-velocity mitigation via SZ phase coding with experimental S-band radar data,» in *31st Conf. on Radar Meteorol.*, AMS, Seattle, 2003, pp. 727–729.
133. M. Sachidananda and D. S. Zrnic, «Clutter filtering and spectral moment estimation for doppler weather radars using staggered pulse repetition time (PRT),» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 17, pp. 323–331, 2000.
134. D. Burgess et al., «Final report on the Joint Doppler Operational Project (JDOP),» 1976–1978, *NOAA Tech. Memo. ERL NSSL-86*, 1979.
135. W. C Lee and M. M. Bell, «Rapid intensification, eyewall contraction and breakdown of Hurricane Charley (2004) near landfall,» *Geophys. Res. Lett.*, vol. 34, L02802, doi:10.1029/2006GL027889, 2007.
136. R. A. Houze Jr., S. S. Chen, W. C Lee, R. F. Rogers, J. A. Moore, G. J. Stossmeister, J. L. Cetrone, W. Zhao, and M. M. Bell, «The Hurricane Rainband and Intensity Change Experiment (RAINEX): Observations and modeling of Hurricanes Katrina, Ophelia, and Rita (2005),» *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, vol. 87, pp. 1503–1521, 2006.
137. R. J. Donaldson, Jr., «Vortex signature recognition by a doppler radar,» *Appl. Meteorol.*, vol. 9, pp. 661–670, 1970.



138. J. Wilson and H. P. Roesli, «Use of doppler radar and radar networks in mesoscale analysis and forecasting,» *ESA J.*, vol. 9, pp. 125–146, 1985.
139. T. Fujita and F. Caracena, «An analysis of three weather-related aircraft accidents,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 58, pp. 1164–1181, 1977.
140. T. Fujita, «The downburst,» Satellite and Mesometeorology Research Project, Department of the Geophysical Sciences, University of Chicago, 1985.
141. T. Fujita, «The DFW microburst,» Satellite and Meteorology Research Project, Department of the Geophysical Sciences, University of Chicago, 1986.
142. J. McCarthy and R. Serafin, «The microburst: hazard to aviation,» *Weatherwise*, vol. 37, pp. 120–127, 1984.
143. R. D. Roberts and J. W. Wilson, «A proposed microburst nowcasting procedure using single doppler radar,» *Appl. Meteorol.*, vol. 28, pp. 285–303, 1989.
144. K. Aydin, T. A. Seliga, and V. Balaji, «Remote sensing of hail with dual linear polarization radar,» *Clim. Appl. Meteorol.*, vol. 25, pp. 1475–1484, 1986.
145. A. J. Illingworth, J. W. F. Goddard, and S. M. Cherry, «Detection of hail by dual polarization radar,» *Nature*, vol. 320, pp. 431–433, 1986.
146. R. M. Lhermitte and D. Atlas, «Precipitation motion by pulse doppler radar,» in *9th Weather Radar Conf.*, AMS, Boston, 1961, pp. 218–223.
147. K. A. Browning and R. Wexler, «A determination of kinematic properties of a wind field using doppler radar,» *Appl. Meteorol.*, vol. 7, pp. 105–113, 1968.
148. J. D. Tuttle and G. B. Foote, «Determination of the boundary layer airflow from a single doppler radar,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 7, pp. 218–232, 1990.
149. J. W. Wilson and W. E. Schreiber, «Initiation of convective storms at radar-observed boundary layer convergence lines,» *Mon. Weather Rev.*, vol. 114, pp. 2516–2536, 1986.
150. T. W. Weckwerth, C. R. Pettet, F. Fabry, S. J. Park, M. A. LeMone, and J. W. Wilson, «Radar refractivity retrieval: Validation and application to short-term forecasting,» *Appl. Meteorol.*, vol. 44, pp. 285–300, 2005.
151. M. Hall (ed.), «Special papers: Multiple parameter radar measurements of precipitation,» *Radio Sci.*, vol. 19, 1984.
152. R. M. Lhermitte, «Dual-doppler radar observations of convective storm circulations,» in *14th Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1970, pp. 139–144.
153. D. J. McLaughlin, V. Chandrasekar, K. Droege, S. Frasier, J. Kurose, F. Junyent, B. Philips, S. Cruz-Pol, and J. Colom, «Distributed Collaborative Adaptive Sensing (DCAS) for improved detection, understanding and prediction of atmospheric hazards,» presented at *85th AMS Annual Meeting*, San Diego, AMS, 2005.
154. F. Junyent, V. Chandrasekar, D. Brunkow, P. C. Kennedy, and D. J. McLaughlin, «Validation of first generation CASA radars with CSU-CHILL,» presented at *32nd Conf. Radar Meteorol.*, P10R4, AMS, Albuquerque, 2006.
155. R. E. Carbone, M. Carpenter, and C. Burghart, «Doppler radar sampling limitations in convective storms,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 2, pp. 358–361, 1985.
156. M. Brook and P. Krehbiel, «A fast-scanning meteorological radar,» in *16th Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1975, pp. 26–31.
157. R. J. Keeler and C. L. Frush, «Rapid-scan doppler radar development considerations, Part II: technology assessment,» in *21st Conf. Radar Meteorol.*, AMS, Boston, 1983, pp. 284–290.
158. P. L. Smith, «Applications of radar to meteorological operations and research,» *IEEE Proc.*, vol. 62, pp. 724–725, 1974.
159. C. L. Holloway and R. J. Keeler, «Rapid scan doppler radar: the antenna issues,» in *26th Conf. on Radar Meteorol.*, AMS, Norman, 1993, pp. 393–395.
160. L. Josefsson, «Phased array antenna technology for weather radar applications,» in *25th Conf. on Radar Meteorol.*, AMS, Paris, 1991, pp. 752–755.
161. R. J. Keeler, «Weather radars of the 21st century: a technology perspective,» in *28th Conf. on Radar Meteorol.*, Austin, AMS, 1997, pp. 309–310.

162. P. Meischner, C Collier, A. Illingworth, J. Joss, and W Randeu, «Advanced weather radar systems in Europe: The COST-75 action,» *Bull. Amer. Meteoro. Soc.*, vol. 78, pp. 1411–1430, 1997.
163. E. Brookner (ed.), *Practical Phased Array Antenna Systems*, Norwich, MA: Artech House, 1991.
164. J. Wurman and M. Randall, «An inexpensive, mobile, rapid scan radar,» in *30th Int. Conf. on Radar Meteorol.*, Munich, AMS, 2001, pp. 98–100.
165. J. W Rogers, L. Buckler, A. C. Harris, M. Keehan, and C J. Tidwell, «History of the Terminal Area Surveillance System (TASS),» in *28th Conf. Radar MeteroL*, AMS, Austin, 1997, pp. 157–158.
166. W. Benner, W. G. Torok, N. Gordner-Kalani, M. Batista-Carver, and T. Lee, «MPAR program overview and status,» presented at *23rd Int. Conf. on Interact. Info. Proc. Sys. (UPS)*, AMS, San Antonio, 2007.
167. T. Maese, J. Melody, S. Katz, M. Olster, W. Sabin, A. Freedman, and H. Owen, «Dual-use shipborne phased array radar technology and tactical environmental sensing,» in *Proc. IEEE National Radar Conf.*, Atlanta, 2001, pp. 7–12.
168. D. E. Forsyth, K. J. Kimpel, D. S. Zrnic, S. Sandgathe, R. Ferek, J. F Heimmer, T. McNellis, J. E. Crain, A. M. Shapiro, J. D. Belville, and W. Benner, «The national weather radar testbed (phased array),» presented at *18th Int. Conf. on Interact. Info. Proc. Sys. (UPS)*, AMS, Orlando, 2002.
169. R. L. Trotter, «Design considerations for the NOAA airborne meteorological radar and data system,» in *18th Conf. on Radar Meteorol.*, AMS, Atlanta, 1978, pp. 405–408.
170. H. B. Bluestein and R. M. Wakimoto, «Mobile radar observation of severe convective storms,» Chapter 5 in *Radar in Atmospheric Science: A collection of essays in honor of David Atlas*, R. Wakimoto and R. Srivastava (eds.), Meteorological Monograph, Vol. 30, Boston: AMS, 2003, pp. 105–136.
171. R. H. Hildebrand, C A. Walther, C L. Frush, J. Testud, and F Baudin, «The ELDORA/ASTRAIA airborne doppler weather radar: goals, design and first field test,» *Proc. IEEE*, vol. 12, pp. 1873–1890, 1994.
172. G. M. Heymsfield et al., «The EDOP radar system on the high altitude NASA ER-2 aircraft,» *J. Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 13, pp. 795–809, 1996.
173. L. Li, G. M. Heymsfield, R E. Racette, L. Tian, and E. Zenker, «A 94-GHz cloud radar system on a NASA high-altitude ER-2 aircraft,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 21, pp. 1378–1388, 2004.
174. D. R Jorgensen, T. R. Shepherd, and A. S. Goldstein, «A dual-pulse repetition frequency scheme for mitigating velocity ambiguities of the NOAA P-3 airborne doppler radar,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 17, pp. 585–594, 2000.
175. S. L. Durden, E. Im, F K. Li, W. Ricketts, A. Tanner, and W. Wilson, «ARMAR: An airborne rain mapping radar,» *Atmos. Oceanic Technol.*, vol. 11, pp. 727–737, 1994.
176. A. Pazmany, R. McIntosh, R. Kelly, and G. Vali, «An airborne 95 GHz dual-polarized radar for cloud studies,» *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 32, pp. 731–739, 1994.
177. G. Farquharson, E. Loew, W C Lee, and J. Vivekanandan, «Anew high-altitude airborne millimeter-wave radar for atmospheric research,» presented at *Proc. Int. Geosci. Remote Sens. Symp. [IGARSS 2007]*, IEEE, Barcelona, 2007.
178. M. Wolde and A. Pazmany, «NRC Dual-frequency airborne radar for atmospheric research,» presented at *32cd Conf. Radar Meteorol.*, P1R.9, Albuquerque, 2005.
179. T. Kozu et al., «Development of precipitation radar on-board the Tropical Rainfall Measuring Mission (TRMM) satellite,» *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 39, pp. 102–116, 2001.
180. E. Im et al., «Second-generation precipitation radar (PR-2),» Final Rep. JPL D-22997, NASA Earth Science Instrument Incubator Program, JPL, Calif. Inst. Tech., Pasadena, CA, 2002.
181. R. Meneghini and D. Atlas, «Simultaneous ocean cross-section and rainfall measurements from space with a nadir-looking radar,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 3, pp. 400–413, 1986.

182. L. Liang and R. Meneghini, «A study of air/space-borne dual-wavelength radar for estimation of rain profiles,» *Advances in Atmos. Sci.*, vol. 22, pp. 841–851, 2005.
183. G L. Stephens, D. G Vane, R J. Boain, G G. Mace, K. Sassen, Z. Wang, A. J. Illingworth, E. J. O'Connor, W B. Rossow, S. L. Durden, S. D. Miller, R. T. Austin, A. Benedetti, C Mitrescu, and the CloudSat Science Team, «The CloudSat mission and the A-train: a new dimension of space-based observations of clouds and precipitation,» *Bull. Am. Meteorol. Soc.*, vol. 83, pp. 1771–1790, 2002.
184. E. E. Gossard and R. G. Strauch, *Radar Observations of Clear Air and Clouds*, Amsterdam: Elsevier, 1983.
185. S. Kato T. Tsuda, M. Yamamoto, T. Sato, and S. Fukao, «First results obtained with a middle and upper atmosphere (MU) radar,» *Atmos. Terr. Phys.*, vol. 48, pp. 1259–1267, 1986.
186. S. G. Benjamin, B. E. Schwartz, E. J. Szoke, and S. E. Koch, «The value of wind profiler data in U.S. weather forecasting,» *Bull. Amer. Meteor. Soc.*, vol. 85, pp. 1871–1886, 2004.
187. R. E. Carbone, R. Strauch, and G. M. Heymsfield, «Simulation of wind profilers in distributed conditions,» in *23rd Conf. Radar Meteorol.*, vol. I, AMS, Boston, 1986, pp. 44–47.
188. R. G. Strauch, B. L. Weber, A. S. Frisch, C G. Little, D. A. Merritt, K. R Moran, and D. C Welsh, «The precision and relative accuracy of profiler wind measurements,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 4, pp. 563–571, 1987.
189. *Proceedings of International Symposia on Tropospheric Profiling*, 1998–present.
190. R. J. Doviak, R. J. Lataitis, and C L. Holloway, «Cross correlations and cross spectra for spaced antenna wind profilers,» *Radio Sci.*, vol. 31, pp. 157–180, 1996.
191. J. S. Van Baelen and A. D. Richmond, «Radar interferometry technique: Three-dimensional wind measurement theory,» *Radio Sci.*, vol. 26, pp. 1209–1218, 1991.
192. G. Zhang and R. J. Doviak, «Spaced-antenna interferometry to measure crossbeam wind, shear and turbulence: Theory and formulation,» *Atmos. Ocean. Technol.*, vol. 24, pp. 791–805, 2007.

ГЛАВА 20

ЗАГОРИЗОНТНАЯ ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ РЛС

Джеймс М. Хедрик
научно-исследовательская
лаборатория ВМС США
Стюарт Дж. Андерсон
Австралийская организация
оборонной науки и техники

20.1. Введение

Загоризонтное обнаружение земных целей на дальностях в тысячи километров может быть достигнуто с помощью РЛС, работающих в высокочастотном диапазоне (ВЧ) от 3 до 30 МГц. Эта очень большая дальность обнаружения достигается за счет ионосферной (*пространственной*) волны, которая при излучении зондирующих сигналов РЛС распространяется в атмосфере и затем отражается от ионосферы. Распространение же поверхностной ВЧ-волной использовалось над морем для промежуточных загоризонтных дистанций протяженностью до нескольких сотен километров. Время от времени системы ВЧ РЛС также находили применение в зоне прямой видимости на малых дальностях. В этой главе преимущественно рассматриваются ионосферные загоризонтные РЛС, хотя их описание в большой степени применимо также к РЛС с земной (поверхностной) радиоволной. В отличие от совмещенного описания двух конфигураций РЛС, приведенных в этой главе, в приложении в конце главы раздельно описываются особенности ВЧ РЛС с поверхностью радиоволной.

В некотором смысле разработка ионосферной загоризонтной РЛС ВЧ берет начало в 1920-х годах, когда впервые были идентифицированы отраженные ионосферой радиолокационные сигналы [1], но первые ВЧ-системы РЛС были развернуты только в 1950-х годах [2]. Начиная с этого момента ионосферные РЛС стали использоваться для решения таких задач, как обнаружение и сопровождение самолетов, баллистических и крылатых ракет, а также кораблей [3—15]. Дополнительно к обнаружению сигналов, отраженных скрин-слоем от представляющих интерес целей, ВЧ РЛС могут использоваться для наблюдения на больших высотах различных форм атмосферной ионизации как естественного происхождения, включая обусловленные полярным сиянием и вторжением метеоритов, так и искусственно-го, включая взаимодействие космических кораблей и баллистических ракет с ионосферной плазмой [16—19]. В дальнейшем использовались те же длины волн, что у поверхностных гравитационных волн в океане, и эта аналогия может быть применена для получения информации о спектре направлений волн, океанических течений и, следовательно, приповерхностных ветрах [5]. В самом деле, рассеяние от моря может часто использоваться как эталонная эффективная площадь отражения цели (ЭПО) и как диагностический инструмент. Узкополосные импульсы, низкие частоты и природа траектории передачи сигнала делают пространственное разрешение грубым по сравнению с более высокочастотными РЛС, но разрешающая способность по доплеровской частоте может быть чрезвычайно высокой. Амплитуда и распределение доплеровских сдвигов отраженных от удаленной поверхности Земли сигналов (часто называемых *обратным рассеянием*, хотя этот термин должен быть закреплен за однопозиционными РЛС) являются основными факторами при определении динамического диапазона системы, спектральной чистоты и требований к обработке сигналов.

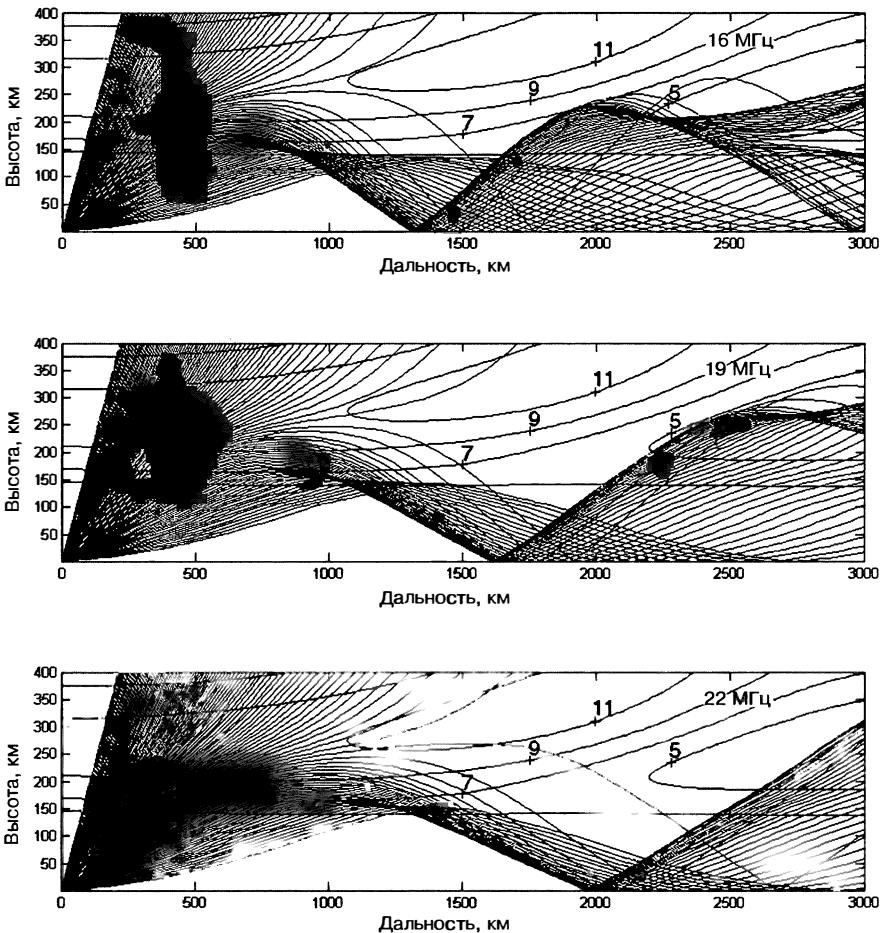


Рис. 20.1. Прослеживание хода луча через модель ионосферы; видны изменения проекции диаграммы направленности антенны с несущей частотой. Контуры отмечают плазменную частоту или плотность электронов

Для эффективной работы РЛС необходимо определить в реальном масштабе времени параметры окружающей среды, которые оказывают влияние на рабочие характеристики РЛС, а также установить такой интервал времени, в котором отсутствуют крупномасштабные изменения в ионосфере. Обычно этот интервал составляет 10–30 минут. Информацию о траектории распространения радиосигнала обычно получают с помощью вспомогательного вертикального и наклонного зондирования радиозондами, а также с помощью самих РЛС, используя их как радиозонды. Модель плотности электронов в ионосфере достаточно сложная и позволяет при необходимости адекватно интерпретировать данные радиозондирования. Статистическая климатология ионосферных траекторий прохождения радиолокационных импульсов и прогнозы необходимы для разработки РЛС и развития зависящих от места применения моделей. Кроме того, другие пользователи ВЧ-спектра должны постоянно придерживаться заданных рабочих частот для исключения возможных взаимных помех.

Основные особенности прохождения радиолокационного импульса в ионосфере приведены на рис. 20.1. Ионосфера, представляющая собой ионизированный газ со свободными электронами, будет отражать все сигналы РЛС, если частота

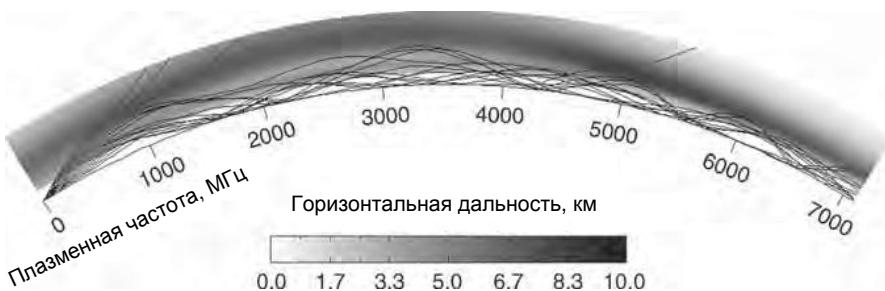


Рис. 20.2. Численные расчеты траекторий, иллюстрирующие прохождение импульса с многократными отражениями поперек экваториальной зоны. Расположенная на значительной высоте повышенная концентрация электронов вблизи экватора примерно на протяжении 2500 км является эпилонской аномалией

радиолокационной станции меньше *плазменной частоты*, которая задается выражением

$$f_p \cong 9 \cdot 10^{-6} \sqrt{N_e}, \quad (20.1)$$

где f_p выражена в МГц, а N_e является числом электронов в м^3 . Для заданного угла места α , если рабочая частота РЛС превышает $f_p / \sin \alpha$ на высоте максимальной ионизации, пучок импульсов, запущенных при больших углах места, уходит через верхнюю границу ионосфера, что приводит к появлению, так называемых, зон ускользания или *мертвых зон*, в пределах которых поверхность Земли не будет за- свечена. За пределами зоны ускользания вся энергия возвращается на Землю, дос- тигая максимальной дальности, когда пучки радиолокационного излучения, поки- дающие антенну, являются горизонтальными. Полезный обзор по дальности будет лежать в этих пределах, которые определяют зону *однократного отражения*.

Как показано на рис. 20.2, могут иметь место также многократные отражения, при этом энергия может даже обогнуть всю Землю; мешающие отраженные сигналы от этих больших дальностей могут значительно снижать рабочие характеристики РЛС. Сравнение рис. 20.1а, 20.1б и 20.1в показало, что различные протяженности по дальности засвечиваются за счет использования разных рабочих частот, при этом большие начальные дальности требуют более высоких частот. В приведенном при- мере импульсы частотой 16 МГц облучают цели на дальностях от 1300 до 3000 км, тогда как частотой 19 МГц облучаются цели на дальностях от 1650 до 2750 км, а частотой 22 МГц — от 1950 до 2750 км. Следовательно, самый дальний край проекции ДНА не следует увеличивать по мере роста частоты в зависимости от преобладаю- щих условий ионосферы. В этом примере ионосфера считается состоящей из одного слоя. Обычно рассматривают два или три различных слоя, таких, что сигналы могут частично проникать в низкие слои, чтобы быть отраженными верхним слоем. В ре- зультате этого связь между дальностью до цели и измеренным временем задержки отраженного сигнала становится многозначной при неизвестных параметрах, таких как высоты слоев, которые необходимо оценивать одним из существующих методов, описание которых приводится в этой главе дальше.

Для иллюстрации принципов работы ионосферной загоризонтной РЛС на рис. 20.3 представлена карта, показывающая различные задачи наблюдения для гипотетической РЛС с азимутальным обзором в 360° . Показаны пять секторов тек-ущей процедуры наблюдения, каждый из которых предназначен, как показано, для определенной задачи, а каждая задача состоит из ряда *областей времени засветки цели (DIR — Dwell Interrogation Region)*. РЛС, наводящаяся электронным об- разом, пошагово передает радиолуч через эти области времени засветки цели, ис- пользуя некоторую определенную последовательность и подсвечивая каждую из областей времени засветки цели подходящим по форме сигналом для соответствую- щего интервала, в течение которого приемная система получает когерентные временные ряды выборок отраженных сигналов. Время когерентного накопления

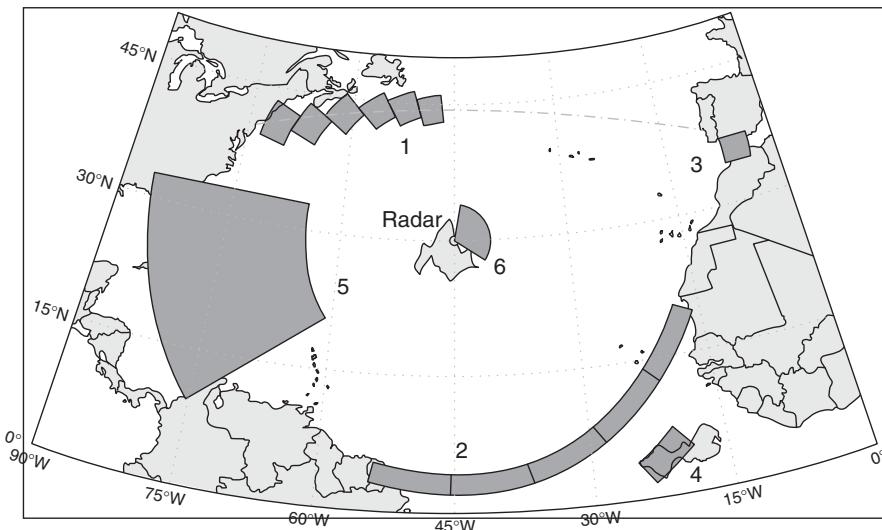


Рис. 20.3. Некоторые варианты охвата и постановок задач для гипотетической ВЧ РЛС (воображаемой) на одном из среднеатлантических островов. Области охвата пронумерованы 1—5, что следующим образом соответствует задачам загоризонтной ионосферной РЛС: 1 — контроль траектории прохождения импульсов РЛС в воздухе; 2 — наблюдение над барьером; 3 — стратегический контроль водных путей; 4 — обнаружение запуска баллистических ракет и 5 — дистанционное зондирование и отслеживание ураганов. Сектор, обозначенный цифрой 6, представляет обзор ВЧ РЛС с помощью поверхностных волн

($t_{\text{кн}}$, CIT — Coherent Integration Time)¹ зависит от типа наблюдения и почти всегда находится в интервале 1—100 секунд. За счет формирования параллельных смежных ДН приемной антенны шириной $1/2^\circ$ на 15 МГц (как в случае РЛС ВМС США ROTHR — Relocatable Over-the-Horizon Radar, и австралийских РЛС Jindalee и JORN), что соответствует десятикилометровому боковому разрешению по дальности в 1200 км, анализируется проекция ДНА каждого передатчика. Зависящие от решаемой задачи требования к области времени засветки цели пересматривают частоты, определяющие последовательность запросов, относящихся к областям времени засветки цели и, конечно же, накладывают ограничения на количество решаемых задач. Рассмотрим набор задач и областей времени засветки цели, приведенных на рис. 20.3. Для задачи 1 потребуются только короткие $t_{\text{кн}}$, составляющие 1—2 с., т.е. если самолет крупный, то каждую минуту потребуются повторные наблюдения, поскольку полет не предполагает маневра, так что его траектория будет удобна для анализа, а погрешности обнаружения его положения будут обусловлены флуктуациями ионосферы. Необходимо будет послать только один запрос на область времени засветки цели, содержащей самолет. Вторая задача — наблюдение за барьером, если относится к водным перевозкам, может иметь перерыв в течение периода обзора десять минут, поскольку судно передвигается медленно, но для обнаружения требуются длительные времена $t_{\text{кн}}$ продолжительностью в 20—30 с. для разделения принимаемого сигнала в спектре доплеровских частот, отраженного от судна и сигнала от морских волн. Даже в этих условиях РЛС может переступить через дугу барьера с большим количеством времени для чередования засветки цели в задаче 1 между последовательными обращениями к области времени засветки цели в задаче 2. Если барьер задачи 2 был связан с самолетом при

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Coherent Integration Time» (CIT) используется термин «время когерентного накопления» ($t_{\text{кн}}$). — Прим. ред.

t_{KH} в 1–2 с., тогда повторные обзоры должны быть достаточно частыми, чтобы достичь требуемой вероятности обнаружения, прежде чем у самолета будет время пересечь барьер. Один из подходов состоит в расширении барьера за счет обработки большего числа ячеек дальности или за счет сокращения полосы пропускания сигналов и за счет того, что ячейкам дальности предоставляется возможность стать шире, но это может не сработать, если ионосфера не поддерживает прохождение на возросшей по глубине дальности. Другой подход состоит в увеличении интервалов обзора с помощью под наборов областей времени, определяющего засветку цели. Необходимо также будет учитывать относительную приоритетность задач 1 и 2.

Задача 4 (обнаружение запуска баллистической ракеты) потребует намного более частых наблюдений, если запуск представляется неизбежным или если ракета может пропасть из проекции ДНА РЛС, не будучи обнаруженной. Предположим, что t_{KH} составляет 5 с., а допустимый интервал обзоров — 10 с. Задачи 1 и 4 могут чередоваться, например, выполнением пяти засветок цели по задаче 4, после этого — одной засветки по задаче 1, а затем повторяются этапы этой схемы. Задача 3 связана с медленно передвигающимися кораблями, так что интервал обзора может составлять десятки минут, но, вероятно, требуются длительные t_{KH} в 20–30 с. для разделения отражений от корабля от отражений от морских волн в спектре доплеровских частот. В это время требования к задаче 4 будут нарушены. Задачи 3 и 4, согласно определению, несовместимы.

Задача 5 (дистанционное зондирование состояния океана) будет иметь значительно более низкий приоритет, поскольку она связана с медленно меняющимся явлением, так что для нее потребуются только обзоры, осуществляемые от случая к случаю. Небольшой сектор, представленный для задачи 6 и простирающийся до дальности в 400 км, является репрезентативным для охвата ВЧ РЛС поверхностных волн, поскольку применяется, например, для защиты подходов к порту.

Этот пример является типичным для проблемы планирования и распределения ресурсов, которая является центральной для работы загоризонтных ионосферных ВЧ РЛС. Часто компромиссов бывает не избежать. Эта ситуация еще больше осложняется непрерывными вариациями условий прохождения сигналов в ионосфере, которые должны контролироваться и использоваться для составления задач, поскольку плохая ионосферная «погода», вероятно, будет препятствовать определенным миссиям.

Практически без исключений эти сектора и, конечно же, отдельные области времени засветки цели в пределах каждого сектора потребуют различных несущих частот даже для заданной дальности, поскольку ионосфера может весьма значительно меняться по всей дальности и азимуту активного охвата. Определяющей характеристикой загоризонтной ионосферной ВЧ РЛС является то, что оператор РЛС должен выбирать оптимальные для различных задач частоты и адаптировать эти частоты к постоянно меняющейся ионосфере.

Эта глава посвящена описанию основных особенностей загоризонтных ионосферных ВЧ РЛС, используемых в настоящее время, причем упор делается на физические соображения, которые определяют проектирование системы и ее рабочие характеристики.

20.2. Уравнение радиолокации

Уравнение радиолокации в виде (20.2) может быть использовано для того, чтобы указать все аспекты ВЧ РЛС, которые значительно отличаются от РЛС, использующих более высокие частоты. Эти различия включают в себя адаптацию к окружающей среде, выбор частоты и формы импульса, эффективную площадь отражения от цели, потери на траектории следования сигнала, эффект многолучевого распространения волн, шум, помехи, коэффициент усиления антенны, пространственное разрешение и мешающие отражения по поверхности Земли. В случае обнаружения, ограниченного уровнем шумов, радиолокационное уравнение принимает вид

$$\frac{C}{\text{Ш}} = \frac{P_{\text{ср}} G_{\text{перед}} G_{\text{прием}} T \lambda^2 \sigma F_n}{(4\pi)^3 L_p L_c N_0 R^4}, \quad (20.2)$$

где C/I — выходное отношение сигнал/шум; $P_{ср}$ — средняя передаваемая мощность; $G_{перед}$ — коэффициент усиления передатчика антенны; $G_{прием}$ — коэффициент усиления приемника антенны; T — время когерентной обработки; λ — длина волны; σ — поперечное сечение радиолокационной цели; F_n — коэффициент прохождения по траектории; N_0 — мощность шума в расчете на единичную полосу пропускания; L_n , L_c — потери при прохождении по траектории и системные потери; R — расстояние между РЛС и целью.

Эти параметры можно кратко описать следующим образом.

Антенны $G_{перед}$ и $G_{прием}$. Обычно РЛС ВЧ-диапазона включают влияние поверхности Земли в характеристики антенны, и это правило будет использовано нами. Например, полуволновый диполь в свободном пространстве имеет максимальный коэффициент усиления над изотропной поверхностью в 2,15 дБ. Если антenna ориентирована вертикально, прямо над идеально проводящей поверхностью Земли, но не касаясь ее, то максимальный коэффициент усиления антенны увеличится в 4 раза, или с 6 дБ до 8,15 дБ при угле места 0° . Поскольку поверхность Земли неидеальна, ее диэлектрическая постоянная и электропроводность являются факторами, определяющими рабочие характеристики антенны. Электрические свойства поверхности Земли значительно сильнее определяют вертикальную, чем горизонтальную поляризацию; однако особенности рельефа местности и неровности поверхности Земли имеют значение для обеих поляризаций.

Время когерентной обработки T . Для дальностей за пределами зоны молчания отраженные радиолокационные сигналы ВЧ РЛС неизменно содержат обратное рассеяние поверхностью Земли на тех же дальностях, что и цели. Для разделения целей от обратного рассеяния поверхностью Земли используется обработка доплеровских сигналов; вследствие этого за интервал T (который может превышать 100 с., хотя обычно не превышает и 20 с.) собираются когерентные выборки.

Длина волны (λ). Длину волны или рабочую частоту необходимо выбрать так, чтобы переданная энергия отражалась ионосферой для засветки требуемой области на поверхности Земли. Спектр испускания должен быть ограничен, чтобы не оказывать влияние на других пользователей. Поскольку распределение заполненности ионосферы и ВЧ-полосы является меняющимся со временем параметром, требуется адаптивное управление РЛС.

Эффективная площадь отражения цели (ЭПО) (σ). Эффективная площадь отражения традиционных целей при радиолокации в общем случае зависит от частоты, поляризации и курсового угла цели, но в случае ВЧ размеры цели обычно одного порядка с длиной волны, так что поведение рассеяния отличается от того, что наблюдается при более высоких частотах. Также имеет место рассеяние от окружающей среды (мешающие отражения от поверхности Земли), так что используются модели коэффициентов рассеяния единичной поверхностью Земли и океана, или турбулентции единичного объема ионосферы для обеспечения ЭПО цели в уравнении (20.2), когда эти естественные рассеивающие объекты являются представляющими интерес целями. Таким образом, для получения ЭПО помех, вызванных отражением от Земли, приведенный коэффициент поверхностного рассеяния σ^0 умножается на размер элемента разрешения A . Важные факторы размера элемента разрешения, а именно ДН приемной антенны и спектральная полоса пропускания, не содержатся в явном виде в уравнении (20.2) (мешающие отражения поверхностью Земли часто накладывают ограничения на способность обнаружения цели; в данном случае интерес представляет отношение сигнала к мешающим отражениям, а не отношение сигнал/шум). Соответственно, следует использовать другой вид уравнения радиолокации.

Факторы, влияющие на прохождение сигнала (F_n). Несколько явлений, возникающих при прохождении сигнала, включая вращение плоскости поляризации сигнала, многолучевое распространение при отражениях от поверхности Земли, многократное отражение радиоволн при прохождении, а также ионосферную фокусировку, потребуется включить в уравнение радиолокации в зависимости от представляющего интерес сценария. Вращение плоскости поляризации относится к изменению поляризации сигнала, падающего на цель в зависимости от времени и расстояния и возникающего при прохождении через намагниченную ионосферную плазму; линейно поляризованные переданные сигналы часто достигают области цели с повернутой осью поляризации, но все еще остаются в основном линейно

поляризованными. Поскольку многие цели имеют ЭПО, которая может меняться с поляризацией, важно, что наиболее предпочтительная поляризация будет подсвечивать эту цель неоднократно. Пространственная шкала «кромки» поляризации в проекции ДНА РЛС обычно находится на дальности 10–100 км, а изменение частоты, необходимое для поворота плоскости поляризации на 90° в заданном месте проекции ДНА РЛС (ширина полосы пропускания, определяемая допустимым искажением поляризации сигнала), составляет примерно 100 кГц, так что дифференциальные эффекты могут оказаться весьма значительными. Конечно, поляризация будет также флюктуировать в принимающей антенне вследствие изменений со временем обратной траектории сигнала.

Шум (N_0). Для РЛС, работающих в ВЧ-диапазоне, внутренний шум приемника всегда меньше, чем внешний шум.

Потери (L_n , L_c). Член потерь L_n содержит потери, получаемые при прохождении вдоль траектории, в том числе ионосферное поглощение и потери при отражении от поверхности Земли; L_c представляет потери системой РЛС. Ионосферные потери, которые обычно прогнозируют на статистической основе, могут представлять собой основную неизвестную часть потерь при работе РЛС в режиме реального времени.

Дальность (R). Дальностью в уравнении (20.2) является «наклонная дальность», т.е. длина траектории ионосферной волны между целью и РЛС, а не расстояние, измеряемое вдоль поверхности Земли до цели. Для преобразования этой наклонной дальности в горизонтальную дальность по дуге большого круга необходимо использовать высоту отражения ионосферой. Видимая дальность до определенной цели может принимать более одного значения, поскольку могут иметь место несколько траекторий прохождения сигнала.

С этими интерпретациями уравнение радиолокации (20.2) можно использовать для моделирования рабочих характеристик ионосферных загоризонтных РЛС, когда шум, а не помехи от отражений поверхностью Земли устанавливает предел способности обнаружения цели. При этом принимается во внимание, что сложность и статистическая природа прохождения радиоволн в ионосфере, а также внешний шум окружающей среды означают, что часто это уравнение необходимо применять к распределениям вероятности, а не к скалярным значениям параметров. Когда скорость цели накладывает доплеровский сдвиг, выходящий за пределы доплеровских сдвигов отражений поверхностью, вполне подходит модель ограниченного шумом обнаружения цели, но существуют две ситуации, в которых она не работает. Первая возникает при обнаружении корабля, когда присущее отражению от морской поверхности размытие доплеровского спектра сигнала регулярно выходит за пределы типичных доплеровских сдвигов большей части отраженных от корабля сигналов. Второй случай относится к размытию доплеровского спектра отраженных от поверхности сигналов, который возникает в связи с нестабильностью плазмы и ее турбулентностью, особенно в период после заката Солнца и в высоких и низких широтах. Эквивалентная скорость этого типа мешающих отраженных от поверхности сигналов может достигать сотен м/с, маскируя отраженные сигналы даже от быстролетящих самолетов. Все эти вопросы рассматриваются в разделе 20.8. Изучение ситуаций, когда обнаружение цели ограничено мешающими отражениями, является важной частью задачи проектирования РЛС, которая требует детального понимания этого явления и его всестороннего учета.

20.3. Факторы, влияющие на конструкцию загоризонтной ионосферной РЛС

Принципиальные различия между ВЧ и СВЧ РЛС. Прежде чем приступить к детальному анализу загоризонтных ионосферных РЛС ВЧ-диапазона в последующих разделах и описанию тех свойств окружающей среды, которые влияют на конструкцию и рабочие характеристики РЛС, будет полезно подытожить принципиальные различия между загоризонтными ионосферными и традиционными РЛС СВЧ-диапазона. Это позволит дать предостерегающее напоминание не экстраполировать знакомые характеристики СВЧ-области на ВЧ-полосу частот.

Загоризонтные ВЧ РЛС работают на дальностях радиолокации, на порядок величины больших, чем РЛС СВЧ-области, осуществляющие наблюдение за воздушной средой. Длины волн ВЧ РЛС в сотни раз больше, так что и антенны у них пропорционально большего размера, не менее двух или трех километров в длину, если они хотят вести наблюдение за кораблями, но значительно меньше, если речь идет об обнаружении самолета. Средняя мощность передатчиков загоризонтных РЛС может составлять несколько сотен киловатт, а мощность радиолокационных станций управления воздушным движением СВЧ-диапазона — всего несколько киловатт. Длительность наблюдения для загоризонтных радиолокационных систем может составлять от одной до нескольких десятков секунд и несколько миллисекунд для РЛС СВЧ-области. Длительное время наблюдения для загоризонтных ионосферных РЛС необходимо, чтобы принять достаточно энергии отраженного сигнала и обеспечить надежное обнаружение цели, а также для получения продолжительного времени накопления, необходимого для эффективной обработки данных доплеровской РЛС. Ионосфера оказывает доминирующее влияние на характеристики загоризонтных РЛС, тогда как обычная атмосфера оказывает лишь незначительное влияние на работу РЛС в СВЧ-диапазоне. Частота загоризонтных РЛС и другие параметры в основном задаются необходимостью прохождения сигнала через ионосферу. Ограничения, накладываемые прохождением сигнала и доступностью незанятых частотных каналов, обусловливают разрешение по дальности ВЧ РЛС, которое не настолько хорошо, как в случае СВЧ-систем. Передатчик ВЧ-диапазона должен осуществлять строгий контроль спектра излучаемых сигналов для исключения взаимных помех других пользователей ВЧ-спектра (аналогичное соображение применимо к РЛС СВЧ-диапазона, но не в такой степени, как в случае ВЧ РЛС). Военные РЛС СВЧ-диапазона часто используют широкий спектр из соображений электронной защиты и для получения более подробной информации о цели, но все возрастающие требования гражданской беспроводной связи значительно сократили спектр, доступный для РЛС СВЧ-области, до точки, с которой начинают действовать ограничения рабочих характеристик РЛС.

Чувствительность РЛС СВЧ-области ограничена шумом приемника, но чувствительность РЛС ВЧ-области ограничивается внешним шумом, поступающим в приемник через антенну. Этот внешний шум обусловлен не только природными механизмами, такими как грозы, но также сигналами от множества передатчиков ВЧ-диапазона, работающих во всем мире. Рабочие характеристики как СВЧ, так и ВЧ РЛС могут быть ограничены сильными отраженными сигналами от суши или от моря, причем в случае РЛС ВЧ-диапазона эта проблема особенно серьезна. Важная роль в таких условиях отводится обработке данных доплеровской РЛС. Для некоторых самолетов эффективная площадь отражения при радиолокации в ВЧ-диапазоне значительно больше, чем в СВЧ-диапазоне. Многие загоризонтные РЛС ВЧ-области используют непрерывный частотно-модулированный сигнал, так что для минимизации утечек из передатчика в приемник их необходимо устанавливать на значительном расстоянии друг от друга. РЛС СВЧ-диапазона в прошлом использовали непрерывный частотно-модулированный сигнал, но в большинстве случаев они были заменены сигналами, не требующими раздельного размещения приемника и передатчика.

В табл. 20.1 приводится сравнение некоторых ключевых параметров РЛС для характеристики системы РЛС каждого типа, а также ограничения, накладываемые используемым способом прохождения, рассеянием, шумами и развертыванием системы на функционирование РЛС.

Значение проектирования загоризонтных РЛС. Из анализа табл. 20.1 становится понятно, что загоризонтные РЛС не просто являются аналогами СВЧ РЛС, масштабированными в размере, с использованием коэффициента ~ 1000 , т.е. пропорционально возросшей длине волн. Обращаясь к уравнению радиолокации, видим, что множитель R^{-4} предполагает, что для характерного десятикратного повышения дальности обнаружения цели в ВЧ-диапазоне по сравнению с СВЧ-диапазоном должна учитываться дополнительная потеря дальности на 40 дБ. По практическим техническим причинам и из-за высокой стоимости эта потеря не может быть восстановлена за счет излучения большей мощности и повышения коэффициента усиления антенны, не говоря уже об ограничениях, накладываемых прохождением



Таблица 20.1. Ключевые различия между РЛС СВЧ-диапазона и загоризонтными РЛС ВЧ-диапазона (приведенные здесь значения параметров широко используются и не являются результатом попытки охватить все имеющиеся системы)

	I. РЛС СВЧ-диапазона	II. Загоризонтные РЛС ВЧ-диапазона
Тип параметра для сравнения	Системы контроля воздушных перевозок на больших дальностях, такие как ARSR-3	Объединенное обнаружение самолетов и кораблей, двухсторонняя РЛС, такая как Jindalee, JORN и ROTHRI
Размер главной антенны, м	10–15	1000–3000
Средняя передаваемая мощность, кВт	4	400
ДНА	Полностью определяется конструкцией антенны	Сильно зависит от свойств поверхности Земли вокруг антенны
Типичная рабочая дальность, км	280–450	1000–4000
Минимальная дальность, км		1000
Разрешение по дальности, м	300	1500–15000
Среда прохождения сигнала	Однородная или стратифицированная	Структурированная горизонтально и вертикально, как детерминированно, так и случайным образом, по многим масштабам
	Без потерь	Частотно-диссипативная
	Изотропная	Анизотропная (магнито-ионная)
	Стабильная	Высокодинамичная
	Линейная	Слабая нелинейная
	Почти постоянная	Сильно меняется со временем суток, сезоном и т.п.
Траектория прохождения сигнала РЛС	Зона прямой видимости	Отраженный от ионосферы сигнал
	Обычно одиночная; может иметь простое многолучевое отражение от поверхности Земли	По нескольким траекториям, что приводит к нескольким отраженным сигналам от одной цели при разных видимых дальностях, азимутах, углах превышения и доплеровских сдвигах
	Относительно стабильная	Нестабильная Плохо известная, должна быть получена вспомогательными системами зондирования
Преобладающая траектория прохождения влияет на сигнал РЛС	Взаимные помехи при нескольких траекториях прохождения между прямыми и отраженными от поверхности Земли сигналами	Ослабление Фокусировка и расфокусировка Преобразование поляризации Фазовая модуляция Искажения волнового фронта
Режим отражения целью	Оптический (высокочастотный), т.е. размер цели \gg длины волны РЛС	Рэлеевский — резонансный, т.е. размер цели меньше или приблизительно равен длине волны РЛС

Продолжение табл. 20.1.

	I. РЛС СВЧ-диапазона	II. Загоризонтные РЛС ВЧ-диапазона
Помехи при отражении поверхностью	Могут быть серьезными, особенно на малых дальностях Минимизируются узкой ДНА, коротким импульсом и доплеровской обработкой	Направленная вниз геометрия наблюдений неизбежно приводит к сильному отражению от поверхности Земли на тех же дальностях, что и цель, обычно на 20–80 дБ сильнее, чем отражение от цели
Доплеровская обработка	Широко используется для обнаружения движущихся целей при наличии отражений от поверхности Земли	Имеет значение для разделения движущихся целей от сильных отраженных поверхностью Земли сигналов
Частотные ограничения	Могут быть серьезными из-за необходимости использовать системами РЛС широкую полосу пропускания и за счет конкуренции за СВЧ-спектр между службами связи и прочими службами	Ограничение сверху статистической пригодностью прохождения сигнала загоризонтной РЛС в ионосфере при представляющих интерес дальностях Ограничение снизу доступным спектром, размером антенны и быстрым снижением эффективной поверхности рассеяния целью Не должно создавать помех другим пользователям в переполненном спектре ВЧ, что ограничивает выбор частоты и полосы пропускания Должно непрерывно адаптироваться к изменению ионосферы, чтобы сохранять засветку области текущей цели
Минимальный уровень шума обусловлен	Внутренним шумом приемника (тепловой шум и т.п.)	Источниками (атмосферные, галактические, антропогенные и т.п.)
Ограничения при размещении	Предпочтительны неограниченные возвышенные места	Место установки приемной антенной решетки не должно иметь электромагнитных помех, как правило, в сельской местности для исключения городского и промышленного шума на ВЧ-частотах Большим решеткам требуется ровное открытое пространство для минимизации влияния топографии на характеристики направленности Если используется двухпозиционная или двухсторонняя квазиднопозиционная конструкция, необходимо два места установки с достаточным разнесением в пространстве (~100 км) и правильной географической связью с другой охвата Размещение на поверхности Земли должно быть выбрано так, чтобы ауроральные и экваториальные доплеровские сдвиги отраженных сигналов не маскировали цели

сигнала в ионосфере. Когерентная (доплеровская) обработка обеспечивает необходимый выигрыш отношения сигнал/шум, но требуемое для обработки время (от 1 до 100 с.) означает, что частота обзоров при проведении наблюдения над обширными районами упадет ниже приемлемых уровней, если только несколько принимаемых лучей не обрабатываются параллельно. Конструкторы рассматривали различные компромиссы, в большинстве случаев сводящиеся к схемам, в которых 15–30 принимаемых лучей формируются в пределах более широкой площади проекции диаграммы направленности антенны, формируемой на излучение. Сниженный коэффициент усиления антенны может быть скомпенсирован повышением передаваемой мощности или временем когерентной обработки.

Даже при начальных условиях ионосфера редко поддерживает высококогерентное прохождение в полосах пропускания, превышающих ~200 кГц, даже когда имеются свободные каналы достаточной ширины для приема таких сигналов, что бывает нечасто. Чаще всего свободные каналы простираются в интервале 10–50 кГц, так что полоса пропускания для сигналов обычно выбирается такой, которая попадает в этот диапазон. Соответствующее разрешение по дальности составляет 3–15 км. Размер ячейки разрешения боковой дальности $L(R)$ на дальности R дается выражением $L \approx \frac{R\lambda}{D}$, где D является апертурой приемной антенной решетки, а λ — рабочей длиной волны РЛС.

Следовательно, для достижения $L = 10$ км при дальности в 1200 км, когда частота составляет 15 МГц и, таким образом, элемент разрешения не слишком эксцентричен по форме, требуется апертура антенной решетки размером примерно в 2400 м. Решетки облучателей такого размера могут потребовать сотни километров кабелей или (в некоторых системах) волоконной оптики, что приводит к появлению сложных проблем с калибровкой решетки. Апертура передающей антенной решетки, предполагающая использование ~20 приемных лучей, которые нужно будет разместить в передающей ДНА, должна на этой частоте составить ~120 м.

Из уравнения радиолокации и только что приведенных соображений следует, что передаваемая мощность в диапазоне 200–1000 кВт в общем случае подходит для обнаружения небольших самолетов-целей в широком диапазоне условий. Для эффективного излучения необходимой мощности элементы передающей антенны должны быть крупными резонансными конструкциями; например, вертикальная логопериодическая антenna, используемая системой JORN, имеет высоту в 43 м. В противоположность этому выбор приемного элемента антенны традиционно основывался на ее конструкции, так что ее эффективность не имеет значения при приеме в ВЧ-диапазоне, т.к. внешний шум почти всегда намного больше внутренних шумов. Более эффективные приемные элементы принимают сигналы большей мощности, но и имеют на столько же больше внешних шумов, так что, *на первый взгляд*, никакого улучшения отношения сигнал/шум не происходит. Поэтому затраты можно сократить за счет использования небольшого приемного элемента. Обычно используют высоту в 4–6 м.

Направленная вниз геометрия облучения загоризонтной РЛС приводит к появлению сильных отраженных от поверхности Земли сигналов в том же самом элементе дальности, что и цель, требуя использования большого динамического диапазона, способного поддерживать отношение отраженных поверхностю Земли сигналов к отраженным от цели сигналам, превышающим 80 дБ. Это накладывает серьезные ограничения на спектральную чистоту и динамический диапазон генератора сигналов РЛС, на передающую и приемную системы. Высокая чувствительность имеет побочный эффект, заключающийся в выявлении отраженных сигналов от многих естественных рассеивающих объектов в ионосфере, а также спектр отраженных от поверхности Земли сигналов, которые имеют размытие доплеровского спектра, вызванное флуктуациями вдоль траектории прохождения сигнала. В целях распознавания и подавления этих нежелательных отраженных сигналов, которые могут затенять отраженные от цели сигналы, очень важно понимать лежащие в основе этих явлений физические процессы.

К характерным требованиям для обеспечения работы загоризонтных РЛС относится установка вспомогательных систем для мониторинга состояния ионосферы и наличие свободных каналов. Эта зависимость от непрерывного мониторинга

окружающей среды и связанная с ней способность адаптировать параметры РЛС и организовывать наилучшее применение преобладающих условий не могут быть обеспечены простым оборудованием с низким динамическим диапазоном, которое не справится с выявлением многих явлений, задающих пороговое значение для обнаружения цели и ее сопровождения. Более того, важно поддерживать высокую степень автоматизации при существенных изменениях окружающей среды.

Сравнение основных конструктивных параметров нескольких используемых в настоящее время и использовавшихся в прошлом штатных загоризонтных РЛС ВЧ-диапазона приводится в таблице 20.2, иллюстрируя многообразие технических решений, которые были внедрены для специфических целей этой миссии.

Таблица 20.2. Основные параметры конструкции некоторых крупных загоризонтных РЛС ВЧ-области, используемых в настоящее время и использовавшихся в прошлом.

(Эта информация была выбрана из разных источников и в некоторых случаях является неполной. В тех случаях, когда информация представлена частично, ее все же можно использовать для целей сопоставления. Примечания: (1) VLPA (Vertical Log-Periodic Antenna) обозначает вертикальную логопериодическую антенну и (2) двухполосные (n -полосные) линейные решетки обычно разрабатываются как непрерывные коллинеарные антенные решетки)

	Jindalee Stage B	JORN-Laverton	AN/FPS-118 ECRS/WCRS	AN/TPS-71 ROTHR	Nostradamus	«Дуга» (Комсомольск-на-Амуре)
Разработчик	DSTO, Австралия	Telecom, Австралия GEC-Marconi UK RLM США-Австралия	General Electric, США	Raytheon, США	ONERA, Франция	НИИДАР, Россия
Год обнаружения 1-й цели	1982	2000	1983	1987	1994	1977
Конфигурация	Квазиодноразмерная	Квазиодноразмерная	Квазиодноразмерная	Квазиодноразмерная	Истинная одноразмерная	Квазиодноразмерная
Разнесение мест установки приемника-передатчика, км	100	80	160	100, 160	нет данных	
Максимальная мощность передатчика, кВт	160	300	1200	200	50	1500
Коэффициент усиления передатчика (дБ)		18—27	23			
Эффективная излучаемая мощность	76 дБ (Вт)	80 дБ (Вт)	80 дБ (Вт)	75 дБ (Вт)		

Продолжение табл. 20.2.

	Jindalee Stage B	JORN-Laverton	AN/FPS-118 ECRS/WCRS	AN/TPS-71 ROTHR	Nostradamus	«Дуга» (Комсомольск-на-Амуре)
Конструкция решетки передатчика антенны	Двухдиапазонная линейная решетка из 8 (нижний диапазон) и 16 (верхний диапазон) вертикальных логопериодических антенн; решетки ориентированы под углом 90° друг к другу	2 смежные двухдиапазонные линейные решетки вертикальных логопериодических антенн; решетки ориентированы под углом 90°	3 соприкасающиеся шестидиапазонные линейные решетки из косоугольных dipолей с задними экранами высотой 41 м, 12 элементов на диапазон; решетки ориентированы под углом 60°	Двухдиапазонная линейная решетка из 2 × 16 вертикальных dipолей с задними экранами высотой 41 м, 12 элементов на диапазон; решетки ориентированы под углом 60°	Вилкообразная решетка из 3 × 32 биконических элементов со случайным распределением	2 × вертикальные многовибраторные синфазные антенны из 13 × 10 мачт вертикально установленных друг на друга горизонтальных решетчатых симметричных вибраторов
Частотный диапазон, МГц	5–28	5–32	5–28	5–12 10,5–28	6–28	4–30
Апертура передатчика, м	137	160, 160	304, 224, 167, 123, 92, 68		3 консоли × 128 (длина) × 80 (ширина)	
Управление положением луча по азимуту передатчика, град.	±45°	±45°	±30°	±32°	360°	
Конструкция решетки приемника антенны	Линейная решетка из 462 пятиметровых пар верхних монополей, сгруппированных как 32 перекрытых подрешетки	2 линейные решетки из 480 пар монополей; решетки ориентированы под углом 90°	3 соприкасающиеся линейные решетки из вертикальных монополей 246 × 5,4 м с двадцатиметровыми задними экранами; решетки ориентированы под углом 60°	Линейная решетка из 372 × 5,8 м вертикальных пар монополей	Вилкообразная решетка из 3 × 96 биконических элементов, сгруппированных как 3 × 16 подрешеток со случайным распределением	2 × вертикальные многовибраторные синфазные антенны из 30 × 10 мачт, вертикально установленных друг на друга горизонтальных решетчатых симметричных вибраторов

Продолжение табл. 20.2.

	Jindalee Stage B	JORN- Laverton	AN/FPS-118 ECRS/WCRS	AN/TPS- 71 ROTHR	Nostrada- mus	«Дуга» (Комсо- мольск- на-Амуре)
Апертура прием- ника, м	2766	2970	1518/2440	2580	3 консо- ли × 384 (дли- на) × 80 (ширина)	500 (дли- на) × 143 (высота)
Число приемных каналов	32	480	82	372	48	5
Управление по- ложением луча по азимуту пере- датчика	±45°	±45°	±30°	±45°	360°	
Тип сигнала	Непре- рывное излуче- ние с ча- стотной модуля- цией	Линейное непрерыв- ное излу- чение с частотной модуля- цией	Линейное не- прерывное излучение с частотной модуляцией	Линейное не- прерывное излучение с частот- ной мо- дуляцией	Кодиро- ванные импульсы	Кодирован- ные импу- льсы с би- нарной фа- зой
Частота повторе- ния импульсов, Гц	~4—80	~4—80	10—60	5—60		10, 16, 20
Полоса пропус- кания импуль- сов, кГц	Обычно 4—40	Обычно 4—40	5—40	4,17—100		40
Время когерент- ного накопле- ния, с.	Режим «воздух» 1,5—5 Режим «кораб- ли» 15—40	Режим «воздух» 1,5—15 Режим «корабли» 15—40	0,7—20,5	1,3—49,2		
Первичная зада- ча	Обнару- жение самоле- тов	Обнару- жение са- молетов	Обнаружение самолетов	Обнару- жение са- молетов	Обнару- жение са- молетов	Обнаруже- ние балли- стических ракет
Вторичная зада- ча	Обнару- жение кораблей Дистан- ционное зондиро- вание	Обнаруже- ние ко- раблей Дистанци- онное зондиро- вание	Обнаружение крылатых ра- кет	Обнару- жение ко- раблей	Обнаруже- ние кораб- лей Дистанци- онное зон- дирование	Обнаруже- ние самоле- тов Обнаруже- ние крыла- тых ракет

Термин «квазиоднопозиционный» используется для обозначения конфигураций, в которых места установки передатчика и приемника разделены, как это часто делают в случае с РЛС, использующими сигналы непрерывного излучения с частотной модуляцией, но не так далеко друг от друга, чтобы образуемый ими угол, вершиной которого является цель, был больше, чем 5° , чтобы поведение рассеяния было близким к тому, которое наблюдалось бы при однопозиционной геометрии.

20.4. Ионосфера и распространение радиоволн

Солнечная активность, которая управляет ионизацией верхней атмосферы Земли, испытывает суточные, сезонные и долгопериодические вариации с суперпозицией случайных компонент и случающимися время от времени крупными магнитными бурями и прочими возмущениями. Более того, нижняя атмосфера Земли связана с ионосферой разнообразными распространяющимися вверх волновыми и радиационными процессами, тогда как магнитосфера Земли, область, находящаяся за пределами ионосферы, в которой солнечный ветер взаимодействует с магнитным полем Земли, является источником или проводником для соответствующих возмущений сверху. Отклик ионосферы на все эти внешние силы регулируется не только инерционным эффектом, но также химическими реакциями и меняющимися со временем электрическими и магнитными полями, которые связывают плазму ионосферы с Землей и межпланетной средой. Вследствие этого структура ионосферы претерпевает изменения разных пространственных и временных масштабов, которые радикально влияют на ее свойства как среды для распространения радиоволн.

Основным требованием к конструкции систем РЛС является количественное описание характеристик распространения радиоволн над предполагаемой областью охвата. В особенности проектировщикам РЛС потребуется статистическое описание, которое позволит согласовывать переданные сигналы, уровни мощности и диаграмму направленности коэффициента усиления антенны для поддерживаемого диапазона частот, уровней шумов, характеристики потерь при распространении сигнала и траектории луча к цели. Кроме того, оператору РЛС потребуется достаточно сложная модель, которая бы позволила выполнять полную интерпретацию в режиме реального времени зондирования для выбора рабочих параметров, обработки сигнала и анализа данных. С этим последним требованием статистическое описание обычно оказывается неадекватным, поскольку могут быть утрачены важные характеристики. Например, при быстром изменении условий ионосферы отраженные сигналы РЛС будут претерпевать меняющийся со временем доплеровский сдвиг. Осреднение по времени приведет к доплеровскому сдвигу, стремящемуся к нулю. Понятно, что это не имеет никакого значения для оператора, который старается скомпенсировать движение ионосферы и тем самым восстановить значимую оценку радиальной скорости цели. В качестве второго примера рассмотрим ситуацию, когда атмосферная гравитационная волна (AGW — Atmospheric Gravity Wave) распространяется через ионосферу в непосредственной близости от контрольной точки (точки отражения сигнала ионосферой) при отслеживании цели. На высотах, представляющих интерес для РЛС в диапазоне ВЧ, ионосфера ионизована только на $\sim 0,1\%$, но волны в нейтральном газе под действием восстанавливающей силы гравитации с помощью столкновений передают их движение свободным электронам. Поскольку распределение свободных электронов определяет поверхность отражения, на которую попадают сигналы РЛС, то видимый пеленг и дальность цели будут флюктуировать, поскольку ионосферная отражающая поверхность становится волнообразной в ответ на AGW. Эта волнистость известна как движущееся ионосферное возмущение (TID). Оно может иметь длину волны в сотни километров и скорость до 1000 км/час. Пока РЛС не внесет в реальном времени соответствующие поправки в координаты цели, точность отслеживания будет существенно снижена.

Для рассмотрения всех этих проблем лучше всего использовать соответствующее описание моделей, подчеркивая различные аспекты ионосферы и их влияние на распространение радиоволн и, как следствие, на рабочие характеристики РЛС. Во многих представляющих практический интерес случаях ионосферные модели, первоначально разработанные для целей ВЧ-связи, могут быть использованы для

РЛС, при этом основным отличием является повышенная чувствительность радиолокационных наблюдений динамических процессов. Она, главным образом, обусловлена чрезвычайно большим динамическим диапазоном, требующимся для выделения и сохранения отраженных от цели сигналов при наличии сильных мешающих отражений от поверхности Земли и внешнего шума.

Структура ионосферы. Основные физические процессы ионизации и рекомбинации приводят к естественному разделению ионосферы на ряд областей.

Область D. Эта область занимает нижние высоты ионосферы. Она простирается от 50 до 90 км при быстром росте концентраций электронов с высотой в дневное время суток. Ее свойства отражают баланс между появлением под действием падающего солнечного излучения свободных электронов и потерей свободных электронов за счет различных процессов электрон-ионной и электрон — (нейтральная частица) рекомбинаций. Соответственно максимальная ионизация области D имеет место вблизи точки, находящейся под Солнцем, и будет наибольшей во время периодов максимальной солнечной активности (максимальные солнечные пятна), хотя достигаемые при этом плотности недостаточны для отражения или даже значительного преломления радиоволн ВЧ-диапазона. Ключевая роль слоя D в распространении радиоволн ВЧ-диапазона состоит в ослаблении сигнала за счет столкновений электронов с нейтральными частицами, которые часто происходят на этих умеренных высотах, где плотность нейтральных частиц все еще относительно высокая. В некоторых ионосферных моделях этот процесс не представлен в явном виде и его влияние учитывается с помощью эмпирически выведенных формул для расчета потерь при прохождении радиоволн.

Область E. Эта область ионизации простирается на высоте от 90 до 130 км с максимумом при солнечном освещении вблизи 110 км. Кроме того, может возникать аномальная ионизация, получившая название спорадического слоя E. Этот последний ионизационный слой обычно имеет толщину, не превышающую несколько километров, и непродолжительное время жизни, часто менее одного часа; он может быть однородным или пятнистым, имеет сезонную и дневную изменчивость, слабо коррелирующую с солнечной активностью, предпочитая периоды с низким числом солнечных пятен; также была замечена его изменчивость с широтой. С точки зрения распространения радиоволн спорадический слой E занимает особое положение как слой, обеспечивающий наиболее стабильное прохождение сигнала при времени когерентного накопления, типичного для загоризонтных РЛС. Поскольку он находится на высоте всего ~100 км над поверхностью Земли, то максимальная дальность распространения, которой можно достичь при однократном отражении от слоя E, составляет всего лишь ~2000 км, хотя обычно этот слой не является полностью отражающим и некоторая часть энергии продолжает перемещаться вверх к слою F, где она отражается по направлению к поверхности Земли при значительно больших дальностях.

Область F. Это самая высокая из представляющих интерес для ионосферного распространения радиоволн область, а также область максимальной плотности электронов. В дневные часы, особенно в летний период, область F иногда проявляется себя как двухкомпонентный слой. Область F1 лежит в промежутке 130—200 км и, как область E, напрямую зависит от солнечного излучения; оно достигает максимальной интенсивности через 1 час после местного полудня. Область F2 изменчива во времени и зависит от географического положения. Высота пика области F2 для средних широт лежит примерно в интервале 250—350 км. Ионизация области F2 демонстрирует суточные колебания и в общем случае не всегда следует за Солнцем в отличие от областей E и F1.

Простая физическая картина ионосферы, состоящей из нескольких более или менее концентрических слоев, сильно меняется в низких и высоких широтах с учетом влияния приложенных электрических и магнитных полей. Прежде всего смещение магнитной оси Земли от оси ее вращения означает, что ионосфера не остается более или менее постоянной из-загибающейся Земли. Вблизи магнитного экватора, где геомагнитное поле близко к горизонтальному, атмосферные приливы и отливы и связанные с ними ветры приводят в действие, так называемые, динамо-машины областей E и F, что приводит к восходящему течению ионосферной плазмы и ее последующему опусканию вдоль линий геомагнитного поля. Результирующее сокращение плотности электронов на экваторе и примерно

симметричное повышение вблизи $\sim 20^\circ$ южных и северных широт известно как *эплонская* или *экваториальная аномалия*. Помимо появления ошибок в оценках дальности и азимута цели, наклонная ионосферная «отражающая поверхность» вблизи экватора может поддерживать режим трансэкваториального надземного рассеяния падающих радиоволн с низкими потерями (режим хорд), при котором сильный сигнал отражается от противоположного полушария, часто с сильно нестабильными фазовыми характеристиками.

В полярных областях близкие к вертикальным линии геомагнитного поля обеспечивают проход для заряженных частиц и возмущений солнечного и магнитосферного происхождения до ионосферных высот и способствуют процессам ионизации и переносу плазмы. К наиболее известным явлениям относится полярное сияние, которое концентрируется в эллипсах по направлению к полюсу границы, на которой линии геомагнитного поля Земли перестают быть замкнутыми (соединенными с их зеркальными отражениями в противоположном полушарии) и становятся открытыми, то есть соединяются с межпланетным магнитным полем. Большое разнообразие плазменных волн и колебаний, происходящих в этих областях, создает неоднородности, в которых могут создаваться высокие плотности электронов и, следовательно, возникать источники доплеровского размытия у отраженных мешающих сигналов. Как известно, они оказывают сильное воздействие на загоризонтные ионосферные системы РЛС.

Изменчивость ионосферы. Так как все свойства ионосферы меняются со временем, с точки зрения загоризонтных радиолокационных станций будет полезно разделять «быстрые», или «динамичные», процессы от «медленной», или «структурной», изменчивости. Явление называют *динамичным* в отношении процесса радиолокационного наблюдения, если оно происходит на временной шкале, которая соизмерима с временной шкалой соответствующих процессов, таких как 1) интервал следования импульсов, 2) время когерентного накопления (экспозиции), 3) время периода обзора или 4) время продолжительности выполнения задания / отслеживания цели. Динамические процессы непосредственно влияют на то, как следует обрабатывать принятые сигналы или осуществлять сопровождение. Медленные процессы, такие как одиннадцатилетний цикл солнечной активности, сезонные вариации и суточные циклы слоев E и F могут рассматриваться в общем случае как квазистационарные фоновые процессы, определяющие в любое заданное время ионосферную структуру, в пределах этих фоновых процессов могут протекать быстрые процессы. Исключение в этой классификации появляется с расветом и с окончанием сумерек, т.е. на границах ночи и дня; при вращении вокруг Земли со скоростью 1600 км/час эти процессы производят резкие изменения в ионосфере и приводят в действие крупномасштабные нестабильности.

Изменчивость структуры. Цикл смены дня и ночи производит резкие изменения горизонтального распределения процессов ионизации в пределах ионосферы. В ночное время слой D пропадает, в областях E и F происходит значительное снижение процессов ионизации, а экваториальные и полярные области в большей степени склонны к крупномасштабным возмущениям. Степень суточных изменений можно представить с помощью рис. 20.4, на котором показана измеренная плотность электронов (выраженная в терминах частоты плазмы согласно определению, данному уравнением (20.1)) по сравнению с действующей высотой ионосферы и временем суток в средних широтах*. Обычно суточные изменения требуют от РЛС

* Действующая высота является высотой отражения, которую получают расчетом по времени задержки сигнала в предположении, что радиоволна перемещается со скоростью света, как если бы она находилась в свободном пространстве; фактически групповая скорость радиоволн в плазме ниже, так что истинная высота меньше действующей. Для большинства целей удобней обращаться с действующей высотой, поскольку имеются две теоремы, которые существенно упрощают практические расчеты. Теорема Мартина показывает, что сложные наклонные траектории загоризонтных радиолокационных сигналов, проходящих через истинную точку отражения, можно с хорошим приближением заменить простой прямолинейной геометрией с помощью действующей точки отражения. Теорема Брейта и Тува демонстрирует, что с хорошим приближением можно считать, что время прохождения сигнала при этой замене не меняется. Дэйвис [21] дал в своей работе четкое объяснение этих двух полезных теорем.

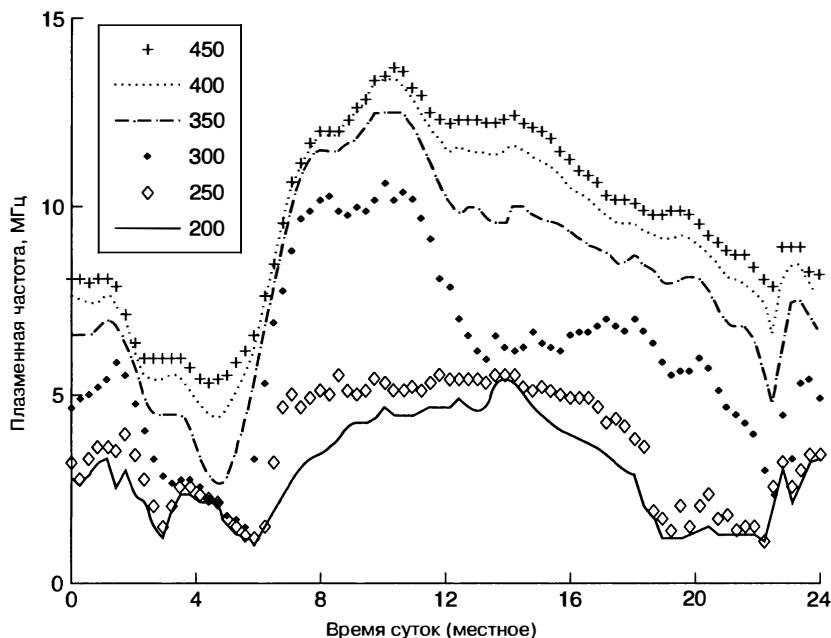


Рис. 20.4. Суточные изменения вертикального распределения плотности электронов по измерениям плазменной частоты, построенные для различных действующих высот (в км). Эти данные были записаны с помощью станции вертикального зондирования с координатами: 18,0 S, 144,9 E 17 сентября 2002 г., число солнечных пятен (SSN — Sunspot Number) равно 88

менять рабочую частоту более чем на октаву, что необходимо для 24-часового наблюдения за фиксированным местоположением цели.

То, что удивляет еще больше, — это суточная изменчивость даже на средних широтах, которая существенным образом влияет на рабочие характеристики РЛС ВЧ-области. Неспособность делать надежные прогнозы даже на день вперед является серьезным соображением, которое следует учитывать при проектировании и планировании РЛС.

Суточная изменчивость проиллюстрирована на рис. 20.5, где были наложены 30 записей вертикального зондирования, выполненные в одно и то же время суток и полученные в течение одного месяца.

На записях в зависимости от частоты радиоволны нанесены действующие высоты ионосферы для *простого* луча (см. далее подраздел, посвященный распространению радиоволн). Зондирование этого типа (ионограммы) измеряет задержку времени возвращения сигнала, достигшего высоты, на которой плотность электронов достаточна, чтобы его отразить, т.е. где плазменная частота f_p равна частоте падающей радиоволны.

Кроме того, на рис. 20.5 показано соответствующее среднемесячное значение, взятое из модели Томасона и др. [22]. Обратите внимание на критическую частоту, т.е. частоту, на которой отражение происходит выше всего и которая соответствует максимальной плотности электронов в ионосфере. Верхняя и нижняя десятилетия доли обычно отходят от средней величины на $\pm 25\%$. В этом частотном диапазоне могут значительным образом варьироваться такие члены уравнения радиолокации, как коэффициенты усиления антенны, эффективная площадь отражения цели и наклонная дальность, так что рабочие характеристики РЛС будут неизбежно меняться случайным образом. Хотя для многих модельных расчетов рабочих характеристик имеет смысл использовать средние значения, все же разработчики РЛС

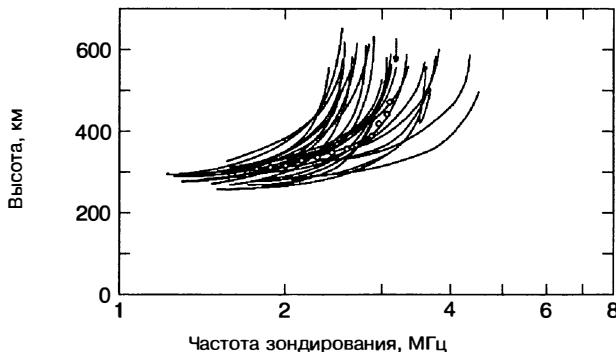


Рис. 20.5. Сравнение измеренных при вертикальном падении ионограмм для фиксированного времени суток, полученных за месяц с помощью основанного на модели прогноза среднего значения, отмеченного небольшим кружком

Ежемесячно измеряемое число солнечных пятен с момента первой обнаруженной с помощью РЛС цели (РЛС Music, 1956 г.)

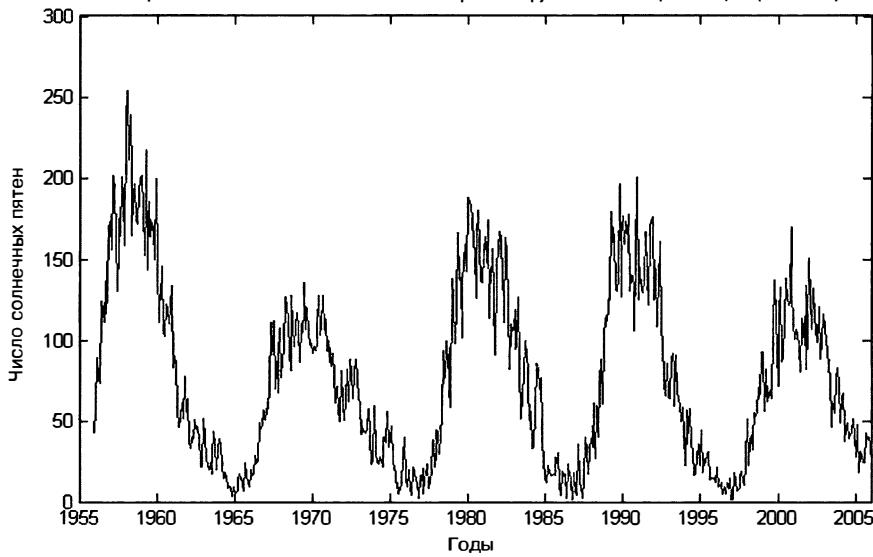


Рис. 20.6. Изменение среднемесячного числа солнечных пятен начиная с 1956 г., когда с помощью загоризонтной РЛС была впервые обнаружена цель

должны практиковать консервативный подход и предполагать самую низкую по высоте критическую частоту.

Возможно, наиболее интригующей из основных причин систематических вариаций является 11-летний цикл солнечной активности. Для измерения этой активности были определены различные коррелированные параметры, включая солнечный поток на длине волн 10,7 см, число солнечных пятен и различные магнитные индексы. На рис. 20.6 приведены слаженные средние числа солнечных пятен, которые стали наносить с 1956 г., в год первого подтвержденного обнаружения загоризонтной РЛС военной цели (цель была обнаружена РЛС MUSIC из лаборатории по морским исследованиям [2]).

Повышенная солнечная активность оказывает воздействие на ионосферу различными способами, но наиболее значительным с точки зрения РЛС является

достижение повышенных уровней ионизации, которые остаются различимыми на протяжении всей ночи, так что можно использовать повышенные частоты радиолокации, а минимально достижимые дальности при этом становятся меньше. Кроме того, повышается высота максимальной плотности электронов, так что прохождение сигнала при однократном отражении от ионосферы может достигать больших дальностей. Поглощение для заданной частоты в дневное время растет из-за более высокой плотности слоя D, но оно компенсируется за счет того, что доступно использование более высоких рабочих частот. Рост числа и интенсивности магнитных бурь и внезапных ионосферных возмущений является другим следствием повышенной солнечной активности, поскольку после захода солнца повышается активность плазменных пузырей, начинается свечение неба в экваториальных областях, происходит рост солнечных вспышек и выбросов коронального вещества, причем все это нарушает стабильность прохождения радиолокационного сигнала. Солнечные вспышки являются гигантскими взрывами на поверхности Солнца, обычно происходящими вблизи солнечных пятен, которые выделяют ионизирующее излучение, проникающее в слой D и катастрофически повышающее поглощение. Появляющиеся в результате этого *внезапные ионосферные возмущения* (SID — Sudden Ionospheric Disturbance), или *коротковолновые затмения*, могут сделать полностью непригодной загоризонтную РЛС на период от нескольких минут до нескольких часов. Возможно, еще более важно то (хотя вспышки сами по себе непредсказуемы), что связанные с солнечными вспышками выбросы частиц начнут попадать в ионосферу несколькими часами позже, при этом основная масса выброшенного вещества достигнет атмосферы Земли только через несколько дней, серьезно нарушая распространение ВЧ-сигнала РЛС. Особая важность солнечной активности будет продемонстрирована в разделе 20.13 в контексте прогнозирования рабочих характеристик РЛС.

Ионосферная динамика. По мере прохождения радиолокационных сигналов в ионосфере движение плазмы вдоль их траектории накладывает отпечаток на сигналы, искаjая их или уничтожая представляющую интерес информацию о цели. Загоризонтные ионосферные РЛС предназначены для распознавания характерных признаков этих явлений, они настраивают радиолокационную частоту, выбирая форму импульса и методику обработки для снижения при необходимости последствий этих явлений. Иногда ионосферные движения фактически помогают радиолокаторам, например давая возможность отделить естественный шум от некоторых видов умышленных помех. Таким образом, жизненно важно понять не только структуру ионосферы и возможности, которые она предоставляет для прохождения сигнала, но также движения и возмущения, которые ей присущи.

Разнообразие типов волн и нерегулярность механизмов их возникновения в ионосфере обширны и включают не только волны, возникшие естественным образом, но также многие наведенные явления, такие как наземные ВЧ-нагреватели ионосферы или помехи от ракет, воздействующие на окружающую плазму. Среди наиболее важных с точки зрения радиолокации можно назвать следующие:

- переходное строение плазмы, связанное с ионизированными хвостами метеоритов; в любом заданном месте метеориты имеют сильные суточные вариации и вариации направления их движения. Они повсеместны и являются одними из основных помех для ВЧ-радаров [19];
- крупномасштабные атмосферные гравитационные волны (AGW) и волны среднего масштаба, создаваемые энергичными явлениями в нижней части атмосферы, распространяются с нарастающей амплитудой вверх, пока не начинают преобладать нелинейные процессы, приводящие к разрыву волны. Крупные AGW могут в течение нескольких часов продолжать свое существование и распространяться на планетарные расстояния, приводя к серьезным отклонениям падающих радиоволн [23]. Иногда они являются основной причиной появления ошибок слежения;
- магнитные возмущения возникают в областях воздействия солнечного ветра на магнитосферу; они распространяются по направлению к Земле и вызывают резонансные колебания линий геомагнитного поля, проходящих через ионосферу. Эти линии поля «вморожены» в ионосферную плазму, и поэтому ионосфера

вибрирует локально на частотах, как правило, в диапазоне 10^{-2} — 10^0 Гц, накладывая соответствующую модуляцию на любую проходящую мимо радиоволну [24]. Отраженные от летательных аппаратов сигналы могут быть скрыты этими модуляциями;

- экваториальные потоки заряженных частиц, которые являются частью глобальной системы полей и токов, обусловленных действием гидромагнитных динамо-ветров и приливов, являются носителями мелкомасштабных, сориентированных по направлению магнитного поля нарушений с характеристическими возмущениями скорости [25]. Некоторые мелкомасштабные нестабильности плазмы могут продолжаться доли секунды, другие — десятки секунд, и все они воспринимаются РЛС как помехи, вызванные отражением от поверхности, размытые в доплеровском пространстве и препятствующие обнаружению небольших целей;
- экваториальные плазменные пузыри часто появляются после заката солнца и переносятся конвективно вверх через область F, где они вносят свой вклад в сильное диффузное отражение с доплеровским размытием, которое получило название размытия области F [26]. Когда возникает это явление, обнаружение всех целей затруднено;
- полярное сияние является динамической структурой, управляемой полями и потоками плазмы в магнитосфере; сильные электрические поля, вытянутые вдоль магнитных полей, ускоряют электроны вниз по направлению к ионосфере, где они создают высокоионизированные области, эффективно отражающие радиоволны. Результирующие отраженные сигналы с размытием доплеровского спектра настолько сильные, что могут сделать РЛС недееспособной за счет боковых лепестков ДНА;
- геомагнитные бури являются результатом солнечных вспышек и выброса коронального вещества. Как уже упоминалось ранее, жесткое рентгеновское и ультрафиолетовое излучение дает значительное повышение ионизации области D с последующим повышением поглощения радиоволн. В пределах одного часа или дня после этого порожденные вспышками потоки частиц начинают прибывать и направляются вниз по каналам линий магнитного поля на высоких широтах, вызывая нагрев ионосферы и связанную с ним диффузию к нижним широтам вместе с разнообразными возмущениями магнитного поля. Распространение ВЧ-сигналов при этом часто сильно нарушено.

Модели и их применение. Знание условий, которых следует ожидать при развертывании РЛС определенного типа, является жизненно необходимым при проектировании РЛС, так же как и указание для интерпретации отраженного сигнала и средств моделирования и прогнозирования рабочих характеристик. Этот тип информации, основанный на десятилетиях наблюдений ионосферы и теории ее строения, без труда включается в модели, которые имеют широкий доступ и повсеместно используются. Но с точки зрения перспективы эксплуатации куда важней то, что ВЧ РЛС должны поддерживать ионосферную модель реального времени (RTIM — Real-Time Ionospheric Model), которая тесно связана с подсистемами РЛС, способствующими выбору частоты и излучаемой мощности, планированию заданий, регистрации координат (осуществляя переход от координат РЛС задержки по времени и угла наклона траектории к географическим координатам), режима интерпретации строения ионосферы, а также объединению нескольких траекторий отраженных сигналов от одной и той же цели. В отличие от климатологических моделей RTIM должны непрерывно обновлять информацию от вспомогательной сети радиомаяков. Для этой цели были развернуты сети зондов наклонного и вертикального падения и ретрансляторы. Например, РЛС JORN используют примерно 20 зондов и вспомогательные устройства, которые распределены на береговой линии Австралии. Рабочие характеристики РЛС для большей части оперативных задач определяются достоверностью используемой ионосферной модели реального времени.

Важно разделять между собой модели, которые описывают физическое (или физико-химическое) состояние ионосферы, от моделей, которые описывают характеристики распространения радиоволн, хотя последние часто получаются из первых путем метода построения хода луча, а первые получают главным образом из измерений распространения радиоволн, таких как метод статистических соединений двух

точек и вертикального зондирования. Оба класса широко применяются для ВЧ-связи и в геофизических исследованиях, а также для загоризонтных РЛС.

Модели ионосферной среды делятся на две категории:

- Климатологические модели, которые основываются на радиозондовых, ракетных и спутниковых измерениях. Полученные из статистики, они не предоставляют подробной информации о погоде в реальном времени; т.е. о неоднородностях, волнах и прочих динамических процессах, хотя и могут предоставить сведения о мере изменчивости. Многие ранние модели своим происхождением обязаны крупным базам данных зондирования ионосферы, выполненного во время Международного года геофизики в 1957—1958 гг. и Международного года спокойного Солнца в 1964—1965 гг. Эти модели делали акцент на пространственном распределении плотности электронов, широко использовались для анализа рабочих характеристик ранних высокочастотных радиолокационных систем, включая такие системы, как ITSA-1, ITS-78, RADAR C, IONCAP и AMBCOM [27—32]. Лукас [33] приводит подробные сведения об этих моделях и их источниках. Некоторые методы прогнозирования не были документированы, хотя и были широко распространены; кроме того, пользователи часто «усовершенствовали» эти модели и методы прогнозирования для удовлетворения своих специфических потребностей. Например, модель RADAR C [29] представляет собой базовый конструктивный блок Томасона и др. в отчете лаборатории по морским исследованиям № 8321 [22]. Однако они добавили в область D распределение частот столкновений, магнитное поле Земли, распределение электронов на самом верхнем уровне, изменение плотности электронов под действием полярных сияний [34] и прочие параметры, которые сделали модель полезной для более широкого использования. Модель ионосферы, согласно описанию, приведенному в отчете лаборатории по морским исследованиям № 8321, была использована для некоторых примеров, которые приводятся в разделе 20.13. Международная модель ионосферы (IRI — International Reference Ionosphere) является, возможно, наиболее современным примером, который доступен в настоящее время как версия IRI-2001 [35—37]. К другим климатологическим моделям, используемым для радиолокационных высокочастотных систем, относятся PIM (Parameterized Ionospheric Model) [38, 39], PRISM (Parameterized Real-time Ionospheric Specification Model) [40, 41] и FAIM (Fully-Analytical Ionospheric Model) [42].
- Физические или первоосновные модели, такие как USU GAIM (Utah State University — The Global Assimilation of Ionospheric Measurements) [43], JPL/USC GAIM (NASA Jet Propulsion Laboratory / University of Southern California — The Global Assimilation of Ionospheric Measurements) [44], SAMI3 (Another Model of the Ionosphere), разработанные Хьюба и Джойсом [45], и модель Хаттатова [46], решают уравнение динамики и состава плазмы, обуславливающих эволюцию плотности, скорости и температуры для различных видов ионов на глобальной трехмерной сетке, подверженных влиянию магнитного поля Земли и преобладающих индексов солнечной активности. Эти модели требуют использования начальных условий, что зачастую является ограничивающим обстоятельством.

Для обоих классов повышение точности прогноза достигается за счет использования данных наземных зондов, общего содержания электронов (TEC — Total Electron Content), полученного из данных GPS, данных УФ-свещения и натурных измерений плотности электронов, получаемых от спутниковых и прочих источников. Часто усвоение данных выполняется в рамках улучшенного фильтра Калмана, так что помимо прочего получается еще и оценка точности. Далее зависящие от особенностей места задачи могут выигрывать от использования лежащих в основе модели параметров коэффициентов.

Сложное строение и динамика ионосферной среды обусловливают распространение высокочастотных радиоволн, в первую очередь посредством меняющихся в пространстве и времени распределений свободных электронов. Полезным упрощением является возможность считать крупномасштабную структуру ионосферы определяющим фактором геометрии распространения радиоволн через облучаемый объем, тогда как динамические процессы накладывают свои соответствующие модуляции на выходящие сигналы.

Вычислительные аспекты и построение траектории луча. Для многих целей применения загоризонтных РЛС вполне достаточно использовать теоретическое представление луча в поле радиоволн. Методики построения хода луча делятся на две категории: аналитические и численные. Аналитические методы достаточно быстрые, но опираются на подстройку параметрических моделей к профилям электрической плотности и, как следствие, имеют ограниченную область применения для оперативных задач, в которых большое значение имеет точность. Они также ограничены своей неспособностью учитывать магнитоационное влияние на прохождение радиолокационного сигнала. Тем не менее они представляют собой выражения в замкнутом виде для групповой дальности, фазовой траектории, горизонтальной дальности и других параметров и поэтому могут быть очень полезными для исследований, требующих большого объема вычислений, таких как оптимизация системы. Широко используется мультиквазираболическая (MQP — Multi-Quasi-Parabolic) модель Хилла [47], основанная на методе квадратичного программирования Крофта [48], а также квазикубические модели, предложенные Ньютоном и др. [49].

Численные программы построения хода луча являются универсальными и способны приспосабливаться к практически произвольной структуре ионосферы за счет повышенных затрат вычислительного времени. Одна из многих численных программ построения хода луча, разработанных за эти годы, была внедрена Джонсом и Стефенсоном [50] на основе интегрирования дифференциальных уравнений первого порядка Хаселгроува, она остается сегодня наиболее широко используемой. Коулман [51] разработал альтернативную реализацию этого метода.

Модели распространения радиоволн в ионосфере. С точки зрения загоризонтных высокочастотных радиолокационных станций интерес представляет не сама ионосфера как таковая, а то, как она определяет распространение радиоволн. Такие модели, как VOACAP (Voice of America Coverage Analysis Program) [52] и ASAPS (Advanced Stand Alone Prediction System) [53], дают прогнозы параметров от точки к точке, включая максимальную и минимальную используемую частоту, угол места, групповую траекторию, режим РЛС вероятностного перехвата сигнала, потери по пути прохождения сигнала и отношение сигнал/шум в зависимости от устанавливаемых пользователем характеристик на выходе. Более общие возможности реализуются методом Proplab (HF Radio Propagation Laboratory) [54].

Поскольку эти модели основаны на соответствующих климатологических базах данных, то они совершенно не подходят для задач реального времени, таких как RTIM, и неадекватны для случая серьезных конструкций РЛС, которые должны базироваться на измерениях, выполненных в определенном месте развертывания станции, но все же они могут быть полезны для ответа на определенные вопросы, такие как: «Может мой сигнал быть зарегистрирован в точке X и если это так, то какое при этом будет отношение сигнал/шум?».

Для расчетов, требующих умеренной точности, может быть использована геометрическая оптика или виртуальное построение траектории прохождения сигнала, основанные на теореме Мартина, чтобы сохранить полуэмпирические профили плотности электронов или, что лучше, сохранить «моментальные кадры» ионосферы, созданные с помощью RTIM. Альтернативно этому можно выполнить аналитическое построение хода луча на аналитических профилях, подогнанных к базам данных RTIM. Наиболее точные прогнозы получаются при применении сложных процедур построения хода луча к базам данных с моментальными кадрами RTIM. Когда модель распространения радиоволн объединяется с параметрами системы РЛС, характеристиками рассеяния цели и распределения ВЧ-шумов, уравнение радиолокации (20.2) может быть использовано для прогноза рабочих характеристик радиолокационной станции согласно приведенному в разделе 20.13 описанию. Этот базовый метод, например, применялся с радиолокационной станцией RADAR C [29, 55, 56]. С точки зрения работы высокочастотной РЛС применение этих моделей распространения ограничено статистическими исследованиями характеристик РЛС, поэтому они не используются для поддержки радиолокационных задач реального времени, таких как регистрация координат, из-за плохого соответствия предполагаемого распределения плотности электронов и недостатков геометрического построения хода луча.

Прочие проблемы моделей и распространения. Исследование рабочих характеристик высокочастотных радиолокационных станций на низких широтах показало,

что часто необходимо подключать модели динамических процессов либо потому, что они проявляют себя непосредственно в доплеровской структуре отраженных радиолокационных сигналов, либо потому, что они являются индикаторами других явлений. К полезным моделям в этой категории относится HWM93 (Horizontal Wind Model) [57], которая описывает структуру зональных и меридиональных нейтральных ветров во всей ионосфере, и WBMOD (Wide-Band ionospheric scintillation MODel) [58], которая описывает вспышки, возникающие от небольших неоднородностей, таких, которые связаны с размытием слоя F в ионосфере после заката солнца. Эти модели нашли применение при анализе и интерпретации доплеровского размытия отраженных от поверхности сигналов.

В приведенном выше описании был пропущен ряд явлений, хотя их воздействие можно наблюдать в некоторых загоризонтных радиолокационных системах. К ним относятся: 1) различные нелинейные процессы, которые могут происходить во время прохождения сигналом ионосферы [59], 2) запаздывающие отраженные сигналы [60], фокусируемые в диаметрально противоположной точке сферы, и 3) кругосветное распространение радиоволн [61]. Наиболее достоверные практические объяснения этих явлений можно найти в экспериментах, направленных на измерение ионосферы.

20.5. Формы импульсов ВЧ РЛС

Факторы, которые определяют выбор формы импульса для высокочастотных радиолокационных систем, могут быть разбиты на два класса. Прежде всего имеются общие соображения для всех СВЧ РЛС, такие как разрешающая способность по дальности и по доплеровской частоте (в соответствии с функцией неопределенности), оптимизируемые для направления цели, аппаратная реализуемость, восприимчивость к помехам, эффективность, а также диэлектрические свойства представляющих интерес рассеивающих объектов. Кроме того, радиолокационные импульсы ВЧ должны:

- помещаться в пределах доступных свободных каналов в ВЧ-диапазоне, выполняя жесткие требования по невозможности просачивания в каналы, занятые другими пользователями;
- учитывать то обстоятельство, что РЛС работает в «волноводе», а именно в объеме между поверхностью Земли и ионосферой с уникальной возможностью для многолучевых траекторий (включая круговое распространение), значительно меняющих эффективность функции неопределенности;
- быть в состоянии достигать требуемой измерительной способности в присутствии очень сильного мешающего отражения от поверхности Земли;
- быть спроектированы так, чтобы минимизировать вносимые ионосферной средой искажения или по крайней мере дать возможность оценивать эти искажения и сводить их последствия к минимуму за счет обработки сигнала после его приема;
- принимать во внимание ограничение пиковой мощности в отличие от ограничения средней мощности, накладываемого передающим высокочастотным оборудованием и антенной.

Радиолокационные импульсы, используемые большинством штатных высокочастотных загоризонтных РЛС, являются вариациями периодических линейных частотно-модулированных непрерывных волновых (ЛЧМ-НВ) сигналов. Часто имеются некоторые предусмотренные возможности для придания формы амплитуде, обычно в начале и в конце каждой развертки. РЛС Jindalee была разработана с возможностью использования ряда уровней амплитуды в пределах радиолокационного списка, тем самым предоставляя возможность РЛС производить поиск на нулевой амплитуде вдоль узких полос других пользователей в том же частотном диапазоне, не вызывая при этом помех. Другой класс изменений включает отключение от линейной частотной модуляции. За счет изменения частотно-временных характеристик импульса РЛС можно уменьшить боковые лепестки ДНА по дальности и контролировать просачивание спектральных составляющих сигнала.

Контроль за скачком фазы с конца одного поиска и до начала следующего обеспечивает еще одну размерность, по которой можно оптимизировать свойства радиолокационного импульса. Дальнейшее обобщение импульсов ЛЧМ-НВ возможно за счет отказа от периодичности радиолокационных импульсов. Это мощный инструмент контроля неоднозначности по дальности отраженных сигналов, который можно сместить в плоскость дальность — доплеровский сдвиг для выявления ранее затененных отраженных от цели сигналов. И, наверное, самое важное: в перегруженном высокочастотном спектре, где свободные каналы достаточной полосы пропускания для достижения требуемого разрешения могут быть большой редкостью, можно легко синтезировать радиолокационные сигналы для двух и более отдельных подполос.

Наиболее ранние загоризонтные высокочастотные РЛС использовали импульсные радиолокационные сигналы частично из-за того, что технологии того времени не поддерживали ЛЧМ-НВ-сигналы с требуемым уровнем спектральной чистоты для этого требовательного приложения, но также и потому, что эти импульсные сигналы обладали некоторыми неоспоримыми преимуществами. Прежде всего, их можно использовать из одного приемно-передающего пункта, избегая затрат и осложнений при получении подходящего земельного участка, дублируя множество устройств и синхронизируя две широко разнесенных площадки. Во-вторых, возможность управлять пропусканием отраженных сигналов во времени означает, что единственной энергией мешающих отражений, которые оказывают влияние на проекцию ДНА по дальности, охватываемую радиолокационным импульсом, является энергия мешающих отражений, которые возникают именно в этой проекции. Это смягчает требования к динамическому диапазону генератора радиолокационных импульсов, особенно когда такие явления, как отражения от области северного сияния, могут привести к возникновению проблем, хотя для достижения такой же вероятности обнаружения пиковая мощность в целях сохранения эквивалентной средней мощности должна быть повышена. В-третьих, в результате снижения требований к динамическому диапазону и из-за наличия моментов, когда этот строгий контроль спектрального излучения не представляет проблемы, можно использовать более эффективные усилители, что будет обсуждаться в следующих разделах. В-четвертых, импульсные радиолокационные сигналы могут быть менее восприимчивы к некоторым формам радиопомех.

Но есть у них и определенные недостатки. Во-первых, контроль излучения практически без исключений представляет собой серьезную проблему, когда дело доходит до получения лицензии на излучение. Во-вторых, имеются радиолокационные задачи, которые выходят за пределы обнаружения базовых целей, когда чрезвычайно важна высокая спектральная частота, как в случае обнаружения небольших судов, передвигающихся на низкой скорости. В-третьих, конструкция антennы должна позволять обращаться с высокими напряженностями поля, не вызывая образования дуги и искрения, которые вносят значительный шум. В-четвертых, в отличие от случая ЛЧМ-НВ, в общем случае нецелесообразно синтезировать подходящие импульсные радиолокационные сигналы из различных подполос высокочастотного спектра, когда недоступны широкие свободные каналы. В-пятых, имеется незначительное число вариантов для одновременного излучения нескольких радиолокационных импульсов из одного и того же передающего устройства. И, в-шестых, для высокочастотных радаров высокой мощности дополнительная удельная мощность, связанная с импульсными радиолокационными сигналами в ионосфере, может, в принципе, вызвать автомодуляцию, обусловленную нелинейными эффектами.

20.6. Передающая система

Передатчики. Большая часть конструкций РЛС и систем целевого назначения требует передатчиков со средними уровнями мощности в интервале от 10 кВт до 1 МВт. Антенны обычно представляют собой антенные решетки с излучающими элементами, и обычно в случае ВЧ РЛС каждый элемент приводится в действие отдельным усилителем. Этот подход дает возможность управлять лучом на низких

уровнях мощности в цепи усилителя. Активный элемент в каждом выходном каскаде передатчика может быть либо традиционной вакуумной лампой [62], либо твердотельным устройством [63, 64]. Большая часть штатных высокочастотных РЛС используют твердотельные усилители, основанные на иерархии модулей, начиная с элементарных усилителей мощностью 500 Вт и постепенно объединяя их с помощью пассивных сетей, пока не будет достигнута окончательная выходная мощность. Относительные фазовые сдвиги или задержки времени вставляются в схему усилителя, приводя в действие каждый антенный элемент для управления результирующей ДНА. Эта архитектура повышает надежность и обеспечивает постепенное снижение усиления в случае неисправности модуля.

Твердотельные передатчики высокочастотных радиолокационных станций работают при более низком КПД, чем у усилителей, использующих вакуумные лампы. Усилители на вакуумных лампах также более помехоустойчивы и успешно использовались в ряде высокочастотных радиолокационных станций, включая AN/FPS-118. Применение твердотельных усилителей в таких РЛС, как ROTHR (Relocatable Over-the-Horizon Radar) и Jindalee/JORN, было обусловлено необходимостью использовать мгновенное действие переключателя частот в широких полосах пропускания, одновременно сохраняя высокую степень линейности и спектральную чистоту. Эти РЛС регулярно чередуют выполнение различных заданий по наблюдению с широко разнесенными несущими частотами 8 и 24 МГц, переключаясь через одну или две секунды и одновременно соответствуя строгим стандартам спектрального излучения. Подобного рода мгновенные изменения частоты предъявляют невыполнимые требования к высокоуровневым цепям вакуумных радиочастотных ламп. Выполняя требования к управлению мощностью и к форме амплитуды радиолокационного сигнала, стоит придерживаться линейного режима работы усилителей.

Помимо требований выполнения нормативов излучения, установленных национальными и международными органами по распределению частот, большое значение имеет спектральная чистота, поскольку загоризонтные РЛС используют обработку спектра доплеровских частот для разделения целей от обусловленных отражением от поверхности Земли помех. Поэтому помехи, вернувшиеся на фазовом и амплитудном шуме боковых лепестков ДНА, которые излучаются передатчиком, должны поддерживаться на уровне, более низком, чем мощность отраженных от представляющих интерес целей. Это может накладывать жесткое требование на отношение сигнал/шум передатчика и, как следствие, на отношение сигнал/шум генератора радиолокационных сигналов. Например, спектр мощности шума на 10 Гц от несущей частоты должен быть не выше -100 дБ для того, чтобы обнаруживать некоторые представляющие интерес цели. Для конструкций, использующих усилитель для каждого антенного элемента, излучаемый фазовый шум будет в общем случае добавляться некогерентным образом и за счет этого подавляться на ~ 15 дБ относительно сформированной ДНА мощностью шума для решетки, состоящей из тридцати двух элементов. Но и это еще не все: фазовый шум передатчика будет отражаться удаленной поверхностью Земли и накапливаться вдоль полосы пропускания приемника, повышая в разы вклад фазового шума в минимальный уровень шума, что для сигнала ЛЧМ-НВ примерно эквивалентно отношению ширины полосы пропускания к частоте повторений радиолокационных импульсов. Низкоуровневые каскады усиления сигнала можно в общем случае спроектировать так, чтобы добавлять по существу нулевой шум, но механические вибрации в усилителях высокой мощности могут добавлять ощутимый шум, так что следует быть осторожным в случае конструкций систем с воздушным или водяным охлаждением.

Если РЛС предстоит выполнять обзор значительной территории, то потребуются частые изменения частоты для охвата участков различной удаленности. Кроме того, относительные изменения фазы или задержки по времени потребуются для каждой цепи усилителя для управления лучом по азимуту. Рабочие характеристики при наличии широкой полосы пропускания и устойчивость к изменчивым нагрузкам коэффициента стоячей волны по напряжению (VSWR) поэтому являются существенными свойствами передатчика высокочастотных РЛС. Обычно можно задать $VSWR < 2$ при полной мощности в рабочем диапазоне 5–30 МГц, скажем, с возможностью устойчивости к более высоким VSWR при выходных сигналах с

неполной мощностью. Поскольку элементы антенны будут иметь широкую полосу пропускания, то могут потребоваться фильтры подавления гармоник. Например, одна комбинация передатчика и фильтра гармоник может обеспечивать полосу пропускания от 5 до 9 МГц и область запирания для 10 МГц и более высоких частот; вторая комбинация может пропускать до 17 МГц и отторгать 18 МГц и выше, при этом используемая конструкция может продолжать в такой же манере до максимальных рабочих частот. Некоторые разработчики загоризонтных РЛС считают необходимым использовать до шести полос. Возникающая при этом проблема связана с появлением взаимного влияния антенных элементов в передающей антенной решетке [65]. Энергия по обратной связи, направляемая в усилитель от соседних элементов, может достигать уровней, которые приводят к искажению взаимной модуляции, а также вызывать резонанс нагрузок, который оказывает воздействие на цепь усилителя.

Антенны. Выбор конфигурации антенны тесно связан с целевым назначением РЛС, обычно определяемым в терминах типов цели, а также площадью и скоростью охвата РЛС с устройством записи на магнитный барабан. Научно-исследовательская лаборатория Военно-морских сил США (MADRE — Magnetic-Drum Recording Equipment) [2] использует одиночную антенну с двухсторонней связью, которая применяется для передачи и приема сигналов. Эта антenna с апертурой шириной 100 м и высотой 40 м обеспечивает достаточный коэффициент усиления и угловое разрешение для сопровождения самолетов, используя верхнюю часть высокочастотного диапазона. Экспериментальная французская загоризонтная РЛС Nostradamus [11–13] аналогичным образом использует одиночную антennную решетку, имеющую конфигурацию, аналогичную трем горизонтальным плечам крестообразной антенны длиной 384 м, излучающей из центрального пункта управления, хотя только часть элементов используется для передачи, а все остальные элементы используются для приема. Подобная действительно однопозиционная конструкция имеет особые преимущества, состоящие в том, что исходящее распространение к цели практически идентично входящей траектории. Однопозиционные РЛС с раздельными антennами для передачи и приема сигналов испытывают декорреляцию между траекториями распространения по мере увеличения разделения, и задействованными оказываются различные части ионосферы. Любая разновидность однопозиционной РЛС исключает затраты на использование нескольких площадок и связанные с этим затраты на инфраструктуру связи, а также проблемы нахождения площадок с подходящим взаимным географическим расположением. Но они имеют также и ограничения, например при выборе формы радиолокационного импульса и/или излучаемой мощности необходимо исключить одновременную передачу и прием. Эти ограничения также связаны с потенциальной восприимчивостью к помехам, возникающим при отражении от поверхности сигналов. В частности, нашел широкое применение класс радиолокационных ЛЧМ-НВ-сигналов, который определяется главным образом ограничениями на спектральное излучение вне номинальной полосы пропускания РЛС. По этим причинам конфигурации, использующие раздельные площадки с передающими и принимающими антennами в таких РЛС, как Jindalee, JORN и ROTHR, обычно имеют квазиоднопозиционную конфигурацию, при которой межпозиционное разделение составляет примерно 50–100 морских миль, что намного меньше, чем дальность до цели, но достаточно для предотвращения паразитных помех при использовании непрерывных сигналов и при разделении зон неоднозначности по дальности для приема и передачи при заданном азимуте.

Выбор передающих излучающих элементов в первую очередь обусловлен диапазоном излучаемых частот и шириной полосы пропускания радиолокационных сигналов, но он также должен учитывать требуемый охват по дальности и по азимуту, соответствующую скорость охвата и проблемы, связанные с мешающими отражениями от поверхности Земли, в особенности помехи с размытием в области доплеровских частот. Вертикальная диаграмма направленности контролирует все эти проблемы. Также следует учитывать возможность коммутации мощности элементов антенны.

Нижняя граница апертуры передающей антенной решетки устанавливается из необходимости достигать адекватной направленности и, следовательно, удельной

мощности на цели; требуемая чувствительность зависит от размера представляющей интерес цели. Верхняя граница часто определяется необходимостью повторного обзора: в общем случае РЛС перешагивает через широкую дугу, но при этом должна часто проводить обзоры каждой области для поддержания сопровождения маневрирующих целей, так что ДН передающей антенны не должна быть слишком узкой. Необходимость поддерживать коэффициент стоячей волны по направлению на средних уровнях обычно реализуется использованием от 2 до 6 решеток, соответствующих подполосам примерно по одной частотной октаве каждой.

Некоторые из этих соображений вытекают из преимуществ, обусловленных возможностью присоединяться к уже используемым многочисленным принимающим радиолучам, так что широкий, но хорошо подобранный по форме передающий луч, который может быть заполнен 10—30 узкими принимающими лучами, является популярным вариантом выбора конфигурации. В предельном случае передающая решетка может засветить весь сектор обзора, который заполнен принимающими лучами, осуществляющими непрерывный обзор. Неоднородность источников мешающих отражений может вызвать серьезные проблемы при любой конструкции, которая не осуществляет контроль диаграммы направленности антенной решетки. Более того, ВЧ-антенны редко достигают высоких отношений мощностей сигналов, излучаемых в направлении назад/вперед, так что риском маскировки сигнала помехами заднего лепестка ДНА пренебрегать нельзя. Для линейных решеток смещение передающих и принимающих решеток от равносигнального направления является мерой средней эффективности, которую следует рассматривать как компромисс с сопутствующим сокращением перекрытия главного лепестка ДНА. Линейные решетки вертикально поляризованных логопериодических антенн, вертикальные плоские антенные решетки горизонтальных диполей, состыкованные антенны Яги, приподнятые ромбические элементы, линейные антенные решетки из повернутых монополей, а также двумерные решетки двухконусных антенн широко используются в загоризонтных радиолокационных передающих системах, а в некоторых случаях — в задних защитных экранах для повышения низкого уровня отношения мощностей сигналов, излучаемых в направлении назад/вперед, которые в противном случае будут иметь место.

На плоскости спуска требуемые углы излучения находятся в интервале от 0 до 40° для обычных значений дальности и высот отражения. Вертикальная диаграмма направленности должна быть достаточной для подсветки требуемой глубины дальности; в общем случае это выполняется автоматически благодаря затратам и сложности антennы, способной формировать пучок уже, чем это имеет место в вертикальной плоскости. Для большинства сценариев любое повышение чувствительности, приобретаемое за счет направленности угла возвышения, непосредственно улучшает рабочие характеристики РЛС, поскольку глубина проникновения по дальности в общем случае ограничивается влиянием ионосферы, что отличается от азимутальной направленности при передаче, где повышение направленности сопровождается снижением охвата площади. Для направления, ограниченного шумами, его можно компенсировать снижением времени выдержки, для ограниченного мешающими отражениями от поверхности Земли направления может появиться «штраф» за скорость охвата. Некоторые РЛС используют горизонтальные двумерные решетки с ~ 100 приемными каналами для достижения достаточно высокой вертикальной направленности как при передаче, так и при приеме. В прошлом такие РЛС, как MADRE и некоторые загоризонтные РЛС бывшего Советского Союза, использовали вертикальные двумерные антенные решетки, имевшие 143 м в высоту и 500 м в ширину (в случае советских РЛС).

При низких углах возвышения на диаграмму направленности антенны сильное влияние оказывали электрические и магнитные свойства Земли вокруг и перед антенной решеткой. Для достижения требуемого усиления при низких углах обычно устанавливали наземный сетчатый экран; это дало второе преимущество за счет исключения искажений диаграммы направленности, обусловленных неоднородностью почвы. Например, передающая решетка РЛС Jindalee занимала ~ 80 га (~ 200 акров) поверхности, накрытой стальной сеткой, вытягиваясь на ~ 200 м перед антенными решетками.

Несмотря на преимущества вертикальной направленности, большинство загоризонтных РЛС не использовали управляемую направленность антенны по возвышению, но охватывали все необходимые углы излучения одной широкой диаграммой направленности по углу возвышения. Этот вариант дает возможность антenne иметь относительно небольшие размеры по вертикали и за счет этого сокращать расходы, хотя требования, предъявляемые к коэффициенту полезного действия антены, задают нижний предел.

Другой проблемой является выбор поляризации передаваемого сигнала. Практически все штатные загоризонтные РЛС излучают сигналы с вертикальной поляризацией, что обусловлено простотой достижения хорошего охвата по вертикали при умеренных затратах за счет широко используемой логопериодической широколосной антены. Крупные РЛС бывшего Советского Союза с плоскими антennыми решетками использовали элементы горизонтальных диполей, тогда как РЛС USAF AN/APG-118 использовали наклонные диполи для адаптации к наземным условиям. Была проведена оценка потенциальных преимуществ полного управления поляризацией при передаче, а также ряд экспериментальных исследований, но штатные системы не пошли по этому пути.

Антennы и усилители мощности, используемые в радиовещательных станциях ВЧ-диапазона, имеют много общего с ВЧ РЛС, а именно в поддержании определенного уровня освещенности над обозначенной территорией. Для достижения этой цели многие многополосные и управляемые передающие антennы [66–68] используют большую вертикальную апертуру. Антennы, используемые для ВЧ РЛС, имеют дополнительное серьезное ограничение вызываемого ветрами механического движения (*вibration под действием ветра*), которое сначала будет вызывать фазовую модуляцию сигнала, а затем будет накладываться на переданные сигналы; это требование легче удовлетворить с конструкциями низких по высоте антенн. Недооцененным преимуществом широкой диаграммы направленности по углу возвышения является способность засвечивать дополнительную глубину дальности, когда это позволяют условия, обеспечивая возможность составления карт помех за диапазоном дальности, представляющих сиюминутный интерес для направления на цель; они могут быть использованы для планирования последующих заданий радионаблюдения.

20.7. Эффективная площадь отражения

Свойства отражения целями при радиолокации определяются их обнаружительной способностью и возможностью классифицировать цели; поэтому много усилий было потрачено для точного установления, как описать эти свойства в контексте заданной РЛС. В случае загоризонтной ВЧ РЛС неизбежность фарадеевского вращения поляризации, которое имеет место во время распространения радиоволны в ионосфере, была использована в аргументации того, что необходима полная поляриметрическая обработка, так что стало принято представлять поведение при рассеянии в терминах скалярной эффективной площади отражения (ЭПО). Полностью поляриметрические формулировки значимы при моделировании сложных процессов рассеяния [69, 70] и для исследования по классификации целей [71].

В общем случае самолеты и корабли имеют размеры, которые помещают их внутрь режима резонансного рассеяния, хотя самые маленькие самолеты и крылатые ракеты попадают в режим рэлеевского рассеяния для нижней половины ВЧ-полосы. В данном случае ЭПО демонстрирует чувствительность по положению и сильную зависимость от совокупного размера цели. В случае самолета размах крыльев, длина фюзеляжа, хвоста и руля высоты, вертикального стабилизатора и высота руля направления, а также относительные положения являются основными характеристиками, которые определяют ЭПО. Форма цели при размещении, много меньшем длины волны, будет оказывать незначительное влияние. Точные измерения рассеяния излучения РЛС при высоких частотах являются проблематичными, но средства для выполнения измерений на масштабных моделях широко доступны, в том числе безэховые испытательные камеры, компактные измерительные средства и натурные эксплуатационные испытания [72]. В некоторых условиях

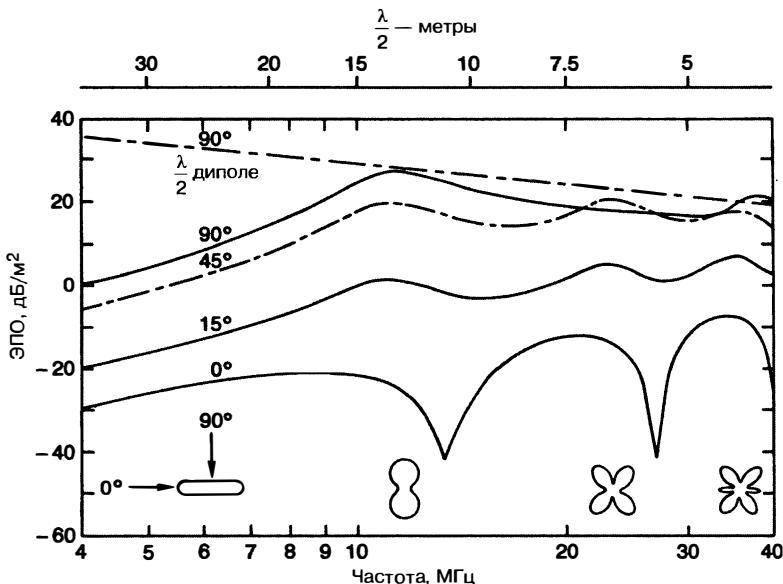


Рис. 20.7. Зависимость от частоты ЭПО тела длиной 11 м и диаметром 1 м, абсолютно проводящий цилиндр, приведена для различных геометрий освещения. Вектор напряженности электрического поля и 11-метровый размер находятся в одной плоскости; приведены кривые 0° (встречный курс), 45° и 90° (фронтальная ориентация). Верхняя (пунктирная) кривая относится к резонансному диполю под углом 90° . Небольшие наброски 1-го, 2-го и 3-го резонансов представляют угловую диаграмму ЭПО вблизи этих частот

могут быть выполнены полномасштабные экспериментальные измерения с помощью калиброванных эталонных источников рассеяния или ретрансляторов, развернутых в зоне цели и модулированных для отделения отраженных сигналов от целей от сигналов, отраженных от поверхности Земли. Для тел с высокой поверхностной электропроводностью ЭПО могут быть рассчитаны достаточно точно с помощью численных методов, таких как программа метода моментов (NEC — Numerical Electromagnetic Code) [73]. Согласно эмпирическому правилу ЭПО самолета в высокочастотной области может быть легко вычислена с точностью примерно в 2 или 3 дБ (по сравнению с измеренными значениями) без привлечения сложных методов.

Когда точная информация относительно ЭПО не представляет большого значения, грубые, но полезные оценки ЭПО могут быть сделаны при проверке поведения при отражении нескольких «канонических» форм. На рис. 20.7 приведено семейство графиков, представляющих зависимость ЭПО от частоты РЛС для продолговатого электропроводящего тела. Прямая линия с пометкой $90^\circ \lambda/2$ диполя дает ЭПО в половину длины волны резонансного проводящего стержня, который расположен параллельно электрическому полю. Эта геометрия обеспечивает максимальную ЭПО данного стержня. Верхняя шкала на оси абсцисс содержит размеры полуволны для частоты, приведенной на нижней шкале. Кривая с пометкой 90° относится к ЭПО продолговатой формы электропроводящего тела длиной 11 м и толщиной 1 м; и снова тело выровнено длинной частью вдоль электрического поля. Максимальная ЭПО совпадает с номинальным размером в половину длины волны или с первым резонансом.

Кривые с пометками 45° , 15° и 0° приводят ЭПО при повороте цели на эти углы в плоскости, которая содержит вектор напряженности электрического поля. Небольшие эскизы слева приводят форму тела и затем диаграммы ЭПО при

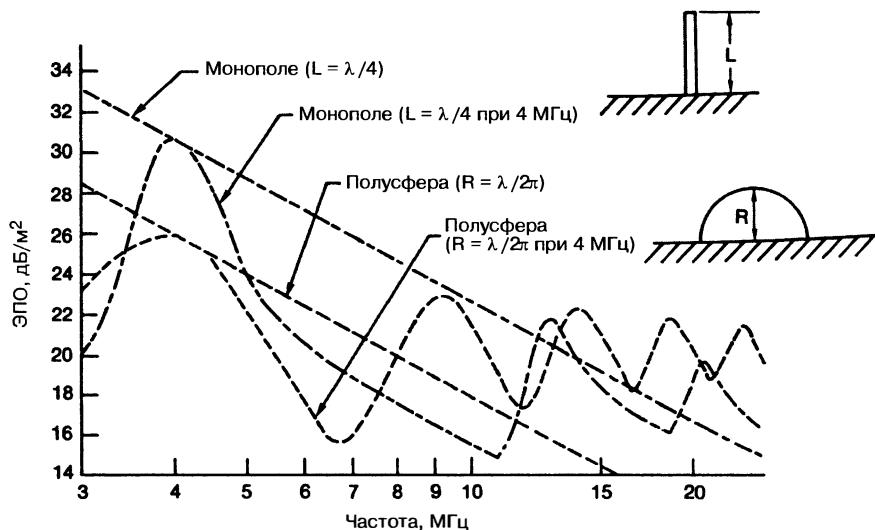


Рис. 20.8. Частотная зависимость ЭПО стержня (монополя) и полусферы на абсолютно электропроводящей плоскости для вертикального падения и поляризации при рассеянии

номинале в половину длины волны, в целую длину волны и в 3/2 длины волны с целью помочь представить зрительно, как ЭПО будет меняться при изменении угла положения цели. Для целей, имеющих другие размеры с примерно таким же коэффициентом формы, сигнал отклика можно определить, передвигая кривую вдоль линии $\lambda/2$ и добиваясь совпадения первого резонанса с этой линией в точке $1/2 \lambda$. Как уже упоминалось ранее, фарадеевское вращение приводит к изменению поляризации падающей волны, так что со временем цель будет испытывать обе (благоприятную и несогласованную) поляризации при результирующем затухании отраженного сигнала. Безусловно, дополнительное затухание отраженного сигнала происходит за счет изменения со временем рассогласования поляризации на приемной антенне.

На рис. 20.8 приводится вертикальная поляризация ЭПО стержня и полусфера, установленных на абсолютно электропроводящей поверхности. С этими каноническими формами оценку ЭПО можно сделать для надводного корабля путем подгонки L и R к основным размерам цели. Для небольших кораблей самым важным размером является высота мачты [74]. Для наземных целей, для которых максимальные ЭПО наблюдаются с вертикальной поляризацией, оценка ЭПО в 12 дБ для загоризонтной РЛС может быть получена из поля изображения.

Для более подробной иллюстрации поведения ЭПО типичного самолета на рис. 20.9 показана ЭПО истребителя F-18, рассчитанная с помощью программы NEC2, примененной к представлению самолета в виде проволочной сетки, которая получена из модели пластмассового конструктора. Описанное ЭПО относится к однопозиционной (обратное рассеяние) геометрии и горизонтальной сополярной поляризации. Расчеты представлены для частот 12, 18 и 30 МГц.

Хотя достоверность таких расчетов ЭПО традиционных платформ была подтверждена во многих случаях, не совсем понятно, как стандартные методы вычислений могут использоваться для решения проблем оценки ЭПО самолетных целей, которые не могут быть смоделированы в виде простых идеальных электрических проводников (PEC — Perfect Electrical Conductors) или небольших быстроходных катеров при динамическом взаимодействии с морской поверхностью [75].

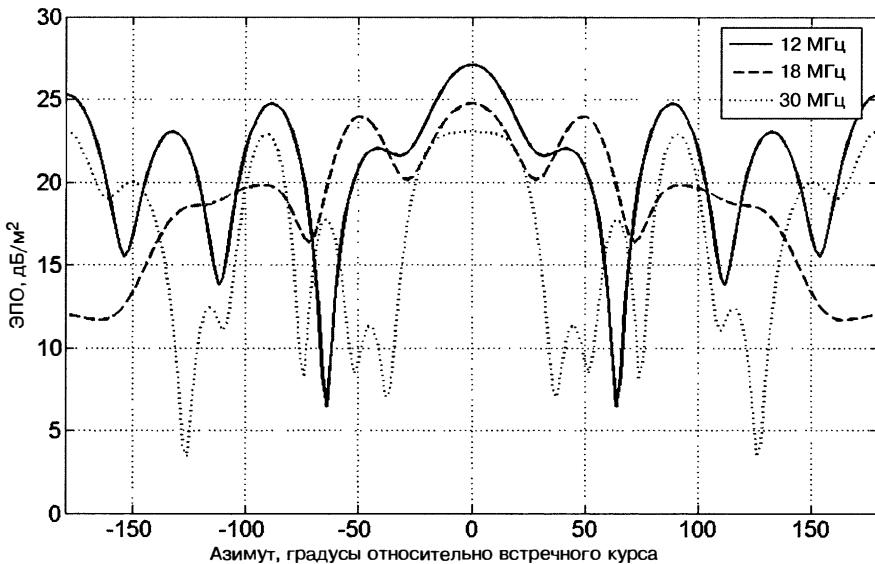


Рис. 20.9. Однопозиционная ЭПО истребителя F-18 на 12, 18 и 30 МГц, вычисленная для горизонтальной сополярной поляризации при угле обзора вниз 5°

20.8. Шум: отражения от окружающей среды

Мешающие отражения от поверхности Земли. Геометрия загоризонтного облучения цели гарантирует, что отраженные от цели сигналы будут погружены в отраженные от поверхности Земли сигналы, т.е. в помехи. Для обнаружения этих целей необходимо понять свойства этих мешающих отражений, чтобы выбор цели, формы радиолокационного сигнала и его обработка соответствовали бы необходимости разделения отраженных от цели сигналов от шума, а также чтобы был надлежащим образом выбран динамический диапазон радиолокационной станции.

Ранние эксперименты в ВЧ РЛС установили, что сильные отраженные от поверхности Земли сигналы, наблюдаемые с помощью загоризонтных РЛС, содержали сведения о физических характеристиках облучаемых земных территорий. Обширные наблюдения, выполненные научно-исследовательской лабораторией Военно-морских сил США в результате альтернативного наблюдения за областью Атлантического океана и центральными районами США, выявили, что осредненные по большим областям уровни мощности отраженных от морской поверхности сигналов были обычно на порядок величины выше, чем от областей аналогичного размера в центральных областях США. Позже наблюдатели отметили чрезвычайно низкое обратное рассеяние от покрытых льдом областей Гренландии. Эти результаты согласуются с вычисленными вариациями коэффициента рассеяния, основанными на топографии и электрических свойствах поверхности. Впоследствии наблюдения, выполненные над Индийским океаном с помощью РЛС Jindalee, использующий тщательно откалиброванные ретрансляторы, выявили ~25 дБ вариации коэффициента отражения океана, который зависит от состояния воды [76].

Мешающие отражения от земной поверхности или наземных предметов. Создание карт обратного рассеяния загоризонтных РЛС от сухопутных (земных) поверхностей представляет интерес по двум основным причинам. Во-первых, локализованные участки повышенного обратного рассеяния, такие как города на центральных низменностях США или горы, возвышающиеся из тропических влажных джунглей, предоставляют географическую привязку, которая может оказать помощь с вечной проблемой регистрации координат [77] (неопределенности

траекторий луча, проходимых радиолокационными сигналами, приводят к ошибкам позиционирования целей, превышающих в некоторых случаях 100 км). Во-вторых, некоторые области испытывают сильные сезонные изменения растительного покрова и влажности почвы, которые могут отразиться в измеряемых изменениях поведения при рассеянии. Также важно понять влияние коэффициента отражения земной поверхностью и топографии при интерпретации сигналов, отраженных от целей, находящихся над поверхностью Земли.

Мешающие отражения от моря. В противоположность неожиданному изменению поведения при отражении, которое имеет место на береговой линии или над сложными по составу территориями, величина отраженного радиолокационного сигнала от открытого океана, а именно коэффициент рассеяния σ^o , меняется медленно при изменении дальности и азимута вследствие масштаба длии типичных океанических метеорологических систем и времени отклика океанической поверхности на изменение силы ветра. Более того, большую часть времени в разумном приближении мощность отраженного сигнала пропорциональна площади элемента разрешения и может быть (с определенной степенью осторожности) использована в качестве абсолютной опорной амплитуды. Причина этого объясняется позже при описании радиолокационной океанографии.

Гораздо интересней то, что среднее значение отраженного от моря сигнала является ценной информацией, заключенной в спектре доплеровских частот [78]. Волны на поверхности моря вносят в отраженный радиолокационный сигнал сложную модуляцию, которая проявляется в спектре доплеровских частот сигнала. Оценка и интерпретация этой модуляции дает информацию о меняющейся со временем геометрии поверхности моря, представляющую большое значение для обнаружения кораблей согласно приведенному далее описанию.

Относительно простая модель учитывает наблюдаемые свойства отраженных от поверхности моря сигналов с высокой степенью достоверности при условии, что море не слишком волнистое. Эта модель основывается на двух предположениях:

1. Поверхность моря может быть представлена с хорошей степенью приближения как суперпозиция спектра $S(k)$ поверхностных гравитационных волн, удовлетворяющих дисперсионному соотношению

$$\omega^2 = g \cdot k \tanh(kd), \quad (20.3)$$

где ω является круговой частотой волны, g — гравитационным ускорением, k — волновым числом волны на поверхности воды, а d — глубиной воды. Для глубокой воды это соотношение упрощается до выражения

$$\omega^2 = g \cdot k, \quad (20.4)$$

для которого фазовую скорость распространяющейся в воде волны можно записать так:

$$v \equiv \frac{\omega}{k} = \left[\frac{gL}{2} \pi \right]^{1/2}, \quad (20.5)$$

где L является длиной волны, распространяющейся в воде.

2. В терминах ВЧ-длин волн поверхность моря можно рассматривать как слегка волнистую, тем самым допуская возможность для поля рассеяния приближенного решения в форме разложения в ряд теории возмущений по параметру ka , где k является волновым числом, а a представляет собой характерную амплитуду океанической волны. Этот подход, сформулированный Райсом [79] для случая статической поверхности, был обобщен Барриком [80, 81] на случай, когда поверхность, эволюционирующая согласно дисперсионному соотношению (20.4), приводит к следующему уравнению для спектра доплеровских частот отраженных радиоволн:

$$\begin{aligned} \sigma(\omega) = & 2^6 \pi k_0^4 \sum_{m=\pm 1} S(-m(\vec{k}_{\text{scat}} - \vec{k}_{\text{inc}})) \delta(\omega - \omega_B) + \\ & + 2^6 \pi k_0^4 \sum_{m_1, m_2 = \pm 1} \iint \Gamma(m_1 \vec{k}_1, m_2 \vec{k}_2)^2 S(m_1 \vec{k}_1) S(m_2 \vec{k}_2) \delta(\omega - m_1 \sqrt{gk_1} - m_2 \sqrt{gk_2}) d\vec{k}_1 d\vec{k}_2, \end{aligned} \quad (20.6)$$

где \vec{k}_{inc} и \vec{k}_{scat} являются векторами падающей и отраженной радиоволны, $k_0 = |\vec{k}_{inc}|$, ω — доплеровская частота, $S(\vec{k})$ — спектр направленной морской волны, $\delta(\cdot)$ — дельта-функция Дирака, а брэгговская частота ω_B задается выражением $\omega_B = \sqrt{g|\vec{k}_{scat} - \vec{k}_{inc}|}$. Ядро $\Gamma(\vec{k}_1, \vec{k}_2)$ будет описано далее. Уравнение (20.6) показывает, что решение Баррика—Райса имеет простую интерпретацию в терминах пространственного резонанса или брэгговского рассеяния. Хотя беспорядочно выглядящая поверхность океана и представлена суммой Фурье бесконечного числа серий синусоидальных волн, каждая со своим характеристическим волновым числом и направлением, главный вклад в поле рассеянного излучения обусловлен двумя волновыми сериями [82], а именно теми, чьи волновые векторы удовлетворяют соотношению

$$\vec{k}_\pm = \pm(\vec{k}_{scat} - \vec{k}_{inc}). \quad (20.7)$$

Для простого случая обратного рассеяния при скользящем рассеянии и геометрии поверхностной волны однопозиционной РЛС имеем $k_{scat} = -k_{inc}$, так что эти резонансные океанические волны имеют длину волны, равную половине длины волны РЛС с одним решением, соответствующим направлению волны, приближающейся к РЛС, и другим, соответствующим направлению удаляющейся от нее волны. Соответствующие доплеровские сдвиги связаны с фазовой скоростью резонансных волн, т.е.

$$f_d = \pm \sqrt{\frac{g}{\pi \lambda}} = \pm \sqrt{\frac{gf}{\pi c}} \approx \pm 0,102 \sqrt{f(\text{МГц})}, \quad (20.8)$$

где доплеровское смещение частоты f_d выражается в Гц; g — ускорение свободного падения ($9,8 \text{ м/с}^2$), f — частота РЛС, а c — скорость света.

При таком подходе член второго порядка в уравнении (20.6) можно интерпретировать как процессы «двуократного отражения», включающие брэгговское рассеяние сначала от одной, а затем от другой последовательности волн с дважды отраженной радиоволной, направленной к приемнику. Безусловно, в принципе, имеется бесконечно много пар серий волн, которые могут удовлетворять этому условию, именно поэтому выполняется суммирование. Есть еще одно затруднение. Отдельные волновые серии не являются полностью независимыми; они слабо взаимодействуют и производят быстро исчезающие нелинейные волновые продукты, которые, хотя и не распространяются свободно, все же меняют поверхность моря и вносят вклад в поле рассеянного излучения второго порядка величины, в том числе и посредством брэгговского рассеяния. Таким образом, как было впервые показано Барриком [81], ядро рассеяния второго порядка составлено из электромагнитных и гидродинамических членов, $\Gamma = \Gamma_{z,m} + \Gamma_{z,dp}$. Результирующий кусочно-линейный непрерывный спектр доплеровских частот второго порядка обычно на 20–30 дБ слабее, чем брэгговские пики первого порядка, но за счет доплеровского размытия обладает возможностью маскировать отраженные от кораблей сигналы в значительно большем пространстве доплеровских частот. На рис. 20.10 приведен пример численного решения уравнения (20.6) для определенного спектра океанических волн.

Зависимость от поляризации возникает благодаря ядру Γ . Для среды с высокой проводимостью, такой как морская вода, наблюдаемой при обычной геометрии РЛС, коэффициент сополярного отражения поверхностью или эффективная площадь отражения цели в расчете на единицу поверхности значительно больше для вертикальной, чем для горизонтальной поляризации с кросс-полярными коэффициентами отражения, обычно предполагающими промежуточные значения для умеренно двухпозиционных геометрий отражения, $\sigma_{vv}^\circ \gg \sigma_{hv}^\circ \approx \sigma_{vh}^\circ > \sigma_{hh}^\circ$, как показано на рис. 20.10.

Уравнение (20.6) имеет решающее значение для многих областей применения РЛС, включая обнаружение кораблей, дистанционное зондирование (см. следующий раздел), выбор формы импульса и прочие функции управления РЛС. Например, на рис. 20.11 представлен измеренный спектр доплеровских частот и наложенные поверх него оценки магнитуды отраженных сигналов, которые могут быть получены от ряда различного типа кораблей для одной и той же конструкции РЛС

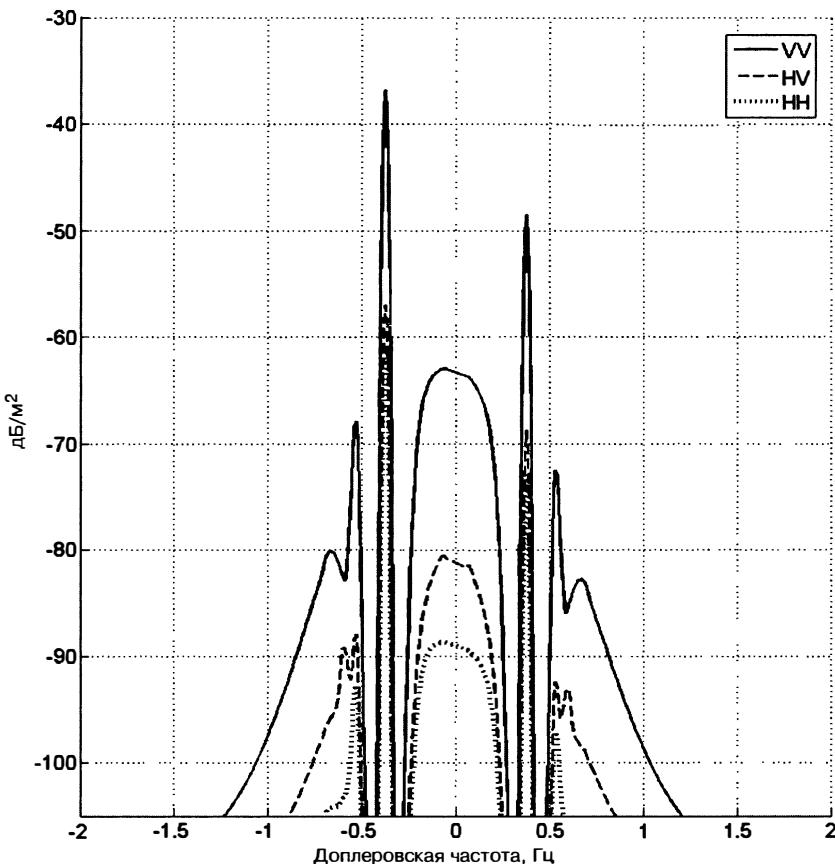


Рис. 20.10. Рассчитанный спектр доплеровских частот отраженных от морской поверхности сигналов для различных поляризаций; частота РЛС в данном случае составляла 15 МГц, тогда как спектр направленной волны, используемый в спектре волновых чисел Пирсона—Московица, комбинировался с $\cos^4(\phi/2)$ углового расхождения

и параметров формы радиолокационного импульса. Также слева приводятся диапазоны скорости, в пределах которых отраженные от корабля радиолокационные сигналы будут скрыты помехами, связанными с отражениями от морской поверхности. Возможность прогнозировать эти замаскированные полосы с помощью уравнения (20.6) может использоваться при проектировании РЛС и для поиска места ее размещения, а также для планирования операций обнаружения кораблей. Таким образом, комбинируя уравнение (20.6) с климатологией океанических волн или климатологией любого региона, можно на основе статистики прогнозировать характеристики радиолокационного обнаружения корабля [83].

Аналогичным образом выбор частоты импульса и полосы пропускания может опираться на расчеты спектральной плотности мощности сигналов, отраженных от поверхности моря, в зависимости от этих параметров для заданного состояния моря, учитывая любую информацию о курсе цели, скорости и ЭПО.

Очень важным оперативным соображением в данном случае является возможность для противника использовать отраженные морской поверхностью радиолокационные сигналы, пытаясь поместить отраженный от корабля радиолокационный сигнал на брэгговскую частоту, где он будет затенен отраженными от поверхности моря сигналами. Противник может добиться этого, выбирая любую комбинацию курса и скорости, которая делает компоненту скорости по направлению к РЛС



Рис. 20.11. Схематическое представление полос слепой скорости, в которых отраженные от кораблей радиолокационные сигналы затеняются сигналами, отраженными от морской поверхности

равной эквивалентной фазовой скорости брэгговского максимума. Оператор РЛС должен противостоять этому своим пониманием подробной структуры спектра и ее вариаций с изменениями частоты РЛС для демаскирования цели.

Радиолокационная океанография. Существование связи, выраженной уравнением (20.6), между представлением поверхности моря в виде спектра направленной волны $S(k)$ и спектра доплеровских частот, измеренных высокочастотной РЛС, дает возможность определять дистанционным зондированием с помощью загоризонтной РЛС или РЛС поверхности волны детальное состояние поверхности моря. Для извлечения параметров моря из спектра доплеровских радиолокационных частот и для оптимизации выбора параметров РЛС в целях осуществления радиолокационных наблюдений будет полезно познакомиться с некоторыми основами океанографии.

Океанические волны, которые вносят наибольший вклад в отраженные радиолокационные ВЧ-сигналы, имеют длины в диапазоне 5–100 м; эти волны возбуждаются поверхностными ветрами. Если ветер длительное время дует с постоянной скоростью и над достаточно протяженными областями разгона волны (расстояния, над которыми дует ветер), то устанавливается устойчивый режим, при котором ветер обеспечивает достаточно энергии волнам для уравновешивания потерь при разрушении волн и других механизмов диссиляции энергии. Более того, в этом состоянии динамического равновесия энергия будет передаваться преимущественно волнам, чья скорость достаточно близко совпадает со скоростью ветра и перераспределяется в пространстве волновых чисел за счет механизма нелинейного волнового взаимодействия для сохранения равновесной формы спектра.

Есть целый ряд моделей, которые предложены для описания формы равновесного спектра, а также модели, которые решают более амбициозную задачу моделирования неравновесного спектра. Большинство этих моделей основаны на экспериментальных измерениях, которые отражены на рис. 20.12, где приведен пример частотного спектра, полученного из измерений волномерного буя. Характерной особенностью подобного рода волновых спектров является то, что волны заданной длины стремятся достичь предельной спектральной плотности, за

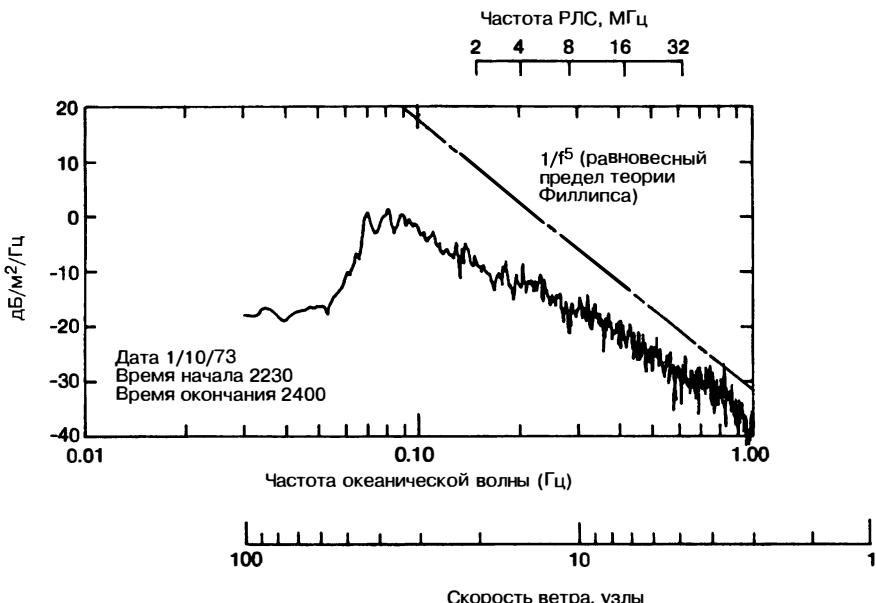


Рис. 20.12. Спектральная плотность мощности ненаправленного волнения моря по измерениям волнометрического буя, демонстрирующая степенное поведение. Прямая линия является исходной асимптотой насыщения по теории Филлипса, приближение к которой в этом примере можно наблюдать при высоких частотах. Опираясь на шкалу «скорость ветра» можно заключить, что ветры со скоростью до 40 узлов возбуждают волны с частотами не выше 0,08 Гц, но ни продолжительность, ни длина разгона волны или ни то и другое вместе недостаточны для окончательных выводов. Шкала, приведенная сверху, позволяет определить частоту РЛС, соответствующую резонансному обратному рассеянию

пределами которой процессы диссипации и нелинейного переноса энергии к другим волновым числам исключают дальнейший рост. Это условие, известное как насыщение, будучи развито до конца, выполняется при вполне умеренных скоростях ветра для тех волн, которые ответственны за однократное рассеяние при высоких частотах, то есть для 5–10 узлов.

Из всех разнообразных моделей ненаправленных океанических волн, приведенных в литературе, модель Пирсона и Московица наиболее широко используется специалистами по радиолокации. Эти авторы на основании экспериментальных данных [84] получили следующее соотношение для полностью развитого ненаправленного спектра:

$$F(\kappa) = \frac{\beta_e}{2\pi\kappa^4} \exp\left[-v\left(\frac{\kappa_c}{\kappa}\right)^2\right], \quad (20.9)$$

или, что равносильно, в терминах частоты волны:

$$\tilde{F}(\omega) = \frac{\beta_e g^2}{\omega^5} \exp\left[-v\left(\frac{g}{\omega u}\right)^4\right], \quad (20.10)$$

где u — скорость ветра; $\kappa_c = g/u^2$; $v = 0,74$, $\beta_e = 0,0081$.

Экспоненциальный член аппроксимирует распад спектра для скоростей волн, превышающих максимальную скорость ветра. Модели, учитывающие последовательности конечных длин нагона волны и конечные продолжительности ветровой

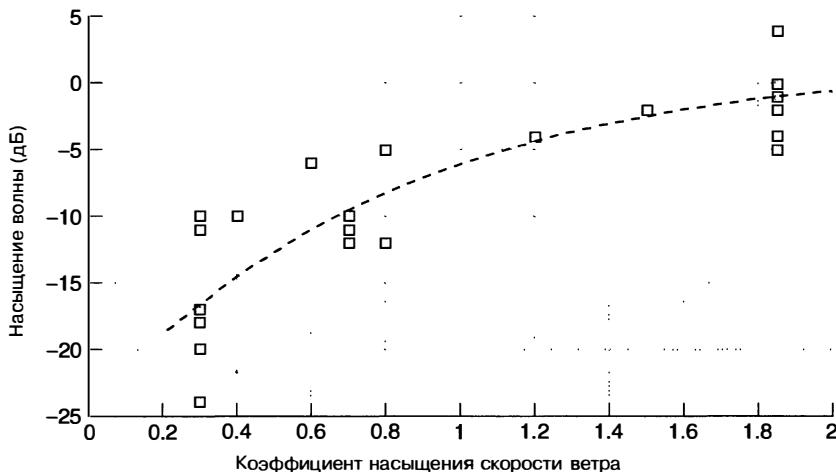


Рис. 20.13. Калиброванные измерения отношения коэффициента рассеяния к коэффициенту рассеяния насыщенной морской волны в зависимости от отношения скорости ветра к фазовой скорости резонансных брэгговских волн для наблюдений против направления и по направлению ветра

нагрузки, включают спектр JONSWAP (Joint North Sea Wave Project) [85] и модель Элфохейли и др. [86]. Подобные эффекты могут привести к значительным изменениям в высокочастотном доплеровском спектре и в результате — к возможности обнаружения цели, так что этими моделями при необходимости следует воспользоваться.

Снижение спектральной плотности волны с волновым числом χ^{-4} приближенно описывается степенным законом, что и используется большинством моделей, естественным образом это компенсируется множителем k_0^4 в коэффициенте однократного рассеяния в уравнении (20.6), так что результирующая σ^0 почти не зависит от частоты в диапазоне тех частот, для которого наблюдается степенной закон зависимости спектральной плотности от волнового числа. Важным следствием этого является возможность оценивать потери по траектории прохождения радиолокационного сигнала.

Для проверки такой возможности с помощью ВЧ РЛС с земной радиоволновой изучались магнитуда и изменчивость σ_{vv}^0 на острове Сан Клемент [78]. У этой радиолокационной установки есть несколько ценных и уникальных свойств: траектория прохождения сигнала над открытым морем, работа в многочастотном режиме с периодом повторения, калиброванные антенны, известная мощность передатчика и наземный контроль данных в форме записей волнения океана. При изучении ветра со скоростью примерно в 20 узлов оказалось, что σ_{vv}^0 в пределах нескольких децибел можно считать постоянной для рабочих частот, спектр океанической волны которых можно считать развитым до конца; эти наблюдения подтвердили теорию однократного рассеяния Баррика [80]. Используя принятые ранее соглашения относительно коэффициента усиления антенны и предполагая спектр волны изотропным в одном из направлений, в расчетах для σ_{vv}^0 было получено значение -29 дБ; измеренные значения были сгруппированы между -7 и +3 дБ этой величины в частотном диапазоне 5–20 МГц. Этот эксперимент предоставил первые прямые измерения коэффициента рассеяния морской поверхностью.

Безусловно, если брэгговские резонансные волны развиты не до конца, то коэффициенты рассеяния будут пропорционально меньше, как это показано на рис. 20.13, который составлен из наборов данных, записанных РЛС Jindalee как по ветру, так и против ветра [76]. В случаях, когда скорость ветра была недостаточна для возбуждения брэгговских резонансных волн до уровней их насыщения, получаемые значения коэффициента рассеяния были на 20 дБ ниже пиковых величин.

Низкие значения коэффициентов рассеяния могут также быть обусловлены тем, что угловой спектр волновой системы не был дискретизирован вдоль направления, которое дает максимальную компоненту амплитуды на брэговском резонансном волновом числе. Спектр направленной волны можно записать в виде

$$S(\vec{k}) \equiv S(k, \phi) = F(k) G(\phi, k), \quad (20.11)$$

где $F(k)$ является спектром ненаправленной волны

$$F(k) = \int_0^{2\pi} S(k, \phi) d\phi,$$

а $G(\phi, k)$ является нормированной функцией углового расхождения, которая описывает, как энергия волны распределена по азимуту:

$$\int_0^{2\pi} G(\phi, k) d\phi = 1.$$

Ненулевой спектр волны не ограничивается направлениями, имеющими компоненту, параллельную направлению ветра $\phi = 0$, т.е. $G(\phi, k)$ для $\pi/2 \leq \phi \leq 3/2\pi$, так же как он не является изотропным по одному из направлений, $G(\phi, k) = 1/\pi$ для $-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2$. В общем случае угловой ненулевой спектр для всего диапазона в 360° описывается с функцией расхождения, зависящей от многих переменных, включая текущий архив поверхностных ветров. ВЧ РЛС имеет достаточную чувствительность для измерения относительной амплитуды волн, бегущих против направления ветра, даже если они имеют спектральную плотность мощности (а следовательно, и ЭПО) на несколько порядков магнитуды ниже, чем бегущие по направлению ветра. Распространение океанической волны против ветра вызвано чаще всего нелинейным взаимодействием типа волна-волна, процессами отражения, взаимодействием типа волна-течение и распространением от соседних областей с различным напряжением от ветровой нагрузки. Они имеют большое значение для дистанционного зондирования и сильно влияют на направление цели, поскольку процессы двукратного рассеяния сильно зависят от $G(\phi, k)$. Также они служат чувствительными индикаторами оценки коэффициента обратного рассеяния, поскольку учитываются только после однократного рассеяния:

$$\sigma^0 \propto [G(\phi - \phi_w, k) + G(G(\phi - \phi_w + \pi))],$$

где ϕ_w представляет направление ветра. Для количественной оценки этого явления, если используется модель углового спектра волны Лонга и Тризна [87], считают, что максимальная величина σ^0 для насыщенной морской волны составляет -27 дБ в направлении против ветра или по ветру (вдоль морской волны) и только -39 дБ в поперечном ветру направлении (поперек морской волны). На рис. 20.14 приведен коэффициент рассеяния для этой и некоторых простых параметрических функций углового расхождения в зависимости от угла направления ветра, определенный с учетом вклада рассеяния первого порядка.

В заключение отметим, что мощность отраженного от морской поверхности сигнала в элементе разрешения 1) в общем случае является максимальной, 2) в открытом океане встречается даже при относительно спокойной поверхности, 3) меняется в зависимости от резонансного волнения по закону квадратов, при этом часто бывает насыщенной при более высоких частотах и 4) меняется с направлением, будучи наиболее значительной для морских волн, бегущих в направлении к или от РЛС. Спектр доплеровских частот отраженных радиолокационных сигналов испытывает резкие изменения, что требует тщательной обработки для его сохранения. Приемник и процессор должны справляться как с сигналами высокого уровня, обусловленными большим значением ЭПО, так и со значительно меньшими сигналами, обусловленными другими целями, особенно когда последние примыкают к более сильным компонентам мешающих отражений от поверхности. РЛС ВЧ-области должны быть способны справляться с подобными уровнями помех за счет отражений, даже если они не будут существовать все время или в любой момент времени, над всеми областями, особенно при низких рабочих частотах.

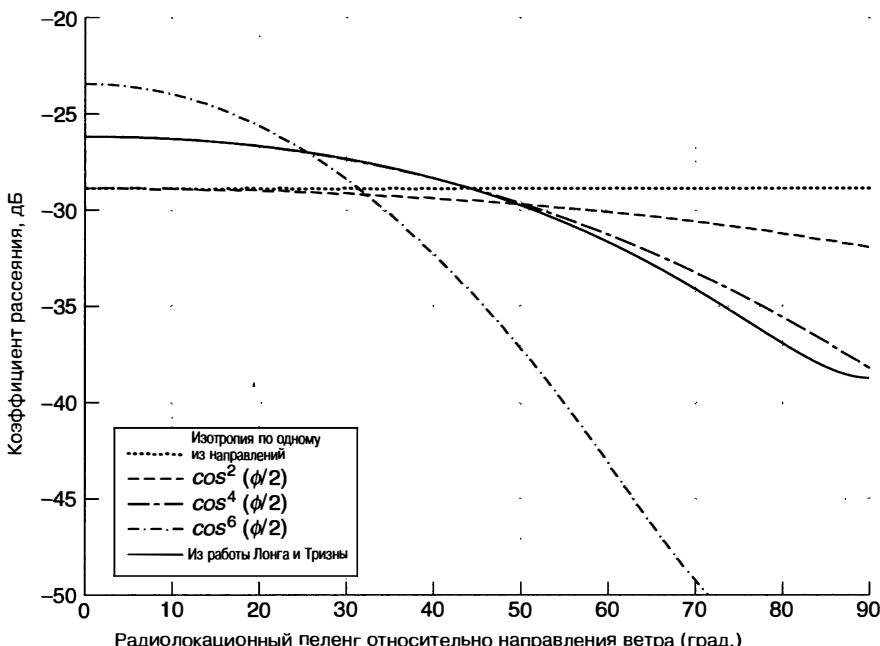


Рис. 20.14. Изменение коэффициента пикового спектрального обратного рассеяния в зависимости от направления ветра относительно линий визирования РЛС для различных функций углового разнесения в предположении до конца развитой морской волны на частоте брэгговской резонансной волны

Оценка состояния моря, спектра волны и поверхностные ветры. Методики извлечения информации о поле океанических волн из измеренного спектра доплеровских частот сообщались многочисленными авторами, которые почти во всех случаях основываются на решении Баррика для рассеянного поля и работают практически исключительно с данными ВЧ РЛС с земной радиоволной, не испорченной прохождением в ионосфере. Обращение соотношения (20.6) для получения оценки $S(k)$ с математической точки зрения нетривиально и требует некоторых дополнительных предположений, чтобы можно было получить единственное устойчивое к возмущениям решение. Некоторые из этих методов подходят к этой проблеме как к оценке спектра полностью направленной волны [88–90], тогда как другие предлагают методы комплексной оценки волнистости морской поверхности, такие как метод достоверного волнения моря [91].

Океанические течения могут быть определены, когда нулевой отсчет доплеровской частоты (такой как остров) попадает в проекцию ДНА РЛС [92]. Страница в Интернете Национального управления по исследованию океана и атмосферы Wavewatch [93] дает доступ к архивированным картам значимых волнений моря, преобладающим периодам волн и прочим параметрам; такая информация чрезвычайно полезна при проектировании РЛС для задач дистанционного зондирования.

Дополнительно к предоставлению информации о поверхности моря высокочастотная РЛС может быть использована для получения данных о скорости и направлении поверхностного ветра [87, 94]. Направление ветра обычно оценивается по отношению амплитуды резонансных брэгговских пиков первого порядка, а также применением эмпирического соотношения между этим отношением и направлением ветра относительно направления визирования РЛС согласно работе первооткрывателей Лонга и Тризна [87]. С помощью сканирования по сектору обзора РЛС можно построить карту получаемых направлений ветра; карты направления

приземного ветра при этом являются побочным продуктом рутинной работы РЛС Jindalee [76].

В то время как оценки волнения моря и спектр волны могут, в принципе, извлекаться из спектра отраженного морской поверхностью радиолокационного сигнала загоризонтной радиолокационной станции с характеристиками высокого уровня, основные трудности возникают в связи с огромным числом разновидностей загрязнения и искажений, вносимых ионосферой. Это привело к разработке различных методик оценки и исключению различных форм искажений сигнала [95–97]. В качестве альтернативы Тризна [98] и Пайлон и Хедрик [99] опубликовали метод для получения оценки σ^0 по результатам простых измерений, выполненных прямо на искаженном спектре отраженного радиолокационного сигнала. Несмотря на то, что этот подход может быть относительно нечувствительным к некоторым формам искажений, он неприменим к морским средам, далеким от равновесного состояния.

Все методы, используемые для оценивания состояния моря или коэффициента рассеяния, требуют длительного времени когерентного накопления, которое обычно сочетается с некогерентным осреднением ряда t_{kh} с целью достичь различимого и стабильного спектра. Этот тип радиолокационных операций часто оказывается несовместим с другими выполняемыми профильными радиолокационными задачами. Но поскольку отраженный от морской поверхности радиолокационный сигнал является очень большим, то он может быть получен с помощью вспомогательной станции наклонного зондирования ионосферы, работающей в соответствующем радиолокационном режиме.

Рассеяние от метеорных следов и прочих неоднородностей в ионосфере. Помехи в виде отражений от неоднородностей ионосферы, подобные тем, что упоминались в разделе 20.4, могут значительно ограничивать работоспособность РЛС. В отличие от земной или океанической среды, где скорости рассеивающих радиолокационное излучение природных объектов незначительны, ионосфера характеризуется явлениями с кажущимися скоростями в 10^2 – 10^3 м^{-1} и даже выше, маскирующих большую часть значимой области доплеровских частот, в которой могут быть обнаружены искусственные цели. Многие из этих рассеивающих излучение объектов имеют неустойчивое существование, значительно менее продолжительное, чем t_{kh} , так что традиционная обработка таких сигналов приводит к появлению размытия доплеровского спектра отраженных от них сигналов, а также к доплеровскому частотному сдвигу. Обобщенный термин «размытие доплеровского спектра радиолокационных помех» используется для обозначения всех явлений, при которых рассеивающие объекты, ответственные за появление этих помех, не имеют четко выраженного доплеровского сдвига. Этот же термин используется для описания совершенно другого механизма, при котором размытие радиолокационных помех в доплеровском спектре происходит в результате быстрых изменений траектории прохождения радиосигнала, а не из-за движения рассеивающего объекта.

Метеориты и их следы являются наиболее распространенным источником радиолокационных помех от движущихся объектов [100–103]. Они отображают достаточно хорошо различимое суточное и географическое распределение, характерное для любого данного местоположения РЛС, но также могут вызвать проблемы в широком диапазоне дальности, поскольку могут быть подсвечены различными режимами распространения радиосигналов [19], как это схематически показано на рис. 20.15. Как показано на рисунке, нормальное падение дает максимальный отраженный сигнал, но также наблюдаются отраженные сигналы при наклонном падении и рассеянные от «головы» метеорита. На рис. 20.16 сравнивается простая прогностическая модель с результатами измерений, подтверждая, что наблюдаемое поведение вполне понятно и поэтому может быть учтено при проектировании и эксплуатации радиолокационных станций.

Метеориты обычно классифицируются как *случайные события*, происходящие более или менее часто по мере перемещения Земли вокруг Солнца, и *звездопады*, такие как вызванные скоплением метеоритов Леониды и Эта-Аквариды, которые происходят в предсказуемые дни, когда орбиты этих скоплений пересекают орбиту Земли.

Каждый раз, когда это случается, поток метеоритов может быть таким интенсивным, что может вызвать серьезное маскирование отраженного от цели

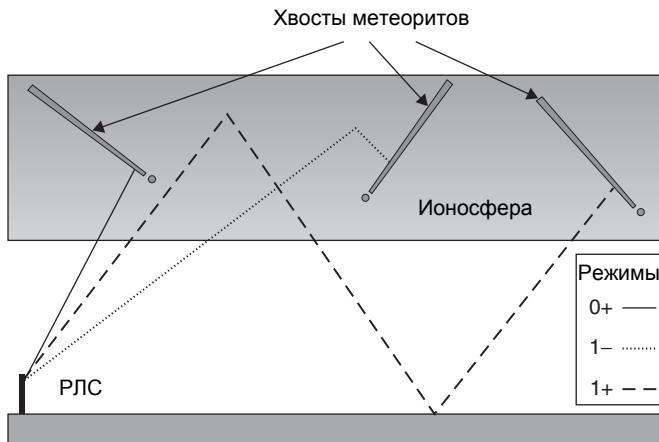


Рис. 20.15. Траектория при зеркальном отражении от следа метеорита для нескольких режимов распространения радиосигнала

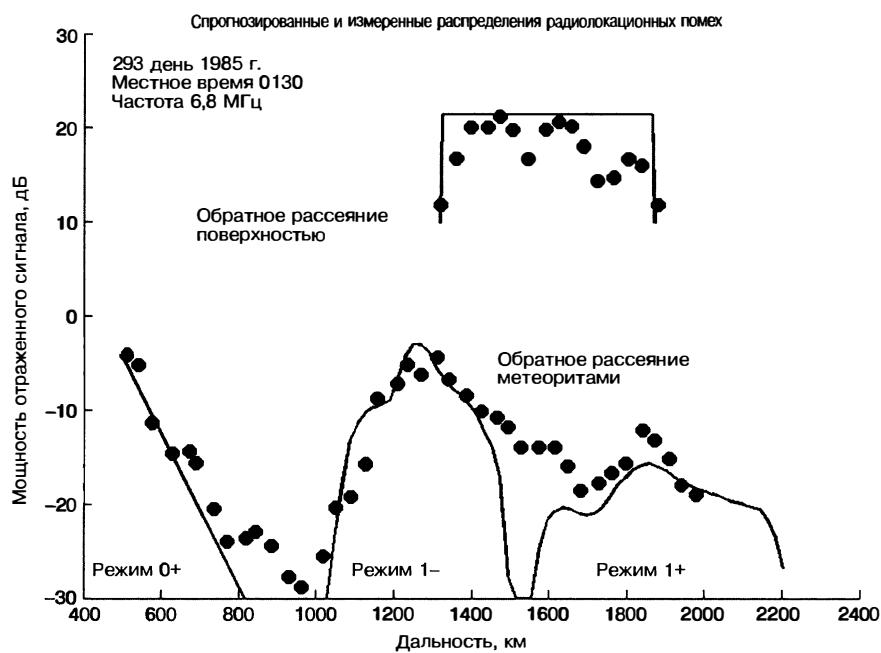


Рис. 20.16. Спрогнозированная зависимость от дальности силы отраженного метеоритом сигнала по сравнению с результатами измерений; также представлены отраженные поверхностью Земли радиолокационные сигналы. Имеющиеся вариации определяются распределением метеорных радиант

радиосигнала. По мере того как РЛС становились все более чувствительными, они регистрировали меньшее число метеоритов, которое встречается достаточно часто, так что временами поток хвостов небольших метеоритов устанавливал пороговое значение эффективности радиолокационного обнаружения целей.

Подавление отраженных метеоритами сигналов может быть предпринято в пространственной области, если приемная антенная решетка имеет вертикальную направленность, но для большинства РЛС единственным вариантом является исключение радиолокационных помех при обработке сигнала, использующее для этого неустойчивую природу отраженных сигналов для их обнаружения и исключения во временной области.

Отраженные радиосигналы от авроральных свечений аналогичным образом включают переходные процессы рассеяния, которые проявляются в радиолокационных данных как сильно размытые доплеровские спектры отраженных сигналов с возможностью маскировки целей. Рассеяние от областей авроральных свечений широко изучалось с помощью сети высокочастотных РЛС SuperDARN HF, которая была инициирована Гринуолдом [17], а Элкинсом [104] была разработана модель отражения авроральным свечением радиолокационных сигналов; ее можно использовать для прогнозирования маскировки цели, когда траектория распространения радиосигнала проходит через область аврорального свечения. При условии, что РЛС значительно удалена от авроральной зоны, часто можно выбрать такую форму импульса, чтобы можно было манипулировать радиолокационными помехами, вызванными отражениями, в пределах области дальности, определяемой на основании доплеровского эффекта, демаскируя цели, которые ранее были скрыты. Часто с этой целью чередуются импульсы с несколькими различными формами и различной частотой повторения. Для РЛС, находящихся вблизи авроральных зон, эти возможности обычно еще более ограничены.

Неоднородности ионосферы, которая отражает радиолокационные сигналы назад в приемное устройство, на любых широтах значительно чаще появляются в ночное время, чем днем. Удобное расположение РЛС, обеспечивающее высокое отношение мощностей сигналов, излучаемых в направлениях назад/вперед на антенах; вертикальное обнуление (если такое предусмотрено) и методика адаптивной обработки сигналов (по крайней мере поддерживающая низкий уровень боковых лепестков приемной антенной решетки) — все эти методики являются эффективным инструментом сокращения авроральных, метеоритных и прочих ионосферных помех.

20.9. Шум, помехи и занятость частотного спектра

В высокочастотном диапазоне средняя спектральная плотность мощности шума посередине полосы частот, вблизи 15 МГц, может превышать -150 дБ (Вт)/Гц, а может превысить и -175 дБ (Вт)/Гц, если сравнивать со спектральной плотностью мощности внутреннего шума типичного приемника, который может иметь -195 дБ (Вт)/Гц. Таким образом, в отличие от СВЧ РЛС внешний шум практически всегда является доминирующим. Это имеет принципиальные последствия для проектирования приемных систем и обработки сигналов. Другой важной проблемой являются наблюдаемые систематические вариации уровня внешнего шума, которые оказывают воздействие на рабочие характеристики РЛС.

Важным источником квазинепрерывного фонового шума на более низких частотах являются разряды молний, распространяющиеся по ионосфере со всех концов Земного шара (так называемые *атмосферики*). В высокочастотном конце полосы внеземные или галактические шумы могут быть выше, чем шумы, обусловленные атмосфериками. На приемных площадках в областях с повсеместным использованием электрического оборудования может доминировать антропогенный шум. Но наиболее важно то, что высокочастотный диапазон плотно занят другими пользователями, особенно мощных высокочастотных вещательных станций, работа которых основана на использовании господствующего окна частот для обеспечения удовлетворительного прохождения сигналов. Даже выходящие за границы диапазона частот уровни сигнала заставляют учитывать их при проектировании входных каскадов, где обычно полосы пропускания значительно шире, чем у сигнала РЛС. Имеется большое число радиовещательных станций, которые имеют 500-кВт передатчики и антенны с коэффициентом усиления, превышающим 20 дБ. Измерения, выполненные на среднеатлантической береговой линии США, выявили высокочастотные сигналы в радиовещательном диапазоне, интенсивность которых достигала 5–10 мВ/м. Эти уровни внешних шумов должны быть

учтены при проектировании приемников, поскольку для быстрых и частых изменений нужны входные каскады с широкой полосой пропускания.

Практика размещения высокочастотных РЛС для работы состоит в том, чтобы дать возможность использовать широкие полосы спектра и выполнить требование не вызывать ощутимых помех существующим службам, а также обеспечить блокировку каналов, которые нуждаются в защите. Таким образом, неотъемлемой частью высокочастотной РЛС является анализатор занятости каналов, который предоставляет в реальном времени описание доступности спектра согласно приведенной иллюстрации на рис. 20.17 и 20.18.

Практически без исключений высокочастотные РЛС работали по такому принципу невнесения помех, довольствуясь «свободными» каналами между используемыми другими пользователями.

Модели занятости спектра. Когда высокочастотная полоса сканируется с помощью анализатора спектра, то можно обнаружить, что в основном занятость в любой заданный момент времени исключительно неизменна в течение дней определенного сезона. Все это происходит благодаря радиовещательным станциям, фиксированным службам передач из одного пункта в другой, а также многим другим пользователям частотного спектра, имеющим стандартные графики работы, что наглядно видно на рис. 20.18, где построена зависимость спектральной плотности мощности при разрешении 2 кГц для высокой и низкой солнечной активности, лета и зимы, дня и ночи.

Как было отмечено ранее, максимальная частота, при которой будет происходить отражение энергии назад на Землю, в дневное время может быть вдвое выше, чем в ночное; поэтому занятость спектра стремится к уплотнению в ночное время в отличие от дневного, причем эта проблема усугубляется низким уровнем поглощения и, как следствие, приемом более удаленных сигналов.

При анализе больших временных масштабов возникают различные новые модели занятости спектральной полосы и ее тенденции. Наиболее очевидно, что одиннадцатилетний цикл солнечной активности обуславливает изменения использования спектра и плотности пользователей с результатирующим влиянием на выбор канала высокочастотных РЛС. Другая тенденция, которая стала очевидной в последние годы, состоит в постепенном сокращении пользователей высокочастотного диапазона, поскольку различные службы переходят на спутниковую связь, на линии СВЧ-связи, оптоволоконную связь и прочие средства связи. Однако возросшее число ВЧ РЛС привело к новым изменениям: межрадиолокационным помехам и необходимости частотного арбитража.

Модели шума. Широко используемая ссылка на шум относится к отчету № 322 Международного консультативного комитета по радио (МККР, CCIR — International Radio Consultative Committee)¹ [105]. Этот отчет основывается на измерениях, выполненных на 16 площадках во всем мире. Данные измерений и результаты анализа были выполнены для исключения вкладов гроз на отдельных площадках сбора данных. Сп colding и Уошберн [106] добавили данные бывшего СССР для двух полученных отчетов МККР [105]. Средние значения уровня шума в зависимости от частоты приводятся в виде всемирных карт по сезонам и интервалам времени по 4 часа. Лукас и Харпер [107] предоставили численное представление отчета МККР 322-1, которое весьма полезно для компьютерных расчетов, и это представление было переработано добавлением работы Сп coldинга и Уошберна.

Карты средних значений сопровождаются долями величин для указания распределения по дням одного сезона (отчет МККР 322-3 (1988) имеет значимые расхождения, как было указано Сэйлорсом [108], так что его следует использовать с осторожностью). Эти карты шума обеспечивают уровень, который получит все-направленная антенна. Даже если изотропный МККР имеет ограничения, он представляет собой опорный уровень для первоначального проектирования РЛС. Ряд штатных и экспериментальных ВЧ-систем составили свою собственную базу данных шума, которую сравнили с модельными данными МККР; отчет Нортэя и Уизем содержит подробный анализ этих сопоставлений [109].

¹ В русскоязычном издании вместо названия Международного консультативного комитета по радио International Radio Consultative Committee (CCIR) используется аббревиатура МККР. — Прим. ред.

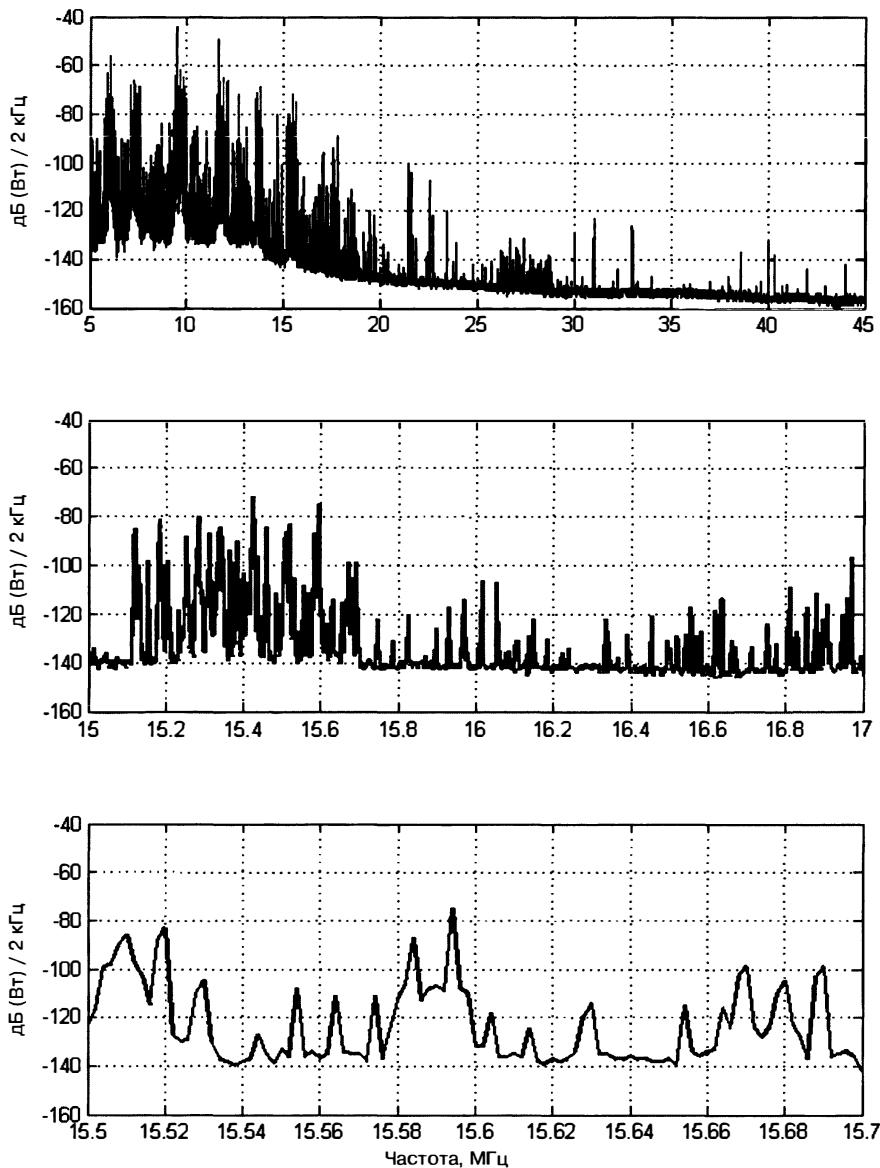


Рис. 20.17. Сегмент высокочастотного спектра в летний полдень при низком числе солнечных пятен; масштаб постепенно увеличивается, чтобы показать сектор спектра, где хорошо виден 20-кГц свободный канал с центром на частоте 15,640 МГц. Данные были записаны на широте 23,6° S, долготе 133,1° E

ВЧ РЛС обычно используют преимущества окружающей среды, то есть показатель шума приемника должен быть достаточно хорошим, чтобы шум окружающей среды служил ограничивающим фактором.

Теперь обсудим пример данных из отчета МККР 322. Рис. 20.19 был заимствован из работы Лукаса и Харпера [107]. Мощность шума в полосе 1 Гц, отнесенная к 1 Вт (дБ (Вт)), представлена в виде зависимости от частоты для трех различных источников шума: галактического, атмосферного и антропогенного. На практике

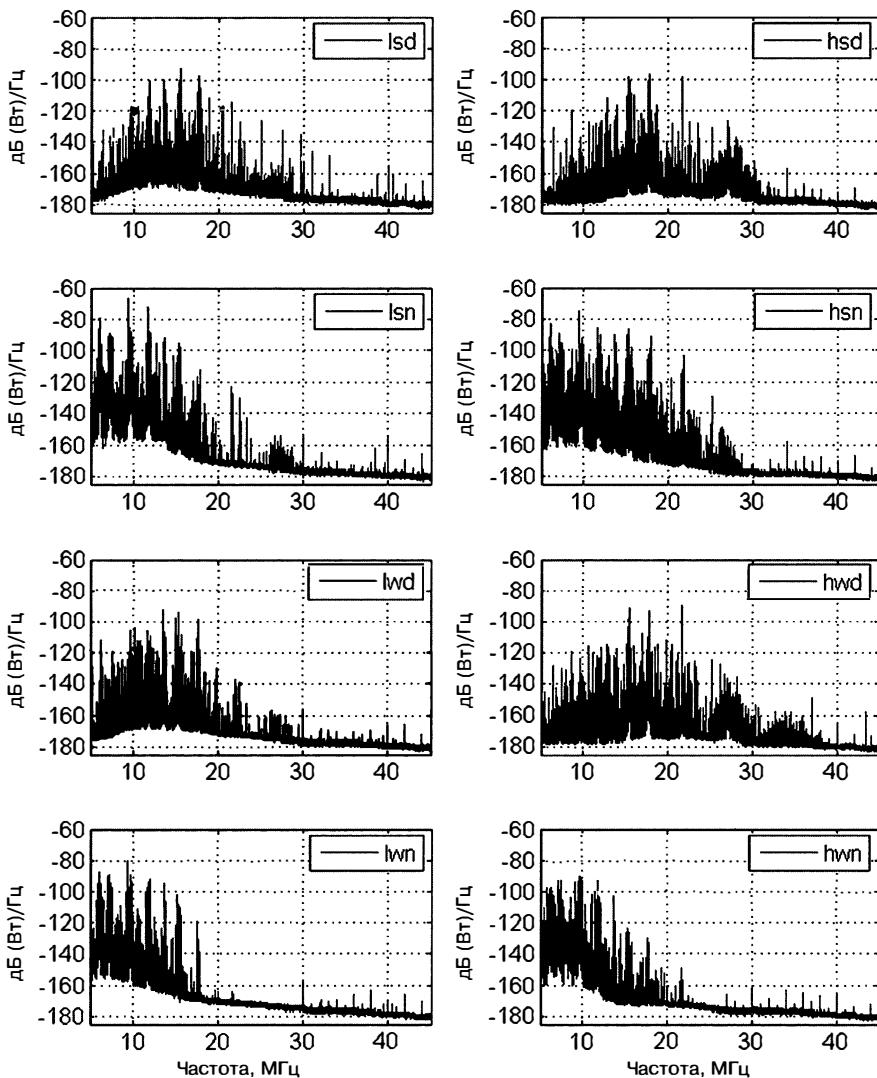


Рис. 20.18. Активность в высокочастотном диапазоне в области 5—45 МГц для высокого и низкого уровня солнечной активности (l, h), лета и зимы (s, w) и дня и ночи (d, n), по данным измерений на широте 23,6° S, долготе 133,1° E. Данные взяты по Юлианскому календарю для дней с 180-го по 360-й в 2000 и 2005 гг.

выбирают наибольший. Приведенный пример относится к зимнему дневному времени на восточном побережье США. Три прямые линии являются оценками антропогенного шума для трех различных площадок. Форма кривых антропогенного шума описывается уравнениями

$$\begin{aligned}
 N_o &= -136 - 12,6 \ln(f/3) \quad \text{-- жилые застройки,} \\
 N_o &= -148 - 12,6 \ln(f/3) \quad \text{-- сельский,} \\
 N_o &= -164 - 12,6 \ln(f/3) \quad \text{-- удаленный,}
 \end{aligned} \tag{20.12}$$

где частота f выражается в МГц, а \ln обозначает натуральный логарифм.

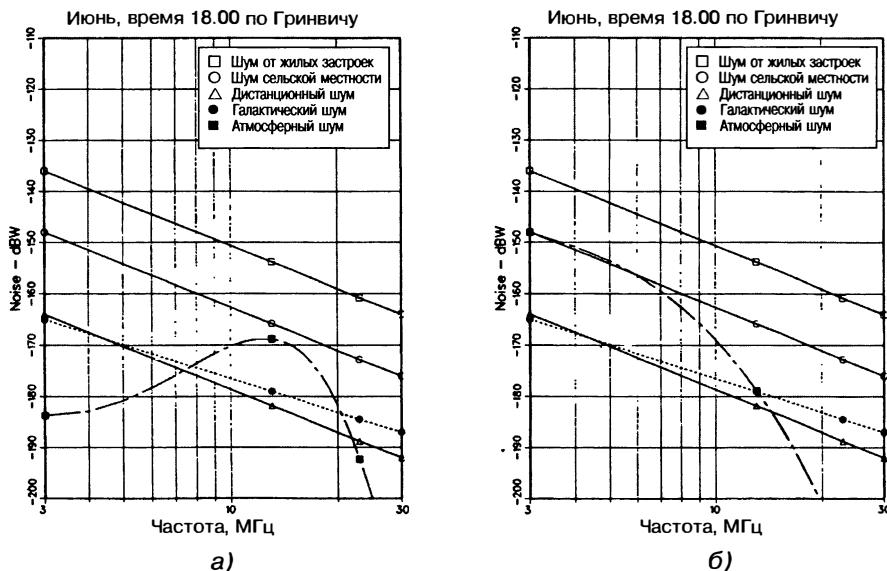


Рис. 20.19. Мощность шума на один Гц приведена для 38,65° северной широты и 76,53° западной долготы в зимний период: *а* — 1800 всемирного координатного времени (UTC) приведено как пример дневного времени; *б* — 0800 UTC приведено как пример ночных времени

Эти частотные тренды аппроксимируют многие измерения антропогенного шума, но в идеале приведенная кривая основывается на измерениях определенного местоположения РЛС. Кривую галактического шума следует выбирать, когда этот шум самый значительный и когда траектория проходит через ионосферу; такая траектория не будет существовать для низких рабочих частот в дневное время. Атмосферный шум появляется на низких частотах до примерно 12 МГц и затем быстро спадает.

На рис. 20.19б приведены данные для ночных времени. Все кривые те же, что и на рис. 20.19а, за исключением кривых для атмосферного шума. На 10 МГц уровни шума ночных и дневного времени одинаковые; ниже 10 МГц шум уменьшается со снижением частоты в дневное время и повышается в ночное время. На уровне более 10 МГц шум дневного времени превышает шум в ночной период. Эти эффекты могут быть частично объяснены приводящими к большим потерям траекториями большой дальности в дневное время, которые ослабляют шум на большой дальности при низких частотах, и незначительными (если вообще не нулевыми) загоризонтными траекториями к наземным источникам шума на более высоких частотах ночью. В общем, шум ночных времени выше дневного для загоризонтной засветки выбранной дальности. Это становится очевидно при рассмотрении рис. 20.20, данные которого были записаны во временной зоне УВ + 9%. Общие тенденции атмосферного шума в другие сезоны аналогичны зимнему шуму. Однако при этом могут иметь место значительные различия уровней в других местоположениях РЛС на Земле.

Для более детального анализа и оптимизации системы больше нельзя считать приемлемым шум как изотропное поле. Сильные зависимости от азимута и угла возвышения поля атмосфериков являются неизбежными: проверка карт, полученных с помощью спутников [110], показывает, что тропические ливневые дожди и другие регионы с повышенной грозовой активностью являются значительным источником шума, и эти районы связаны с заданной площадкой РЛС ограничениями ионосферного прохождения радиосигналов. Коулман [111] объединил карты грозовой активности Котаки [110] с численным построением траектории сигнала и смоделировал диаграмму направленности антенны, чтобы продемонстрировать,

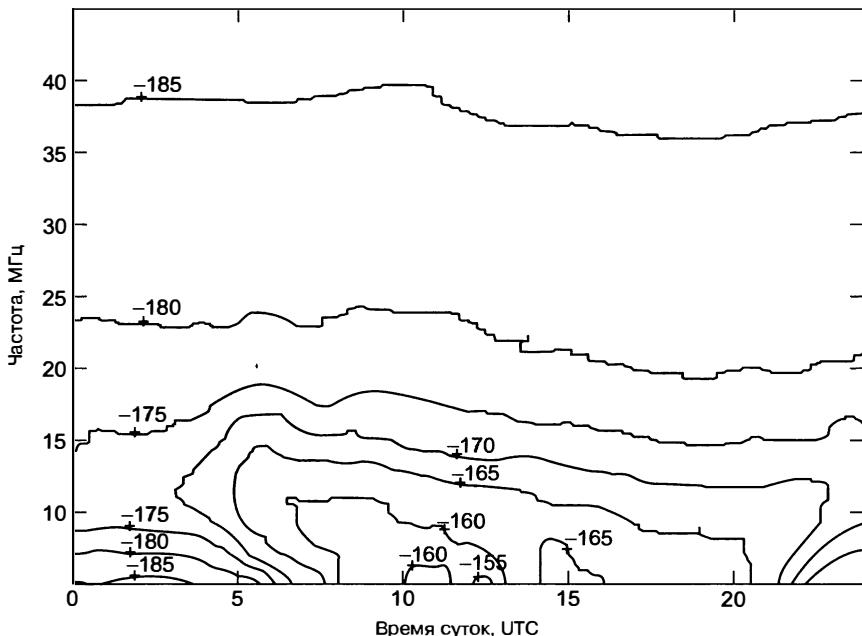


Рис. 20.20. Суточные вариации высокочастотного шума, измеренного в дБ (Вт)/Гц на широте 23,6 S, долготе 133,1 E, 5 ноября 1995 г.

что изменчивость шума с направлением в сочетании с характеристиками направленности различных антенн может привести к значительным изменениям результирующего шума и, благодаря этому, к оптимальной конструкции РЛС.

Другой важной проблемой является поведение полей внешнего шума в зависимости от времени, а именно в пределах временных интервалов когерентного накопления, поскольку это сильно влияет на обработку сигналов при исключении помех [112]. Другие воздействия, которые могут повлиять на рабочие характеристики РЛС, иногда ошибочно принимают за *аддитивный* шум, описанный выше. Одним из них является размытие доплеровского спектра помех, описанное в разделе 20.8, которое иногда называют *активным* или *мультипликативным* шумом.

Вероятность появления этого типа помех выше в ночное время, и они являются преобладающими в авроральных зонах, а также в зонах вокруг магнитного экватора.

20.10. Приемная система

Приемная система, описываемая здесь, включает только такие элементы, как приемная антенна решетка и приемники, которые преобразуют выходные сигналы антennы в дискретные временные ряды, обычно в основной полосе частот. Для облегчения изложения стадии традиционной обработки сигнала, которые отвечают за преобразование выходных сигналов приемника в стандартные радиолокационные средства, описываются в разделе 20.11 вместе с более специализированными методиками.

Антенны. С точки зрения приема желательно иметь высокое азимутальное разрешение по нескольким причинам, включая 1) повышение точности обнаружения положения цели и характеристик сопровождения, 2) подробное картирование помех и 3) снижение уровня амплитуды помех до значений, допустимых динамическим диапазоном системы, и требований обнаружения медленно передвигающихся целей. Как уже упоминалось ранее, большинство высокочастотных загоризонтных РЛС



используют широкую диаграмму направленности передающей антенны для засветки представляющей интерес зоны и затем для одновременной обработки отраженных сигналов с помощью узких диаграмм более высокого разрешения. Хорошо известно, что классическое разрешение решетки повышается линейно с апертурой вплоть до нескольких предельных значений, определяемых окружающей средой. Горизонтальные апертуры в 2–3 км и больше, как было показано, поддерживают пространственно когерентную обработку [113, 114]. Следовательно, апертуры приемной решетки загоризонтных РЛС могут колебаться от ~0,3 км для систем, занимающихся только воздушными кораблями и баллистическими ракетами до более чем 4 км в системах, предназначенных для обнаружения и сопровождения кораблей. Если взять 3 км в качестве приемной апертуры, традиционная ширина ДН на частоте 15 МГц составит ~0,5°, так что 20 одновременных лучей охватывают ~10°, что задает требуемую апертуру передачи в этом примере на 120–150 м в зависимости от вариаций коэффициента усиления, который может быть допустим поперек набора приемных лучей. Наиболее универсальная методика формирования ДН основывается на использовании приемника для каждого элемента решетки, но по мере того как число элементов может приблизиться к 500, стоимость такого решения может оказаться недопустимой. Тогда удобно конфигурировать элементы решетки в подрешетки с возможностью перекрывания или совместного использования элементов при одном приемнике на подрешетку. Например, РЛС Jindalee сгруппировала 462 элемента, охватывающих 2 766 км 32 перекрытыми подрешетками [115]. Так как это накладывает ограничения на результирующие диаграммы, которые должны лежать в пределах подрешетки угловой характеристики ДН, имеется и преимущество снижения требований к динамическому диапазону приемника за счет подавления помех от других угловых секторов.

Линейные решетки обеспечивают наиболее экономичный путь к высокому пространственному разрешению по азимуту, но существование множественных траекторий для принимаемого сигнала, обычно через E-, F1- и F2-слои, мотивировало некоторых конструкторов использовать двумерные решетки с горизонтальным или (при больших затратах) с вертикальным развертыванием. Относительные преимущества этих конструкций могут быть оценены только в отношении приоритетов, соответствующих различным профильным задачам, для которых предназначена данная РЛС.

Выбор элемента приемной антенны традиционно основывался на принципе, заключающемся в том, что для высокочастотной области внешний шум практически всегда значительно превышает внутренний шум. Исходя из этого повышение эффективности антенны приводит к росту выходного внешнего шума и амплитуды помех в такой же степени, в какой это улучшает качество требуемого сигнала, тем самым не приводя ни к какому преимуществу отношения сигнал/шум. Выбор типа элемента антенны, такого как монополь, диполь, антенна Бевереджа, фазированные ряды монополей решетки осевого излучения или биконическая антенна, например, могут затем основываться на частотной характеристике в представляющем интерес диапазоне и пригодности для выбранной геометрии решетки, а также ограничений поверхности Земли, таких как электропроводность почвы. Исследования показали, что этот аргумент необязательно имеет значение, если применяются современные адаптивные пространственные и временные методики обработки, поскольку эффективность исключения помех повышается за счет более высокого отношения помехи к внутреннему шуму.

Широко обсуждалось то, что неизбежность преобразования меняющейся со временем поляризации в процессе прохождения ионосферы сильно снижает возможную пользу от возможности мерить состояние поляризации сигналов, поступающих в приемную решетку. В настоящее время этот вопрос остается открытым, хотя и проводятся эксперименты, нацеленные на оценивание поляриметрии загоризонтных РЛС [116].

Приемники. Существует множество требований к приемникам для загоризонтных РЛС, включая высокий динамический диапазон, линейность, широкую полосу пропускания и единообразие между приемниками при использовании систем с набором приемников. Для большинства гражданских самолетов и кораблей эффективная площадь отражения целью радиолокационного сигнала (ЭПО) в высокочастотном диапазоне примерно одного порядка, что и в СВЧ-диапазоне, т.е.

~10–20 дБ/см² для самолетов и ~30–50 дБ/см² для кораблей, но этот диапазон в 10–100 раз выше, так что дополнительные потери, связанные с R^{-4} , находятся в диапазоне 40–80 дБ. Кроме того, каждый отраженный от цели радиолокационный сигнал погружен в помехи от засветки проекции ДНА, которая может иметь площадь в несколько тысяч квадратных километров. Более того, окружающая среда ВЧ-сигнала включает в себя (односторонние) передачи от мощных радиостанций во всем мире, что было описано в предыдущем разделе. Недостатки в приемниках приводят к появлению некоторого шума и энергии помех, которые накладываются на полезные отраженные радиолокационные сигналы, аддитивно или мультиплексивно. Следовательно, если конструкторы РЛС хотят избежать ограничений на рабочие характеристики, вызванные самой системой, то особое внимание должно уделяться конструкции приемника [117].

Попытки снизить загрязнение от внешних радиовещательных каналов путем установки на входные каскады приемников узкополосных фильтров приводят к потере возможности перенастройки, которая необходима, когда РЛС меняет частоту, обычно на несколько МГц буквально за секунды, по мере того как она переходит от одного задания к выполнению другого. Также появляются издержки от 1) времени, необходимого для переключения фильтра, 2) времени установления системы, 3) искажений, вызванных дисперсией групповой задержки, и, наконец, 4) снижения надежности в случае использования сотен приемников. Далее каждый канал должен будет учитывать вариации коэффициента усиления и фазы для каждого фильтра, повышая накладные расходы на переключения полос. Лучше обнулить сигналы помех в представляющей интерес полосе пропускания с помощью некоммутируемых фильтров, устанавливаемых в приемнике после входных каскадов, используя локальный генератор с переменной частотой, чтобы поместить требуемую подполосу над селективными фильтрами. Конечно же, коммутируемый локальный генератор может также иметь недостатки, но требуется только один генератор, в отличие от сотен приемников. Каким бы направлением проектирования ни следовать, требования линейности приемника и динамического диапазона без паразитных составляющих являются чрезвычайно важными.

Существует пять преобладающих механизмов, которые ухудшают характеристики приемника РЛС высокочастотного диапазона: нелинейные процессы аналого-цифрового преобразования, внеполосная интермодуляция (IMD), перекрестная модуляция, внутриполосная интермодуляция и псевдолинейный процесс взаимного перемешивания.

Аналого-цифровое преобразование. Аналого-цифровое преобразование включает две стадии — дискретизацию и квантование, каждая из которых может привести к искажению принятого сигнала. Принятые сигналы должны быть дискретизированы с достаточной точностью и единообразно для сохранения характерного спектрального состава во всем динамическом диапазоне, заполненном компонентами сигналов, отраженных от цели, а также помехами и внешними шумами после учета артефактов, внесенных квантованием и дрожжанием импульсов синхронизации, особенно в системе с целым набором приемников [118, 119].

Внеполосная интермодуляция. Внеполосные интермодуляционные искажения появляются из-за нелинейного смешивания сигналов от двух (или более) источников сильных помех, таких как радиовещательные станции, мощные сигналы которых проникают во входные каскады приемной системы и создают интермодуляционные искажения в пределах полосы пропускания радиолокационного сигнала, прежде чем исходные помехи будут исключены селективной фильтрацией [120, 121].

Перекрестная модуляция. Перекрестная модуляция представляет собой нелинейное смешивание сигналов сильных источников помех с принимаемыми отраженными радиолокационными сигналами, преобразуя модуляцию сигналов от источников помех в радиолокационные сигналы [120, 121].

Внеполосная интермодуляция. Отдельный элемент разрешения в проекции ДНА РЛС может иметь площадь в 50–500 квадратных километров, при этом в проекции ДНА РЛС могут быть сотни элементов, так что за счет использования репрезентативных значений эффективной площади отражения радиолокационного сигнала целью (рис. 20.9) и коэффициента ограждения поверхностью σ° (см.

рис. 20.14) можно обеспечить отношение сигнала к помехам приемника загоризонтной РЛС не выше -80 дБ для систем, использующих непрерывный частотно-модулированный сигнал. Нелинейность на любой стадии может маскировать отраженные от цели сигналы путем их смешивания с мешающими сигналами, создавая внутримодуляционные искажения, которые выходят за характерный спектр доплеровских частот помех. В отличие от внеполосных внутримодуляционных искажений внутриполосные внутримодуляционные искажения могут появляться на любой стадии прохождения сигнала через приемник, и в результате этого проблемы могут вызывать даже продукты второго порядка [122].

Взаимное перемешивание. Аналоговые приемники гетеродинной конструкции обычно содержат ряд локальных генераторов для смешивания сигналов, а также могут иметь генератор формы импульса, используемый для привлечения согласованного фильтра. Эти дополнительные источники имеют неизбежно ограниченную спектральную чистоту с минимальным уровнем фазового шума, который может распространяться по всей широкой полосе частот, несмотря на очень низкий уровень. Любые мощные сигналы помех, попадающие на первую ступень смесителя приемника, будут объединяться низким порогом фазового шума и потенциально генерировать продукты в полосе пропускания радиолокационного сигнала [123, 124]. В случае цифрового приемника шум дискретизации будет производить эквивалентный эффект.

Метод цифрового приемника. ВЧ-приемники могут использовать прямое цифровое преобразование на ВЧ, избегая некоторых ограничений, присущих аналоговым устройствам. Такие проблемы, как взаимное смешивание, все еще обнаруживают себя, хотя и в несколько иной форме. Сравнение с аналоговыми приемниками показало, что незначительные недостатки проявляются в таких конструкциях, если фильтр предварительного выбора полосы устанавливается на входные каскады. С другой стороны, появляется множество преимуществ, таких как одновременный прием нескольких радиолокационных сигналов на различных частотах, так что отдельный приемник может обслуживать более одного передатчика РЛС.

Калибровка. Традиционный процесс формирования ДНА в идеальной многоканальной приемной системе должен обеспечивать отдельный выходной сигнал в правильном направлении для плоской волны, падающей на решетку антенны. Неизбежные изменения коэффициента усиления и фазы возникают из-за небольших ошибок позиционирования антенны, неоднородностей противовеса антенны, различий между предварительными усилителями, из-за взаимного влияния, несогласованности кабеля, тепловых и прочих изменений характеристик кабеля и из-за всех аналоговых ступеней приемника. Они приводят к искажениям формы ДНА (и в результате этого к снижению разрешения РЛС), к приподнятым боковым лепесткам (и, как следствие, к восприимчивости к помехам), к ошибкам наведения (и в результате к росту ошибок сопровождения цели) и возмущениям геометрии формы импульса источника помех (и, следовательно, к потерям степени свободы в адаптивном формировании ДНА).

Для подавления этих эффектов ВЧ РЛС должны использовать сложную схему калибровки. Было испытано несколько подходов.

- Применение внешних излучающих элементов в промежуточной зоне антенны перед решеткой. Эта схема уязвима к изменениям электрических и магнитных свойств почвы, подобных тем, которые обусловлены сезонными изменениями уровней влажности почвы.
- Излучение калибровочного сигнала на антенну или на входы приемника за антенной решеткой с помощью независимого «открытого контура» сигнала фидерной сети [125]. По этой схеме невозможно калибровать антенну и начальные фидеры; она применима только из точки, из которой излучается сигнал.
- Использование удаленного источника излучения, который облучает решетку с помощью ионосферной волны или даже дискретного сигнала, отраженного от цели. Эта схема предполагает, что приходящий волновой фронт сигнала в основном плоский или гладкий после отражения ионосферой, что не всегда имеет место [126].

- Совместный анализ нескольких отраженных сигналов метеоритов [127, 128]. Эта схема привлекательна, но основывается на наличии достаточного числа идентифицируемых дискретных отраженных сигналов. Для состоящей из 33 элементов решетки она может быть, как правило, жизнеспособной, но значительно реже в случае решетки из 500 элементов.
- Испытание приемника и облучение плоской волной применялись для внешнего широкополосного шума [129]. Этот подход дает полезные количественные показатели характеристик калибровки и относительных характеристик, но только после входных каналов приемника, как в случае (2), приведенном выше.

Каждый из этих подходов имеет свои преимущества и недостатки в контексте традиционного (Фурье) формирования ДНА. Когда применяется метод адаптивной обработки, важно, чтобы направление эффективного обзора совпадало с вектором наведения решетки, в противном случае произойдет подавление требуемого сигнала.

20.11. Обработка сигнала и сопровождение цели

Анализ сигнала и обнаружение цели. Целью обработки сигнала являются обнаружение и классификация отраженных сигналов от представляющих интерес отражающих объектов, их различие (самолет или корабль) или доопределение (поверхность моря). Это обычно достигается декомпозицией данных временных рядов, полученных от приемников, в естественную область радиолокационных размерностей дальности групповой цели (на основе задержки времени), направления принимаемого сигнала (пространство ДНА) и доплеровской частоты с возможностью отделения представляющих интерес отраженных сигналов от нежелательных помех и шума. Стандартным инструментом этой декомпозиции является быстрое преобразование Фурье (по крайней мере в случае загоризонтных штатных РЛС), частично в связи с тем, что оно вполне подходит с вычислительной точки зрения для разбивки регистрируемых сигналов при их анализе на элементы разрешения по дальности, обычно составляющие $\sim 10^2$, на элементы ДНА числом порядка $10^1\text{--}10^2$ и доплеровские ячейки, составляющие $\sim 10^2$, затрачивая на это примерно $\sim 10^0$ секунд при использовании вычислительных средств общего назначения. Таким образом, быстрое преобразование Фурье (или дискретное преобразование Фурье в случае коротких преобразований) обычно используется для трехмерного анализа. В некоторых системах были использованы альтернативные методы анализа для таких задач, как обнаружение ускоряющихся целей [130–132], обнаружение сигналов на гармонически связанных частотах [133], и для тех случаев, когда требуется высокое разрешение в области доплеровских частот, но во временной линейке РЛС может быть использовано только короткое время когерентного накопления [134].

Некоторые важные соображения по конструкции процессора вытекают из анализа высококачественных данных ВЧ РЛС, как это показано следующим примером. На рис. 20.21 приведены результаты спектра доплеровских частот отраженных от поверхности моря сигналов, полученных РЛС AN/FPS-118 и представленных как амплитуды полученной мощности в зависимости от доплеровской частоты. Для получения этой графической зависимости 15 спектров мощности от одного элемента разрешения по дальности были рассчитаны из неперекрывающихся временных интервалов, а затем сгруппированы в пять блоков и некогерентным образом усреднены. Частота повторения радиолокационных импульсов (WRF – Waveform Repetition Frequency) в этом случае составила 20 Гц со временем когерентного накопления в 12,8 с., что приводит к номинальной полосе пропускания доплеровского фильтра, составившей 0,08 Гц. Выборки шума (N) были взяты из максимального элемента доплеровского разрешения, выборки цели (T) — на пиковом значении сигнала, отраженного от цели, а амплитуды брэгговских линий (A) и (R) — из пиков помех, соответствующих приближающимся и удаляющимся резонансным волнам океана согласно описанию, приведенному в разделе 20.8. Выборки N , T , A и R нанесены на график, приведенный на рис. 20.22а. Видимость ниже уровня мешающих отражений (SCV), широко используемая в ВЧ РЛС как мера чувствительности и определяемая

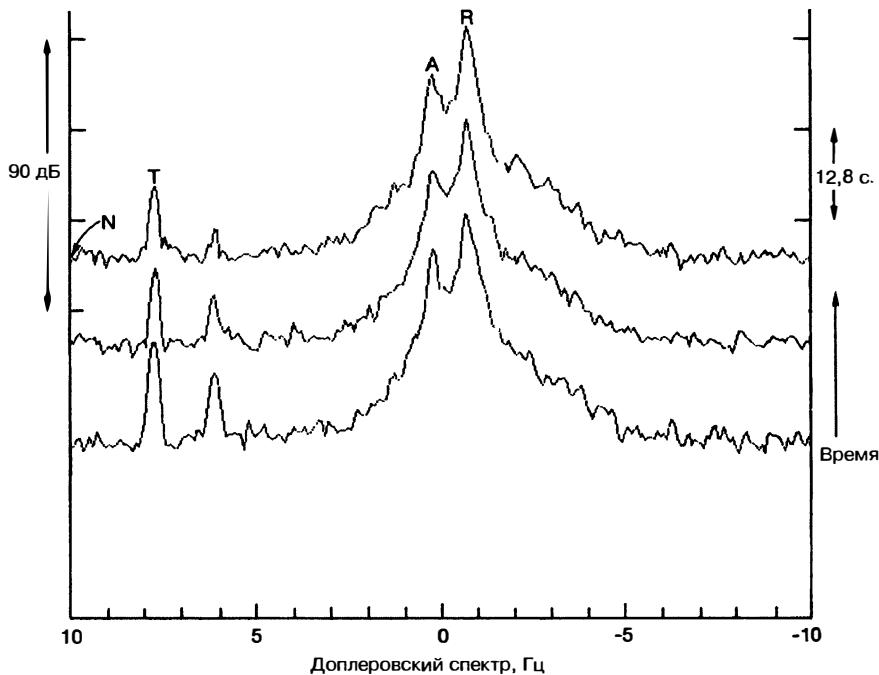


Рис. 20.21. Некогерентно усредненный спектр мощности из трех смежных временных интервалов, нанесенный для ясности на графике вместе со смещением. Цель лежит снаружи области помех, вызванных отражением от поверхности Земли, где отчетливо видны брэгговские линии, так что отношение сигнал/шум, а не сигнала к помехам определяет обнаружительную способность. Обратите внимание, что вариации ~ 10 дБ сигнала, отраженного от цели, обусловлены изменениями, произошедшими в ионосфере за период в 128 с.

как R/N , для этого примера составляет 76 дБ (в случае РЛС СВЧ-диапазона термин «видимость ниже уровня мешающих отражений» представляет собой чувствительность, определяемую как отношение, при котором мощность отраженного от цели сигнала может быть ниже, чем мощность сигнала помех, и при этом все еще возможно обнаружение цели; в литературе, посвященной ВЧ РЛС, исторически компонента порога обнаружения не была включена, так что SCV в основном представляет собой отношение помех к шуму).

Для репрезентативной ЭПО помех, составляющей 65 дБ/см^2 на элемент разрешения, ЭПО цели может быть оценена как

$$\text{ЭПО} = 65 - R(\text{дБ}) + T(\text{дБ}) = 65 - 76 + 34 = 23 \text{ дБ/см}^2,$$

предполагая, что отношение сигнал/шум, требуемое для регистрации обнаружения, составляет 15, минимально обнаруживаемое ЭПО (МОЭПО) в этом примере может быть рассчитано как

$$\text{МОЭПО} = 65 - R + N + 15 = 65 - 76 + 15 = 4 \text{ дБ/см}^2.$$

Это достаточно низкая ЭПО для области высоких частот указывает, что при благоприятных условиях возможно обнаружение очень малых целей.

Экспериментальная демонстрация того, что время от времени окружающая среда поддерживает видимость ниже уровня мешающих отражений, составляющего ~ 80 дБ, обязывает конструкторов проверять, что приемная система и операции обработки сигналов невольно не приводят к ухудшению рабочих характеристик РЛС. Некоторые подходящие конструктивные соображения состоят в следующем:

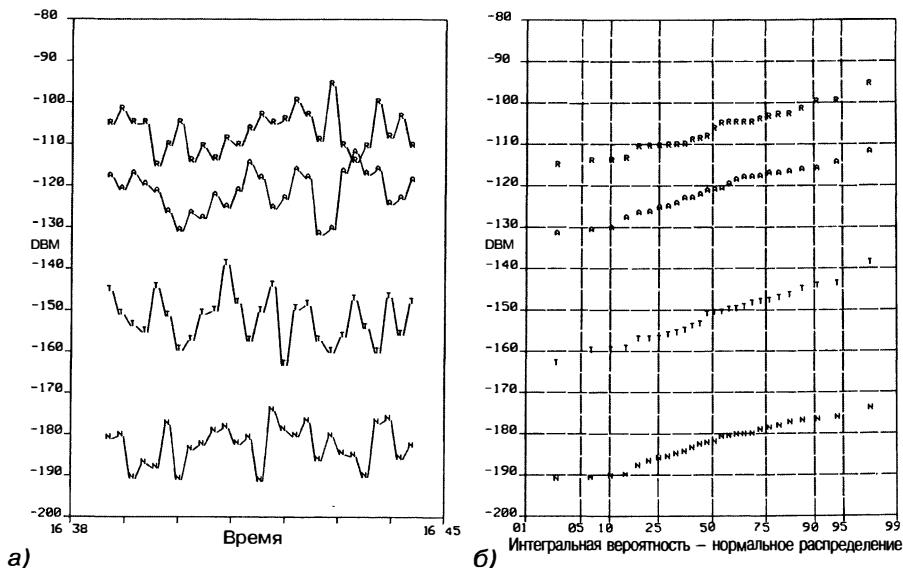


Рис. 20.22. а — временное затухание; б — свойства распределения цели, пиков помех и особенностей шума в спектре доплеровских частот рис. 20.21, рассчитанные из последовательности расширенных данных

- требуется аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с точностью не менее 16 бит для ВЧ РЛС с высоким усилением мощности и его производным, $P_{av} G_T G_R$;
- приемные апертуры, полосы пропускания радиолокационных импульсов и время когерентного накопления должны обеспечивать достаточное число выборок и достаточно высокие частоты дискретизации, чтобы однозначно разрешить отчетливые особенности спектра помех, где такое разрешение оказывает влияние на обнаружительную способность цели или на извлечение важной информации;
- функции окна, используемые для контроля протечек во время традиционного анализа спектра, должны иметь достаточно низкие боковые лепестки ДНА при преобразованиях, которые предстоит применять непосредственно в отношении данных большого динамического диапазона.

Основные этапы анализа дальности, азимута и спектра доплеровских частот не являются единственными этапами обработки сигнала. Как описано в разделе 20.4, сигналы высокочастотных загоризонтных РЛС подвергаются различным формам загрязнений и искажений, многие из них накладываются ионосферой, так что методы, занимающиеся ими, длительное время были частью набора инструментов обработки сигналов РЛС [135, 136]. Кроме того, необходимость заниматься этими губительными эффектами стала более неотложной после того, как был увеличен динамический диапазон приемной системы, что способствовало выявлению большого разнообразия механизмов искажения сигнала. В результате этого дополнительно к выполнению базовой декомпозиции, описанной выше, и калибровки приемной цепи для используемого радиолокационного импульса этап обработки сигнала может быть совмещен с рядом операций формирования сигнала. Формирование сигнала в данном случае обозначает процессы фильтрации и масштабирования, нацеленные на устранение загрязнений и искажений, которые, если их оставить в сигнале, приведут к ухудшению результатов операций первичной обработки, таких как доплеровский анализ, и их будет сложнее устранять после первичной обработки. Обычно имеются (дополнительные) алгоритмы обработки, позволяющие устраниить импульсный шум, возникающий от молний, отраженных сигналов движущихся метеоритов и ориентированных по направлению магнитного поля неоднородностей в ионосфере,

сильных направленных помех и мешающих отраженных от поверхности Земли сигналов, выходящих за область максимальной однозначности определения дальности. Кроме того, конструкторы РЛС теперь имеют возможность компенсировать флуктуации траектории распространения сигнала как в пространственной, так и во временной областях при наличии ограничений путем использования схем обработки, которые диагностируют природу искажения сигнала при первом проходе, а затем провести повторную обработку алгоритмами, которые компенсируют наблюдаемые механизмы искажений [96, 97]. Этап обработки сигнала может также совмещаться с извлечением информации об окружающей среде из отраженных радиолокационных сигналов, как уже упоминалось в разделе 20.8. Сюда можно отнести дистанционное зондирование океанских ветров и состояния моря, составление карт земля-море для распознавания береговой линии при оказании помощи при регистрации координат, измерение ионосферы для дальнейшего использования в моделях ионосферы, извлечение отраженных сигналов от удаленных радиомаяков, развернутых для оказания помощи при регистрации координат и выполнении калибровки, и многие другие побочные продукты основной задачи обнаружения цели.

В настоящее время наиболее мощными инструментами, предназначенными для компенсации аддитивных помех, а также некоторых классов помех с размытым доплеровским спектром, являются методики адаптивной обработки. Первоначально эти методики были разработаны для бортовых РЛС СВЧ-диапазона, но они продемонстрировали широкий диапазон применимости для ВЧ РЛС [135–138]. Первостепенной областью, где реализуются основные улучшения рабочих характеристик, является пространственный анализ, т.е. формирование ДНА. Для этого фиксируют мгновенное состояние выходных сигналов из всех приемников вдоль решетки и используют эти данные для расчета набора комплексных весовых коэффициентов для каждого требуемого направления ДНА; эти коэффициенты затем используют для выходных сигналов приемника, прежде чем их суммировать для формирования адаптированных ДНА. Причина эффективности адаптивности в данном случае в том, что, как отмечалось ранее, ВЧ РЛС почти всегда ограничены внешним шумом. Азимутальное распределение шума от гроз, промышленных площадок и прочих источников далеко от равномерного. Более того, даже, так называемые, свободные каналы, выбранные для работы РЛС, загрязнены направленным шумом природного или промышленного происхождения, пусть даже и низкого уровня. Традиционное формирование ДНА типа быстрого преобразования Фурье совсем не учитывает этого, так что большая энергия шума просачивается в каждую рассчитанную ДНА через ее (равномерно расположенные) боковые лепестки, которые направлены в сторону источников сильного шума. Пространственно адаптивная обработка режима РСА устраняет данную проблему путем настраивания амплитуды и фазы дискретизированных выходных сигналов приемника, чтобы минимизировать утечки энергии суммарного шума, одновременно сохраняя отношение усиления к чувствительности синтезируемой ДНА.

На рис. 20.23 приводится сравнение традиционной обработки и РСА, использованных по отношению к одному и тому же блоку данных РЛС. В данном примере было достигнуто снижение шума примерно на 20 дБ, при этом именно шум, а не помехи представляли собой основную проблему. Эта схема использовалась для минимизации суммарной энергии шума, собранной в доплеровских полосах $[-5, -1]$ Гц и $[1, 5]$ Гц, при поддержании отклика решетки в заданном направлении. Конечно, в зависимости от углового распределения источников шума отклик решетки может иметь очень большие боковые лепестки ДНА, но они будут лежать в тех направлениях, где уровни шума минимальные. Аналогичным образом это может не относиться к помехам, которые занимают нижний диапазон спектра доплеровских частот $[-1, 1]$ Гц, который не использовался для адаптации отклика приемной решетки. В самом деле, результирующий спектр помех вполне может иметь характеристики, которые сильно отличаются от тех, что были обнаружены в выбранном направлении. Это именно тот случай, что приведен в качестве примера на рис. 20.23, где отношение интенсивностей брэгговских линий значительно изменилось и даже поменяло знак на противоположный.

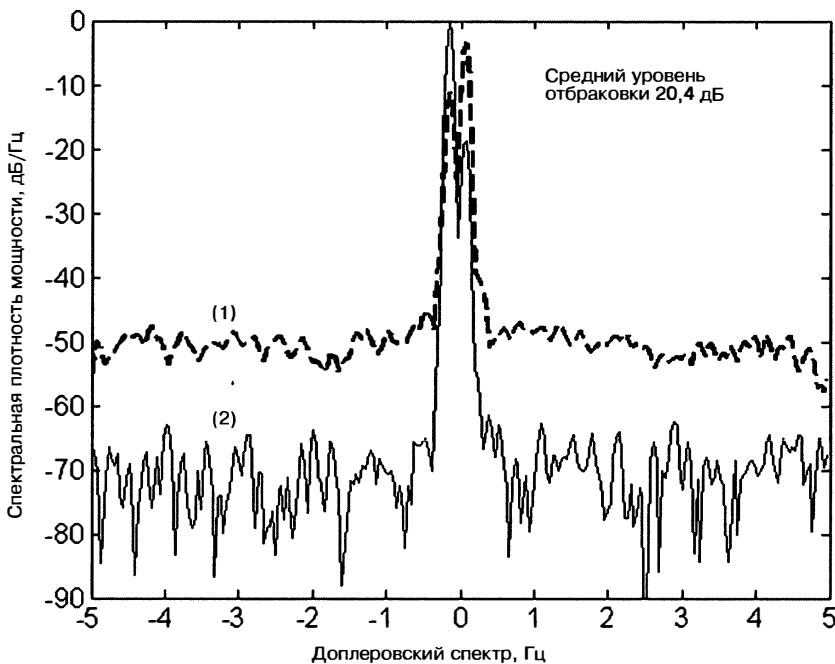


Рис. 20.23. Сравнение спектра доплеровских частот, полученного с помощью (1) традиционного формирования ДНА и (2) пространственно адаптивной обработкой, предназначеннной для минимизации энергии вне области помех с низким размытием доплеровского спектра. Этот шум (и любые быстро меняющиеся помехи) был уменьшен на ~20 дБ, что повышает обнаружительную способность быстро перемещающихся целей; обратите внимание, что спектр помех, обусловленных отражением от морской поверхности, меняется в результате новой структуры антенной решетки, т.е. спектр помех необязательно представляет спектр от рассматриваемой ячейки разрешения

В приведенном примере весовые коэффициенты РСА были зафиксированы в течение всего t_{kh} . Когда поле внешнего шума меняется быстро, как это часто происходит, когда ионосфера возмущена, необходимо адаптировать весовые коэффициенты в течение t_{kh} для сохранения эффективного исключения шума по мере изменения его азимутального распределения даже для коротких (~1 с.) интервалов подсветки цели, используемых обычно при обнаружении самолетов. Это область обработки с пространственно-временной адаптацией или ПВО [136]. Здесь данным, используемым для определения весовых коэффициентов, требуется не одно фиксированное состояние или усредненные состояния выходных сигналов решетки, а ряд таких состояний; этот блок данных затем используется для построения весовых коэффициентов, которые применяются к этому блоку данных перед процедурой формирования ДНА и анализа спектра доплеровских частот. ПВО особенно важна при обнаружении кораблей, где поле внешнего шума почти всегда значительно меняется за период t_{kh} . Сложность ПВО в этом контексте возникает из того обстоятельства, что всякий раз при изменении весовых коэффициентов в соответствии с правилами ПВО главный лепесток диаграммы направленности антенны претерпевает фазовый сдвиг, даже если сохраняются усиление по амплитуде и чувствительность. Таким образом, на протяжении всего t_{kh} применяется последовательность фазовых сдвигов, т.е. модуляция, которая накладывается на полученный сигнал. В результате этого сильные мешающие отраженные сигналы размываются в спектре доплеровских частот, маскируя цели. Для преодоления этой проблемы Абрамович и пр. [139] разработали методику, известную как *метод*

стохастических ограничений, который использует различные правила для настройки весовых коэффициентов, сохраняя не только коэффициент усиления, но также (с хорошим приближением) фазу полученных помех через отклик основного лепестка ДНА.

Хотя эти современные пространственно-временные адаптивные методы обработки доказали свою высокую эффективность [136], требования к вычислительным возможностям и объемам данных настолько велики, что большинство из них не может быть использовано в своих наиболее производительных версиях для обработки в реальном времени. Поэтому вместо них используются упрощенные алгоритмы с впечатляющими, но все же не вполне оптимальными рабочими характеристиками [137, 138].

Ввиду необходимости рассмотрения целого ряда одновременных пространственных ячеек обнаружение обычно базируется на алгоритме постоянного управления ложных тревог сигнализации (ПУЛТ), приспособленном к определенной среде появления помех. В большинстве реализаций этого алгоритма порог срабатывания рассчитывается для каждого элемента разрешения в виде линейной комбинации статистики порядков, извлеченной из упорядоченных выборочных значений в пределах окна, которое охватывает соседние элементы разрешения по дальности, ДНА и элементы разрешения доплеровского спектра, с предусмотренной возможностью адаптации формы окна вблизи сильных вариаций шума или мощности сигнала помех. Часто эти результаты аналогичны тем, что были предсказаны логнормальным распределением, что подтверждается экспериментальными данными, приведенными на рис. 20.22б и дающими распределение уровней мощности для примера, приведенного на рис. 20.21. Эти приблизительно логнормальные распределения типичны для благоприятных условий.

Сопровождение цели. Возможно, самым фундаментальным различием загоризонтных и прочих типов РЛС является наличие многолучевого распространения с отдельными временами задержки, углами падения, доплеровскими сдвигами и флюктуационными свойствами. На стадии отслеживания необходимо заниматься множественностью отраженных сигналов, связанных с каждой отдельной целью, и путем извлечения и усваивания информации относительно преобладания ионосферы делать вывод относительно ряда истинных целей, их истинных положениях и скоростях и, возможно, другой информации, такой как высота цели [140] (оценки высоты самолетной цели очень полезны, но загоризонтные РЛС не зарекомендовали себя надежными средствами получения подобных точных оценок).

Проблему перехода от координат РЛС к географическим координатам называют *регистрацией координат* (*CR — Coordinate Registration*). Были исследованы десятки методов CR, включая 1) выводы из региональной модели ионосферы, 2) развертывание сети ретрансляторов или радиомаяков в проекции на поверхность земли ДНА РЛС, 3) корреляции береговой линии с границей помех, обусловленных отражением от поверхности моря и земли в данных РЛС, 4) корреляции других параметров, таких как коэффициент рассеяния, 5) использование информации от известной цели, взятой из отчетов кораблей и коммерческих полетов самолетов, и 6) регистрации в аэропорту, где начинается или заканчивается сопровождение цели. Ключом к устойчивости CR является объединение всей имеющейся информации в согласованную вероятностную структуру [141]. Большинство РЛС используют сопровождение цели как отдельный этап, который работает с претендующими на цель объектами после того, как они были зарегистрированы, инициируя, обновляя или завершая при необходимости их координаты. Опыт работы с многочисленными различными схемами сопровождения привел ряд штатных РЛС к тому, чтобы сойтись на алгоритмах, основанных на вариантах объединения вероятностных данных (PDA) [142], иногда обобщенных для поддержания многогипотезных моделей [143]. В отличие от традиционных следящих фильтров, таких как фильтр Калмана, который выбирает единственное обнаружение (т.е. пик или область) для соединения с каждым выполняемым сопровождением, фильтры PDA соединяют влияние всех пиков претендентов в пределах установленного радиуса для расчета обновления положения цели. В контексте загоризонтных РЛС это дало превосходные результаты.

Важное решение связано с тем, где используется регистрация координат. Некоторые системы устанавливают данные слежения в координатах РЛС и затем

переносят их, включая многопутевые данные от единственной цели, в систему СР, которая должна идентифицировать и согласовать любые многопутевые данные слежения, а также выполнить регистрацию. Альтернативно этому проблема сопровождения цели может быть интегрирована с проблемой определения ионосферных траекторий прохождения радиолокационных сигналов. Путем приращения вектора состояния, используемого для представления цели с дополнительными параметрами, которые характеризуют структуру траектории прохождения, может быть сформулирована и проблема совместной оценки решения [144–147]. Таким образом, цели способствуют регистрации своих собственных координат.

20.12. Управление ресурсами РЛС

Сложность рабочей среды ВЧ РЛС, которая обусловлена влиянием ионосферы, помех, шума и другими пользователями этого диапазона, делает необходимым соизмерение сложности конструкции РЛС при проектировании системы, чтобы РЛС могла адаптироваться к преобладающим условиям путем выбора наилучшей частоты (или комбинации частот [148]), формы импульса, метода обработки сигнала, порогов обнаружения и т.п. для выполняемой задачи. Достижение этого оптимального контроля имеет значение, поскольку, как показал опыт, характеристики загоризонтных ВЧ РЛС могут сильно ухудшаться даже при незначительных отклонениях от оптимальных настроек. Таким образом, требуются две составляющих: 1) информация об окружающей среде и 2) механизм или, по крайней мере, стратегия использования этой информации для контроля характеристик РЛС.

Как минимум загоризонтные ВЧ РЛС должны использовать в реальном времени сведения об условиях распространения радиоволн в зависимости от частоты, дальности и пеленга (азимута), а также подробные сведения относительно занятости спектрального диапазона. Обычно это достигается предоставлением дополнительных возможностей, включая некоторые или все из приведенных далее.

1) Традиционные ионосферные зонды (вертикального или наклонного зондирования), которые определяют профиль плотности электронов в ионосфере путем измерения времени прихода отраженных радиоволн в некотором диапазоне частот; эта информация о вертикальном профиле электронной плотности используется локальными ионосферными моделями реального времени.

2) Широкополосные зонды обратного рассеяния, а именно радиолокаторы низкой мощности, низкого разрешения, которые сканируют вдоль ВЧ-полосы, измеряя интенсивность отраженных сигналов в зависимости от времени задержки (дальность групповой цели), чтобы видеть, какие именно частоты подсвечивают любой заданный район.

3) Мини-РЛС, аналогичные зондам обратного рассеяния, которые используют узкополосные импульсы для исследования доплеровской структуры отраженных сигналов в зависимости от дальности групповой цели для выбранных частот.

4) Сеть дистанционных радиомаяков или маяков-ответчиков для обеспечения регистрации координат.

5) Приемники спектрального мониторинга для обнаружения свободных каналов для возможности их использования и для оценки их свойств.

Подробное описание комплекта вспомогательных средств для РЛС Jindalee можно найти в работе Эрла и Уарда [149, 150].

Традиционно механизм контроля зависел от компетентности оператора РЛС. По многим причинам это не может быть вполне удовлетворительно, так что были исследованы различные альтернативы, включая комплект «рецептов», которые могут быть вызваны менее опытными операторами, а также экспертные системы, внедренные со структурами искусственного интеллекта.

Помимо необходимости приспособливаться к изменяющейся ионосфере и шуму, ВЧ РЛС часто нагружены различными задачами, которые должны выполняться более или менее одновременно и иметь меняющиеся со временем приоритеты. Обычно это предполагает использование различных по форме импульсов, специфические для некоторой задачи ограничения по частоте (дополнительно к соображениям по распространению), различные требования в терминах доступного качества распространения и т.п. Простым примером является желание одновременно

отыскивать корабли и самолеты. Соответственно оптимизация распределения ресурсов становится очень важной проблемой со значительными последствиями для способа управления загоризонтными РЛС.

Один из подходов для решения большего числа задач в доступное время состоит в сегментировании передающих и принимающих решеток РЛС наряду с модулями приемников и передатчиков, чтобы при благоприятных условиях эти сегменты могли работать как независимые РЛС с пониженной чувствительностью и разрешением. Например, РЛС Jindalee и JORN могут динамически перестраивать свою конфигурацию на полноценную или половинчатую РЛС. Альтернативно можно будет использовать импульсы двойного назначения, способные поддерживать две различные задачи, хотя и с частично оптимальными характеристиками, или для системы передачи излучать несколько ортогональных импульсов для одновременного приема и обработки при пропорциональных потерях средней мощности на каждой передаче, но без потери пространственной направленности. Но даже если такие подходы иногда применимы, почти всегда необходимо планировать различные задания, чтобы приемлемое время периода обзора поддерживалось для важных задач одновременно с менее приоритетными заданиями, такими как мониторинг погоды, активируемыми не так часто, и трудными заданиями, активируемыми, когда появляются подходящие условия для прохождения сигналов [151].

Еще одна важная проблема появляется с управлением ресурсами, она заключается в способности диагностировать сбои и неисправности, как только они происходят. Это не только нужно для ускорения процедуры ремонта, но также дает возможность РЛС менять свою конфигурацию на самую лучшую, какая только возможна при наличии неисправного оборудования. Например, если приемник подключен к среднему элементу антенной решетки, который неисправен, формирование ДНА будет сильно ухудшено, чем когда неисправность появилась бы в приемнике, подключенном к элементу в конце решетки. Автоматическое обнаружение таких неисправностей и переустановка конечного элемента решетки на средний элемент решетки минимизирует ухудшение формирования ДНА.

20.13. Моделирование характеристик РЛС

Моделирование является существенной частью процесса проектирования РЛС, а также средством прогнозирования рабочих характеристик существующих или предложенных РЛС, к которым никто не имеет доступа. На этом пути основной акцент делается на четкость воспроизведения радиолокационного сигнала. В системах загоризонтных ВЧ РЛС моделирование выполняет еще одну роль — мониторинг в режиме реального времени того, что ожидается в преобладающих условиях, чтобы предупредить оператора РЛС о появлении расхождений, которые могут указывать на естественные, связанные с оборудованием или умышленные события, заслуживающие внимания.

Проблемой, с которой приходится сталкиваться при обсуждении характеристик РЛС, является выбор критерия оценки рабочих характеристик. С точки зрения перспективы для пользователя логично измерять характеристики в терминах времени, в среднем затраченного на установление сопровождения цели, поскольку сопровождение является существенным продуктом, который пользователь получает от РЛС. Конечно же, это накладывает обязательства на систему слежения, так что можно отступить немного назад и выбрать вместо этого отношение сигнал/шум, достигаемое на заданной цели, снова усреднив его по времени и по охвату. Но при этом игнорируется точность измерений, связанная также с разрешением, которое может влиять на эффективность обнаружений и точность в смысле регистрации абсолютных (географических) координат. А как насчет наименьшей обнаруживаемой цели? Скорости охвата? Способности обнаружения кораблей по сравнению со способностью обнаруживать самолеты? Понятно, что единственного предпочтительного показателя не существует.

Показателем, принятым здесь в иллюстративных целях, является достигаемое отношение сигнал/шум, согласно уравнению радиолокации (20.2). Составляющие переменные, которые появляются в уравнении, обсуждались в разделах 20.4—20.11, где подчеркиваются уникальные аспекты, появляющиеся в загоризонтных

ВЧ РЛС, так что инструменты для моделирования рабочих характеристик и их анализа имеются. В следующих параграфах несколько подробней описываются два различных подхода к моделированию рабочих характеристик для случая обнаружения с учетом ограничений, накладываемых шумом.

Модели характеристик РЛС лаборатории по морским исследованиям и компании ITS (NRL-ITS). Модель радиолокационных характеристик NRL-ITS, разработанная Лукасом и др. [152], предоставляет ряд инструментов для оценок характеристик РЛС. Она не использует полное трехмерное сопровождение, как программа, описанная Джонсоном и Стефенсоном [50], которая может обеспечить трехмерные траектории, включая задержки и потери для простых и необычных лучей (см. разд. 20.4). С учетом того, что такие всесторонние вычисления при наличии значительных неопределенностей в распределении плотности электронов чрезмерны, в докладной записке лаборатории по морским исследованиям 2500 [152] описывается базовая методика, используемая для установления траектории. Простое виртуальное отслеживание траектории в замкнутом виде с использованием закона Снеллиуса для сферически симметричной среды представляет собой сквозную последовательность углов превышения излучения с шагом приращения в 1° . Этот процесс представляет собой приращение с шагом в 1 МГц по рабочему спектральному диапазону РЛС. В приведенном примере данные вертикального зондирования ионосферы для проекции дальности цели на Землю в 700 км использовались для построения распределения плотности электронов по высоте для всех траекторий луча с однократным отражением, а зондирование для проекции дальности цели в 1400 км использовалось для траекторий с двукратным отражением. На рис. 20.24 приведены примеры ночных и дневных ионограмм, которые представляют проекции дальности цели на Землю в 700 км, полученные с помощью РЛС, расположенной в координатах $38,65^\circ$ с.ш. и $76,50^\circ$ з.д. и ориентированной на восток, летом при среднем числе солнечных пятен, равном 50. Соответствующий зимний период представлен на рис. 20.25. Такие графики можно использовать для определения максимальной частоты, сигнал на которой будет проходить на заданную дальность; в большинстве случаев оптимальная частота находится непосредственно ниже максимальной частоты. Для небольших таблиц, приведенных на рис. 20.24 и 20.25, FC обозначает критическую частоту в МГц; HC обозначает высоту максимальной ионизации носовой части параболы в км; а YM — толщину полуслоя в км. Es описывает статистический диапазон вариаций спорадического E-слоя как M (среднего), L (низкий дециль) и U (верхний дециль) критических частот в МГц.

Контуры постоянной частоты плазмы в зависимости от дальности от РЛС для 0800 UTC с SSN = 50, январь (ночь), и 1800 UTC (день) представлены на рис. 20.26 и 20.27 для иллюстрации наклона ионосферы. Для ночного случая предположение сферической концентричности начинает с 700 км проекции дальности цели даст траектории, которые достаточно длинны для диапазонов однократного отражения. При дальностях двукратного отражения предположение об отсутствии градиента вызывает большее искажение. В общем случае ошибки этого происхождения несущественно влияют на прогнозирование характеристик.

Однако анализ, выполненный почти в режиме реального времени в целях коррекции виртуальной дальности и азимута для расстояния по дуге большого круга и пеленга (сетка регистрации), требует, чтобы были учтены эффекты наклона или градиента. В примере дневного времени имеется незначительный горизонтальный градиент и упрощающее предположение ничего не меняет. Когда нужна высокая точность, можно использовать правильный вертикальный профиль для каждого угла облучения цели; кроме того, градиент можно смоделировать, представив ионосферу неконцентричной с Землей. При оценивании рабочих характеристик РЛС следует использовать более полный анализ траектории, но эти контуры плотности плазмы могут быть использованы для оценки значения погрешностей, вносящих предположением о сферической симметрии ионосферы.

На рис. 20.28 представлены прогностические характеристики РЛС для гипотетической РЛС в форме наклонного зондирования. Типичная загоризонтная РЛС поддерживается одним или несколькими зондами вертикального зондирования атмосферы и зондами возвратно-наклонного зондирования для анализа траектории прохождения радиолокационного сигнала и для поддержки в выборе частоты РЛС. Безусловно, РЛС сама по себе является устройством наклонного зондирования, но

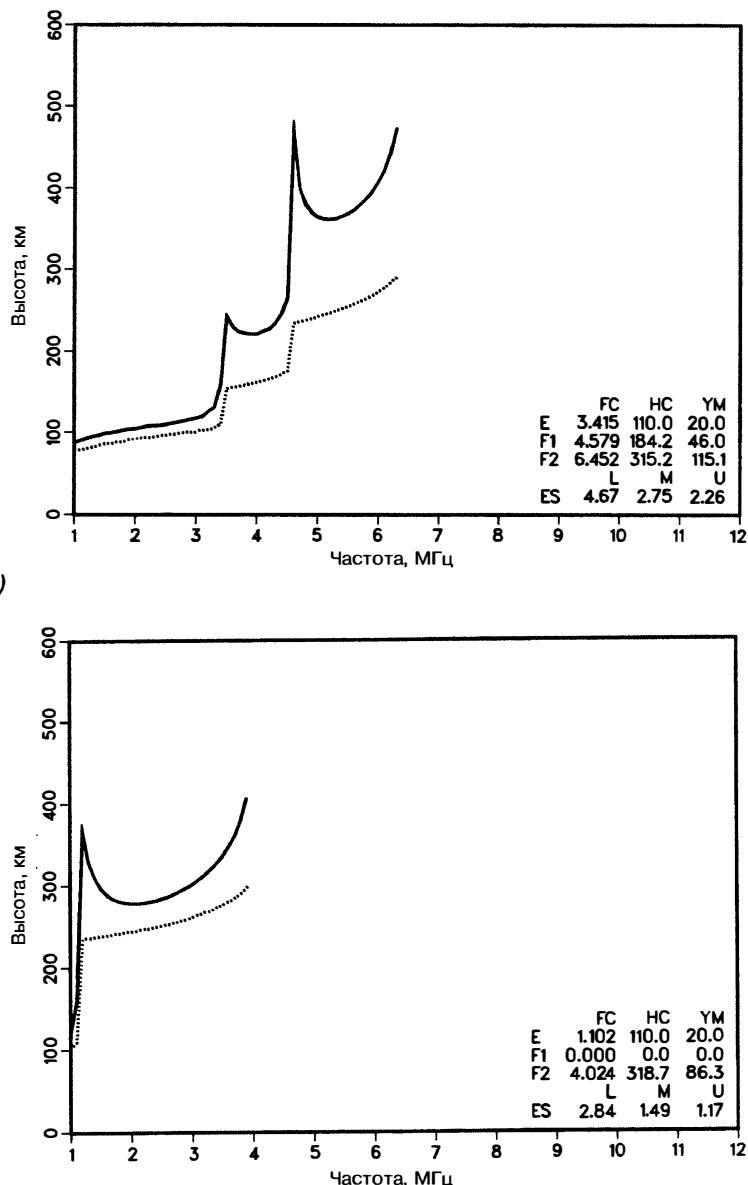


Рис. 20.24. Виртуальная (сплошная линия) и действительная (прерывистая линия) высоты отражения приведены для июля, SSN = 50, и относятся к области отражения среднеатлантического побережья: а — 1800 UTC — пример дневного времени суток, однократного отражения; б — 0800 UTC — пример ночного времени суток. См. приведенное в тексте описание для таблицы в нижнем правом углу рисунка

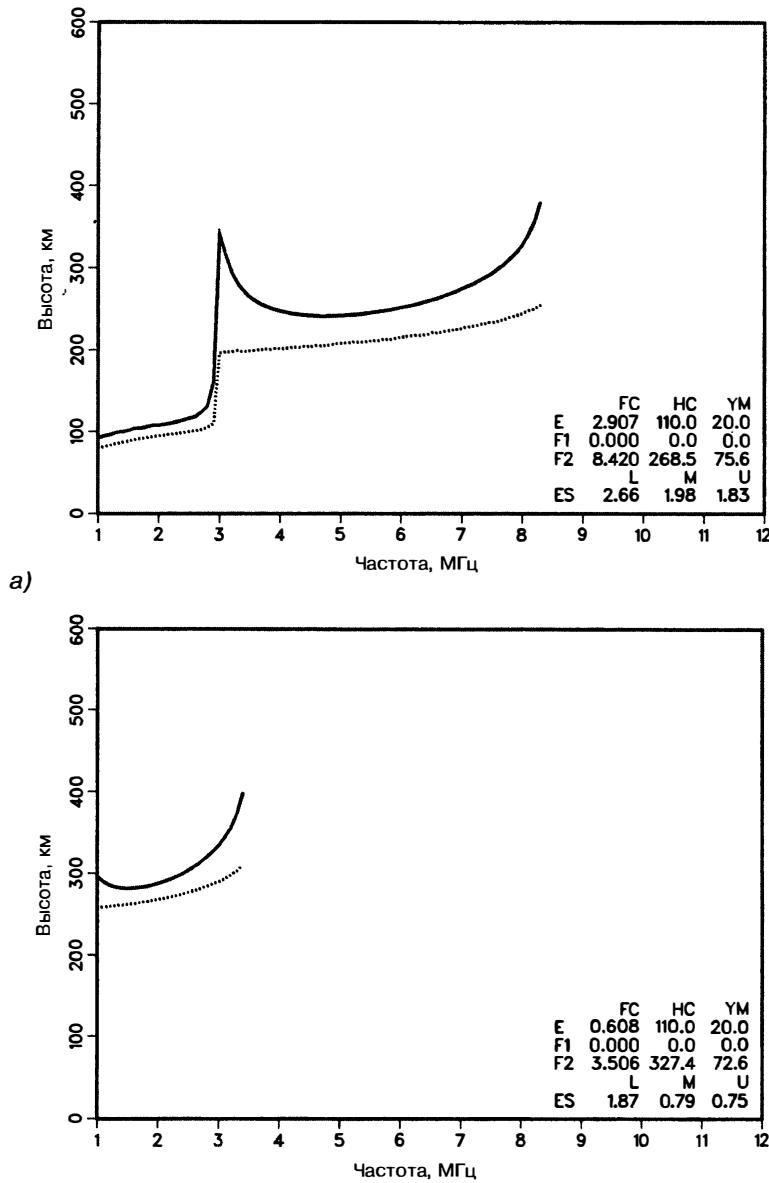


Рис. 20.25. Прогностические ионограммы, аналогичные рис. 20.24, но для января: а — 1800 UTC для дневного времени; б — 0800 UTC для ночных. Смотри приведенное в тексте описание для таблицы в нижнем правом углу рисунка

данные ее зондирования ограничены частотой, формой сигнала и программой сканирования, относящимися к ее основной задаче наблюдения. Дополнительное устройство наклонного зондирования может предоставлять информацию (см. рис. 20.28) относительно мощности отраженного от Земли сигнала. Оценки спектральной плотности мощности шума были взяты из отчета 322-3 МКР (см. разд. 20.9). В этом прогнозе отношение сигнал/шум описывается и наносится

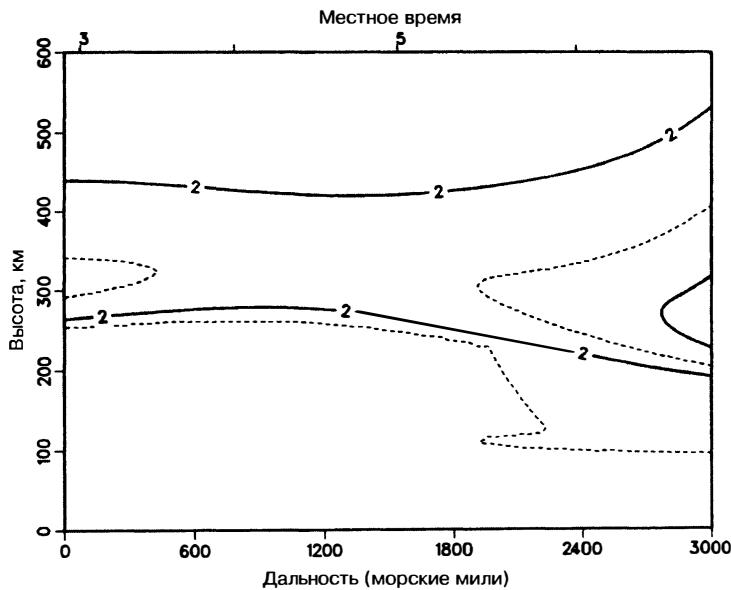


Рис. 20.26. Контуры плазменной частоты приведены в МГц и простираются от радара до точки на 3000 морских миль восточнее проекции дальности цели для приведенной в качестве примера январской ночи

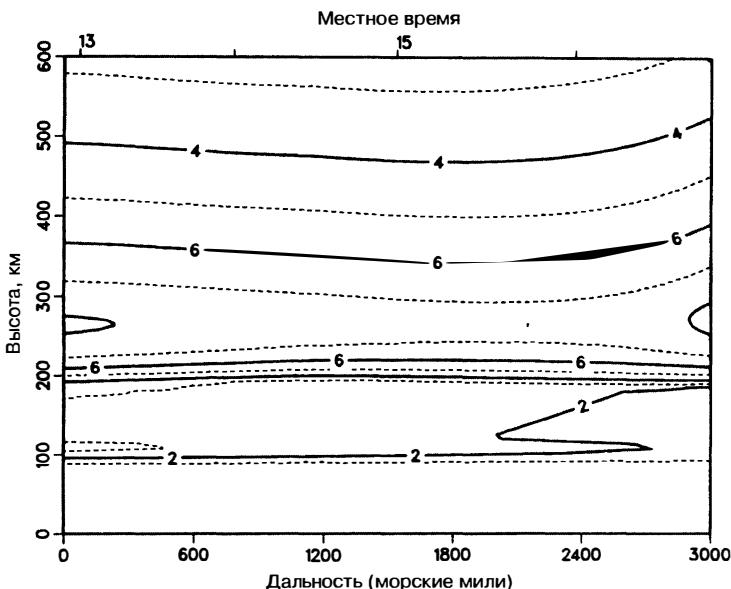
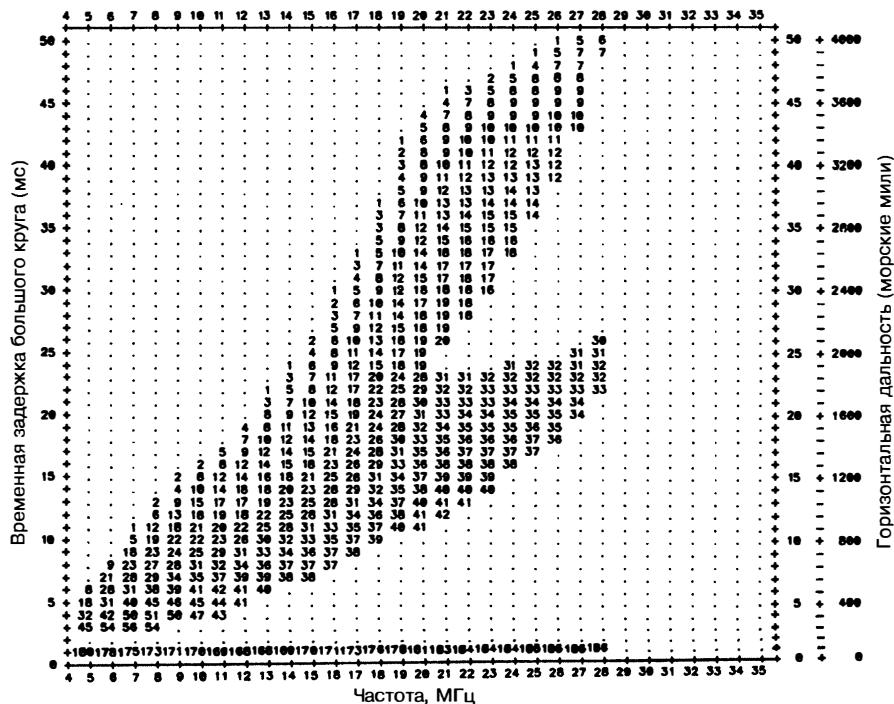


Рис. 20.27. Контуры плазменной частоты приведены в МГц и простираются от радара до точки на 3000 морских миль восточнее проекции дальности цели для приведенного в качестве примера январского дня



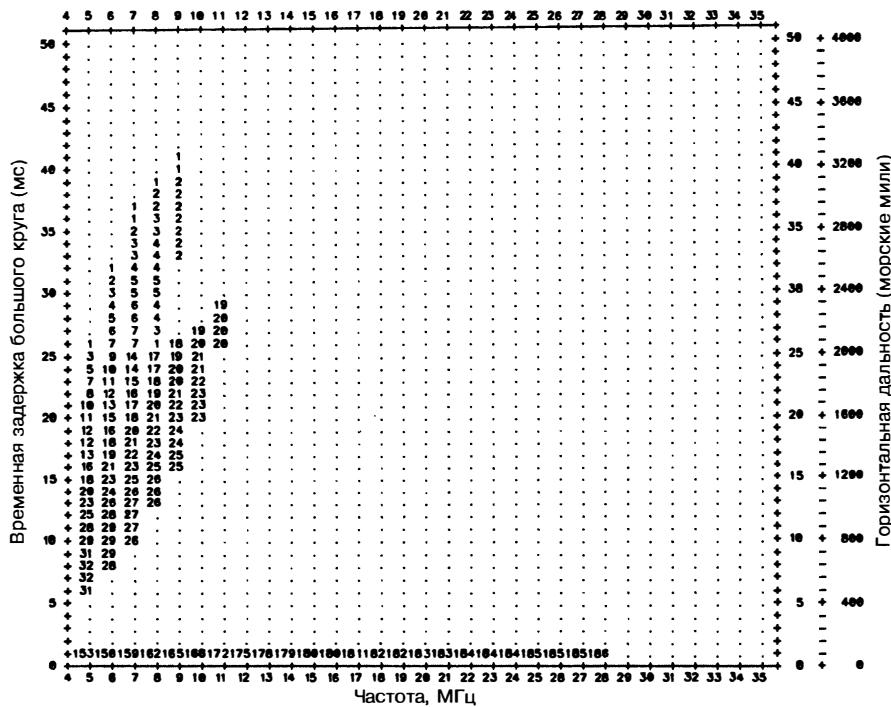


Рис. 20.29. Числа на этом графике представляют отношение сигнал/шум в дБ в зависимости от частоты и дальности для случая наклонного зондирования, как на рис. 20.28, но для 0800 GMT (ночное время суток). См. описание параметров РЛС в тексте

и параметров шума. Выбор параметров производится на основании наилучшего отношения сигнал/шум в каждом номинальном 50-мильном интервале, но этот выбор регулируется подбором нижней частоты, чтобы исключить заниженные систематические погрешности. Затем строятся графики зависимости параметров от дальности цели. К использованным здесь в качестве параметров переменным относятся потери при прохождении сигнала, частота, шум и угол возвышения при засветке цели. Выбор дальности как независимой переменной может показаться искусственным, но это полезный подход для оценки рабочих параметров. С этими кривыми влияние отношения сигнал/шум на характеристики РЛС может быть оценено для выбранной антенной решетки, излучаемой мощности, ЭПО цели и времени когерентного накопления (t_{kn}).

На рис. 20.30 приведен пример для января с умеренной солнечной активностью, $SSN = 50$, в дневное время суток. Потери, выраженные в дБ, зависят от дальности (в метрах) как степенная функция с показателем «четыре». В выражение $R^4 + L$ добавляется неотклоняющее поглощение, отклоняющее поглощение, затенение спорадическим слоем Е и потери за счет отражения от поверхности Земли, если имеет место более чем однократное отражение. Резкое увеличение потерь сразу перед дальностью в 2000 миль вызвано переходом от однократного к двукратному отражению; в случае двукратного отражения вносящая большие потери область D пересекается дважды, добавляются потери за счет отражения от поверхности Земли и требуется работа на более низких частотах повышает потери. Рваная кривая в переходной области обусловлена процессом выбора параметров; при работе РЛС выбор частоты производится в целях минимизации переходных эффектов. На графике также нанесены частота, угол облучения цели и шум в пересчете на Гц, которые соответствуют этому месту и направлению обзора.

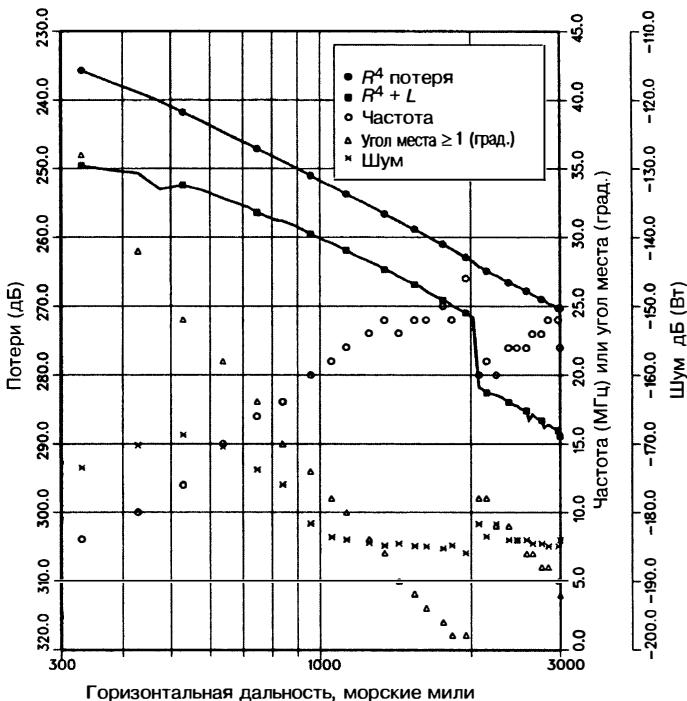


Рис. 20.30. Переменные, управляющие рабочими характеристиками РЛС, нанесены на график в зависимости от дальности для января, UTC 1800, SSN 50

Вот пример, который будет служить для иллюстрации применения такого рода графиков. Выберите в качестве дальности цели 1000 морских миль. Тогда частота составит 20,5 МГц, длина волны — 14,6 м, а λ^2 — 23 дБ, мощность шума — -182 дБ, а $R^4 + L = 260$ дБ. Выберите 53 дБ (Вт) для P_{av} , 20 дБ для G_t , 30 дБ для G_r , 0 дБ для T , 20 дБ/м² для ЭПО и 6 дБ для F . Подставляя эти значения в уравнение (20.2), получим:

$$C/I = 53 + 20 + 30 + 23 + 0 + 20 + 6 - 33 - 260 - (-182) = 41 \text{ дБ.}$$

На рис. 20.31 приведены характеристики, указанные с допущениями для всех дальностей. Коэффициент повышения потерь по траектории в 6 дБ был выбран в качестве характерного значения конструктивной многолучевой интерференции для случая, когда целью является самолет. Полоса пропускания была выбрана равной 5,7°, коэффициент рассеяния поверхностью — равным -35 дБ при 12-дБ повышении потерь РЛС по траектории, а уровень результирующих помех был нанесен на график. Коэффициент отношения помех к шуму (CNR) при дальности в 1000 морских миль составил около 88 дБ. Для предполагаемой постоянной ширины ДНА отношение помех к шуму повышается с дальностью и составляет 47 дБ при дальности 1000 морских миль. Большая величина коэффициента CNR типична для ВЧ РЛС; некоторая разновидность доплеровской фильтрации была использована для разделения целей от сигналов помех, вызванных отражением радиолокационных сигналов от поверхности.

На рис. 20.32, 20.33, 20.34 и 20.35 кривые оценок рабочих характеристик представлены для зимнего и летнего периодов, дня и ночи и низкой солнечной активности. Допустимый для использования диапазон частот установлен между 5 и 28 МГц, а облучение антенной не учитывается ниже угла возвышения в 1°. Анализ был выполнен для РЛС на некотором расстоянии от среднеатлантической береговой линии США и должен был обеспечить хорошее приближение для любого

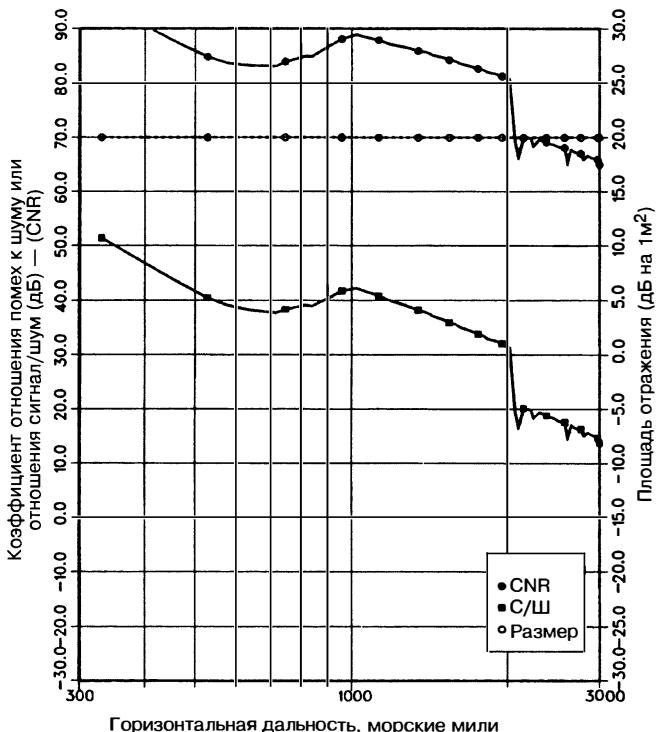


Рис. 20.31. Специфический пример отношения сигнала к шуму и помех к шуму, согласно данным, представленным на рис. 20.30. ЭПО цели имеет пометку «размер» и рассматривается как постоянная

положения, когда траектории прохождения сигнала приходятся на средние магнитные широты.

Эти кривые оценок рабочих характеристик можно использовать, чтобы показать экстремальные значения изменчивости отношения сигнала/шум, требуемые углы возвышения и ожидаемые коэффициенты отношения помех к шуму. Ожидаемые характеристики определенной конструкции РЛС можно исследовать с помощью этих графиков, поскольку в зимний и летний периоды они действительно дают хороший охват важных переменных. Кривые рабочих характеристик были ограничены практически во всех случаях низкой солнечной активностью, поскольку в общем случае это наиболее тяжелое время. Максимальная пригодная частота и допустимые характеристики при высокой солнечной активности представлены на рис. 20.36, где рассматривается случай июля 1800 UTC для SSN = 100.

Анализ оценок рабочих характеристик для всех сочетаний 1) четырех сезонов, 2) дня и ночи 3) и высокой и низкой солнечной активности [153] выявляет соглашенное поведение:

- 1) Летом зарегистрирован более высокий уровень потерь, чем зимой.
- 2) За исключением лета,очные потери лишь незначительно меньше дневных.
- 3) Ночной шум намного выше, чем дневной.
- 4) Для определенного диапазона оптимальная частота варьируется как 3:1.

Этот формат представления рабочих характеристик загоризонтных РЛС может использоваться для принятия решений относительно рисунка антенной решетки и требуемой мощности для определенных целей и миссий, или его можно использовать для представления периодов повышенной или пониженной производительности РЛС для существующих конструкций [154].

Следует учитывать несколько уточняющих обстоятельств. В других географических местах следует выбирать подходящий рекомендованный МККР шум или,

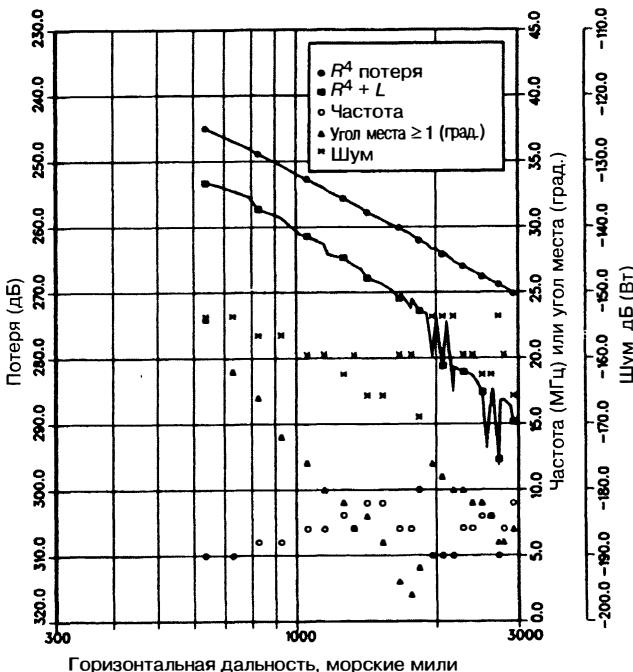


Рис. 20.32. Оценки рабочих характеристик РЛС для января 0800 UTC, SSN = 10

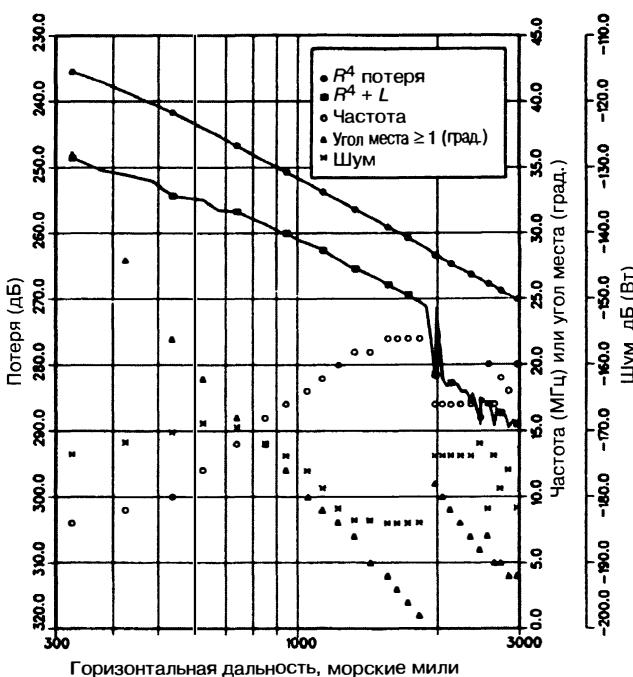


Рис. 20.33. Оценки рабочих характеристик РЛС для января 1800 UTC, SSN = 10

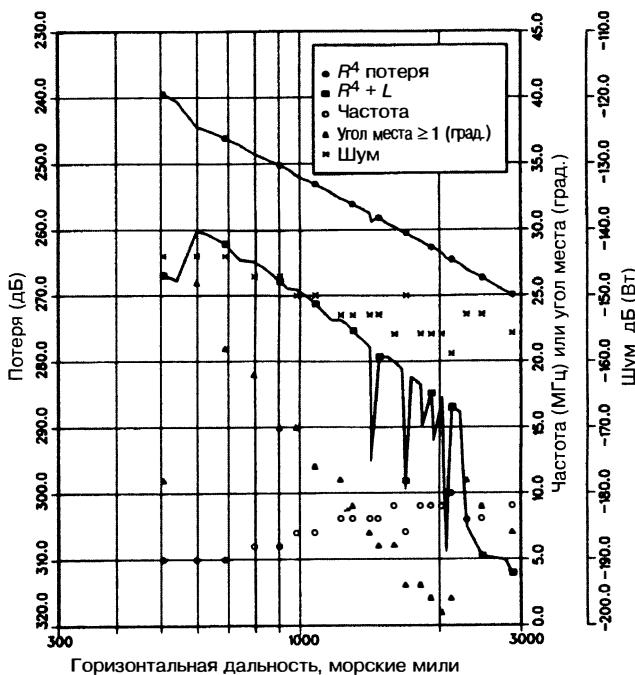


Рис. 20.34. Оценки рабочих характеристик РЛС для июля 0800 UTC, SSN = 10

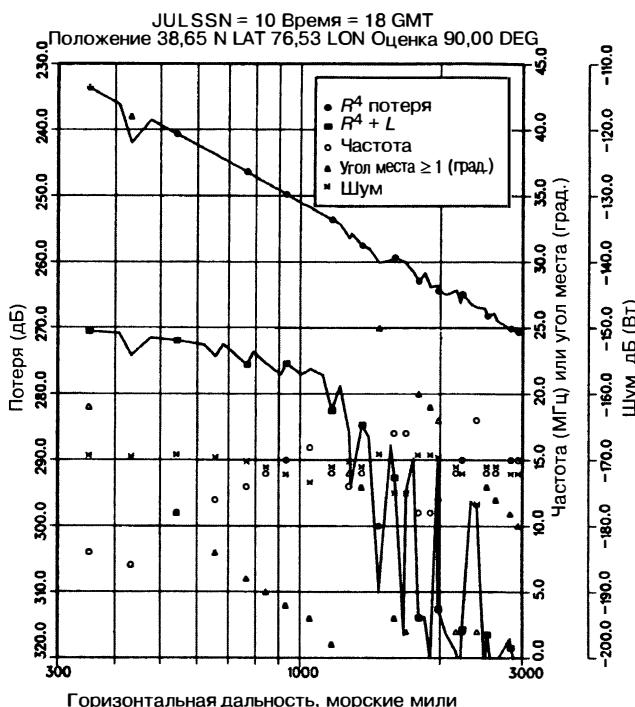


Рис. 20.35. Оценки рабочих характеристик РЛС для июля 1800 UTC, SSN = 10

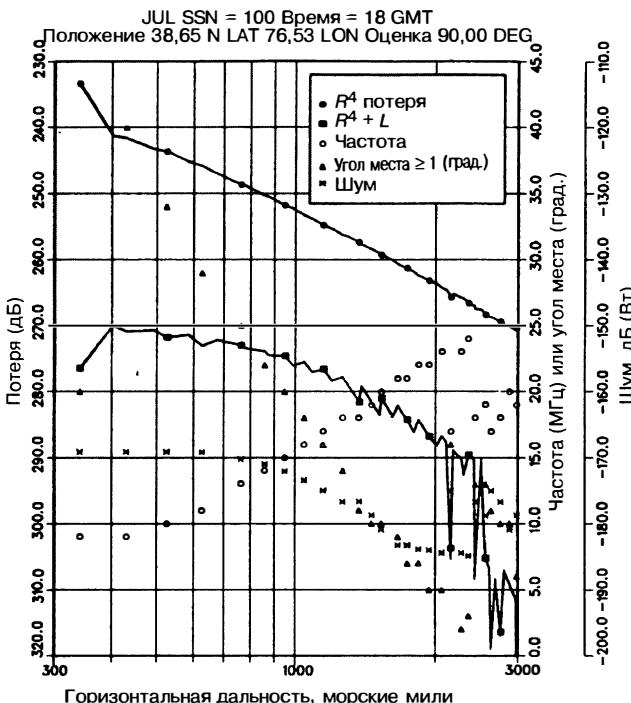


Рис. 20.36. Оценки рабочих характеристик РЛС для июля 1800 UTC, SSN = 100

что еще лучше, выполненные на месте измерения шума. Для РЛС, которые пользуются траекториями в авроральных зонах, требуется специальный анализ и учет маскировки цели помехами с размытием в спектре доплеровских частот. Оценки рабочих характеристик, приведенные на рисунках, предполагают, что конструкции РЛС и формы радиолокационных импульсов таковы, что внешний шум можно контролировать. Использование единого описания для ночного и дневного времени дает точное представление, но переход от ночи ко дню очень внезапный и требует тщательного управления частотой при работе РЛС. Использованное описание ионосферы соответствует термину «спокойная ионосфера», это условия, которые применимы практически всегда. При наличии возмущений характеристики могут заметно отличаться в худшую сторону от тех, что были спрогнозированы.

Модель рабочих характеристик РЛС Jindalee. Модель характеристики РЛС Jindalee базируется на нескольких уникальных базах данных. С 1984 г. наклонное зондирование, использующее обратное рассеяние радиолокационного сигнала, записывалось циклами 10-минутного сканирования от 5 до 30 или (дополнительно) до 45 МГц [149, 150]. Было сформировано восемь одновременных ДН, охватывающих дугу в 90°. До 1991 г. система использовала единственный приемник, сканирующий 8 ДН приемной антенны, и обслуживала каждую ДН приемной антенны для 25 кГц каждой 200-кГц порции ионограммы обратного рассеяния. После 1991 г. каждая ДН непрерывно обслуживалась собственным приемником. Данные по фоновому шуму, использованные совместно с данными обратного рассеяния для анализа избыточной мощности, собирались с использованием тех же восьми направлений ДН в качестве зонда обратного рассеяния.

Несмотря на наличие нескольких значительных пробелов в этих временных рядах, они охватывают два солнечных цикла; кроме того, их полнота поддерживалась всесторонними контрольными осмотрами, прежде чем вносить новые данные в базу данных. Уникальное преимущество этой базы данных в том, что данные по шуму и прохождению сигнала записаны при идентичных условиях ионосферы, тогда как при комбинации независимых статистических моделей помех шума,

таких как IRI-2001 с МККР 322-3, не удается сохранить никаких корреляций, какими бы сильными они ни были.

Доступно несколько разновидностей анализа данных и их изображений, но, наверное, самыми полезными являются карты 1) избыточной мощности и 2) оптимальной частоты. Параметр избыточной мощности строится следующим образом. Рассмотрим определенную цель, чья ЭПО известна или оценена как функция зависимости от частоты. Предположим, что требуется прогноз средней характеристики обнаружительной способности РЛС для определенного месяца года и определенного числа солнечных пятен или года цикла солнечной активности.

Анализ инициируется выбором из базы данных месяца, который удовлетворяет имеющимся требованиям. Индивидуальные ионограммы обратного рассеяния соединяются с данными сопутствующего шума обратного рассеяния, затем берется отношение, чтобы получить генеральную совокупность оценок истинной видимости ниже уровня мешающих отражений (SCV) для каждого шага по частоте, каждой ДН и каждого элемента разрешения по дальности. Затем, используя определенное разбиение по времени (обычно один час), можно рассчитать средние значения SCV для каждой пространственной ячейки и временного интервала из статистической совокупности отдельных оценок SCV. Снова отметим, что эти средние значения являются средними совокупности SCV, а не статистики, полученной путем объединения средних значений мешающих отражений со средними значениями шума.

Средние значения SCV непосредственно относятся к передающей мощности зонда обратного рассеяния и к коэффициенту усиления передающей антенны. Из уравнения радиолокации (20.2) SCV могут быть приведены к тем значениям, которых можно ожидать для основной РЛС с ее отличной апертурой излучающей мощности P_T , полосой пропускания РЛС и т.п. Объединяя масштабированные значения SCV с 1) моделью коэффициента рассеяния поверхностью в зависимости от частоты (практически вся область охвата загоризонтной РЛС относится к океану, так что на основе региональной волновой статистики использовалась постоянная величина -23 дБ); 2) моделью зависимости от частоты ЭПО цели и 3) оценкой потерь отраженных сигналов при обработке (обычно ~12 дБ), которая преимущественно появляется из быстрого преобразования Фурье, получаем прогностическое значение среднего ЭПО цели в каждом пространственном положении как функции, зависящие от частоты. Их можно использовать непосредственно, но удобно задать избыточную мощность для каждой частоты следующим образом. Предположим, что пороговое значение отношения сигнал/шум M (дБ) требуется для того, чтобы в результате обработки сигнала можно было зарегистрировать обнаружение цели. Отношение сигнал/шум, рассчитанное для определенной ячейки дальности-азимута в этой зоне наблюдения, зависит от частоты и может быть отрицательным.

Тогда (в дБ)

$$\text{избыточная мощность } (f) = M \cdot \text{С/Ш}(f) + P_T - P_{\text{опор.}}$$

является величиной избыточной мощности относительно любой выбранной опорной мощности $P_{\text{опор.}}$, которая нужна для обнаружения цели в зависимости от частоты. Отрицательные значения указывают, что РЛС обладает большей чувствительностью, чем требуется. На рис. 20.37 показан пример, представленный изолиниями. Вторым параметром, вызывающим особый интерес, является оптимальная частота, определенная как значение частоты в каждой точке на плоскости с осями дальности и времени, которое максимизирует С/Ш для данной цели, учитывая все факторы, входящие в уравнение радиолокации. И снова воспользуемся графическим представлением в виде изолиний (см. рис. 20.38).

Другие подходы моделирования. Описанные выше модели сформулированы в контексте уравнения радиолокации (20.2). Альтернативно можно использовать когерентную «модель процесса», в которой амплитуда поля и фаза отслеживаются от передатчика к приемнику. Этот подход был использован для моделирования эффектов многолучевого распространения, диффузного рассеяния и поляризации, а также нелинейности [69, 70, 155]. Например, на рис. 20.39 показано спрогнозированное распределение результирующей ЭПО с учетом многолучевого распространения и фарадеевского вращения плоскости поляризации.

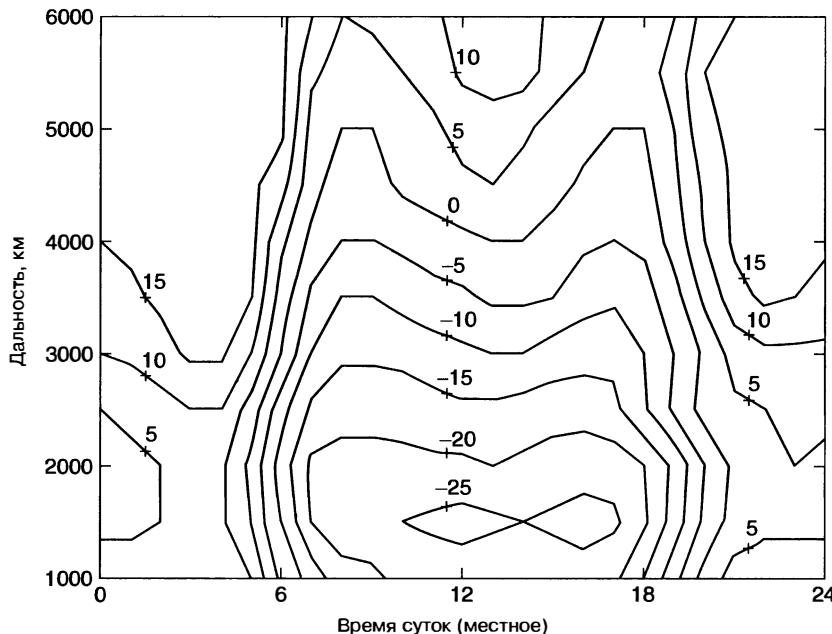


Рис. 20.37. Карта требуемой мощности в зависимости от дальности и времени суток для $P_{\text{опор.}}$, равной 100 кВт, которая необходима для обнаружения определенной цели в определенный месяц и для определенного уровня солнечной активности

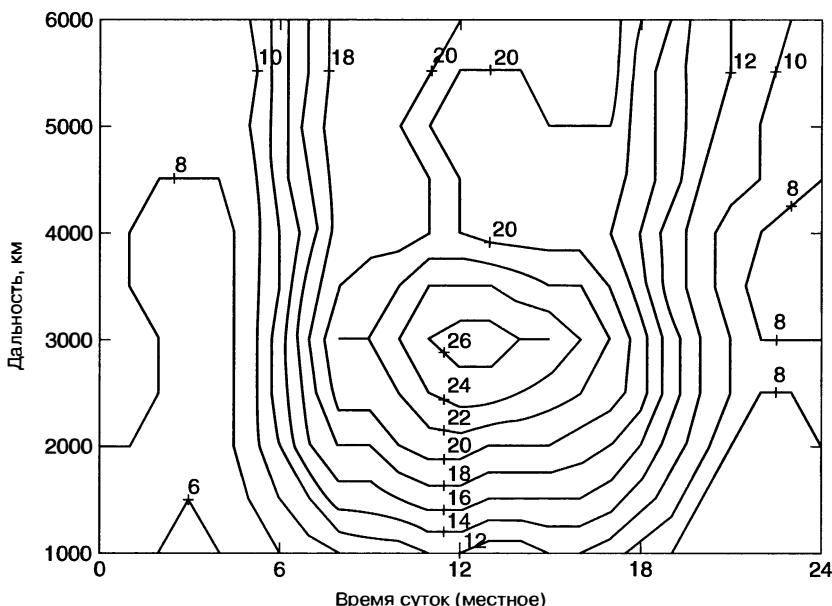


Рис. 20.38. Карта зависимости оптимальной частоты (МГц) в зависимости от дальности и времени суток для определенной цели, определенного месяца и уровня солнечной активности

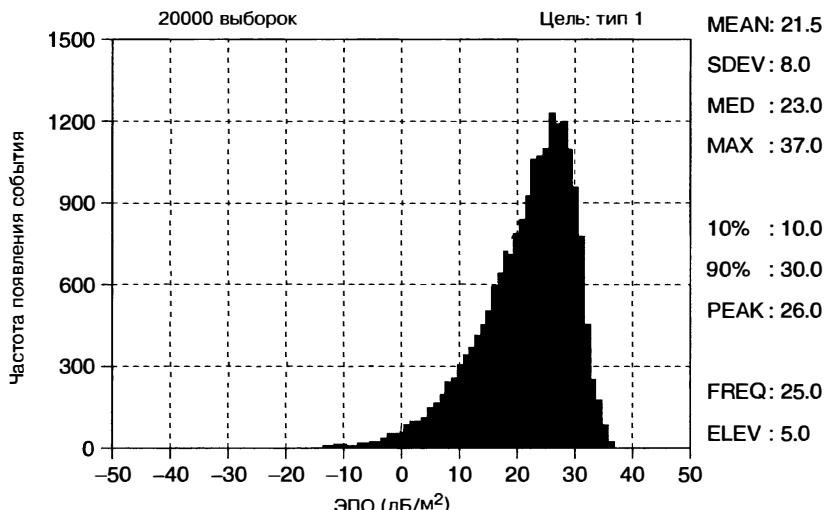


Рис. 20.39. Расчетное распределение ЭПО учебно-тренировочного реактивного самолета Aermacchi MB326H, наблюдаемого с носовой части на высоте 1000 футов с учетом многолучевого распространения в результате отражений от поверхности Земли и фарадеевского вращения плоскости поляризации

Соответствующие физические параметры — коэффициент отражения вперед шероховатой поверхностью, двухпозиционное (в вертикальной плоскости) сечение рассеяния свободного пространства для гибридного многолучевого распространения, фарадеевского вращения и дифференциального фарадеевского вращения — включены с помощью параметрических моделей, построенных на основе измерений или расчетов электромагнитных характеристик и распределения, полученного моделированием по методу Монте-Карло.

Приложение: ВЧ РЛС с земной радиоволной

Общее описание и возможности. Хотя ионосферное распространение предоставляет уникальные возможности обнаружения цели на низких высотах при дальностях в тысячи километров, можно также использовать и другие виды распространения ВЧ-излучения для радиолокации. Наиболее распространенной из них является РЛС с земной волной или *поверхностной волной* распространения, которая наиболее эффективна для прохождения вертикально поляризованных радиоволн над поверхностями с высокой электропроводностью, такой как морская вода. Кроме того, имеется целый ряд приложений, для которых подходит распространение по линии прямой видимости или распространение в свободном пространстве, такие как измерение ВЧ ЭПО космических летательных аппаратов. Кроме того, во многих случаях могут быть использованы двухпозиционные конфигурации с возможностью применения различных механизмов распространения для траекторий передатчик-цель и цель-приемник. Принимая во внимание, что мы уже знакомы с распространением радиоволн в свободном пространстве и предшествующим описанием загоризонтных систем, здесь будет достаточно рассмотреть лишь основные особенности ВЧ РЛС с поверхностью волной или земной волной (ВЧ РЛС ПВ, HFSWR — High Frequency Surface Wave (or ground wave) Radar)¹.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «High Frequency Surface Wave (or ground wave) Radar» (HFSWR) используется термин «высокая частота радиолокационной системы с поверхностью волной или земной волной», аббревиатура ВЧ РЛС ПВ. — Прим. ред.

Системы ВЧ РЛС ПВ можно разбить на две категории: 1) РЛС с низкой мощностью, предназначенные в первую очередь для дистанционного океанографического зондирования (особенно океанических течений) и 2) более крупные и мощные системы с обнаружением цели в качестве основной задачи. Последние задействованы в широкомасштабных операциях во всем мире, и лишь несколько РЛС из последней категории выполняют обзорные функции. Способность РЛС низкой мощности дистанционного зондирования обнаруживать корабли на загоризонтных (умеренных) дальностях была задействована в некоторых системах двойного назначения.

Принципиальным достоинством ВЧ РЛС ПВ в качестве обзорной океанической РЛС является ее способность обнаруживать небольшие надводные суда и низколетающие самолеты на дальностях далеко за видимым горизонтом. Как и в случае загоризонтных РЛС, их рабочие характеристики значительно зависят от параметров окружающей среды и цели, а также от конструкции РЛС. Дальности обнаружения, указанные в табл. 20.3, дают некоторое представление о возможности обнаружения надводных судов и низколетающих самолетов согласно заявлениям или сообщениям относительно нескольких установленных систем ВЧ РЛС ПВ.

Таблица 20.3. Номинальная или заявленная максимальная дальность обнаружения цели (км) нескольких систем ВЧ РЛС ПВ

(SeaSonde является компактной РЛС низкой мощности, предназначеннной в первую очередь для дистанционного зондирования; она доступна с модернизированными опциями; другая РЛС, приведенная здесь, предназначена для обзора). Во всех случаях рабочие характеристики могут значительно падать для малых или указанных в таблице значений дальности при суровых условиях окружающей среды

Тип цели	ПВ РЛС 503, Raytheon, Канада	ВЧ ПВ РЛС, система ВАЕ, Великобритания	РЛС пов. волны, Daronmont, Австралия	«Подсолнух-Е», НИИДАР, РФ	SeaSonde, Codar, США
Сторожевые корабли	520	> 200	> 400	260	190
Рыболовные траулеры	450	85	> 250	180	120
Небольшие рыболовные суда			120		65
Быстроходные катера			70		35
Жестко-надувные лодки		22			
Низколетящие самолеты размера истребителей		75	> 200		

Большая часть описания, относящаяся к загоризонтным РЛС, непосредственно переносится на ВЧ РЛС ПВ, но имеется несколько областей, где различия между этими системами значительные.

- Антенна должна быть сконструирована и расположена так, чтобы достигалась максимальная эффективность в сопряжении с режимом поверхностной волны. Эксперименты показали, что более высокая напряженность поля генерируется на дальностях за видимой линией горизонта, когда передающая антенна расположена близко к уровню моря, а не на возвышенных положениях; помещение антенны даже на одну или две длины волны выше уровня моря может вносить несколько дБ дополнительных потерь [158].
- Большинство систем ВЧ РЛС ПВ используют очень широкую «заливающую светом» передающую ДНА для засветки всей дуги зоны наблюдения; многочисленные

одновременно принимаемые ДНА формируются для заполнения дуги и обновления всех трасс одновременно. Это сокращает затраты и сложности, но приводит к некоторой потери чувствительности для ограниченного шумом обнаружения цели.

- Время когерентного накопления может возрасти до сотен секунд, поскольку ВЧ РЛС ПВ не рассматривают ионосферу как среду для прохождения сигнала.
- В режиме поверхностной волны над морем эффективно распространяются только электромагнитные волны с вертикальной поляризацией, так что приемные антенны ВЧ РЛС ПВ обязательно должны иметь вертикальную поляризацию. С другой стороны, нежелательные сигналы и помехи, возникающие из-за загоризонтного распространения, могут иметь любую поляризацию. Это предоставляет средства для исключения помех путем фильтрации в пространстве поляризаций: любые сигналы, коррелированные с теми, которые принимаются вспомогательной горизонтально поляризованной приемной антенной, могут исключаться из выходных сигналов решетки антенны с вертикальной поляризацией.
- Возрастающее быстрое ослабление распространения до дальностей выше 200 км, как показано на рис. 20.40, означает, что при больших дальностях относительно небольшое повышение обнаружительной способности достигается за счет большого повышения передаваемой мощности.
- Скорость затухания поверхностных волн резко повышается с ростом частоты, как показано на рис. 20.40, тогда как ЭПО небольших целей имеет тенденцию к резкому повышению, внешний шум при этом снижается. Отсюда следует, что конструкция РЛС чувствительна к классам обнаруживаемых целей.
- В то время как ВЧ РЛС ПВ не опираются на ионосферу, отраженные сигналы от неоднородностей в ионосфере могут проявляться на дальностях, превышающих ~100 км. Аналогичным образом отражения поверхностью Земли, получаемые с помощью наклонного ионосферного распространения, могут проявляться на дальностях, превышающих ~200 км. Подобные отраженные сигналы могут иметь размытие в спектре доплеровских частот и могут представлять собой серьезную проблему для систем ВЧ РЛС ПВ. Соответственно антенны должны проектироваться с низким коэффициентом усиления при больших углах возвышения.

Основные конструктивные параметры соответствующей ВЧ РЛС ПВ, системы береговой РЛС поверхностной волны (HFSWR system — the Daronmont SECAR Radar) компании Daronmont, перечислены в табл. 20.4 (соответствующие значения для загоризонтных РЛС можно найти в табл. 20.2).

Сообщения относительно распространения радиолокационных сигналов в системах ВЧ РЛС ПВ. С хорошей степенью приближения можно считать, что когда представляющая интерес цель находится над оптическим горизонтом систем ВЧ РЛС ПВ, то поле, падающее на цель, может быть разложено на члены, которые соответствуют 1) прямому прохождению сигнала по линии прямой видимости, 2) отраженному от морской поверхности и 3) скрытой или «прикрепленной к поверхности» волне. За видимой линией горизонта поверхностная волна обеспечивает доминирующий вклад, но на малых дальностях необходимо учитывать все три механизма. Соответственно взаимоотношение между 1) мощностью сигналов, отраженных от цели, и 2) дальностью и высотой цели не является простым. Более того, расчеты распределения поля являются дорогостоящей процедурой, если требуются точные прогностические характеристики. Затруднения становятся еще большими, когда подключаются смешанные трассы, то есть когда часть траектории лежит над поверхностью Земли, а в секторе обзора попадаются острова.

Акцентируя внимание на обнаружении за видимым горизонтом, на рис. 20.40 показано то, как затухает поверхностная волна с дальностью, параметрически с частотой для случая, в котором обе антенны РЛС и цель находятся вблизи поверхности моря. Эти кривые подходят для гладкой поверхности и используют 4/3 радиуса Земли для приближенного описания эффектов рефракции атмосферы. Использованная здесь программа расчета траектории радиолокационного сигнала разработана Бэрри и Кристманом [156]; она достаточно гибкая и позволяет задавать высоту антенны и цели, электропроводность и диэлектрическую проницаемость поверхности, поляризацию и частоту. Основными выводами, которые сле-

Таблица 20.4. Технические характеристики ВЧ РЛС ПВ, предназначенный для обзора в пределах 200-мильной эксклюзивной экономической зоны

РЛС	SECAR
Производитель	Daronmont Technologies
Тип	Двухпозиционный SECAR
Разнесение мест приемника и передатчика, км	50—150
Мощность (средняя), кВт	5
Мощность (пиковая), кВт	5
Частотный диапазон, МГц	4—16
Форма импульса	Линейный непрерывный частотно-модулированный сигнал
Полоса пропускания, кГц	10—50
Частота следования импульсов, Гц	4—50
Конструкция передающей антенны	Одиночная вертикальная логопериодическая антенна с противовесом
Конструкция принимающей антенны	16 или 32 продольно-направленных дублетов монополей с антенным противовесом
Апертура приемника, м	200 — 500
ДН 4 МГц	> 9°
16 МГц	> 2°
Число одновременных пучков	16 или 32
Текущая глубина дальности, км	100—500
Число элементов разрешения по дальности	10—200
Время когерентного накопления (ВКН), с.	1—120
Число ячеек разрешения спектра доплеровских частот	32—512
Максимальное разрешение по скорости ($\text{м}\cdot\text{с}^{-1}$)	< 0,5
Основная задача	Обнаружение судов
Время периода обзора для всех зон обзора	Равно СИТ
Вторичные задачи	Обнаружение самолетов Дистанционное зондирование
Число одновременно сопровождаемых целей	> 200

дует сделать из приведенного примера, являются 1) очевидное преимущество, получаемое при работе на низких частотах, когда потери при распространении минимальны, хотя это преимущество несколько уравновешивается размером антennы, повышенным шумом окружающей среды и (часто) уменьшением ЭПО цели; и 2) быстрое ускорение снижения мощности сигнала при дальностях, превышающих несколько сотен километров, где 10 дБ дополнительной передаваемой мощности могут обеспечить лишь 10 км дополнительной дальности обнаружения.

Более широко применяется программа распространения GRWAVE [157], которая использует различные математические представления для поля в зависимости от

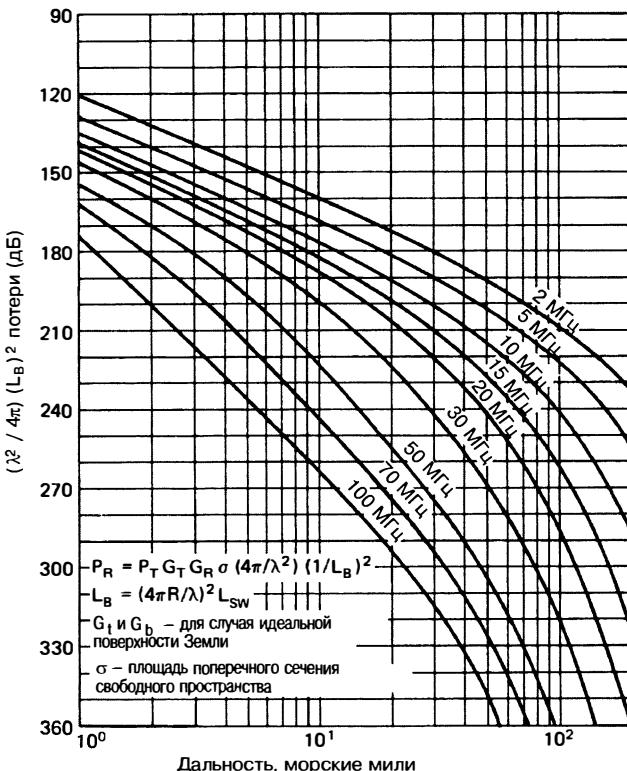


Рис. 20.40. Кривые потерь при распространении в зависимости от дальности, использованные для оценивания характеристик РЛС, работающих с поверхностью волной. Поверхность предполагалась гладкой, цель и антenna находились на высоте 2 м, электропроводность была принята равной 5 См/м, а диэлектрическая постоянная — равной 80

дальности и других параметров, для того чтобы повысить эффективность вычислений. Некоторое указание на точность этого метода можно найти на рис. 20.41, где сравниваются прогнозистические характеристики программы GRWAVE с экспериментальными измерениями мощности сигнала, полученного береговой РЛС ВЧ РЛС ПВ, когда передатчик на небольшой лодке перемещался на дальность до ~110 км [158]. Во избежание второстепенных проблем, связанных с антенной, кривые GRWAVE были произвольно нормированы для совпадения с измерениями на дальности в 40 км. Понятно, что с этим нормированием прогнозы совпали достаточно хорошо на всей протяженности дальности с небольшими, но систематическими отклонениями. Программа GRWAVE, кажется, дает несколько заниженную оценку ослабления на 7,72 МГц и завышенную оценку на 12,42 МГц. Неровность поверхности моря в данном случае была низкой (см. состояние 1–2). Влияние неровности поверхности моря на амплитуду сигнала можно учитывать, используя выражение для потерь из-за неровности, полученное Барриком [159].

Другая программа моделирования распространения поверхностной волны была разработана Севги [160], в ней уделяется особое внимание расчету распространения по гибридным траекториям с многочисленными островами.

Влияние временных изменений неровности поверхности моря на фазу сигнала и структуру формы импульса, проявляемое во времени задержки, спектре доплеровских частот и спектре направлений прибытия принимаемого сигнала, может быть рассчитано с помощью теории многократного рассеяния Андерсона и др. [161].

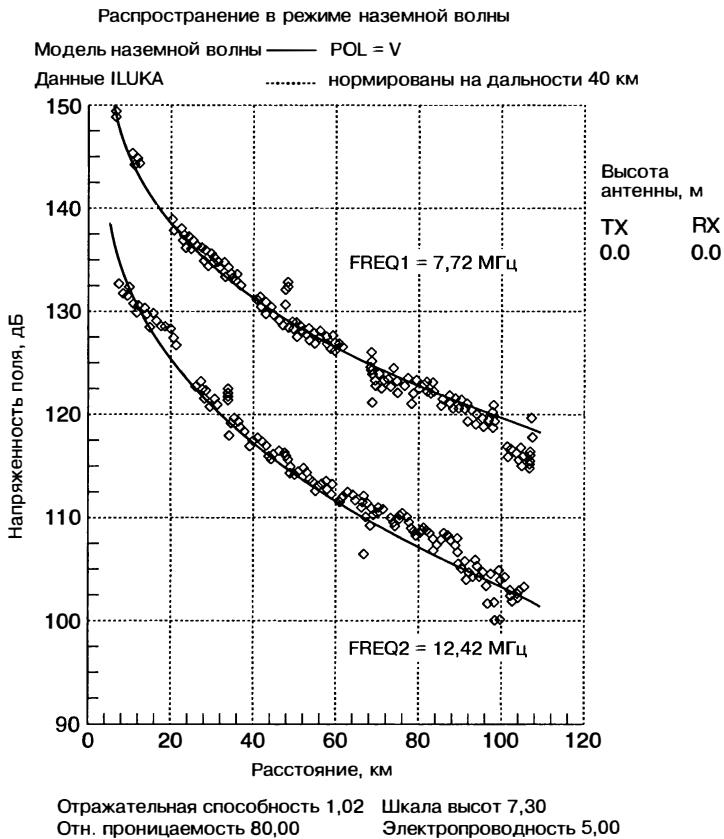


Рис. 20.41. Сравнение экспериментальных измерений ослабления поверхностной волны при однолучевой траектории распространения с прогнозом модели GRWAVE. Обратите внимание, что флуктуации вызваны потерями на неровностях при перемещении источника через ячейки разрешения по дальности БПФ

Рассеяние: цели и помехи. Описание в разделах 20.7 и 20.8 ВЧ ЭПО и помех, вызванных отражением от морской поверхности, применимо в такой же степени к ВЧ РЛС ПВ; в действительности отсутствие искажающих эффектов ионосферы обеспечивает даже больший объем для исследования рассеянных сигналов. Кроме того, хотя повышенная скорость затухания поверхностной волны на более высоких частотах накладывает ограничение на диапазон частот, которые могут быть использованы для обнаружения цели на заданной дальности, эта ситуация не всегда настолько ограничивающая, как при распространении ионосферной волны. Это повышает возможность более эффективного использования нескольких частот, для того чтобы извлекать дополнительную информацию о цели и состоянии морской поверхности и демаскировать скрытые помехами цели.

Убедительный пример представлен на рис. 20.42, где элемент разрешения по дальности, содержащий корабль, передвигающийся со скоростью 13 узлов, был запрошен на восемь радиолокационных частотах, а результирующий спектр доплеровских частот был построен на встроенным дисплее.

Два столбца этого графика показывают принятую мощность сигнала в зависимости от частоты спектра доплеровских частот для восьми помеченных рабочих частот, а также для приближающейся цели (правый столбец) и удаляющейся цели (левый столбец). Единицы по оси абсцисс представлены частотами доплеровского спектра, нормированными частотой резонансной волны или брэгговской частотой;

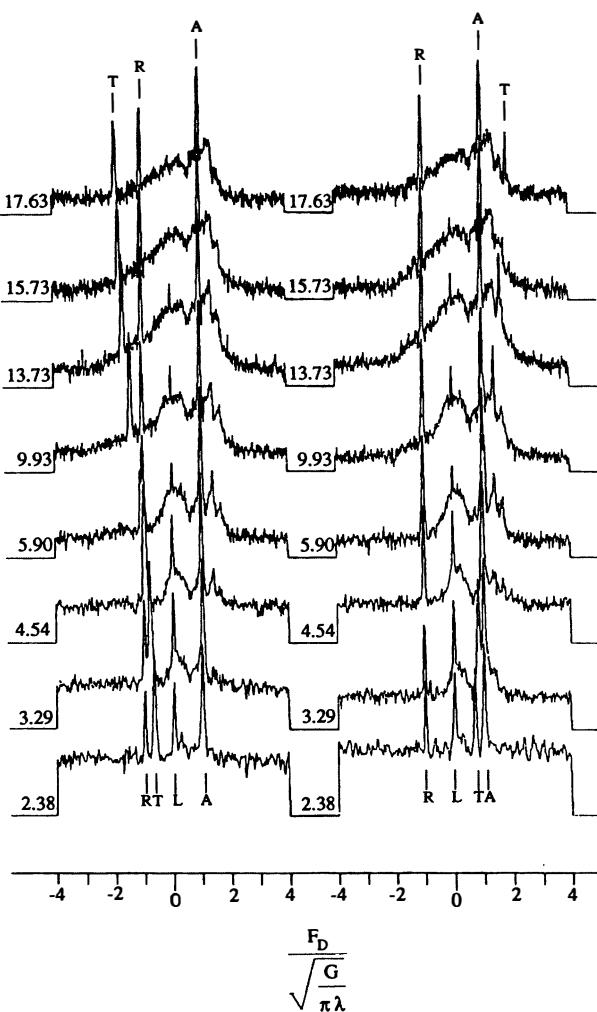


Рис. 20.42. Спектр доплеровских частот многочастотного ВЧ РЛС ПВ, демонстрирующий различную частотную зависимость характеристик спектра 1) цели и 2) помех, обусловленных отражениями от поверхности моря. Цель Т показана при приближении (справа) и удалении (слева) при наличии отраженного сигнала от моря с брэгговскими пиками, помеченными символом А в случае приближения и R при удалении цели. Построенная кривая принимаемой мощности в зависимости от нормированной частоты доплеровского спектра (т.е. в единицах брэгговской частоты) показана для восьми рабочих радиолокационных частот. Пик на нулевой частоте обусловлен стационарной целью в боковом лепестке ДНА

поэтому показания пика резонансной волны дают $t \pm 1$. Динамический диапазон для каждого графика составляет 60 дБ. Узкие пики на нулевой доплеровской частоте также обусловлены сигналом, отраженным от поверхности Земли в боковом лепестке ДНА. Доплеровская частота цели и брэгговской линии совпадает на рабочей частоте РЛС в 4,93 МГц; доплеровская линия цели между брэгговскими линиями для радиолокационных частот ниже, чем эта частота, и вне диапазона частот этих линий для более высоких рабочих частот РЛС. Положительный доплеровский резонансный волновой пик примерно на 20 дБ больше, чем отрицательный доплеровский

ПИК, что указывает на приведение поверхности моря в движение ветрами, дующими в направлении к РЛС. Использованная обработка для получения этих картинок соответствует времени когерентного накопления $t_{\text{кн}} = 200$ с и 30-минутному осреднению.

Моделирование рабочих характеристик. Процесс моделирования характеристик ВЧ РЛС ПВ [160,162] обычно следует указаниям, приведенным в разделе 20.12. Основное отличие в данном случае состоит в наличии дескрипторов потерь распространения, подобных тем, что приведены на рис. 20.40. Для наглядности рассмотрим РЛС с рабочей частотой 5 МГц, средней мощностью сигнала в 10 кВт (40 дБ (Вт)), коэффициентом усиления приемо-передающей антенны в 15 дБ и целью на 100 милях с ЭПО 20 дБ/м²; для нее принимаемая мощность составит

$$P_{\text{np.}} = 40 + 15 + 20 - 222 = -147 \text{ дБ (Вт).}$$

Используя январский ночной шум (см. рис. 20.19б), получим

$$\text{С/Ш} = P_{\text{np.}} - N = -147 + 153 = 6 \text{ дБ}$$

и при использовании $t_{\text{кн}} = 10$ с. —

$$\text{С/Ш} = 16 \text{ дБ.}$$

Как отмечалось ранее, потери при прохождении сигнала быстро нарастают с дальностью, особенно при повышенных частотах, тогда как влияние атмосферы и неровностей отражающей поверхности будет накапливаться, а загрязнение возвращающейся после отражения от цели поверхностной волны с полученным после отражения от ионосферы отраженным сигналом будет становиться все серьезней, так что количественные прогнозы характеристик на дальностях, превышающих 200 км, должны восприниматься с осторожностью.

Литература

1. A. H. Taylor and E. O. Hulbert, "The propagation of radio waves over the earth," *Physical Review*, vol. 27, February 1926.
2. L. A. Gebhard, "Evolution of naval radio-electronics and contributions of the Naval Research Laboratory," *Naval Res. Lab. Rept. 8300*, 1979.
3. J. M. Headrick and M. I. Skolnik, "Over-the-Horizon Radar in the HF Band," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 664–673, June 1974.
4. D. A. Boutacoff, "Backscatter radar extends early warning times," *Defense Electronics.*, vol. 17, pp. 71–83, May 1985.
5. Guest editorial and invited papers in special issue on high-frequency and ice mapping and ship location, *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-11, April 1986.
6. J. R. Barnum, "Ship detection with high resolution HF skywave radar," *ibid.*, pp. 196–210, April 1986.
7. J. M. Headrick, "Looking over the horizon," *IEEE Spectrum*, vol. 27, pp. 36–39, July 1990.
8. D. H. Sinnott, "The Jindalee over-the-horizon radar system," *Conf. Air Power in the Defence of Australia*, Australian National University, Research School of Pacific Studies, Strategic and Defence Studies Centre, Canberra, Australia, July 14–18, 1986.
9. J. Wylder, "The frontier for sensor technology," *Signal*, vol. 41, pp. 73–76, 1987.
10. V. A. Yakunin, F. F. Evstratov, F. I. Shustov, V. A. Alebastrov, and Y. I. Abramovich, "Thirty years of eastern OTH radars: history, achievements and forecast," *L'Onde Electrique*, vol. 74, no. 3, May–June 1994.
11. C. Goutelard, "The NOSTRADAMUS project: French OTH-B radar design studies," *47th AGARD Symposium on 'Use or Reduction of Propagation and Noise Effects in Distributed Military Systems'*, AGARD CP-488 (Supp.), Greece, October 1990.
12. C. Goutelard, "STUDIO father of NOSTRADAMUS. Some considerations on the limits of detection possibilities of HF radars," *Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, IEE Conference Publication no. 474, July 2000.

13. V. Bazin, J. P. Molinie, J. Munoz, P. Dorey, S. Saillant, G. Auffray, V. Rannou, and M. Lesturgie, "A general presentation about the OTH-Radar NOSTRADAMUS," *IEEE Radar Conference*, Syracuse, NY, May 2006. Also reprinted in *IEEE AES Systems Magazine*, vol. 21, no. 10, pp. 3–11, October 2006.
14. Zhou Wenyu and Mao Xu, "Bistatic FMCW OTH-B experimental radar," *Proc. Int. Conf. Radar ICR-91*, China Institute of Electronics, 1991, pp. 138–141.
15. Guest editorial and invited papers reviewing OTH radar technology, with emphasis on recent progress, *Radio Science*, vol. 33, July–August 1998.
16. A. A. Kolosov (ed.), *Fundamentals of Over-the-Horizon Radar*, in Russian, Radio i svyaz, 1984. Also a translation by W. F. Barton, Norwood, MA: Artech House, 1987.
17. R. A. Greenwald, K. B. Baker, R. A. Hutchins, and C. Hanuise, "An HF phased array radar for studying small-scale structure in the high latitude ionosphere," *Radio Science*, vol. 20, pp. 63–79, January–February 1985.
18. P. A. Bernhardt, G. Ganguli, M. C. Kelley, and W. E. Swartz, "Enhanced radar backscatter from space shuttle exhaust in the ionosphere," *J. Geophys. Res.*, vol. 100, pp. 23,811–23,818, 1995.
19. R. M. Thomas, P. S. Whitham, and W. G. Elford, "Response of high frequency radar to meteor backscatter," *J. Atmos. Terr. Phys.*, vol. 50, pp. 703–724, 1988.
20. A. Cameron, "The Jindalee operational radar network: its architecture and surveillance capability," *Proc. IEEE Int. Radar Conf.*, 1995, pp. 692–697.
21. K. Davies, *Ionospheric Radio*, London: P. Peregrinus, 1990.
22. J. Thomason, G. Skaggs, and J. Lloyd, "A global ionospheric model," Naval Res. Lab. Rept. 8321, August 20, 1979.
23. K. Hocke and K. Schlegel, "A Review of atmospheric gravity waves and travelling ionospheric disturbances: 1982–1995," *Annales Geophysicae*, vol. 14, pp. 917–940, 1996.
24. A. Bourdillon, J. Delloue, and J. Parent, "Effects of geomagnetic pulsations on the doppler shift of HF backscatter radar echoes," *Radio Science*, vol. 24, pp. 183–195, 1989.
25. B.G. Fejer and M. C. Kelley, "Ionospheric irregularities," *Rev. Geophys. and Space Phys.*, vol. 18, pp. 401–454, 1980.
26. C.-S. Huang, M. C. Kelley, and D. L. Hysell, "Nonlinear Rayleigh-Taylor instabilities, atmospheric gravity waves, and equatorial spread F," *J. Geophys. Res.*, vol. 9, pp. 15,631–15,642, 1993.
27. D. L. Lucas and G. W. Haydon, "Predicting statistical performance indexes for high frequency telecommunications systems," ESSA Tech. Rept. IER 1 ITSA 1, U.S. Department of Commerce, 1966.
28. A. L. Barghausen, J. W. Finney, L. L. Proctor, and L. D. Schultz, "Predicting long-term operational parameters of high-frequency sky-wave communications systems," ESSA Tech. Rept. ERL 110-ITS 78, U.S. Department of Commerce, 1969.
29. J. M. Headrick, J. F. Thomason, D. L. Lucas, S. McCammon, R. Hanson, and J. L. Lloyd, "Virtual path tracing for HF Radar including an ionospheric model," Naval Res. Lab. Memo. Rept. 2226, March 1971.
30. L. R., Teters, J. L. Lloyd, G. W. Haydon, and D. L. Lucas, "Estimating the performance of telecommunication systems using the ionospheric transmission channel—ionospheric communications analysis and prediction program users manual," Nat. Telecom. Inf. Adm. NTIA Rept. 83–127, July 1983.
31. V. E. Hatfield, "HF communications predictions 1978 (An economical up-to-date computer code, AMBCOM)," *Solar Terrestrial Production Proc.*, vol. 4, in *Prediction of Terrestrial Effects of Solar Activity*, R. F. Donnelley (ed.), National Oceanic and Atmospheric Administration, 1980.
32. D. Lucas, G. Pinson, and R. Pilon, "Some results of RADARC-2 equatorial spread doppler clutter predictions," *Proc. 7th Int. Ionospheric Effects Symp.*, Alexandria, Virginia, pp. 2A5-1–2A5-8, May 1993.
33. D. L. Lucas, "Ionospheric parameters used in predicting the performance of high frequency skywave circuits," Interim Report on NRL Contract N00014-87-K-20009, Account 153-6943, University of Colorado, Boulder, April 15, 1987.

34. D. C. Miller and J. Gibbs, "Ionospheric analysis and ionospheric modeling," AFCRL Tech. Rept. 75-549, July 1975.
35. D. Bilitza, "International reference ionosphere," <http://modelweb.gsfc.nasa.gov/ionos/iri.html>.
36. Index of /models/ionospheric/iri/iri2001, <http://nssdcftp.gsfc.nasa.gov/models/ionospheric/iri/iri2001>.
37. A. G. Kim, Z. F. Zumbrava, V. P. Grozov, G. V. Kotovich, Y. S. Mikhaylov, and A. V. Oinats, "The correction technique for IRI model on the basis of oblique sounding data and simulation of ionospheric disturbance parameters," *Proc. XXVIIIth URSI General Assembly*, New Delhi, October 2005.
38. R. E. Daniell, Jr. and D. N. Anderson, "PIM model 1995," [ionos/pim.html](#).
39. Parameterized Ionospheric Model, Computational Physics, <http://www.cpi.com/products/pim/>.
40. R.E. Daniell, L.D. Brown, D. N. Anderson, M. W. Fox, P. H. Doherty, D. T. Decker, J. J. Sojka, and R. W. Schunk, "Parameterized ionospheric model: A global ionospheric parameterization based on first principle models," *Radio Science*, vol. 30, pp. 1499–1510, 1995.
41. R. E. Daniell, "PRISM: assimilating disparate data types for improved low latitude ionospheric specification," presented at the Ionospheric Determination and Specification for Ocean Altimetry and GPS Surface Reflection Workshop at the Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA, 2–4 December 1997.
42. D. N. Anderson, J. M. Forbes, and M. Codrescu, "A fully analytical, low- and middle-latitude ionospheric model," *J. Geophys. Res.* vol. 94, pp. 1520–1524, 1989.
43. Global Assimilation of Ionospheric Measurements, Park City, Utah, 2001, [.edu/GAIM/htdocs/present.htm](#).
44. Global Assimilative Ionospheric Model, JPL, <http://iono.jpl.nasa.gov/gaim/index.html>.
45. J. D. Huba, G. Joyce, and J. A. Fedder, "SAM12 (Sami2 is another model of the ionosphere), A new low-latitude ionosphere model," *J. Geophys. Res.*, vol. 105, 23,035–23053, 2000.
46. B. Khattatov, M. Murphy, M. Gnedin, T. Fuller-Rowell, and V. Yudin, "Advanced modeling of the ionosphere and upper atmosphere," *Environmental Research Technologies Report*, A550924, June 2004.
47. J. K. Hill, "Exact ray paths in a multisegment quasi-parabolic ionosphere," *Radio Science*, vol. 14, pp. 855–861, 1979.
48. T. A. Croft and H. Hoogasian, "Exact ray calculations in a quasi-parabolic ionosphere with no Magnetic Field," *Radio Science*, vol. 3, pp. 69–74, 1968.
49. R. J. Newton, P. L. Dyson, and J. A. Bennett, "Analytic ray parameters for the quasi-cubic segment model of the ionosphere," *Radio Science*, vol. 32, pp. 567–578, 1997.
50. R. M. Jones and J. J. Stephenson, "A versatile three-dimensional ray tracing computer program for radio waves in the ionosphere," Office Telecom. Rept. 75–76, October 1975.
51. C. J. Coleman, "A general purpose ionospheric ray-tracing procedure," DSTO Technical Report SRL-0131-TR, 1993.
52. Jari Perkiomaki, "High-frequency (HF) ionospheric communications propagation analysis and prediction," VOACAP Quick Guide, <http://www.voacap.com/>.
53. "Advanced stand alone prediction system," IPS Radio and Space Services, The Australian Space Weather Agency, http://www.ips.gov.au/Products_and_Services/1/1.
54. PROPLAB-PRO version 2.0, <http://www.spacew.com/www/proplab.html>.
55. B. T. Root and J. M. Headrick, "Comparison of RADARC High-frequency radar performance prediction model and ROTHR Amchitka data," Naval Res. Lab. Rept. NRL/MR/5320-93-7181, July 1993.
56. J. M. Headrick, B. T. Root, and J. F. Thomason, "RADARC model comparisons with Amchitka radar data," *Radio Science*, vol. 30, pp. 729–737, May–June 1995.
57. "New wind model," HWM 93, <http://nssdcftp.gsfc.nasa.gov/models/atmospheric/hwm93/hwm93.txt>.

58. J. A. Secan, R. M. Bussey, E. J. Fremouw, and Sa. Basu, "An improved model of equatorial scintillation," *Radio Science*, 30, 607–617, 1995.
59. A. V. Gurevich, *Nonlinear Phenomena in the Ionosphere*, New York: Springer-Verlag, 1978.
60. V. A. Alebastrov, A. T. Mal'tsev, V. M. Oros, A. G. Shlionskiy, and O. I. Yarko, "Some characteristics of echo signals," *Telecomm. and Radio Eng.*, vol. 48, pp. 92–95, 1993.
61. V. G. Somov, V. A. Leusenko, V. N. Tyapkin, and G. Ya. Shaidurov, "Effect of nonlinear and focusing ionospheric properties on qualitative characteristics of radar in the decametric-wave band," *J. Comm. Technology and Electronics*, vol. 48, pp. 850–858, 2003.
62. ITT Avionics Division, Electro-Physics Laboratories, EPL Model ATL-75 Transmitter for Radar and Communication, IR&D Project Rept. 274, Results of performance measurements, January 1975.
63. D. J. Hoft and Fuat Agi, "Solid state transmitters for modern radar applications," *CIE Int. Radar Conf. Record, Beijing*, November 4–7, 1986, pp. 775–781.
64. F. A. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potthecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microwave Theor. and Tech.*, vol. 50, pp. 814–826, March 2002.
65. D. J. Netherway and Carson, C. T., "Impedance and scattering matrices of a wideband HF phased Array," *J. Electron. Eng. Aust.*, vol. 6, pp. 29–39, 1986.
66. Guest editorial and invited papers in special issue on shortwave broadcasting, *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 34, June 1988.
67. R. C. Johnson and H. Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill Book Company, 1993.
68. A. G. Kurashov (ed.), *Shortwave Antennas*, 2 Ed., in Russian, *Radio i svyaz*, January 1985.
69. S. J. Anderson, "Limits to the extraction of information from multi-hop skywave radar signals," *Proc. Int. Radar Conf., Adelaide*, September 2003, pp. 497–503.
70. S. J. Anderson, "The doppler structure of diffusely-scattered skywave radar echoes," *Proc. Int. Radar Conf., Toulouse*, October 2004.
71. S. J. Anderson, "Target classification, recognition and identification with HF radar, proc. NATO Research and Technology Agency," *Sensors and Electronics Technology Panel Symposium SET-080/RSY17/RFT 'TARGET IDENTIFICATION AND RECOGNITION USING RF SYSTEMS'*, Oslo, Norway, October 2004.
72. E. K. Walton and J. D. Young, "The Ohio State University compact radar cross section measurement range," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-32, pp. 1218–1223, November 1984.
73. G. J. Burke and A. J. Poggio, "Numerical electromagnetic code (nec)-method of moments," NOSC Tech. Doc. 116, 1981.
74. R. W. Bogle and D. B. Trizna, "Small boat radar cross sections," Naval Res. Lab. Memo. Rept. 3322, July 1976.
75. R. Dinger, E. Nelson, S. Anderson, F. Earl, and M. Tyler, "High frequency radar cross section measurements of surrogate go-fast boats in Darwin, Australia," *SPAWAR System Center Tech. Rept. 1805*, September 1999.
76. S. J. Anderson, "Remote sensing with the Jindalee Skywave Radar," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. OE- II, pp. 158–163, April 1986.
77. J. R. Barnum and E. E. Simpson, "Over-the-horizon radar target registration improvement by terrain feature localization," *Radio Science*, vol. 33, pp. 1067, July–August 1998.
78. D. E., Barrick, J. M. Headrick, R. W. Bogle, and D. D. Crombie, "Sea backscatter at HF: Interpretation and utilization of the echo," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 673–680, June 1974.
79. S. O. Rice. "Reflection of electromagnetic waves from slightly rough surfaces," in *Theory of Electromagnetic Waves*, M. Kline (ed.), New York: Interscience Publishers, 1951, pp. 351–378.
80. D. E. Barrick, "First order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea," *IEEE Trans.*, vol. AP-20, pp. 2–10, January 1972.
81. D. E. Barrick, "Remote sensing of sea state by radar," Chapter 12 in *Remote Sensing of the Troposphere*, V.E. Derr (ed.), Boulder, CO: NOAA/Environmental Research Laboratories, 1972, pp. 12.1 - 12.6.

82. D. D. Crombie, "Doppler spectrum of the sea echo at 13.56 Mcs," *Nature*, vol. 175, pp. 681–682, 1955.
83. J. W. Maresca, Jr. and J.R. Barnum, "Theoretical limitation of the sea on the detection of low doppler targets by over-the-horizon radar," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-30, pp. 837–845, 1982.
84. W. J. Pierson and L. Moskowitz, "A proposed spectral form for fully developed wind seas based on the similarity theory of S. A. Kitaigorodskii," *J. Geophys. Res.*, vol. 69, no. 24, pp. 5181–5190, 1964.
85. K. Hasselmann, D. B. Ross, P. Muller, and W. Sell, "A parametric wave prediction model," *J. Phys. Oceanogr.*, vol. 6, pp. 200–228, 1976.
86. T. Elfouhaily, B. Chapron, K. Katsaros, and D. Vandemark, "A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves," *J. Geophys. Res.*, vol. 102, pp. 15782–15796, 1997. A. E.
87. Long and D. B. Trizna, "Mapping of North Atlantic winds by HF radar sea backscatter interpretation," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-21, pp. 680–685, September 1973.
88. L. R. Wyatt, "A relaxation method for integral inversion applied to HF radar measurement of the ocean wave directional spectrum," *Int. J. Remote Sens.*, vol. 11, pp. 1481–1494, August 1990.
89. Y. Hisaki, "Nonlinear inversion of the integral equation to estimate ocean wave spectra from HF radar," *Radio Science*, vol. 31, pp. 25–39, 1996.
90. N. Hashimoto and M. Tokuda, "A Bayesian approach for estimation of directional wave spectra with HF radar," *Coastal Eng. J.*, vol. 41, pp. 137–149, 1999.
91. D. E. Barrick, "Extraction of wave parameters from measured hf radar sea-echo spectra," *Radio Science*, vol. 12, no. 3, p. 415, 1977.
92. T. M. Georges, J. A. Harlan, R. R. Leben, and R. A. Lematta, "A test of ocean surface current mapping with over-the-horizon radar," *IEEE Trans. Geosci. and Rem. Sens.*, vol. 36, pp. 101–110, 1998.
93. H. L. Tolman, WAVEWATCH III, National Weather Service, wavewatch/wave-watch.html.
94. J. L. Ahearn, S. R. Curley, J. M. Headrick, and D. B. Trizna, "Tests of remote skywave measurement of ocean surface conditions," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 681–686, June 1974.
95. D. B. Trizna and J. M. Headrick, "Ionospheric effects on HF over-the-horizon radar," in Goodman, J. M. (ed.), *Proc. Effect Ionosphere on Radiowave Systems*, ONR/AFGL-sponsored, April 14–16, 1961, pp. 262–272.
96. J. Parent and A. Bourdillon, "A Method to correct HF skywave backscattered signals for ionospheric frequency modulation," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. AP-36, pp. 127–135, 1987.
97. S. J. Anderson and Y.I. Abramovich, "A unified approach to detection, classification and correction of ionospheric distortion in HF skywave radar systems," *Radio Science*, vol. 33, pp. 1055–1067, July–August 1998.
98. D. B. Trizna, "Estimation of the sea surface radar cross section at HF from second-order doppler spectrum characteristics," Naval Res. Lab. Rept. 8579, May 1982.
99. R. O. Pilon and J. M. Headrick, "Estimating the scattering coefficient of the ocean surface for high-frequency over-the-horizon radar," Naval Res. Lab. Memo. Rept. 5741, May 1986.
100. J. Jones and P. Brown, "Sporadic meteor radiant distributions: orbital survey results," *Mon. Not. Roy. Astr. Soc.*, vol. 265, pp. 524–532, 1993.
101. M. A. Cervera and W. G. Elford., "The meteor response function: theory and application to narrow beam MST radar," *Planet. Space Sci.*, vol. 52, pp. 591–602, 2004.
102. P. Brown and J. Jones, "A determination of the strengths of the sporadic radio-meteor sources," *Earth, Moon and Planets*, vol. 68, pp. 223–245, 1995.
103. M. A. Cervera, D. A. Holdsworth, I. M. Reid, and M. Tsutsumi, "The meteor radar response function: Application to the interpretation of meteor backscatter at medium frequency," *J. Geophys. Res.*, vol. A109, pp. 11309, 2004.

104. T. J. Elkins, "A model for high frequency radar auroral clutter," RADC Rept. TR-80-122, March 1980.
105. "World distribution and characteristics of atmospheric radio noise," CCIR Rept. 322, CCIR (International Radio Consultative Committee), International Telecommunications Union, editions 1964, 1983, and 1988.
106. A. D. Spaulding and J. S. Washburn, "Atmospheric radio noise: Worldwide levels and other characteristics," NTIA Rept. 85-173, National Telecommunications and Information Administration, April 1985.
107. D. L. Lucas and J. D. Harper, "A numerical representation of CCIR Report 322 high frequency (3-30 Mcs) atmospheric radio noise data," Nat. Bur. Stand. Note 318, August 5, 1965.
108. D. B. Sailors, "Discrepancy in the International Radio Consultative Committee Report 322-3 radio noise model: The probable cause," *Radio Science*, vol. 30, pp. 713—728, 1995.
109. B. J. Northey and P. S. Whitham, "A comparison of DSTO and DERA HF background Noise measuring systems with the International Radio Consultative Committee (CCIR) model data," DSTO Technical Report DSTO-TR-0855, November 2000.
110. M. Kotaki and C. Katoh, "The global distribution of thunderstorm activity observed by the ionosphere satellite (ISS-b)," *J. Atmos. Terr. Phys.*, vol. 45, pp. 833—850, 1984.
111. C. J. Coleman, "A direction-sensitive model of atmospheric noise and its application to the analysis of HF receiving antennas," *Radio Science*, vol. 37, pp. 3.1—3.10, 2002.
112. Yu. I. Abramovich, N. K. Spencer, and S. J. Anderson, "Experimental study of the spatial dynamics of environmental noise for a surface-wave OTHR application," *Proc. 8th Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, IEE Conference Publication no. 474, Guildford, UK, July 2000, pp. 357—362.
113. L. E. Sweeney, "Spatial properties of ionospheric radio propagation as determined with halfdegree azimuthal resolution," Stanford Electron. Lab. Tech. Rept. 155 SU-SEL-70-034, Stanford University, June 1970.
114. J. T. Lynch, "Aperture synthesis for HF radio signals propagated via the F-layer of the ionosphere," Stanford Electron. Lab. Tech. Rept. 161 SU-SEL-70-066, Stanford University, September 1970.
115. D. H. Sinnott and G. R. Haack, "The use of overlapped subarray techniques in simultaneous receive beam arrays," *Proc. Antenna Appl. Symp.*, University of Illinois, 1983.
116. S. J. Anderson, Y. I. Abramovich, and W-M. Boerner, "Measuring polarization dynamics of the generalized HF skywave channel transfer function," *Proc. Int. Symp. Ant. and Prop.*, ISAP 2000, Japan, August 2000.
117. T. H. Pearce, "Receiving array design for over-the-horizon radar," *GEC J. Technology*, vol. 15, pp. 47—55, 1998.
118. G. F. Earl and M. J. Whitington, "HF radar ADC dynamic range requirements," *3rd Int. Conf. on Advanced A/D and D/A Conversion Techniques*, July 1999.
119. G. F. Earl, "FMCW waveform generator requirements for ionospheric over-the-horizon radar," *Radio Science*, vol. 33, pp. 1069—1076, 1998.
120. G. F. Earl, "Receiving system linearity requirements for HF radar," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, pp. 1038—1041, 1991.
121. G. F. Earl, P. C. Kerr, and P. M. Roberts, "OTH radar receiving system design using synoptic HF environmental database," *Proc. 5th Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, July 1991, pp. 48—53.
122. S. J. Anderson, "Simulation and modeling for the Jindalee over-the-horizon radar," *Math. and Comp. in Simulation*, vol. 27, pp. 241—248, 1985.
123. G. F. Earl, "Consideration of reciprocal mixing in HF OTH radar design," *Proc. 7th Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, IEE Conference Publication no. 441, July 1997, pp. 256—259.
124. G. F. Earl, "HF radar receiving system image rejection requirements," *Proc. 6th Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, September 1995, pp. 128—132.

125. T. H. Pearce, "Calibration of a large receiving array for HF radar," *Proc. Int. Conf. HF Radio Systems and Techniques*, IEE Conference Publication No. 411, July 1997, pp. 260–264.
126. D. M. Fernandez J. Vesecky, and C. Teague, "Calibration of HF radar systems with ships of opportunity," *Proc. of the 2003 IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp.*, New York, July 2003, pp. 4271–4273.
127. I. S. D. Solomon, D. A. Gray, Y. I. Abramovich, and S. J. Anderson, "Over-the-horizon radar array calibration using echoes from ionized meteor trails," *IEE Proc. Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 145, pp. 173–180, June 1998.
128. I. S. D. Solomon, D. A. Gray, Y. I. Abramovich, and S. J. Anderson, "Receiver array calibration using disparate sources," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. 47, pp. 496–505, March 1999.
129. G. J. Frazer and Y. I. Abramovich, "Quantifying multi-channel receiver calibration," DSTO Technical Report DSTO-TR-1152, 2001.
130. G. J. Frazer and S. J. Anderson, "Wigner-Ville analysis of HF radar measurements of an accelerating target," *Proc. 5th Int. Symp. Signal Proc. Appl.*, Brisbane, August 1999, pp. 317–320.
131. Y. Zhang, M. G. Amin, and G. J. Frazer, "High-resolution time-frequency distributions for maneuvering target detection in over-the-horizon radars," *IEE Proc. Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 150, pp. 299–304, 2003.
132. T. Thayaparan and S. Kennedy, "Detection of a maneuvering air target in sea-clutter using joint time-frequency analysis techniques," *IEE Proc. Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 151, pp. 19–30, February 2004.
133. G. J. Frazer and S. J. Anderson, "Estimating the frequency interval of a regularly spaced multicomponent harmonic line signal in colored noise," in *Defence Applications of Signal Processing*, D. A. Cochran, B. Moran, and L. White (eds.), New York: Elsevier, 2001, pp. 76–86.
134. G. Fabrizio, L. Scharf, A. Farina, and M. Turley, "Ship detection with HF surface-wave radar using short integration times," *Proc. Int. Conf. Radar 2004*, Toulouse, 2004.
135. D. O. Carhoun, J. D. R. Kramer Jr., and P. K. Rashogi, "Adaptive cancellation of atmospheric noise and ionospheric clutter for high frequency radar," MITRE Report, MTR 95B0000112, September 1995.
136. Y. I. Abramovich, S. J. Anderson, A. Y. Gorokhov, and N. K. Spencer, "Stochastically constrained spatial and spatio-temporal adaptive processing for nonstationary hot-clutter cancellation," in *Applications of Space-time Adaptive Processing*, R. K. Klemm (ed.), London: Springer, 2004, pp. 603–697.
137. Y. I. Abramovich, S. J. Anderson, A. Y. Gorokhov, and N. K. Spencer, "Stochastic constraints method in nonstationary hot clutter cancellation, part I: Fundamentals and supervised training applications," *IEEE Trans. AES*, vol. 34, pp. 1271–1292, October 1998.
138. Y. I. Abramovich, S. J. Anderson, and N. K. Spencer, "Stochastic-constraints method in nonstationary hot clutter cancellation, part II: Unsupervised training applications," *IEEE Trans. AES*, vol. 36, pp. 132–149, January 2000.
139. Y. I. Abramovich, V. N. Mikhaylyukov, and I. P. Malyavin, "Stabilisation of the auto-regressive characteristics of spatial clutters in the case of nonstationary spatial filtering," *Sov. J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 37, pp. 10–19, 1992, translation of *Radioteknika i Electronika*.
140. R. Anderson, S. Kraut, and J. L. Krolik, "Robust altitude estimation for over-the-horizon radar using a state-space multipath fading model," *IEEE Trans. AES*, vol. 39, pp. 192–201, January 2003.
141. D. J. Percival and K. A. B. White, "Multipath coordinate registration and track fusion for overthe-horizon radar," in *Defence Applications of Signal Processing*, D. A. Cochran, B. Moran, and L. White (eds.), Amsterdam: Elsevier, 2001, pp. 149–155.
142. Y. Bar-Shalom and T. E. Fortmann, *Tracking and Data Association*, New York: Academic Press, January 1988.

143. S. B. Colegrove and S. J. Davey, "PDAF with multiple clutter regions and target models," *IEEE Trans. AES*, vol. 39, pp. 110–124, January 2003.
144. J. L. Krolik and R. H. Anderson, "Maximum likelihood coordinate registration for over-the-horizon radar," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 45, pp. 945–959, 1997.
145. M. G. Rutten and D. J. Percival, "Joint ionospheric and track target state estimation for multipathothr track fusion," *Proc. SPIE Conf. on Signal and Data Processing of Small Targets*, 2001, pp. 118–129.
146. R. H. Anderson and J. L. Krolik, "Track association for over-the-horizon radar with a statistical ionospheric model," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 50, pp. 2632–2643, November 2002. G. W.
147. Pulford, "OTHR multipath tracking with uncertain coordinate registration," *IEEE Trans. AES*, vol. 40, pp. 38–56, 2004.
148. S. J. Anderson, F. J. Mei, and J. Peinan, "Enhanced OTHR ship detection via dual frequency operation," *Proc. China Institute of Electronics Int. Conf. on Radar*, Beijing, October 2001.
149. G. F. Earl and B. D. Ward, "Frequency management support for remote sea-state sensing using the JINDALEE skywave radar," *IEEE J. of Oceanic Engr.*, vol. OE-11, pp. 164–173, April 1986.
150. G. F. Earl and B. D. Ward, "The frequency management system of the Jindalee over-the-horizon backscatter HF radar," *Radio Science*, vol. 22, pp. 275–291, 1987.
151. R. Barnes, "Automated propagation advice for OTHR ship detection," *IEE Proc. Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 143, pp. 53–63, February 1996.
152. D. L. Lucas, J. L. Lloyd, J. M. Headrick, and J. F. Thomason, "Computer techniques for planning and management of OTH radars," *Naval Res. Lab. Memo. Rept. 2500*, September 1972.
153. J. M. Headrick, "HF over-the-horizon radar," Chapter 24 in *Radar Handbook*, M. I. Skolnik (ed.), 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990.
154. J. M. Hudnall and S. W. Der, "HF-OTH radar performance results," *Naval Res. Lab. Tech. Rept. NRL/MR/5325-93-7326*, 1993.
155. R. Fante and S. Dhar, "A model for target detection with over-the-horizon radar," *IEEE Trans. AES*, vol. 26, pp. 68–83, January 1990.
156. L. A. Berry and M. E. Chrisman, "A FORTRAN program for calculation of ground wave propagation over homogeneous spherical earth for dipole antennas," *Nat. Bur. Stand. Rept. 9178*, 1966.
157. S. Rotheram, "Ground wave propagation, parts 1 and 2," *IEE Proc., Pt. F*, vol. 128, pp. 275–295, 1981.
158. S. J. Anderson, P. J. Edwards, P. Marrone, and Y. I. Abramovich, "Investigations with SECAR — A bistatic HF surface wave adar," *Proc. IEEE Int. Conf. on Radar, RADAR 2003*, Adelaide, September 2003.
159. D. E. Barrick, "Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, pts. I and 2," *Radio Science*, vol. 6, pp. 517–533, May 1971.
160. L. Sevgi, *Complex Electromagnetic Problems and Numerical Simulation Approaches*, Hoboken, NJ: IEEE Press, 2003.
161. S. J. Anderson, J. Praschifka, and I. M. Fuks, "Multiple scattering of HF radiowaves propagating across the sea surface," *Waves in Random Media*, vol. 8, pp. 283–302, April 1998.
162. G. H. Millman and G. Nelson, "Surface wave HF radar for over-the-horizon detection," *Proc. IEEE Int. Radar Conf.*, 1980, pp. 106–112.

ГЛАВА 21

ПОДПОВЕРХНОСТНЫЕ РАДИОЛОКАТОРЫ

Дэвид Дэниелс
компания ERA Technologies

21.1. Введение

Термины «подповерхностные радиолокаторы» (ППР, GPR — Ground Penetrating Radar)¹, «зондирующие грунт радиолокаторы», «проникающие в грунт радиолокаторы» или «проникающие через поверхность радиолокаторы» (SPR — Surface Penetrating Radar) относятся к основанному на радиолокационной системе методу, предназначенному, в первую очередь, для обнаружения местоположения объектов или поверхностей раздела, находящихся под землей или расположенных внутри визуально непрозрачных конструкций. ППР являются удачным примером использования сверхширокополосных РЛС, и обычно ППР с дальностью в 1 м функционирует в частотном диапазоне 0,3—3,3 ГГц.

Хотя ППР имеют много схожего с РЛС, есть и некоторые ключевые различия, с которыми необходимо считаться при сравнении их с традиционными радиолокационными системами. Системы ППР являются специальным классом сверхширокополосных (СШПС) радиолокационных систем, которые могут излучать энергию в диапазоне частот от нескольких МГц до 10 ГГц с полосой пропускания вплоть до декад, но значительно чаще до 2—3 октав. Типично излучаемая средняя мощность, просуммированная по представляющей интерес полосе, может составлять порядка милливатта (мВт), но мощность, приходящаяся на один герц, может составлять всего петаватт (ПВт).

ППР обычно работает так, что цель внутри диэлектрика, вызывающего затухание, находится на расстоянии всего в несколько длин волн от апертуры антенны. Суммарные потери по пути следования радиосигнала в пределах нескольких длин волн в зависимости от материала могут достигать 100 дБ и больше. Многие ППР-системы работают в области, где длины волн излучаемых сигналов больше или имеют тот же порядок величины, что и габариты цели. Таким образом, ППР функционирует между рэлеевской и Ми-областями или в резонансной области размера цели. Это сильно отличается от традиционных радиолокационных систем, где размеры цели намного больше длины волны падающего излучения, что характерно для оптической области.

Технология ППР в значительной степени ориентируется на решаемую задачу и общий принцип конструкции, и аппаратные средства обычно зависят от типа и материала цели, а также от ее окружения. ППР весьма уязвим в отношении высоких уровней помех, вызванных отражениями от поверхности на коротких дальностях, и именно это, а не отношение сигнала к шуму является его основной технической проблемой. Любая разрабатываемая система должна это учитывать. Все эти аспекты создаются при проектировании ППР специфические проблемы, которые подробно описаны Дэниелсом [1]. Данная глава представляет собой обзор всего материала и сопровождается ссылками, любезно предоставленными Институтом инженеров-электриков (IEE).

Типичная ППР-система, показанная на рис. 21.1, состоит из пары антенн (одной для передачи и другой для приема), подключенных к приемо-передающему устройству и процессору и находящихся внутри герметичного корпуса, аккумулятора

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Ground Penetrating Radar» (GPR) используются термин «подповерхностные радиолокаторы» и аббревиатура ППР. — Прим. ред.

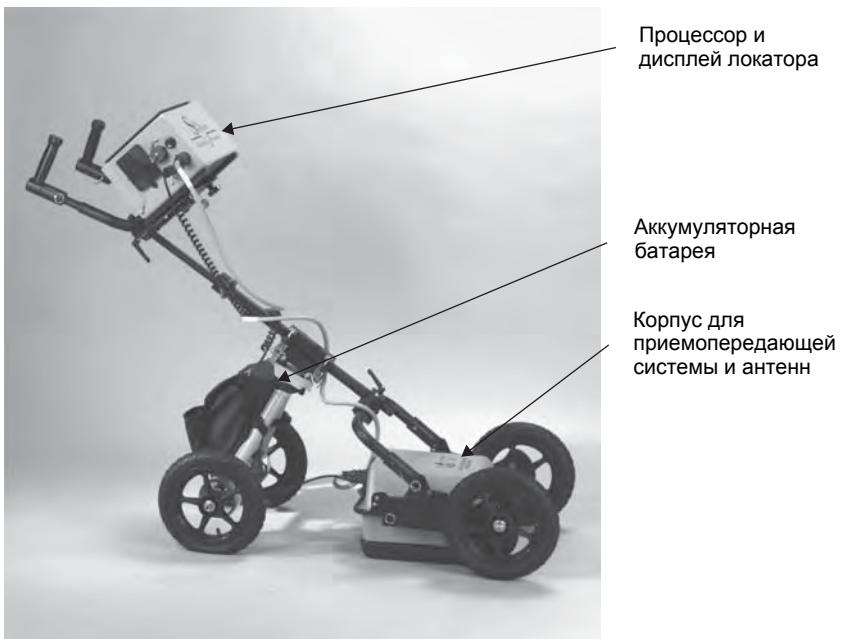


Рис. 21.1. Типичная ППР-система (фотография любезно предоставлена компанией US Radar)

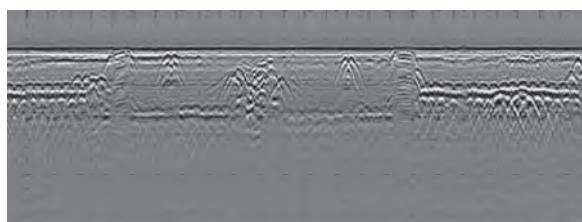


Рис. 21.2. Типичная картинка, получаемая с помощью ППР

и управляющего процессора, а также дисплея. Колеса приводят в действие круговой датчик положения, который запускает сбор данных, а затем дисплей, который синхронизирован с движением системы. Пример дисплея, на котором отображено поперечное сечение при съемке грунта, полученное с помощью ППР, показан на рис. 21.2. Шкала по горизонтали составляет 10 см на маркер, а на вертикальной шкале приводится время в наносекундах (51 нс). Описание изображения на дисплее приводится в этой главе ниже.

Конструкции систем ППР можно разделить на две группы. Системы ППР, которые передают импульс и принимают отраженный от цели сигнал, используя для этого АЦП-приемник, можно считать функционирующими во временной области. Системы ППР, которые передают последовательно отдельные частоты и принимают отраженный от цели сигнал, используя для этого приемник с преобразованием частоты, можно считать функционирующими в спектральной области.

Первые используют электромагнитные сигналы для дистанционного определения находящихся в земле металлических предметов, их открытие обычно приписывают Хюльсмайеру (1904), но первое описание их использования для обнаружения находящихся в земле объектов появилось шесть лет спустя в Германии и было запатентовано Леймбахом и Лёви. Работа Хюлсенбека, появившаяся в 1926 г.,

была первой опубликованной методикой использования импульсов для определения структуры находящихся в земле объектов. В ней отмечалось, что любые изменения диэлектрических свойств, необязательно предполагающих проводимость, также будут производить отражения и что эта методика за счет более простого использования направленных источников имеет преимущества перед сейсмическими методами. Импульсные методики разрабатывались начиная с 1930-х годов как средство зондирования льда на значительных глубинах (Стинсон [2] и Эвенис [3]), пресной воды и солевых отложений (Унтербергер [4]), песка пустыни и образований горных пород (Морей [5] и Кадаба [6]). Зондирование горной породы и угля было впервые изучено Куком [7, 8], а также Роу [9], хотя сильное ослабление в последнем материале означало, что глубины зондирования, превышающие несколько метров, были практически нереализуемы. Нильссон [10] дает более широкий обзор истории развития ППР и ее роста до середины 1970-х годов. С 1970-х годов диапазон использования постепенно расширялся, и в табл. 21.1 перечислены задачи, решаемые ППР в настоящее время. Было разработано специализированное оборудование для каждой из этих задач, и пользователь теперь имеет хорошую возможность выбирать оборудование и методику.

Таблица 21.1. Основные области применения ППР

Археологические исследования

Анализ настила моста

Обнаружение подземных мин (противопехотных и противотанковых)

Судебная экспертиза (обнаружение похороненных тел)

Геофизические исследования

Обнаружение труб и кабеля

Проверка рельсовых путей и полотна дорог

Съемка состояния дорог

Снег, лед и ледники

В настоящее время ППР быстро совершенствуются в результате появления различных областей применения, но по мере того как все больше требований предъявляется к таким системам, также развиваются и совершенствуются оборудование, методики и методы обработки данных.

Система ППР передает регулярную последовательность импульсов электромагнитной энергии низкой мощности в направлении на материал или на землю, а затем принимает и детектирует слабый отраженный сигнал от находящейся в земле цели. Эта энергия передается в виде либо очень коротких по длительности импульсов, перекрывающих диапазон частот излучения шума в заданной полосе, либо псевдослучайной закодированной последовательности импульсов. Большая часть систем ППР, все из которых должны соответствовать применяемым национальным и международным нормативам радиопередатчиков, работает в пределах диапазона частот от 10 МГц до 10 ГГц и может иметь полосу пропускания в несколько гигагерц. Требование Федеральной комиссии связи ограничивает сверхширокополосную излучаемую мощность $-41 \text{ dB} (\text{mWt}) \cdot \text{Гц}^{-1}$. Вопросы конструкции радиолокационных систем охвачены во многих публикациях, и полезную информацию можно будет найти по следующим ссылкам: Дэниэл [11, 12, 22, 24], Кук и Бернфельд [13], Сколник [14], Натансон [15], Венер [16], Галати [17] и Астанин и Костылев [18].

Подземная цель может быть проводником, диэлектриком или совокупностью того и другого. Окружающий основной материал может быть почвой, горной породой, деревом, рудой, льдом, пресной водой или искусственным материалом, таким как бетон или кирпич. Типичная система ППР достигает дальности до нескольких метров, но некоторые специальные системы могут проникать на глубину до сотен метров и даже нескольких километров. Новые ППР-системы базировались на самолетах и спутниках для отображения геологических объектов, погребенных под пустыней Сахара, а также для измерения глубины лунной пыли и

объектов на Марсе и кометах. Дальность ППР в грунте ограничена поглощением, испытываемым сигналом в процессе его двукратного прохождения через материал грунта. ППР хорошо зондирует через такие материалы, как гранит, сухой песок, снег, лед и пресная вода, но его сигнал не в состоянии проникать в определенные разновидности глины, которые имеют высокое содержание соли или соленой воды из-за высокого поглощения электромагнитной энергии такими материалами.

Для сравнения суммарные потери при прохождении сигнала от Земли к Луне и обратно при использовании РЛС с рабочей частотой 1 ГГц будут превышать 200 дБ для дальности 356,400 км, а (ЭПО) цели при этом составляет порядка 10^{12} м², тогда как ППР-системы часто сталкиваются с потерями, превышающими 70 дБ для дальностей, меньших одного метра.

В воздушной среде сигнал ППР перемещается со скоростью света, но замедляется в материалах грунта на величину диэлектрической постоянной; следовательно, истинная дальность требует калибровки для каждого материала. Сигнал ППР не сможет проникнуть в металл благодаря проводимости последнего.

В настоящее время имеется ряд доступного оборудования, а методики зондирования постепенно развиваются в области применимости и возможностей. Многие системы ППР являются мобильными и устанавливаются на колеса или на опорные рамы для перемещения с помощью рук, но эти системы могут также использоваться на транспортных средствах для ускоренной съемки с помощью антенной решетки. Другие системы ППР предназначены для установки в буровые скважины в целях обеспечения изображений мешающих горных пород. Характеристики типичной ППР-системы даны в табл. 21.2.

Таблица 21.2. Характеристики ППР-систем в почве с относительной диэлектрической постоянной, равной 9, и тангенсом угла диэлектрических потерь, равным 0,1

Длительность импульса, нс	Средняя частота, МГц	Дальность, м	Разрешение по глубине, м
0,5	2000	<0,25	0,025
1	1000	<0,5	0,05
2	500	<1	0,1
4	250	<2	0,2
8	125	<4	0,4
16	63	<8	0,8
32	31	<16	1,6

Большая часть ППР-систем использует раздельные переносные передающие и принимающие антенны, которые помещены на поверхность земли и передвигаются по известной схеме над поверхностью земли или исследуемого материала, а получаемое при этом изображение может создаваться в реальном времени на дисплее в серых тонах или в цвете. Путем систематической съемки района на регулярной сетке координат можно построить радиолокационное изображение грунта. Получаемые с помощью ППР изображения отображаются в двумерном формате, используя горизонтальную ось (x или y) и ось глубины (z), или в формате горизонтальной плоскости (x, y) на заданной глубине (z), или как трехмерная реконструкция. Данные, получаемые с помощью ППР, можно разделить на А-«скан», В-«скан» или С-«скан» в зависимости от плоскости изображения (обратите внимание, что они не те же самые А-, В- и С-«сканы», что используются в традиционных РЛС). А-«скан» ППР является измерением в отдельной фиксированной точке пространства, которое представляется амплитудой (y) и дальностью (x). В-«скан» является представлением, обычно в серых тонах или с условной расцветкой интенсивности плоскости (x, z или y, z)

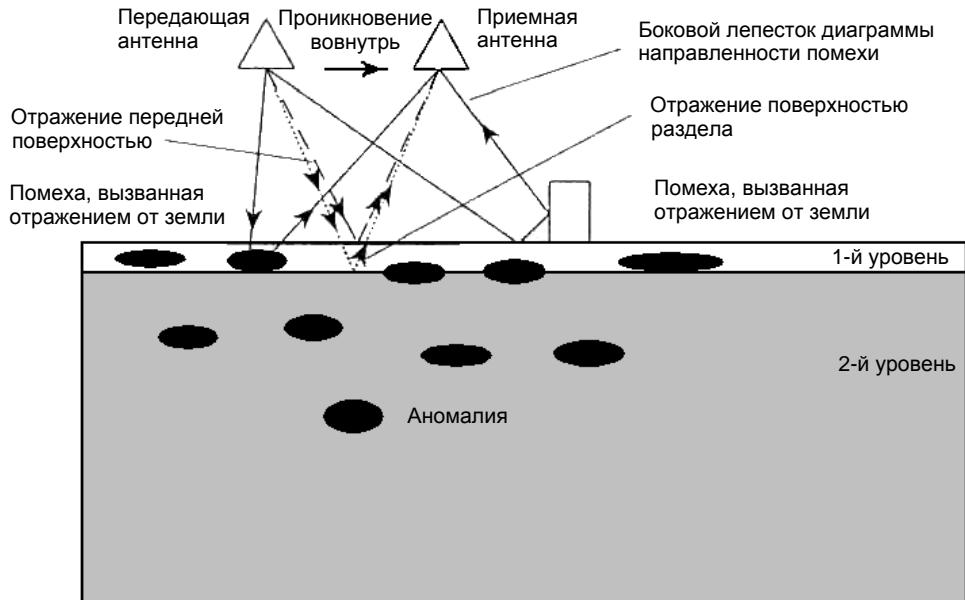


Рис. 21.3. Общая схема работы ППР-системы, показывающая цели и источники помех (материал любезно предоставлен IEE)

сканирования, тогда как С-«скан» представляет горизонтальную плоскость (x, y) на заданной глубине (z). Альтернативным образом ППР может иметь конструкцию, позволяющую использовать звуковую сигнализацию для предупреждения о присутствии цели при передвижении системы ППР.

Изображение цели, получаемое с помощью ППР, сильно отличается от ее оптического изображения, поскольку длина волны радиолокационной засветки аналогична размеру цели. Этот результат значительно больше низкого по четкости изображения ППР, который к тому же сильно зависит от характеристик пропускания сигнала грунтом. Диаграмма направленности антенны этой системы имеет широкую протяженность в диэлектрике, и это сильно снижает пространственное разрешение изображения, если не выполнять корректировку. Рефракция и анизотропные характеристики грунта также могут вносить искажения в получаемое изображение. Для некоторых систем, рассчитанных на большие дальности зондирования, методика обработки синтезированной апертуры применяется в целях оптимизации получаемого изображения и будет описана позже.

Необработанное изображение, получаемое системой ППР, часто содержит «яркие пятна», появление которых вызвано многократными внутренними отражениями, а также искажением формата изображения цели из-за изменения скорости распространения. Симметричные цели, такие как сферы или трубы, вызывают миграцию отраженной энергии по гиперболической схеме. Изображение, полученное с помощью ППР, можно обрабатывать для компенсации этих эффектов, и это обычно выполняется автономным образом. Можно сконструировать ППР для обнаружения специальных целей, таких как границы раздела в дорогах, трубах и кабелях, с помощью поляризованного излучения и локализовать такие объекты как кубы, сферы и цилиндры. Системы ППР способны обнаруживать объекты, возраст которых превышает многие сотни лет; поэтому будущая строительная площадка должна оставаться нетронутой экскаваторами до выполнения съемки местности, чтобы можно было сохранить исходную информацию.

Упрощенная схема различных источников помех в окружающей ППР среде приводится на рис. 21.3, и можно видеть, что разделение различных сигналов является ключом к идентификации нужного сигнала.

Неизбежно существование некоторых заявлений о возможностях ППР, которые просто выходят за область известной физики, и они, как представляется,

были раздуты некоторыми представителями средств массовой информации. Было сделано заявление, что определенная система ППР и ее оператор могут обнаружить цель размером с шарик для гольфа на глубине восьми метров. Очевидно, что длина волн, способная проникнуть в грунт на восемь метров, будет намного больше, чем цель размером с шарик для гольфа, так что ЭПО этой цели превратится в ничтожно малую величину, или шум. Убедительность заявителя и отсутствие понимания основ физики со стороны некоторых потенциальных пользователей дали возможность серьезно рассматривать такого рода заявления. Также делались заявления, что разработана система ППР, «которая может давать трехмерные изображения объектов до глубины в 45,7 м под поверхностью земли или моря». Такое устройство даст возможность идентифицировать подземные объекты оружия, например, в Ливии, Ираке и Северной Корее. Возможности обнаружения целей под водой также могут быть использованы для проверки соглашений относительно подводных лодок и ядерных вооружений, расположенных на морском дне. Вопрос, насколько хорошо сигнал ППР будет проходить в морской воде, очень интересный, принимая во внимание ослабление морской водой сигнала на радиолокационных частотах. Тщательный анализ некоторых из сделанных заявлений относительно одной и той же РЛС был опубликован Тулеем [19] и представляет собой интересный для чтения материал.

21.2. Физика распространения радиоволн в материалах

Введение. Традиционные радиолокационные системы обычно незначительно подвержены влиянию характеристик прохождения радиолокационных сигналов в среде, за исключением дождя, в спектре поглощения атмосферой или в слоях ионизированной атмосферы. Это определенно не относится к случаю систем ППР, для которых среда прохождения сигнала может быть неизотропной, диэлектрической и с высокими потерями, а также состоять из слоев. Поэтому очень важно понимать характеристики распространения сигнала в почве и других материалах, и в этом разделе описываются ключевые особенности физики прохождения радиосигналов в различных материалах.

Уравнения Максвелла являются основой рассмотрения процесса распространения электромагнитных волн. В свободном пространстве магнитная восприимчивость и электрическая проницаемость являются постоянными, то есть они не зависят от частоты и среда не является дисперсионной. В диэлектрике с нулевым тангенсом угла потерь никакие потери, обусловленные ослаблением, не принимаются во внимание, и поэтому здесь не рассматривается ослабление, которое происходит в реальной диэлектрической среде.

Если к материалу приложено переменное электрическое поле, отдельные молекулы будут втянуты во вращение колебательного типа вокруг оси через их центры, при этом инерция молекул будет препятствовать их мгновенному реагированию. Аналогичным образом могут происходить эффекты поступательного движения. Поляризация, создаваемая приложенным полем (как в случае распространения радиолокационной волны), тесно связана с тепловой подвижностью молекул и поэтому сильно зависит от температуры. Обратите внимание, что поляризация в данном контексте отличается от поляризации электромагнитных волн. В общем случае время релаксации (которое можно выразить через частоту релаксации) зависит от энергии активации, собственной частоты колебаний поляризованных частиц и от температуры. Частоты релаксации колеблются в широких пределах для различных материалов.

Например, максимальное поглощение происходит при очень низких частотах во льду (10^3 Гц), тогда как это имеет место в воде в микроволновом диапазоне (10^6 – 10^{10} Гц); таким образом, влияние этого явления может иметь непосредственное отношение к диэлектрическим свойствам материалов на частотах, используемых ППР, особенно если в материале содержится влага. Имеется целый ряд других механизмов, которые вызывают разделение положительно и отрицательно заряженных ионов, приводящее к электрической поляризации. Эти механизмы

могут быть связаны с ионической атмосферой, окружающей коллоидные частицы (особенно материалы глины) и поглощенной водой и эффектами пористости, а также межфазовыми переходами между частицами.

Общий вид модели, которая описывает частотную зависимость подобных систем, представлен уравнением релаксации Дебая [20]:

$$\epsilon' - i\epsilon'' = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + i\omega\tau}, \quad (21.1)$$

где ϵ' — действительная часть диэлектрической проницаемости, ϵ'' — мнимая часть диэлектрической проницаемости, ϵ_∞ — высокочастотная предельная величина проницаемости, ϵ_s — низкочастотная предельная величина проницаемости, ω — угловая частота, равная $2\pi f$, τ — постоянная времени релаксации. Частота максимального движения и потерь имеет место при $\omega = 1/\tau$.

В общем случае одиночные релаксации редко наблюдаются в естественных системах. Вместо этого имеют место распределения релаксаций, отвечающих распределениям масштабов размеров, которые оказывают влияние на движение заряда. Имеется несколько уравнений, описывающих подобные возмущенные системы с наиболее распространенными экспериментальными наблюдениями в соответствии с моделью Коула и Коула [21]:

$$\epsilon' - i\epsilon'' = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (i\omega\tau)^\alpha}, \quad (21.2)$$

где α описывает ширину постоянного по времени распределения, начиная от одиночной релаксации, $\alpha = 1$ до бесконечно широкого распределения, $\alpha = 0$ с общим процессом. Различные процессы поляризации могут быть описаны сериями уравнений Коула—Коула с различными значениями α и другими параметрами.

Электромагнитные свойства подземной цели должны отличаться от окружающей цель почвы или материала, и это означает, что, в первую очередь, ее относительная диэлектрическая постоянная должна быть значительно меньше или больше, чем основного грунта. Обычно большинство почв обладают относительной диэлектрической постоянной, которая находится в интервале от 2 до 25. Пресная вода имеет относительную диэлектрическую постоянную, примерно равную 80. Следует отметить, что грунт и поверхность Земли, вероятней всего, неоднородны и содержат включения прочих пород различного размера, а также искусственные отходы. Это предполагает, что характеристика отклика датчика на помехи, вероятно, является важным фактором эффективности функционирования системы. Помехи можно рассматривать как любой отраженный сигнал, который не связан с нужной целью и который необходимо определить с учетом конкретной задачи.

Ослабление. Распространение электромагнитных волн через естественную среду сопровождается потерями в отношении напряженности электрического (Е) или магнитного (Н) полей. Это вызывает ослабление первоначальной электромагнитной волны. Плоские волны являются хорошим приближением к реальным волнам во многих практических ситуациях. Более сложные фронты электромагнитных волн можно рассматривать как суперпозицию плоских волн, и этот метод можно использовать для того, чтобы разобраться с более сложными ситуациями. Для большинства представляющих интерес для ППР почв магнитный отклик слабый, и его необходимо рассматривать как комплексную величину в отличие от магнитной проницаемости и электропроводности. Однако для определенного типа почв, например происходящих от вулканических пород или почв с высоким содержанием ионов, необходим полный учет магнитных свойств. В случае диэлектрических материалов, вызывающих значительное затухание, как проводимость, так и диэлектрические свойства обуславливают поглощение электромагнитного излучения.

Свойства электромагнитных материалов, которые описывают подобные системы, содержатся в комплексной константе распространения γ :

$$\gamma = ik = \alpha + i\beta, \quad (21.3)$$

где γ — константа распространения; k — волновое число ($2\pi / \lambda$); α — константа ослабления [непер/м]; β — фазовая постоянная [радиан/м].

Напряженность поля на расстоянии z от источника дается соотношением

$$E(z, t) = E_0 \cdot e^{-\alpha \cdot z} \cdot e^{j(\omega \cdot t - \beta \cdot z)}. \quad (21.4)$$

Длина волны λ в среде, выраженная в метрах, равна

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\nu}{f}, \quad (21.5)$$

где f — частота в Гц.

Потери в таких системах описываются в терминах тангенсов углов потерь, δ , между электрическим и магнитным полями. Тангенс электрических потерь задается выражением $\operatorname{tg}\delta_e = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} + \frac{\sigma}{\omega\epsilon'}$, которое можно упростить для материалов с низкими потерями:

$$\operatorname{tg}\delta_e \approx \frac{\sigma}{\omega\epsilon'}, \quad (21.6)$$

представляя сумму переноса зарядов и потери поляризационной релаксации и фазовый угол между электрическим полем и плотностью тока. Глубина проникновения поля или длина ослабления составляет $1/\alpha$ [м]; это расстояние проходимое радиосигналом, при котором его амплитуда вследствие ослабления уменьшается в $1/e$ раз. Данное расстояние, известное как глубина d скин-слоя, и дает первонаучальное представление о глубине полезного проникновения ППР-системы, хотя в некоторых средах полезная дальность может быть больше.

Отдельные константы проникновения можно записать в виде

$$\alpha = \omega \sqrt{\left[\frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} - 1 \right]}; \quad \beta = \omega \sqrt{\left[\frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} + 1 \right]},$$

где α — коэффициент ослабления, β — фазовая постоянная, ϵ''/ϵ' — безразмерный коэффициент, который чаще всего называют тангенсом потерь в материале.

В рассматриваемом подходе не учитывается тангенс электромагнитных и магнитных потерь, которые следует учитывать в особых случаях.

Из приведенного выше выражения можно видеть, что константа ослабления материала связана с частотой (в $\text{дБ} \cdot \text{м}^{-1}$), в первую очередь линейным образом. При попытке определить тангенс потерь достаточно будет учитывать только проводимость при низких частотах в диапазоне от 10^7 до 10^{10} Гц. В случае сухого материала, обладающего небольшими потерями, может быть, разумно считать δ_e постоянной во всем этом частотном диапазоне. Однако для сырых материалов, вызывающих затухание, подобное приближение является неприемлемым. Существует ряд других факторов, которые оказывают влияние на эффективную глубину проникновения, особенно коэффициент отражения от искомой цели и степень подавления помех, на которую способна используемая система.

Оценка в первом приближении различных вкладов в потери сигнала может быть выполнена с использованием стандартного уравнения для максимальной дальности радиолокации, хотя его можно применять только для условий дальнего поля, которое поэтому имеет ограничения:

$$P_r = \frac{P_t \cdot A \cdot G \cdot \sigma \cdot k}{(4 \cdot \pi \cdot R^2)^2} \cdot e^{-\alpha \cdot 2R}, \quad (21.7)$$

где P_t — мощность излучения в ваттах; P_r — мощность принимаемого сигнала в ваттах; A — коэффициент усиления антенны; G — эффективная апертура антенны; R — дальность в метрах; α — ЭПО цели; k — калибровочный коэффициент.

Накапливаемые потери включают в себя коэффициенты прохождения излучения в грунте, потери на расходимость пучка, описываемые по закону R^{-4} для цели сечением в 1 м^2 , и потери за счет ослабления для грунта с r , равной 9, и $\operatorname{tg}\delta$, равным 0,1. Фиксированные потери включают в себя потери при прохождении излучения в почве и ЭПО цели, которая включает истинное ЭПО и потери при отражении от цели. Обратите внимание, что электропроводящий отражающий объект

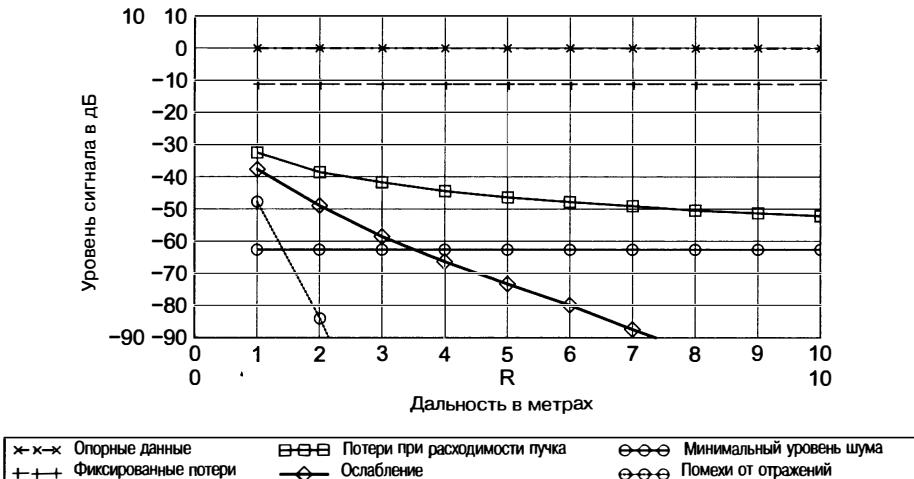


Рис. 21.4. Потери сигнала ППР в зависимости от дальности (материал любезно предоставлен IEE)

будет давать незначительные потери при отражении, тогда как непроводящий отражающий объект будет иметь высокие потери при отражении. На рис. 21.4 представлены результаты расчетов, выполненные от 1 до 10 метров, поскольку уравнение для максимальной дальности радиолокации не обеспечивает точных результатов при дальностях менее 1 метра, и целью этого описания является предоставление базового знакомства с оценкой первого порядка точности отраженного сигнала.

Отражение. В любой оценке уровня принимаемого сигнала необходимо учитывать коэффициенты отражения и пропускания, по мере того как волна проходит через диэлектрик к цели, и закон Снеллиуса описывает связанные с этим процессом углы падения, отражения, пропускания и преломления. При использовании материалов, вызывающих затухание, могут, в отличие от простого классического случая, возникать сложные углы преломления и могут потребоваться матрицы поляризации и Стокса для ориентированных объектов с большой степенью вытянутости, подобных трубам, проволоке и трещинам.

Входное полное сопротивление антенны η для среды представляет собой связь между напряженностью электрического поля E и магнитного поля H , которая является комплексной величиной и определяется выражением

$$\eta = \sqrt{\frac{-j\omega\mu}{\sigma - j\omega\epsilon}}. \quad (21.8)$$

На границе между двух сред часть энергии будет отражаться, а оставшаяся будет проходить через среду. Напряженность отраженного поля описывается коэффициентом отражения r :

$$r = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}, \quad (21.9)$$

где η_1 и η_2 являются полным сопротивлением первой и второй среды соответственно.

Коэффициент отражения имеет положительное значение, когда $\eta_2 > \eta_1$, как при существовании заполненной воздухом полости в диэлектрическом материале. Влияние формы импульса сводится к изменению фазы отраженного волнового пакета, так что цели с различными относительными диэлектрическими постоянными относительно основного материала показывают различные фазовые диаграммы направленности отраженного сигнала. Однако параметры распространения (относительная диэлектрическая постоянная и тангенс потерь) основного материала, геометрические характеристики цели и ее диэлектрические параметры воздействуют на амплитуду отраженного сигнала.

Помехи. Основной сложностью функционирования ППР-систем является присутствие помех внутри материала. Помеха определяется как источник нежелательных отражений, которые происходят в пределах эффективной полосы пропускания и окна радиолокационного поиска и представляются как пространственно когерентные отражающие объекты. Определение помех очень сильно зависит от требуемой цели. Оператор ППР-системы, занимающийся поиском труб, может классифицировать границы раздела между слоями дороги как помеху, тогда как оператор системы, измеряющей толщину слоев дорожного покрытия, может считать трубы и кабели источниками помех. Точное понимание этих факторов крайне важно при выборе и эксплуатации наилучшим образом подходящей системы и алгоритмов обработки получаемых данных. Помехи могут полностью маскировать подземную цель, и очень важно понимание их источника и оказываемого влияния на радиолокационную систему.

Поляризация. Полное описание ЭПО цели содержит описание характеристик поляризационного рассеяния (не одно и то же с молекулярной поляризацией). Поляризующие свойства целей описываются параметрами Стокса, а координаты поляризации могут быть представлены на сфере Пуанкаре. Все эти особенности хорошо описываются в работах по оптике и электромагнитной теории. Они дают возможность описать состояние электромагнитной волны в терминах линейной, эллиптической и круговой поляризации (вращающейся против часовой стрелки и по часовой стрелке). Хорошо известно, что протяженные цели, такие как проволока, действуют как деполяризующие объекты и что линейно поляризованный антenna из скрещенных симметричных вибраторов, вращающихся вокруг оси, перпендикулярной к протяженным целям, таким как проволока или труба, создает синусоидальные изменения в принимаемом сигнале. Однако нулевые точки являются определенным недостатком, потому что оператору необходимо выполнять два отдельных повернутых по оси измерения в каждой точке, чтобы убедиться в обнаружении труб с неизвестной ориентацией. Привлекательным методом является излучение волны с круговой поляризацией, которая автоматически поворачивает поляризованный вектор в пространстве и тем самым удаляет направление нулей сигнала. Эти методы можно использовать для различия в пользу цели. Например, волна с круговой поляризацией при правостороннем вращении (RHCP — Right-Handed Circularly Polarized wave) будет отражена от плоской поверхности, как и волна с круговой поляризацией при левостороннем вращении (LHCP — Left-Handed Circularly Polarized wave), но некоторая доля RHCP будет отражаться от тонкой трубы или проволоки. Это позволяет сократить отражение от поверхности Земли, одновременно усиливая отражение от тонкой трубы или проволоки.

Скорость. Скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве составляет примерно $3 \times 10^8 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$, но она замедляется в материале в зависимости от его относительной диэлектрической проницаемости и относительной магнитной проницаемости. Скорость распространения электромагнитной волны в почве с ϵ_r , равной 9, будет замедлена до $1 \times 10^8 \text{ м} \cdot \text{с}^{-1}$. Время до цели с дальностью в 1 м поэтому составит 20 нс, а системы ППР функционируют во временном интервале между несколькими наносекундами до 200 нс, хотя некоторые системы для зондирования через толщу льда могут использовать диапазон до нескольких десятков миллисекунд.

В общем случае можно произвести надежные оценки скорости распространения или относительной проницаемости в среде из отдельного измерения без пробного выверливания отверстий (вставки пробы в предварительно выверленное отверстие) или на основе другой вспомогательной информации. Даже когда измерение выполняется в одном месте, часто оказывается, что значительные вариации в скорости будут иметь место в пределах относительно коротких дистанций от исходного положения. Это может привести к существенным ошибкам в оценке глубины отражающих объектов. Одна процедура, позволяющая преодолеть это ограничение, известна как съемка с помощью общей глубинной точки, которая использует две антенны в двухпозиционном режиме работы с рядом положений приема и передачи импульсов.

Скорость распространения дается соотношением $v = c \cdot (\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r)^{-1/2}$; тогда в материале с $\mu_r = 1$ скорость примет выражение $v = c / (\mu_r)^{1/2}$.

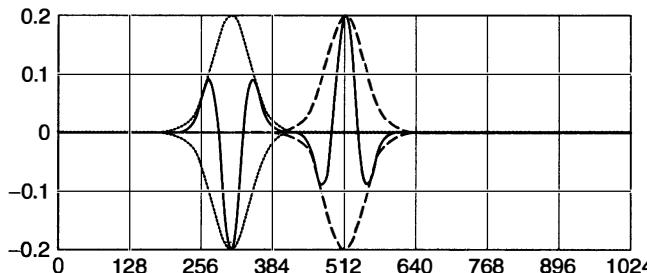


Рис. 21.5. Два разрешенных волновых пакета Рикера

Фазовая скорость задается выражением $v = \omega/\beta$, при этом

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} + 1}. \quad (21.10)$$

Фазовая скорость также зависит от коэффициента ϵ''/ϵ' , который тоже является тгд.

Скорость можно также получить из многочисленных измерений рассеяния над целью, но это хорошо работает только в относительно ненасыщенных объектами ситуациях, когда среда не имеет анизотропных характеристик.

Дисперсия. Зависимость от частоты диэлектрических свойств материала приводит к тому, что фазовая скорость частоты гармонической составляющей широкополосного сигнала имеет различные значения скорости распространения. Поэтому наблюдаются изменения в скорости распространения с частотой. Диэлектрики, демонстрирующие это явление, называются дисперсионными. В этой ситуации различные компоненты частоты в пределах широкополосного радиолокационного импульса будут перемещаться при несколько различных скоростях, вызывая изменения формы импульса со временем. Однако характеристики распространения радиолокационных сигналов октавной полосы частот в большей части материалов земной коры остаются в значительной степени незатронутыми дисперсией. Во многих случаях потенциальные изменения скорости распространения волны в представляющем интерес частотном диапазоне незначительны и ими можно пренебречь.

Разрешение по глубине. Для традиционных радиолокационных систем считается приемлемым, чтобы две идентичные цели были разделены по дальности; это происходит, если они отстоят друг от друга на 0,8 ширины. В оптике лорд Рэлей предложил определять разрешающую способность прибора условием, что главная интенсивность одной компоненты совпадала бы с первым минимумом интенсивности другой компоненты. Многие импульсы ППР принимают форму волнового пакета Рикера (дифференциал второго порядка гауссова импульса), и пример двух таких импульсов от целей показан на рис. 21.5, где изображены оба импульса и их огибающие. Если цели находятся ближе, как это показано на рис. 21.6, то становится труднее разрешать фактические импульсы, поскольку два сигнала могут быть обусловлены резонансом, созданным одиночной целью (хотя при этом все еще возможно различить их огибающие). Поэтому в случае импульсов с огибающими, не имеющими минимума, критерий разрешения в 0,8 ширины импульса может оказаться оптимальным.

Важно то, что разрешение по дальности определяется шириной полосы принимаемого сигнала. Ширина полосы приемника, превышающая 500 МГц и обычно равная 1 ГГц, требуется для обеспечения типичного разрешения в диапазоне от 5 до 20 см в зависимости от относительной диэлектрической проницаемости материала.

Когда может быть одновременно несколько целей, требуется сигнал, имеющий большую полосу пропускания, чтобы быть в состоянии разделить друг от друга различные цели и показать подробную структуру цели. В этом контексте важную роль играет ширина именно полосы принимаемого сигнала, а не передаваемого

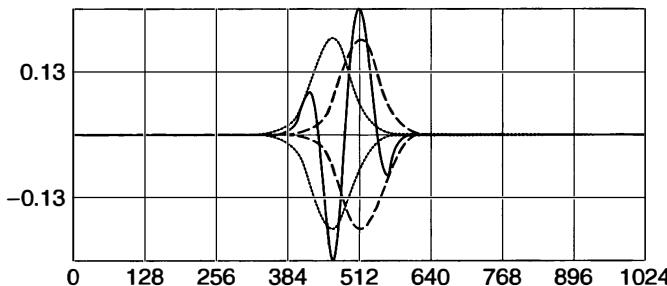


Рис. 21.6. Два неразрешенных волновых пакета Рикера

волнового пакета. Материал действует как фильтр нижних частот, который изменяет передаваемый спектр в соответствии с электрическими свойствами пропускающей среды. Имеется ряд областей применения ППР, таких как измерение толщины слоев дорожного покрытия, когда интерес представляет только поверхность раздела. При таких обстоятельствах можно достаточно точно определить глубину, измеряя промежуток времени между передними кромками принимаемых волновых пакетов при условии, что точно известна скорость распространения радиоволны.

Хотя во влажных материалах достигается высокое разрешение для заданной полосы пропускания передаваемых импульсов (в связи с меньшей длиной волны в материалах с высокой диэлектрической проницаемостью), материалы грунта со значительным содержанием влаги обладают высоким ослаблением радиоволн. Эта характеристика снижает эффективность полосы пропускания, стремясь сбалансировать это изменение таким образом, что в пределах определенных границ разрешение почти не зависит от потерь внутри пропускающего излучение материала.

Там, где поверхности раздела расположены ближе, чем на расстоянии в половину длины волны, отраженный от одной поверхности раздела сигнал станет трудно различить от сигнала, отраженного от другой.

Следует заметить, что обычный радиолокационный критерий для разрешения по дальности меньше подходит для случая, когда слабо отражающая цель примыкает к цели с сильным отражением, и в этом случае не существует принятого определения разрешения (для неравных по размеру целей).

Разрешение по горизонтали. Горизонтальное (в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения) разрешение ППР-системы имеет значение, когда производится поиск локализованных целей, при этом необходимо разделить их между собой на одной и той же глубине. Если требование относится к точности локализации, которая в первую очередь является функцией топографической съемки, системные требования в этом случае не будут большими.

Горизонтальное разрешение определяется характеристиками антенны и используемым методом обработки сигналов. В общем случае радиолокационным системам (кроме РЛС с синтезированной апертурой) для достижения приемлемого горизонтального разрешения требуется антенна с высоким коэффициентом усиления. Это приводит к необходимости использования достаточно больших апертур при низких радиолокационных частотах. Для того чтобы можно было использовать антенну небольшого размера с высоким коэффициентом усиления, необходима высокая несущая частота, которая может не проникать в материал на достаточную глубину. При выборе оборудования для конкретного применения необходим компромисс между горизонтальным разрешением, размером антенны, объемом обработки сигнала и способностью проникать в материал. Горизонтальное разрешение повышается с ростом ослабления, если имеется достаточный сигнал для его выделения при наличии преобладающих помех. В среде с низким ослаблением разрешение, получаемое при горизонтальном сканировании, ухудшается, но только при таких условиях метод синтезированной апертуры повышает горизонтальное разрешение. Важно то, что ослабление грунтом имеет эффект помещения «окна» поперек синтезированной апертуры, и чем выше ослабление, тем более строго происходит отбор этим окном. Поэтому в почвах с высоким ослаблением

методики синтезированной апертуры могут не обеспечить какого-либо значительного улучшения характеристик ППР-системы. Методики синтезированной апертуры очень часто использовались для ППР-систем в сухих почвах с низким ослаблением.

Методики синтезированной апертуры обычно требуют измерений, выполненных с применением пары передатчика и приемника в нескольких положениях антенны для получения синтезированной апертуры или для фокусировки изображения. В отличие от традиционных РЛС, которые обычно используют одну антенну, большинство ППР-систем используют отдельные антенны для приемника и для передатчика, чтобы обеспечить изоляцию приемника. Специалисты, занимающиеся ППР-системами, называют это двухпозиционным режимом, хотя фактически антенные системы близко расположены и являются мобильными. Это отличает их от традиционных радиолокационных систем, которые ассоциируются с термином «двуухпозиционные системы» при большом разнесении.

21.3. Моделирование

Модели ППР охватывают весь диапазон расчетов простой оценки потерь при прохождении сигнала в среде на одной частоте до полных трехмерных описаний временной области и окружающей ее среды ППР. Методы моделирования включают одночастотные модели, модели для измерений временных характеристик, построения хода луча, интегральные методы, метод моментов (MoM) и методы дискретных элементов. Метод конечных разностей во временной области (FDTD – Finite-Difference Time-Domain) стал одним из популярных методов и может быть разработан для использования на относительно мощных настольных ПК.

Следует заметить, что ППР-системы часто работают в тесном контакте с землей и очень близко к цели. Так что антenna излучает в ближнем поле, тогда как некоторые геофизические системы работают на больших дальностях (от 10 м до 2 км) и можно считать, что они работают во френелевской или даже фраунгоферовой области (поле дальней зоны). Когда цель находится близко к антenne, она взаимодействует с полями индукции антенн и точные модели должны отражать этот режим работы.

Большинство базовых моделей используют уравнение максимальной дальности радиолокации и могут оценить уровень принимаемого сигнала, динамический диапазон и вероятность обнаружения цели. Их значительной слабостью является то, что большинство систем ППР ближней дальности работают в зоне индукции антennы, тогда как эта модель предполагает режим поля дальней зоны. Возможно, они больше подходят к геофизическим задачам с большой дальностью, когда цель находится на расстоянии в несколько десятков метров от радиолокационной системы.

Многие приемники ППР первоначально базировались на методике стробоскопического осциллографа, и переход на использование напряжения стал экспериментально более оправданным. Большинство базовых моделей для оценки уровня сигнала в вольтах были получены из уравнения максимальной дальности радиолокации, у которого есть уже указанные выше ограничения. Однако это уравнение дает возможность оценки в первом приближении ожидаемых уровней сигнала, и один пример приводится в этом разделе. Модель базируется на уравнении для напряжения приемника как функции зависимости от дальности r и ЭПО цели σ и приводится в работе Рутледжа и Муха [31].

В первой модели, приведенной на рис. 21.7, антenna установлена на высоте 15 см над целью (диэлектрические цилиндры толщиной в 1 см, меняющиеся по диаметру от 0,05 до 0,5 м). Цель имеет значение $\epsilon_r = 2,2$, почва – $\epsilon_r = 5$ и $\text{tg}\delta = 0,2$. Излучаемые импульсы имеют несущую частоту в 1 ГГц и пиковое напряжение выходного импульса, равное 10 В. Радиолокационный приемник имеет эквивалентную полосу пропускания от 300 МГц до 3 ГГц и эквивалентное напряжение шума приемника в $2,49 \cdot 10^{-5}$ В.

Вероятность обнаружения (PD – Probability of Detection) получается из функции ошибок отношения сигнала к шуму, как показано на рис. 21.8. Заметьте, что эти значения относятся только к шуму приемника и не включают внешних источников ложных сигналов, обусловленных помехами.

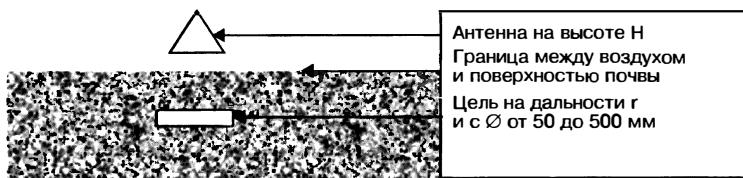


Рис. 21.7. Физическое размещение системы ППР (материал любезно предоставлен IEE)

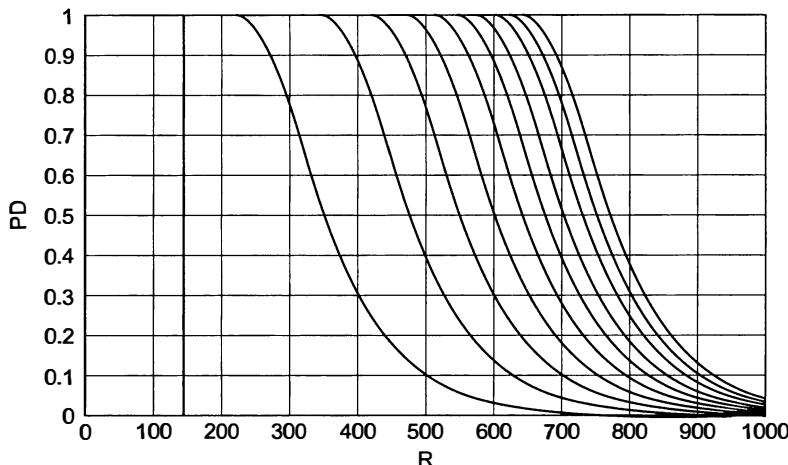


Рис. 21.8. График зависимости вероятности обнаружения от дальности цели (мм) и диаметра цели (50 мм с левой стороны и 500 мм с правой с шагом приращения в 50 мм). Поверхность Земли показана вертикальной линией (материал любезно предоставлен IEE)

Большая часть базовых моделей соответствует эквивалентной линии передачи, и они могут быть полезны для измерений временных характеристик в реальной ситуации. Концептуально простую модель можно использовать, чтобы подобрать оптимальную несущую рабочую частоту, которая показана на рис. 21.9.

Каждый слой моделируется как эквивалентное полное сопротивление, и для каждой поверхности раздела вычисляются коэффициенты пропускания и отражения. Были включены скорость распространения волны и ее потери при прохождении в материале, хотя не были включены потери за счет расходимости пучка.

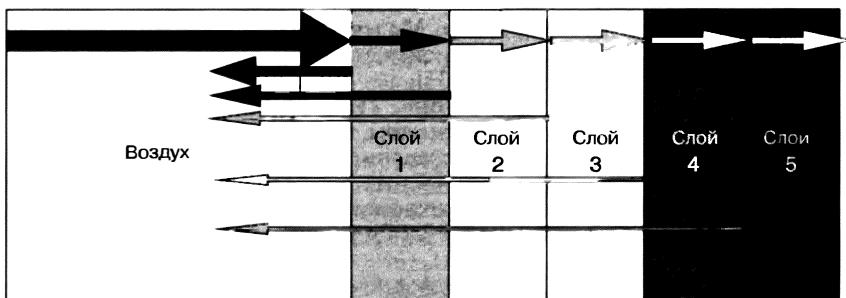


Рис. 21.9. Модель расположения линии передачи (материал любезно предоставлен IEE)

Причина этого в том, что принимаемый А-«скан» обычно имеет меняющийся со временем коэффициент усиления, используемый приемником при обработке сигнала, и включение потерь за счет расходимости пучка, а также их последующая компенсация являются неэффективным использованием модели. При моделировании рассчитывается только первое отражение, хотя внутри каждого слоя будут появляться многократные отражения, и полная модель должна это учитывать. Параметры слоев приведены в табл. 21.3.

Таблица 21.3. Характеристики слоев для модели линии передачи

Слой	Дальность, м	Отн. диэлек. постоянная ϵ_r	Тангенс потерь	Материал
0	0	1	0	Воздух
1	0,3	6	0,31	Слой с большими потерями
2	0,6	1	0	Воздушная полость
3	0,85	9	0,01	Подстилающий слой
4	1	16	0,1	Влажное основание
5	бесконечная	25	0,1	Влажное скальное основание

Результаты моделирования представлены на рис. 21.10 и 21.11.

Методы конечных разностей во временной области (FDTD) можно использовать для моделирования распространения поля для типичных ППР-систем. Используемая для этих целей антенна резистивно нагружена рупором поперечных электромагнитных колебаний (TEM-рупором) согласно описанию Мартеля и др. [23]. Она имеет длину в 35 см с апертурой от 10 до 30 см. TEM-рупор имеет сверхширокую полосу от 200 МГц до 4 ГГц. Он располагается над металлическими подземными целями, как показано на рис. 21.12. Расстояние между апертурой рупора и поверхностью раздела воздух–земля составляет 25 см (в отличие от более ранней модели). Модельной целью является цилиндр с радиусом 3,5 см и высотой в 5 см. Он был неглубоко зарыт в землю, примерно на глубину в 2,5 см.

Земля моделируется как однородный материал с затуханием и с относительной проницаемостью, равной 13, электропроводностью в 0,005 См/м (Сименс/м). Граница раздела воздух–земля предполагается абсолютно плоской.

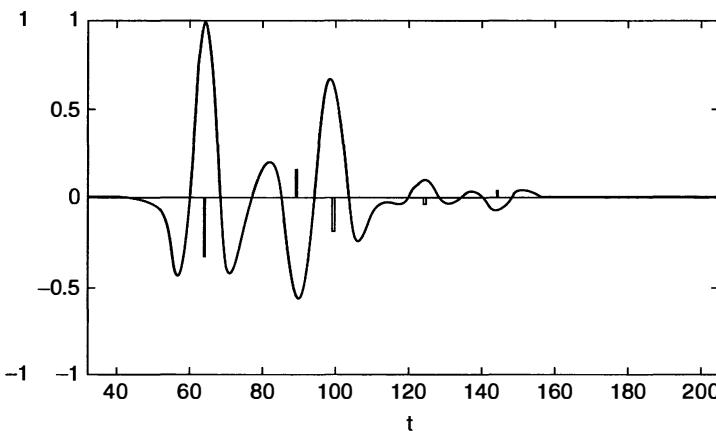


Рис. 21.10. Имитация А-«скана» на несущей частоте в 300 МГц (материал люксено предоставлен IEE)

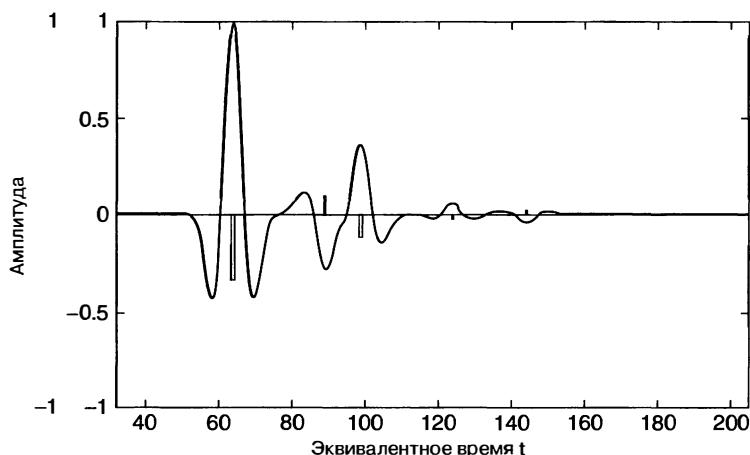


Рис. 21.11. Имитация А-«скана» на несущей частоте в 500 МГц (материал любезно предоставлен IEE)

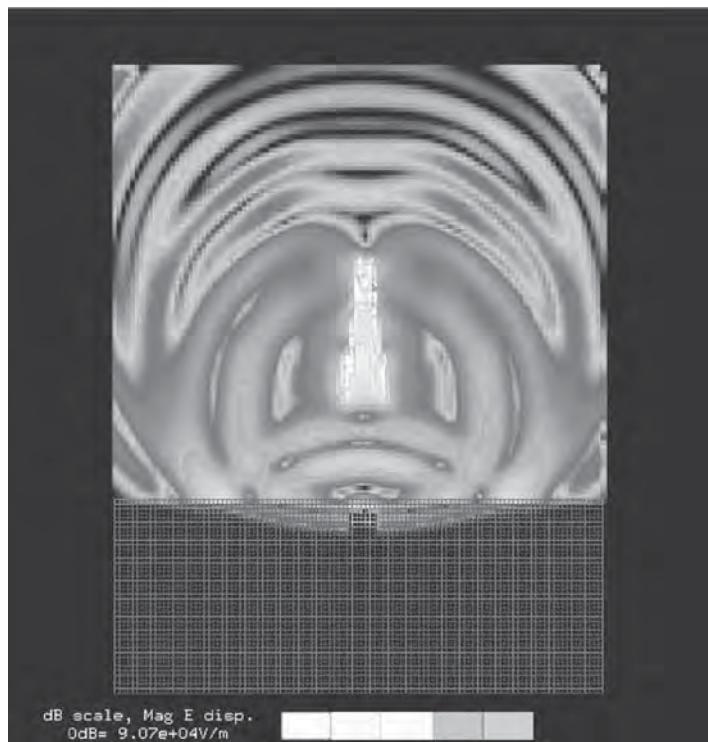


Рис. 21.12. Электрическое поле, нанесенное на вертикальную секущую плоскость после отражения от земли (материал любезно предоставлен IEE)

Из графика поля можно определить конструкцию антенны и область сильной напряженности поля на внутренней пластине горна. Также виден закопанный объект. Основное отражение от границы раздела воздух–земля отчетливо видно возвращающимся назад к антенне. Кроме того, начинает формироваться более

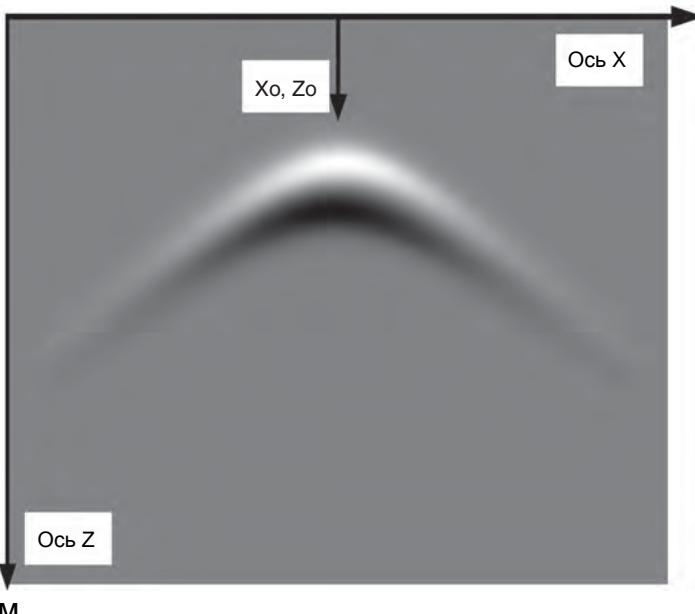


Рис. 21.13. Типичное гиперболическое изображение данных ППР от отражающего объекта с круглым поперечным сечением (материал любезно предоставлен IEE)

слабое отражение, исходящее от закопанного объекта и следующее по времени сразу за отражением от границы воздух—земля. Это типичная система ППР для измерения временных характеристик. Кроме того, можно наблюдать и другие физические явления, такие как потери при прохождении сигнала в свободном пространстве и снижение скорости распространения в почве.

Следует отметить, что процесс физического сканирования антенной системы над целью создает гиперболическое изображение цели, как это показано на рис. 21.13. Для двухмерного случая (x — положение на поверхности и z — глубина цели) материала с известной постоянной скоростью измеренное время до точки отражающего объекта обозначено как t , а расстояние до точки отражающего объекта определяется как $z = vt/2$. В любом положении вдоль оси x расстояние z задается выражением

$$z_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + z_0^2}. \quad (21.11)$$

Из этого уравнения видно, что измеренный фронт волны проявляется в виде гиперболического изображения или кривой с максимальной выпуклостью. Для удаления или перемещения сегмента временной выборки А-«скана» на вершину кривой максимальной выпуклости можно использовать метод миграции. Гиперболическая кривая должна быть достаточно отделена от других объектов, и требуется высокое отношение сигнала к шуму для того, чтобы этот метод хорошо работал.

21.4. Свойства материалов

Определение диэлектрических свойств материалов поверхности Земли осуществляется в большой степени экспериментально. Горные породы, почвы и бетон относятся к сложным материалам, состоящим из многих различных материалов в широко меняющихся пропорциях, а их диэлектрические параметры могут сильно отличаться даже внутри материалов, которые являются номинально схожими. Большая часть материалов поверхности Земли содержит влагу, обычно с некоторой

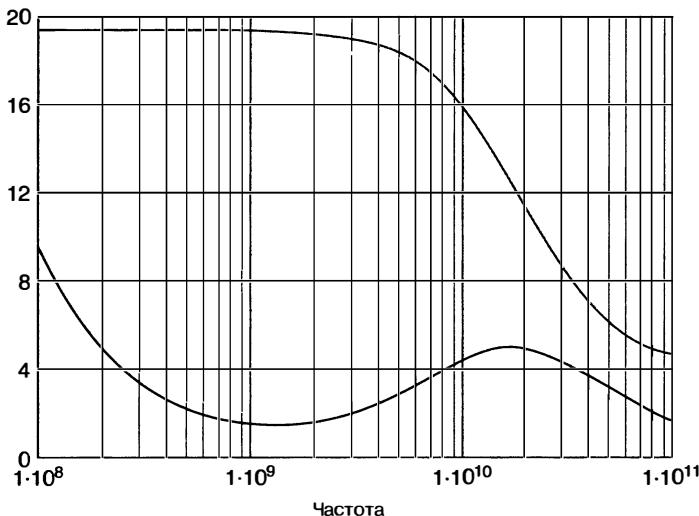


Рис. 21.14. Диэлектрические свойства ϵ' (вверху) и ϵ'' (внизу) почвы с затуханием в зависимости от частоты (материал любезно предоставлен IEE)

степенью солености. Поскольку относительная проницаемость воды составляет примерно 80, даже незначительные объемы воды вызывают значительное повышение относительной проницаемости материала. Большое количество публикаций посвящено исследованию взаимосвязи между физическими, химическими и механическими свойствами материалов и их электрическими и в особенности микроволновыми свойствами. В общем случае авторы стремились разработать подходящие модели, чтобы связать свойства материалов с их электромагнитными характеристиками. Такие модели обеспечивают основу для понимания поведения электромагнитных волн внутри определенной среды. Действительные и мнимые диэлектрические потери в зависимости от частоты можно изобразить графически в пределах широкого диапазона частот, и типичный результат такой работы приводится на рис. 21.14.

Информацию относительно геологических свойств почв можно найти в справочнике «Цифровая карта почв мира» и на CD-диске «Извлеченные свойства почв», которые опубликованы Организацией по пищевым и сельскохозяйственным продуктам ООН. Эти публикации содержат десять листов карт мира с данными, позволяющими проводить классификацию по таким параметрам, как pH (концентрация ионов водорода), содержание органического углерода, отношение C/N (углерода к азоту), минералогия глин, глубина почвенного слоя, влагоемкость почвы и класс осушения почв. Такая информация полезна при оценивании возможностей радиочастотных методов и в особенности ППР для конкретных географических регионов.

Понимание свойств почвы дает системам ППР два преимущества. Первое преимущество состоит в подборе ППР к определенным типам почв и, как следствие, в использовании ППР для обнаружения подземных целей, таких как трубы, кабели, мины и т.п. Второе состоит в применении ППР для получения характеристик почв и их свойств.

ППР может дать подробную карту недр, которая при объединении с традиционными методами съемки почв предоставляет информацию о типе почвы, ее внутренней протяженности и глубине залегания, уроне грунтовых вод, слоистости и особенностях почвы, а также ее локальной геологии и истории образования.

ППР использовался в США службой охраны министерства сельского хозяйства и природных ресурсов (USDA-NRCS — U.S. by the Department of Agriculture-Natural Resources Conservation Service) в качестве инструмента контроля качества при составлении карт почвенного покрова и исследований. Использование

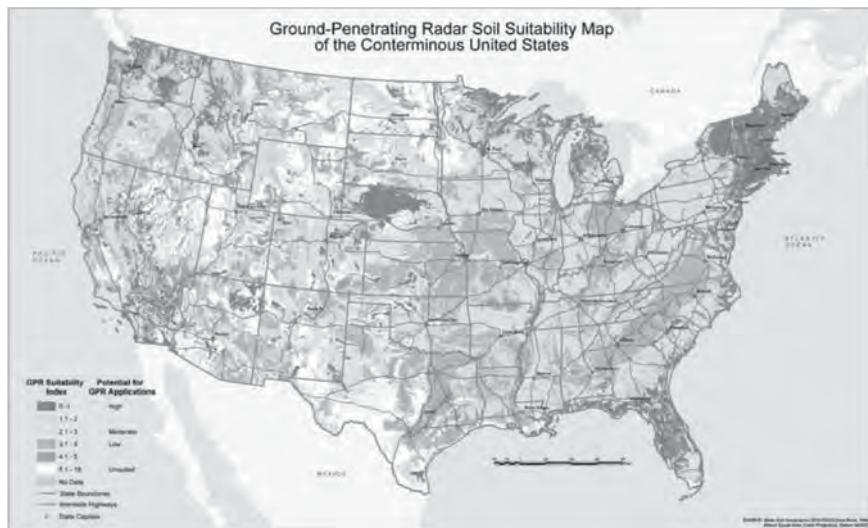


Рис. 21.15. Карта пригодности почв континентальной части США, полученная с помощью ППР (материал любезно предоставлен USDA-NRCS)

ППР для почвенной съемки дало информацию относительно почвенных ресурсов, которую невозможно или нерационально было получить другими способами. Пример полученных результатов из этой работы приводится на рис. 21.15.

21.5. ППР-системы

Выбор конструкции системы в большой степени определяется типом цели, требуемым разрешением и ожидаемым ослаблением землей и помехами. Диапазон рабочих глубин радиолокационных систем, после того как был выбран определенный диапазон частот, в первую очередь, следует определить, опираясь на ослабление грунтом. Однако можно показать, что значительные вариации (10–30 дБ) в чувствительности конкурирующих конструкций системы фактически приводят к относительно небольшим изменениям глубины проникновения в почвах, вызывающим затухание.

Выбор подходящей формы импульса для передачи, по крайней мере в отношении разрешения, можно рассматривать как функцию длительности комплексной огибающей сигнала. Выходной сигнал большинства сверхширокополосных радиолокационных систем может сравниваться в отношении представления формы импульса во временной области. Хотя все типы РЛС могут быть оценены не только по отношению сигнала к шуму и сигнала к помехам, но также путем сопоставления свойственной им чувствительности по дальности. Такая процедура раскрывает рабочие характеристики радиолокатора. Конструкция ППР-систем определяется методом модуляции, возможностью измерений временных и частотных характеристик и областью псевдослучайного кодирования, которые, вероятней всего, придется учитывать. Радиолокационные системы частотной области могут использовать либо шаговое приращение частоты, либо непрерывную линейную частотную модуляцию. Они передают на циклической основе сигнал с номинально постоянной амплитудой, чья частота линейно повышается от самого низкого до максимального значения.

Восстановление сигнала приемника из шума может быть получено с помощью традиционных полосовых пропускающих фильтров, или согласованного фильтра, или винеровского фильтра.

Основой работы согласованного фильтра является корреляция. Амплитуда каждой точки в выходном сигнале является мерой того, насколько хорошо ядро

фильтра согласуется с соответствующей частью входного сигнала. Выходной сигнал согласованного фильтра необязательно выглядит как детектируемый сигнал, но если используется согласованный фильтр, то форма сигнала цели должна быть уже известна. Согласованный фильтр является оптимальным в смысле того, что отношение пика выходного сигнала к шуму больше, чем можно было бы получить с помощью другого линейного фильтра. Он не всегда является лучшим фильтром, который следует использовать для формы импульсов временной области, где может требоваться точность воспроизведения выходного сигнала.

Фильтр Винера выделяет сигнал на основе его спектра частот. Усиление винеровским фильтром на каждой частоте определяется относительной величиной сигнала и шума на этой частоте. Фильтрация винеровским и согласованным фильтром должна осуществляться с помощью *свертки*, что делает их выполнение слишком медленным.

Приемник радиолокатора с согласованным фильтром обеспечивает оптимальную линейную обработку данных радиолокации при наличии шума. Радиолокационный сигнал обрабатывается фильтром, который взаимно коррелирован с принятым импульсом при наличии подходящего по времени задержки варианта пропущенного сигнала. Получаемый выходной сигнал приводит к выходному сигналу, в котором амплитуда последнего и его положение по времени задержки связаны с характеристикой цели радиолокатора. Этот тип приемника используется для обработки импульсов с линейной частотной модуляцией, при шаговом переключении частоты и для псевдослучайно закодированных сигналов, и конструкция таких форм сигналов широко описана в литературе.

Многие промышленные радиолокационные системы, измеряющие временные характеристики, используют АЦП-приемник для получения радиолокационных сигналов с преобразованной вниз частотой из наносекундного интервала времени в миллисекундный интервал, в котором легче выполнять последующую обработку. Однако настоящим недостатком АЦП-приемников является их ограниченный динамический диапазон, связанный с АЦП-диодами, и присущий широкой полосе пропускания высокий уровень шума. Подробное описание АЦП-приемников, которые в основном совпадают со стробоскопическими осциллографами, можно найти в литературе. После того как проблемы с линейностью дискретизации по времени были урегулированы, была создана типовая конструкция, ставшая основой большинства промышленных ППР-систем.

Ключевым параметром большинства ППР-систем является средняя мощность. Радиолокационная система для измерения временных характеристик на циклической основе передает импульсы небольшой длительности. Следовательно, пиковая мощность этих импульсов значительно выше, чем их средняя мощность. Все обстоит иначе при шаговом приращении частоты, когда излучаемая мощность в расчете на спектральную линию выше, чем у РЛС, измеряющих временные характеристики, что дает преимущество в отношении возможности передачи пиковой мощности по сравнению с импульсными ППР.

21.6. Методы модуляции

Имеются три основных метода модуляции: во временной области, в частотной области и псевдослучайное кодирование радиолокации. Системы ППР, которые передают импульс и принимают отраженный от цели сигнал, используя для этого АЦП-приемник, можно считать функционирующими во временной области. Системы ППР, которые передают последовательно отдельные частоты и принимают отраженный от цели сигнал, используя для этого приемник с преобразованием частоты, можно считать функционирующими в спектральной области. Последние системы часто перестраивают частоты с понижением для восстановления отклика сигнала во временной области.

Все ППР-системы могут обнаруживать сигналы от цели, которые могут быть на (-50) — (-100) дБ ниже, чем излучаемые сигналы на дальностях порядка одного метра (6,6 нс в свободном пространстве). Кроме того, принятый сигнал будет содержать временную информацию о рассеянии на цели, которую можно использовать.

Временную точность воспроизведения полученного сигнала следует сохранить, и конструкторы ППР должны быть уверены, что приемник не насыщен передаваемым сигналом, антенна не образует временных боковых лепестков, а приемник не искачет принимаемый сигнал.

Временная область. Большинство серийно выпускаемых ППР-систем использует короткие импульсы или импульсы, подобные волновому пакету Рикера, как показано ранее на рис. 21.5. Высокоскоростная последовательная дискретизация, используемая для запроса радиочастотных импульсов, создает низкое отношение сигнала к шуму, поскольку спектр импульсов дискретизации плохо согласован с принимаемым импульсом. В общем случае динамический диапазон АЦП-приемника обычно составляет 60 дБ без изменения коэффициента усиления по дальности (времени). Меняющееся усиление по дальности позволяет усиливать сигналы с низкой амплитудой, отраженные от цели на больших дальностях, что позволяет им быть выше уровня порога дискретизации сигналов. Это эквивалентно линейному приемнику с динамическим диапазоном в 90 дБ или выше. Осреднение сигнала или накопление выборок может повысить эффективную чувствительность на величину осреднения, которая обычно составляет от 10 до 30 дБ. Отношение пиковой мощности переданного сигнала к уровню среднего шума приемника может достигать 150 дБ.

Антенны, которые можно использовать с ППР-системой во временной области, ограничены конструкциями с линейной фазой, такими как резистивно нагруженные вибраторы, ТЕМ-рупоры или антенны, излучающие импульсы (IRAs – Impulse Radiating Antennas). Следует отметить, что сверхширокополосные антенны делятся на два класса: 1) те, что излучают умеренно короткие импульсы с низкими временными боковыми лепестками, и 2) те, что в своей основе обладают линейной фазочастотной характеристикой. Альтернативный класс антенн, таких как логопериодические антенны, имеет широкополосные частотные характеристики, но нелинейные фазочастотные характеристики. Важно, что последний класс приведет к излучению различных частотных компонент импульса в разное время, тем самым рассеивая импульс. Если такая антенна используется в РЛС с обработкой во временной области, то ее рассеивающие свойства должны быть скомпенсированы подходящей фильтрацией при последующей обработке.

РЛС временной области передает последовательность импульсов обычно с амплитудой в пределах диапазона 20–200 В и шириной импульса в интервале 200 пс – 50 нс с интервалом повторения импульсов от нескольких сотен микросекунд до одной микросекунды, в зависимости от конструкции системы. Генератор импульсов обычно базируется на методе быстрых разрядов запасенной энергии в короткой линии передачи. Наиболее распространенный способ использует для этого транзистор, работающий в режиме лавинного пробоя, который действует как быстрый выключатель, и очень короткую передающую линию. Вполне осуществимо генерировать импульсы в несколько сот киловатт, хотя и при длительных интервалах повторения. Выходной сигнал из приемной антенны направляется в параллельный или последовательный АЦП-приемник. Последний обычно состоит из сверхскоростной схемы дискретизации с запоминанием частоты. Управляющий сигнал направляется в схему дискретизации с запоминанием частоты, которая определяет текущий интервал дискретизации, последовательно добавляемый на каждом интервале повторения импульса. Например, шаг дискретизации $t = 100$ пс добавляется к предыдущему интервалу дискретизации повторения импульсов для возможности дискретизации принимаемого сигнала через равномерные промежутки времени, как показано на рис. 21.16.

Принцип работы АЦП-приемника состоит в понижающем преобразовании радиочастотного сигнала в наносекундной временной области до аналогичного варианта в микро- или миллисекундной временной области. Добавление интервала дискретизации заканчивается на этапе, когда, например, было собрано 256, 512 или 1024 последовательных выборок. Затем этот процесс повторяется. Имеется несколько методов усреднения или накопления данных: можно собрать и сохранить полный набор выборок, а последующие наборы добавлять к сохраненным либо альтернативно этому поддерживать интервал дискретизации постоянным для предварительно заданного времени, чтобы накопить и усреднить заданное число отдельных выборок. Для первого метода требуется цифровое запоминающее



Рис. 21.16. Типичная дискретизация в приемнике, используемая для ППР-систем при обработке во временной области: УЗЧ — устройство запоминания частоты

устройство, но его преимущество состоит в том, что каждый набор импульсов значительно подвергается искажениям при передвижении РЛС по земле.

Для второго метода не требуется цифровое запоминающее устройство, и можно использовать простой фильтр низких частот. Однако в зависимости от числа усредняемых выборок полный набор импульсов может стать пространственно «размытым», если РЛС передвигается с некоторой скоростью. Стабильность шагов дискретизации имеет большое значение, и обычно она должна быть на уровне 10% от длительности шага дискретизации; однако практически достигается стабильность порядка 10–50 пс. Влияние нестабильности синхронизации проявляется в искажении, которое связано со скоростью изменения радиочастотного импульса. Очевидно, что там, где радиочастотный сигнал изменяется быстро, дрожание (джиттер) в схемах дискретизации приводит к очень искаженному восстановлению сигнала. Если скорость изменения сигнала низкая, дрожание проявляется менее заметным образом. Обычно регулировка АЦП получается из выборки выходного сигнала импульсного генератора, чтобы обеспечить автоматическую компенсацию изменений синхронизации последнего. Ключевыми элементами радиолокационных систем этого типа являются импульсный генератор, цепи регулирования синхронизации, детектор с дискретизацией и удержанием пиковых значений, а также аналого-цифровой преобразователь.

Радиолокационные станции частотной области. Основными возможными преимуществами радиолокаторов в частотной области являются более широкий динамический диапазон, низкий коэффициент шума и высокие средние мощности, которые могут ими излучаться. Существует два основных типа РЛС с обработкой сигнала в частотной области, а именно с частотно модулированной несущей волной (НЧМС – FMCW) и со ступенчатой перестройкой частоты несущей волны (SFCW – Stepped Frequency Carrier Wave). НЧМС-локаторы передают сигнал на непрерывно меняющейся частоте в выбранном диапазоне на повторяющейся основе. Принимаемый сигнал перемешивается с выборкой переданного сигнала, что приводит к разностной частоте, которая является мерой его временной задержки, хотя и изначально связана с фазой принимаемого сигнала и, следовательно, с дальностью цели. Разностная частота или промежуточная частота (ПЧ) должна получаться из пары смесителей квадратурных и синфазных сигналов, если требуется информация, эквивалентная представлению во временной области (т.е. для восстановления импульса), поскольку несимметричный смеситель обеспечивает только модуль временных характеристик импульса. Базовая радиолокационная НЧМС-система особенно чувствительна к определенным параметрам. В частности, ей необходима высокая степень линейности развертки по частоте со временем, необходимым для исключения спектрального уширения промежуточной частоты, что приводит к снижению разрешения системы. Дэннис и Гиббс [25] сделали оценку чувствительности уровня боковых лепестков при регистрации временных характеристик к линейности и показали зависимость отношения боковых лепестков к пиковому уровню от линейности развертки. В частности, нелинейность в несколько процентов может вызвать значительные боковые лепестки

при регистрации временных характеристик, что приводит к необходимости предусмотреть компенсацию в конструкции модулятора передатчика.

SFCW-локаторы передают серии пошагово перестраиваемых частот и сохраняют полученные на промежуточной частоте сигналы для последующего восстановления с помощью преобразования Фурье временных характеристик сигнала. SFCW нашли много областей применения в системах ППР, поскольку требования к скорости сканирования достаточно умеренные. Технологии мобильной связи оказали значительное влияние на уменьшение затрат на радиолокационные компоненты при разработке локаторов. Можно рассматривать два вида синтезированных радиолокаторов.

Первая и простейшая система представляет собой радиолокатор непрерывного излучения с пошаговой перестройкой частоты. Второй вид сложнее, т.к. каждая отдельная частотная составляющая надлежащим образом взвешивается по амплитуде и фазе до излучения сигнала. Обычно радиолокаторы калибруются для создания базового уровня для измерений, а также для снижения влияния вариаций частотных характеристик компонент локатора и его антенн.

Конструкторы могут использовать более широкий класс антенн при проектировании радиолокаторов с обработкой сигнала в частотной области. Минимальный уровень шума такого приемника значительно ниже, чем его эквивалент для измерения временных характеристик (во временной области), просто из-за его более узкой полосы пропускания и, как следствие этого, низкого теплового шума. Обычно они имеют чувствительность -120 дБ (мВт), а диапазон от пикового передаваемого сигнала до среднего уровня шума приемника составляет 180 дБ. Необходимо отметить, что полоса пропускания сигналов промежуточной частоты приемника в НЧМС- и SPCW-системах может быть относительно небольшой, тогда как АЦП-приемник имеет полосу пропускания в несколько гигагерц и, как результат этого, высокий уровень шума.

Основное преимущество систем с пошаговой перестройкой частоты или SPCW ППР состоит в возможности регулировки диапазона рабочих частот для согласования с характеристиками материала и целей, а также электромагнитными свойствами исследуемой среды, если антенна имеет достаточную полосу пропускания частот. Эта система может излучать более высокий уровень средней мощности на спектральную линию, чем локатор, измеряющий временные характеристики, а ее способность накапливать уровень принятых сигналов повышает чувствительность системы. Калибровка локатора, конечно же, зависит от характеристик стабильности системы и параметров антенны, которые инвариантны по отношению к расположению передней поверхности и антенны. Хотя при первом рассмотрении локаторы с частотной обработкой сигнала должны давать превосходную чувствительность по сравнению с локаторами, занимающимися измерением временных характеристик, из-за небольшой полосы пропускания промежуточной частоты и, как следствие, низкого теплового шума, но как тип используемого приемника, так и боковые лепестки по дальности излучаемого спектра могут привести к эквивалентной или даже худшей чувствительности в отношении разрешения по дальности, как было описано выше.

Радиолокаторы с псевдослучайным кодированием. По применению модуляции с псевдослучайным кодированием для систем ППР было проведено исследование. Основное преимущество этого метода в том, что передаваемая энергия более равномерно распределяется по спектру, чем в случае любого другого метода модуляции и, тем самым, вероятность помех в отношении других пользователей этого спектра минимальна. Кроме того, возможность вызвать помехи у мобильного телефона ППР-системой также значительно снижается. Средняя мощность является самой низкой среди всех схем модуляции, и это помогает при выполнении нормативных требований.

Передаваемый сигнал имеет аналогичные шумы характеристики, а принимающий сигнал имеет взаимную корреляцию с выборкой передаваемого сигнала. Дальность цели задается временем задержки взаимно-коррелированного сигнала и амплитудой пика взаимно-коррелированного сигнала. Регулировка взаимно-коррелированных боковых лепестков ДНА очень важна для достижения хорошего разрешения по дальности, а боковые лепестки ДНА зависят от характеристик антенны и ее системы, а также от продолжительности и хаотичности переданного сигнала. Подробную информацию можно найти в работе Нааянана [26] и Сачса и др. [27, 28].

21.7. Антенны

В случае сверхширокополосных РЛС антенны рассматриваются с точки зрения функции передачи, а не их коэффициента усиления или эффективности апертуры. В любом случае используется отдельно антenna для передачи и приема; поэтому их функции передачи могут быть неидентичными. Тип антенны, используемой со сверхширокополосными локаторами, играет важную роль в формировании рабочих характеристик радиолокатора.

Антенный элемент характеризуется линейной поляризацией, слабой направленностью и относительно ограниченной полосой пропускания, если только не используется метод концевой или распределенной нагрузки, когда полоса пропускания увеличивается за счет КПД передающей антенны. Основным элементом антенны является вибратор, в отличие от апертуры антенны, в качестве которой выступает рупор. Обычная антenna с коротким симметричным вибратором, возбуждаемая очень короткими импульсами тока, будет излучать сигнал из точек возбуждения и с конца антенного элемента из-за неоднородности последнего по мере прохождения электрического тока. Импульс тока будет отражен от конца вибратора и начнет перемещаться в верхнюю и нижнюю части вибратора, вызывая излучение серий импульсов. Это удлиняет тактовый размер излучаемого сигнала и снижает разрешение по дальности. Указанный эффект представлен на рис. 21.17, где показана диаграмма направленности антенны в момент времени, по продолжительности равный нескольким длительностям импульсов после их использования. Внешний периметр представляет энергию, излученную с интервалами из точек возбуждения и концевой точки антенного элемента, начиная с точки отсчета времени.

Поскольку требуется излучать только очень короткие импульсы, важно устранить неоднородности отражения из точек возбуждения и концов антенны либо с помощью концевой нагрузки, либо уменьшая амплитуду заряда и тока, достигающего концов. Последнее может быть достигнуто или за счет резистивного покрытия антенны, или за счет изготовления антенны из такого материала, как никром, который имеет определенные потери единичной площади. В этом случае антenna будет излучать совершенно по-другому, поскольку приложенный заряд распределяется по всей длине антенного элемента и поэтому центры излучения распределяются вдоль длины антенны. Типичная картинка поля излучения для резистивно нагруженного вибратора показана на рис. 21.18. Однако уменьшение длительности импульса достигается за счет эффективности, и нагруженная антenna может иметь КПД не выше 10%.

Антенны, используемые конструкторами сверхширокополосных радиолокаторов, делятся на две группы: дисперсионные и недисперсионные. Дисперсионные

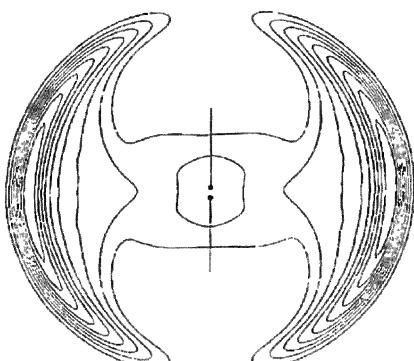
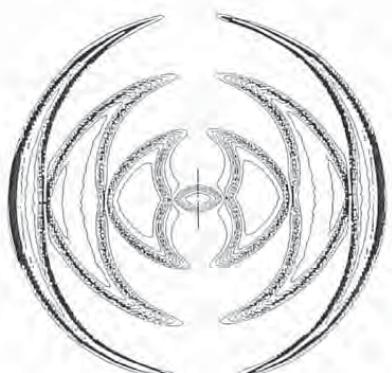


Рис. 21.17. Рисунок поля излучения от проводящего вибратора, вызванного приложенными импульсами тока (материал любезно предоставлен IEE)

Рис. 21.18. Рисунок поля излучения от резистивно нагруженного элемента, вызванного приложенными импульсами тока (материал любезно предоставлен IEE)

антенны имеют нелинейный фазовый/частотный отклик, тогда как недисперсионные антенны имеют в основном линейный фазовый/частотный отклик. К дисперсионным антеннам, которые используются в сверхширокополосных радиолокаторах, относятся экспоненциальная спираль, спираль Архимеда, логарифмическая плоская антенна, плоскостная антенна бегущей волны, щелевые антенны и экспоненциальный рупор.

Отклик на воздействие импульса у этого класса антенн обычно вызывает сигнал, чья частотная характеристика времени задержки удлиняется (и аналогична радиоимпульсу с линейной частотной модуляцией, хотя и с непостоянной амплитудой), если входной сигнал импульсный.

К недисперсионным антennам относятся ТЕМ-рупор, биконическая антенна, проволочная или пластиинчатая антенна в виде треугольного вибратора с треугольными плечами, резистивная, нагруженная сосредоточенными элементами антенна и непрерывная, резистивно нагруженная антенна. Функция, задающая входное напряжение на зажимах антennы импульсного радиолокатора, обычно является узким колоколообразным импульсом длительностью 200 пс, и это накладывает требование, чтобы импульсный отклик антennы был чрезвычайно коротким. Основной причиной того, чтобы импульсный отклик был коротким, является то, что для антennы важно неискажать задающую функцию и не создавать боковых лепестков при временных измерениях. Эти боковые лепестки будут маскировать цели, которые находятся по дальности близко к представляющей интерес цели; другими словами, разрешение локатора может ухудшиться, если импульсный отклик антennы значительно растягивается по времени.

Однако, в принципе, все антennы являются в некоторой степени дисперсионными, а недисперсионные антennы не нуждаются в корректировке при обработке сигнала, что снижает общую сложность процесса обработки радиолокационных сигналов. Очень короткая дальность работы многих ППР-систем позволяет управлять антеннной таким образом, что это не согласуется с традиционными моделями анализа усиления и апертуры антennы.

Рупорные антennы чаще всего используются со сверхширокополосными НЧМС-радиолокаторами, для которых обычно высокая рабочая частота и смягчение требований к линейности фазовой характеристики позволяют использовать этот класс антenn. Сверхширокополосные НЧМС-локаторы используют параболическую антенну со смещенным гребенчатым рупором облучателя. Такая компоновка предназначена для фокусирования излучения на Землю под плоским углом, чтобы понизить уровень отражения от поверхности Земли. Следует позаботиться, чтобы при такой компоновке можно было минимизировать влияние задних и боковых лепестков от облучателя антennы, который может легко создавать отражения от поверхности Земли.

Один из методов излучения круговой поляризации основан на использовании логарифмической спиральной антены. Дисперсионная природа этого типа антenn приводит к росту продолжительности передаваемого сигнала, а излучаемый импульс принимает форму радиоимпульса с линейной частотной модуляцией, в котором сначала излучаются высокие частоты, а затем низкие. Дискретный фильтр, который может принимать вид традиционного согласованного фильтра, может компенсировать этот эффект, а более сложный винеровский фильтр позволяет восстановить исходную форму импульса, используемого антенной.

Важно оценить влияние материала в непосредственной близости к антenne. В общем случае этот материал, который в большинстве случаев оказывается почвой или породой, а также льдом, может рассматриваться как диэлектрический материал с затуханием и, благодаря его последовательному эффекту нагрузки, может играть важную роль в определении характеристик антennы при низких частотах и, как следствие, ППР-системы в целом. Поведение антennы неразрывно связано с материалом, и в случае радиолокатора для буровой антenna фактически излучает, находясь внутри диэлектрика с ослаблением, тогда как в случае ППР, работающей на поверхности Земли, антenna излучает из воздуха в очень маленький участок воздуха и затем в полупространство с ослаблением, обусловленным определенным материалом. Будет описано поведение антennы как внутри диэлектрика, так и над ним. Прохождение электромагнитных импульсов в однородной проводящей поверхности моделировалось Вэйттом [29] и Кингом [30], а дисперсия прямоугольных импульсов

источника предполагает, что временные характеристики принимаемого импульса могут быть использованы как указатель расстояния.

Взаимодействие антенны с диэлектрическим полупространством также имеет значение, поскольку оно может привести к изменению характеристик излучения антенны как в пространстве, так и во времени и также должно учитываться при разработках радиолокационных систем. В том случае, когда антenna помещена на поверхность раздела, двумя наиболее важными параметрами являются распределение тока и диаграмма направленности антенны. На поверхности раздела токи антенн распространяются со скоростью, которая является промежуточной между скоростью в свободном пространстве и скоростью в диэлектрике. В общем случае скорость замедляется на $\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$. Конечный результат состоит в том, что затухающие волны возбуждаются в воздухе, тогда как в диэлектрике происходит концентрация энергии преимущественно в соотношении $n^3 : 1$.

Соответствующие расчетные плотности энергии поля дальней зоны (как в воздухе, так и в диэлектрике) задаются согласно Рутледжу [31] (см. табл. 21.4) и построены на рис. 21.19 и 21.20 для относительной диэлектрической постоянной, равной 9. Для сравнения поле дальней зоны вибратора, излучающего в свободное пространство, приведено на рис. 21.21.

Таблица 21.4. Диаграмма плотности энергии в воздухе и в диэлектрике

	Энергия	Энергия
Плоскость	Диаграмма направленности в диэлектрике по направлению x	Диаграмма направленности в диэлектрике по направлению y
H	$\alpha \left(\frac{\cos \theta_a}{\cos \theta_a + \eta \cos \theta_d} \right)^2$	$\alpha \eta \left(\frac{\eta \cos \theta_d}{\cos \theta_a + \eta \cos \theta_d} \right)^2$
E	$\alpha \left(\frac{\cos \theta_a \cos \theta_d}{\eta \cos \theta_a + \cos \theta_d} \right)^2$	$\alpha \eta \left(\frac{\eta \cos \theta_a \cos \theta_d}{\eta \cos \theta_a + \cos \theta_d} \right)^2$

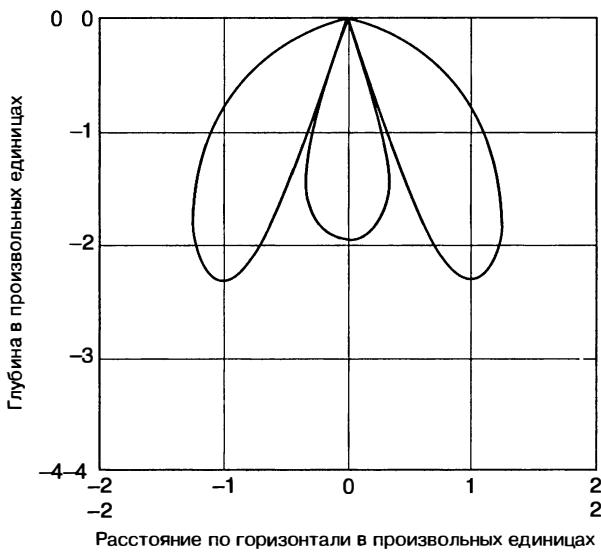


Рис. 21.19. График в плоскости Е плотности энергии поля в дальней зоне текущего излучающего элемента в материале с затуханием, имеющим относительную диэлектрическую постоянную, равную 9

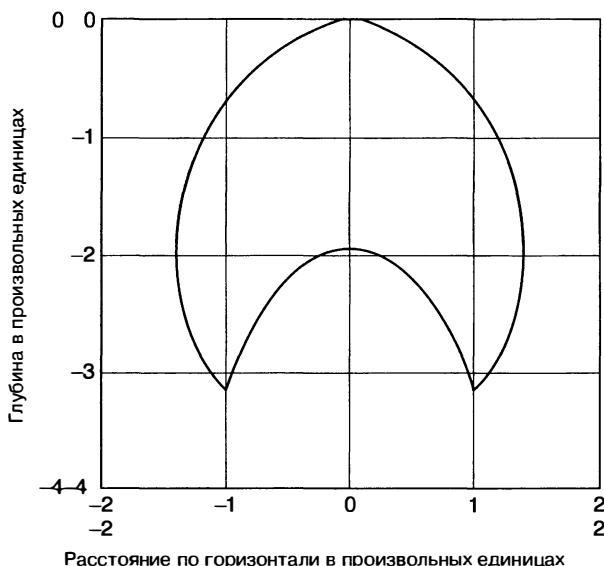


Рис. 21.20. График в плоскости H плотности энергии поля в дальней зоне текущего излучающего элемента в материале с затуханием, имеющим относительную диэлектрическую постоянную, равную 9

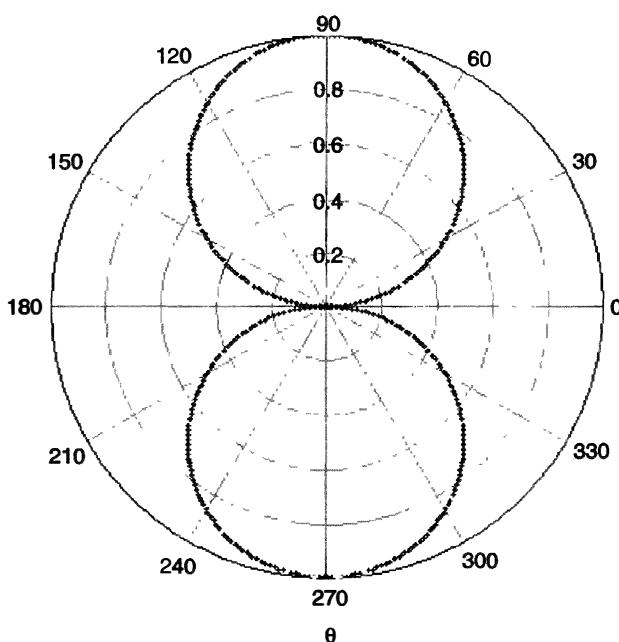


Рис. 21.21. График на плоскости H плотности энергии поля в дальней зоне текущего элемента, излучающего в свободное пространство

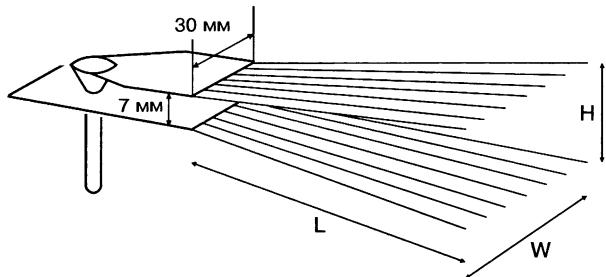


Рис. 21.22. Антенна и геометрия излучателя в виде нагруженного ТЕМ-рупора, $L = 30$ см (материал любезно предоставлен IEE)

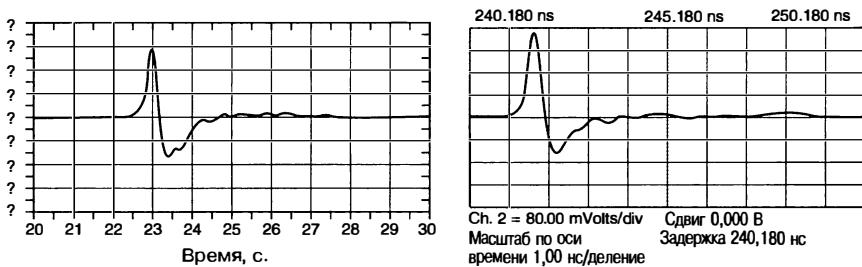


Рис. 21.23. Расчетный и фактический отклик на импульс нагруженной антенны типа ТЕМ-рупора (материал любезно предоставлен IEE)

Приведенные в табл. 21.4 выражения предполагают, что источник тока контактирует с диэлектриком, тогда как более общее условие предполагает, что антenna находится непосредственно над диэлектриком. Значительной практической проблемой для многих областей применения является необходимость сохранять достаточное расстояние, чтобы исключить механическое повреждение антенны. Поэтому это может быть расценено так, что изменение расстояния между антенной и полупространством может вызывать значительные изменения результирующей диаграммы направленности в диэлектрике.

Особенно полезная антenna способна поддерживать перемещение вперед ТЕМ-волны, примером которой является антenna с ТЕМ-рупором. В общем случае такие антены состоят из пары проводников с плоским, цилиндрическим или коническим поперечным сечением, образующих V-образную конструкцию, в которой излучение распространяется вдоль оси этой конструкции.

Хотя используется резистивная оконечная нагрузка, этот тип антенн имеет в зависимости от размера направленность порядка 10–15 дБ; поэтому все еще можно получить полезный коэффициент усиления даже при оконечных потерях порядка 3–5 дБ. Дальнейшее развитие антенн типа ТЕМ-рупора дано в работе Мартеля [23], в которой антenna состоит из набора вытянутых «палец», образуя форму рупора, как показано на рис. 21.22. Каждый «палец» представляет собой проволоку диаметром 1 мм и резистивно нагружен в различных местах вдоль длины антены. Антенный излучатель состоит из 50-омного коаксиального кабеля, питающего конический с параллельными пластинами волновод шириной 30 мм и высотой 7 мм. Постепенное сужение вдоль ширины верхней параллельной пластины используется в качестве перехода от 50 Ом несбалансированной линии к 50 Ом сбалансированной линии.

Расчетная и фактическая временные характеристики импульса оптимальной конструкции приведены на рис. 21.23. Форма временной характеристики отклика антены аналогична второй производной гауссова сигнала. Можно видеть, что большая часть внутренних отражений подавлена. Скорость убывания для нежела-

тельных затухающих колебаний выше, чем 9 дБ/нс. КСВН в интервале от 100 МГц до 5,8 ГГц был лучше, чем 2:1.

Можно использовать различные конфигурации антенны; наиболее популярными являются антенны со скрещенными и параллельными симметричными вибраторами. Основная причина использования этих двух антенн в том, что достаточно быстрые антенные переключатели для ППР все еще недоступны.

21.8. Обработка сигналов и изображений

Три основные перестановки для представления данных ППР приведены на рис. 21.24. Наиболее основополагающими данными ППР является А-«скан». Он дает запись амплитуды в зависимости от времени для одного измерения над целью. На график наносится только информация зависимости амплитуды от дальности. ППР обычно используется таким образом, чтобы создать последовательность А-«сканов», относящихся к положению съемки на земной поверхности. Эту последовательность можно назвать В-«сканом», и ее пример приведен на рис. 21.24. Она эффективно представляет по одной оси (z) глубину и по перпендикулярной ей оси (x или y) — линейные перемещения. Амплитуду сигнала можно показать серией перекрывающихся сигналов, или, альтернативным образом, «методом отклонений» (займствовано из сейсмической терминологии), или интенсивностью серой шкалы,

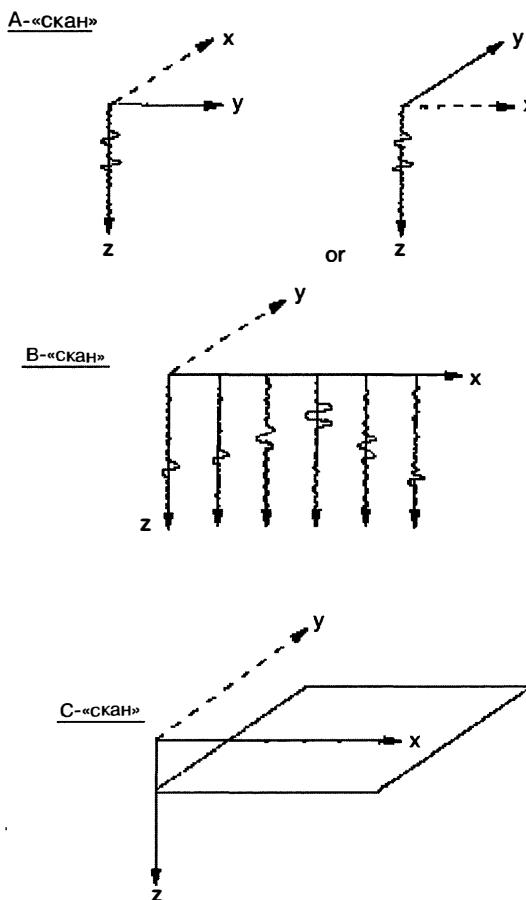


Рис. 21.24. Система координат для описания сканов (материал любезно предоставлен IEE)

или с помощью псевдоцветовой картинки. В показанном примере моделирования можно видеть гиперболическое расширение пространственного отклика цели. Как показано на рис. 21.24, С-«скан» состоит из горизонтальной проекции (плоскость x , y в заданном диапазоне глубин z). Обратите внимание, что эта терминология не совпадает с используемой в традиционном радиолокационном отображении данных.

Полученный сигнал может быть описан как свертка ряда временных функций, каждая из которых представляет отклик на импульс некоторого компонента радиолокационной системы в дополнение к вкладам шумов от различных источников. Обратите внимание, что использовались две антенны: одна передающая и одна приемная:

$$s_r(t) = s_s(t) \otimes s_{sf}(t) \otimes s_c(t) \otimes s_{gf}(t) \otimes s_t(t) \otimes s_{gr}(t) \otimes s_{ar}(t) + n(t), \quad (21.12)$$

где $s_s(t)$ — сигнал, используемый для антенны; $s_{ad}(t)$ — отклик антенны на импульс; $s_c(t)$ — отклик антенны на перекрестные связи; $s_{gd}(t)$ — отклик на импульс от земли; $s_t(t)$ — отклик на импульс от цели; $n(t)$ — шум (d обозначает направление, при этом f обозначает направление вперед, а r — направление назад).

Каждый вклад имеет свои собственные определенные характеристики, которые необходимо тщательно учитывать перед использованием определенной схемы обработки. В идеале сигнал, прикладываемый к антенне, должен иметь форму функции Дирака, но фактически он больше похож на асимметричный определенной длительности гауссовский импульс. Большинство антенн, используемых подповерхностными радиолокаторами, имеют ограниченную частотную характеристику и действуют аналогично высокочастотным фильтрам, эффективно фильтруя используемые импульсы и тем самым создавая функцию с временными ограничениями. В большинстве случаев используются почти идентичные антенны, и если они расположены достаточно далеко от поверхности Земли, то $s_{af}(t) = s_{ar}(t)$. В том случае, когда антенна работает в непосредственной близости от Земли, тогда $s_{af}(t)$ и $s_{ar}(t)$ меняются с изменениями электрических параметров поверхности Земли. Полное сопротивление антенны меняется главным образом благодаря ее приближению к Земле; поэтому нельзя считать, что у нее стабильная импульсная характеристика.

Любая схема обработки, которая рассчитывает на неизменность параметров антенны, должна учитывать режим работы антенны и степень стабильности ее параметров, реализующихся на практике. Отклик антенны при наличии перекрестных связей $s_c(t)$ состоит из фиксированного вклада $s'_c(t)$, обусловленного поперечной связью антенны в воздухе, и переменного вклада $s''_c(t)$, обусловленного влиянием Земли или находящихся поблизости объектов. Следовательно, $s_c(t) = s'_c(t) + s''_c(t)$. Оказалось возможным снизить амплитуду $s_c(t)$ до очень низких уровней, в случае антенны с перекрестными вибраторами — вплоть до -70 дБ просто за счет того, чтоделено внимание точности выполнения конструкции, а в случае антенны с параллельными излучателями — вплоть до -60 дБ за счет взаимного расположения антенн из подходящего поглощающего материала. Однако $s''_c(t)$ может быть значительно больше и ухудшать тем самым суммарную величину $s_c(t)$ до -40 дБ. Величина $s_d(t)$ определяется любыми локальными неоднородностями в твердом материале или любым покрывающим материалом минерального или растительного происхождения. К сожалению, мало можно сделать для предсказания вариаций в $s''_c(t)$, т.к. они не поддаются обработке никакими алгоритмами. Вариации в $s''_c(t)$ намного больше у антенн с перекрестными вибраторами, чем у антенн с параллельными вибраторами. Отклик на импульс от Земли $s_g(t)$ может быть определен из ослабления Землей и диэлектрической постоянной в пределах диапазона представляющих интерес частот.

Отклик на импульс от цели может быть составлен из свертки требуемого отклика на сигнал от цели с многочисленными прочими отражающими объектами, которые не нужны пользователю, но которые являются действительными отражающими целями для рассматриваемых электромагнитных волн. Разделяющее эти цели время связано с их физическим расположением, а также со скоростью распространения, которая может меняться в зависимости от свойств материала.

Когда цели хорошо разделены по дальности, относительно просто отделить отражения радиолокационных импульсов, но делать это становится все сложнее по

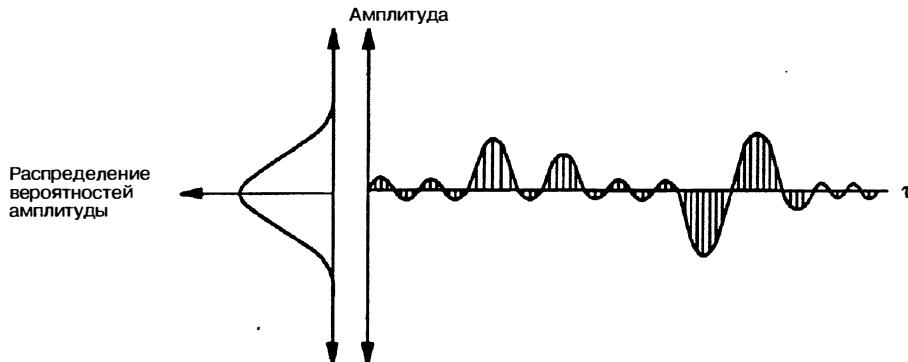


Рис. 21.25. Огибающая временных рядов выборки А-«скана» (материал любезно предоставлен IEE)

мере сближения целей друг с другом, поскольку вместо разделяемых во временной области признаков все отражения объединяются вместе.

Поскольку антенны, используемые обычно для ППР, имеют плохую направленность, диаграмма отраженного импульса в В-«скане» представляет пространственную свертку диаграммы направленности антенны с целью. Иллюстрацию этого эффекта можно найти на рис. 21.13, который был приведен ранее. Эта пространственная диаграмма не дает картинку представляющего интерес объекта, и много усилий было приложено для разработки методов восстановления изображения цели из данных ППР.

Обращение свертки изображения можно выполнить с помощью следующих процессов: обработка синтезированной апертуры, методы сопряженного градиента и обратная миграция во времени, которые широко отражены в литературе. Многие из этих методов хорошо работают на изолированных целях, таких как трубы, которые имеют хорошо определенные геометрические границы. Эти ситуации еще более осложняются при наличии стратифицированных слоев и, конечно же, анизотропных материалов.

Когда создается восстановленный образ скрытого под землей объекта в виде В- или С-«скана» (область с определенным диапазоном глубин), необходимо интерпретировать радиолокационное изображение как созданное с помощью физической структуры. Это не всегда легко в случае изображения при наличии помех и во многом зависит от практического опыта оператора. Примеры необработанных данных В-«скана» и те же данные, скорректированные на потери, вызванные расходимостью пучка и ослаблением, показаны на рис. 21.26 и 21.27.

Хотя С-«скан» в основном представляет собой плоскость x, y на выбранном значении Z или на определенном диапазоне значений Z , можно использовать многие из описанных в предыдущих разделах процессов.

Вспоминая, что В-«скан» ППР приводит к гиперболическому поперечному сечению от цели, можно заключить, что тогда сканирование по горизонтальной плоскости (С-«скан») приведет к гиперболоиду вращения, чья вертикальная ось проходит через цель. Плоскость, ортогональная вертикальной оси, будет создавать круговой объект, чей радиус увеличивается с глубиной. Типичный пример приведен на рис. 21.28, который показывает С-«сканы» от противотанковой мины, залегающей на разных глубинах с центром, показанным совмещением. Эти изображения представляют несфокусированные представления цели как результат трехмерной пространственной свертки диаграммы направленности антенны с целью.

При попытке классифицировать цели необходимо тщательным образом учитывать изменчивость состояния грунта, а также физику распространения и отражения электромагнитных волн. Например, глубинное изображение полости всегда меньше, чем ее физический размер; уголковые отражатели любого приемлемого размера создают большое прерывистое изображение; и проводящие цели, которые отражаются с помощью запасенной энергии, создают протяженные по

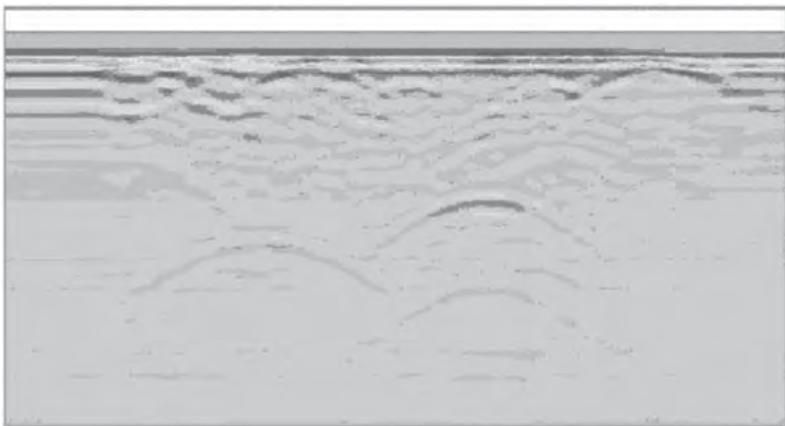


Рис. 21.26. Необработанные данные В-«скана» (*материал любезно предоставлен IEE*)

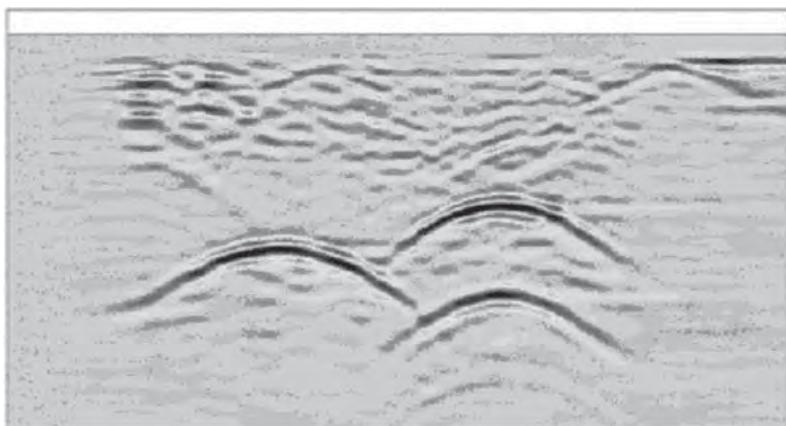


Рис. 21.27. Данные В-«скана», скорректированные на потери, обусловленные расходимостью пучка и ослаблением

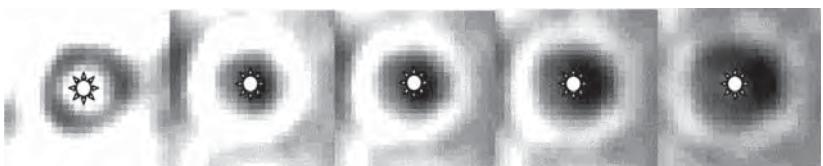


Рис. 21.28. Последовательность несфокусированных С-«сканов» комплекта находящихся в земле противотанковых мин с пошаговым увеличением глубины в 10 мм (*материал любезно предоставлен IEE*)

глубине изображения. Изображение находящейся в земле цели, созданное ППР, не будет, безусловно, соответствовать его геометрической форме. Основные причины этого связаны с отношением длины волны излучения к физическим размерам цели. В большинстве случаев для ППР это отношение близко к единице. Его с трудом можно сравнить с оптическим изображением, которое получается с длинами волн, чье отношение значительно больше, чем единица (обычно



100 000:1). В областях применения ППР эффект сочетаний рассеивающих плоскостей, например углкового отражателя, может вызвать появление в изображении «светлых пятен», а изменения скорости распространения могут привести к растяжению формата изображения. Хотя многие изображения можно сфокусировать для уменьшения влияния расходимости ДНА, восстановление геометрической модели является намного более сложной процедурой и далеко не всегда используется на практике.

Общей целью процедур обработки сигнала применительно к ППР является представление изображения, которое оператор может интерпретировать с помощью известной процедуры, он также может классифицировать отраженный от цели сигнал путем сравнения его с шаблоном.

Общей проблемой при обработке, с которой приходится сталкиваться, занимаясь данными ППР, является в широком смысле извлечение локализованной функции волнового пакета из временных рядов, которые дают очень сходные с волновым пакетом временные характеристики. Этот временной ряд создается сигналами от поверхности Земли и других отражающих поверхностей, а также внутренним образом из радиолокационной системы. В отличие от традиционных радиолокационных систем, в которых цель по сравнению с помехами может рассматриваться как находящийся в движении объект, в случае с ППР цель и помехи пространственно зафиксированы, а радиолокационная антенна передвигается относительно окружающей их среды.

Предполагается, что данные записаны с достаточным разрешением. Большинство антенн, используемых подповерхностными радиолокаторами, имеют ограниченную частотную характеристику и действуют аналогично высокочастотным фильтрам, эффективно фильтруя используемые импульсы. Поскольку поверхность земли действует как фильтр низких частот, то именно поверхность земли в значительной степени определяет полосу пропускания отраженного сигнала.

В случае антенн, работающих в непосредственной близости от земли, характеристики антенн могут меняться в результате изменений электрических характеристик земной поверхности. Любая схема обработки, которая рассчитывает на неизменность параметров антennы, должна учитывать режим работы антennы и степень стабильности ее параметров, которая реализуется на практике. Это особенно важно для ППР-систем и требует пристального внимания, чтобы снизить влияние взаимодействия поверхности Земли и антennы.

Также необходимо учитывать некоторые дополнительные требования к работе системы ППР. В настоящее время доступны точные, с высоким разрешением, низкозатратные опорные системы, используемые вместе с радиолокаторами для выполнения подповерхностных съемок. Важно, чтобы эти данные можно было соотносить с фактическими географическими ориентирами, особенно при применении цифровых систем построения карт, и использовать для определения участков безопасной работы.

Другим требующим учета обстоятельством является плоскость поляризации электромагнитного излучения. Для целей с одним крупным пространственным размером, таких как труба, ЭПО радиолокатора будет больше, если вектор поляризации совпадает с направлением трубы. Это значит, что любой участок, съемка которого производится с помощью, скажем, параллельных вибраторов, должна проводиться в перпендикулярных направлениях, чтобы гарантировать, что ни одна цель не была пропущена. Это требование также относится к антенне со скрещенными вибраторами.

21.9. Области применения

Можно дать только краткую сводку широкого разнообразия областей применения ППР, которые в некоторых случаях стали установившимися и стандартными методами исследования подземного пространства. ППР в руках специалиста обеспечивает безопасный и неразрушающий метод проведения умозрительного поиска без необходимости излишнего разрушения и выкапывания грунта. Типичный пример ППР-изображения приведен на рис. 21.29 с различными идентифицированными объектами.

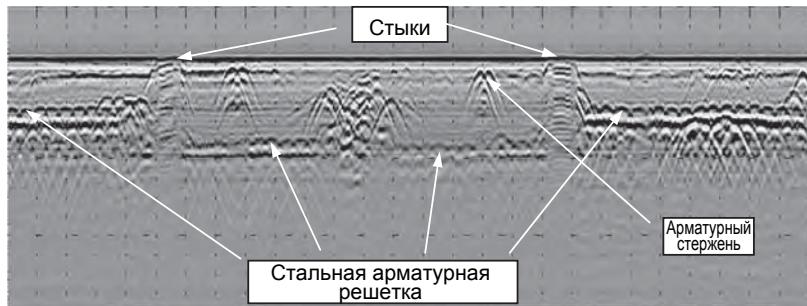


Рис. 21.29. Типичное радиолокационное изображение бетонного пола, показывающее тыльные части, стыки, решетку и т.п.: ширина 1 нс, горизонтальные маркеры через каждые 10 см, шкала по вертикали 0,5 м (материал любезно предоставлен IEE)

Системы ППР значительно улучшили эффективность поисковой работы, которая является основополагающей для строительства, работы полиции и судебной области, сил безопасности, разведывательной работы, а также археологических съемок.

ППР успешно использовались в судебных расследованиях. Наиболее печально известный случай имел место в 1994 г. в Великобритании, когда были выявлены места захоронения жертв серийного убийцы, находившиеся под бетоном в доме Фреда Вэста. В 1996 г. в Бельгии были обнаружены места захоронения жертв педофила Дютру.

Археологическое использование ППР менялось от исследования поселений Египта и индейцев Северной Америки до замков и монастырей в Европе. Качество получаемых с помощью радиолокации изображений может быть исключительно хорошим, хотя правильное понимание обычно предполагает их совместную интерпретацию археологами и специалистами по радиолокации. Начиная с 1990 г. в рамках проекта геофизической разведки «Квадрат» под эгидой Национального музея Шотландии и музея Глазго проводилась геофизическая и археологическая съемка в Египте. Квадрат формирует часть некрополя древней египетской столицы города Мемфис. Места захоронения простираются от Абу Роаш, прямо на север от Каира, на юг от Гизы, Абушира, Саккары и Даахшура к Мейдуму примерно на 20 км на юг. Знаменитая ступенчатая пирамида третьей династии правления фараона Джосера господствует на месте расположения Саккары. Основной монумент известен как Гиср-эль-Мудир, который состоит из 400-метровой с востока на запад и 600-метровой с севера на юг каменной подземной камеры. Стены представляют собой чрезвычайно небрежно выполненную, но массивную конструкцию. Этот монумент может являться одним из старейших каменных строений Египта и, безусловно, во всем мире. Одной из основных целей проекта было определить, что именно, если хотя бы что-то, лежит внутри этой камеры. Несмотря на многочисленные годы наблюдений ничего обнаружено не было, кроме небольшого участка тротуара из глиnobитного кирпича. Ряд радиолокационных секций проводили измерения над этим участком ранее, и, принимая во внимание результаты магнитометрии, были пересмотрены радиолокационные профили. Эти секции проводили измерения на расстоянии в 25 метров, так что чистой случайностью было то, что линия съемки одного из радиолокаторов прошла прямо вниз на лестничный марш (вырытый), который видно на рис. 21.30, с полученным радиолокационным изображением на рис. 21.31.

Заброшенные противопехотные наземные мины и невзорвавшиеся артиллерийские снаряды являются основным препятствием для восстановления многих стран после войны. Они представляют чрезвычайную опасность для гражданского населения, и большие усилия предпринимаются международным сообществом для решения этой проблемы. Большая часть обнаружений выполняется с помощью металлоискателей, которые откликаются на большие количества металлического лома на заброшенных полях сражений, поэтому они испытывают затруднения в обнаружении минимального количества металла или пластиковых мин. ППР-технология была использована для этой проблемы как средство снижения доли ложных



Рис. 21.30. Ступени храма (материал любезно предоставлен IEE)

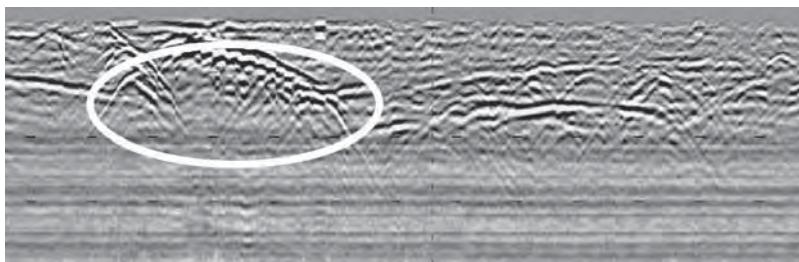


Рис. 21.31. Секция РЛС вдоль лестничного марша (материал любезно предоставлен IEE)

сигналов тревоги, а также для повышения обнаружений мин с низким содержанием металла. Типичный пример радиолокационных изображений в различных масштабах показан на рис. 21.32 и 21.33.

Системы ППР использовались для съемок многих геологических пластов разного типа, начиная от исследований арктических и антарктических полярных льдов и зон вечной мерзлоты Северной Америки и до составления карт залежей гранита, известняка, мрамора и других твердых пород, а также геофизических пластов. Радиолокационные данные, показанные на рис. 21.34, были собраны на леднике Финстервальде (Свальбард, Норвегия), который является островом на севере Норвегии (80° с.ш.). Этот ледник протянулся на 11 км в длину и относится к ледникам, заканчивающимся на земле, с площадью в 35 квадратных километров. Глубина ледника начинается с 30 метров и повышается вниз до 250 м. В начале этого профиля виден только отраженный сигнал со дна. На расстоянии двух километров

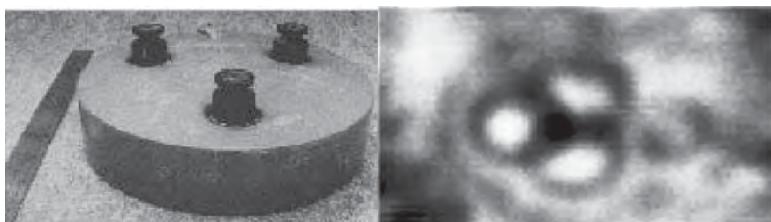


Рис. 21.32. Пример изображения ППР противотанковой мины ТМАЗ (материал любезно предоставлен IEE)

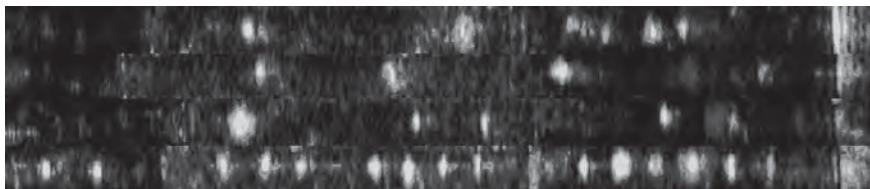


Рис. 21.33. Пример радиолокационных изображений противотанковых мин, полученных с испытательной площадки 4×20 м с помощью радиолокационной системы ППР MINDER (материал любезно предоставлен IEE)

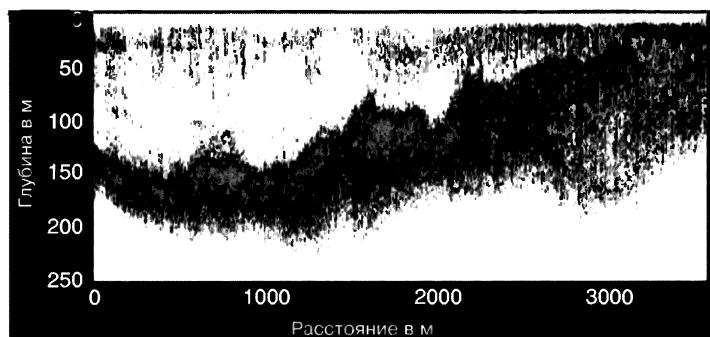


Рис. 21.34. Радиолокационные профили вдоль средней линии на леднике Финстервальдербрин на частоте 320–370 МГц (из работы Хармана и др., 2000)

вокруг видны некоторые внутренние отражения от ледника. Это отражение происходит от свободной воды внутри ледника. В интервале от 4 до 5 км отраженный сигнал от дна сложно зафиксировать благодаря наличию рассеяния.

С помощью метода ППР может быть измерена толщина различных слоев дороги, как это показано на рис. 21.35. Большое преимущество состоит в том, что этот метод относится к неразрушающим и высокоскоростным (>40 км/час) и может использоваться динамически для получения непрерывного профиля или топографической карты местности. Точность калибровки уменьшается с глубиной из-за характеристик ослабления поверхности Земли.

Точность может быть достаточно высокой (несколько миллиметров) для определения износа поверхностного слоя, но снижается до нескольких сантиметров на глубине в один метр.

Было показано, что можно обнаруживать противотанковые мины в сухой почве, используя бортовые радиолокационные системы, которые работают на частотах 0,2–1 ГГц. На рис. 21.36 приведено радиолокационное изображение, полученное с высоты 400 м над пустыней Юма. РЛС работала под углом наклона в 45° с名义альным разрешением в 80 см. Было возможно обнаруживать металлические противотанковые мины диаметром 30 см, находящиеся под землей на глубине 15–30 см в грунте с электропроводностью 8–10 мкСм/м. Более подробные сведения можно получить в международном Стенфордском исследовательском институте в США.

21.10. Лицензирование

Во всех странах ППР-системы должны быть надлежащим образом регламентированы и использоваться в соответствии с федеральными и международными требованиями. Пользователи должны проконсультироваться со своими федеральными органами власти, чтобы определить нормативно-правовую базу использования ППР-системы.

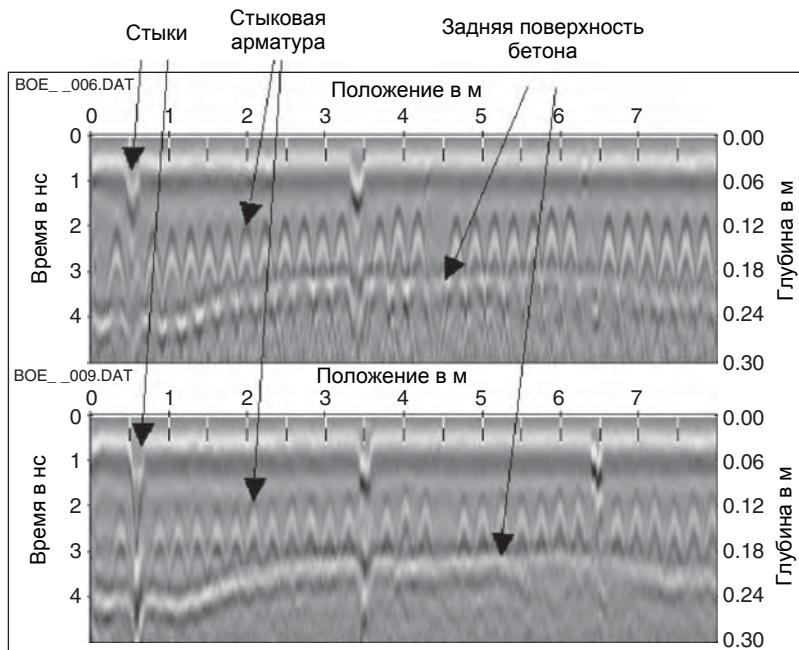


Рис. 21.35. Радиолокационные изображения с использованием 1,5 ГГц длительности импульса вдоль восьмиметровой длины поперечной развертки вблизи стыка бетонного настила магистральной дороги. Вверху: поляризация, параллельная стыковой арматуре. Внизу: поляризация, перпендикулярная стыковой арматуре (материал любезно предоставлен IEE)



Рис. 21.36. Изображение противотанковых мин, находящихся под землей, полученное с помощью сверхширокополосной РСА в пустыне Юма с самолета на высоте 400 м (материал любезно предоставлен Международным Стенфордским исследовательским институтом в США, д-ром Р. Викерсом)

В Европейском Союзе (ЕС) есть два основных фактора, которые контролируют использование ППР-систем. В первую очередь, должно использоваться оборудование, излучающее радиочастотные сигналы в надлежащем диапазоне, и второе — оборудование должно удовлетворять требованиям ЕС по электромагнитной совместимости. Контролирующий орган в лице Европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI — European Telecommunications Standards Institute) занимается подготовкой черновых ТУ (соответствующую информацию можно найти на сайте <http://www.etsi.org>), которые смогут охватить использование подобного оборудования в качестве источников соответствующих радиочастот. Законодательство и ТУ ETSI предусматривают, что все это оборудование должно соответствовать

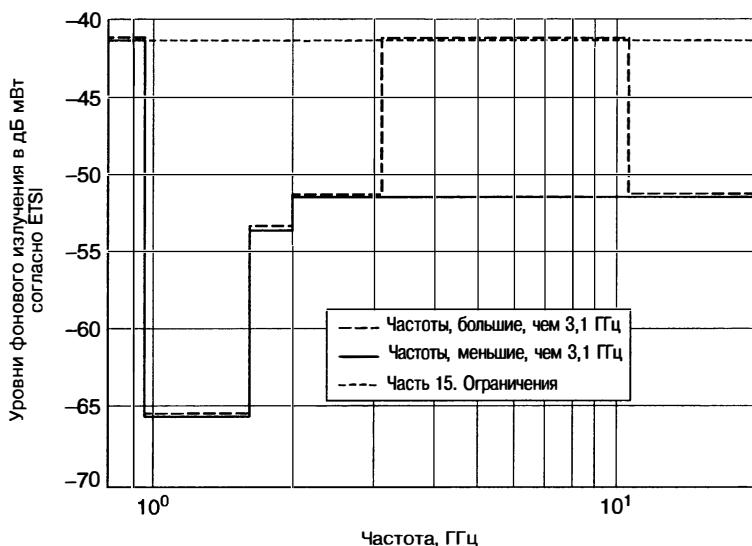


Рис. 21.37. Ограничения по уровням фонового излучения Федеральной комиссии по связи

директиве по окончному радио- и телекоммуникационному оборудованию. В течение непродолжительного периода времени, пока не будут введены и формально опубликованы в официальном журнале ЕС ТУ на новую продукцию, должна применяться директива по электромагнитной совместимости. Все оборудование, включая сверхширокополосные РЛ или ППР-системы, должно иметь маркировку ЕС, что демонстрирует ее соответствие применимым директивам ЕС. Маркировка ЕС может быть использована, только если были выполнены требования всех соответствующих директив ЕС. В США на сайте Федеральной комиссии по связи [32] приводится вся текущая информация и ограничения (см. пример на рис. 21.37).

Литература

1. D. J. Daniels, *Ground Penetrating Radar*, 2nd Ed. IEE Radar Sonar Navigation and Avionics Series, London: IEE Books, July 2004.
2. O. O. Steenson, "Radar methods for the exploration of glaciers," Ph.D. dissertation, Calif. Inst. Tech., Pasadena, CA, 1951.
3. S. Evans, "Radio techniques for the measurement of ice thickness," *Polar Record*, vol. 11, pp. 406–410, 1963.
4. R. R. Unterberger, "Radar and sonar probing of salt," in *5th Int. Symp. on Salt*, Hamburg (Northern Ohio Geological Society), 1979, pp. 423–437.
5. R. M. Morey, "Continuous sub-surface profiling by impulse radar," in *Proc. Conf. Subsurface Exploration for Underground Excavation and Heavy Construction*, Amer. Soc. Civ. Eng., 1974, pp. 213–232.
6. P. K. Kadaba, "Penetration of 0.1 GHz to 1.5 GHz electromagnetic waves into the earth surface for remote sensing applications," in *Proc. IEEE S.E. Region 3 Conf*, 1976, pp. 48–50.
7. J. C. Cook, "Status of ground-probing radar and some recent experience," in *Proc. Conf. Subsurface Exploration for Underground Excavation and Heavy Construction*, Amer. Soc. Civ. Eng., 1974, pp. 175–194.
8. J. C. Cook, "Radar transparencies of mine and tunnel rocks," *Geophys.*, vol. 40, pp. 865–885, 1975.

9. K. C. Roe and D. A. Ellerbruch, "Development and testing of a microwave system to measure coal layer thickness up to 25 cm," Nat. Bur. Stds., Report No.SR-723-8-79 (Boulder, CO), 1979.
10. B. Nilsson, "Two topics in electromagnetic radiation field prospecting," Ph.D. dissertation, University of Lulea, Sweden, 1978.
11. D. J. Daniels, *Surface Penetrating Radar*, IEE Radar Sonar Navigation and Avionics Series 6, London: IEE Books, 1996.
12. See Reference 1.
13. Cook and Bernfeld, *Radar Signals, An Introduction to Theory and Application*, Norwood, MA: Artech House, p. 9.
14. M. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990, Chap. 10.
15. F. Nathanson, *Radar Design Principles*, New York: McGraw-Hill, 1969, Chap. 8.
16. Wehner, *High Resolution Radar*, Chap 4.
17. Galati, *Advanced Radar Techniques and Systems*, IEE Radar Sonar Navigation and Avionics Series Vol. 4 London: IEE Books, 1993, p. 104.
18. Astanin and Kostylev, *Ultra-wideband Radar Measurements Systems*, IEE Radar Sonar Navigation and Avionics Series, Vol. 7, London: IEE Books, 1997, Chap. 1.
19. M. T. Tuley, J. M Ralston, F. S. Rotondo, A. M. Andrews, and AE. M. Rosen, "Evaluation of EarthRadar unexploded ordnance testing at Fort A.P. Hill, Virginia," *IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine*, vol. 17, issue 5, pp. 10—12, May 2002.
20. P. Debye, *Polar Molecules*, New York: Chemical Catalog Co., 1929.
21. K. S. Cole and R. S. Cole, "Dispersion and absorption in dielectrics, I, alternating current characteristics," *J. Phys. Chem.*, vol. 9, pp. 341—351, 1941.
22. D. J. Daniels, "Resolution of UWB signals," *IEE Proc. Radar Sonar and Navigation*, vol. 146, pp. 189—194, August 1999.
23. C. Martel, M. Philippakis, and D. J. Daniels, "Time domain design of a TEM horn antenna for GPR," presented at Millennium Conference on Antennas and Propagation, April 2000.
24. D. J. Daniels, "An assessment of the fundamental performance of GPR against buried landmines," presented at SPIE Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets XII, Orlando, FL, April 2007.
25. G. Dennis "Solid-state linear FMCW systems —their promise and their problems," in *Proc. IEEE Int. Mic. Conf.*, Atlanta, GA, 1974, pp. 340—345.
26. R. M. Narayanan, Y. Xu, P. D. Hoffmeyer, and J. O. Curtis, "Design, performance, and applications of a coherent random noise radar," *Optical Engineering*, 37(6), pp. 1855—1869, June 1998.
27. J. Sachs, P. Peyerl, F. Tkac, and M. Kmec, "Digital ultra-wideband-sensor electronics integrated in SiGeechnology," in *Proc. of the EuMC*, vol. II, Milan, Italy, September 2002, pp. 539—542.
28. J. Sachs and P. Peyerl, "Chip integrated UWB radar electronics," presented at Third DTIF Workshop, *Ground Penetrating Radar in Support of Humanitarian Demining*, JRC, Ispra, Italy, September 2002.
29. J. R. Wait, "Propagation of electromagnetic pulses in a homogeneous conducting earth," *Appl. Sci. Res. B*, vol. 8, pp. 213—253, 1960.
30. R. W. P. King and T. T. Nu, "The propagation of a radar pulse in sea water," *J. Appl. Phys.*, 73, (4), pp. 1581—1589, 1993.
31. D. B. Rutledge and M. S. Muha, "Imaging antenna arrays," *IEEE Trans.*, AP130, (Q), pp. 533—540, 1982.
32. Federal Communications Commission, <http://www.fcc.gov/aboutus.html>.

ГЛАВА 22

КОРАБЕЛЬНЫЕ РЛС ГРАЖДАНСКИХ СУДОВ

Энди Норрис
компания *Navigation Systems*

22.1. Введение

По числу систем, используемых во всем мире, корабельные РЛС гражданских судов (CMR — Civil Marine Radar) образуют крупнейший рынок РЛС-разработок разных лет. Число судов всех типов, оснащенных в настоящее время радиолокационными системами, вероятно, насчитывает около 3 млн, но нет никаких официальных документов, подтверждающих эту оценку.

CMR можно разбить на две основные области применения: подавляющее большинство используется на море и на судоходных водных путях кораблями и небольшими судами; другие используются в портах и береговыми службами для наблюдения за судами с расположенных на берегу участков. Последняя группа обычно известна как РЛС службы сопровождения судов (VTS — Vessel Traffic Service). РЛС используются на прогулочных, рыболовных и торговых судах, и все работают в частотных полосах 3 ГГц или 9 ГГц. Многие военно-морские силы также используют стандартные или специальным образом модифицированные CMR для навигационных целей. Данные РЛС не только представляют собой подходящий навигационный инструмент: излучаемые ими сигналы идентичны сигналам РЛС традиционных торговых судов, позволяя выполнять безопасную навигацию без необходимости обозначения военной принадлежности судна.

Большое влияние на формирование требований к корабельным РЛС оказывает *Международная морская организация* (ММО, IMO — International Maritime Organization¹) [1]. ММО — это агентство ООН со штаб-квартирой в Лондоне, которое занимается обеспечением безопасности международного мореплавания и защитой морской среды. В частности, ММО выпускает требования и нормативы по установке и использованию радиолокационного оборудования на торговых судах. Они охотно вводятся в действие законодательствами отдельных морских государств. Назначением корабельных локаторов, согласно определению ММО, является «оказание помощи в безопасной навигации и в предотвращении столкновений путем обеспечения указания относительно собственного корабля положения других надводных кораблей, препятствий и опасностей, навигационных объектов и береговой линии» [2]. *Международная ассоциация маячных служб* (МАМС, IALA — International Association of Marine Aids to Navigation and Lighthouse Authorities)² [3] формулирует эксплуатационные и технические требования для радиолокационных систем сопровождения судов.

Эта глава объясняет специальные требования к корабельным РЛС как с практической, так и с нормативной точек зрения и дает обзор технологических и системных концепций, используемых для удовлетворения этих требований. До начала первого десятилетия этого века радиолокационные технологии систем управления движением судов базировались исключительно на магнетронах как основных источниках передаваемой энергии. Начиная с 2004 г. ММО стала выступать с

¹ В русскоязычном издании для названия Международной морской организации International Maritime Organization (IMO) используется аббревиатура ММО. — Прим. ред.

² В русскоязычном издании для названия Международной ассоциации маячных служб International Association of Lighthouse Authorities (IALA) используется аббревиатура МАМС. — Прим. ред.



Рис. 22.1. Интегрированная система корабельного мостика (материал любезно предоставлен компанией SAM-Electronics)

поддержкой применения когерентных РЛС для улучшения обнаружения целей при наличии помех во время волнения на море. В среде морских специалистов по радиолокации они получили название *радиолокаторов новой технологии*¹. Им разрешено излучать любые импульсы в диапазоне 3 ГГц при условии, что не превышены спектральные ограничения на корабельные радиолокаторы [4]. Эти ограничения согласованы с *Международным союзом электросвязи* (МСЭ, ITU – International Telecommunication Union)² [5] – агентством ООН со штаб-квартирой в Женеве.

Эта глава посвящена требованиям и конструкциям РЛС для торговых кораблей, регистровый тоннаж которых превышает 300 т (gt – gross metric tonnage, брутто метрических тонн) и для которых установка радиолокатора является обязательной и жестко регламентированной. Во всем мире насчитывается около 50 000 таких судов, и многие из них должны иметь более одного радиолокатора. Иногда добровольно на крупных судах устанавливают три и даже большее число радиолокаторов. РЛС образуют важную часть общего навигационного оборудования, устанавливаемого на корабле. Все чаще мостик корабля проектируется по интегрирующему принципу, охватывая навигацию, связь, управление двигателем и средства оперативного контроля уровня груза. На рис. 22.1 показана современная *интегрированная мостиковая система* (ИМС, IBS – Integrated Bridge System)³, устанавливаемая на круизных кораблях. Видно, что дисплеи радиолокаторов образуют заметную часть этой системы. РЛС, устанавливаемые на небольших рыболовных судах и прогулочных кораблях, используют многие из этих радиолокационных устройств, предназначенных для кораблей, но обязательно в более компактном исполнении; типичная РЛС небольшого судна показана на рис. 22.2. Специфические требования к этим РЛС, если они в какой-то степени отличаются от конструкции корабельных радиолокаторов, описываются в соответствующих частях этой главы. РЛС для VTS отдельно описывается в разд. 22.10.

¹РЛС новой технологии (NT Radar) – морской термин для когерентного полупроводникового локатора.

²В русскоязычном издании для названия Международного союза электросвязи International Telecommunication Union (ITU) используется аббревиатура МСЭ. – Прим. ред.

³В русскоязычном издании вместо термина «Integrated Bridge System» (IBS) используется морской термин «интегрированная мостиковая система» (ИМС). – Прим. ред.



Рис. 22.2. Радиолокационная система небольшого судна (*материал любезно предоставлен компанией Furuno USA*)

Проблемы, с которыми сталкиваются разработчики корабельных радиолокаторов, подробно описываются в разд. 22.2. Эти радиолокаторы должны соответствовать определенным международным стандартам, которые подробно обсуждаются в разд. 22.3. В разд. 22.4 акцент делается на технологические особенности, а разд. 22.5 дает обзор сопровождения целей. Радиолокационные цели все в большей степени отображаются данными электронных карт в качестве подложки. Это описывается в разд. 22.6 совместно с другими вопросами пользовательского интерфейса. В разд. 22.7 приведен обзор связи между радиолокаторами и относительно новыми *автоматическими идентификационными системами* (AIS, AIS – Automatic Identification System)¹, которые воспроизводят некоторые функции, ранее предоставляемые только РЛС. Морские радиолокационные маяки, включая радиолокационные ответчики, *ретрансляторы системы поиска и спасения* (SARTs – Search and Rescue Transponders), а также *радиолокационные усилители сигналов цели* (RTEs – Radar Target Enhancers), описаны в разд. 22.8. В разд. 22.9 приводится краткое описание систем проверки рабочих характеристик радиолокаторов. У корабельных РЛС удивительно продолжительная история. Концепция этих систем на период с 1945 по 1948 гг. была на удивление пророческой и все еще актуальна в настоящем столетии. По этой причине краткое приложение к этой главе в общих чертах описывает ранние шаги в эволюции международных стандартов корабельных радиолокаторов.

22.2. Проблемы

Окружающая среда. Радиолокационные системы гражданского мореходства, особенно корабельные навигационные РЛС, представляют собой удивительно требовательные прикладные системы. Радиолокационная головка на СМР включает в себя антенну и поворотный механизм, приемник с преобразованием частоты вниз на промежуточную частоту или цифрового формата и, как правило, передатчик. Она должна работать в экстремальных условиях окружающей среды, в широком температурном диапазоне (в некоторых частях света до -40°C), при высоких скоростях ветра, при вибрации и сотрясениях, а также при сильных атмосферных осадках и под струями соленой воды. Даже при благоприятных условиях на мостице крупного современного корабля дисплеи и процессор локатора могут подвергаться сильной тряске и вибрациям и должны выносить значительные колебания температуры (от -15 до 55°C). На небольших судах дисплеи и процессор локатора часто устанавливаются в минимальных замкнутых пространствах и подвергаются воздействию влажной и соленой среды. В таких условиях окружающей среды радиолокатор должен обнаруживать цели, которые могут иметь ЭПО, меняющиеся от 1 m^2 до нескольких десятков тысяч квадратных метров; важные цели могут

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Automatic Identification System» (AIS) используется термин «автоматическая идентификационная система» (АИС). — Прим. ред.

иметь относительные скорости в диапазоне от нуля до 100 узлов и выше; цели могут находиться в условиях сильных атмосферных осадков и помех, возникающих при отражении от моря; при этом антенна локатора не устанавливается на статическую или устойчивую платформу. РЛС используются для предотвращения столкновений и посадки на мель в море и поэтому являются важными системами безопасности, требующими целостности и надежности. Для большинства торговых кораблей радиолокационные системы должны соответствовать строгим международным критериям рабочих характеристик. Несмотря на эти требования, системы продаются в условиях сильной рыночной конкуренции, поэтому цены сохраняются приемлемо низкими. Диапазон цен начинается от 10 000 американских долларов за комплект, но стоимость базовой 9-ГГц системы доходит до 40 000 долларов и выше для полнофункциональной 3-ГГц системы. Радиолокационные системы, подходящие для рынка прогулочных катеров, могут продаваться меньше чем за 1500 долларов.

Характеристики обнаружения. При условии ясного неба требования по обнаружению для таких РЛС не очень жесткие. ММО определили 80%-ю вероятность обнаружения и вероятность ложного обнаружения в 10^{-4} , как указано в табл. 22.1 [2].

Таблица 22.1. Требуемые рабочие характеристики для обнаружения в ясных условиях согласно ММО (материал был любезно предоставлен ММО)

Описание цели	Объект цели	Дальность обнаружения в милях [‡] (для заданного размера цели)		Тип цели
	Высота над уровнем моря (метры)	9 ГГц миль	3 ГГц миль	
Береговая линия	Подъем до 60	20	20	Распределенная цель
Береговая линия	Подъем до 6	8	8	
Береговая линия	Подъем до 3	6	6	
Корабли СОЛАС [†] ($> 5\ 000$ т)	10	11	11	Сложная цель
Корабли СОЛАС [†] (> 500 т)	5,0	8	8	
Небольшие суда с отражателями РЛС, удовлетворяющие стандартам ММО	4,0	5,0 (7,5 м ²)	3,7 (0,5 м ²)	Точечная цель
Небольшие суда длиной 10 м без РЛС-отражателя	2,0	3,4 (2,5 м ²)	3,0 (1,4 м ²)	Сложная цель
Обычный навигационный буй	3,5	4,6 (5,0 м ²)	3,0 (0,5 м ²)	Не определена, предположительно точечная цель
Навигационный буй с угловым отражателем	3,5	4,9 (10 м ²)	3,6 (1,0 м ²)	Точечная цель
Типичный маркер канала	1,0	2,0 (1,0 м ²)	1,0 (0,1 м ²)	Не определена, предположительно точечная цель

[‡] Морская миля (nm — Nautical mile) соответствует 1842 метрам.

[†] Корабли, выполняющие нормативы ММО по охране жизни на море (СОЛАС [9]).

С учетом всех требований к рабочим характеристикам типичные мощности излучения, согласованные с этими требованиями для торговых судов, имеют пиковую мощность РЛС при передаче в 4–60 кВт, меньшие значения мощности характерны для систем в диапазоне 9 ГГц. Типичные коэффициенты усиления антенн составляют от 28 до 33 дБ с соответствующей горизонтальной ДНА, меняющейся по ширине луча от $2,5^\circ$ до менее чем 1° . Длительности импульсов в общем случае можно переключать в диапазоне от 50 нс до 1 мкс с частотой повторения от 350 до 3 000 Гц и более. Системы прогулочных судов обычно имеют пиковые мощности излучения в диапазоне 2–4 кВт и используют антенны с горизонтальными апертурами порядка 450 мм и коэффициентом усиления 24 дБ. Все они работают на частоте 9 ГГц. Наибольшей технической проблемой при проектировании морских РЛС является поддержание хорошего уровня обнаружения целей при высоком уровне помех, вызваных отражением морской поверхностью и атмосферными осадками.

Помехи от атмосферных осадков. Хорошо известно, что *круговая поляризация* (CP – Circular Polarization) может противостоять дождевым помехам из-за того, что сигнал отражения от капель дождя имеет преимущественно перекрестную поляризацию относительно падающего сигнала с круговой поляризацией. Однако лишь немногие корабельные навигационные РЛС используют CP, даже несмотря на 10–20 дБ повышение исключения дождевых помех, обычно достигаемое в результате их использования. Этому способствуют два важных обстоятельства. В первую очередь, это делает антенну более долгостоящей, что еще более усугубляется требованием ММО относительно того, что 9-ГГц РЛС должны иметь возможность переключаться на горизонтальную поляризацию при поиске спасательного судна, оснащенного ретранслятором поисково-спасательной системы поиска и спасения (см. разд. 22.8). Во-вторых, за счет использования небольших элементов разрешения по дальности и традиционного метода дифференцирования сигнала современные РЛС, особенно на частоте 3 ГГц, обеспечивают приемлемые характеристики в условиях наиболее часто испытываемых помех от атмосферных осадков. Поэтому пользователи и морские власти обычно удовлетворены характеристиками линейно поляризованных систем при наличии атмосферных осадков.

Поскольку обусловленные атмосферными осадками помехи распределены относительно единообразным образом, прохождение принятого сигнала через дифференциатор дает возможность выделять цели, завуалированные помехами, за счет поддержания среднего уровня помех значительно ниже уровня насыщения. Дифференциатор оказывает минимальное воздействие на обычные цели из-за их небольшой протяженности во временной области. Это означает, что цель визуально улучшена. Следует отметить, что эта методика не обеспечивает подпомеховой видимости. Этот процесс традиционно называют *малой константой времени* (FTC – Fast Time Constant), и он используется для подавления низкочастотных составляющих сигналов, обусловленных мешающими отражениями. Константа времени дифференциатора может регулироваться оператором при так называемом контроле дождевых помех, что позволяет оптимизировать отношение сигнала от цели к помехам для конкретного сценария атмосферных осадков.

Вертикальная ДНА корабельного навигационного радиолокатора должна быть относительно широкой, чтобы справляться с килевой и бортовой качкой корабля, которая предполагается равной не более $\pm 10^\circ$ (использование стабилизированной платформы не сможет удовлетворить рыночные требования, предъявляемые к цене). Это ограничивает вертикальную форму ДНА, которую можно было бы использовать для уменьшения помех, вызванных атмосферными осадками, и эффект образования вертикального лепестка. Однако относительно небольшая дальность большинства представляющих интерес целей означает, что объем засвеченных радиолокатором осадков относительно небольшой, что помогает исключить помехи с помощью дифференциатора достаточно надежным для его предназначения образом. Такие помехи меняются примерно по закону четвертой степени частоты, так что 3-ГГц система изначально испытывает на 19 дБ помех меньше, чем 9-ГГц система, с учетом того, что элементы помех идентичны по своему размеру. По этой причине на кораблях, оснащенных 3- и 9-ГГц радиолокаторами, 3-ГГц система часто оказывается приемлемой, за исключением маневрирования в стесненных условиях, например в бухтах, когда предпочтительней использовать превосходящее азимутальное разрешение 9-ГГц радиолокатора.

Мешающие отражения от моря. Снижение обусловленных отражением от моря помех до уровней, приемлемых пользователем, является значительно более сложной проблемой, и все еще серийно выпускаемые радиолокаторы не удовлетворяют полностью всем требованиям пользователя. Небольшие суда и буи могут быть легко скрыты морскими помехами. В те дни, когда еще не использовались прецизионные глобальные навигационные спутниковые системы (ГЛОНАСС, GNSS — Global Navigation Satellite Systems¹), такие как GPS, безопасная навигация кораблей в прибрежных водах при плохой видимости обеспечивалась радиолокаторами, способными распознавать навигационные знаки, такие как буи. Пассивные знаки, включая те из них, которые дополнялись радиолокационными отражателями, может быть трудно обнаружить при большом волнении моря, и поэтому некоторые знаки дополняются радиолокационными буями (которые получили название радиомаяков — см. раздел 22.8). Маяки — относительно дорогостоящие изделия, которые нуждаются в техническом обслуживании, причем часто в труднодоступных местах, так что их применение ограничено. В то время как ГЛОНАСС, усиленные растущим использованием электронных карт, стали оказывать неоценимую помощь в информировании моряков относительно точного положения их корабля, радиолокаторы все еще используются как важный вторичный источник данных о положении. Использование только данных ГЛОНАСС стало причиной многих морских инцидентов.

Основным предназначением морских радиолокаторов является оказание помощи в исключении столкновений. Визуальное наблюдение и радиолокатор остаются первичными методами для определения угрозы столкновения с другими судами, а также с плавающими обломками и льдом. Система автоматической идентификации (АИС — см. раздел 22.7) предлагает возможность оказания помощи по исключению столкновений с целями, оснащенными ответчиками, но нельзя полагать, что все суда оснащены АИС, особенно небольшие корабли, или что АИС корабля-цели работоспособна.

Традиционный способ оптимизации морской РЛС для обнаружения целей на фоне морских помех состоит в тщательной настройке «коэффициента усиления» и средств управления «морскими помехами». Регулировка усиления эффективно меняет порог обнаружения. В современных морских радиолокаторах регулировка морских помех лучше всего описывается как метод *временной регулировки чувствительности* (ВРЧ) локатора с целью согласовать ее с текущим уровнем вызванных отражением помех. ВРЧ часто называют *временной автоматической регулировкой усиления*. Закон ВРЧ и его изменение с помощью ручного управления могут оказаться сложными. С помощью этого закона пытаются сократить динамический диапазон принимаемых импульсов и обеспечить оптимизированное пороговое значение в сочетании с настройкой коэффициента усиления. В наше время обычно применяется сложный адаптивный метод настройки пороговой величины, который описывается в разд. 22.4.

Хотя это помогает установить порог на подходящий уровень, но не устраниет «выбросы» помеховых сигналов от морской поверхности, которые могут затруднить наблюдение нужных целей. Однако на протяжении типичного времени сканирования морской РЛС (2–3 секунды) «выбросы» помехи обычно декоррелированы, тогда как отраженные от цели сигналы обычно коррелированные, поэтому применение корреляции сканов между собой может повысить отношение сигнала, отраженного от цели, к помехам, это также удалит слабые и быстро передвигающиеся цели. Много лет назад Крони [6] показал, что значительное улучшение в обнаружении небольших целей при наличии морских помех может быть получено за счет обеспечения того, чтобы накопление проводилось с более длинными интервалами, чем период декорреляции морских помех. Он использовал антенну, врачающуюся со скоростью 600 об/мин и с частотой повторения импульсов в 5 кГц. Это дало два коррелированных импульса в расчете на ДНА, но импульсы из следующего скана, выполненного на 0,1 с. позже, были декоррелированы относительно предыдущих.

Крони отметил, что быстрое сканирование антенной дает возможность функциям глаза/мозга оператора выполнять корреляцию между сканами. Хотя

¹ В русскоязычном издании вместо названия «Global Navigation Satellite Systems» (GNSS) используется название «глобальная навигационная спутниковая система» (ГЛОНАСС). — Прим. ред.

современным системам легче выполнять эту корреляцию в цифровом виде, сложности использования антенны, вращающейся на такой скорости (теперь это уже вопрос стоимости), не дало возможности этому методу стать установившейся практикой. Однако более поздняя работа, выполненная в Канаде, воскресила эту идею для обнаружения угрозы плавающих льдин, в ней было предложено использовать вращение антенны со скоростью до 500 об/мин и частотой повторения импульсов 12 кГц [7]. Датская компания Тетта А/С, занимающаяся поставкой высокопроизводительных морских радиолокационных систем, главным образом на непромышленный рынок, производит радиолокатор ScanterTM, который может одновременно передавать на двух частотах из наклоненных друг к другу щелевых волноводных решеток. Это создает две ДНА, разделенные по азимуту несколькими градусами. Временное разделение ДНА производится таким образом, что морские помехи могут быть декоррелированы между ДНА, еще более повышая возможность обнаружения целей среди помех. Этот метод потенциально может быть использован твердотельными СМР (см. разд. 22.4).

На традиционных корабельных РЛС опытный оператор мог вручную задать порог обнаружения, чтобы дать наилучшие настройки в пределах определенного района, это часто было эффективно только в пределах небольшой части суммарного радиолокационного изображения. Использование автоматического выставления пороговой величины способно обеспечить лучшее обнаружение во всем скане, но часто не может конкурировать с опытным оператором, оптимизирующим обнаружение в рамках ограниченного района. В некоторых условиях никакие из существующих данных не могут дать характеристик, которые в идеале требуются пользователю, несмотря на использование 50-нс импульсов и сложных методов обработки помех.

Видимость в условиях действия помех потенциально может быть получена от когерентных СМР, которые стали доступней за счет непрерывного снижения стоимости мощных полупроводниковых СВЧ-приборов (например за счет использования технологии нитрида галлия), применения прецизионных генераторов сигналов с цифровым управлением и быстрых цифровых процессоров сигналов. Описание когерентных СМР приводится в разд. 22.4 под рубрикой «Твердотельные СМР».

Образование вертикальных лепестков ДНА. Помехи являются не единственной причиной ухудшения рабочих характеристик корабельных РЛС. Непосредственно отраженные от цели сигналы приходят на антенну РЛС и векторно складываются с отраженными от цели сигналами, которые также были отражены морской поверхностью. Этот эффект создает суммарный сигнал в антenne радиолокатора, который является функцией, зависящей как от высоты цели, так и от высоты над уровнем моря антенны радиолокатора, поскольку они оказывают влияние на разность длин траекторий прямого и отраженного радиоизлучения. Очевидно, что этот эффект является взаимным для пути переданного и полученного сигнала. Для точечной цели и моря определенной степени волнения расчеты в целях определения результирующего эффекта относительно простые и приводят к классическим диаграммам направленности с лепестками (см., например, работу Бригса [8]). Для цели с достаточной вертикальной протяженностью, такой как корабль, структура образования лепестков становится очень сложной, здесь менее вероятно появление причиняющей беспокойство зоны тени. Однако обнаружение небольших целей, таких как буй или прогулочный катер, усиленных радиолокационным отражателем, может создать значительные проблемы из-за образования вертикального лепестка, который может стать для пользователя серьезной проблемой. В частности, при очень спокойном море могут появиться выраженные зоны тени, и пользователя приведет в замешательство то, что видимая из окна мостика цель не видна на дисплее радиолокатора, несмотря на очевидно хорошие условия для радиолокации.

Если со спокойным морем также связано появление тумана или дымки, то эффект образования вертикальных лепестков становится значительной проблемой, поскольку ограниченная видимость означает, что радиолокатор часто становится единственным методом обнаружения других судов. Отсутствие морских помех создает у пользователя неверное ощущение безопасности, поскольку все цели должны быть хорошо различимы на дисплее. На судах, оснащенных 3- и 9-ГГц РЛС, очень полезным становится частотное разнесение, поскольку пространственные

частоты вертикальных лепестков у этих РЛС различные. Несмотря на то, что некоторые компании предоставляют эту опцию, удивительно, что только некоторые суда имеют установки, которые позволяют объединять 3- и 9-ГГц сигналы на одном радиолокационном дисплее автоматически, повышая преимущества применения частотного разнесения. Некоторые крупные корабли используют дополнительный 9-ГГц радиолокатор, устанавливаемый в носовой части на уровне палубы. Это дает два преимущества. Первое — то, что образованный вертикальный лепесток будет иметь отличную (более низкую) угловую частоту относительно основного, устанавливаемого выше 9-ГГц радиолокатора. Второе — его характеристики в условиях морских помех будут усилены, поскольку угол скольжения по морю будет ближе к горизонтальному, тем самым снижая коэффициент отражения радиолокационных сигналов от поверхности моря (помех). Характеристики вспомогательной системы при больших дальностях, естественно, будут ниже из-за ее низкого положения.

Подвижная платформа. Особые осложнения у корабельных РЛС возникают из-за того, что антенна устанавливается на неустойчивую подвижную платформу. Эти движения имеют шесть компонентов, три из которых поступательные, а оставшиеся три — вращательные, каждый из которых меняется типичным образом. Эти движения сложные; к поступательным компонентам относятся толчки, качания и подъемы, а к вращательным — бортовая качка, килевая качка и рысканье. Компоненты движений могут быть квазигармоническими, если они вызваны волновым движением. На практике навигация судов осуществляется с учетом курса, направления и скорости в земной и морской системах координат. Дополнительные, вызванные волнением перемещения могут производить некомпенсируемые ошибки в получаемой с помощью радиолокатора информации, которые добавляются к ошибкам измерений курса, направления и скорости корабля. Это оказывает воздействие на точность при отображении радиолокационных данных, которые могут отличаться при переключении различных режимов стабилизации, используемых в корабельных радиолокаторах. Например, для того чтобы способствовать исключению столкновений и действиям по установлению положения, дисплей корабельных радиолокаторов должен всегда иметь два отдельных режима стабилизации — «направление движения сверху» и «север сверху». «Сверху» относится к вертикальному направлению (ось y) дисплея радара; «направление» относится к направлению корабля. Режим «направление движения сверху» повышает связь с визуальной сценой, а режим «север сверху» помогает сравнению с бумажными картами. В наши дни также предусмотрен режим «курс сверху», поскольку это исключает небольшие колебания в радиолокационном изображении, вызванные отклонениями корабля от направления движения, которые имеют место, когда на дисплее установлен режим «направление сверху». Каждый из этих режимов может быть установлен с векторами сопровождения цели, представленными в отношении движения корабля, Земли или среднего волнения моря.

22.3. Международные стандарты

Аспекты использования спектра частот всех радиолокаторов, включая использование диапазона радиочастот и ограничения на фоновое излучение, регулируются Международным союзом электросвязи (ITU) [5]. Следуя требованиям ITU, морским РЛС разрешено работать в полосе 9,3—9,5 ГГц (Х-диапазон) и в полосе 2,9—3,1 ГГц (S-диапазон).

Международная конвенция ММО *по охране человеческой жизни на море* (СОЛАС, SOLAS — Safety of Life at Sea)¹ [9] является утвержденным набором принципов и правил, которые нацелены на выполнение судами определенных требований по обеспечению безопасности и защиты окружающей среды. Государства — члены ММО (государства флага) достигли соглашения о том, что требования

¹ В русскоязычном издании вместо названия «Safety of Life at Sea» (SOLAS) используется название «Международная конвенция ММО по охране человеческой жизни на море» (СОЛАС). — Прим. ред.

СОЛАС будут воплощены в национальных морских законах и нормативах. В главе V, посвященной СОЛАС, «Безопасность навигации», определены требования по установке навигационного оборудования. Они меняются в зависимости от размера и назначения корабля. Все пассажирские корабли и все корабли, регистровый тоннаж которых превышает 300 т, должны быть оснащены не менее чем одним радиолокатором с возможностью отслеживания цели.

Сноски в главе V, посвященной СОЛАС, указывают рекомендованные ММО стандарты рабочих характеристик, которым должно удовлетворять устанавливаемое оборудование. ММО занимается подготовкой рекомендуемых стандартов [2] начиная с 1971 г., публикуя приложения к резолюциям ММО. Однако к 1980 г. производители радиолокаторов, как сообщалось, стали сталкиваться с затруднениями из-за различных интерпретаций требований федеральной морской администрации, означавших, что радиолокаторы должны специальным образом разрабатываться в соответствии с требованиями государства флага. Уровень требований к технической детализации для преодоления этой проблемы оказался за пределами круга полномочий ММО, и было достигнуто соглашение, что технический комитет (TC80), действующий в рамках *Международной электротехнической комиссии* (МЭК, IEC — International Electrotechnical Commission)¹ [10], будет определять технические обоснования стандартов рабочих характеристик радиолокационных систем ММО. Кроме того, было согласовано, что стандарты МЭК будут включать процедуры тестирования, которые могут быть использованы федеральными морскими администрациями (такими как служба береговой охраны в США) для проверки соответствия определенных конструкций производителей требованиям ММО и ITU. Сегодня фактически все федеральные администрации пользуются стандартами МЭК для оценивания характеристик радиолокаторов и большинства другого навигационного оборудования и оборудования радиосвязи.

Стандарты рабочих характеристик ММО и соглашение СОЛАС периодически пересматриваются, так что важно проверять текущий статус стандарта. МЭК 62388 [11] определяет технические стандарты и стандарты тестирования на основе стандартов рабочих характеристик радиолокаторов ММО. Стандарты ММО также подвергаются систематическому пересмотру. Средняя РЛС-установка имеет срок службы обычно более 10 лет, так что РЛС, разработанные и одобренные по предыдущим стандартам, будут продолжать использоваться несколько лет после принятия новых стандартов. Модернизированное оборудование должно удовлетворять последним принятым стандартам.

Стандарты рабочих характеристик радиолокаторов ММО, предшествующие тем, которые вошли в силу 1 июля 2008 г., требуют совместимости с существующими радиомаяками (радиобуйками) на частоте 9 ГГц, *ретрансляторами системы поиска и спасения* (SART). Это подразумевает продолжающееся использование радиолокаторов с короткими импульсами. Однако для стандартов 2008 г. ММО внесло усовершенствования в характеристики морских помех путем снятия необходимости совместимости с радиомаяками на частоте 3 ГГц, тем самым допуская другие формы модуляции, которые позволяют использовать методы когерентной обработки. Поскольку все корабли, регистровый тоннаж которых превышает 300 т, должны иметь по крайней мере один 9-ГГц радиолокатор, это означает, что будет поддерживаться способность обнаружения радиомаяков (и ретрансляторов системы поиска и спасения). Этот подход предоставляет ММО неопределенный период для оценки влияния новых нормативов на обнаружение целей среди морских помех, прежде чем принимать решение относительно того, что должно произойти с радиолокаторами, радиомаяками и системами спасения и поиска на 9 ГГц.

Другое значительное изменение в требованиях старых стандартов состоит в том, что все новые радиолокаторы должны предусматривать возможность отображать цели автоматической идентификационной системы (АИС) и что соответствующая информация может быть доступна на дисплее радиолокатора. Требования к сопровождению целей также были в значительной степени пересмотрены, при этом требуется возможность осуществления автоматического сопровождения

¹ В русскоязычном издании вместо названия «International Electrotechnical Commission» (IEC) используется название «Международная электротехническая комиссия» (МЭК). — Прим. ред.

целей у всех корабельных радиолокационных систем. Объединение электронных карт в виде фона к радиолокационным изображениям также реализовано в рамках стандартов ММО. РЛС с дополнительными возможностями известны как *радарные карты*.

Минимальные характеристики обнаружения, требуемые при благоприятных условиях, приведены в табл. 22.1. Точность измерения дальности должна быть в пределах 30 м (или в пределах 1% максимальной дальности используемой шкалы) и в пределах 1° пеленга (азимутального угла). Навигационные буи с приведенными в табл. 22.1 характеристиками должны обнаруживаться на минимальной дальности в 40 метров. Цели из двух точек при одном и том же пеленге должны появляться как две отдельные цели, если они разнесены друг от друга по дальности более 40 м. Также требуется разрешение по азимуту в 2,5°. Все эти показатели характеристик относятся к пиковым погрешностям, которые можно отнести к 95% средних значений, измеренных для стандартных точечных целей. Стандарты характеристик ММО признают, что характеристики обнаружения радиолокатором, работающим в условиях помех, необязательно дают характеристики, определенные для радиолокации в благоприятных условиях. Производители должны обеспечить эффективные противопомеховые функции в ручном и автоматическом режимах и указать ожидаемое ухудшение характеристик при интенсивности выпадения осадков, равной 4 мм в час и 16 мм в час, для балльности моря 2 и 5, включая сочетание морских и дождевых помех.

РЛС, спроектированные для традиционных судов, должны работать при относительных скоростях судна до 100 узлов. Для высокоскоростных судов, таких как много корпусные скоростные паромы, РЛС должна работать при относительной скорости цели вплоть до 140 узлов. Старые стандарты требовали минимальной скорости вращения антенны в 20 об/мин, но это явное требование было удалено из новых стандартов, поскольку были надлежащим образом уточнены другие зависимые требования, такие как максимальная относительная скорость целей и точность сопровождения. Стандарты рабочих характеристик ММО оговаривают, что радиолокационное оборудование должно удовлетворять требованиям по защите окружающей среды, а также тестовым процедурам, установленным в рамках АИС 60945 [12]. Это всесторонний комплект требований, которые применимы ко всему судовому навигационному оборудованию и оборудованию радиосвязи. Они охватывают такие аспекты, как стойкость к температурным воздействиям, сотрясениям, вибрации, коррозии, водостойкость и стойкость к загрязнению маслом. Детальные требования к электромагнитному излучению и невосприимчивость к электромагнитной среде являются обязательными. Стандарт МЭК 60945 также содержит общие требования к эргonomичности, к разрабатываемому программному обеспечению и безопасности. Последующий набор стандартов МЭК, содержащийся внутри серии МЭК 61162 [13], определяет сообщения, используемые в навигационном оборудовании и оборудовании радиосвязи для обмена цифровыми данными. Корабельные радиолокаторы скорее всего будут получать сообщения из многих элементов навигационного оборудования, таких как АИС, GPS, гирокомпас, лаг и эхолот, и могут обмениваться информацией по сопровождению цели с системой электронных карт и, возможно, с другими дисплеями радиолокационных систем.

Ряд производителей изготавливают РЛС, специально предназначенные для использования на кораблях, которые курсируют по основным внутренним (континентальным) водным путям. Они известны как *речные радиолокаторы*. Они характеризуются малой дальностью и отображением в «портретном формате» для получения максимального обзора вдоль водного пути. Максимальная дальность отображения на самой короткой шкале обычно составляет 150 метров. Эти радиолокаторы обычно разрабатываются в соответствии с требованиями для РЛС на судах, осуществляющих навигацию по реке Рейн [14].

Радиолокаторы для рыболовных и прогулочных судов не охватываются СОЛАС. До 2004 г. эти радиолокаторы не имели получивших международное признание стандартов для производителей. В настоящее время МЭК 62252 [15] является согласованным международным стандартом для радиолокаторов «кораблей», не соответствующих IMO СОЛАС, гл. V и был первоначально выпущен по инициативе производителей. В настоящее время все большее число федеральных морских администраций настаивают, чтобы все новые РЛС для маломерного флота,

попадающие под их юрисдикцию, соответствовали этому стандарту. МЭК 62252 признает три класса радиолокаторов. Класс А предназначен для коммерческого флота с регистровым тоннажем до 150 т; к классу В относятся прогулочные суда, а к классу С — малые прогулочные суда. Основные требования к рабочим характеристикам детализированы в табл. 22.2.

Таблица 22.2. Требования к рабочим характеристикам РЛС для маломерных судов (материал был любезно предоставлен МЭК)*

Класс	ДНА	Минимальный размер дисплея	Диапазон обнаружения по дальности в береговой зоне		Дальность обнаружения точечной цели		
			Подъем на 60 м	Подъем на 6 м	400 м ² высота 7,5 м	10 м ² высота 3,5 м	5 м ² высота 3,5 м
A	$\leq 4,0^\circ$	≥ 150 мм	9 миль	5 миль	5 миль	2 мили	1 миля
B	$\leq 5,5^\circ$	≥ 85 мм	5 миль	3 мили	3 мили	1 миля	не определено
C	$\leq 7,5^\circ$	≥ 75 мм	5 миль	3 мили	3 мили	1 миля	не определено

*МЭК 62252 ред.1.0 © 2004 МЭК, Женева, Швейцария: www.iec.ch.

22.4. Технология

Антенны. Максимально допустимые лепестки ДНА устанавливаются для радиолокаторов категорий СОЛАС и неотносящихся к ней радиолокаторов в стандарте МЭК 62388 [11] с МЭК 62252 [15] соответственно. Они подытоживаются в табл. 22.3.

Таблица 22.3. Требования к рабочим характеристикам антенны (боковые лепестки ДНА) (материал был любезно предоставлен МЭК)*

Класс РЛС	Максимальный уровень боковых лепестков (дБ)	
	В пределах $\pm 10^\circ$	В пределах $\pm 10^\circ$
СОЛАС	-23	-30
Не СОЛАС, класс А	-20	-23
Не СОЛАС, классы В и С	-18	-19

* МЭК 62252 ред.1.0 © 2004 МЭК, Женева, Швейцария: www.iec.ch.

На неотносящихся к категории СОЛАС радиолокаторах скорость вращения антенны не должна быть менее 20 об/мин, тогда как для локаторов категории СОЛАС она не регламентируется. На практике антенны для существующих корабельных радиолокаторов обычно вращаются со скоростью 25–30 об/мин; на быстроходных судах скорость вращения обычно составляет 40–45 об/мин. Для кораблей категории СОЛАС антенны должны быть способны стартовать и работать при относительных скоростях ветра, достигающих 100 узлов; другие требования к окружающей среде для антенных систем детализированы в МЭК 60945 [12], где также описаны специальные тесты для «открытого» оборудования.

Для других параметров антенн категории СОЛАС не существует явных требований, таких как ДНА и коэффициент усиления, но все они должны соответствовать общим требованиям к характеристикам радиолокационных систем. Например,

разрешение по азимуту должно быть лучше, чем $2,5^\circ$; пеленг по азимуту цели должен определяться в пределах 1° ; система должна работать в условиях, когда корабль испытывает килевую и бортовую качку в пределах $\pm 10^\circ$. Типичные коэффициенты усиления и ДН антенны приводятся в разд. 22.2.

Начиная с 1960-х годов использование в линейной решетке щелевого волновода, устанавливаемого в линейно расширяющийся раструб горна, стало наиболее распространенным вариантом антенн для корабельных РЛС. Поскольку для 9-ГГц радиолокаторов категории СОЛАС в антenne должна быть использована по крайней мере линейная поляризация, щелевые антенные решетки обычно снабжались щелями, вырезанными на узкой стенке установленного горизонтально волновода. Вертикальная щель (перпендикулярная кромке волновода) не выводит никакой энергии, но если ее наклонять, то через нее начинает выводиться все большее мощности. Эта щель обычно имеет резонансную длину (половина длины волны), чтобы выводить достаточную мощность. Это приводило к вытягиванию щели в широкую стенку волновода, что также облегчало их конструирование за счет того, что не требовалось пропиливания узкой стенки. Остаточная мощность в конце решетки (обычно менее 5%) рассеивалась на согласованную нагрузку. Традиционно антenna решетка использует концевое возбуждение, хотя иногда используются варианты с центральным возбуждением.

Если щели располагаются друг от друга на расстоянии длины волны волновода, это дает равнофазный волновой фронт на передней стороне антены, а в дальней зоне ДН антены при этом создаются большие дифракционные максимумы. Это происходит потому, что они располагаются друг от друга на расстоянии более чем в одну длину волны. Чтобы это исключить, щели располагаются друг от друга на расстоянии в полдлины волны волновода, но поочередно и вертикально, чтобы вызывать необходимые инверсии фазы. На практике щели располагаются друг от друга на расстоянии, несколько большем, чем половина длины волны волновода, чтобы исключить вызываемые щелями рассогласования в волноводе, настраиваемом на резонанс. Это создает наклонный фазовый фронт поперек антennой решетки, что приводит к отклонению ДНА на угол, который зависит от частоты. Отдельные производители изготавливают РЛС, работающие в ограниченной полосе частот, значительно меньшей, чем суммарный диапазон РЛС, что устраняет необходимость раздельной компенсации отклонения при замене магнетронов. Требования к параметрам боковых лепестков несущественные (табл. 22.3), так что широко используются простые распределения апертуры, такие как основанный на опорном импульсе квадрат косинуса. Небольшие поля с вертикальной поляризацией, производимые каждой наклонной щелью, необходимо подавлять, поскольку в противном случае они могут привести к образованию больших боковых лепестков с перекрестной поляризацией решетки, а осложняемые инверсией фазы компоненты с перекрестной поляризацией от щели к щели приводят к появлению лепестков дифракционных максимумов перекрестной поляризации. Этого можно достичь с помощью печатного поляризационного фильтра, устанавливаемого в передней части решетки, или за счет создания как части структуры короткого сквозного волновода перед каждой щелью, размеры которого ниже предела отсечения вертикальной поляризации.

Характеристики щели обычно получают из измерений, а не с помощью подробного электромагнитного анализа. Это позволяет охватить все детали конструкции, включая те из них, которые нужны для поляризационной фильтрации; кроме того, получить достаточную точность, используя численный анализ, достаточно сложно. При условии, что оценка характеристик выполнена тщательно и что хорошая методика изготовления может гарантировать заданные допуски, достаточно несложно изготовить приемлемую по цене антенну, которая удовлетворяет требованиям ММО. Требуемую вертикальную ДН обычно получают с помощью линейного конического расширения. Угол конуса выбирают таким образом, чтобы он создавал подходящее вертикальное распределение фазовой постоянной на его апертуре. Вертикальное распределение амплитуды аппроксимируется косинусом из-за горизонтально поляризованного поля. Вертикальные ДН обычно составляют около 25° в ширину в точках 3 дБ.

Естественно, что затраты на заданные характеристики являются основным параметром для конструкторов систем при выборе антены. В то время как



Рис. 22.3. Низкопрофильная 3,9-метровая антенна S-диапазона корабельного локатора (материал любезно предоставлен компанией *Kelvin Hughes Ltd.*)

традиционные щелевые линейные решетки нашли широкое использование, есть примеры, когда на основе анализа компромисса между ценой и качеством выбор делался в пользу других вариантов. Например, в качестве альтернативы использовался блок диэлектрика, устанавливаемый прямо перед щелевым волноводом антенной решетки вместо секции с коническим расширением. Утечка энергии с верхней и нижней стороны блока диэлектрика добавляется к энергии, испускаемой из переднего торца, формируя коэффициент усиления при передаче в прямом направлении. Именно глубина блока диэлектрика определяет коэффициент усиления, что аналогично длине антенны Яги. Этот эффект уменьшает примерно втрое высоту антенны по сравнению с традиционными конструкциями, обычно с 300 мм до 100 мм на частоте 3 ГГц. Это означает значительное снижение ветровой нагрузки. Диэлектрическая постоянная блока может быть достаточно низкой, что наряду с сокращением ветровой нагрузки приводит к легкой конструкции. Это сокращает расходы на поворотный механизм антенны и облегчает ее установку. Пример антенны такого типа, выпускаемой компанией *Kelvin Hughes Ltd.*, показан на рис. 22.3.

Радиолокаторы для небольших судов в течение нескольких лет использовали печатные решетки, а также решетки с щелевыми волноводами. Также используются небольшие параболические рефлекторные системы с рупорным возбуждением. Антенны для небольших кораблей обычно помещают внутри обтекателя антенны, который защищает антенну и устанавливаемую на мачту электронику РЛС от воздействий окружающей среды и защищает антенну от обдирания навесным оборудованием. В частности, он обеспечивает защиту пользователя от врачающихся механизмов, поскольку головку радиолокатора можно устанавливать в открытых участках для доступа человека. Антенны, использующие печатные решетки, применяют интегральные печатные делители мощности. Решетки обычно двумерные, обходятся без конической секции и обычно состоят из излучающих полосок, а не из печатных диполей. Обычно используются апертуры в 450 и 600 мм. Печатные технологии обычно не используются для корабельных антенн; щелевые волноводы антенных решеток остаются рентабельным решением для более крупных решеток, особенно по мере того, как высокая мощность создает дополнительные осложнения для печатных делителей мощности.

Плохое размещение антенны является распространенной причиной снижения рабочих характеристик радиолокаторов на кораблях, а также на маломерных судах. Удивительно, что на кораблях все еще используются варианты установки, которые создают значительное блокирование радиолокатора. Слепые сектора обычно возникают из-за дымовых труб и прочих судовых надстроек, а из-за более мелких конструкций может иметь место значительное снижение боковых лепестков ДНА, таких как СВЧ-антенны, вызывающих блокировку вблизи апертуры радиолокационной антенны.

Радиолокационная головка. Обычно радиолокационная головка состоит из передатчика и приемника, понижающего до промежуточной частоты или до цифрового устройства передачи сигналов без модуляции, а также антенны и поворотного механизма. Ее конструкция для магнетронной системы категории СОЛАС и радиолокаторов, не относящихся к категории СОЛАС, базируется на традиционных принципах. Магнетрон подключается к антенне с помощью дуплексора и врачающегося соединения. Срок службы магнетрона составляет примерно 10 000 часов, и он является наименее долгоживущей компонентой всей

системы. Современные дуплексоры представляют собой трех- или четырехпортовый ферритовый циркулятор. Предпочтительней использование четырехпортового устройства, поскольку у него лучше согласована нагрузка для магнетрона, и поэтому оно дает более чистый радиочастотный спектр. Подсистема *низкошумящих входных каскадов* (LNFE – Low-Noise Front-End) подключается к циркулятору через ограничивающий регулируемый диод, который защищает LNFE во время передачи импульса.

Модулятором магнетрона обычно выступает *цепь формирования импульса* (PEN), в основном состоящая из конденсаторов и катушек индуктивности. Регулирование оператором длины импульса осуществляется переключением на различные реактивные компоненты. Разряд цепи формирования импульсов (PFN) регулируется высоковольтным переключателем, в качестве которого часто используется однооперационный триодный тиристор; также используются тиристоры и полевые транзисторы. Модуляторы на основе полевых транзисторов иногда приводятся в действие непосредственно импульсным входом, а не с помощью PEN. И, наконец, импульсный трансформатор согласует PEN с полным сопротивлением, находящимся на магнетронном катоде. Для запуска магнетрона требуется импульс мощностью около 10 кВт. Чтобы получить хорошие характеристики во всем диапазоне продолжительностей импульса, конструкторы используют эмпирически полученные знания, из-за чего фактические цепи могут быть удивительно сложными. Импульс продолжительностью 50 нс с трудом достигает стабилизации – время нарастания амплитуды обычно не превышает 10 нс, чтобы ограничить внешнеполосные помехи, а время спада обычно продолжительнее. Использование сверхвысокого напряжения может привести к плохой надежности, если конструкция ненадлежащим образом учитывает связанные с этим проблемы. Большое значение имеет физическое размещение, и следует также учитывать влияние работы в потенциально влажной окружающей среде. Синхронизация импульсов может быть намеренно неустойчивой на межимпульсной основе. Межимпульсная корреляция в процессоре радиолокатора очень эффективно блокирует помехи от других РЛС, хотя и с небольшим, но обычно приемлемым снижением способности обнаружения.

После ограничителя сигналов LNFE обрабатывается с помощью полосового фильтра, чтобы снизить влияние внешнеполосных помех. LNFE состоит из радиочастотного усилителя (обычно дающего коэффициент усиления 10 дБ) и балансного смесителя, гетеродина и предварительного усилителя промежуточной частоты. Все это обычно поставляется производителю РЛС специальными компаниями в качестве комплектующих подблоков. Суммарный показатель шума системы обычно составляет 4–5 дБ, но могут быть получены и более низкие показатели. Частота гетеродина обычно задается управляющим сигналом, получаемым из усилителя промежуточной частоты. Кроме того, можно использовать устройства для регулировки частоты вручную. Последний вариант может быть полезен, например, при поиске передатчика для спасения при сильных морских помехах, поскольку это дает возможность десенсибилизировать отраженные сигналы при передаче собственных сигналов. Гетеродин использует диод Ганна или полевой транзистор, выдавая типичную промежуточную частоту в 60 МГц.

Обнаружение и обработка. После LNFE логарифмический усилитель снижает динамический диапазон принимаемого сигнала для исключения ограничения. Динамический диапазон около 100 дБ обычно получается с помощью восьмикаскадного усилителя. Фильтрация в соответствии с продолжительностью передаваемого импульса применяется внутри усилителя промежуточной частоты. Выходной сигнал из логарифмического усилителя поступает в диодный детектор огибающей, преобразуя сигнал в основную полосу частот для последующей пороговой обработки. Установка порогового значения близко связана с временной регулировкой чувствительности радиолокатора. ВРЧ в основном используется, чтобы компенсировать относящийся к расстоянию динамический диапазон принимаемых сигналов. На близких дальностях ВРЧ классически подчиняется закону обратной четвертой степени, переходя в закон обратных кубов в областях с преобладанием морских помех в соответствии с фундаментальной теорией. Поскольку переходная область является функцией высоты антенны, ее установка может потребоваться, когда система устанавливается в первый раз. Регулировка

морских помех, выполняемая вручную оператором, применяется для настройки переходной области. В настоящее время форма кривой и эффекты ручной регулировки основываются на практическом опыте отдельных производителей, который сильно способствует фактической эффективности конкретной РЛС при наличии морских помех. Даже при ручной регулировке детальная форма кривой ВРЧ может иметь сложный адаптивный элемент, чтобы оптимизировать пороговые величины в более широком диапазоне.

Автоматическая настройка пороговой величины становится все более сложной, но часто дает возможность добиться некоторой дополнительной оптимизации вручную. Кривую можно адаптировать к внутренним расчетам, выполненным для отраженного сигнала последнего импульса или последовательности импульсов. Она может также включать более сложные процессы составления карт помех. Все это представляет собой попытки создать постоянную частоту появления ложных сигналов тревоги на дисплее радиолокатора. Поскольку радиолокатор установлен на подвижной платформе, подверженной воздействию сложной динамики, то при составлении карт помех возникают определенные трудности. Однако современные процессоры позволяют использовать приемлемые по стоимости алгоритмы регулирования пороговой величины значительной сложности. Производители содержат собственные технологические процессы в строгой конфиденциальности из-за тех усилий, которые были потрачены для их эмпирической оптимизации. Теоретические модели помех в общем случае оказались неспособными для оптимизации. Даже оптимизация для условий моря в одном определенном районе может создать квазиоптимальные решения в других районах, и поэтому необходимо использовать данные из ряда областей для разработки глобально эффективного изделия.

ВРЧ и настройка пороговой величины являются процессом, который контролируется в цифровой области, но часто применяются аналоговые процессы на радио- и промежуточных частотах (для предварительного и осуществляемого после задержки усиления), а также процессы в цифровой области. Со стратегией настройки пороговой величины тесно связаны методы обработки междуимпульсных и междускановых сигналов, такие как БПФ, интегрирование импульса и процесс корреляции. Современные цифровые технологии с их скоростями обработки, доступной длиной слова и большой вместимостью памяти дают разработчикам РЛС большую гибкость в применяемой стратегии; и полностью раздельные процессы в аналоговой области становятся все больше интегрированными в цифровые процессы. Простые идеи по регулированию пороговой величины заменяются сложными логическими процессами, обеспечивая детальное оценивание наличия цели, даже потенциально переходя в процессы формирования отметки цели и ее сопровождения.

Более сложная обработка также может дать дополнительную информацию, полезную для морских операторов. Например, с помощью методов спектрального анализа можно точно извлекать информацию о состоянии моря, включая значительные высоты волн и их период, направление и скорость [16]. Система Miros A/S WavexTM определяет спектр направленной волны, масштабированной в $\text{m}^2/\text{Гц}$, и такие параметры, как высота существенной волны и средний период волн БПФ, выполненные на данных, собранных на основе последовательного сканирования; в анализе обычно используются данные 32 сканирований. Результирующая информация может быть очень полезна для крупных быстроходных судов, передвигающихся со скоростью 60 узлов и более. Она также может быть потенциально полезна для уязвимых судов, таких как суда для перевозки химикатов, чтобы можно было гарантированно выполнить соответствующее действие в тяжелых погодных условиях, особенно ночью при плохой видимости. Работы с океаническими нефтяными платформами также могут выполняться при содействии подобных систем. Информация для пользователя может отображаться в виде цифровой индикации первичных параметров, данные также могут представляться графически. Установленные системы обычно извлекают необработанные данные из 9-ГГц локатора и выполняют обработку методом продольных или поперечных волн, а также отображают функции на отдельной процессорной или дисплейной системе. Спектральный анализ этого типа также может обнаруживать нефтяные пятна [17], поскольку они уменьшают амплитуду морских поверхностных капиллярных волн.

Такие системы могут быть полезны на кораблях, помогая выполнять операции по очистке, а также при раннем обнаружении проливов с нефтедобывающих платформ.

Было также предложено [18], что дополнительная обработка перекрестной поляризации получаемых радиолокатором сигналов может представлять определенную пользу для работ в море, когда морские льды могут представлять угрозу для судоходства. Благодаря структурным изменениям, которые происходят в старом льду и влияют на отражение радиолокационных сигналов, можно различать потенциально опасный старый лед, включая глетчерный лед (айсберги), от односезонного морского льда, обычно представляющего меньшую угрозу для навигации. Это обусловлено тем, что компонента перекрестной поляризации в отраженном сигнале значительно выше для старого льда по сравнению с новым льдом. И проблема теперь сводится к тому, как можно доступным образом определить компоненту перекрестной поляризации.

На практике было обнаружено, что превосходный способ обнаружения льда может быть получен путем оптимизации обработки сигналов традиционных корабельных РЛС [7]. Из-за того, что по своей природе представляющие интерес цели передвигаются медленно, усреднение радиолокационного изображения, выполненное для нескольких радиолокационных сканирований, а также использование оптимизированного фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) могут дать очень детальное изображение, которое позволяет пользователю отличать льды от участков моря. В частности, с помощью таких систем можно без труда обнаруживать небольшие ледовые образования, такие как крупные обломки айсберга (айсберги, размер которых над водой меньше 5 м в ширину и больше одного метра в высоту, или несяки) и малые несяки (менее 2 м в ширину и 1 м над поверхностью воды). Время накопления свыше 128 с. оказалось подходящим для антенн, вращающихся со скоростью 120 об/мин. Также была продемонстрирована способность обнаружения целей (лед) при наличии морских помех при более высоких скоростях вращения антенн. С помощью таких РЛС можно получать изображения льдов, представляющих опасность для навигации, одно из них представлено на рис. 22.4.

Полупроводниковые СМР. Для появления благоприятных условий внедрения в корабельные РЛС полупроводниковых передатчиков сошлись вместе сразу несколько факторов. Наиболее важным оказалось то, что доступные радиолокаторы на основе магнетронов не удовлетворяли требованиям пользователей при работе в неспокойном море и при наличии обусловленных атмосферными осадками помех. Небольшие суда и буи становились невидимыми на дисплее, создавая угрозу для жизни. ММО признала эту проблему и, чтобы не ограничивать возможностей для разработки новых радиолокаторов, сняло требования совместимости 3-ГГц радиолокаторов с существующими радиомаяками.

Производители СМР получили возможность использовать в передатчиках РЛС нитрид галлия и прочие СВЧ-полупроводники [19], разработанные в первую очередь для широкополосных каналов связи, чтобы заменить конструкции на основе магнетронов. Методика сжатия импульса используется для снижения требуемой пиковой мощности. Даже одни только устройства на основе нитрида галлия могут генерировать сотни ватт пиковой мощности при средней мощности, едва достаточной для работы СМР. Кроме того, достижения в области генерации сигналов специальной формы с цифровым управлением дали возможность конструкторам создавать высокоточные сигналы с импульсным сжатием при незначительных затратах. Эти сигналы дают возможность использовать когерентную обработку, предоставляя дополнительную доплеровскую информацию, которую можно использовать для разделения целей от помех. Стало потенциально доступно использование методов частотного разнесения, дающих дополнительные возможности для обнаружения цели благодаря гибкости используемой технологии генерации сигналов. Значительные затраты оказались препятствием на пути использования для этой цели передатчиков с двумя магнетронами.

Требования со стороны других служб в отношении более широкой полосы пропускания, особенно со стороны операторов мобильной связи, продолжают оказывать давление на установленные ITU ограничения спектра для корабельных радиолокаторов (см., например, Вильямс [20]). Поскольку пиковая излучаемая

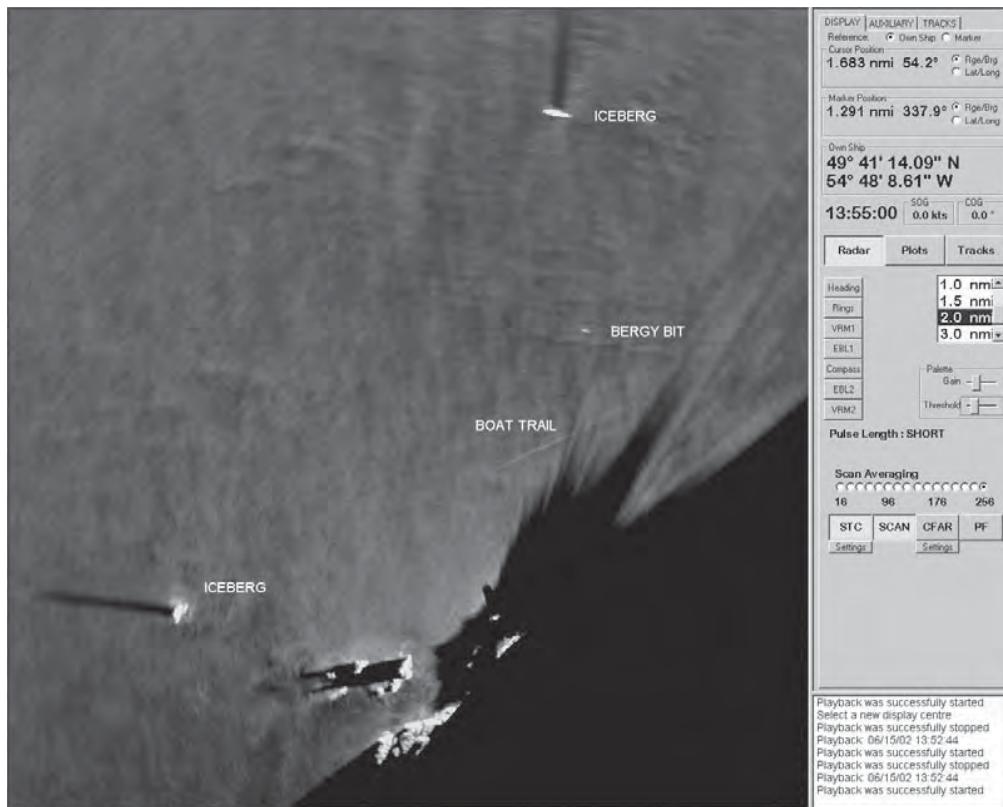


Рис. 22.4. Обнаружение образований льда с помощью БДИ-фильтрации на процессоре РЛС Rutter Sigma 6 (материал любезно предоставлен Министерством транспорта Канады)

полупроводниковыми СМР мощность очень низка по сравнению с РЛС на основе магнетронов, например 200 Вт по сравнению с 30 кВт, уровни спектральных помех сильно сокращаются, поэтому широкое использование этой технологии дает возможность лучше использовать спектр радиочастот. Кроме того, тщательно контролируемый радиолокационный сигнал, как ожидается, может создавать меньший уровень шума, чем типичный магнетронный передатчик СМР.

Примером полупроводникового когерентного радиолокатора является РЛС SharpEye™ компании Kelvin Hughes Ltd. — первого радиолокатора, который согласуется с требованиями ММО. Он имеет линзовую выходную мощность в 170 Вт и коэффициент заполнения, равный 10%. На рис. 22.5 приведена фотография электроники передатчика этого радиолокатора. Для того чтобы получить требуемые характеристики на коротких дальностях, он передает группу импульсов различной длительности. Каждый импульс в группе оптимизирован на охват определенного диапазона дальности. В целом последовательность импульсов полностью охватывает диапазон измерений прибора и обеспечивает выполнение требования ММО в отношении минимальной дальности.

В приемнике группы импульсов группируются в блоки, которые называют пакетами. Продолжительность пакета примерно равна времени, необходимому для того, чтобы 3-дБ крайние точки ДНА по азимуту прошли мимо точечной цели; следовательно, число импульсов в пакете непосредственно связано с приборной дальностью и скоростью вращения антенны. Эхо-сигналы, принимаемые во время продолжительности пакета, обрабатываются блоком фильтров для извлечения радиальных скоростей целей и помех. Внутри цифрового процессора сигналов пороговые значения для каждого фильтра в пределах блока аддитивно рассчитываются

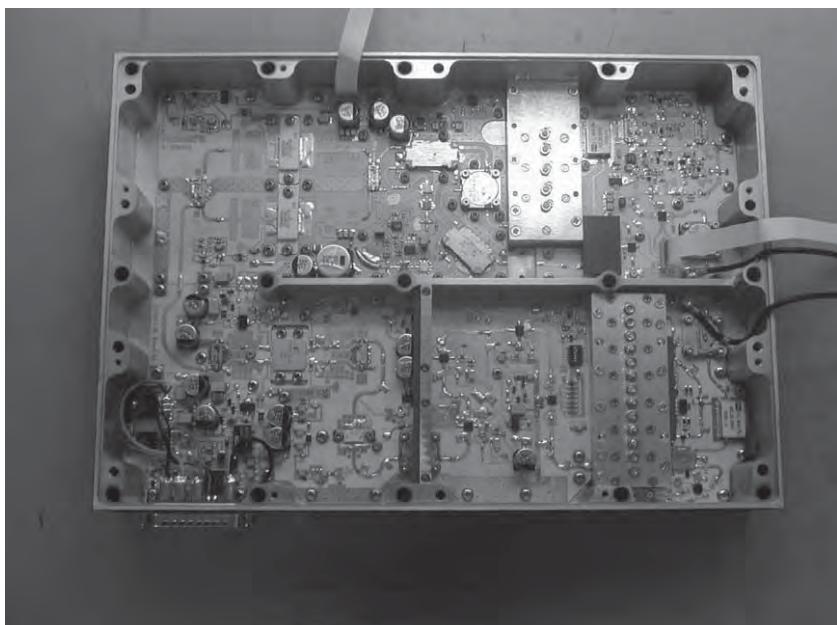


Рис. 22.5. Полупроводниковый передатчик корабельного радиолокатора S-диапазона SharpEye™ компании Kelvin Hughes (материал любезно предоставлен компанией Kelvin Hughes Ltd.)

в целях обеспечения оптимального контроля ложных срабатываний, одновременно повышая подавление помех и способность обнаружения цели. Также предусмотрено ручное регулирование пороговой величины для соответствия требованиям ММО.

Современные полупроводниковые радиолокаторы нуждаются в незначительных аналоговых схемах; они работают при низких уровнях напряжения и не содержат компонентов с ограниченным сроком службы, таких как магнетроны. Это потенциально делает их чрезвычайно надежными и стабильными при небольших эксплуатационных затратах, удовлетворяя возрастающие требования со стороны операторов кораблей.

В предыдущие годы на кораблях требовалось иметь начальника радиостанции, который мог выполнить ремонт радиолокатора в море. Теперь в этом нет необходимости. Надежность является первостепенной заботой, поскольку нефункционирующий радиолокатор может вынудить корабль простоять в порту при больших затратах для оператора.

22.5. Сопровождение цели

Функцию сопровождения цели корабельного навигационного локатора ранее называли *средством автоматического отображения траектории движения цели радиолокатором*. Этот термин становится устаревшим. ММО определяет этот процесс как *сопровождение цели* (*TT – Target Tracking*), которое включает данные о цели, получаемые от АИС. Основное требование делает необходимой минимальную способность радиолокатора по сопровождению 20 целей на кораблях с регистровым тоннажем менее 500 тонн, 30 целей на кораблях с регистровым тоннажем в интервале от 500 до 10 000 т и 40 целей на кораблях с регистровым тоннажем свыше 10 000 тонн. Кроме того, корабли с регистровым тоннажем свыше 10 000 т должны иметь возможность автоматического захвата на сопровождение цели. Фактические системы обычно превышают все эти минимальные

требования. Цели с максимальной относительной скоростью в 100 узлов должны отслеживаться; это требование повышается до 140 узлов для радиолокаторов на судах, способных развивать скорость выше 30 узлов. На мостике навигационные требования должны способствовать исключению столкновения судов, для чего необходимо знать *точку максимального сближения цели* (CPA — Closest Point of Approach) и *время максимального сближения* (TCPA — Time to Closest Point of Approach), при этом оба параметра должны быть доступны для всех сопровождаемых целей. Требуемая точность сопровождения цели при уровне достоверности в 95% приведена в табл. 22.4.

Таблица 22.4. Требования к точности радиолокационного сопровождения цели (уровень достоверности 95%) [11] (материал любезно предоставлен ММО)

Время установившегося состояния (мин.)	Относительный курс, град.	Относительная скорость, узлы	CPA, мили	МС, мин.	Истинный курс, град.	Истинная скорость, узлы
1 мин.: курс [†]	11	1,5 или 10% (что больше)	1,0	-	-	-
3 мин.: движение [‡]	3	0,8 или 1% (что больше)	0,3	0,5	5	0,5 или 1% (что больше)

[†] Курс — это раннее указание (спустя 1 мин.) скорости и направления цели.

[‡] Движение является установившейся оценкой (спустя 3 мин.) скорости и направления движения цели.

Проблема сопровождения усложняется тем, что основные измерения РЛС выполняются относительно движения корабля, тогда как дисплей может быть установлен на относительное или истинное движение. Кроме того, истинное движение может быть стабилизировано относительно земли или моря. Вектора целей и окна с сопутствующими данными могут быть показаны в истинном или относительном движении при любой системе координат на дисплее радиолокатора. Ориентация корабля на север задается гирокомпасом или «передающим» магнитным компасом — компасом с цифровым интерфейсом. Лаг дает *скорость относительно воды* (STW — Speed Through the Water). Это может быть традиционный датчик вращения, приводимый в действие движением относительно воды, или акустический датчик, измеряющий доплеровский сдвиг отраженного сигнала. В последнем можно задать оценку скорости относительно окружающей воды (STW) или относительно морского дна, т.е. *скорость над грунтом* (SOG — Speed Over Ground). Для судов с регистровым тоннажем выше 50 000 т в обязательном порядке требуется ведение измерений по двум осям скорости в направлении вперед и назад, выполняемых с помощью лага. Как правило, это доплеровский лаг. На менее крупных судах используются глобальные спутниковые системы позиционирования для предоставления данных о скорости над Землей и часто предпочтительные пользователями источники стабилизации земли для РЛС, даже для кораблей, оснащенных доплеровскими лагами. Доплеровские лаги не всегда дают хорошие показания скорости для некоторых типов морского дна, например для илистого. Должны быть также предоставлены устройства, позволяющие использовать стационарно отслеживаемые цели, такие как видимые радиолокатором навигационные метки, чтобы обеспечить привязку к Земле.

В соответствии с конструкцией основная функция сопровождения может осуществляться в корабельных или в земных/морских системах координат, используя традиционные алгоритмы. Процесс сопровождения можно инициировать вручную или автоматически. Автоматическая инициализация представляет собой традиционный процесс формирования отметки цели, ограниченный внутри заданной

пользователем области, которая в простейшем случае может быть дальностью во-круг корабля. Заданная область может также иметь установленные пользователем запретные зоны. Следует использовать алгоритмы для исключения формирования отметок на обычно случайных волновых объектах, возможно, дляящихся в течение нескольких сканирований, таких как перемещающийся гребень волны. Выбор вручную является эффективным процессом формирования отметки цели, работающим в пределах небольших участков, окружающих курсор. Алгоритм сопровождения цели или α - β -фильтрация используются для сглаживания шума измерений. Характеристики этого фильтра необходимо адаптировать к качеству принимаемого от цели сигнала. Если сопровождение ведется в наземной системе координат, процесс автоматически учитывает собственные перемещения судна. В системах, основанных на относительном движении, к этому фильтру необходимо дополнительно использовать данные самого корабля.

В зависимости от заданного пользователем режима эти данные требуется преобразовать в правильную систему отсчета и соответствующим образом отображать. СРА и ТСРА непрерывно рассчитываются для всех сопровождаемых целей, так что если пользователем были предварительно установлены ограничения, может инициироваться сигнал тревоги. Все сопровождаемые цели отображаются на экране вместе с относящимися к ним векторами скорости. Сопровождаемые цели могут быть выбраны пользователем так, что вся информация, относящаяся к цели, включая СРА и ТСРА, отображается на панели данных радиолокационного экрана. Потеря цели создает визуальный и звуковой сигнал тревоги. Нормальное завершение сопровождения происходит, когда цель покидает зону обнаружения и сопровождения или при прекращении ее сопровождения вручную. Оператор также может установить зону радиолокационного наблюдения. Она может быть идентична зоне обнаружения и сопровождения, но при прохождении в эту зону сопровождаемой цели подается сигнал тревоги.

Подобно другим радарам сопровождения необходимо разработать стратегию, чтобы справляться с целями, которые на некоторых сканах могут оказаться невидимыми. ММО требует, чтобы заданные характеристики сохранялись, когда цель невидима на вплоть до 50% сканов. Кроме того, для эффективных систем необходимо разработать стратегию по снижению возможности подмены цели, что происходит, когда цели двигаются вплотную вместе и вследствие расходятся. В частности, алгоритмы сопровождения должны стремиться справляться с возможными значительными и быстрыми изменениями в центральной части локатора, когда цель делает поворот. В худшем случае это может достигать почти всей длины крупного корабля — около 300 метров. Это целое искусство — обзавестись хорошим устройством сопровождения, оптимально настроенным для всех ситуаций, во всем диапазоне разных скоростей судна, и сохранять подходящую индикацию изменений в направлении движения без чрезмерного времени ожидания. Чрезмерно стабилизованные системы могут дать несомненно устойчивую индикацию траектории цели, но она может оказаться очень неточной, когда цель будет менять направление своего движения. С точки зрения безопасной навигации изменение направления движения — часто гораздо более важный параметр. Устройства сопровождения целей отдельных производителей могут иметь совершенно разные конструкции и стратегии оптимизации и поэтому могут отличаться своими характеристиками. В рамках стандарта МЭК 62388 [11] имеются заданные сценарии испытаний, которые должны успешно пройти все системы сопровождения категории СОЛАС. ММО требует, чтобы курс изменения направления движения цели был показан в пределах одной минуты и в интервале трех минут, чтобы можно было получить прогноз дальнейшего передвижения цели согласно данным, приведенным в табл. 22.4.

В принципе сопровождение цели может быть поддержано данными АИС (раздел 22.7). Однако данные АИС лучше исключить из процесса сопровождения радиолокатором целей, чтобы они оставались полностью независимыми. После того как радиолокационное сопровождение цели было сформировано, его можно автоматически сравнивать с данными АИС и объединять в единую цель, если это необходимо оператору. Это дает полную независимость радиолокатора от полученных с помощью АИС данных, тем самым усиливая проверку однозначности.

22.6. Интерфейс пользователя

С точки зрения пользователя наиболее заметным и важным изменением в корабельном радиолокаторе с момента его появления является развитие основанной на процессоре технологии отображения. В частности, современные хорошо спроектированные дисплеи видны в широком диапазоне изменений освещенности; они эффективно используют цвет и обеспечивают простой и понятный доступ к радиолокационному изображению и сопутствующим данным. Время, когда радиолокационный экран был виден только при дневном свете на тусклой с длительным послесвечением монохромной электронно-лучевой трубке через апертуру колпака, уже давно прошло. Совсем недавно цветные электронно-лучевые трубы высокой яркости были заменены плоскими панелями ЖК-дисплеев, более пригодными для пользователя; крупные автономные радиолокационные консоли больше не нужны, что дает возможность совершенствования эргономической конфигурации корабельного мостика.

Устройства ввода данных пользователем у разных производителей могут различаться. Некоторые решения используют несколько больше устройств, чем шаровой манипулятор и три кнопки управления. В других устанавливаются ряд специализированных выключателей и поворотный регулятор, а также управление курсором наподобие шарового манипулятора или координатная ручка.

Иногда применяется технология сенсорного экрана. Все больше систем начинают пользоваться буквенно-цифровыми клавиатурами, облегчая ввод данных пользователем, особенно для *карточных локаторов* (радиолокаторы, использующие электронные, основанные на картах подложки) и для радиолокаторов, объединенных с автоматическими идентификационными системами. В радиолокаторах, предназначенных для небольших судов, все больше применяются водозащитные пользовательские интерфейсы, поскольку они чаще используются в более открытых областях и операторами, чьи руки подвергаются воздействию соленой воды. В общем случае шаровые манипуляторы хотя и дают более точное управление и чаще используются в корабельных радиолокаторах, показали себя неподходящими для небольших судов из-за условий окружающей среды. Вместо них обычно используют миниатюрные ручки управления или простые четырехсторонние тумблеры.

Рабочая область радиолокационного дисплея обычно круглая, хотя это уже не считается обязательным требованием. Этот факт берет начало с использования конических индикаторных трубок, что было сохранено большинством производителей, поскольку давало дополнительное пространство вне рабочей области для отображения данных и меню (см. рис. 22.6). Минимальную рабочую область дисплея называют диаметром: 180 мм — для кораблей с регистровым тоннажем менее 500 т; 250 мм — для кораблей с регистровым тоннажем от 500 до 10 000 т и 320 мм — для кораблей с регистровым тоннажем выше 10 000 т. Минимально рекомендуемые площади дисплея для РЛС судов небольшого водоизмещения приведены в табл. 22.2. Цвет целей радиолокаторов и цвет фона не регламентируются. Сопровождение цели, которое раньше предоставлялось заложенным в конструкцию послесвечением электронно-лучевой трубы локатора, должно осуществляться электронным образом. Продолжительность сопровождения должна выбираться пользователем в единицах времени. Когда выбран режим истинного движения, сопровождения могут выбираться оператором, чтобы представляться на экране в истинной системе отсчета или в системе отсчета относительно корабля. Положение курсора дисплея всегда можно задать в блоке данных в единицах дальности и азимута от собственного корабля и/или в координатах широты и долготы. Именно курсор используется для выделения или снятия выделения целей в рабочей области и для того, чтобы ввести выбранную пользователем карту. Курсор обычно используется для того, чтобы ставить отметки по дальности и азимуту.

На корабле устанавливается *согласованная общая контрольная точка* (CCRP — Consistent Common Reference Point), к которой следует привязывать все радиолокационные и прочие навигационные данные. Эта точка становится особенно важной при проведении ближайших навигационных расчетов. Задание CCRP также дает возможность показать на дисплее радиолокатора собственный масштаб.

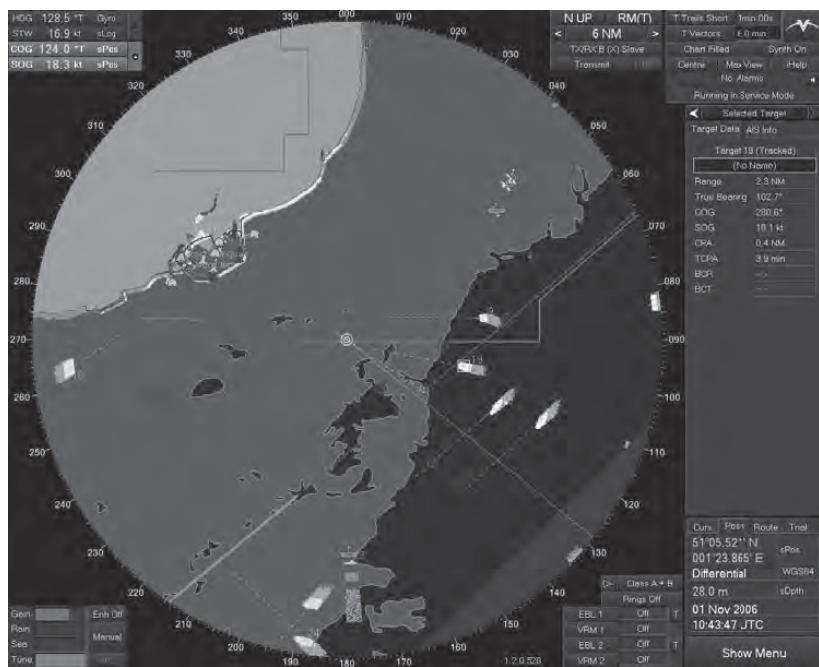


Рис. 22.6. Дисплей корабельного радиолокатора (материал любезно предоставлен корпорацией Courtesy of Northrop Grumman Sperry Marine BV)

бированый символ корабля при выборе соответствующих масштабов малой дальности. Символика этой графики вместе с остальными символами и сокращениями на дисплее должна соответствовать требованиям ММО [21]. Это гарантирует, что операторы будут знакомы с форматом представления радиолокационных данных при работе на других кораблях. Дисплей радиолокатора также должен соответствовать стандартам рабочих характеристик ММО для навигационных дисплеев [22].

Регламентируется определенный масштаб дальностей (отображение максимальной дальности), охватывающий диапазон 0,25—24 морских миль. На практике обычно предоставляется шкала дальностей выше 24 морских миль, вплоть до 96 миль. Оператор может дополнительно включить кольцевые отметки дальности, которые помогают оценивать расстояния. Точные измерения дальности выполняются с помощью *подвижного указателя дальности* (VRM — Variable Range Marker). Нужны по крайней мере две метки дальности, каждая с цифровым отсчетом в области данных дисплея. Требуемая точность составляет 1% (но не точнее, чем 30 м). Вокруг периметра рабочей области дисплея должна быть видна шкала азимутального угла. Эта шкала может помочь пользователям определить направление корабля при обзоре вдоль *курса направления движения* (HL — Heading Line), который должен быть показан на дисплее; допускается только временное гашение HL. Кроме того, курс корабля обычно приводится в блоке данных за пределами рабочей области. Начало отсчета радиолокатора может быть смешено пользователем от центра рабочей области; шкала угла азимута перестраивается соответствующим образом.

Две и более электронных линий пеленга (ЭЛП, EBLs — Electronic Bearing Lines)¹ должны быть представлены с непрерывным численным отсчетом. Хотя обычно они имеют точку отсчета на корабле в (CCRP), их также можно сместить в любое

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Bearing Lines» (EBLs) используется термин «электронная линия пеленга» (ЭЛП). — Прим. ред.

положение. Могут быть установлены отсчеты относительно собственного курса корабля или истинного направления на север. Начало отсчета ЭЛП также можно установить, чтобы оно следовало за собственным передвижением корабля или имело географическую привязку. Обычно расстояние и азимут от одной точки к другой на дисплее могут быть определены с помощью пункта специального меню и соответствующим управлением курсора дисплея. Фактическая реализация ЭЛП, VRM и смещения измеренных величин часто осуществляется простым графическим инструментом, который используется для позиционирования и перетаскивания линий и окружностей на дисплее с помощью курсора. Многие моряки находят очень полезным использование *параллельных указательных линий* (PI — Parallel Index) с привязкой к кораблю. Параллельный указатель представляет собой прямую линию на дисплее радиолокатора, которую устанавливает пользователь к фиксированному «компасу» пеленга и фиксированному перпендикулярному расстоянию от центра отсчета радиолокатора. Необходимо использовать по крайней мере четыре такие линии. Их можно по отдельности подключать для использования и устанавливать по азимуту, дальности луча и длине. ПУ обычно используются для контроля сохранения кораблем курса, безопасного относительного берега при привязке к неподвижной видимой береговой радиолокационной цели.

Радиолокаторы с электронными картами. Возможности и относительно невысокая стоимость современных систем обработки и отображения предоставляют большую гибкость представления информации пользователям. Многие годы радиолокаторы категории СОЛАС имели возможность использовать пользовательские карты в виде подложки для радиолокационного изображения. Многие карты можно создавать и сохранять для использования в будущем. Хотя такая возможность все еще широко используется, применение векторизованных данных электронных карт в качестве подложки радиолокационного изображения становится все более распространенным. В терминах ММО такие радиолокаторы известны как *карточные локаторы*. Все одобренные карточные локаторы должны быть способны отображать официально признанные векторные данные, которые известны как *электронные навигационные карты* (ЭНК, ENC — Electronic Navigational Chart)¹. Они выпускаются федеральными органами управления и соответствуют стандарту Международной гидрографической организации (МГО, IHO — International Hydrographic Organization)² [23], известному как S57 [24]. Данные ЭНК обычно используются в утвержденных системах электронных карт, называемых *электронными картографическими навигационно-информационными системами* (ЭКНИС, ECDIS — Electronic Chart Display and Information Systems)³ [25], а также на кораблях вместо бумажных карт. Данные ЭНК обновляются гидрографическими службами, которые выпускают на регулярной основе файлы изменений. Утвержденные ММО электронные радиолокационные карты также должны быть в состоянии принимать эти обновления. Карты и их обновления загружаются с помощью компакт-диска или с помощью спутниковой линии связи. На некоторых системах радиолокационные карты могут быть доступны для сервера на корабле, который централизует распределение таких данных среди всего оборудования, которому необходима информация карт.

Пользователь имеет возможность выбирать слои векторных электронных карт, которые показываются на дисплее карточного локатора. Например, они могут включать береговую линию, навигационные метки и изобаты, учитывающие безопасную осадку корабля. Если корабль осуществляет навигацию, используя ЭКНИС, а не бумажную карту, то, вероятно, радиолокатор и ЭКНИС будут установлены в режим «курс сверху» или «направление сверху». «Север сверху» больше

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Navigational Chart» (ENC) используется термин «электронные навигационные карты» (ЭНК). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо названия «International Hydrographic Organization» (IHO) используется название «Международная гидрографическая организация» (МГО). — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Chart Display and Information Systems» (ECDIS) используется термин «электронные картографические навигационно-информационные системы» (ЭКНИС). — Прим. ред.

не предоставляет определенных преимуществ, когда карта не ограничивается функцией представления, как в случае бумажных карт. Большая часть оборудования ЭКНИС может дополнительно показывать полученные радиолокатором данные, обычно в виде векторов сопровождения цели, но иногда в виде радиолокационного изображения как такового. Эти данные получают из процессора радиолокатора с помощью цифрового интерфейса, обеспечивая кажущуюся сходимость изображений ЭКНИС и радиолокатора. Безусловно, все это действительно так на уровне базовой конструкции, но ММО стремится их разграничивать. ЭКНИС используется для планирования и контроля переходов; радиолокатор используется в первую очередь как инструмент для исключения столкновений, но также для оказания помощи при фиксации положения, особенно путем идентификации стационарных видимых радиолокатором объектов, включая береговую линию. Это приводит ко многим различиям в детальных требованиях к дисплеям радиолокатора и ЭКНИС. Однако с точки зрения конструкции требования к отображению данных обработки у них очень сходные и поэтому могут использовать фактически идентичные аппаратные средства. Помимо экономии проектных затрат, это позволяет осуществлять простой переход на *многофункциональные дисплеи* (МФД, MFDs — Multifunction Displays)¹. MFDs могут незамедлительно переключаться между режимами радиолокации и ЭКНИС, а также на другие функции, давая возможность динамически осуществлять перестройку конфигурации на корабле для оптимизации применения дисплея в определенных обстоятельствах. Понятная индикация выбранного режима становится необходимой из соображений безопасности и по нормативным соображениям.

Большинство радиолокаторов небольших кораблей, приобретенных недавно, содержат относительно недорогую опцию использования в качестве подложки электронной карты. В общем случае используются неофициальные векторные карты, выпускаемые специалистами частных компаний. Эти данные в большей степени доступны по цене, чем ЭНК, и предназначены для этого конкретного рынка. Из-за стоимости и ограничений по размерам один и тот же дисплей обычно используется для радиолокационных изображений и электронных карт. Все эти дисплеи фактически выполняют роль MFD и поэтому могут также использоваться как система электронных карт без ввода радиолокационных данных.

22.7. Объединение с АИС

Морская система автоматической идентификации (АИС) [26] представляет собой информационную систему целей, которая выполняет функции, аналогичные функциям бортовых обзорных радиолокационных станций с активным ответом (SSR — Secondary Surveillance Radar), таких как система управления воздушным движением с радиоответчиками (ATCRBS) и система опознавания «свой—чужой» (IFF). Однако подавляющее большинство передач не являются результатом какого-либо опроса, поскольку АИС в основном работает как система радиовещания, используя протокол связи *самоорганизующегося множественного доступа с временным разделением* (SOTDMA — Self Organizing Time Domain Multiple Access). Линия связи, включая задание SOTDMA, определена ITU [27]. Корабли автоматически передают текущие навигационные данные и другую информацию по предназначенным для использования АИС СВЧ-каналам полосы частот, отведенной для морской (подвижной) службы. Переданная информация принимается другими кораблями и береговыми станциями, такими как береговые службы и службы сопровождения судов. Береговые станции и корабли также имеют возможность специальным образом запросить приемопередающую установку корабельной АИС для инициации отправки определенных данных. АИС имеет три основные области применения: повышение осведомленности команды на мостике об окружающей обстановке, рост активности по сопровождению судов и предоставление данных в помощь национальной безопасности. ММО стремится к

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Multifunction Displays» (MFDs) используется термин «многофункциональные дисплеи» (МФД). — Прим. ред.

тому, чтобы на корабельных радиолокационных дисплеях нормально отображались данные АИС, поскольку они дополняют получаемые РЛС данные, способствуя достоверности присутствия, положения и скорости целей, а также предоставляя расширенную информацию о цели. В принципе могут быть использованы традиционные РЛС с активным ответом, но международное сообщество отдает предпочтение подходу SOTDMA, поскольку он способен предоставить обмен данными более высокого уровня, особенно при сопровождении судов и обеспечении безопасности. Важным преимуществом выбора АИС является ее радиочастотный диапазон. Используемые частоты достаточно низкие, так что поддерживается приемлемая связь в ситуациях, когда нет прямой видимости или линии прямой видимости РЛС. Это может быть важно в гавани, на реке, вблизи острова и в устье реки, где экранирование от местности или зданий может оказать воздействие на дальность видимости радиолокатора.

Корабельные станции АИС передают информацию, разбиваемую на ряд наборов. Эти наборы заключают в себе статистические данные, такие как название корабля, его тип, длина и ширина по верхней палубе; динамические данные, включая его положение, *скорость над грунтом (SOG)*, *курс над грунтом (COG — Course Over Ground)* и направление движения; и данные, относящиеся к плаванию, такие как порт назначения и расчетное время прибытия, глубина под килем и тип опасного груза. Динамические данные передаются с частотой, согласованной со скоростью движения судна, и при изменении курса, как показано в табл. 22.5. Статистические и относящиеся к плаванию данные обычно передаются каждые 6 минут. Для предоставления достаточной полосы пропускания используются два специальных СВЧ-канала, 25 кГц со станциями, меняющими каналы при каждом сообщении. Каждую минуту используется 2240 сегментов сообщения в расчете на канал. Минуты подстраиваются к всемирному координированному времени (UTC — Universal Time Coordinated), которое получается из интегрального приемника глобальной системы спутниковой навигации. Алгоритм SOTDMA эффективно резервирует будущие сегменты для станций, которые находятся в зоне приема друг друга, исключая взаимные помехи.

Таблица 22.5. Интервалы сообщения данных о положении АИС (материал любезно предоставлен ММО)

Динамика корабля	Интервал сообщения (секунды)
На якоре или пришвартован и не передвигается быстрее, чем 3 узла	180
Со скоростью в интервале 0—14 узлов	10
Со скоростью в интервале 0—14 узлов и при смене курса	3,33
Со скоростью в интервале 14—23 узлов	6
Со скоростью в интервале 14—23 узлов и при смене курса	2
Со скоростью выше 23 узлов	2
Со скоростью выше 23 узлов и при смене курса	2

АИС для системы СОЛАС известна как *АИС класса A*. Класс В системы предназначен для целей СОЛАС [28]. Эта система использует те же СВЧ-каналы, что и система класса A, и их передачи должны быть совместимы, но для исключения перегрузки СВЧ-канала данных (SOTDMA) класс В использует многостанционный доступ с временным разделением каналов для контроля несущей. При этом преследуется цель ограничения системы класса В с помощью использования только сегментов, нераспределенных для пользователей класса A. Системы класса В

будут задерживать собственные передачи, если сегменты недоступны (имеется дополнительная возможность для систем класса В на базе SOTDMA). Существенно, что системы класса А и В получают передачи друг друга.

Сочетание данных АИС и данных, получаемых радиолокатором, дает преимущество для навигации из-за дополняющей природы двух этих систем. Относительная дальность и пеленг цели, получаемые из данных АИС, полностью независимы от радиолокационных измерений этих параметров. Очевидно, что любое наблюдаемое различие в положениях, получаемых локатором и системой АИС, будет указывать на ошибку в некотором процессе при условии, что эти различия выходят за пределы ожидаемого шума в измерениях, что может быть выделено для пользователя. Высокая позиционная корреляция повышает достоверность наблюдения, особенно если измерения скорости и курса могут быть использованы при сравнении. Отсутствие всякой корреляции также может дать пользователю полезную информацию. Если поступают только радиолокационные данные, это может означать, что цель не согласована с АИС, и значит, это может быть небольшое судно, плавающие обломки или лед. Это может также означать, что АИС судна не функционирует или передает ошибочную позиционную информацию. Если какие-либо данные АИС поступают, это означает, что радиолокационное изображение может быть скрыто помехами, мысом или что радиолокатор плохо настроен или неправильно установлен. Обычно лишь несколько целей будут некоррелированы, поэтому им должно бытьделено дополнительное внимание, если они значимы для навигации собственного корабля, по крайней мере пока они не будут положительно идентифицированы, возможно, визуальным образом. Если ни одна из целей не коррелирована, это предполагает, что у собственного корабля есть значительные проблемы, возможно, с радиолокатором, с глобальной системой спутниковой навигации или, что бывает чаще, у него смешен гирокомпас.

Если есть хорошая привязка по положению или даже понимание того, почему теряется радиолокационная информация, например из-за сильных морских помех, то дополнительная информация, передаваемая АИС, может оказаться чрезвычайно полезной. Например, направление движения цели передается АИС. Эта информация не поступает от радиолокатора (может быть определен только курс), и, тем не менее, направление движения используется как основа для определения действий, требуемых, чтобы исключить столкновение. Передаваемое АИС направление движения должно совпадать с видимым положением цели и, следовательно, с навигационными огнями на корабле. Названия кораблей могут автоматически добавляться к сопровождению цели на дисплее локатора/АИС, и, если есть необходимость, связаться по СВЧ с определенной целью, то позывные также можно получить из данных АИС. Порт назначения и расчетное время прибытия иногда могут быть полезны при определении возможных намерений целей, хотя подобные предположения должны рассматриваться с осторожностью.

Значительным преимуществом радиолокатора является то, что он не нуждается в целях с ответчиком. Он пытается обнаружить все объекты, потенциально представляющие интерес. Его обязательный режим относительного движения делает его идеально подходящим для использования в целях исключения столкновений, особенно потому, что в этом режиме у него нет требований иметь данные о географическом положении собственного корабля. Однако радиолокатор в своей основе ограничен работой в пределах прямой видимости; его рабочие характеристики могут быть значительно снижены помехами, и его способность сопровождения снижается, когда цель меняет курс или проходит близко к другим целям. АИС из-за использования низкой частоты имеет хорошую информативность в ситуациях отсутствия зоны прямой видимости. Она быстро сообщает об изменениях направления движения цели или курса, включая данные о скорости поворота, если таковая имеется на судне-цели. АИС не подвержена влиянию помех от моря и может абсолютно точно сообщать данные о положении, обычно точнее, чем 10 м, или даже с точностью в один или два метра, если сообщаются дифференциальные данные о положении, получаемые с помощью глобальной системы спутниковой навигации. Однако АИС рассчитывает на цели с ответчиком; она предрасположена к грубым ошибкам в предоставлении данных, в основном вызванных ошибками настройки; она целиком рассчитывает на достаточную точность данных системы спутниковой навигации. Временные отключения системы спутниковой

навигации, вероятно, вызванные умышленными или неумышленными заторами, не позволяют АИС быть эффективной системой на широких территориях и для ощущимого периода времени.

Будущие системы смогут все больше использовать дополнительные возможности, предоставляемые радиолокаторами и АИС. Это могло бы повысить общие возможности сопровождения цели на кораблях и дать поддержку для обнаружения целей с ответчиками при наличии помех. Возможно, сведения от АИС, что цель, вероятно, находится на определенной дальности и по определенному азимуту, смогут направить в этот район все методы обработки, используя алгоритмы распознавания образов, а также оптимизации частоты ложных срабатываний в непосредственной области рядом с сообщенной АИС целью. Парадоксально то, что цели, которые могут быть скрыты помехами, являются небольшими судами, которым необязательно иметь АИС. Кроме того, системы класса В передают данные не чаще одного раза в 30 секунд и поэтому будут менее полезны для поддержки радиолокатора, даже если они могут с пользой предупреждать мореплавателей о присутствии небольшой цели.

Использование АИС в качестве *навигационного средства* (AtoN — Aid-to-Navigation) было представлено как возможная замена радиомаякам, что будет подробно описано в следующем разделе. В принципе АИС в качестве помощника навигации может заменить радиомаяки, но на практике это будет шагом назад, поскольку они не могут использоваться независимо фиксированными системами, такими как глобальная система спутниковой навигации. Однако их можно использовать с пользой для указания достоверности фактического положения метки, которая может быть передвинута или стать незакрепленной, а также для получения дополнительных данных, таких как морские течения. Приемо-передатчики АИС необязательно должны располагаться на действующей метке и могут размещаться на берегу для упрощения техобслуживания. При использовании в таком качестве они известны как АИС — виртуальные помощники навигации [29]. Актуальная информация относительно меток и ее достоверность могут быть введены автоматически или вручную администрацией порта. Подобные системы также могут быть использованы для предупреждения моряков о недавних крушениях и других временных и, возможно, визуально неотмеченных угрозах для навигации.

22.8. Радиолокационные маяки

Радиолокационные маяки сыграли важную роль в морской навигации, даже с ранних дней появления РЛС. Они в основном обнаруживали поступающие импульсы от корабельных РЛС и немедленно передавали характерный сигнал, который идентифицировал радиомаяк и его положение на дисплее РЛС. Радиомаяки использовались в трех основных областях. В первую очередь они использовались для усиления визуальных средств навигации, таких как буи и береговые знаки, позволяющие идентифицировать их на дисплее радиолокатора. Их обычно называют *радиолокационными ответчиками* (в противоположность *радиолокационным маякам*). Эти системы формируют важные навигационные службы, которые ценят моряки. Вторая область применения — *ретрансляторы системы поиска и спасения* (SART) после кораблекрушения. Третья область применения — для усиления отраженных сигналов от небольших целей, таких как прогулочные катера. Их называют *устройствами повышения отражающей способности цели* (RTE) или активными радиолокационными отражателями.

Радиолокационный маяк. Международная ассоциация маячных служб (МАМС) установила стандарты рабочих характеристик для маяков [30]. Они содержат технические характеристики, выпущенные по специальным рекомендациям Международным союзом телекоммуникаций — R [31]. Поскольку маяки образуют только одну подсистему помощи навигации, они должны иметь небольшой размер и быть энергоэффективными, т.к. их редко подключают к сетевому питанию. Им часто приходится работать в экстремальных условиях окружающей среды в качестве буйя, который переносится морем. Маяки должны выдерживать рабочий диапазон температур от -40 до $+70$ °C. Современные маячки приводятся в действие при обнаружении падающего импульса и затем определяют его частоту, после чего отвечают на

этой же частоте, тем самым снижая возможность помех со стороны других работающих в этой же полосе локаторов. Они часто имеют две полосы (3 и 9 ГГц). Международный союз телекоммуникаций рекомендует для импульса длительностью 0,2 мкс и более точность выбора частоты для ответного сигнала $\pm 1,5$ МГц, а для импульсов длительностью менее 0,2 мкс частота должна быть установлена в пределах $\pm 3,5$ МГц. Радиолокационные маяки с качанием частоты фактически выходят из употребления, но все еще допущены к эксплуатации. Они работают, используя внутренний источник радиочастот, который изменяется по частоте с пилообразным законом по всей полосе радиолокатора со скоростью 60–120 с. за 200 МГц. На все принятые импульсы дается ответ, но радиолокационный запросчик будет получать пакеты импульсов радиолокационного маяка только раз за одну-две минуты, когда приемник находится в полосе для определенной передачи.

МАС рекомендует использовать в маяках методики подавления, чтобы исключить ответ на радиолокационную передачу в боковых лепестках ДНА. Это не-простая задача, и, возможно, ее нельзя выполнить надежным способом. По сути, для маяка необходимо составить таблицу радиолокационных сигнатур, которые принимаются в настоящее время, основываясь на частоте и продолжительности импульса. Затем он определяет, были ли получены импульсы высокого уровня или импульсы низкого уровня одной и той же сигнатуры, и делает предположение, что они пришли от одного и того же радиолокатора. Это устанавливает пороговый уровень для отдельных радиолокаторов, так что ответы поступают только на запросы сигналов главного лепестка ДНА, имеющих высокий уровень мощности. Обычно в пике передаются мощности в 1–2 Вт. Антенны обычно бывают всенаправленными по азимуту, но они могут иметь ограничения на ширину диаграммы направленности антennы по углу места и обычно имеют суммарный коэффициент усиления около 6 дБ. Потребление основной мощности при среднем движении может быть менее 1 Вт.

Модуляция сигнала отклика радиолокационного маяка создает изображение кода Морзе на дисплее радиолокатора. Этот код идентифицирует определенное средство помощи навигации и появляется в радиальном направлении, традиционно начинаясь с тире. Это тире начинает короткую дистанцию за фактическим положением средства помощи навигации из-за свойственной задержки отклика радиолокационного маяка. Однако также можно рассчитывать на задержки, дающие ошибку менее ста метров. При хороших условиях на экране радиолокатора будет отображаться основное радиолокационное изображение средства помощи навигации, которое помогает, если пассивный радиолокационный отражатель также является частью этого средства оказания помощи навигации. Радиолокационные маяки должны включать периоды приглушения, чтобы дать возможность РЛС судов искать мелкие цели в непосредственной близости радиолокационного маяка-идентификатора.

Долгосрочное будущее у радиолокационных маяков достаточно неопределенное, хотя морские власти держат под контролем эту ситуацию [32]. Моряки относятся к ним с симпатией, поскольку они приносят пользу, знакомы им и дают относящиеся к кораблю данные. Однако непонятно, как они смогут сохраниться в своей первоначальной форме, поскольку в радиолокаторах перестают использовать системы на основе магнетронов. Кроме того, по сравнению с ранними годами, когда радиолокационные маяки были просто необходимы, стало доступно много новых навигационных средств, которые оказывают помощь при позиционировании. К ним относятся службы глобальной системы спутниковой навигации (ГЛОНАСС), дифференциальные GNSS, АИС и расширенные средства службы сопровождения судов. Также крупные усовершенствования были достигнуты в бортовых авиационных средствах, таких как электронные карты и интегрированные навигационные системы.

Опора навигации на одну систему, такую как GPS, или даже одну технологию, такую как ГЛОНАСС, неприемлема ни для морского сообщества, ни для авиации. Например, достаточно легко заглушить всех пользователей ГЛОНАСС на широкой территории из-за небольшой амплитуды получаемого сигнала. Это означает, что радиолокатор и другие системы позиционирования, вероятно, будут использоваться всегда как важные навигационные инструменты. Общие требования к электронной навигации кораблей, включая системы передачи службы

сопровождения судов, были проверены ММО и МАМС с намерением определить будущее концепции электронной навигации. Постоянная потребность в радиолокационных маяках или замене технологии неизбежно образует часть этой программы. На непрерывно доступную точную информацию позиционирования опираться целиком невозможно, и, наверное, важно, чтобы были доступны некоторые формы относящихся к кораблю систем для идентификации неподвижных навигационных меток.

Ретрансляторы системы поиска и спасения (SART) [33]. SART образуют часть глобальной морской спутниковой связи при бедствии ММО [34]. В чрезвычайных ситуациях используются 9-ГГц радиолокационные приемо-передатчики, которые главным образом предназначены для использования на спасательных судах (таких как спасательный плот). Они относительно небольшие и доступны по цене. При запуске радиолокационным импульсом SART испускает за двенадцать циклов качающей частоты пилообразной формы сигналы, охватывающие область 9,2–9,5 ГГц. Расширение вниз до 9,2 ГГц охватывает полосы, используемые поисковыми самолетами. Очень быстрое сканирование по частоте вверх завершается за 0,4 мкс; сканирование по частоте вниз занимает 7,5 мкс. Это предоставляет возможность отображения отслеживания на экране локатора, состоящего из 12 радиально направленных точек и тире, которые получаются в результате пересечения полосы пропускания приемника радиолокатора при сканировании по частоте вверх и вниз, с первой точкой на несколько большей дальности, чем положение SART. На практике сканирование по частоте вверх настолько быстрое, что точки обычно не видны на дисплее, а видеть можно только тире. Даже при этом достаточно сложно выполнить локализацию в неблагоприятных условиях морских помех.

Первое появившееся на экране локатора тире может быть на 0,8 морской мили в стороне от фактического положения SART, так что поисковому судну необходимо принять меры предосторожности, чтобы не столкнуться со спасательным судном при прокладывании пеленга на сигнал. При коротких дальностях автоматическая регулировка усиления локатора может усекать ближайшие тире. Также на коротких дальностях из-за отсутствия цепи подавления боковых лепестков ДНА SART могут быть запущены боковыми лепестками ДНА локатора. Чтобы исключить у смежных SART непрерывное срабатывание друг от друга, в работе SART используется короткая задержка по времени после передачи, прежде чем он может быть запущен снова. Для обнаружения SART при наличии сильных морских помех часто лучше всего произвести расстройку приемника локатора, исключая все остальные отраженные сигналы. Производители локаторов предусматривают режим поиска SART, который настраивает локатор оптимальным образом на их обнаружение, включая запрет межимпульсной корреляции и оптимизацию полос пропускания фильтров. В настоящее время предложен SART на основе АИС. Они могут фактически заменить основанные на радиолокации SART, потому что последние сложно обнаруживать в неблагоприятных условиях.

Устройства повышения RTE. Радиолокационные устройства повышения (RTE) [35] все больше используются небольшими судами из-за их размеров, при этом они предоставляют лучшее повышение ЭПО цели, чем могут дать пассивные отражатели. В принципе, это простые устройства. Принятые внутриволновые сигналы усиливаются и передаются с минимальной задержкой. Задержки могут составлять несколько наносекунд — менее, чем эквивалентный размер корабля, обеспечивая совмещение усиленного радиолокационного сигнала и естественного радиолокационного отражения. Чтобы исключить положительную обратную связь между приемником и передатчиком, передающую и приемную антенны обычно разделяют физически, помещая одну над другой, обеспечивая этим необходимую развязку. Развязку можно также усилить передачей сигналов с ортогональной по отношению к принимаемым сигналам поляризацией. При условии их работы с линейным усилением исключаются неблагоприятные воздействия от запросов боковых лепестков ДНА радиолокатора. Однако на близких дальностях сигнал основного лепестка ДНА может перейти в состояние насыщения в RTE, тем самым усиливая уровень принимаемого RTE сигнала через боковые лепестки ДНА. Нормативы МСТ ограничивают RTE в отношении эквивалентной изотропно излучаемой мощности 10 Вт с максимальным коэффициентом усиления в 50 дБ.

22.9. Проверка пригодности

Факторы, оказывающие влияние на дальность действия РЛС, хорошо известны, и все более сложные методы конструирования значительно улучшили обнаружительную способность всех разновидностей РЛС. Однако окончательным этому доказательством является то, как РЛС фактически функционирует в море. Как утверждалось ранее, корабельные радиолокаторы проходят проверку соответствием стандарту характеристик ММО путем независимых типовых испытаний по утвержденным техническим стандартам, выпускаемым МЭК. Стандарты МЭК включают заданные методы тестирования. Для заданной цели и высоты антенны РЛС относительно легко задать и выполнить тест для установления того факта, что точечная цель с определенной RCS обнаруживается на заданной дальности при минимальной интенсивности поля мешающих отражений. Очень сложно распространить это на определение (повторяющимся и количественным образом) характеристик РЛС в отношении точечных целей в предварительно заданных условиях мешающих отражений. По этой причине некоторые базовые тесты характеристик были определены достаточно расплывчато, чтобы установить определенные рамки для утвержденных тестов и позволить лабораториям делать собственные качественные заключения относительно базовых характеристик РЛС, обычно основываясь на рациональном тестировании РЛС в море и при наличии атмосферных осадков в различных ситуациях. Заключения относительно рабочих характеристик будут достаточно субъективными и естественным образом подверженными влиянию условий во время проведения испытаний. Учет стоимости может серьезным образом ограничить объем программ проведения испытаний и, тем самым, диапазон рассмотренных сценариев. РЛС при утверждении типового образца обычно устанавливают на опытное судно для подобных тестов или используют площадку на берегу с обзором моря.

Этот сценарий становится все более неудовлетворительным, поскольку повышение требований по безопасности и защите окружающей среды означает, что прежде всего следует убедиться, что этот тип проверки является согласованным и поэтому может быть измерен количественным образом. В попытке разрешить эту проблему были выполнены некоторые работы, пытаясь больше формализовать тесты по влиянию на характеристики помех, включая некоторые исследования, выполненные от лица Агентства морской безопасности и береговой охраны Великобритании [36]. Этот подход был нацелен на минимизацию любой специфической конфигурации испытываемого радиолокатора. Он основывается на системе, которая создает смоделированные импульсы отражения от цели и мешающие отражения, которые принимаются антенной испытываемого радиолокатора от находящегося поблизости передающего источника, обычно установленного в 100 м от антенны радиолокатора. Вместе с излучателем находится приемник, который детектирует передаваемые РЛС сигналы и непрерывно анализирует его частоту, продолжительность импульса и амплитуду по мере того, как происходит вращение антенны. На основании этой информации синтезируется форма сигнала на межимпульсной основе, воспроизводя отраженные от цели сигналы и помехи. Процедура синтеза рассчитывает соответствующие флуктуации цели и отражения от поверхности моря на основе любой теоретической модели, включая также модели, полученные из записанных данных реальных целей и отраженных от поверхности моря сигналов. Поскольку смоделированный сигнал преимущественно поступает в радиолокатор через боковые лепестки ДНА, за исключением тех случаев, когда основной лепесток ДНА совпадает с имитатором антенны, синтезированные сигналы необходимо автоматически корректировать по амплитуде, чтобы скомпенсировать фактическую чувствительность боковых лепестков в направлении имитатора. В сущности, синтезатор должен усиливать переданный сигнал в соответствии с обратной величиной амплитуды каждого импульса, полученного от локатора. Проблемы в проектировании приемлемой по стоимости системы включают обеспечение больших динамических диапазонов, которые необходимо охватить, и скорость обработки, необходимую для определения характеристик переданного сигнала.

В принципе, ряд моделей помех и целей могут быть приняты международным соглашением, чтобы они могли считаться репрезентативными для разных условий

во всем мире; затем мог бы быть определен общепринятый критерий испытаний, а аналогичные системы могли бы базироваться на одобрении лабораториями локатора корабельного типа. Оказалось, что на эту систему неблагоприятно влияет близкое расположение крупных отражающих радиолокационные сигналы объектов, таких как здания, и поэтому в идеале ее необходимо разместить в относительно открытом пространстве аналогично случаю испытания антенны в дальней зоне. Чтобы испытания было выполнить еще легче, сигналы тестовых целей и помех необходимо направить в радиочастотный канал. Однако при этом включается определенная степень адаптации испытываемого локатора, что можно считать неприемлемым.

Возможность перехода к 3-ГГц локаторам со сжатыми импульсами порождает дополнительные проблемы в разработке универсального имитатора, поскольку описанная система основывается на испытании некогерентных импульсных локаторов. Могут быть разработаны системы, основанные на цифровой радиочастотной памяти и сохраняющие формы импульсов, которые впоследствии можно было бы обработать. Модели цели и помех, очевидно, должны соответствующим образом учитывать доплеровские эффекты, вносимые движением их эквивалентных отражателей.

22.10. Службы сопровождения кораблей

К радиолокационным головкам для контроля судов в портах и береговым системам наблюдения предъявляются некоторые требования, подобные требованиям для корабельных локаторов. Это изначально приводит к тому, что многие хорошо известные поставщики корабельных радиолокаторов оказываются задействованными в этой области. Они могут предложить привлекательные цены, поскольку данные подсистемы были производными по отношению к крупномасштабному рынку корабельных локаторов. Со временем структура рынка усложнилась, и по этой причине в поставках систем для этих областей применения теперь доминируют специализированные организации. Большие затраты, связанные с работой крупных служб сопровождения судов (VTS), включая башни, поддерживающие массивные антенны, рабочие здания, специализированное программное обеспечение и защищенные от аварий широкополосные системы связи, означают, что затраты на оптимизированную радиолокационную головку часто становятся относительно малозначимой добавкой. Это также означает, что коммутируемые режимы линейной и круговой поляризаций более распространены в VTS-системах. При этом базовая недорогая система VTS все еще обычно использует подсистемы, предназначенные для корабельного использования, обеспечивая приличную экономию средств по сравнению с изготовленными под заказ системами.

Однако есть существенные различия в требованиях к радиолокаторам системы сопровождения судов по сравнению с корабельными РЛС. Антенна службы сопровождения судов монтируется на неподвижной платформе. Это означает, что вертикальную форму ДНА можно сделать более приемлемой. Кроме того, поскольку используемая конструкция не должна справляться с сотрясениями, вибрацией и нестабильностью, которые испытывают мачты корабельных радиолокаторов, могут быть применены более крупные антенны. Это также дает возможность сделать уже диаграмму направленности антенны в азимутальной плоскости, тем самым уменьшая размер ячеек помех. Требуемый охват прибрежной области может быть большим, и наилучшая дальность достигается несколькими радиолокационными головками, расположенными на высоких башнях, что часто более рентабельно, чем использование многих установок небольшого размера. Поскольку система сопровождения судов часто образует часть сети национальной безопасности, то может потребоваться и возможность использования большей дальности, чем необходимо для операций в порту. При этом могут понадобиться очень высокие антенные вышки, в некоторых случаях достигающие 100 м. Это усложняет образование вертикальных лепестков ДНА, которые, возможно, потребуется уменьшить за счет средств формирования вертикальной ДНА. Требование большей дальности обнаружения часто заключается в излучении сигналов большей мощности, чем могут производить корабельные РЛС,

даже несмотря на то, что коэффициент усиления антенной системы сопровождения судов может быть больше. Продолжительность импульсов должна сохраняться небольшой, чтобы поддерживать высокий иммунитет к помехам, но одновременно требуются характеристики для большей дальности, снова означающие повышение мощности излучаемых импульсов. Радиолокационные головки систем сопровождения судов обычно имеют конфигурацию, настраиваемую не самими операторами, потому что ряд операторов могут пользоваться данными, получаемыми от другой головки.

Существует много возможностей повысить рабочие характеристики системы благодаря фиксированному положению антенны; составление карт морских помех, например, становится легче благодаря тому, что антenna находится на неподвижной платформе. Кроме того, морские помехи могут быть менее заметны из-за ограниченной географической области работы, при этом не будут наблюдаться понижения точности отображаемого дисплеем радиолокационного изображения, которые возникают при необходимости компенсировать направление корабля с помощью данных компаса. В частности, сопровождение цели осуществляется со стабильной и неподвижной платформы. Однако в общем случае приходится сопровождать гораздо больше целей, чем это нужно на корабельном радиолокаторе, и обычно система сопровождения кораблей имеет полностью автоматизированное формирование отметки цели и инициирование сопровождения. Кроме того, может потребоваться больше доступной информации по отслеживаемым целям. Большая часть этих дополнительных данных сможет автоматически поставляться системой АИС. Радиолокационные данные часто могут передаваться на многие мили, вероятно, целому ряду оперативных центров. Может понадобиться комбинировать эти данные с данными целого ряда радиолокационных головок, и поэтому они будут совершенно неприемлемы при отображении на экране оператора, снижая возможности их отдельной настройки оператором. Обширные сети обмена данными стали важным аспектом рабочих характеристик систем сопровождения кораблей. Высокая надежность этих систем требуется из соображений безопасности и защиты окружающей среды. Коэффициент суммарной работоспособности системы в 99,9% не является необычным для этих систем, предполагая средний простой менее чем 2 минуты в день.

Другой большой разницей при сравнении с корабельными РЛС является за-казной характер установки. Локаторные головки должны быть фиксированными, и существует специфическое требование в отношении определенных параметров рабочих характеристик, которые должны удовлетворять определенной локализованной среде. Помехи, вызванные отражением от моря, всегда очень изменчивые и будут иметь определенные локальные характеристики, давая возможность эффективней оптимизировать обработку. В частности, фактические рабочие характеристики будет проще измерить для сравнения с проектными требованиями.

Разработка высокопроизводительных антенн для систем сопровождения судов имеет сходство с антennами систем управления воздушным движением, и тем и другим больше всего подходит специально подобранная ДН в вертикальной плоскости. Идеальной форме диаграммы направленности для устанавливаемых на большой высоте антенн систем сопровождения судов требуется резкое обрезание выше горизонта и коническая диаграмма ниже горизонта. Энергия, направляемая над горизонтом, усиливает помехи, вызванные отражением от атмосферных осадков, и также снижает коэффициент усиления антенны. При углах ниже горизонта коэффициент усиления должен обычно подчиняться закону косеканса в квадрате. При этом обеспечивается постоянная сила сигнала от цели с фиксированным RCS независимо от дальности. Эти цели известны как антенны с обратным квадратным косекансом для отличия их от антенн РЛС систем управления воздушным транспортом, которые имеют свои профили при углах над горизонтом. Такие формы оптимизируют диаграмму для определенного применения, значительно повышая суммарные рабочие характеристики. Обычно формирование диаграммы направленности обеспечивается отражателем с двумя криволинейными контурами, возбуждаемыми со стороны первичного точечного излучателя. Пример антены от Easat приводится на рис. 22.7. Это 7,5-мегровая зеркальная антenna с 35-дБ коэффициентом усиления на 9,3 ГГц. Она имеет вертикальную диаграмму направленности, соответствующую обратному квадрату косеканса, и ширину азимутальной

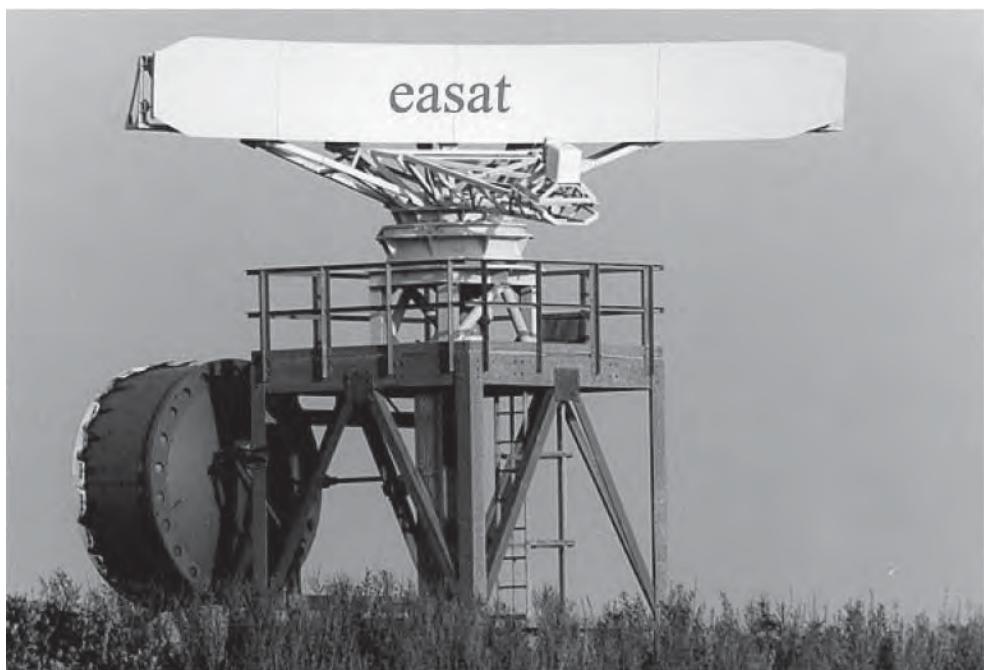


Рис. 22.7. Радиолокационная антенна системы сопровождения судов с двумя криволинейными контурами и двойной поляризацией (материал любезно предоставлен компанией *Easat Antennas Ltd.*)

диаграммы направленности $0,3^\circ$. У антенн дистанционное управление, обеспечивающее переключение режимов горизонтальной или круговой поляризации. Формирование вертикальной ДН взаимодействует с ВРЧ радиолокационного приемника, и поэтому необходимо принимать это во внимание при проектировании системы. Для повышения обнаружительной способности на первичных системах часто используется частотное разнесение.

Международная ассоциация производителей морских вспомогательных устройств для навигационных систем и маяков (МАМС) выпустила подробные рекомендации [37] по требованиям к эксплуатационным и техническим характеристикам для оборудования систем сопровождения судов. В приведенных там рекомендациях содержится много полезной информации, они важны для поставщиков и разработчиков радиолокационного оборудования систем сопровождения судов. Требования охватывают береговые и морские установки. По многим крупным рекам во всем мире перевозят огромные объемы грузов на кораблях, которые могут быть удивительно большими. Извилистая природа рек и относительно неожиданные повороты в системах каналов наряду с природными и антропогенными препятствиями для локатора означают, что системы транспорта водных путей обычно охвачены множеством радиолокационных головок низкой мощности на относительно низких вышках.

Из-за своего количества эти РЛС могут стать минимально адаптированными корабельными РЛС, поскольку имеют достаточные рабочие характеристики при относительно низкой стоимости.

Интересно заметить, что рекомендации Международной ассоциации производителей морских вспомогательных устройств для навигационных систем и маяков позволяют при низкой плотности движения комплектовать системы скрытого видеонаблюдения РЛС. Автоматическое сопровождение отдельной цели не требуется. Однако на базовых системах на основе РЛС Международная ассоциация производителей морских вспомогательных устройств для навигационных систем и

маяков ожидает появления возможности сопровождать 100 целей и формировать отметки целей или способность наносить свыше 1 000 отметок за один оборот антennы. На современных системах могут сопровождаться до 300 целей с возможностью ставить до 5 000 отметок за один оборот антennы.

Приложение: История возникновения CMR

Использование серийных корабельных локаторов началось непосредственно с быстрым развитием радиолокационных технологий для военных целей во время Второй мировой войны. Уже в 1944 г. некоторое внимание начали уделять роли радиолокаторов в мирное время в качестве навигационных средств для торгового флота. В 1946 г. в Лондоне было проведено международное заседание по радиочастотным средствам в морской навигации, в работе которого приняли участие представители из 23 стран [38]. Председателем этого заседания был сэр Роберт Ватсон-Ватт. Было отмечено, что радиолокаторы на торговых судах играют важную роль в исключении столкновений, в береговой навигации и в проводке судов (*проводка судов* является навигацией в водах, когда на борту требуется квалифицированный штурман). Было сделано предположение об обязательной установке РЛС на корабли в будущем, поскольку было высказано пожелание относительно международных согласованных стандартов минимальных рабочих характеристик с требованием к федерально выпускаемым утверждениям опытных образцов. Была ясно видна необходимость включить использование радиолокаторов в рамки международных нормативов по исключению столкновений наряду с необходимостью сертификации их пользователей.

В 1946 г. в Великобритании было отдано предпочтение работе на частоте 9 ГГц как предположительно наиболее удовлетворяющей требованиям Великобритании к разрешению по азимуту в 3° и к точности в 1°. В США выявили проблемы с работой на 9 ГГц, которые появляются в условиях сильного дождя. Они вызывали «временное отключение радиосвязи» в первых 9-ГГц системах, которые были определены как эффективная дальность в менее чем одну милю. В результате этого США отдали предпочтение работе на 3 ГГц. При этом стали доступны самые короткие по длительности импульсы (около 250 нс), делающие крупнее ячейки помех, которые приводят к тому, что 9-ГГц РЛС становятся восприимчивыми к помехам, обусловленным и дождем, особенно с учетом того, что методики подавления помех еще только начали зарождаться. В 1946 г. не стоял вопрос о том, мог ли торговый флот позволить себе 3- и 9-ГГц локаторы, поскольку затраты даже на одинарную систему рассматривались как ограничивающая проблема. Из соображений стоимости было уже определено, что установка РЛС будет ограничиваться главным образом определенными классами пассажирских кораблей, которые имеют потребность использовать РЛС, в первую очередь работавших в Северной Атлантике, в областях с плотным движением судов или подверженных образованию туманов и льдин.

Ранние пробы в Великобритании сконцентрировались на одиночной 9-ГГц демонстрационной системе, установленной на военный корабль. Она базировалась на магнетроне мощностью 40 кВт, способном передавать импульсы продолжительностью 250 нс с частотой повторения импульсов 1 000 Гц. Интересно, что скорость вращения можно было менять от 20 до 100 об/мин. Несмотря на кажущуюся новизну современных радиолокаторов, использующих электронные карты, раньше он подключался к дополнительному модулю сравнения с картой, который представлял собой оптическую систему, позволяющую радиолокационному изображению отображаться совместно с бумажной картой. Возможность выполнения операции «север сверху» («North-up») всегда считалась жизненно необходимым требованием для морского навигационного локатора. В США параллельно велись испытания ряда перспективных систем, использующих широкий диапазон полос частот. Начальные испытания проводились на Великих Озерах и контролировались береговой охраной.

Стандарты радиолокации, предложенные в 1946 г., не были приняты на международном уровне, хотя Великобритания выпустила в 1948 г. основанные на них

стандарты рабочих характеристик. Стандарт Великобритании был принят рядом других стран. Только в 1971 г. международные стандарты морских радиолокаторов были приняты Межправительственной морской консультативной организацией (ММКО, IMCO – Intergovernmental Maritime Consultative Organization, первоначальное название ММО). Однако использование РЛС на кораблях было впервые признано ММО в 1960 г. в приложении к Международным нормативам по исключению столкновений в море. Влияние предложенного в 1946 г. международного стандарта на стандарт рабочих характеристик 1971 г. было очевидно, даже в отношении использования в ряде мест идентичных текстов.

Сходность в требованиях к рабочим характеристикам все еще очевидна в последних версиях стандартов рабочих характеристик ММО. Например, в 1946 г. предложенные рабочие технические условия включали необходимость дать явное указание береговой линии, поднимающейся на 200 футов, за 20 миль, а для судов с регистровым тоннажем 500 т (единицы британской системы мер) – за 7 миль и для 30-тонных рыболовных судов – за 3 мили. Современные требования к рабочим характеристикам, приведенные в табл. 22.1, все еще используют эти показатели, но с параметрами, за исключением дальностей, приведенными в эквивалентных метрических единицах.

Техническая перспектива, отмеченная на собрании 1946 г., была замечательной. Например, было отмечено, что в будущем будет возможно накладывать радиолокационные данные автоматически на изображение карты, отображаемое на экране «телеизионного» типа. Это не было реализовано в серийных системах в течение еще 50 лет. Кроме того, было замечено, что такие дисплейные системы могут выполнять более одной функции, а не только использоваться для представления радиолокационных данных на электронной карте. Это опередило создание концепции многофункциональных дисплеев, используемых в настоящее время на некоторых интегрированных системах ходового мостика.

Интересно отметить, что Kelvin Hughes Ltd. и Decca получили первое утверждение опытного образца для серийных корабельных локаторов в 1948 г.; обе компании сегодня все еще занимаются поставками морских РЛС. Kelvin Hughes Ltd. сохранила свое название, Decca вошла в организацию Sperry Marine корпорации Northrop Grumman. Первый тип радиолокатора 1948 г. Kelvin Hughes Ltd. имел пиковую мощность 30 кВт, ширину импульса 0,2 мкс и частоту повторения импульсов 1 000 Гц. Сегментно-параболическая антенна (типа «сыр») диаметром 5 футов (1,5 м) имела горизонтальную и вертикальную диаграмму направленности шириной 1,6° и 11° соответственно и скорость вращения 30 об/мин. Для исключения образования наледи антенна была снабжена нагревателем, а передатчик и приемник (для промежуточной частоты) были установлены на мачте (совместно с поворотным модулем антенны). Дисплей имел диаметр 9 дюймов (23 см) и представлял собой электронно-лучевую трубку кругового обзора. Сходства с системами, поступающими в продажу в 21-м веке, возможно, более удивительные, чем очевидные различия.

Благодарности

1. Материалы из публикаций ММО воспроизведены с любезного разрешения Международной морской организации (ММО), которая не несет ответственности за точность того, как был воспроизведен материал: в случае сомнений предпочтение следует отдавать подлинному тексту ММО.
2. Авторы выражают свою благодарность Международной электротехнической комиссии (МЭК) за разрешение воспроизвести материал из международного стандарта МЭК 62252 ред. 1.0 (2004). Использование всех подобных выдержек регламентируется правами на переиздание МЭК, Женева, Швейцария. Все права защищены. Дополнительная информация МЭК доступна на сайте www.iec.ch. МЭК не несет ответственности за размещение и контекст, в котором эти выдержки воспроизводятся автором, также как МЭК не несет никакой ответственности за прочие контексты или их точность.

Литература

1. International Maritime Organization, www.MMO.org.
2. "Revised recommendations on performance standards for radar equipment," Resolution MSC.192(79), International Maritime Organization, London, 2004.
3. International Association of Marine Aids to Navigation and Lighthouse Authorities, www.iala-aism.org.
4. "Technical characteristics of maritime radio-navigation radars," ITU-R Recommendation M.1313, International Telecommunication Union, Geneva.
5. International Telecommunication Union, www.itu.int.
6. J. Crony, "Civil marine radar," in *The Radar Handbook*, 1st Ed., M. I. Skolnik. (ed.), New York: McGraw-Hill, 1970, Chapter 31.
7. J. Ryan and C. Kirby, "Iceberg detection performance analysis," Report TP 14391E, Transportation Development Centre, Transport Canada, 2005.
8. J. N. Briggs, "Target detection by marine radar," Institution of Electrical Engineers (now the Institution of Engineering and Technology), London, 2004.
9. "The international convention for the safety of life at sea (SOLAS), 1974," International Maritime Organization, London, as amended.
10. International Electrotechnical Commission, www.iec.ch.
11. "Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems—Shipborne radar," IEC 62388, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2007.
12. "Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems—General requirements," IEC 60945, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2002.
13. "Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems—Digital interfaces," IEC 61162 (series), International Electrotechnical Commission, Geneva.
14. "Regulations regarding the minimum requirements and test conditions for radar equipment used for River Rhine and inland waterways," Central Commission for the Navigation on the River Rhine, Strasbourg, 1989.
15. "Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems—Radar for craft not in compliance with MMO SOLAS Chapter V," IEC 62252, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2004.
16. R. Gangeskar and Ø. Grønlie, "Wave height measurements with a standard navigation ship radar, results from field trials," presented at Sixth International Conference on Remote Sensing for Marine and Coastal Environments, Charleston, South Carolina, 2000.
17. R. Gangeskar, "Automatic oil-spill detection by marine X-band radars," *Sea Technology*, August 2004.
18. T. K. Bhattacharya et al., "Cross-polarized radar processing," Report TP 13263E, Transportation Development Centre, Transport Canada, 1998.
19. R. Pengelly, "Improving the linearity and efficiency of RF power amplifiers," *High Frequency Electronics*, September 2002.
20. P. D. L. Williams, "Civil marine radar—a fresh look at transmitter spectral control and diversity operation," *The Journal of Navigation*, vol. 55, pp. 405–418, 2002.
21. "Guidelines for the presentation of navigation-related symbols, terms and abbreviations," Safety of Navigation Circular 242, International Maritime Organization, London, 2004.
22. "Performance standards for the presentation of navigation-related information on shipborne navigational displays," Resolution MSC.191(79), International Maritime Organization, London, 2004.
23. International Hydrographic Organization, www.ihohomfr.
24. "Transfer standards for digital hydrographic data," Publication S-57, International Hydrographic Organization, Monaco.
25. H. Hecht, B. Berking, G. Büttgenbach, M. Jonas, and L Alexander, *The Electronic Chart*, 2nd Ed, Lemmer, Netherlands: GITC, 2006.
26. "Operational use of AIS," Model Course 1.34, International Maritime Organization, London, 2006.

27. "The technical characteristics for a universal shipborne automatic identification system (AIS) using time division multiple access in the maritime mobile band," ITU Recommendation M.1371-1, International Telecommunication Union, Geneva.
28. "Maritime navigation and radiocommunication equipment and systems—Class B ship-borne equipment of the automatic identification system (AIS)," IEC 62287-1, International Electrotechnical Commission, Geneva, 2006.
29. "Recommendation A-126 on the use of the automatic identification System (AIS) in marine aids to navigation," Edition 1, International Association of Lighthouse Authorities (IALA), Paris, 2003.
30. "Recommendation R-101 on marine radar beacons (racons)," Edition 2, International Association of Lighthouse Authorities (IALA), Paris, 2004.
31. "Technical parameters for radar beacons (racons)," ITU Recommendation M.824-2, International Telecommunication Union, Geneva.
32. P. Norris, "The future of racons," Final Report, Contract No 237293, General Lighthouse Authorities, London, 2006.
33. "Global maritime distress and safety system (GMDSS)—Part 1: Radar transponder—Marine search and rescue (SART)," IEC 61097-1, International Electrotechnical Commission, Geneva, 1992.
34. *GMDSS Handbook*, 2nd Ed., London: International Maritime Organization, 2000.
35. "Technical parameters for radar target enhancers" ITU Recommendation M.1176, International Telecommunication Union, Geneva.
36. T. P. Leonard and S. J. Brain, "Radar performance test Methods—final report," Research Project RP544, UK Maritime and Coastguard Agency, Southampton, 2005.
37. "Recommendation V-128 on operational and technical performance requirements for VTS Equipment," Edition 2.0, International Association of Lighthouse Authorities (IALA), Paris, 2005.
38. "International meeting on radio navigation aids to marine navigation, May 1946," vol. 1 *Record of the meeting and demonstrations*, His Majesty's Stationery Office, London, 1946.

ГЛАВА 23

ДВУХПОЗИЦИОННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СТАНЦИИ

Николас Дж. Уиллис
корпорация *Technology Service*

23.1. Концепция и определения

Двухпозиционная РЛС использует антенны для приема и передачи, расположенные в разных местах. Передатчик и приемник могут находиться и обычно находятся в тех же удаленных местах для минимизации потерь в линии передачи. Почти во всех случаях работы двухпозиционных систем разнесение антенн по расстоянию выбирается для достижения большей эксплуатационной, технической эффективности или рентабельности и составляет обычно маленькую часть от дальности цели [1]. Двухпозиционные радиолокаторы были спроектированы, разработаны, испытаны и (в некоторых случаях) введены в действие для военных, торговых и научных областей применения. Типичные военные области применения включают воздушное и космическое наблюдение и дальномерную аппаратуру. К торговым областям применения относятся измерения поля ветра и наблюдение за дорожным движением. Научные области применения включают измерения структуры поверхности планет и их атмосфер, а также изучение ионосферной турбулентности. Примеры приведены в разделе 23.4. Хотя эти примеры являются правдоподобными и полезными, они занимают весьма небольшую нишу по сравнению с повсеместно используемыми возможностями обычных (однопозиционных) радиолокаторов, которые остаются основным методом обнаружения цели и определения ее дальности.

Двухпозиционные радиолокаторы могут работать со специальными передатчиками, которые предназначены для двухпозиционной работы и управляются двухпозиционными РЛС, или с сопутствующими передатчиками, которые предназначены для других целей, но оказались подходящими для работы в двухпозиционном режиме, даже не находясь под управлением двухпозиционного радиолокатора. Когда сопутствующий передатчик предназначен для однопозиционной радиолокации, то двухпозиционный радиолокатор часто называют сопутствующим. Когда сопутствующий передатчик относится к станции вещания или к линии связи, т.е. к источникам, отличным от РЛС, то двухпозиционный радиолокатор называют совершенно по-разному, в том числе пассивным радаром, пассивным двухпозиционным локатором, пассивным когерентным локатором местоположения, паразитным радиолокатором и ступенчатым радиолокатором [2]. Сопутствующий передатчик в военных сценариях может использоваться как кооперативный или некооперативный, при этом кооперативный передатчик относится к союзным или собственным войскам, а некооперативный передатчик — к вражеским или нейтральным войскам.

При двухпозиционном обнаружении цели используется процесс, аналогичный используемым однопозиционным радиолокатором, когда цель засвечивается передатчиком, а отраженный от цели сигнал принимается, детектируется и обрабатывается приемником. При работе с передатчиками, использующими непрерывные колебания или интенсивный рабочий импульсный цикл, приемник двухпозиционной системы может нуждаться в повышении пространственной изоляции с пространственным или спектральным подавлением для снижения до приемлемого уровня сквозного прохождения сигнала передатчика. Двухпозиционный радиолокатор также может использовать часть остаточного или неподавленного проходящего напрямую сигнала в качестве опорного в корреляционном приемнике, который перекрестно сравнивает принятый и отправленный сигналы, имитируя работу согласованного фильтра.

Для измерения положения цели с помощью двухпозиционной системы используется процесс, отличный от используемого однопозиционным радиолокатором. При обычном применении двухпозиционный радиолокатор измеряет: а) время прохождения сигнала от передатчика до цели и от цели до приемника, преобразуя эту величину в *суммарную дальность* цели, т.е. от передатчика до цели плюс от цели до приемника; б) направление приема цели (НП, DOA — Direction-of-Arrival)¹ от приемника и в) расстояние от передатчика до приемника (или *базовая линия*) для рассмотрения треугольника «передатчик — цель — приемник», называемого *двухпозиционным треугольником*. Этот треугольник определяет местоположение цели, обычно в терминах дальности и угла относительно приемной площадки. Другие схемы измерения местоположения цели описаны в разделе 23.6.

Когда раздельные антенны передатчика и приемника находятся на одной площадке, как это чаще всего бывает в случае радиолокаторов с непрерывным излучением, РЛС имеет характеристики однопозиционной РЛС, и термин «*двухпозиционный*» не используется для описания таких систем. В особых случаях антенны могут находиться в раздельных положениях, а РЛС все еще при этом считается работающей в однопозиционном режиме. Например, загоризонтная РЛС может иметь площадки, разделенные на 100 км и более для достижения адекватного выделения передаваемого сигнала. Но такое разделение все еще мало по сравнению с дальностью цели в тысячи километров, и радиолокатор снова работает с однопозиционными характеристиками.

Разновидностями двухпозиционного локатора являются *многопозиционные РЛС*, которые используют несколько антенн в разных положениях: одна антenna для передачи и несколько антенн (каждая в различных положениях) для приема или наоборот. И снова передатчики или приемники обычно устанавливаются вместе с антennами. Направление цели устанавливается двухпозиционным методом, при этом каждая пара передатчик—приемник выполняет независимое обнаружение в пределах зоны наблюдения, общей для всех пар. При установлении положения цели обычно измеряют базовую линию и выполняют одновременные измерения суммарной дальности от нескольких пар приемник—передатчик, которые наносятся как эллипсы положения с парой передатчик—приемник в каждом фокусе эллипса. Пересечение этих эллипсов или линий *постоянной суммарной дальности* дает положение цели. Это сходно с *гиперболической локацией*, поскольку для определения положения цели используются только измерения дальности*.

Многопозиционный радиолокатор для определения положения цели может использовать также *триангуляцию*, выполняя одновременные измерения НП цели из нескольких приемных площадок в известных положениях. Этот метод используется системой наблюдения за космическим пространством (SPASUR — Space Surveillance) [12] для установления положения спутников и получил название Brute-force (метод решения «в лоб»). Однако из-за большого размера апертуры (или длины решетки), требуемого для достаточно точных измерений НП, триангуляция редко рассматривается для других областей применения.

Понятия, данные и выражения, разработанные для двухпозиционных РЛС, часто применяются для многопозиционных РЛС, например уравнение дальности, доплеровский сигнал цели (ЭПО цели) и помехи, вызванные пассивными отражениями от поверхности Земли. Таким образом, оставшаяся часть этой главы будет сосредоточена на теме двухпозиционных РЛС, разработке многопозиционных методик, отклоняясь от этой темы только при необходимости.

Пассивные приемные системы или системы мер *электронной поддержки* (РЭР) часто используют две и более приемные площадки. Обычно их назначение —

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Direction-of-Arrival» (DOA) используется термин «направление приема» (НП). — Прим. ред.

* Вышеприведенный материал описывает работу многопозиционной системы, которая комбинирует данные некогерентным образом. Также возможно и когерентное комбинирование данных, когда, например, синфазные и квадратурные данные с каждой приемной площадки объединяются для формирования большой апертуры приемника. Примеры включают разреженные, случайные, искаженные и распределенные решетки [3–7], интерферометрические радиолокаторы [8, 9] и устройства радиофотографирования [10, 11]. Этот вопрос подробно рассматривается в работе Уиллиса [1].

обнаруживать, идентифицировать и определять место передатчиков так, как будто они относятся к однопозиционным радиолокаторам. Их также называют *пеленгаторами источников излучения*. Определение местоположения цели осуществляется посредством комбинированных измерений угла из каждой площадки (например триангуляцией), или по разнице времени прибытия сигнала, или измерениями дифференциальной доплеровской частоты между участками (например многосторонней боковой локацией). Эти системы обычно не предназначены для обнаружения и обработки отраженных сигналов от целей, облучаемых передатчиком. Однако они могут использоватьсь двухпозиционной сопутствующей РЛС для идентификации и установления местоположения подходящего передатчика. Таким образом, хотя у них много требований и характеристик, общих с многопозиционными локаторами, все же их не следует относить к радиолокаторам и они не будут рассматриваться нами.

Приведенные выше определения являются традиционными и широко используются в литературе [13–16], но они так и не закрепились там пока общепринятым образом. Так, наряду с ними используются такие термины, как «квазидвухпозиционный», «квазиднапозиционный», «псевдооднапозиционный», «трехпозиционный», «многопозиционный», «истинный многопозиционный», «многодвухпозиционный» и «сетевой двухпозиционный» [17–20]. Обычно они являются особыми случаями приведенных выше более широких определений. Термин «псевдооднапозиционный» будет использоваться для характеристики двухпозиционных геометрий, которые аппроксимируют однопозиционный режим работы.

23.2. Системы координат

На протяжении этой главы используются двумерные системы координат с привязкой к северу [21]. На рис. 23.1 показаны система координат и параметры, задающие работу двухпозиционного радиолокатора на плоскости (x , y), которая также называется *двухпозиционной плоскостью* [22]. Двухпозиционный треугольник лежит на этой двухпозиционной плоскости. Расстояние L между передатчиком и приемником называют *базовой линией дальности* или просто *базовой линией*; R_T является дальностью цели от передатчика; а R_R является дальностью цели от приемника.

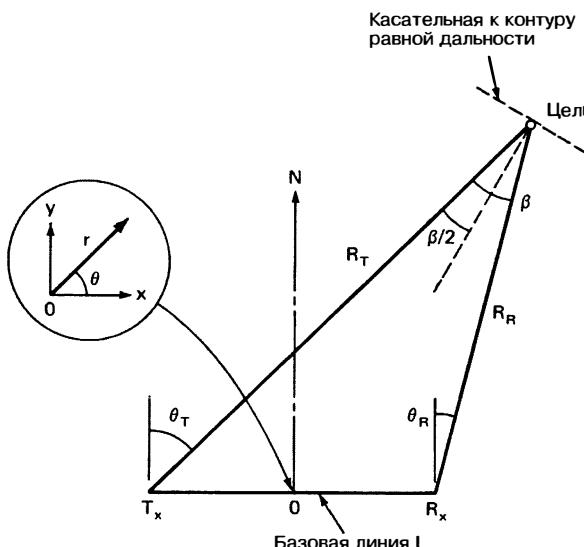


Рис. 23.1. Двухмерная система координат двухпозиционной РЛС с привязкой к северу, формирующая двухпозиционную плоскость. Двухпозиционный треугольник лежит на этой двухпозиционной плоскости

Углы θ_T и θ_R соответственно являются углами визирования цели передатчика и приемника, которые берутся положительными при измерении по часовой стрелке от направления на север. Их еще называют направлением приема, углом прибытия (AOA) или линией визирования (LOS — Line-of-Sight). *Двухпозиционный угол*, $\beta = \theta_T - \theta_R$, является углом между передатчиком и приемником с вершиной, находящейся в точке положения цели. Его также называют *углом среза* или *углом рассеяния*. В расчетах параметров, относящихся к цели, удобно использовать β , а θ_T и θ_R — в расчетах параметров, относящихся к приемнику и передатчику.

Дальность от передатчика до цели плюс от цели до приемника измеряется с помощью двухпозиционного радиолокатора как сумма дальностей ($R_T + R_R$). Методы измерений этой суммы приводятся в разделе 23.6. Суммарная дальность определяет местоположение цели где-то на поверхности эллипсоида, где фокусы являются местоположениями передатчика и приемника. Пересечение двухпозиционной плоскости и этого эллипсоида дает знакомый эллипс постоянной суммарной дальности или *контура постоянной дальности*. Полезным является то, что биссектриса двухпозиционного угла перпендикулярна касательной этого эллипса в точке цели. Касательная часто является хорошим приближением к контурам постоянной дальности внутри области, общей для лучей передатчика и приемника.

Когда приемная антенна двухпозиционного локатора является фазированной антенной решеткой, а нормаль к решетке также перпендикулярна базовой линии, θ_R измеряют непосредственно антенной в любой двухпозиционной плоскости. Эта неожиданная ситуация вызвана *коническимискажением*, которое свойственно любой фазированной антенной решетке. Однако когда нормаль решетки не перпендикулярна базовой линии или когда приемная антенна механически направляется или выполняет сканирование, θ_R не измеряется напрямую. Часто измерения направлений прибытия выполняются по азимутальному углу или углу места (или преобразуются к ним), привязанным к системе координат $x-y-z$ с началом в точке приема, при этом ось z коллинеарна с локальной вертикалью. Преобразование системы координат с привязкой к северу в систему координат $x-y-z$ дано в разд. 5.3 работы Уиллиса [1].

Другие системы координат, включая трехмерные, используются для того, чтобы задать определенную операцию, выполняемую двухпозиционной системой [14, 23–29]. На рис. 23.1 также приводится полярная система координат. Координаты (r, θ) расположены на двухпозиционной плоскости с началом координат в середине базовой линии. Эта точка отсчета удобна для нанесения *овалов Кассини* (см. разд. 23.3) и подробно изложена в работе Уиллиса [1]. Иногда углы падения θ'_T и θ'_R используются для того, чтобы задать углы передатчика и приемника в двухпозиционном треугольнике, чтобы $\theta'_T + \theta'_R + \beta = 180^\circ$. В этом случае $\theta'_T = 90^\circ - \theta_T$ и $\theta'_R = 90^\circ + \theta_R$ можно использовать для преобразования уравнения с привязкой к северу в уравнения с прилегающими углами. Графики пассивных помех двухпозиционной системы используют отдельную и совершенно скрытую систему координат, которая будет определена в разд. 23.8.

Геометрия является главным фактором, отличающим двухпозиционную радиолокацию от однопозиционной. При оценивании работы двухпозиционного радиолокатора полезно начинать с независящей от геометрии рабочей характеристики, которая получается при $L = 0$ (или $R_T = R_R$ и $\beta = 0^\circ$). Результат этот определяется как *эквивалентная однопозиционная дальность*, или *контрольная точка дальности*, которая подробно описана в разд. 23.3. Она также используется в качестве проверки работоспособности; из-за этих ограничений все уравнения двухпозиционной радиолокации следует свести к эквивалентному однопозиционному уравнению.

23.3. Уравнение двухпозиционной радиолокации

Понятие контрольной точки дальности. В отличие от однопозиционного радиолокатора характеристика дальности двухпозиционного радиолокатора зависит от геометрии, особенно от дальности базовой линии L и от угла визирования цели, или от θ_T , или θ_R . При отсутствии таких факторов, как дифракция, рефракция, многолучевое распространение и маскирование, или при условии, что ими можно пренебречь, дальность двухпозиционной радиолокации в зависимости от этих

переменных можно построить на двухпозиционной плоскости с помощью овала Кассини. Овал Кассини является геометрическим местом точек вершин треугольника, для которых произведение примыкающих к вершине сторон является постоянной величиной, а длина противоположной стороны при этом фиксированна. При применении к двухстороннему треугольнику, показанному на рис. 23.1, эта вершина оказывается в месте положения цели, R_T и R_R являются примыкающими к этой вершине сторонами, а базовая линия L является фиксированной противоположной стороной.

Традиционно овалы Кассини представляются в виде линий постоянной мощности принятого сигнала или отношения принятого сигнала к шуму вблизи фиксированной базовой линии L . Хотя эти зависящие от сигнала линии и дают представление о рабочих характеристиках двухпозиционной радиолокации, они не показывают максимальной или минимальной дальности обнаружения цели и покрытия для переменных базовых линий, т.е. всех представляющих интерес рабочих параметров. Для решения этой проблемы вводится понятие двухпозиционной *контрольной точки дальности* или, еще проще, *контрольной точки*. Она устанавливается следующим образом [2]. Прежде всего уравнение дальности двухпозиционной радиолокации получается совершенно аналогичным способом, что и уравнение для однопозиционной радиолокации. Затем это уравнение решается для произведения максимальных двухпозиционных дальностей, $(R_T \cdot R_R)_{\max}$, и определяется *эквивалентная максимальная дальность однопозиционной радиолокации*, $(R_M)_{\max}$, пропуская для удобства индекс так , как это показано ниже:

$$R_M = (R_T R_R)^{1/2}. \quad (23.1)$$

Эта эквивалентная дальность однопозиционной радиолокации, также известная как *средняя геометрическая дальность*, представляет собой рабочую характеристику двухпозиционной радиолокации, когда передатчик и приемник расположены вместе; т.е. когда $L = 0$. Она определяется как контрольная точка дальности *двухпозиционного радиолокатора*. Поскольку этот контрольный отсчет является геометрическим инвариантом, он становится полезным при сравнении характеристик двухпозиционной и однопозиционной радиолокации по дальности. И, наконец, овал Кассини вводится как функция, зависящая от дальности базовой линии L , нормированной к контрольной дальности R_M . На основании этого овала рассчитываются максимальная и минимальная дальности обнаружения, а также площадь покрытия, при этом все они зависят от R_M . Эта процедура также используется для определения рабочих областей двухпозиционной радиолокации.

Уравнение дальности. Уравнение дальности для радиолокации непрерывными колебаниями или для когерентной импульсной РЛС [30] приводится к виду для двухпозиционного режима и затем решается для произведений максимальных дальностей, $(R_T \cdot R_R)_{\max}$:

$$(R_T R_R)_{\max} = \left[\frac{P_{av} t_0 G_T G_R \lambda^2 \sigma_B F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 k T_0 F_n (E/N_0) L_T L_R} \right]^{1/2}, \quad (23.2)$$

где R_T — дальность от передатчика до цели, м; R_R — дальность от приемника до цели, м; P_{av} — средняя излучаемая мощность, Вт; t_0 — время наблюдения цели (или накопления); G_T — коэффициент усиления передающей антенны; G_R — коэффициент усиления приемной антенны; λ — длина волн, м; σ_B — ЭПО двухпозиционного радиолокатора, м^2 ; F_T — коэффициент распространения радиоволны от передатчика до цели; F_R — коэффициент распространения радиоволны от приемника до цели; k — постоянная Больцмана [$1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К]; T_0 — стандартная температура [290 К]; F_n — коэффициент шума приемника; E/N_0 — отношение спектральной плотности принятой энергии к шуму приемника, требуемое для обнаружения; L_T — потери передающей системы (>1); L_R — потери приемной системы (>1).

Уравнение (23.2) предполагает, что при приеме используется согласованный фильтр или эквивалентный согласованный фильтр, такой как кросс-коррелятор. Уравнение (23.2) переходит в соответствующее уравнение для максимальной дальности однопозиционной радиолокации при замене $R_T \cdot R_R = R_M^2$ и $\sigma_M = \sigma_B$, где σ_M является ЭПО однопозиционной радиолокации. Для работы РЛС в импульсном

режиме $t_0 = n/f_p$, где n — число объединенных импульсов, f_p — частота повторения импульсов. Кроме того, отношение сигнала к шуму, необходимое для обнаружения цели, $(C/N)_{\text{треб}} = E/N_0$, где $B\tau \approx 1$, B является полосой пропускания приемника, а τ — шириной импульса.

Время обработки сигнала, t_0 , иногда задается величиной размытия спектра доплеровских частот или смещением скорости, Δf_d , создаваемых движущейся целью. Конкретней $\Delta f_d = (t_0)^{-1} = B_n$, где B_n является шириной полосы шума додетекторного фильтра приемника. В однопозиционном случае доплеровское размытие задается следующим образом:

$$(\Delta f_d)_m = [2a_r / \lambda]^{1/2}, \quad (23.3)$$

где a_r представляет собой радиальную компоненту ускорения цели. Уравнение (23.3) также применимо к случаю двухпозиционной радиолокации при малых углах, β , особенно при работе в сторону («через плечо»), когда цель лежит вблизи базовой линии, продолженной либо за границы приемника, либо за границы передатчика (*которую называют расширенной базовой линией*)*. Однако в общем случае для больших β радиальная компонента, которая совпадает с биссектрисой двухпозиционного угла, уменьшится. Эмпирическое правило для условий этих больших β состоит в следующем:

$$(\Delta f_d)_b = [a_r / \lambda]^{1/2}. \quad (23.4)$$

Уравнение (23.4) используется для задания t_0 и, тем самым, ширины полосы шума додетекторного фильтра приемника B_n . Поскольку $(\Delta f_d)_b > (\Delta f_d)_m$, то ограничение на время обработки двухпозиционного сигнала несколько меньше, чем на эквивалентное однопозиционное время.

Как и в уравнении однопозиционной радиолокации, коэффициенты распространения радиоволны при приеме и при передаче, F_T и F_R , состоят из двух членов: коэффициентов распространения F'_T и F'_R и коэффициентов диаграммы направленности антенны f_T и f_R соответственно. Коэффициенты диаграммы направленности антенны являются относительной напряженностью поля в свободной области, излучаемой передающей и принимающей антеннами в зависимости от их углов наведения. Эти коэффициенты применимы, если только цель не находится в пике диаграммы направленности.

Коэффициенты распространения обычно учитывают многолучевое распространение, дифракцию и рефракцию с поглощением атмосферой, которое включено в член потерь. Как и в случае однопозиционной радиолокации, распространение радиолокационного излучения в двухпозиционной системе требует подходящей траектории от передатчика к цели и от цели к приемнику. Однако, в отличие от однопозиционной РЛС, здесь эффекты распространения могут существенно отличаться по двум траекториям и должны рассматриваться по отдельности. Многолучевое распространение является основным примером того, где может находиться цель в ДНА при многолучевом распространении на траектории, а также в области нулевого сигнала во всех остальных случаях многолучевого распространения, зависящих от высот антенны и цели и от рельефных условий.

Когда корреляционный приемник использует демодулированный прямой радиочастотный сигнал в качестве опорного, то, очевидно, этот сигнал подвергается воздействию помех, а также многолучевого сигнала и внешних радиопомех, которые отличаются от помехи, действующей на отраженный от цели сигнал. Если коррелятор работает в своей линейной области, отраженный сигнал плюс его интерференция, свернутые с опорным сигналом, плюс его интерференция создают требуемый отраженный сигнал с коэффициентом усиления полностью согласованного фильтра плюс интерференция с коэффициентом усиления, уменьшенным за счет рассогласования. Эти сигналы добавляются векторно для изменения коэффициента распространения радиоволны. Однако если коррелятор работает в нелинейной области, что происходит довольно часто, то появляются комбинационные составляющие, которые снижают коэффициент усиления согласованного фильтра

* В первом случае передатчик засвечивает цель «через плечо» приемника; во втором случае приемник видит цель «через плечо» передатчика.

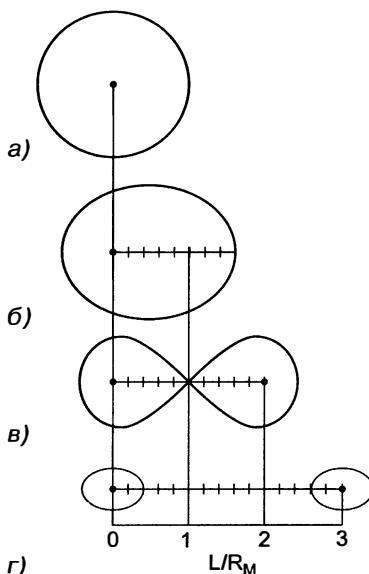
отраженного сигнала. Величина потерь зависит от величины интерференции и учитывается в члене потерь, возникающих при обработке сигнала [31].

Овалы Кассини. Линия максимальной контрольной дальности обнаружения в свободном пространстве при двухпозиционной радиолокации является окружностью радиуса R_M , так же как и в случае однопозиционной радиолокации. Такая окружность предполагает постоянное значение ЭПО и коэффициента распространения радиоволны, которые зависят от сценария и геометрии радиолокации. Для общего случая двухпозиционной радиолокации, когда $L > 0$, линия максимальной дальности обнаружения в свободном пространстве становится знакомым овалом Кассини, снова с предостережениями, относящимися к однопозиционной радиолокации, на которые были даны ссылки выше. Таким образом, этот овал (или овалы) представляет удобную, но временами чересчур упрощенную картину покрытия дальности в случае двухпозиционной радиолокации, поэтому им следует пользоваться с осторожностью.

Необходимы дополнительные меры предосторожности в отношении двухпозиционной радиолокации. Когда цель находится вблизи базовой линии или на самой базовой линии, т.е. между приемником и передатчиком, а двухпозиционный угол $\beta \rightarrow 180^\circ$, то создается совершенно другая среда: *рассеивание вперед* как от цели, так и за счет пассивных помех. В этом случае ЭПО цели и коэффициент рассеяния за счет помех (σ_0) сильно увеличиваются, тогда как измеренные величины дальности и спектра доплеровских частот сильно снижаются. Часто *обычная* двухпозиционная радиолокация исключает эту область, так что 10–20°-й сегмент с вершиной в приемнике, направленный к передатчику, удаляется из овала. Подробности можно найти в работе Уиллиса [1].

На рис. 23.2 представлены четыре случая овалов Кассини, нормированных к контрольной дальности: (а) контрольная дальность: $L = 0$; (б) один овал: $L < 2R_M$; (в) лемниската: $L = 2R_M$ и (г) два овала: $L > 2R_M$. Во всех случаях передатчик находится в левом фокусе овала (0). Приемник находится в правом фокусе овала (0, 1, 2, 3). Другие термины и символы определены в описании условных обозначений к рис. 23.2.

В табл. 23.1 перечисляются выражения для расчета площади овала и максимальная/минимальная дальности обнаружения для этих четырех случаев, вновь



Условные обозначения:	
T_x	передатчик (фокус слева)
R_x	приемник (фокус справа)
T_{gt}	цель (лежит на овале)
L	базовая линия (расстояние от T_x до R_x)
R_M	эквивалентная однопозиционная дальность (случай контрольного отсчета, когда $L = 0$)
$R_{R(\max)}$	максимальная дальность от R_x до дальности T_{gt} , допустимая на овале*
$R_{R(\min)}$	минимальная дальность от R_x до дальности T_{gt} , допустимая на овале**
$R_{R(av)}$	радиус окружности с площадью, равной площади одного овала в двуховальном случае, когда $L > 3R_M$

* Когда T_{gt} лежит на базовой линии, продолженной за T_x
** Когда T_{gt} лежит на базовой линии, продолженной за R_x

Рис. 23.2. Нормированные овалы Кассини, лежащие на двухпозиционной плоскости, плоскости, содержащей передатчик, приемник и цель [2] (материал был любезно предоставлен корпорацией SkTech Corp.)

привязанных к контрольной точке дальности R_M^* . Для рис. 23.2г, когда $L > 3R_M$, овалы могут быть удобным образом аппроксимированы окружностями с радиусом $R_{R(av)} \sim R_M^2/L$ и соответствующая площадь есть $\pi R_M^4/L^2$. Выражения для дальности приемника (или передатчика) противоположного овала можно легко рассчитать с помощью зеркальной симметрии. Также можно отметить, что площадь каждого двухпозиционного овала всегда меньше, чем однопозиционной окружности.

Таблица 23.1. Площадь и дальности обнаружения для общих овалов Кассини²
(материал любезно предоставлен корпорацией SciTech)

Случай	L	Площадь (одного овала)	$R_{M(max)}$ (на овале R_x)	$R_{M(min)}$ (на овале R_x)
Круг (контрольная величина)	0	πR_M^2	R_M	R_M
Один овал	$< 2R_M$	$\sim \pi [R_M^2 - L^4 (64 R_M^2)]$	$(R_M^2 + L^2/4)^{1/2} + L/2$	$(R_M^2 + L^2/4)^{1/2} - L/2$
Два овала	$> 2R_M$	$\sim \pi R_M [R_M^2/L^2]$	$L/2 - (L^2/4 - R_M^2)^{1/2}$	$(R_M^2 + L^2/4)^{1/2} - L/2$
	$> 3R_M$	$\sim \pi R_M^2 [R_M^2/L^2]$	$\sim R_M^2/L$	$\sim R_M^2/L$

Приведенные в табл. 23.1 выражения можно также использовать для оценки ограничений первого порядка в случае однопозиционной радиолокации по линии прямой видимости (LOS), где LOS определена как линия между антеннами приемника и передатчика, касательная к поверхности Земли. Для гладкой модели Земли с радиусом, составляющим $4/3$ радиуса Земли, дальность LOS r_R между приемной антенной на высоте h_R и целью на высоте h_t равна

$$r_R = 130 (\sqrt{h_R} + \sqrt{h_t}), \quad (23.5)$$

где все единицы измерений являются километрами. Аналогичным образом дальность LOS r_T между передающей антенной на высоте h_T и целью на высоте h_t равна

$$r_T = 130 (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_t}). \quad (23.6)$$

Таким образом, чтобы предотвратить усечение линией визирования овалов, необходимо, чтобы $r_R \geq R_{R(max)}$ и $r_T \geq R_{T(max)}$. В этих выражениях игнорируются дифракция и многолучевое распространение, которые могут значительно менять эти дальности, поэтому их следует считать приближением первого порядка.

Типичной задачей двухпозиционного наблюдения за воздушной средой является выбор такой базовой линии L , чтобы приемник с антенной на высоте h_R был согласован с существующим покрытием LOS передатчика с антенной на высоте h_T . Для наиболее неблагоприятного случая геометрии визирования назад требованием должно быть согласование покрытия LOS с существующей базовой линией, $r_T = r_R + L$, так чтобы

$$L = 130 (\sqrt{h_T} - \sqrt{h_R}). \quad (23.7)$$

Например, когда $h_T = 0,1$ км и $h_R = 0,01$ км, $L = 28$ км, то уравнения (23.5) и (23.6) дадут линию визирования для цели, пролегающей на высоте 8,5 м над проленной базовой линией в 25 км от приемника и в 53 км от передатчика. Базовые линии, превышающие 100 км, могут вызвать серьезные проблемы с линией визирования цели. Например, если $L = 120$ км, а $h_T = 0,3$ км, тогда из уравнения (23.6) получится, что передатчик будет засвечивать только цель, летящую прямо над приемником на высоте $h_t > 0,14$ км. Таким образом, цель может легко пролететь ниже

* Формула одноovalной площади получена из уравнения (D.7a) в работе Уиллиса [1]. Она также используется для расчета площади лемнискаты. Формулы для двухovalной площади получены из формулы (D.11a) в работе Уиллиса [1]. Если требуется большая площадь, то можно использовать дополнительные члены в этих рядах.

засветки передатчика и способность наблюдения за воздушной средой на низких высотах будет утрачена. В результате этого двухпозиционная радиолокация при таких базовых линиях должна использовать приподнятый выше передатчик (~1 км) или осуществлять радиолокацию с более короткими базовыми линиями для достижения покрытия наблюдением приемлемых низких высот. Обратите внимание, что случай двух овалов также может потребовать очень большой высоты для точек, расположенных на овале, не попадающих под наблюдение, настолько большую, что эта точка часто должна становиться бортовой.

И, наконец, антенна передатчика будет находиться прямо по линии визирования приемной антенны, когда $L = r_T + r_R$ с $h_t = 0$, так что снова (все единицы измерения — километры)

$$L = 130 (\sqrt{h_T} + \sqrt{h_R}). \quad (23.8)$$

Если также выполняется соотношение (23.8), то обычно требуются чрезвычайные меры для подавления сигнала, направленного на цель, до уровня, при котором цель может быть обнаружена, что описывается в разд. 23.9.

23.4. Области применения

Овалы Кассини могут быть использованы для определения трех рабочих областей двухпозиционной радиолокации: 1) совмещенной области, 2) области, в центре которой находится приемник, и 3) области, в центре которой находится передатчик [1]. Совмещенная область соответствует рис. 23.2б; с приемником в центре правого овала — рис. 23.2г и с передатчиком в центре левого овала — рис. 23.2г. Передатчик выделенного, кооперативного или некооперативного типа завершает эту классификацию. Специализированный передатчик предназначен для двухпозиционной или многопозиционной радиолокации аналогично случаю однопозиционной радиолокации. Кооперативный и некооперативный передатчики относятся к сопутствующим передатчикам и предназначены для выполнения других функций, включая радиолокацию и связь, но которые оказались подходящими для работы в двухпозиционном режиме. Кооперативный передатчик управляет союзными или собственными войсками; некооперативный передатчик управляет войсками вражеских или нейтральных государств. В табл. 23.2 приводится сводка областей применения двухпозиционных РЛС в этих рабочих областях*.

Элементы выделенного передатчика совместной категории представляют собой полный комплект для двухпозиционного радиолокатора со всеми компонентами, включая передатчик, предназначенный для двухпозиционного режима работы. Многие из этих систем были разработаны, испытаны или развернуты еще до 1980 г. Их примерами являются французские, советские и японские сети РЛС дальнего обнаружения, использовавшиеся во время Второй мировой войны [2]: AN/FPS-23 — для перекрытия мертвых зон противовоздушной обороны [2], дальномерная аппаратура следящих устройств PARADOP и MIDOP [9], SPASUR — для систем наблюдения космического пространства [12, 32] и Sanctury — для противовоздушной обороны [33, 34], BRWL — для обнаружения артиллерии, минометов и ракет [35], российская система дальнего обнаружения «Струна-1» (на основе РЛС прямого зондирования) [36–38] и французские Graves — для наблюдения за космическим пространством [39], последние относятся к более поздним разработкам.

Пропущенные элементы в столбце выделенных передатчиков для работы в режиме приемника и передатчика в центре овала при больших базовых линиях дальности выделены операциями и затратами: оба, кооперативный и некооперативный сопутствующие передатчики, часто способны поддерживать двухпозиционный режим работы в этих небольших представляющих интерес областях. Более того, этот подход оказался более экономичным, а при использовании некооперативных передатчиков — более скрытым и менее рискованным, чем при использовании выделенного передатчика. Следовательно, выделенные передатчики обычно не рассматриваются для этих областей применения.

* Многопозиционный радиолокатор с его требованием в отношении общей области пространственного покрытия почти всегда работает в совмещенной области.

Таблица 23.2. Области применения двухпозиционных РЛС

Рабочие области приемника	Соотношение для дальности	Выделенный передатчик	Кооперативный передатчик	Некооперативный передатчик
Совместное размещение	$L < 2R_M$	Наблюдение за воздушной средой	Наблюдение за воздушной средой	Наблюдение за воздушной средой
		Дальномерная аппаратура	Дальномерная аппаратура	
		Наблюдения спутников	Ионосферные наблюдения	
		Обнаружение вторжения	Измерения ветра	
Приемник в центре	$L > 2R_M$ $R_T > R_R$		Наблюдение за воздушной средой на короткой дальности Беззвучная атака наземных целей с воздуха Изучение планет	Наблюдение при короткой дальности
Передатчик в центре	$L > 2R_M$ $R_R > R_T$		Изучение планет	Мониторинг угрозы воздушного нападения Система по предупреждению о запуске ракет

Элементы в столбцах кооперативных и некооперативных передатчиков называют *сопутствующими*, когда передатчиком является однопозиционная РЛС. Когда передатчик относится к системе связи или вещательной сети, т.е. не относится к РЛС, такие элементы называют *пассивными двухпозиционными РЛС*.

Примерами сопутствующих РЛС, работающих с кооперативным передатчиком в области совместного размещения, являются *многопозиционная измерительная система*, работающая с TRADEX для повышения точности измерения координат возвращения баллистической ракеты в атмосферу [40, 41], и серийный (корпорация Binet Inc.) двухпозиционный приемник, работающий с однопозиционной доплеровской метеорологической РЛС для измерения трехмерных векторов поля ветра [2, 42, 43]. На рис. 23.3 приведена блок-схема разработанного корпорацией Binet прототипа.

Примером сопутствующих РЛС, работающих с кооперативными передатчиками в области установленного по центру приемника, являются программа Covin Rest, работающая с РЛС челночного космического корабля для наземной радиолокационной съемки, которая выполняется радиолокатором с синтезированной апертурой [44], программа TBIRD, работающая с Joint STARS для обнаружения бесшумных атак наземных целей с воздуха с помощью двухпозиционной системы PCA [2, 45], и программа BAC, работающая с системой AWACS для предупреждения и синхронизации мобильных систем противовоздушной обороны малой дальности [46, 47].

Сопутствующие радиолокационные системы, использующие кооперативные однопозиционные передатчики, также обладают способностью детектировать излучающие обратно станции радиопомех, работающие против главных радиолокаторов. Поскольку станции радиопомех используют антенны с высоким коэффициентом усиления для обратного направления сигналов передатчика на передатчик

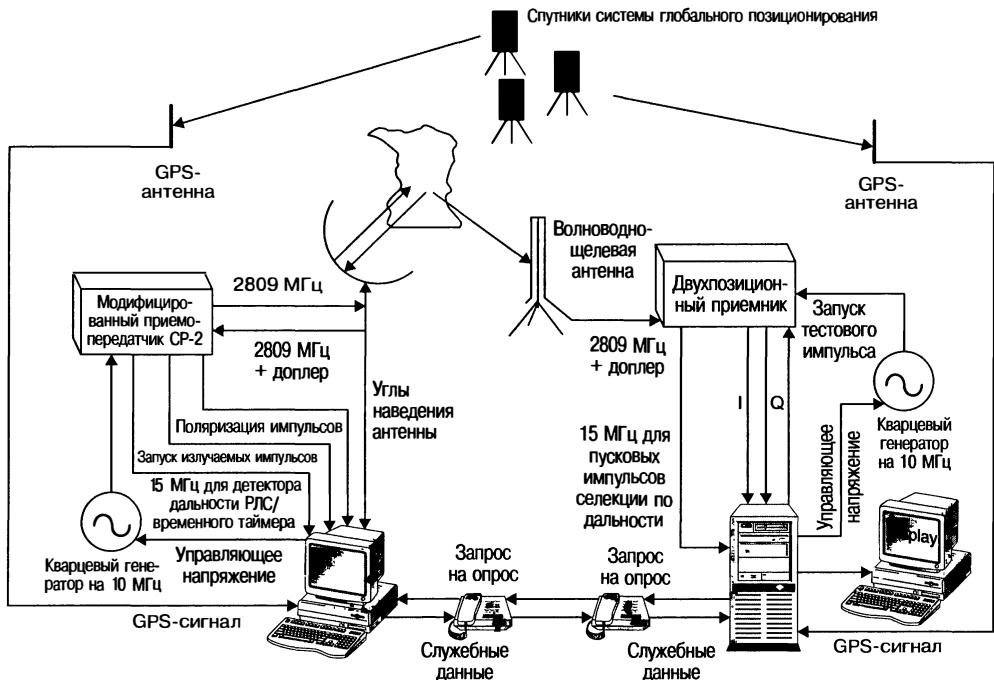


Рис. 23.3. Упрощенная блок-схема прототипа разработанной корпорацией Винет системы измерения ветра. Модифицированная однопозиционная метеорологическая РЛС CP-2 передает и принимает с помощью антennы с узкой ДН, тогда как одна или несколько двухпозиционных точек приема, находящихся в 10–20 км от CP-2, принимают бистатически рассеянную энергию от одного и того же облученного объема атмосферы посредством широкой ДН. Переключатель защиты приема/передачи используется для защиты приемника, также как в случае однопозиционной РЛС. Все генерируемые частоты заблокированы на задающую частоту 10 МГц кварцевого генератора, управляемого напряжением, который, в свою очередь, заблокирован на сигнал синхронизации GPS. Синхроимпульсы и прочие служебные данные передаются по телефонным линиям. Обработка сигналов и данных выполнена на персональном компьютере (ПК) (по работе Дж. Вурмана [43] © IEEE 1994)

(и, таким образом, на его однопозиционный приемник), пространственно разнесенная сопутствующая РЛС может быть расположена в боковых лепестках ДН, тем самым снижая эффективность станции радиопомех. Эмпирическое правило состоит в ожидании усиления характеристик сопутствующей РЛС, как только двухпозиционный угол становится больше, чем предположительная 3-дБ ширина направленного обратно основного лепестка ДН.

Примерами двухпозиционных РЛС, работающих с кооперативными вещательными передатчиками в совмещенной области, являются РЛС обсерватории *Manastash Ridge Radar*, работающая с радиовещательным ЧМ-передатчиком для зондирования тропосферы [2, 48], *Silent Sentry* («безмолвный страж»), работающий с ЧМ- и ТВ-радиовещательными передатчиками [49, 50], и *пассивные радиолокаторы* на основе телевидения высокой четкости, работающие с телевизионными передатчиками высокой четкости [51], причем последние два имеют конфигурацию для наблюдения за воздушным пространством. К примерам пассивных двухпозиционных РЛС, работающих с кооперативными передатчиками системы связи в области, центрированной относительно приемника и передатчика, относятся двухпозиционные РЛС для изучения планет. Они используют передатчики канала передачи

данных на исследовательских транспортных средствах в областях, центрированных относительно передатчика, и наземный передатчик команд в области, центрированной относительно приемника [2, 52].

Термин «кооперативный передатчик» в некоторой степени является ошибочным. Например, оператор кооперативной ТВ- или ЧМ-станции не станет «сотрудничать» с пассивными двухпозиционными РЛС путем изменения зоны покрытия антенны или изменять передаваемый по вещанию материал с помощью специальной формы импульсов. Более того, всегда есть вероятность появления у передатчика неисправности в ходе выполнения обычных операций или вследствие вражеской атаки. Это событие приведет к утрате рабочих характеристик пассивной двухпозиционной РЛС, которая работает с несколькими передатчиками и исключает возможность дальнейшей работы, когда эта РЛС работает только с одним передатчиком. В результате этого пассивная двухпозиционная РЛС может свободно использовать кооперативные (или некооперативные) передатчики, если они подходят по своим параметрам; однако коммерция контролирует их работу, оставляя сопутствующим пользователям пассивную двухпозиционную РЛС, которая особенно страдает от неоптимальной формы импульса (см. разд. 23.9), от ограниченного охвата по углу места и (время от времени) от низких или недопустимых рабочих характеристик.

Ограничения также накладываются, когда сопутствующая РЛС пытается использовать кооперативную или некооперативную однопозиционную РЛС, особенно при наличии у сопутствующей РЛС проблем, обусловленных наведением антенны при совместном сканировании приемника и передатчика (см. разд. 23.9). Однако возможность для улучшения рабочих характеристик кооперативного однопозиционного радиолокатора в борьбе против станций помех с обратным направлением сигнала при использовании подходящим образом расположенной сопутствующей РЛС требует отличать кооперативные передатчики от некооперативных.

Если некооперативный передатчик и сопутствующая РЛС были расположены на поле сражения или вблизи него, то сопутствующая РЛС могла бы использовать этот передатчик в совмещенной области так же, как и в случае кооперативного передатчика. Немецкая РЛС *Klein Heidelberg*, использовавшая в режиме сопутствования кольцу британских береговых РЛС раннего обнаружения для выполнения воздушной разведки во время Второй мировой войны, также является хорошим примером [53, 54]. Сопутствующая РЛС, имплантированная на вражеской территории или выполняющая над ней полеты, может использовать спутниковый передатчик любой высокой мощности, засвечивая определенную область для ведения радиоразведки на коротких дальностях в овале с центром в приемнике.

Наиболее значительной системой, использующей выделенный передатчик, является *сеть РЛС дальнего обнаружения*, осуществляющая контроль космического пространства на частоте 217 МГц (SPASUR). Она была развернута в 1958 г. в семи точках, охватывающих континентальную часть США, для обнаружения и сопровождения спутников без приемоответчиков [12, 32]. Передатчики расположены в трех точках, крупнейший из которых излучает 1 МВт непрерывной мощности из линейной антенной решетки длиной около 3 км, генерируя фиксированные веерные ДНА. Шесть мест с приемниками состоят из семи или восьми линейных порядка 1 км решеток, также генерирующих фиксированные веерные ДНА, коллинеарно с передаваемыми ДНА. На рис. 23.4 представлен поток данных на типичной приемной станции [12].

Положение цели устанавливается триангуляцией, т.е. пересечением измеренных зенитных углов направления приема из двух или нескольких пунктов расположения приемников. Впоследствии в Южном Техасе была развернута состоявшая из трех пунктов сеть РЛС-обнаружения для оценки использования двухпозиционных измерений дальности в целях повышения точности определения положения целей [55], но она так и не вошла в режим непрерывной эксплуатации.

Согласно работе Истона [32], конструкция системы SPASUR определялась соображениями стоимости: дальность обнаружения 15 000 морских миль требует очень высокого уровня средней мощности и применения наиболее рентабельной в эксплуатационном отношении работы в режиме непрерывных колебаний. Но это решение, в свою очередь, требует для развязки использовать разнесенные места, т.е. многопозиционный режим. Стационарные линейные антенны решетки также

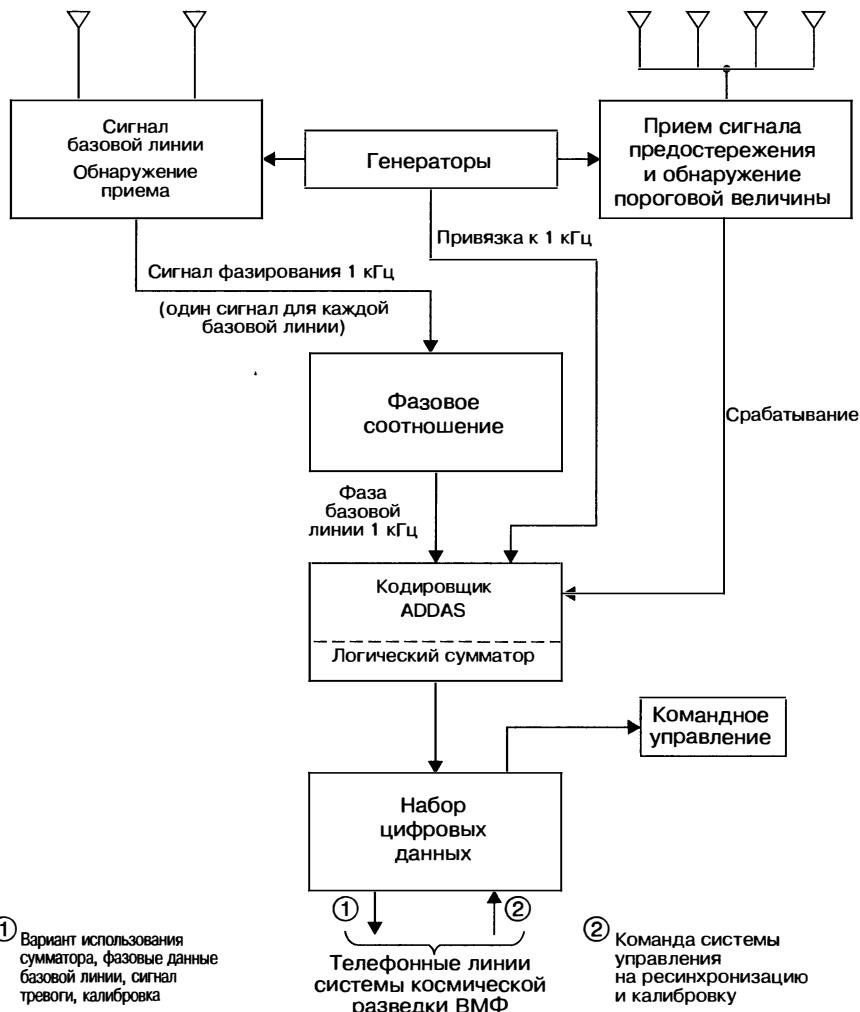


Рис. 23.4. Поток данных в реальном времени в приемной станции системы космической разведки ВМФ. «Передаваемая передатчиком энергия отражается спутником и принимается различными коллинеарными решетками вибраторов на приемной станции. [Сигналы] от четырех последовательных решеток поступают на приемник предупреждений, который обнаруживает присутствие избыточной радиочастотной энергии относительно предварительно установленного порогового уровня. Отраженная энергия также одновременно принимается другими антенными решетками, которые разделены в направлении восток—запад различным расстоянием (базовой линией). Сигналы от любой пары могут быть добавлены для формирования пары базовых линий. Приемники базовой линии используют тройное преобразование частот, где разность частот сигналов, принятых антенной парой, сохраняется в 1000-Гц разностной частоте [названной на рисунке 1-кГц фазовым сигналом]... Для каждой пары имеется радиоприемник и, следовательно, 1000-Гц фазовый [сигнал] для каждой пары базовой линии (12 с востока на запад и 3 с севера на юг). Фазирующий сигнал сравнивается с 1000-Гц опорным сигналом и кодируется (оцифровывается) с помощью кодировочного оборудования ADDAS. Цифровой сумматор, входящий в состав кодировщика ADDAS, получает 1-кГц фазовые данные и генерирует однозначный зенитный угол. Выходные данные сумматора наряду с оцифрованной фазовой информацией и управляющими битами, большинство из которых «тревожные», передаются по телефонным линиям с помощью передатчиков цифровых данных» (из справочника по работе систем космической разведки ВМФ, любезно предоставлен ВМФ США)

минимизируют стоимость по сравнению со сканирующими антенными решетками или антennами с отражателями. Вкратце необходимо зафиксировать лучи и дать возможность спутникам пролетать через них. Это непрерывно использовалось начиная с 1958 г.

В роли сопутствующей РЛС, пользующейся кооперативным радиолокационным передатчиком в совмещенной области, выступала *многопозиционная измерительная система* (MMS — Multistatic Measurement System). Эта система была установлена в 1980 г. на ракетном полигоне, расположенному на атолле Кваджалейн (США), в качестве дополнения к однопозиционному радиолокатору TRADEX в L-диапазоне [40], работающему в своем нормальном однопозиционном режиме, опрашивая, сопровождая и засвечивая баллистические ракеты возвращаемых аппаратов (RVs). Две подчиненные приемные станции, не имеющие операторов и расположенные в 40 км от TRADEX, получают в двухпозиционном режиме отраженные сигналы, отраженные RV, и записывают определенную двухпозиционной радиолокацией дальность, спектр доплеровских частот и сигнатурные сведения от RV. Эти данные использовались для расчета положения RV и динамических параметров вблизи точки входа в атмосферные слои. Эта система предназначалась для измерений трехмерных положений и скорости с точностью, превосходящей 4 м и 0,1 м/с соответственно, через точку входления в слой атмосферы [43].

Полевые испытания показали, что данные по дальности многопозиционных систем измерений в сочетании с данными по дальности однопозиционной РЛС TRADEX в радиогеофизической сети дают наиболее точные оценки положений RV вне пределов атмосферы, полученные любым радиолокационным дальномером. Работы по MMS были завершены в 1993 г. [56] после того, как точность измерений однопозиционных РЛС была улучшена [57].

В середине 1990-х годов университетом Вашингтона была разработана двухпозиционная РЛС, использующая кооперативные вещательные ЧМ-передатчики в совмещенной области. Она получила название РЛС MRR (*Manastash Ridge Radar*) и была предназначена для исследований турбулентии в ионосфере, особенно аномалий аврорального Е-слоя, с помощью измерений дальности, доплеровских частот и направлений прибытия (с применением интерферометрии) [2, 48]. Мотивацией разработки MRR, помимо низкой стоимости, были повышенная безопасность, спектральная доступность и образовательные возможности. Каждые полчаса MRR предоставлял графики интенсивности сигнала в зависимости от времени и дальности от спектра доплеровских частот для WWW-сети. Хотя эта РЛС и не подпадает под строгие требования противовоздушной обороны в отношении точного установления положения нескольких целей в режиме реального времени, онаправлялась с обнаружением метеоритов и самолетов в ходе выполнения обычных операций.

Вторая двухпозиционная РЛС, получившая название *пассивного радиолокатора на основе телевидения повышенной четкости* [51], использует кооперативный передатчик телевидения высокой четкости для ведения воздушной разведки в совмещенной области. Эта станция использует гиперболическую локацию от четырех приемников в пределах 10-км дальности от приемника до траектории низколетящих самолетов и вертолетов, выступая в качестве вспомогательной РЛС для перекрытия мертвых зон однопозиционных РЛС воздушной разведки. Были продемонстрированы расчетные дальности обнаружения и сопровождения в 30 км для цели площадью 1 м² в режиме реального времени с двухмерными погрешностями сопровождения обычно менее 50 м. Также удалось грубо измерить угол места цели. Данные спектра доплеровских частот были использованы для выявления ложных целей, т.е. ложных обнаружений, которые неизбежно возникают, когда применяется гиперболическая локация в отношении целей, необорудованных системой ответа [2].

Двухпозиционные РЛС используют передатчики спутниковой связи для измерения характеристик поверхности Луны и поверхностей планет, а также атмосфер планет в области, в центре которой находятся как передатчик, так и приемник. Первая успешная работа на борту в 1967 г. использовала сигналы канала передачи данных с зонда «Луна-11», отраженные от поверхности Луны, а затем принятые наземной станцией в режиме нисходящей линии связи, характеризуемой овалом Кассини с расположенным в его центре приемником. К подобным станциям

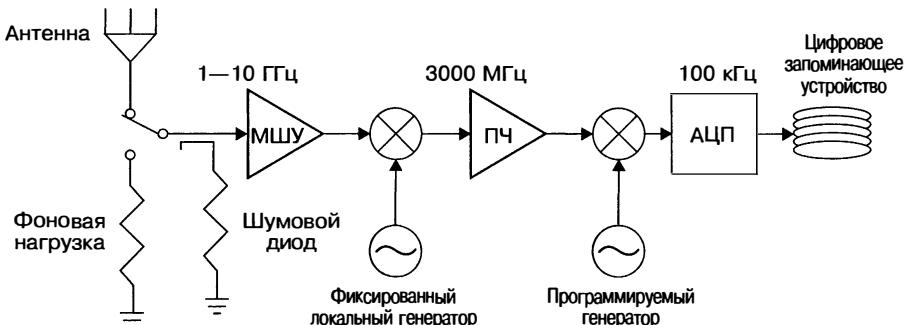


Рис. 23.5. Блок-схема типичной наземной системы, используемой для нисходящей линии связи двухпозиционной РЛС. Малошумящий усилитель (МШУ) является либо охлаждаемым мазером, либо полевым транзистором и может переключаться между антенной и фоновой нагрузкой, давая возможность откалибровать амплитуду входного сигнала. Во время работы в двухпозиционном режиме сигнал от низкого уровня шумового диода, предварительно откалиброванного по фоновой нагрузке, может поступать для контроля рабочих характеристик системы в реальном времени. Входные СВЧ-сигналы (1–10 ГГц) смешиваются до промежуточной частоты в 300 МГц для дальнейшего усиления. Программируемый генератор, который может внести поправку на первый порядок доплеровского эффекта, затем смешивает сигнал промежуточной частоты с базовой линией, и цифровые выборки хранятся для последующей обработки. Хотя АЦП и показано на выходе, оно может практически выполняться в любой точке системы (материал любезно предоставлен *SkiTech*)

относятся обсерватория «Аресиба» и сеть НАСА дальнего космоса. Последующие измерения были выполнены с применением станций *Lunar Orbiter-1*, *Explorer-35* и *Apollo-14–16*. Двухпозиционные радиолокационные измерения планеты Марс были выполнены *Mariner-6*, -7, *Viking-1, -2*, *Mars Global Surveyor* и *Mars Express*. Измерения параметров планеты Венера были выполнены *Veneras-9, -10*, *Magellan* и *Venus Express* [2, 52]. На рис. 23.5 приведена упрощенная схема наземного приемника [2].

Двусторонний, но более сложный и дорогостоящий режим связи по спутниково-му каналу с Землей использует двухпозиционный приемник, установленный на зонде, который собирает командные сигналы высокой мощности, передаваемые с Земли, сначала отраженные от поверхности планеты и характеризуемые овалом Кассини с центром в приемнике. Эта линия имела на ~30 дБ больший энергетический запас, что было впервые использовано *Mars Odyssey* и планировалось для будущих зондов. В обеих конфигурациях, даже несмотря на чрезвычайную длину двух сторон двухпозиционного треугольника ($>10^5$ миль), третья сторона была достаточно короткой (~10 миль), что позволило бы дать сильный отраженный сигнал на приемнике [2].

Эти бортовые двухпозиционные локаторы предоставляли полезные данные в простом, недорогом обследовании свойств поверхностей планет в качестве пре-людий к исследованиям, выполняемым роботом или человеком, особенно в ин-тервале от сантиметровой до метровой шкалы неровности и плотности материа-лов в нескольких верхних сантиметрах реголита. Специальные геометрии, такие как при рассеянии почти назад для идентификации осаждений во льду из чистой воды, также являются уникальным преимуществом двухпозиционной радиолока-ции. Возможность наблюдать рассеяние вперед на широтах вдали от экватора планеты также является преимуществом для зондирования характеристики по-верхности.

23.5. Двухпозиционное определение доплеровской частоты

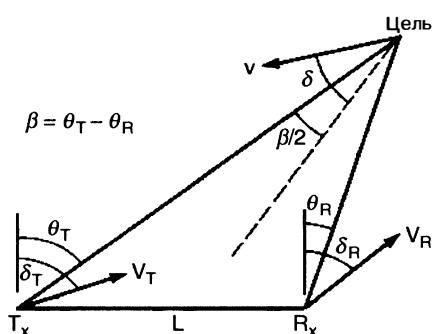


Рис. 23.6. Геометрия для двухпозиционного определения доплеровской частоты в двухпозиционной плоскости

На рис. 23.6 представлена геометрия для двухпозиционной доплеровской радиолокации, когда цель, передатчик и приемник находятся в движении. Цель имеет вектор скорости с модулем V и угловое положение δ относительно двухпозиционной биссектрисы. Передатчик и приемник имеют векторы скорости с модулями V_T и V_R и угловые положения δ_T и δ_R соответственно относительно направления на север системы координат, приведенной на рис. 23.1. Все вектора являются проекциями трехмерных векторов на двухпозиционную плоскость.

Подвижная цель. Когда передатчик и приемник неподвижны ($V_T = V_R = 0$), доплеровская частота цели в режиме двухпозиционной радиолокации в месте положения приемника f_B задается соотношением

$$f_B = (2V/\lambda) \cos \delta \cos (\beta/2). \quad (23.9)$$

Член f_B также определяет *доплеровскую частоту биений*, которая получается смещиванием доплеровской частоты цели с частотой сигнала приповерхностной звуковой волны в приемнике. Уиллис [1] приводит выражение для f_B , когда все три позиции находятся в движении. Уравнение (23.9) показывает, что

- когда $\beta = 0^\circ$, f_B уменьшается до случая однопозиционной радиолокации при РЛС, расположенной на двухпозиционной биссектрисе. Величина доплеровской частоты при двухпозиционной радиолокации никогда не превышает доплеровскую частоту при однопозиционной радиолокации;
- когда $\beta = 180^\circ$, $f_B = 0$ для любого δ , который относится к случаю отражающей вперед цели;
- когда $\delta = \pm 90^\circ$, доплеровская частота двухпозиционной радиолокации равна нулю. Поскольку эти вектора скорости также касательны к эллипсу суммарной дальности в этой точке, то все подобные эллипсы (включая базовую линию) становятся линиями нулевой доплеровской частоты цели;
- когда $\delta = 0^\circ$, доплеровская частота двухпозиционной радиолокации максимальна. Поскольку этот вектор скорости также касателен к гиперболе, ортогональной эллипсу суммарной дальности в этой точке, то все такие гиперболы становятся линиями максимальной доплеровской частоты;
- когда $\delta = \pm \beta/2$, вектор скорости направлен на передатчик или приемник и $f_B = (2V/\lambda) \cos^2(\beta/2)$, что случайно появилось в литературе как особый случай уравнения (23.9).

Если однопозиционный радиолокатор находится в точке передачи, а сопутствующая двухпозиционная РЛС находится в точке приема, при этом обе станции измеряют доплеровскую частоту цели, f_M и f_B соответственно, то эти два измерения можно объединить для оценки вектора скорости цели (V, δ) на двухпозиционной плоскости. Такая оценка может быть представлена в виде

$$\delta = \tan^{-1}\{[f_M / f_B \sin(\beta/2)] - \cos(\beta/2)\}, \quad (23.10)$$

$$V = \lambda f_B / 2\cos \delta = \lambda f_M / 2\cos(\delta - \beta/2), \quad (23.11)$$

где β получается из двухпозиционного треугольника, например при использовании однопозиционной дальности, однопозиционной линии визирования и оценки базовой линии. Третье месторасположение сопутствующей РЛС дает возможность измерить трехмерный вектор скорости. Этот процесс носит название *двойной доплеровской частоты* для двух измерений и мультидоплеровской частоты для случая

трех и более измерений и используется для измерения трехмерных векторов полей ветра [2, 42, 43, 58].

Линии изодоплеровской частоты. Когда цель неподвижна, а передатчик и приемник находятся в движении (например на бортовой платформе), то доплеровский сдвиг при двухпозиционной радиолокации, определяемый приемником, f_{TR} , имеет вид

$$f_{TR} = (V_T/\lambda) \cos(\delta_T - \theta_T) + (V_R/\lambda) \cos(\delta_R - \theta_R), \quad (23.12)$$

где все использованные члены задаются рис. 23.6.

Геометрическое место точек для постоянного доплеровского сдвига на поверхности Земли называют *изодоплеровскими линиями* или *изодопами*. Отраженные помехи характеризуются этими изодопами, которые называют *доплеровским сдвигом помех*. В однопозиционном случае и на плоской поверхности Земли изодопы являются коническими секторами в трехмерном пространстве и радиальными линиями, исходящими из радиолокатора в случае двухмерного пространства. Поскольку эти изодопы совпадают с углом визирования цели, то помехи называют *стационарными*. В двухпозиционном случае изодопы отклоняются (в зависимости от геометрии и движения платформы) от угла визирования и помехи называют *нестационарными*. Двухпозиционные изодопы получают в двухмерном случае и для плоской поверхности Земли аналитически, положив в уравнении (23.12) $f_{TR} = \text{constant}$ и разрешая его относительно θ_R (или, при необходимости, для θ_T).

На рис. 23.7 представлен график двухпозиционных изодоп на двухмерной двухпозиционной плоскости, т.е. когда передатчик и приемник находятся почти на нулевой высоте, для следующих условий: $V_T = V_R = 250$ с/с, $\delta_T = 0^\circ$, $\delta_R = 45^\circ$ и $\lambda = 0,03$ м.

Размеры сетки на двухпозиционной плоскости произвольные, т.к. изодопы инвариантны относительно масштаба. На левой и на правой стороне рис. 23.7 изодопы почти стационарны, что соответствует псевдооднопозиционным рабочим точкам. Во всех других местах изодопы не являются стационарными. В этих нестационарных областях качество двухпозиционного формирования синтезированной апертурой радиолокационного изображения ограничено и способность идентификации

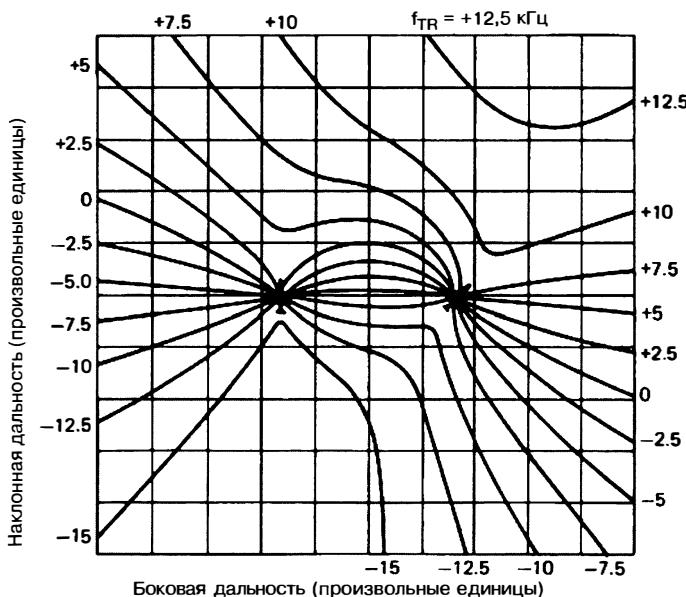


Рис. 23.7. Изодоплеровские линии при двухпозиционной локации для двухмерного случая и плоской поверхности Земли (материал был любезно предоставлен Ли Р. Мойером, корпорация Technology Service)

движущейся цели (СДЦ) падает, если использовать стандартные методы обработки данных однопозиционной радиолокации.

Исследования по улучшению качества изображения с помощью синтезированной апертуры при двухпозиционной радиолокации были начаты в 1990-х годах, они ограничились временем когерентного накопления в несколько секунд [1] и, следовательно, представляли ограниченный практический интерес. В частности, была уменьшена фазовая нестабильность гетеродина и были разработаны алгоритмы двухпозиционной автоматической фокусировки (*автофокус*) для повышения точности измерения дальности от фазового центра антенны до отображаемой области. Для автофокуса при двухпозиционной радиолокации необходимо, чтобы положение передающей и приемной платформ отслеживалось с субволновой относительной точностью для корректировки меняющихся со временем фазовых ошибок как часть процесса формирования радиолокационного изображения. Этот результат позволяет увеличить время когерентного накопления до времени, сравнимого со случаем однопозиционной синтезированной апертуры и обычно составляющего > 10 с. Следовательно, качество изображения, получаемого при двухпозиционной радиолокации с синтезированной апертурой, было значительно улучшено, согласно данным Б. Риглинга, приведенным в гл. 10 Уиллиса и Гриффитса [2].

Для улучшения характеристик СДЦ раздельно передающей и приемной платформы была разработана адаптивная пространственно-временная обработка (ПВО). Поскольку помехи при двухпозиционной локации проявляют нестационарные пространственно-временные характеристики, для двухпозиционных ПВО-методов невозможно непосредственно применять однопозиционные подходы, и они составляют новый класс алгоритмов. В частности, они применяют зависящие от данных весовые функции для собираемого напряжения по всем приемным каналам антенны и импульсам. Это динамическое взвешивание подгоняет отклик фильтра по углу и двухпозиционной доплеровской частоте для подавления помех, вызванных отражением от поверхности Земли. Для этой операции требуется цифровое формирование ДНА [59, 60]. К другим необходимым элементам относятся средства для оценки пространственно-временной ковариационной матрицы помех (зависящие от данных элементов весовой функции фильтра) и предположение относительно вектора управления цели. В общем случае используют дополнительные данные, взятые из элементов разрешения по дальности, отличные от ячеек, использованных при тестировании для оценки неизвестной, но очень важной матрицы ковариации помех. С поправками на нестационарное поведение процедура подавления помех при двухпозиционной локации была значительно улучшена согласно сведениям В. Мелвин в гл. 11 Уиллиса и Гриффитса [2].

23.6. Определение положения цели

Двухпозиционное определение положения. Двухпозиционный приемник обычно использует суммарную дальность ($R_T + R_R$) для определения положения цели, которая может быть оценена двумя способами. В прямом методе приемник измеряет временной интервал $\Delta T_{\text{п}}$ между приемом переданного сигнала и приемом отраженного от цели сигнала. В этих расчетах суммарная дальность равна $(R_T + R_R) = c\Delta T_{\text{п}} + L$. Метод можно использовать с любой подходящей передачей с частотной модуляцией и любым типом передатчика (выделенного, кооперативного или некооперативного) при условии адекватной зоны прямой видимости между приемником и передатчиком. В непрямом методе приемником используются предварительно синхронизированные стабильные тактовые сигналы и выделенный передатчик. Приемник измеряет временной интервал ΔT_{tt} между передачей сигнала и приемом сигнала, отраженного от цели. Затем рассчитывается суммарная дальность $(R_T + R_R) = c\Delta T_{\text{tt}}$. При этом прямая видимость между приемником и передатчиком не нужна, если используется периодическая тактовая синхронизация по прямому пути распространения радиоволны.

Традиционный метод преобразования суммарной дальности цели в дальность цели от приемника, R_R , имеет вид [13]

$$R_R = \frac{(R_T + R_R)^2 - L^2}{2(R_T + R_R + L \sin \theta_R)}. \quad (23.13)$$

Базовую линию L можно определить с помощью GPS или иным способом, например пеленгатором источников излучения для некооперативных передатчиков. Как отмечено в разделе 23.2, угол визирования приемника, θ_R , может быть измерен непосредственно с помощью фазированной антенной решетки, которая выполняет сканирование по двум направлениям или измерением азимута и высоты цели, которые можно преобразовать в θ_R [1]. Для снижения погрешности измерений можно использовать метод расщепления пучка. Даже с расщеплением пучка q_R является основным параметром, устанавливающим точность оценки R_R , поскольку, как и в однопозиционном случае, его погрешность пропорциональна дальности цели. Полный анализ ошибок уравнения (23.13) приводится в разделе 5.2 Уиллиса [1]. Ни один двухпозиционный локатор в автономном режиме работы не смог обеспечить надлежащего определения положения цели в воздухе или в космическом пространстве без использования приемной апертуры, сравнимой по размеру с апертурой однопозиционного радиолокатора, используемого для таких же целей.

В особых случаях, когда двухпозиционный локатор применяет прямой метод оценки суммарной дальности, когда $R_T + R_R \approx L$, уравнение 23.13 может быть аппроксимировано выражением [1]:

$$R_R = \frac{c\Delta T_p}{1 + \sin \theta_R}. \quad (23.14)$$

Можно привести два примера, когда приемник работает в геометрии «через плечо» и передатчик работает на спутнике, при этом приемник и цель находятся вблизи поверхности Земли. Ошибка в уравнении (23.14) меньше 10% для $0^\circ < \theta_R < 90^\circ$ и $L > 0.82 (R_T + R_R)$ или $4.6 c\Delta T_p$. Эта ошибка быстро растет для $\theta_R < 0^\circ$.

Также можно использовать другие методы определения положения цели [13, 14, 18, 29, 61–64]. Например, когда двухпозиционный сопутствующий локатор использует передатчик или однопозиционную РЛС, то угол визирования локатора θ_T можно использовать вместо θ_R или вместе с ним. Примером последнего является метод *тета-тета*-локации, в котором

$$R_R = L \cos \theta_T / \sin (\theta_T - \theta_R), \quad (23.15)$$

а $\theta_T - \theta_R = \beta$. Выделенный или кооперативный однопозиционный радиолокатор может передать значения θ_T прямо сопутствующей РЛС. В противном случае сопутствующая РЛС должна производить оценку этой величины, например, с помощью пеленгатора источников излучения, измеряющих скорость сканирования антенны локатора, если она предсказуема. В этом случае точность определения положения цели часто задается с помощью оценки ошибки θ_T .

Многопозиционная схема определения положения [9, 14, 65]. Многопозиционное определение положения обычно основано на применении нескольких передатчиков, работающих с одним приемником, или нескольких приемников, работающих с одним передатчиком. Эллипсы постоянной суммарной дальности, т.е. линии изодальностей от каждой пары передатчик–приемник, рассчитываются и объединяются в центральной точке для получения линий пересечений, которые устанавливают положение цели*. Многопозиционное определение боковой дальности может оказаться точнее, чем однопозиционное или двухпозиционное определение боковой дальности, поскольку не используются отдельные данные по углу с его зависимой от дальности точностью. Многопозиционный радиолокатор должен, однако, использовать несколько надлежащим образом размещенных площадок с перекрытием покрытия и одновременными измерениями, которым, в свою очередь, для достижения такой точности требуются широкие диаграммы направленности передающих и принимающих антенн. Эти требования обычно объединяют для ограничения рабочих характеристик многопозиционного наблюдения за воздушной средой малыми или средними дальностями.

Геометрический показатель снижения точности (GDOP – Geometric Dilution of Precision) устанавливает точность многопозиционной схемы определения положения

* Контуры изодальностей пересекаются также и в других положениях. Эти «нечелевые» положения называют «призраками», и их следует исключить. Этот вопрос рассматривается в гл. 6 работы Уиллиса и Гриффитса [2].

(и разрешение); он был разработан Д. Бартоном и описан в гл. 6 Уиллиса и Гриффитса [2]. GDOP зависит от угла пересечения α , между линиями изодальности. Поскольку биссектриса двухпозиционного угла ортогональна линии изодальности, GDOP может без труда быть определен по углу пересечения α этих двухпозиционных биссектрис. В простейшем случае погрешность наклонной дальности σ_{dr} пропорциональна $[\sqrt{2} \cos(\alpha/2)]^{-1}$, а ошибка боковой дальности σ_{cr} пропорциональна $[\sqrt{2} \sin(\alpha/2)]^{-1}$.

Например, когда цель окружена с трех сторон приемной площадкой, площадкой передатчика и площадкой другого приемника, так что $\alpha = 90^\circ$, то $\sigma_{dr} = \sigma_{cr} = 1$. Эта геометрия представляет оптимальный случай единичного фактора GDOP, образуя эллипс круговой ошибки с радиусом, равным ошибке определения дальности парой передатчик–приемник. В противоположность этому, когда цель находится на некотором расстоянии от этих трех площадок, α уменьшается. Например, когда $\alpha = 5^\circ$, $\sigma_{dr} = 0,71$ и $\sigma_{cr} = 16,2$. Таким образом, ошибка определения наклонной дальности слегка снизилась, но ошибка определения боковой дальности значительно возросла, но совсем не так, как при использовании РЛС угловых данных для установления точности определения боковой дальности.

Эти примеры также применимы, когда наземные многопозиционные площадки пытаются измерить высоту цели. Когда эти площадки окружают цель, например при размещении вокруг пусковой площадки баллистической ракеты, α остается относительно большим во время фазы запуска ракеты, давая возможность точного определения высоты. Когда эти площадки находятся на некотором расстоянии от цели, например при проведении наблюдения воздушного пространства или слежения за ракетой, α мал, что приводит к ненадежному определению высоты цели.

Как двухпозиционные, так и многопозиционные радиолокаторы потенциально могут достигать даже более высокой точности определения места за счет использования узкополосного сопровождения по доплеровской частоте при следующих условиях:

1) при интегрировании доплеровских данных начальные условия (постоянная интегрирования) могут быть установлены с достаточной точностью;

2) при проведении последовательных доплеровских измерений вектор скорости цели остается постоянным [64] или предсказуемым [62]. Например, многие чисто доплеровские прецизионные приборные системы по измерению дальности были разработаны в США после Второй мировой войны [9]. Были разработаны системы с поддержкой радиомаяков и системы слежения по отраженному сигналу. Всем требовалась инициализация данных слежения, которая традиционно представлялась координатами запуска. Однако если отраженный от цели сигнал моментально исчезал или спутниковый ретранслятор был прерван во время полета, так что сопровождение было потеряно, не оставалось способов повторной инициализации новых данных слежения и последующие оценки положения оказывались смещенными или утрачивались совсем. Эти системы впоследствии были заменены прецизионными однопозиционными РЛС и оптическими следящими системами.

23.7. Эффективная площадь отражения цели [14, 15, 30, 66–87]

ЭПО цели двухпозиционных РЛС σ_B является мерой энергии, как и в случае ЭПО цели однопозиционной РЛС σ_M , рассеянной от цели в направлении приемника. ЭПО цели двухпозиционной РЛС более сложные, чем однопозиционные ЭПО цели в оптической области, поскольку σ_B является функцией углового положения цели и двухпозиционного угла β^* . Три двухпозиционных областей ЭПО цели представляют интерес в оптической области: псевдооднопозиционная, двухпозиционная и область рассеяния вперед. Каждая область определяется двухпозиционным

*Однако в резонансной области, обычно на ОВЧ и на низких СВЧ, для многих воздушных целей вариации в $\beta < -90^\circ$ оказывают незначительное влияние на σ_B , так что $\sigma_B \approx \sigma_M^2$.

углом. Протяженность каждой области в первую очередь задается физическими характеристиками цели.

ЭПО псевдооднопозиционной области. Теорема Криспина и Сигала об эквивалентности однопозиционного и двухпозиционного ЭПО применима к псевдооднопозиционной ЭПО [69]: для исчезающие малых длин волн двухпозиционная ЭПО достаточно гладкой, идеально проводящей цели эквивалентна однопозиционной ЭПО, измеренной на биссектрисе двухпозиционного угла. К достаточно гладким целям относятся сферы, эллиптические цилиндры, конусы и стрелки, позволяющие области вытягиваться наружу до $\beta = 40^\circ$ и изредка до $\beta = 90^\circ$ [1, 76–79].

Для целей более сложного строения протяженность псевдооднопозиционной области уменьшается. Измененная теорема эквивалентности, разработанная Келлом [74], применима к небольшим двухпозиционным углам, в некоторых случаях не более 5° : двухпозиционная ЭПО сложной цели эквивалентна однопозиционной ЭПО, измеренной на биссектрисе двухпозиционного угла на частоте, сниженной в $\cos(\beta/2)$ раз.

Сложные цели Келла определяются как совокупность дискретных рассеивающих центров (простые центры, такие как плоские пластины, отражающие центры, такие как угловые отражатели, склоненные отражающие центры, такие как двухгранны с углом $\neq 90^\circ$, и стационарные фазовые области длягибающихся волн). Когда длина волны мала по сравнению с размерами цели, эти сложные модели целей аппроксимируют традиционные самолеты, корабли, наземные транспортные средства и некоторые ракеты. Цели могут состоять из проводящего и диэлектрического материала.

При небольших двухпозиционных углах снижение частоты в $\cos(\beta/2)$ раз оказывает незначительное влияние в псевдооднопозиционной области Келла. Например, 10° -й двухпозиционный угол соответствует сдвигу длины волны на 0,4%, и им обычно пренебрегают. Оба варианта теоремы эквивалентности выполняются, когда передатчик и приемник меняются местами, при условии, что цель / рассеивающая среда являются обратимыми. Большинство сред относятся к обратимым. Исключения составляют гиротропные среды, такие как ферритовые материалы и ионосфера.

ЭПО двухпозиционной области. Угол двухпозиционной области, при котором теорема эквивалентности уже не в состоянии предсказывать двухпозиционные ЭПО, определяет начало второй двухпозиционной области. В этой области двухпозиционная ЭПО начинает отличаться от однопозиционной ЭПО. Келл [74] установил три источника этого расхождения для сложных целей и для углового положения цели, зафиксированного относительно двухпозиционной биссектрисы. Этими источниками являются 1) изменения в относительной фазе между дискретными рассеивающими центрами, 2) изменения в излучении от дискретных рассеивающих центров и 3) изменения в существующих центрах — появление новых центров или исчезновение ранее существовавших.

Первый источник аналогичен флуктуациям в однопозиционной ЭПО, поскольку изменяется угловое положение цели, но теперь этот эффект вызван изменением двухпозиционного угла [87]. Второй источник имеет место, когда, например, дискретный рассеивающий центр, включая плоские пластины, отражает обратно энергию в направлении передатчика, а приемник расположен вне отраженного обратно пучка; таким образом, принимаемая приемником энергия снижается. Третий источник обычно обусловлен затенением, например фюзеляжем самолета, закрывающего одну из двухпозиционных частей, передатчиком или приемником по линии визирования к рассеивающему центру.

В общем случае это отклонение приводит к снижению для сложных целей двухпозиционной ЭПО по сравнению с однопозиционной. Например, Юэлл и Зенер [81] выполнили измерения однопозиционной и двухпозиционной ЭПО берегового грузового корабля в X-полосе, когда приемник и передатчик были вблизи скользящего угла падения. Эти данные были нанесены на график в виде отношения двухпозиционной ЭПО к однопозиционной, σ_B/σ_M . Такие измерения в целом соответствовали модели Келла: из 27 точек 24 показали двухпозиционную ЭПО ниже, чем у однопозиционной. Снижение двухпозиционной ЭПО появилось между $\beta = 5^\circ$ и $\beta = 10^\circ$ и имело тенденцию к дальнейшему снижению до $\sigma_B/\sigma_M = -15$ дБ при $\beta = 50^\circ$.

Эта достаточно сильная потеря была измерена при особых условиях: низкие углы скольжения для целей с вертикальными поверхностями и двухгранными и трехгранными, которые создают большую однопозиционную ЭПО. Таким образом, двухпозиционная ЭПО становится значительно ниже по мере того, как растет двухпозиционный угол благодаря затенению и потерям от этих зеркально отражающих и обратно отражающих центров. Двухпозиционные потери не должны быть очень сильными в случае целей со смешанными поверхностями и менее сложной структурой, такой как у боевого самолета.

Снижение флуктуаций отраженных сигналов в двухпозиционной области ЭПО. В двухпозиционной области ЭПО может иметь место второй эффект. Когда снижение ЭПО в двухпозиционной области вызвано потерями или ослаблением крупных дискретных рассеивающих центров, например посредством затенения, часто снижается мерцание отметки цели. Мерцание отметки цели является угловым смещением в видимом фазовом центре отраженного от цели сигнала и вызвано фазовой интерференцией между двумя и более доминирующими отражателями в пределах элемента разрешения радиолокатора. По мере изменения углового положения цели эта фазовая интерференция изменяется, смещая видимый фазовый центр, часто с отклонением за физические границы цели. Эти отклонения могут значительно повысить ошибки углового сопровождения или измерительных систем. Когда отраженные сигналы от доминирующих рассеивающих центров снижаются в двухпозиционной области, снижается источник и в результате этого амплитуда мерцаний отметки цели. Измерения с тактическим самолетом показали, что для 30° -го двухпозиционного угла пиковые мерцания могут быть снижены вдвое и более, при этом большая часть отклонений остается в пределах физических границ цели [88]. Этим снижением можно воспользоваться в отношении полуактивных самонаводящихся ракет путем изменения их траектории для удержания $\beta > 20 - 30^\circ$ во время завершающей фазы.

ЭПО области рассеяния в направлении распространения. Третья двухпозиционная область ЭПО, рассеяние вперед, имеет место, когда двухпозиционный угол приближается к 180° . Для случая $\beta = 180^\circ$ Зигель [66] на основании оптической физики показал, что ЭПО вперед при рассеянии в направлении распространения радиоволны целью, имеющей силуэт (или тень) площадью A, задается выражением

$$\sigma_F = 4\pi A^2/\lambda^2, \quad (23.16)$$

где λ — длина волны, которая мала по сравнению с размерами цели. Цели могут быть гладкими или иметь сложную структуру и, согласно принципу Бабине, могут быть абсолютно поглощающими [70, 75].

Для $\beta < 180^\circ$ ЭПО при рассеянии вперед выходит из области вперед. Выход из области аппроксимируется обращением с площадью тени A как с однородно освещенной апертурой антенны. Диаграмма направленности этой *апертурой тени* равна ЭПО при выходе из области рассеяния вперед, когда $(\pi - \beta)$ заменяется на угол, отстоящий от нормали к апертуре. Сфера радиуса a «скатится» на 3 дБ при $(\pi - \beta) \approx \lambda/a$, когда $a/\lambda \gg 1$. Скатывание продолжается аппроксимацией $J_0(x)/x$ вниз до $\beta \approx 130^\circ$, где J_0 является функцией Бесселя нулевого порядка. Линейная апертура длиной D с углом положения цели, ортогональным визирной линии передатчика, «скатится» на 3 дБ при $(\pi - \beta) = \lambda/2D$, когда $D/\lambda \gg 1$. Скатывание ЭПО из области рассеяния вперед продолжается с боковыми лепестками, аппроксимируемыми $\sin(x)/x$ в квадранте рассеяния вперед ($\beta > 90^\circ$) [30]. Для других углов положения цели и для целей со сложными апертурами тени вычисление ЭПО при скатывании из области рассеяния вперед обычно требует моделирования.

Для ЭПО-области рассеяния вперед в случае более сложных тел выполнялось моделированием, для чего проводились измерения; тела были отражающими и поглощающими излучение [67, 70, 71, 76, 82, 84–86]. На рис. 23.8 показана модель метода моментов цилиндров размером 16 на 1,85 см с 992 гранями на 35 ГГц для трех фиксированных геометрий взаимного расположения передатчика и цели: (а) почти концом вперед, (б) с углом положения 45°-й цели и (в) боковой поверхностью вперед [84]. Все три двухпозиционных области приводятся на этом рисунке. В геометрии боковой поверхности вперед имеет место псевдооднопозиционная область при $\beta < 20^\circ$, двухпозиционная при $20^\circ < \beta < 140^\circ$ и область рассеяния

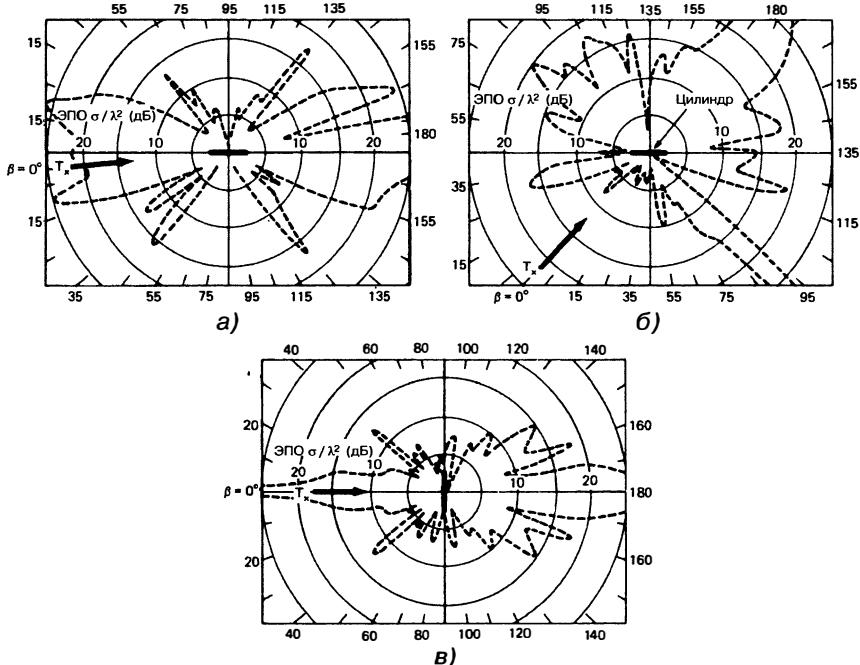


Рис. 23.8. Модельные двухпозиционные ЭПО, построенные в виде зависимости от двухпозиционного угла для электропроводящего цилиндра 16 на 1,85 см на частоте 35 ГГц, поляризация горизонтальная при передаче и при приеме (взято у Р.К. Паддисон и др. [54]): а — почти концом вперед; б — угол положения 45° цели; в — боковая поверхность вперед

вперед при $\beta > 140^\circ$. Остальные две геометрии демонстрируют аналогичный, но более широкий лепесток рассеяния вперед, как это и ожидалось, поскольку площадь силуэта и, следовательно, апертура затенения в этом случае меньше. Представляет интерес угол положения цели в 45° , потому что ЭПО в двухпозиционной области больше, чем ЭПО в однопозиционной области для большинства двухпозиционных углов. Большой выступ при $\beta = 90^\circ$ представляет собой двухпозиционный зеркальный лепесток, аналогичный однопозиционному зеркальному лепестку в геометрии боковой поверхности вперед. На рис. 23.8 представлена явная зависимость двухпозиционной ЭПО от угла положения цели и двухпозиционного угла, она также служит предостережением от попыток использовать чрезмерно упрощенную двухпозиционную модель ЭПО, особенно в двухпозиционной области.

23.8. Помехи, вызванные отражением от поверхности Земли

ЭПО помех от Земли σ_c для двухпозиционных РЛС является мерой (как и в случае ЭПО помех от Земли однопозиционной РЛС) энергии, рассеянной ячейкой помех в направлении приемника. Она определяется соотношением $\sigma_c = \sigma_B^0 A_c$, где σ_B^0 является коэффициентом рассеяния или ЭПО помех в расчете на единичную площадь засвеченной поверхности. Площадь ячейки помех A_c была разработана для ограниченных случаев ДНА и дальностей, и сведения об этом сообщаются в ряде публикаций [1, 2]. Случаи, ограниченные применением доплеровского эффекта, зависят от движения платформы, которые, в свою очередь, зависят от определенного сценария. Следовательно, они моделируются для каждого конкретного случая.

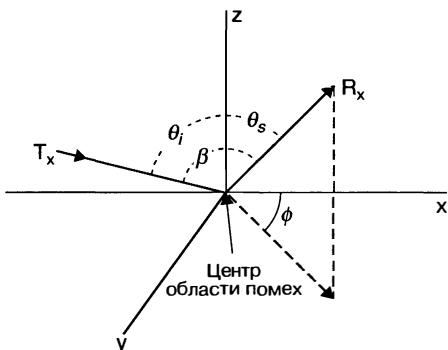


Рис. 23.9. Система координат для измерения двухпозиционных помех: θ_i — угол падения (в плоскости xz); β — угол рассеяния (в плоскости с осью z); ϕ — угол вне плоскости (на плоскости xy)

Двухпозиционный коэффициент рассеяния. Значения коэффициента рассеяния σ_B^0 меняются в зависимости от состава поверхности, частоты и геометрии и получаются благодаря программам полевых измерений. В 1981 г. М.М. Вейнер [89] документально представил и оценил все неклассифицированные измерения σ_B^0 , однако использование этих результатов было ограничено правительственные агентствами США. В 1990 г. Уиллис использовал вейнеровские ссылки для восстановления и оценки типичных данных из работы Вейнера [89], которая стала доступна для общественного использования в работе Уиллиса [1, 16]. В 2003 г. вейнеровская работа [89] была подготовлена для публикации в открытом доступе, сделав доступными в одном документе все неклассифицированные данные по σ_B^0 и их анализ за 1980 г. Вейнер затем обновил свою работу данными, ставшими доступными за 2005 г., и повторно опубликовал их в гл. 9 «Достижения в области двухпозиционной радиолокации» [2]. В этом разделе подытоживаются и комментируются существенные вопросы, затронутые в работе Вейнера.

Имеющаяся база данных для помех на суше и на море в СВЧ-области состоит из девяти программ измерений, которые подытоживаются в табл. 23.3. Приведенные в табл. 23.3 измеренные углы определяются на рис. 23.9, который представляет систему координат с центром в области помех, аналогичную той, что была использована во всех программах измерений. Поскольку суша и море относятся к обратимой среде, то углы θ_i и β являются взаимозаменяемыми в последующих данных.

Интерес представляют два набора измерений: в плоскости, где $\phi = 180^\circ$, и вне плоскости, где $\phi < 180^\circ$. Когда $\phi = 180^\circ$, $\beta = |\theta_s - \theta_i|$. В однопозиционном случае $\phi = 180^\circ$, $\beta = 0$ и $\theta_s = \theta_i$. Данные на плоскости представлены в таблице жирным шрифтом. Данные вне плоскости часто используются в расчете заградительных помех за счет рассеянного излучения (*горячие помехи*).

Двухпозиционный угол вычисляется из углов на рис. 23.9 путем использования направляющих косинусов:

$$\beta = \cos^{-1}(\cos \theta_i \cos \theta_s - \sin \theta_i \sin \theta_s \cos \phi). \quad (23.17)$$

Тренды в этой базе данных двухпозиционных коэффициентов рассеяния взяты из работы Уиллиса [1] и Вейнера [89] и из гл. 9 работы Уиллиса и Гриффитса [2], которые выглядят следующим образом:

- Большая часть базы данных, относящихся к σ_B^0 , X-диапазоне с 439 из 650 кривых для помех на суше и на море, получена семью из девяти организаций. Оставшаяся база данных содержит 172 кривые в L-диапазоне (только суша), 15 в S-диапазоне (только суша), 7 — в C-диапазоне (только море) и 17 — в K_a-диапазоне (только суша), каждая предоставлена одной организацией. Отсутствуют данные для ОВЧ- и УВЧ-диапазонов. Таким образом, только X-диапазон дает возможность выбора вариантов данных. Данные из работ Коста, Пика [90, 91] и Домвилье [94—96] в плоскости продемонстрировали хорошую корреляцию [1, 108].
- Попытки моделировать данные σ_B^0 были предприняты с использованием геометрических, статистических и полуэмпирических методик, включая вариации методик, используемых для моделирования однопозиционных данных. Существенные результаты были получены только для узкого диапазона данных в плоскости ($\phi = 180^\circ$).
- Значения σ_B^0 для углов $\phi > \sim 140^\circ$ не отличаются заметным образом (в пределах ~ 5 дБ) от случая однопозиционной радиолокации.

Таблица 23.3. Сводка программ измерения для коэффициента рассеяния, σ , двухпозиционной РЛС (данные в плоскости покажаны жирным шрифтом, см. последующий текст) (взято из работы М.М. Вайнера, гл. 9, 2 любезно предоставлено SkitTech)

Год публикации [ссылка]	Организация	Автор	Состав поверхности	№ криевой/рисунка	Частота (ГГц)	Поляризация	Углы измерений (градусы)
1965 [90]	Университет Огайо, антенная лаборатория	Кост, Пик	Гладкий песок и суглинок Листственный покров, соевые бобы	10	ВВ ГГ ГВ	60–85 20–80	60–85 0–85 0–145 0, 180
1968 [91]			Неровный песок и суглинок Листственный покров с соломой	179/32	10	ВВ ГГ ГВ	20–85 0–85 0–180
1966 [92]	Университет Дж. Холкинса (APL)	Пиджен	Море (состояние моря 1, 2, 3)	7/1	С-полоса	ВВ ВГ	87–89,9 0–80 180
1967 [93]			Море (сила ветра по Бонфорту 5)	1/1	X-полоса	ГГ	82–89 45–78 180
1967 [94]	ГЭК «Электроникс», Англия	Домвиль	Сельская земля Городская земля Лес		X-полоса	ВВ	0–90 0–90 0, 165, 180
1968 [95]			Море Полупустыня, влажная	77/4	X-полоса	ВВ ГГ Х-полоса	0–90 0–90 0–90 0–90 0, 165, 180
1969 [96]							
1977 [97]	Миниганский университет (ЭРИМ)	Ларсон, Хэймиллер и др.	Трава с бетонной дорожкой	16/8	1, 3, 9, 4	ГГ ГВ	50–80 70, 75, 80 70, 75, 80 0–105 0–180 0–105
1978 [98]							
1979 [99]			Кустарник и невысокие деревья Сад, кустарник, невысокие деревья со снежным покровом	10/5 146/146	1, 3, 9, 4 1, 3, 9, 4	ГГ ГВ ГГ ГВ	50–80 60, 70, 80 60–80 85 60–80 0–105 0–180 0–105



Продолжение табл. 23.3

Год публикации [ссылка]	Организация	Автор	Состав поверхности	№ кривой/рисунка	Частота (ГГц)	Поляризация	Углы измерений (градусы)
1979 [100]	Рейтсон, Вэйланд, Массачусетс	Корнвэлл, Ланкастер	Пляж и дюны Море (состояние моря 2)	Нет	9,1	ВВ	Низкий угол скольж. 0 $\beta \approx 180^\circ$
1982 [101]	Технологический институт Джорджии, ЕЕС	Эйвэл, Зейнер	Море (высота волн 0,9 м, 1,2–1,8 м)	7/7	9,38	ВВ ГГ	Низкий угол скольж. 0 $\beta \approx 180^\circ$
1984 [102]	Мичиганский университет, отделение EE/CS	Улаби и др.	Визуально гладкий песок неровный песок травий	17/10	35	ВВ ГГ ВГ ГВ ВГ ГВ	Низкий угол скольж. 95–157
1988 [103]	Мичиганский технический университет, лаб. Линкольна, Массачусетс	Кочанский	Море (состояние моря 1)	3/3	10	ВГ ВВ	Низкий угол скольж. 66 60 60
1992 [104]	Мичиганский технический университет, лаб. Линкольна, Массачусетс	МакЛохлинг и др.	Покрытие лесом холмы	15/15	S-диапазон	ВВ ГГ	Низкий угол скольж. 66 60 60
1994 [105]	Северо-восточный университет, Массачусетс	-	-	-	S-диапазон	ВГ ГВ	Низкий угол скольж. 20–70
1995 [106]	Северо-восточный университет, Массачусетс	-	-	-	-	-	20–70
2002 [107]	Массачусетский университет	-	-	2,71	Полностью поляризованный пучок	-	28–66

- Значения σ_B^0 в широкой угловой области с центром в $\phi = 90^\circ$ значительно ниже, чем где бы то ни было, и обычно на 10–20 дБ ниже однопозиционной величины; следовательно, наблюдение двухпозиционным радиолокатором может быть улучшено и в этих областях можно снизить горячие помехи.
- Значения σ_B^0 в зеркальном направлении ($\phi = 0^\circ$, $\theta_i = \theta_s$) значительно больше рассеяния вперед, и в некоторых случаях это может уменьшить преимущества от снижения ЭПО цели в области рассеяния вперед, особенно на частотах > 300 МГц.
- Теорема эквивалентности двухпозиционной и однопозиционной радиолокации, используемой для моделирования ЭПО некоторых целей, обычно не используется для моделирования помех, кроме как для указания верхнего предела σ_B^0 в некоторых областях.

Дополнительно к этой базе данных измерения отражательной способности при двухпозиционной радиолокации были выполнены на оптических [109] и звуковых [110] длинах волн и для зданий [111], конструкций [112] и поверхностей планет [2, 52]. В каждом из этих измерений данные отражательной способности выражались в терминах отраженной мощности, а не в σ_B^0 .

23.9. Особые проблемы и требования

В предыдущем издании этой книги в данный раздел были включены такие аппаратные проблемы, как синхронизация времени и фазы между передатчиком и приемником, которые имеют ограничения в соответствии с уровнем технологий 1980-х годов. Стабильность фазы также была определенной проблемой. С тех пор огромные достижения в области корреляции цифровых сигналов и обработки в сочетании с большим снижением стоимости аппаратных средств, необходимых для выполнения этой обработки, устранили эти проблемы. Многие программы по двухпозиционным радиолокаторам в настоящее время продемонстрировали вполне адекватную синхронизацию и стабильность, а также способность обнаружения, используя серийные промышленные аппаратные средства. Примечательными примерами являются испытания воздушной обороны НАТО [2, 113, 114] и измерения, проводившиеся Вашингтонским университетом с помощью РЛС *Manastash Ridge Radar* для ионосферной турбулентности [2, 48], оба — пассивные двухпозиционные РЛС и HDTV вещательные ЧМ-передатчики; основанная на телевидении высокой четкости пассивная РЛС, использующая вещательный передатчик телевидения высокой четкости для наблюдения за воздушным пространством [2, 51], недорогой серийный двухпозиционный приемник сопутствующей метеорологической РЛС для измерения полного вектора поля ветра [2, 42] и двухпозиционная РЛС для обнаружения огневых точек противника [35].

Кроме того, большой прогресс был достигнут в разработке алгоритмов обработки сигнала и данных, включая автофокус двухпозиционной РЛС с синтезированной апертурой и формирование изображений, а также адаптивной в пространстве и времени обработке для двухпозиционной бортовой селекции движущихся целей (см. раздел 23.5). Однако две проблемы все еще присущи двухпозиционным и многопозиционным РЛС, и они стали темами, обсуждающимися в этом разделе: 1) совместное сканирование пучком передатчика и приемника в случае двухпозиционных радиолокаторов и сопутствующих РЛС и 2) некооперативная радиочастотная среда для пассивных двухпозиционных РЛС. Эти проблемы и возможные способы их решения будут детально представлены далее.

Совместное сканирование приемником и передатчиком. Когда сканирующие антенны с большим коэффициентом усиления и узкой ДНА используются одновременно приемником и передатчиком двухпозиционной обзорной РЛС, имеет место неэффективное применение энергии радиолокатора, поскольку наблюдать в любое заданное время приемником можно только объем, общий для обоих пучков. Вне этого общего объема двух пучков цели для приемника теряются. На рис. 23.10 показана используемая геометрия. Эта проблема обычно возникает при попытке использовать однопозиционные обзорные РЛС в режиме сопутствования. Для устранения этой проблемы существует четыре способа: 1) ступенчатое сканирование, 2) заливающие «светом» ДНА, 3) несколько ДНА и

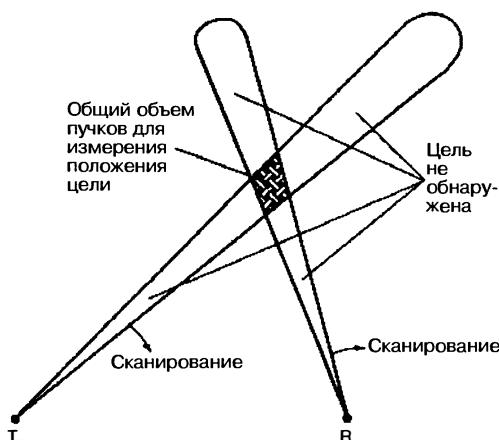


Рис. 23.10. Проблема покрытия при совместном сканировании представлена в двух измерениях на двухпозиционной плоскости (материал был любезно предоставлен корпорацией *SkiTech*)

базовая линия. В этих случаях передаваемая и принимаемая ДНА становятся более тесно согласованными в псевдооднородной геометрии, что сокращает число требуемых шагов. Программа испытаний двухпозиционных радиолокаторов для обнаружения боевых средств [35] является хорошим примером.

Заливающие «светом» ДНА. Заливающие «светом» ДНА могут использоваться либо с приемником, либо с передатчиком. Для решения проблемы с помощью заливающего «светом» передатчика требуется выделенная передающая антенна, которая предназначена для непрерывной заливки сектора обзора. Затем приемник сканирует сектор с помощью антенны с высоким коэффициентом усиления. Этот способ возвращает время цикла обзора, теряемое в пошаговом сканировании, одновременно обслуживая несколько приемников. Однако это накладывает свой отпечаток на дальность обнаружения за счет снижения коэффициента усиления передающей антенны, что также приводит к увеличению уровня помех боковых лепестков. Метод заливания «светом» приемника может быть использован сопутствующими РЛС для засветки сектора, сканируемого ДНА передающей антенны, снова возвращая утраченное время обзорного цикла. Дополнительно к уменьшению дальности работы приемника ухудшится из-за повышения уровня помех и погрешностей измерения угла. Несмотря на эти ограничения, засвечиваемый приемник *Binet* оказался вполне подходящим для измерения трехмерных векторов полей ветра [2, 42].

Несколько ДНА. Двухпозиционный приемник может использовать несколько одновременно фиксированных ДНА приемной антенны для покрытия сектора обзора, который снова восстанавливает время обзорного цикла. Если коэффициент усиления каждой приемной антенны сделать равным коэффициенту усиления исходной приемной антенны, также восстановится и дальность обнаружения. Однако этот способ повышает сложность приемника и затраты на него, поскольку для его реализации требуется специальная формирующая ДНА цепь наряду с приемником и процессором сигналов для каждой ДНА. Многолучевой приемник может использоваться с передатчиком любого типа, включая заливающий светом передатчик, где потеря в дальности обнаружения может быть скомпенсирована увеличением выдержки на цели, что впоследствии будет подробно описано.

Временное мультиплексирование. Если известна схема сканирования передатчика, то число принимаемых лучей (и RSPs) может быть сокращено в некоторых геометриях за счет их временного мультиплексирования для охвата только текущего засвечиваемого сектора обзора. Например, в геометрии «через плечо» приемник может использовать набор ДНА для охвата северной части базовой линии; тогда,

4) ДНА с временными мультиплексированием, которые в пределе называются *преследованием импульса*.

Ступенчатое сканирование. Для сопутствующих РЛС пошаговое сканирование состоит из фиксирования приемной ДНА и ожидания, пока ДНА передатчика не начнет сканирование сектора обзора. Затем приемная антенна делает шаг на одну ширину ДНА для следующего сканирования ДНА передатчика и так далее, пока ДНА приемной антенны не пройдет шагами через весь сектор обзора. Для выделенного передатчика этот процесс может быть заменен на обратный: фиксируется ДНА передающей антенной и сканирование выполняется приемной антенной. Этот способ решения проблемы повышает длительность цикла обзора на требуемое число шагов ДНА и обычно не применяется для больших площадей обзора. Его можно рассматривать в геометрии «через плечо» или когда мала

поскольку передающий луч сканирует за приемником, он переключает набор ДНА на северную сторону, имея тем самым все необходимое число лучей. Тестовая программа оповещения и управления для двухпозиционной радиолокации использует временное мультиплексирование ДНА, когда используется передатчик AWACS для сопутствующего наблюдения за воздушным пространством на малых дальностях [46, 47].

Преследование импульса. Если известна схема сканирования лучом передатчика и передача импульса, то можно рассматривать поиск импульса, чтобы уменьшить дальнейшие затраты на использование нескольких лучей [1, 21, 115–118]. Это было успешно продемонстрировано в случае двухпозиционной РЛС в программе испытаний для обнаружения мест расположения боевых средств [35]. Простейшая концепция поиска импульса использует один луч и RSP, которые быстро сканируют объем, охваченный передающим лучом, прослеживая импульс по мере его прохождения от передатчика. Скорость сканирования приемным лучом должна быть установлена на скорость прохождения импульса передатчика с поправкой на обычные геометрические условия. Эта скорость, $\dot{\theta}_R$, была первоначально установлена Джексоном [21] и в дальнейшем проверена Мойером и Морганом [119]:

$$\dot{\theta}_R = c \tan(\beta/2)/R_R. \quad (23.18)$$

Для работы в совмещенной области (см. таблицу 23.2) $\dot{\theta}_R$ может меняться от $1^\circ/\text{мкс}$ вблизи базовой линии до $0,01^\circ/\text{мкс}$, когда $R_T + R_R > L$. Типичные линии $\dot{\theta}_R$ приведены в работе Джексона [21]. Эти скорости и изменения скорости требуют использования безынерционной антенны, например фазированной антенной решетки с диодными фазовращателями. Обычно фазированная антенная решетка, используемая для обзора, программируется для переключения лучей на приращение ширины ДНА. Смещение ДНА на долю ее ширины может быть достигнуто за счет изменения фазы новых (симметричных) пар фазовращателей в решетке. Таким образом, может быть получен псевдонепрерывный луч с требуемыми скоростями сканирования и скоростями изменения [120].

Из-за задержек в прохождении импульса от цели до приемника угол наведения приемного луча θ_R должен отставать от фактического положения импульса. Для мгновенного положения импульса, который создает двухпозиционный угол $\beta/2$, $\theta_R = \theta_T - \beta$. На основании двухпозиционного треугольника требуемое положение угла принимаемого луча определяется выражением [21]

$$\theta_R = \theta_T - 2 \tan^{-1} \left(\frac{L \cos \theta_T}{R_T + R_R - L \sin \theta_T} \right). \quad (23.19)$$

Минимальная ширина ДН приемной антенны $(\Delta\theta_R)_m$, требуемая для захвата всех отраженных от элемента разрешения по дальности сигналов, пересекающих общую область луча, аппроксимируется выражением [21]

$$(\Delta\theta_R)_m \approx (c\tau_u \tan(\beta/2) + \Delta\theta_T R_T)/R_R, \quad (23.20)$$

где τ_u является шириной несжатого импульса и $\Delta\theta_T$ является шириной ДН передающей антенны. Это приближение предполагает, что лучи, соответствующие ДН передающей и приемной антенны, параллельны. Приближение оправданно, когда $(R_T + R_R) \gg L$ или когда $L \gg c\tau_u$. Уравнение (23.20) показывает, что $(\Delta\theta_R)_m$ меняется по мере того, как луч приемной антенны смещается относительно луча передающей антенны. Антенны с фазированными антенными решетками, работающие с цифровыми формирователями ДНА [59, 60], могут устраниТЬ это изменение. В противном случае использование фиксированной ДНА вносит незначительные потери в связи с плохим согласованием ДНА. Пример этого приводится в работе Уиллиса [1].

Даже если следует прослеживать всякий раз за одним импульсом, сопутствующая РЛС, работающая в совмещенной области, имеет время для захвата всех импульсов от однопозиционной РЛС, которая использует однозначные по дальности частоты повторения импульсов. Более того, при работе в овалах с центрами в передатчике или в приемнике (см. табл. 23.2) сопутствующая РЛС может работать с однозначными по дальностям частотами повторения импульсов, например при передаче с бортовой РЛС. Соответствующие примеры можно найти в работе Уиллиса [1].

Также возможно другое применение преследования импульса. В одной из концепций используется фиксированная многолучевая приемная антенна и два ЧПИ с временным мультиплексированием поперек совокупности используемых лучей. Один ЧПИ шагает поперек лучей с четной нумерацией, а второй ЧПИ — через лучи с нечетной нумерацией, так что отраженные сигналы в парах лучей обрабатываются одновременно: (1, 2), (2, 3), (3, 4) и т.д. Эта скачкообразная *последовательность* необходима для захвата всех отраженных сигналов в общей области лучей.

Вторая концепция использует два луча и два ЧПИ с пошаговым сканированием по объему, охватываемому многолучевой антенной. Эта антенна использует идентичные скачкообразные последовательности. Обе концепции смягчают требования к долевому сканированию ДН за счет выборки или пошагового перемещения лучей на целую ширину ДН. Поскольку они обе обрабатывают отраженные сигналы через две ширины ДН перед переключением на следующий шаг, то время задержки луча T_b примерно равно $2(\Delta\theta_R)_m R/c$, а скорость пошагового перемещения составляет T_b^{-1} . Это приближение предполагает пренебрежимо малую задержку фазового сдвига и время настройки.

Селекцию движущихся целей (СДЦ) можно использовать с любой реализацией сопровождения импульса, пока принимаемый луч прецизионно восстанавливает схему сканирования на последующих развертках для захвата той же выборки помех за время обработки СДЦ.

Сочетания. Также можно рассматривать сочетания этих методов. Например, фиксированная многолучевая приемная антенна может использоваться вместе с фиксированной передающей антенной заливающего типа. Эта конфигурация позволяет приемнику осуществлять более длительное накопление при условии соблюдения границ миграции цели, что, в свою очередь, может вернуть часть потерянной дальности обнаружения заливающей антенны и способствовать повышению скорости передачи данных при одновременном обслуживании нескольких приемников. Это приводит к повышенным уровням боковых лепестков помех, а также к усложнению конструкции и повышению ее стоимости. Некоторые пассивные двухпозиционные РЛС работают в этой конфигурации, когда заливающий передатчик предоставляет вещательной ТВ- или ЧМ-станции [49, 50].

Одиночный приемный луч может использоваться с передающей антенной, которая адаптивно сходится в конус для заливики только углового сектора, охватывающего ДН приемной антенны, при заданном угле визирования, при схождении на конус так, чтобы отношение сигнала к шуму на приемнике поддерживалось постоянным во всех положениях вдоль приемного луча. Эта схема аналогична однопозиционному обзорному радиолокатору, использующему ДНА, которая соответствует квадрату косеканса, где отраженный сигнал не зависит от дальности при постоянной высоте цели [15]. Она имеет возможность восстановления большей части времени цикла сканирования и дальности обнаружения, но приводит к повышению уровней боковых лепестков помех и усложнению конструкции и повышению стоимости передатчика. Соответствующий пример приводится в работе Уиллиса [1].

Некооперативная радиочастотная среда. Большинство концепций использования двухпозиционных пассивных РЛС (PBR — Passive Bistatic Radar) и их разработки используют передатчики коммерческого вещания в качестве источников радиолокационной засветки. Передатчики наземного ЧМ-вещания и телевидения высокой четкости являются особенно активными благодаря их высокой мощности, шумоподобным импульсам и относительно широкой полосе пропускания [49–51]. Когда эти вещательные передатчики надлежащим образом расположены и работают, то они могут поддерживать многие типы обзоров, особенно обзор воздушного пространства, который часто ограничен для однопозиционных радиолокаторов, работающих в ОВЧ/УВЧ-диапазонах. Этот обзор может быть скрытым, поскольку даже передатчик не знает, что его используют, и может быть использован для противодействия малозаметным летательным аппаратам благодаря неизбежным резонансам воздушных средств в ОВЧ/УВЧ-диапазоне. Другими заманчивыми свойствами являются низкие требования к основной мощности и низкая стоимость PBR [2].

Хотя PBR может использовать кооперативные и некооперативные вещательные передатчики, PBR не контролирует их передачу или свойства передаваемых

импульсов, особенно расписание передач, эффективную излучаемую мощность, пространственный охват, тип модуляции, ее содержание и результирующую автокорреляционную функцию, как уже отмечалось ранее. Кроме того, помехи от базового излучателя и прочих излучателей, особенно в городской среде и пригородных районах, могут значительно снизить рабочие характеристики PBR. Этот раздел обобщает проблемы, с которыми сталкиваются PBR, использующие эти вещательные передатчики, и способы их преодоления.

Формы сигналов. Эффективная излучаемая мощность (ERP) вещательных передатчиков может меняться от максимальных значений ~ 1 МВт для телевизионных передатчиков до минимальных значений ~ 10 Вт для передающих вышек сотовых телефонов. Первый из них может дать эквивалентную однопозиционную дальность обнаружения воздушных целей в 100–150 км; второй — 1–5 км, что по порядку величины соответствует разрешению импульса сотового телефона, составляющего 2 км². Следовательно, когда эти передатчики низкой мощности оцениваются для определения положения наземных или воздушных целей на малых дальностях [121], то оказывается, что использовать можно только доплеровские данные (и грубые данные направления прибытия), которые сильно ограничивают возможность определения положений, как уже подчеркивалось в разделе 23.6. Таким образом, низкая эффективная мощность излучения этих передатчиков, ограниченная доступной полосой пропускания, способствует значительному сокращению их использования для обзорных PBR.

Особое значение имеет тип используемой вещательным передатчиком модуляции. Например, во время проведенных в 1985 г. в лондонском Хрустальном дворце испытаний телевизионного передатчика [122] были предприняты измерения дальности с помощью аналоговых телевизионных сигналов, но оказалось, что они создают боковые лепестки ДНА (~ 5 дБ) на больших дальностях, неоднозначности по дальности через каждые 9,6 км, а также невысокое разрешение по дальности (~ 4 км), в результате чего пришли к выводу, что такие сигналы больше подходят для доплеровских измерений. Благодаря этим сведениям была установлена процедура для дальнейшего развития PBR: использование доплеровских измерений в стабильной узкополосной линии связи телевизионных передатчиков и измерений дальности/скорости для более широкой полосы похожего на шум спектра ЧМ-передатчиков.

Модуляция многих вещательных передатчиков со временем изменяется, тем самым усложняя согласованную фильтрацию приемника PBR. В частности, приемник должен производить выборку и хранить сегмент прямой траектории сигнала и затем сравнивать его с отраженным от цели сигналом, и все это в реальном времени. Поскольку сравнение должно выполняться в диапазоне ожидаемой задержки по времени отраженного сигнала и/или доплеровского сдвига, то сложность корреляционного приемника повысится в отношении согласованного фильтра приемника, обычно используемого однопозиционными радиолокаторами [123]. Такого рода сравнение в настоящее время можно использовать, но это приведет к усложнению хорошо поставленной работы стабильных, более предсказуемых однопозиционных РЛС.

К области модуляций также относится проблема *непреднамеренного прерывания вещания*, когда не передается никакой информации; в результате этого модуляция вещательного передатчика стремится к нулю и ошибки измерения дальности неограниченно растут. Это условие может иметь место, когда передается ток-шоу или классическая музыка, но значительно реже — при передаче популярной или рок-музыки [124]. Частота этого типа перерывов в работе незначительна, случаясь раз в секунду при передаче ток-шоу [125]. Следовательно, как только было установлено сопровождение, в нелинейном следящем фильтре может понадобиться удалить крупные остроконечные ошибочные импульсы (см. гл. 6 Уиллиса и Гриффитса [2]).

Радиочастотные помехи. Характеристики пассивных двухпозиционных РЛС меняются вследствие неблагоприятного воздействия радиочастотных помех (RFI), создаваемых работающим вещательным передатчиком и прочими излучателями в пространственной или частотной области. Кенным источникам помех относятся излучения, создаваемые вещательными, коммуникационными и навигационными передатчиками, а также электроинструментами, люминесцентными лампами, охлаждающими вентиляторами и (старыми) системами автомобильного зажигания,

которые обычно создают импульсный шум*. RFI может появиться в виде прямого сигнала или сигнала, возникшего вследствие многолучевого распространения, а также возникнуть вследствие рассеяния от поверхности Земли или моря, которое также называют помехами. Однако прямой сигнал от работающего передатчика, поступающий непосредственно от передатчика к приемнику, практически всегда является преобладающей RFI. Многолучевые сигналы от этого передатчика менее интенсивные, но также вносят свой вклад в RFI.

RFI по прямой траектории от используемого передатчика, также называемые *помехами прямого прохождения*, распространены среди всех простейших РЛС с непрерывным излучением низкой мощности. Эти помехи становятся особенно серьезными, когда приемник располагается в прямой видимости от передатчика, что может случиться, когда требуется наблюдение за находящимися на небольшой высоте воздушными целями (уравнения 23.5–23.8). На подобных траекториях сигнал не ослабляется, принятый сигнал оказывается замаскированным в пределах дальности и часто оказывается замаскированным боковыми лепестками ДНА в спектре доплеровских частот, находящимся в пределах полосы сигнала прямой траектории.

Проникающие по прямой траектории RFI оказывают такое же влияние, как и постановщик точечных помех, и могут характеризоваться ростом в этой системе шумовой температуры, $T_s = F_n \cdot T_o$, где F_n является показателем шума приемника, а $T_o = 290$ К. В частности, повышение T_s и в результате этого степени ослабления C_{dp} , необходимой для снижения сигнала по прямой траектории до уровня T_s , имеет вид

$$C_{dp} = P_T G_T (G_R)_T \lambda^2 / (4\pi)^2 B L^2 (k T_s), \quad (23.21)$$

где P_T , G_T , λ и k определяются уравнением (23.2); $(G_R)_T$ – коэффициент усиления приемной антенны в направлении на передатчик, B – входная радиочастотная полоса пропускания, а L – дальность базовой линии.

Например, если РВР использует обычный вещательный ЧМ-передатчик, находящийся в пределах прямой видимости на расстоянии 50 км от приемника, $P_T G_T = 250$ кВт, $\lambda = 3$ м, $B = 50$ кГц, а $L = 50$ км. Предполагая фиксированную приемную антенну с ДНА, настроенную по углу места и охватывающую широкий азимутальный сектор, который включает площадку с передатчиком, $(G_R)_T$ может составлять 8 дБ. Также предполагая, что RFI окружающей среды соответствует приведенному ниже описанию, спектральная плотность шума $k T_s = -179$ дБ(Вт)/Гц; тогда $C_{dp} = 88$ дБ.

Для достижения требуемого ослабления по прямой траектории можно использовать сочетания маскирования земли, экранирования антенны, пространственного и спектрального подавления помех. Метод прямого воздействия состоит в физическом блокировании передаваемого сигнала от приемника с помощью кожуха, или конструкции, или, если позволяет охват, загоризонтного разделения. В то время как можно с помощью этих методов маскирования и экранирования достичь ослабления на несколько порядков, почти всегда еще требуются дополнительные меры. Хаулэнд опубликовал двухступенчатое устройство пространственного подавления помех с адаптивным М-ступенчатым решетчатым предиктором ($M = 50$) в качестве первой ступени и с адаптивной линией задержки с отводами в качестве второй ступени, которые достигают подавления в ~75 дБ узкополосного стационарного сигнала по прямой траектории [113, 114]. Это подавление в сочетании с маскированием достигает ослабления >90 дБ, что вполне удовлетворяет требованию C_{dp} для приведенного выше примера. Хаулэнд также заметил, что динамический диапазон приемника в конечном счете ограничивает доступное подавление, которое, в свою очередь, устанавливается АЦП приемника.

Находящиеся поблизости излучатели могут значительно поднять уровень шума системы просто за счет спектрального перетекания от примыкающих или находящихся поблизости частотных полос. В США Федеральная комиссия по связи

* Шум неба, состоящий из солнечного, галактического и атмосферного шума, является еще одним источником радиопомех, которые могут повысить температуру шума приемника в 2–4 раза на частотах ~400 МГц [30]. Однако это повышение обычно на порядки величины меньше, чем радиопомехи от других источников, и им можно пренебречь.

санкционирует гауссов спад частотной границы для многих вещательных передатчиков, что достаточно для исключения помех в односторонних бытовых приемниках от примыкающих передаваемых сигналов. Однако этого недостаточно для двухсторонних приемников радиолокаторов, которые обязательно должны работать на значительном удалении [126].

Серьезность этой проблемы была оценена количественно измерениями в нескольких ОВЧ- и УВЧ-диапазонах в тесной городской среде [127]. Уровень шума окружающей среды оказался на 45 дБ выше, чем тепловой шум, а сигналы прямой траектории от РЛС — все еще почти на 45 дБ выше. Даже с надежной методикой подавления остаток от этих неподавленных RFI приведет к повышению уровня шума системы FBR на многие десятки децибел: шум 25 дБ СВЧ-области в городской среде и в пригородных районах не является редкостью [126]. Эта величина переходит в шум спектральной плотности в -179 дБ (Вт)/Гц. Аналогичные измерения были выполнены в УВЧ-диапазоне при полученном шуме 20—25 дБ, используя спектральное подавление с помощью оценки по методу наименьших квадратов [51]. Эти показатели шума значительно выше, чем полученные в США с помощью выделенных для РЛС ОВЧ/УВЧ-каналов, и являются препятствием для использования сопутствующих вещательных передатчиков.

Литература

1. N. J. Willis, *Bistatic Radar*, 2nd Ed., Silver Spring, MD: Technology Service Corp., 1995. Corrected and republished by Raleigh, NC: SciTech Publishing, Inc., 2005.
2. N. J. Willis and H. D. Griffiths, (eds.), *Advances in Bistatic Radar*, Raleigh NC: SciTech Publishing Inc., 2007.
3. C. Heimiller, J. E. Belyea, and P. G. Tomlinson, "Distributed array radar," *IEEE Trans.*, vol. AES- 19, pp. 831—839, 1983.
4. B. D. Steinberg, *Principles of Aperture and Array System Design—Including Random and Adaptive Arrays*, New York: John Wiley & Sons, 1976.
5. B. D. Steinberg and E. Yadin, "Distributed airborne array concepts," *IEEE Trans.*, vol. AES-18, pp. 219—226, 1982.
6. B. D. Steinberg, "High angular microwave resolution from distorted arrays," *Proc. Int. Comput. Conf.*, vol. 23, 1980.
7. T. C. Cheston and J. Frank, "Phased array antennas," Chapter 7 in *Radar Handbook*, M. I. Skolnik, (ed.), 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990.
8. L. E. Merters and R. H. Tabeling, "Tracking instrumentation and accuracy on the Eastern Test Range," *IEEE Trans.*, vol. SET-11, pp. 14—23, March 1965.
9. J. J. Scavullo and F. J. Paul, *Aerospace Ranges: Instrumentation*, Princeton, NJ: D. Van Nostrand Company, 1965.
10. B. D. Steinberg, et al., "First experimental results for the Valley Forge radio camera program," *Proc. IEEE*, vol. 67, pp. 1370—1371, September 1979.
11. B. D. Steinberg, "Radar imaging from a distributed array: The radio camera algorithm and experiments," *IEEE Trans.*, vol. AP-29, pp. 740—748, September 1981.
12. "Handbook for NAVSPASUR System Orientation," vol. 1, Naval Space Surveillance System, Dahlgren, VA, July 1, 1976.
13. M. I. Skolnik, "An analysis of bistatic radar," *IRE Trans.*, vol. ANE-8, pp. 19—27, March 1961.
14. J. M. Caspers, "Bistatic and multistatic radar," Chapter 36 in *Radar Handbook*, M. I. Skolnik, (ed.), New York: McGraw-Hill Book Company, 1970.
15. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw-Hill Book Company, 1980.
16. N. J. Willis, "Bistatic radar," Chapter 25, in *Radar Handbook*, M. I. Skolnik (ed.), 2nd Ed., New York: McGraw-Hill, 1990.
17. E. F. Ewing, "The applicability of bistatic radar to short range surveillance," in *IEE Conf. Radar 77*, Publ. 155, London, 1977, pp. 53—58.

18. E. F. Ewing and L. W. Dicken, "Some Applications of Bistatic and Multi-Bistatic Radars," in Int. Radar Conf., Paris, 1978, pp. 222–231.
19. A. Farina and E. Hanle, "Position accuracy in netted monostatic and bistatic radar," IEEE Trans., vol. AES-19, pp. 513–520, July 1983.
20. E. Hanle, "Survey of bistatic and multistatic radar," Proc. IEE, vol. 133, pt. F, pp. 587–595, December 1986.
21. M. C. Jackson, "The geometry of bistatic radar systems," IEE Proc., vol. 133, pt. F, pp. 604–612, December 1986.
22. D. E. N. Davies, "Use of bistatic radar techniques to improve resolution in the vertical plane," IEE Electron. Lett., vol. 4, pp. 170–171, May 3, 1968.
23. J. R. Forrest and J. G. Schoenenberger, "Totally independent bistatic radar receiver with real-time microprocessor scan correction," IEEE Int. Radar Conf., 1980, pp. 380–386.
24. J. G. Schoenenberger and J. R. Forrest, "Principles of independent receivers for use with co-operative radar transmitters," Radio Electron. Eng., vol. 52, pp. 93–101, February 1982.
25. E. G. McCall, "Bistatic clutter in a moving receiver system," RCA Rev., pp. 518–540, September 1969.
26. H. A. Crowder, "Ground clutter isodops for coherent bistatic radar," IRE Nat. Conv. Rec., pt. 5, New York, 1959, pp. 88–94.
27. L. J. Cantafio (ed.), Space-Based Radar Handbook, Chapter 5, Norwood, MA: Artech House, 1989.
28. A. Farina and F. A. Studer, Radar Data Processing, Vol. 2, Advanced Topics and Applications, UK: Research Studies Press Ltd., 1986.
29. I. Stein, "Bistatic radar applications in passive systems," Journal of Electronic Defense, 13(3), pp. 55–61, March 1990.
30. D. K. Barton, Modern Radar System Analysis, Norwood, MA: Artech House, 1988.
31. D. K. Barton, private communication, June 2006.
32. R. L. Easton and J. J. Fleming, "The Navy space surveillance system," Proc. IRE, vol. 48, pp. 663–669, 1960.
33. R. J. Lefevre, "Bistatic radar: New application for an old technique," WESCON Conf. Rec., San Francisco, 1979, pp. 1–20.
34. F. L. Fleming and N. J. Willis, "Sanctuary radar," Proc. Mil. Microwaves Conf., London, October 22–24, 1980, pp. 103–108.
35. L. Bovino, "Bistatic radar for weapons location," U.S. Army Communications Electronics Command, Fort Monmouth, NJ, 1994.
36. Russia's Arms Catalog, vol. 5, Air Defense, Moscow: Military Parade Ltd., 1997.
37. "Barrier," Bistatistical low flying target detection system, Nizhny Novgorod Scientific-Research Radiotekhnicheskii Institute, Moscow, 2000.
38. A. G. Blyakhman et al., "Forward scattering radar moving object coordinate measurement," IEEE International Radar Conference, 2000.
39. A. Thomson, A GRAVES Sourcebook, version of 2006-10-27, thomson@flash.net.
40. J. E. Salah and J. E. Morriello, "Development of a multistatic measurement system," in IEEE International Radar Conference, 1980, pp. 88–93.
41. "Multistatic mode raises radar accuracy," Aviation Week and Space Technology, pp. 62–69, July 14, 1980.
42. J. Wurman, S. Heckman, and D. Boccippio, "A bistatic multiple-doppler radar network," Journal of Applied Meteorology, vol. 32, pp. 1802–1814, December 1993.
43. J. Wurman, M. Randall, C. L. Frush, E. Loew, and C. L. Holloway, "Design of a bistatic dual-doppler radar for retrieving vector winds using one transmitter and a remote low-gain passive receiver," invited paper, Proc. of the IEEE, vol. 82, no. 12, December 1994, pp. 1861–1872.
44. F. Johnson, Synthetic Aperture Radar (SAR) Heritage: An Air Force Perspective, Ohio: Air Force Avionics Laboratory, Wright Patterson AFB, June 2003.
45. D. C. Lorti and M. Balser, "Simulated performance of a tactical bistatic radar system," IEEE EASCON 77 Rec. Publ. 77 CH1255-9, Arlington, VA, 1977, pp. 4-4A–4-40.

46. "Bistatic Radars Hold Promise for Future System," *Microwave Systems News*, pp. 119–136, October 1984.
47. E. C. Thompson, "Bistatic radar noncooperative illuminator synchronization techniques," in Proc. of the 1989 IEEE National Radar Conference, Dallas, TX, March 29–30, 1989.
48. J. D. Sahr, "Remote sensing with passive radar at the University of Washington," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Society Newsletter*, pp. 16–21, December 2005.
49. "Passive system hints at stealth detection silent sentry—A new type of radar," *Aviation Week and Space Technology*, November 30, 1998, pp. 70–71.
50. J. Baniak, G. Baker, A. M. Cunningham, and L. Martin, "Silent SentryTM Passive Surveillance," *Aviation Week and Space Technology*, June 7, 1999.
51. A. Andrews, "HDTV-based passive radar," presented at AOC 4th Multinational PCR Conference, Syracuse, NY, October 6, 2005.
52. R. A. Simpson, "Spacecraft studies of planetary surfaces using bistatic radar," *IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing*, vol. 31 no. 2, March 1993.
53. D. Prichard, *The Radar War: The German Achievement, 1904–1945*, Cambridge, UK: Patrick Stephens Ltd., 1989.
54. A. Price, *Instruments of Darkness: The History of Electronic Warfare*, New York: Charles Scribner's Sons, 1978.
55. P. J. Klass, "Navy improves accuracy, detection range," *Aviation Week and Space Technology*, pp. 56–61, August 16, 1965.
56. *Technology in the National Interest*, Lexington, MA: MIT Lincoln Laboratory, 1995.
57. A. Bernard, private communication, MIT Lincoln Laboratory, July 24, 2006.
58. S. Satoh and J. Wurman, "Accuracy of wind fields observed by a bistatic doppler radar network," *Journal Ocean. Atmos. Tech.* vol. 20, pp. 1077–1091, 2003.
59. A. E. Ruvin and L. Weinberg, "Digital multiple beamforming techniques for radars," in *IEEE Eascon '78 Rec.*, pp. 152–63.
60. E. E. Swartzlander and J. M. McKay, "A digital beamforming processor," *Real Time Signal Processing III*, SPIE Proc., vol. 241, pp. 232–237, 1980.
61. A. Farina, "Tracking function in bistatic and multistatic radar systems," *Proc. IEE*, vol. 133, pt. F, pp. 630–637, December 1986.
62. R. B. Patton, Jr., "Orbit determination from single pass doppler observations," *IRE Transactions on Military Electronics*, pp. 336–344, April–July, 1960.
63. A. Farina, "Tracking function in bistatic and multistatic radar systems," *IEE Proc.*, 133(7), pt. F, pp. 630–637, December 1986.
64. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw Hill Book Co., 1962.
65. D. K. Barton, *Radar System Analysis*, Dedham, MA: Artech House, Inc., 1976.
66. K. M. Siegel, et al., "Bistatic radar cross sections of surfaces of revolution," *J. Appl. Phys.*, vol. 26, pp. 297–305, March 1955.
67. K. M. Siegel, "Bistatic radars and forward scattering," in *Proc. Nat. Conf. Aeronaut. Electron.*, May 12–14, 1958, pp. 286–290.
68. F. V. Schultz et al., "Measurement of the radar cross-section of a man," *Proc. IRE*, vol. 46, pp. 476–481, February 1958.
69. J. W. Crispin, Jr. et al., "A theoretical method for the calculation of radar cross section of aircraft and missiles," *University of Michigan. Radiation Lab. Rept. 2591-1-H*, July 1959.
70. R. E. Hiatt et al., "Forward scattering by coated objects illuminated by short wavelength radar," *Proc. IRE*, vol. 48, pp. 1630–1635, September 1960.
71. R. J. Garbacz and D. L. Moffett, "An experimental study of bistatic scattering from some small, absorber-coated, metal shapes," *Proc. IRE*, vol. 49, pp. 1184–1192, July 1961.
72. M. G. Andreasen, "Scattering from bodies of revolution," *IEEE Trans.*, vol. AP-13, pp. 303–310, March 1965.
73. C. R. Mullin et al., "A numerical technique for the determination of the scattering cross sections of infinite cylinders of arbitrary geometric cross section," *IEEE Trans.*, vol. AP-13, pp. 141–149, January 1965.
74. R. E. Kell, "On the derivation of bistatic RCS from monostatic measurements," *Proc. IEEE*, vol. 53, pp. 983–988, August 1965.

75. W. I. Kock, "Related experiments with sound waves and electromagnetic waves," Proc. IRE, vol. 47, pp. 1200—1201, July 1959.
76. K. M. Siegel et al., "RCS calculation of simple shapes—bistatic," Chapter 5 in Methods of Radar Cross-Section Analysis, New York: Academic Press, 1968.
77. H. Weil et al., "Scattering of electromagnetic waves by spheres," University of Michigan, Radiat. Lab. Stud. Radar Cross Sections X, Rept. 2255-20-T, contract AF 30(602)-1070, July 1956.
78. R. W. P. King and T. T. Wu, The Scattering and Diffraction of Waves, Cambridge, MA: Harvard Universities Press, 1959.
79. R. F. Goodrich et al., "Diffraction and scattering by regular bodies—I: The sphere," University of Michigan, Dept. Electr. Eng. Rept. 3648-1-T, 1961.
80. M. Matsuo et al., "Bistatic radar cross section measurements by pendulum method," IEEE Trans., vol. AP-18, pp. 83—88, January 1970.
81. G. W. Ewell and S. P. Zehner, "Bistatic radar cross section of ship targets," IEEE J. Ocean. Eng., vol. OE-5, pp. 211—215, October 1980.
82. "Radar cross-section measurements," General Motors Corporation, Delco Electron. Div. Rept. R81-152, Santa Barbara, CA, 1981.
83. C. G. Bachman, Radar Targets, Lexington, MA: Lexington Books, 1982, p. 29.
84. F. C. Paddison et al., "Large bistatic angle radar cross section of a right circular cylinder," Electromagnetics, vol. 5, pp. 63—77, 1985.
85. J. I. Glaser, "Bistatic RCS of complex objects near forward scatter," IEEE Trans., vol. AES-21, pp. 70—78, January 1985.
86. C.-C. Cha et al., "An RCS analysis of generic airborne vehicles' dependence on frequency and bistatic angle," in IEEE Nat. Radar Conf., Ann Arbor, MI, April 20. 1988, pp. 214—219.
87. W. A. Pierson et al., "The effect of coupling on monostatic-bistatic equivalence," Proc. IEEE, pp. 84—86, January 1971.
88. "Bistatic radars hold promise for future systems," Microwave Syst. News, pp. 119—136, October 1984.
89. M. M. Weiner, "Multistatic radar phenomenology terrain & sea scatter," RADC-TR-81-75, vol. 1, May 1981, now unlimited distribution.
90. S. T. Cost, "Measurements of the bistatic echo area of terrain at X-band," The Ohio State University, Antenna Laboratory, Report No. 1822-2, May 1965.
91. W. H. Peake and S.T. Cost, "The bistatic echo area of terrain at 10 GHz," in IEEE WESCON 1968, Session 22/2, pp. 1—10.
92. V. W. Pidgeon, "Bistatic cross section of the sea," IEEE Trans. AP-14(3), pp. 405—406, May 1966.
93. V. W. Pidgeon, "Bistatic cross section of the sea for Beauford 5 sea," in Science and Technology, vol. 17 "Use of space systems for planetary geology and geophysics," San Diego: American Astronautical Society, 1968, pp. 447—448.
94. A. R. Domville, "The bistatic reflection from land and sea of X-band radio waves, Part I," GEC (Electronics) Ltd., Stanmore, England, Memorandum SLM1802, July 1967.
95. A. R. Domville, "The bistatic reflection from land and sea of X-band radio waves, Part II," GEC (Electronics) Ltd., Stanmore, England, Memorandum SLM2116, July 1968.
96. A. R. Domville, "The bistatic reflection from land and sea of X-band radio waves, Part II-supplement," GEC (Electronics) Ltd., Stanmore, England, Memorandum SLM2116 (Supplement), July 1969.
97. R. W. Larsen and R. C. Heimiller, "Bistatic clutter data measurement program," Environmental Research Institute of Michigan, RADC-TR-77-389. November 1977, AD-A049037.
98. R. W. Larsen, A. L. Maffett, R. C. Heimiller, A. F. Fromm, E. L. Johansen, R. F. Rawson, and F. L. Smith, "Bistatic clutter measurements," IEEE Trans. AP-26(6), pp. 801—804, November 1978.

99. R. W. Larsen, A. Maffett, F. Smith, R.C. Heimiller, and A. Fromm, "Measurements of bistatic clutter cross section," Environmental Research Institute of Michigan, Final Technical Report RADC-TR-79-15, May 1979, AD-A071193.
100. P. E. Cornwell and J. Lancaster, "Low-altitude tracking over rough surfaces II: Experimental and model comparisons," in IEEE EASCON-79 Record, October 1979, pp. 235—248.
101. G. W. Ewell and S. P. Zehner, "Bistatic sea clutter return near grazing incidence," in IEE Int. Conf. Radar 82, Publication No. 216, London, October 1982, pp. 188—192.
102. G. W. Ewell, "Techniques of radar reflectivity measurement," Chapter 7 in Bistatic Radar Cross-Section Measurements, 2nd Ed., N. C. Currie (ed.), Norwood, MA: Artech House, 1984.
103. F. T. Ulaby, T. E. Van Deventer, J. R. East, T. F. Haddock, and M. E. Coluzzi, "Millimeter-wave bistatic scattering from ground and vegetation targets," IEEE Trans. GRS-26(3), pp. 229—243, May 1988.
104. T. P. Kochanski, M. J. Vanderhill, J.V. Zolotarevsky, and T. Fariss, "Low illumination angle bistatic sea clutter measurements at X-band," in IEEE Int. Conf. Oceans-92: Mastering the Oceans Through Technology, Proc., vol. 1, October 26—29, 1992, pp. 518—523.
105. D. J. McLaughlin, E. Boltniew, Y. Wu, and R. S. Raghavan, "Low grazing angle bistatic NCES of forested clutter," Electronics Letters-30(18), pp. 1532—1533, September 1, 1994.
106. D. J. McLaughlin, E. Boltniew, R. S. Raghavan, and M. J. Sowa, "Cross-polarized bistatic clutter measurements," Electronics Letters-31(6), pp. 490—491, March 16, 1995.
107. D. J. McLaughlin, Y. Wu, W. G. Stevens, X. Zhang, M. J. Sowa, and B. Weijers, "Fully polarimetric bistatic radar scattering behavior of forested hills," IEEE Trans. AP-50(2), pp. 101—110, February 2002.
108. R. E. Vander Schur and P. G. Tomlinson, "Bistatic clutter analysis," Decision-Sciences Applications, Inc., RADC-TR-79-70, April 1979.
109. G. O. Sauermann and P. C. Waterman, "Scattering modeling: Investigation of scattering by rough surfaces," MITRE Corporation, Rept. MTR-2762, AFAL-TR-73-334, January 1974.
110. J. G. Zornig et al., "Bistatic surface scattering strength at short wavelengths," Yale University, Dept. Eng. Appl. Sci. Rept. CS-9, AD-A041316, June 1977.
111. E. N. Bramley and S. M. Cherry, "Investigation of microwave scattering by tall buildings," Proc. IEE, vol. 120, pp. 833—842, August 1973.
112. A. E. Brindly et al., "A Joint Army/Air Force investigation of reflection coefficient at C and Ku bands for vertical, horizontal and circular system polarizations," IIT Research Institute, Final Rept., TR-76-67, AD-A031403, Chicago, IL, July 1976.
113. P. E. Howland, D. Maksimiuk, and G. Reitsma, "FM radio based bistatic radar," IEE Proc.-Radar Sonar Navig., vol. 152, no. 3, pp. 107—115, June 2005.
114. P. E. Howland, "FM-radio based bistatic radar," presented at AOC 4th Multinational PCR Conference, Syracuse, NY, October 6, 2005.
115. T. A. Soame and D. M. Gould, "Description of an experimental bistatic radar system," in IEE Int. Radar Conf. Publ. 281, 1987, pp. 12—16.
116. E. Hanle, "Pulse chasing with bistatic radar-combined space-time filtering," in Signal Processing II: Theories and Applications, H. W. Schussler (ed.), North Holland: Elsevier Science Publishers B. V., pp. 665—668.
117. J. G. Schoenenberger and J. R. Forrest, "Principles of independent receivers for use with co-operative radar transmitters," Radio Electron. Eng., vol. 52, pp. 93—101, February 1982.
118. N. Freedman, "Bistatic radar system configuration and evaluation," Raytheon Company, Independ. Dev. Proj. 76D-220, Final Rept. ER76-4414, December 30, 1976.
119. L. R. Moyer, "Comments on 'Receiver antenna scan rate requirements needed to implement pulse chasing in a bistatic radar receiver,'" IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. 38, no. 1, p. 300, January 2002, correspondence.

120. J. Frank and J. Ruze, "Beam steering increments for a phased array," IEEE Trans., vol. AP-15, pp. 820—821, November 1967.
121. D. K. P. Tan, H. Sun, Y. Lu, M. Lesturgie, and H. L. Chan, "Passive radar using global system for mobile communication signal: Theory, implementation and measurements," IEE Proc.-Radar Sonar Navig., vol. 152, no. 3, June 2005.
122. H. D. Griffiths and N. R. W. Long, "Television-based bistatic radar," IEE Proc., 133(7), Pt. F, pp. 649—657, December 1986.
123. M. I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
124. H. D. Griffiths et al., "Measurement and analysis of ambiguity functions of off-air signals for passive coherent location," Electronics Letters, vol. 39, no. 13, June 26, 2003.
125. M. A. Ringer and G. J. Glazer, "Waveform analysis of transmissions of opportunity for passive radar," in Fifth International Symposium on Signal Processing and its Applications, Brisbane, Australia, August 1999, pp. 511—514.
126. Richard Lodwig, private communication, Lockheed Martin Mission Systems, 2003.
127. H. D. Griffiths and C. J. Baker, "Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction," IEE Proc.-Radar Sonar Navig., vol. 152, no. 3, pp. 153—159, June 2005.

ГЛАВА 24

МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОТ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ПОМЕХ

Альфонсо Фарина
анализ интегральных систем,
SELEX Sistemi Integrati

24.1. Введение

После Второй мировой войны радиолокационные станции (РЛС) и средства радиоэлектронной борьбы (EW — РЭБ)¹ достигли высокого уровня эффективности [1, 2]. Современные вооруженные силы в значительной степени зависят от радиоэлектронных средств (EMs — Electromagnetic Systems)², используемых в системах разведки, системах управления боевыми средствами, связи и навигации. Таким образом, использование и распределение спектра электромагнитного излучения являются жизненно необходимыми. Радиоэлектронное подавление (ECM — РЭП)³ может быть использовано противником в целях снижения эффективности функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) [3–7]. Прямыми следствием этого является все более частое применение в РЭС специальных методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех (ECCM — Electronic Counter-Countermeasures).

Эта глава посвящена описанию методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех и принципам проектирования, применяемым в РЛС для защиты от преднамеренных помех. Раздел 24.2 посвящен терминам и определениям, относящимся к РЭП и методам защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех. В разделе 24.3 говорится о перехвате радиолокационных сигналов средствами РЭБ. И первое из того, к чему стремятся конструкторы РЛС, — это исключить перехват сигнала электронными устройствами противника. Раздел 24.4 целиком посвящен анализу основных способов радиоэлектронного подавления. Принципиально важно при этом определить угрозу со стороны средств РЭП для радиолокационных систем, чтобы эффективно на нее реагировать. Для описания большого числа методов защиты от радиоэлектронных помех (см. разд. 24.6—24.10) в разделе 24.5 предпринята попытка их классификации. Затем в соответствии с их применением в различных подсистемах РЛС, а именно в антennaх, передатчиках, приемниках и устройствах обработки сигналов, производится описание этих методов. Ключевую роль здесь также играют те методы защиты от радиоэлектронных помех, которые не могут быть классифицированы в качестве конструктивных. К таким методам относятся: человеческий фактор, способы боевого применения РЛС и тактика развертывания РЛС (см. разд. 24.10).

В разд. 24.11 показаны примеры использования вышеупомянутых методов для наиболее распространенных типов РЛС, а именно обзорных РЛС, РЛС сопровождения, многофункциональных РЛС, РЛС с фазированной антенной решеткой (ФАР), РЛС с синтезированной апертурой и загоризонтных РЛС. Также достаточно подробно рассмотрены основные принципы проектирования (например выбор мощности передатчика, частоты, формы сигнала и коэффициента усиления антенны), которые обусловлены методами защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Warfare» (EW) используется термин «радиоэлектронная борьба» (РЭБ). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Electromagnetic Systems» (EMs) используется термин «радиоэлектронные средства» (РЭС). — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Countermeasures» (ECM) используется термин «радиоэлектронное подавление» (РЭП). — Прим. ред.

Глава заканчивается описанием проблем, присущих оценке эффективности методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех и средств РЭП (см. разд. 24.12). Для надлежащего количественного оценивания методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех и средств РЭП не хватает хорошей теории. Несмотря на это, обычно используемый подход в определении влияния средств РЭП на радиолокационные системы основывается на оценке дальности радиолокационного обнаружения при наличии помех. Преимущество использования конкретного метода защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех может быть учтено с помощью расчета дальности радиолокационного обнаружения, увеличиваемой за счет применения оцениваемого метода.

24.2. Термины и определения

РЭБ определяется как способ ведения военных действий, включающий использование электромагнитной энергии для снижения или исключения применения электромагнитного спектра радиоэлектронными средствами [8–11]. Оперативное применение сил и средств РЭБ основано на перехвате электромагнитного излучения РЭС с помощью средств электронной разведки (ELINT — Electronic Intelligence Devices)¹, на анализе полученной информации по имеющимся базам данных и на последующем их использовании для распознавания типов РЭС в целях организации ответных действий. РЭБ организуется по двум основным направлениям: меры по поддержке радиоэлектронной разведки (РЭР, ESM — Electronic Warfare Support Measures)² и меры по радиоэлектронному подавлению. В основном ведение радиоэлектронной борьбы ставит перед собой задачу снижения радиолокационных возможностей противника. Напротив, персонал РЛС ставит перед собой задачу успешного применения РЛС, несмотря на мероприятия РЭБ, организованные противником; такая цель достигается с помощью методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех. Определения РЭР, РЭП и методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех приводятся ниже [8, 11, 12]*.

РЭР является составной частью радиоэлектронной борьбы (РЭБ), включающей действия, направленные на поиск, перехват, определение местоположения, регистрацию и анализ излученной электромагнитной энергии в целях использования полученных результатов при проведении военных операций. Таким образом, РЭР является источником информации, используемой для организации РЭБ в интересах защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех, при этом методы защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех являются составной частью РЭБ, направленной на предотвращение или снижение эффективности преднамеренных помех противника. Таким образом, методы защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех направлены на обеспечение эффективного использования электромагнитного спектра, несмотря на применение противником средств радиоэлектронной борьбы.

Раздел о радиоэлектронной борьбе чрезвычайно богат терминами, причем некоторые из них широко используются в других областях электроники. Полный толковый словарь терминов, используемых в методах РЭП и методах защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех, можно найти в литературе [8, 11, 13].

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Intelligence Devices» (ELINT) используется термин «средства электронной разведки». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Electronic Warfare Support Measures» (ESM) используется термин «радиоэлектронная разведка» (РЭР). — Прим. ред.

* С момента выхода второго издания этого справочника воздушные силы США изменили некоторые термины РЭП, которые использовались на протяжении многих лет. РЭП в настоящее время включает методы создания активных радиоэлектронных помех (EA) и методы защиты от них (EP), а РЭР стало составной частью, обеспечивающей мероприятия радиоэлектронной борьбы (ES). Эти термины не используются в данной главе, поскольку они редко применяются в среде специалистов по радиолокации, которые предпочитают придерживаться хорошо известных терминов РЭП, методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех и РЭР.

24.3. Радиоэлектронная разведка

Средства РЭР обычно состоят из нескольких приемников для обнаружения и измерения, а также процессоров реального времени, предназначенных для обработки радиолокационных сигналов. Идентификация (распознавание) типов РЭС основывается на сравнении получаемых данных с данными, полученными ранее от других источников, в том числе от средств тактической и стратегической радиотехнической разведки (РТР) [9, 14–17]. Местоположение источника радиоизлучения (**ИРИ**)¹ может определяться с помощью следующих методов: метод триангуляции (или последовательных измерений пеленга с единственной платформы), метод разности времени приема, или разностно- дальнометрический метод (РДМ, DToA — Difference Time of Arrival)², или гиперболический метод, а также фазо-разностный метод (ФРМ, PDR — Phase Difference Rate)³. Современные технологии построения цифровых приемников в сочетании с новейшими методами обработки сигналов позволяют осуществлять разделение одновременно принятых сигналов от большого числа передатчиков, четко идентифицировать источники радиоизлучения и, таким образом, повышать достоверность информации об обстановке. Использование таких методов, как РДМ или ФРМ, позволяет повысить точность определения местоположения ИРИ при использовании одной или нескольких платформ. В условиях ведения РЭБ полученные таким образом данные могут быть использованы для наведения систем целеуказания.

Обнаружение, определение местоположения и распознавание типа РЛС, представляющих особый интерес, основаны на измерениях сигналов, переданных радиолокационными системами в импульсном режиме (ИИ) или в режиме непрерывного излучения (CW — НИ). Оперативная обстановка, в которой должны работать средства РЭП, обычно переполнена импульсными сигналами РЛС (от 500 000 до 1 млн импульсов в секунду) и представлена в литературе [9]. Обычно измеряется средняя частота несущей, амплитуда, длительность импульса, время прихода (ToA — Time of Arrival)⁴ и пеленг каждого зарегистрированного импульса ИРИ, которые преобразуются в цифровой формат и упаковываются в «машиное» слово, содержащее всю информацию об импульсе (PDW — Pulse Descriptor Word)⁵. Цепочка дескрипторов в соответствии с протоколом сопряжения направляется в процессор, который разделяет информацию, принадлежащую различным ИРИ, и идентифицирует период повторения импульсов (ППИа, также закон внутриимпульсной модуляции). В дальнейшем производится сравнение измеренных параметров ИРИ с параметрами типов РЭС, содержащихся в базе данных (частота, длительность импульса, период повторения импульсов, параметры внутриимпульсной модуляции, сектор и скорость сканирования антенн при обзоре пространства). Приемник РЭР используется для управления работой средств РЭП в автоматическом режиме.

Отдельный принятый радиолокационный импульс характеризуется рядом измеряемых параметров. Доступность, определяющая возможность извлечения информации, а также разрешение и точность измерений должны учитываться при проектировании системы селекции одновременно принятых сигналов от большого числа передатчиков. Очевидно, что чем выше разрешение и точность измерения параметров, тем выше селектирующие свойства процессора. Однако на процесс измерений накладываются определенные ограничения, обусловленные, в частности, наличием внешних факторов (например многолучевого распространения импульсов) и внутренних факторов (например временных ограничений, времени

¹ В русскоязычном издании вместо термина «система излучения» используется термин «источник радиоизлучения» (ИРИ).

² В русскоязычном издании вместо термина «Difference Time of Arrival» (DToA) используется термин «разностно- дальнометрический метод» (РДМ). — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Phase Difference Rate» (PDR) используется термин «фазо-разностный метод» (ФРМ). — Прим. ред.

⁴ В русскоязычной литературе вместо термина «Time of Arrival» (ToA) используется термин «время прихода»/ «время запаздывания». — Прим. ред.

⁵ В русскоязычном издании вместо термина «Pulse Descriptor Word» (PDW) используется термин «цифровой код представления параметров импульса» (дескриптор). — Прим. ред.

задержки при приеме), а также ограничения, вызванные соображениями рентабельности. Направление (угол) приема является одним из наиболее важных селектирующих параметров, используемых для разделения одновременно принимаемых сигналов, поскольку пеленг на ИРИ не меняется от импульса к импульсу. Поэтому сравнение амплитуд сигналов моноимпульсных антенн или многопозиционных интерферометрических систем (сравнение фаз) достаточно часто используется для пеленгования ИРИ по азимуту в секторе углов 360° . Когда время для перехвата не является критическим, применяют также моноимпульсную вращающуюся антенну, используемую в станциях РТР.

Несущая частота является вторым по важности параметром импульса, используемым для селекции одновременно принимаемых сигналов. Распространенным методом измерения частоты является использование перестраиваемого супергетеродинного приемника, преимуществами которого являются высокая чувствительность, хорошее частотное разрешение и невосприимчивость к мешающим сигналам находящихся поблизости источников излучения [9]. К сожалению, приемники этого типа имеют низкую скорость перестройки, не позволяющую (как и в антеннах системах с последовательным поиском по азимуту) обеспечить оперативное обнаружение и пеленгование ИРИ. Ситуация намного хуже, если ИРИ имеет систему быстрой перестройки частоты или скачкообразной перестройки. Один из распространенных методов измерения частот в широкой полосе основан на использовании интерферометрических устройств, осуществляющих мгновенные измерения частоты с хорошей точностью и способных отсеивать сигналы помех с низкой амплитудой. Высокая чувствительность и, соответственно, хорошая способность обнаружения обеспечиваются супергетеродинными приемниками, имеющими широкую мгновенную полосу пропускания. В прошлые годы было реализовано несколько технологий, которые предусматривали применение фильтров поверхности акустической волны (ПАВ и ячеек Брэгга) [9]. Предпочтительным является подход, основанный на цифровых приемниках, которые объединяют анализ широкополосного спектра и несколько функций последетекторной обработки, таких как измерение внутриимпульсных модуляций и установление кода, соответствующего определенной форме сигнала.

Длительность импульса относится к ненадежным параметрам селекции из-за высокой степени искажения в результате многолучевой передачи сигналов. Эффекты многолучевого распространения могут серьезным образом искажать огибающую радиоимпульса, например, за счет увеличения длины среза импульса и даже за счет изменения положения его вершины (пика).

Время прихода может определяться моментом времени, когда принимаемый сигнал пересекает пороговое значение (порог), но при наличии шума и искажений результаты измерений носят случайный характер. Несмотря на это, время прихода используется для получения периода (интервала) повторения импульса. В качестве амплитуды импульса берется его пиковая величина. Необходимо также учитывать динамический диапазон: по крайней мере три порядка для обеспечения изменения сектора обзора. На практике динамический диапазон в 60 дБ представляется минимальной величиной; чаще всего он должен быть намного большим. Измерение амплитуды (наряду со временем прихода) используется для определения сектора обзора РЭС [9].

Таким образом, распознавание радиолокационных систем перехвата основывается на данных, которые измеряются в ходе ведения РЭР. Приемник системы предупреждения о радиолокационном облучении (СПО, RWR — Radar Warning Receiver)¹ является бортовым устройством, которое вырабатывает сигналы предупреждения о наличии угроз со стороны РЛС или ракет в виде бортового пеленга, отображаемого на дисплее в кабине самолета. Авиационные бортовые РЛС обнаружения воздушных целей не являются основным типом разведываемых РЭС, хотя преимущество в дальности обнаружения, обусловленное односторонним прохождением сигнала (для случая применения средств РЭР), по сравнению с двухсторонним прохождением позволяет обнаруживать их на больших дальностях.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Radar Warning Receiver» (RWR) используется термин «станция предупреждения об облучении» (СПО). — Прим. ред.

Требуемые значения чувствительности колеблются от 38 дБ/мВт¹ (для изотропного случая) до -60 дБ/мВт. Система РЭР является более сложной и обычно имеет возможность создания картины полного боевого порядка электронных систем на участке их развертывания, а также функцию предупреждения об обнаружении радиолокационного излучения. Этот тип системы способен обнаруживать и анализировать сигналы излучений, а также сектор обзора. Время обзора для разведывания оперативной обстановки может составлять около 10 с., хотя складывающаяся радиоэлектронная обстановка и функция предупреждения об облучении требуют более частого обновления данных. Требуемый диапазон чувствительности для систем РЭР составляет от -55 до -80 дБ/мВт. Системы детальной радиотехнической разведки аналогичны системам РЭР, но при этом не предназначены для 100%-й вероятности перехвата. Время обновления данных может составлять от нескольких минут до нескольких часов. Назначением этих систем является не обнаружение момента облучения, а получение детальных характеристик ИРИ, чтобы обеспечить возможность создания базы данных для распознавания типов РЭС в системах СПО и РЭР. Чувствительность систем детальной радиотехнической разведки может достигать -90 дБ/мВт, но при этом они не должны работать в круговую (360°), однако могут иметь такие характеристики за счет применения нескольких направленных антенн.

Дальность, на которой излучение РЛС обнаруживается системой СПО, главным образом зависит от чувствительности приемника и излучаемой мощности РЛС как объекта РЭП. Расчет дальности обнаружения можно получить с помощью базового уравнения для случая *одностороннего прохождения радиосигнала*, которое обеспечивает оценку отношения сигнала *C* к шуму *Ш* на входе приемника СПО:

$$\left(\frac{C}{W}\right)_{\text{СПО}} = \left(\frac{P}{4\pi R^2}\right) G_t \left(\frac{G_r \lambda^2}{4\pi}\right) \left(\frac{1}{kT_s B}\right) \frac{1}{L}, \quad (24.1)$$

где *P* — излучаемая РЛС мощность; *R* — дальность от СПО до РЛС; *G_t* — коэффициент усиления (по мощности) передающей антенны радиолокатора; *G_r* — коэффициент усиления (по мощности) приемной антенны СПО; *λ* — длина радиолокационной волны; величина *kT_sB* — суммарная мощность внутреннего шума системы СПО; *L* — коэффициент потерь в среде на участке распространения сигнала, обнаруживаемого СПО.

Уравнение (24.1) является основным для расчета рабочих характеристик СПО. Из данного уравнения видно, что дальность обнаружения СПО обратно пропорциональна *R²*, а не *R⁴*, представленному в уравнении радиолокации для обнаружения цели. По этой причине СПО способна обнаруживать излучаемую энергию на расстоянии, намного большем, чем РЛС отраженную от цели энергию в процессе обнаружения. Взаимоотношения РЛС и станции разведки представляют собой борьбу, в которой преимущество РЛС заключается в использовании согласованной фильтрации, которая не может быть реализована станцией разведки (из-за незнания точного вида сигнала РЛС), тогда как у станции разведки преимущество состоит в приеме сигнала, распространяемого в одну сторону, т.е. *R²* против *R⁴* [15—18]. Для победы в таком соперничестве (чтобы «видеть и быть невидимым») в РЛС снижают вероятность правильного обнаружения (ВПО, LPI — Low Probability of Intercept)² [19].

24.4. Радиоэлектронное подавление

Цель системы РЭП состоит в том, чтобы препятствовать РЛС в получении информации, извлекаемой при обнаружении, сопровождении и классификации (распознавании) одной или нескольких целей или при маскировке истинной цели большим числом ложных целей (имитирующих помех), исключающих возможность извлечения истинной информации [3—7].

¹ В русскоязычном издании чувствительность чаще всего принято обозначать в дБ по отношению к Вт или мВт. В данном случае — дБ/мВт. — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Low Probability of Intercept» (LPI) используют термин «вероятность правильного обнаружения» (ВПО). — Прим. ред.

Тактику и способы РЭП можно классифицировать в зависимости от основного предназначения используемых средств, видов создаваемых помех, способов боевого применения или по их сочетанию [13–16, 20]. Справочные материалы по тактике и способам РЭП можно найти в работах [3, 13]. В этой главе мы ограничимся описанием наиболее распространенных средств РЭП и способов их применения.

Способы активного РЭП включают создание маскирующих и имитирующих радиопомех. Способ создания активных маскирующих помех представляет собой преднамеренную передачу или ретрансляцию амплитуды, частоты, фазы прерывистого/непрерывного излучения с частотной модуляцией или похожих на шум сигналов в целях создания помех, искажений, введения в заблуждение, маскирования или искажения приема сигналов, которые используются радиолокационными системами [3–13]. Передатчик в данном случае является устройством РЭП, которое передает сигналы с любым коэффициентом модуляции шумом для полного или частичного радиоэлектронного подавления РЛС [3–13]. Радиосигналы специальных передатчиков, предназначенные для создания помех РЛС (РЭС), являющиеся объектом действия средств РЭП, называют *активными помехами*. Такие помехи создают входной (помеховый) сигнал для объекта подавления, который препятствует обнаружению и распознаванию полезных сигналов и определению их параметров. Наиболее распространенными видами активных помех являются прицельная шумовая помеха, заградительная шумовая помеха и скользящая шумовая помеха. Прицельная шумовая помеха имеет узкую полосу спектра и используется, когда известны центральная частота и полоса пропускания объекта подавления. Однако многие РЛС в качестве метода защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех используют перестройку несущих частот в пределах широкой полосы против создания прицельных по частоте помех. Если перестройка по частоте у подавляемого РЭС достаточно медленная, то станция РЭП может перестраиваться вслед за изменяющейся частотой объекта подавления и, таким образом, поддерживать заданную эффективность подавления. Заградительная или широкополосная помеха одновременно излучается во всей возможной полосе рабочих частот подавляемой РЛС. Такая помеха используется против систем с перестройкой по частоте, скорости перестройки которых слишком высокие, чтобы успевать осуществлять перестройку спектра помехи.

Энергетический потенциал станции РЭП определяется в j -й момент времени эффективной мощностью излучения (ERP) $P_j = G_j P_j$, где G_j – коэффициент усиления (по мощности) передающей антенны станции помех, а P_j – средняя мощность станции помех.

«*Пассивные радиоэлектронные помехи*» – это синоним дипольных противорадиолокационных отражателей, ложных целей (радиолокационных ловушек) и прочих отражателей, которым не нужна собственная первичная электромагнитная энергия. Противорадиолокационные отражатели изготавливаются из элементарных пассивных отражателей, которые могут свободно перемещаться или быть подвешены в атмосфере или за атмосферой для того, чтобы ввести в заблуждение, экранировать или другим образом неблагоприятно воздействовать на электронную систему объекта подавления. Примерами таких отражателей являются: металлическая фольга, диэлектрики с металлическим покрытием (алюминий, серебро или цинк на оргстекле или нейлоне), цепочки шаров, ленты или полупроводники [3, 13]. Противолокационные отражатели состоят из диполей, имеющих длину, соответствующую примерно половине длины волн подавляемой РЛС. Они соответствующим образом упакованы в наборы разной длины и предназначены для обеспечения эффективного подавления в широком диапазоне частот. Основными характеристиками (показателями) противолокационных отражателей являются: эффективная площадь рассеяния, характер и время развития (формирования) облака дипольных противорадиолокационных отражателей, спектр отраженных этим облаком сигналов и ширина полосы маскировки полосы радиоэлектронного подавления [3, 9, 21, 22]. Свойства противолокационных отражателей у РЛС очень схожи с метеорологическими помехами, за исключением широкой полосы рабочих частот, которые могут в нижней части своего рабочего диапазона попадать в УКВ-диапазон. Средняя доплеровская частота спектра противолокационного отражателя определяется средней скоростью ветра, тогда как сила и направление

ветра по высотам определяют геометрические размеры области, маскируемой в пространстве [3].

Ложные цели, которые являются разновидностью пассивных средств радиоэлектронного подавления, представляют собой класс небольших в физическом отношении радиолокационных целей, эффективная площадь отражения (ЭПО) которых обычно формируется для имитации истребителя или бомбардировщика за счет использования отражателей или линз Люнеберга. Такие ложные цели предназначены для снижения точности обнаружения и, соответственно, повышения выживаемости вторгающегося воздушного средства. Однако когда ложные цели достигают достаточно больших размеров, то возникает необходимость оценки важности и степени опасности имитируемых ими целей.

Средство обеспечения прорыва (Penaid — Penetration Aid Decoy) может быть использовано вторгшимися баллистическими ракетами (BMs — Ballistic Missiles) [23]. Применение ложных целей в качестве средств обеспечения прорыва является лишь одним из методов обеспечения прорыва. В данном случае ложная цель становится дополнительной целью, которую противоракетная система должна контролировать, если она не в состоянии отличить ложную цель от вторгшейся истинной цели.

Другим основным типом станций активных помех (САП, Jammer)¹ являются станции имитирующих радиоэлектронных помех (DECM — Deceptive ECM)². Имитацией называют *преднамеренную спланированную передачу* или ретрансляцию сигналов с заданными параметрами амплитуды, частоты, фазы или модулированного по частоте прерывистого непрерывного излучения в целях ввода в заблуждение электронных систем [3, 13]. Имитация реализуется двумя способами: первый способ — путем *манipуляций* (например ложных перемещений), а второй способ — путем *имитации* работы радиотехнических средств. Первый способ предполагает управляемое изменение параметров электромагнитных сигналов собственных средств для достижения целей дезориентации, а второй способ заключается в создании радиолокационных каналов, которые имитируют излучение противника. Непосредственно средства создания имитирующих помех делятся на *транспондеры* и *ретрансляторы* [3]. Транспондеры (автоответчики)³ создают некогерентные сигналы, которые имитируют временные характеристики отраженного радиолокационного сигнала. Ретрансляторы генерируют когерентные отраженные сигналы, которые имитируют амплитуду, частоту и временные характеристики в действительности отраженного радиолокационного сигнала. Ретрансляторам обычно нужна некоторая память для запоминания СВЧ-сигналов. Для реализации возможности управления задержкой отраженных сигналов в ретрансляторах используется специальная память для СВЧ-сигналов, реализуемая на элементах акустоэлектроники или цифровых запоминающих устройствах радиочастот (ЗУ, DRFM — Digital Radio Frequency Memory)⁴ [3].

В цифровом ЗУ входной радиочастотный сигнал обычно сначала преобразуют с понижением частоты, а затем производят выборку с помощью высокоскоростного аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Выборки, извлекаемые из памяти, могут в последующем меняться по амплитуде, частоте и фазе для расширения диапазона активных преднамеренных помех. Таким образом, сохраненные выборки вызывают из памяти, обрабатывают с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП, DAC — Digital-to-Analogue Converter)⁵, выполняют преобразование с повышением частоты и передают (направляют) обратно в сторону РЛС, являющуюся объектом РЭП [24]. Так как основная информация в сигнале подавляемой РЛС

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Jammer» используется термин «станция активных помех» (САП). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Deceptive ECM» (DECM) используется термин «станция для создания имитирующих радиоэлектронных помех». — Прим. ред.

³ В русскоязычной литературе принято использовать «автоответчики», поскольку помехи являются ответными. — Прим. ред.

⁴ В русскоязычном издании вместо термина «Digital Radio Frequency Memory» (DRFM) используется термин «цифровое запоминающее устройство (ЗУ)» (цифровое ЗУ). — Прим. ред.

⁵ В русскоязычном издании вместо термина «Digital-to-Analogue Converter» (DAC) используется термин «цифроаналоговый преобразователь» (ЦАП). — Прим. ред.

главным образом переносится фазой этого сигнала, поэтому при запоминании обычно удаляют амплитуду и оцифровывают только фазу, а затем обрабатывают [25]. Квантование фазы осуществляется в ЗУ с помощью M бит на $N = 2^M$ уровнях. После квантования фазы сигнал преднамеренной помехи задерживается относительно исходного сигнала и излучается в направлении на РЛС, являющуюся объектом РЭП. Параметры задержки формируются и оцифровываются с помощью устройства срыва автосопровождения цели по дальности (АСД). В дальнейшем ретранслятор линейно задерживает по дальности оцифрованный сигнал в целях формирования постоянной скорости, с которой меняется дальность ложной отметки цели. Эффект совместной оцифровки фазы и задержки в цифровом ЗУ анализируется в публикациях Греко, Джини и Фарини [26]. Другие преднамеренные (помеховые) признаки могут вноситься в дезориентирующие сигналы методами преобразования в сторону понижения частоты и соответствующей модуляцией сигнала, воспроизведимого цифровым ЗУ. Подробный анализ формируемых ошибок такого типа можно найти в работе Бергера [27].

Цифровое ЗУ является основным средством, которое используется в станции для создания имитирующих радиопомех. При этом ретранслятор зондирующего импульса уводит селекторный импульс, используемый для радиолокационного сопровождения цели по дальности за счет введения ложной отметки цели в радиолокационную схему сопровождения по дальности. Таким образом, станция ретрансляционных помех направляет обратно усиленный сигнал, полученный от РЛС. И помеховый сигнал, будучи сильнее отраженного радиолокационного сигнала, захватывается схемой сопровождения цели по дальности. В последующем в сигнал, воспроизведенный с помощью цифрового ЗУ, вводится дополнительная управляемая задержка, в результате чего реализуется автосопровождение цели по дальности (АСД) и селектор дальности уводится от настоящей цели (АСД, RGPO – Range Gate Pull Off)¹. Когда селекторный импульс по дальности значительно смешен от настоящей цели, станция имитирующих помех на некоторое время отключается, вынуждая РЛС сопровождения цели перейти в режим поиска и повторного обнаружения [3]. Другой формой дезинформации является срыв автосопровождения по скорости, реализуемый за счет уводящей помехи по скорости (УПС, VGPO – Velocity Gate Pull Off)². Также возможно сочетание методов создания АСД и УПС.

Другой метод создания имитирующих радиоэлектронных помех получил название «радиоэлектронная помеха с обратным коэффициентом усиления (инверсная помеха)». Он используется для захвата отраженной энергии при сопровождении цели по углу с помощью РЛС, имеющей коническое сканирование диаграммы направленности антенн (ДНА) [3, 13]. В этом методе воспроизводится полученный сигнал с амплитудной модуляцией, который находится в противофазе по отношению к частоте сканирования диаграммы направленности антенн однопозиционной РЛС, являющейся объектом РЭП. При подавлении РЛС автосопровождения с коническим сканированием станция активных ретраследовательных радиопомех с обратной модуляцией по фазе частоты сканирования ДНА производит эффект, аналогичный положительному обратной связи, что уводит антенну РЛС от цели, а не приближает к ней. Радиопомехи с обратной модуляцией по фазе частоты сканирования ДНА и АСД в ряде случаев объединяются для оказания противодействия РЛС сопровождения с коническим сканированием [3]. Уязвимость конического метода сканирования ДНА по отношению к подобным мерам подавления побуждает использовать моноимпульсные методы сопровождения, которые почти всегда применяются в военных РЛС сопровождения.

Другая разновидность станций имитирующих радиоэлектронных помех, используемая против главного лепестка ДНА обзорной РЛС, пытается накрыть отраженный от цели сигнал длительным импульсом помехи, подавляя радиолокационный сигнал реальной цели.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Range Gate Pull Off» (RGPO) используется термин «автосопровождение цели по дальности (АСД)». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Velocity Gate Pull Off» (VGPO) используется термин «уводящая помеха по скорости» (УПС). — Прим. ред.

Методы защиты РЛС от имитирующих радиоэлектронных помех будут описаны ниже (см. разд. 24.11).

При организации РЭП можно выделить несколько способов [3]. При расположении САП вне зоны поражения (САП, располагаемая вне зоны поражения, SOJ —Stand-Off Jammer)¹ передатчик радиопомех располагается вблизи, но за пределами границы зоны поражения системы вооружения противника и создает преднамеренные радиопомехи для этой системы с таким расчетом, чтобы прикрыть атакующие средства. САП, размещенная за пределами зоны поражения, использует радиопомехи высокой мощности, которые должны преодолеть боковые лепестки ДНА приемной антенны РЛС на больших дальностях. Помехи, создаваемые *самолетными САП*, предполагают другую тактику их применения, когда станция радиопомех размещается на борту штурмовика и создает помехи РЛС для защиты атакующих самолетов.

Способ создания *взаимных помех* (взаимное прикрытие), или *коллективная оборона*, включает в себя организацию координированного ведения РЭП с помощью боевых подразделений против РЛС захвата и сопровождения. Одним из достоинств метода взаимного прикрытия является более высокая мощность эквивалентного излучения помех, которую можно получить от нескольких САП в противоположность одиночной применяемой САП. Основное требование к методу взаимных радиопомех заключается в согласованной тактике одновременно используемых средств. Наиболее популярной тактикой, применяемой против РЛС сопровождения, является переключение во времени САП, расположенных на разных самолетах, но работающих при этом в пределах полосы пропускания одной РЛС (так называемые «мерцающие помехи»). Такое мерцание имеет эффект внесения искусственной вспышки в систему сопровождения РЛС, которая при обычной частоте обновления данных (от 0,1 до 10 Гц) может приводить к прекращению углового радиолокационного сопровождения цели. Кроме того, мерцающая помеха приводит к эффекту запоздалого разрешения цели у самонаводящихся ракет, которые могут быть направлены на излучение станции радиопомех [3].

Система *атакующего РЭП* представляет собой тактику РЭП, при которой САП находится между системой огневого поражения и штурмовым самолетом, создавая помехи радиолокатору (из состава системы огневого поражения) для защиты штурмового самолета. Станция помех передового базирования при этом обычно находится в зоне огневого поражения систем оборонительных вооружений в течение значительного промежутка времени. Поэтому рентабельно использовать для этих целей только относительно недорогие дистанционно управляемые самолеты. При этом они могут оказывать помощь ударной авиации или ракетам в проникновении в зоны, контролируемые РЛС, путем создания активных радиоэлектронных помех, отстрела противорадиолокационных отражателей,броса устройств одноразового использования или ложных целей, сами действуя при этом в качестве ложной цели или выполняя другие задания, относящиеся к РЭП.

Передатчик помех САП индивидуальной защиты (SSJ — Self-Screening Jammer)² используется для защиты боевых транспортных самолетов. Эта ситуация характеризует возможности средств РЭП в отношении мощности помех, обработки сигналов и возможностей РЭР.

Ложные цели, относящиеся к средствам индивидуальной защиты (SP — Self-Protection), являются забортными средствами, предназначенными для создания ложных угловых координат и заставляющими тем самым головку самонаведения (ГСН) захватить ложную цель на сопровождение. В результате атакующая ракета будет направлена на ложную цель и удалится от истинной цели. Радиолокационная ловушка системы индивидуальной защиты, вероятней всего, будет использоваться крупными истребителями/штурмовиками и бомбардировщиками. Средства индивидуальной защиты, создающие ложные цели, относятся к одноразовым или буксируемым средствам. Одноразовые радиолокационные ловушки отстреливаются (или

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Stand-Off Jammer» (SOJ) используется термин «САП, располагаемая вне зоны поражения». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Self-Screening Jammer» (SSJ) используется термин «САП индивидуальной защиты». — Прим. ред.

сбрасываются) с самолетов, тогда как зabortные радиолокационные ловушки привязываются за самолетом. Одноразовые радиолокационные ловушки содержат миниатюрные системы создания помех, которые имеют небольшой размер, позволяющий размещать их в стандартных противорадиолокационных или инфракрасных (ИК) патронах. Ориентация радиолокационной ловушки в воздушном потоке осуществляется за счет развернувшихся аэродинамических стабилизаторов, имеющих малое лобовое сопротивление для поддержания устойчивости полета. Радиолокационная ловушка отклоняется от вектора скорости запущившего ее самолета за счет естественного торможения в воздушном потоке и соответствующего падения в силу гравитации. Ложная цель обычно начинает излучение помеховых сигналов в направлении ГСН сразу же после ее отстрела с борта самолета и продолжает излучение помех на протяжении всего полета. Отстрел ложной цели обычно начинается, когда приемник СПО обнаруживает приближение управляемых радиолокатором ракет. Одновременный отстрел нескольких ложных целей с предварительно заданной скоростью производят в целях повышения суммарной (результатирующей) вероятности выживания самолета.

Буксируемые ложные цели представляют собой небольшие аэродинамические устойчивые предметы, которые вмещают в себе миниатюрные передатчики радиоэлектронных помех. Ложная цель размещается за самолетом и удерживается кабелем на фиксированном расстоянии. Это расстояние выбирается таким образом, что самолет не пострадает, даже если ракета попадет в ложную цель. Ложная цель может либо получать питание по кабелю с борта самолета, либо иметь собственный источник электроэнергии. Помимо подачи электроэнергии, кабель может также использоваться в качестве линии для передачи данных, используемых для управления станцией радиоэлектронных помех. После развертывания буксируемая ложная цель может начать передачу активных помех в направлении самонаводящейся ракеты. После применения буксируемая ложная цель либо заматывается обратно, либо сбрасывается на землю. Большим недостатком прицепных ложных целей является то, что они могут значительно снижать маневренность буксирующего их самолета.

В зависимости от места установки генератор помех (САП) может быть бортовым, устанавливаемым на борту ракеты/самолета (воздушного базирования), корабля (морского базирования) или на земле (наземного базирования).

Противорадиолокационные ракеты (ПРЛР), самонаводящиеся по радиолокационным сигналам для уничтожения РЛС, являются отдельным классом объектов РЭП. Сортировка и захват радиолокационных сигналов предварительно выполняются встроенной системой РЭР, осуществляющей выработку команды на пуск ПРЛР. Далее осуществляется наведение на РЛС, являющуюся объектом РЭР, автономно с использованием собственной антенны, приемника и процессора обработки сигналов. Момент захвата зависит от направления прихода (НП — DoA), рабочей полосы, несущей частоты, длительности импульсов, интервала (периода) повторения импульсов, скорости сканирования и прочих параметров РЛС-объекта РЭП. ПРЛР наводится по излучению основного или боковых лепестков ДНА РЛС. При этом ПРЛР использует преимущества в энергетике, обусловленные односторонним прохождением радиолокационного сигнала. Однако ограниченные геометрические размеры антенны ПРЛР и потери, вызванные рассогласованием, оказывают влияние на чувствительность приемника ПРЛР и на точность определения места нахождения РЛС-объекта РЭП.

24.5. Назначение и систематизация методов защиты от помех

Главной целью методов защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех при их реализации в РЛС является обеспечение возможности РЛС выполнения поставленной задачи за счет снижения эффективности преднамеренных помех противника. Преимущества методов защиты от помех реализуются за счет: 1) предотвращения подавления РЛС массированным применением средств РЭП, 2) повышения отношения уровня сигнала к уровню радиоэлектронных помех,

3) селекции источников помех по направлению, 4) подавления ложных целей, 5) поддержания устойчивости сопровождения целей, 6) противодействия РЭР, 7) обеспечения живучести РЛС [3].

Существует две больших группы методов защиты от помех: конструктивные методы (см. разд. 24.6—24.9) и организационные методы (см. разд. 24.10). Специальные конструктивные методы реализуются в основных подсистемах РЛС, а именно антенне, передатчике, приемнике и процессоре обработки сигналов. В табл. 24.1 приведена классификация некоторых методов защиты от помех, а также методов их создания [5, 28]. Соответствующее применение методов защиты от помех для РЛС различного типа будет описано в разд. 24.11.

Последующее описание ограничено основными методами защиты от помех. При этом читателю целесообразно напомнить, что перечисленные в алфавитном порядке 150 методов защиты от помех и справочник по их применению можно найти в литературе [8, 29]. Многие другие ссылки относятся к описанию проблем защиты от помех, среди которых можно отметить работы Слокумба и Уэста [5], Максимова и др. [21], Гроса и др. [30] и Джонсона и Стоунера [31].

Таблица 24.1. Методы защиты от радиоэлектронных помех (воспроизведено с разрешения Слокумба и Уэста [5] © Artech House 2000 и Г.В. Морриса [28])

Под- система РЛС	Метод защиты от помех	Метод РЭП и вид помехового воздействия				
		Шум	Ложная цель	Срыв сопровождения по дальности	Срыв сопровождения по скорости	Срыв сопровождения по угловым коорди- нантам
Методы защиты, реализо- ванные антенне	Низкие или сверхнизкие боковые лепестки ДНА	×	×	.	.	.
	Моноимпульсное сопровождение по углу					×
	Низкий уровень поперечной поляризации ПБЛ					×
	ПБЛ (подавление боковых лепестков)	×	×			
	КБЛ (SLC — Sidelobe Canceler) — компенсация боковых лепестков ¹	×				
	Электронное сканирование		×	×		×
	Адаптивная поляризация при приеме					×
	Устранение поперечной поляризации					×
Методы защиты, реализо- ванные в передатчи- ке	Антенна с низкой поперечной поляризацией сиг- нала на передачу					×
	Большая мощность	×				
	Широкополосные импульсы		×			
	Разнос сигналов по частоте	×				
	Перестройка несущей частоты	×	×			
	Вобуляция частоты повторения импульсов		×	×		

Продолжение табл. 24.1.

Под- система РЛС	Метод защиты от помех	Метод РЭП и вид помехового воздействия				
		Шум	Ложная цель	Срыв сопровождения по дальности	Срыв сопровождения по скорости	Срыв сопровождения по угловым коорди- натам
Методы защиты, реализо- ванные в приемнике	Подавление помехи, уводящей по дальности			x		
	Расширение полосы пропускания		x		x	
	Детектор частоты модуляции	x		x		
	Канал обработки импульсов		x			
	Самонаведение на источник помех	x				
	Сопровождение по переднему/заднему фронту/ срезу импульса			x		
	Узкополосный фильтр доплеровского шума	x	x			
Методы защиты, реализуе- мые мето- дами циф- ровой об- работки импульса	Селекторный импульс скорости		x			x
	Повторный захват на автосопровождение по ско- рости		x		x	
	Достоверность сигнала		x	x	x	
	Ограничение по ускорению		x	x	x	
	Заданная вероятность ложных тревог	x	x			
	Сравнение результатов определения скорости, измеренной по доплеровской частоте и по произ- водной изменения дальности			x	x	
	Средняя по времени вероятность ложных тревог	x				
	Проверка суммарной энергии	x				

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Sidelobe Cancellation» (SLC) используется термин «компенсация боковых лепестков» (КБЛ). — Прим. ред.

24.6. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в антенне

Поскольку антенна представляет собой преобразователь, установленный между РЛС и окружающей средой, то она является первой линией защиты от преднамеренных помех. Направленные свойства антенны при передаче и приеме позволяют использовать пространственную селекцию в методах защиты от радиоэлектронных помех. Методы пространственной селекции включают управление зоной обзора и процессом сканирования ДНА, уменьшение ширины основного лепестка ДНА, снижение уровня боковых лепестков, бланкирование приема по боковым лепесткам, применение устройств подавления боковых лепестков и системы управления

адаптивными антенными решетками. Некоторые из этих методов эффективны при передаче, тогда как другие работают лучше при приеме сигналов. Кроме того, некоторые из них эффективны при подавлении помех по основному лепестку ДНА, а другие — при подавлении помех по боковым лепесткам ДНА.

В качестве способа, предотвращающего прием помех в азимутальном секторе обзора, в РЛС предусмотрено запирание (отключение) или сужение сектора обзора. В некоторых станциях имитирующих помех процесс создания помех взаимосвязан с моментом начала и скоростью обзора пространства подавляемой РЛС. Случайное электронное сканирование, реализуемое в РЛС при обзоре пространства, эффективно препятствует станциям имитирующих помех синхронизироваться во времени с направлением зондируемого углового дискрета антенной, тем самым снижая эффективность этого типа САП. Для того чтобы обнаружить интересующий объект в условиях преднамеренных помех, действующих по боковым лепесткам, можно использовать антенну с высоким коэффициентом усиления по мощности. Чтобы исключить ДНА, содержащие помехи, и при этом сохранить способность обнаружения, можно использовать антенну с несколькими лучами. Несмотря на то, что использование такой антенны приведет к усложнению обработки данных, повышению затрат и, возможно, веса антенны, в то же время уменьшение ширины основного лепестка ДНА и возможность управления зоной обзора представляют преимущества РЛС и обеспечивают более эффективное использование методов защиты для всех РЛС.

Если РЛС противовоздушной обороны работает в жестких условиях радиоэлектронного подавления, то вследствие помех, проникающих через боковые лепестки ДНА, может значительно снизиться дальность обнаружения. При обзоре пространства энергия, излученная вне основного лепестка ДНА, может быть зарегистрирована приемником СПО или противорадиолокационными ракетами противника. В силу этих причин предъявляются требования по снижению уровней боковых лепестков как в приемной, так и в передающей системе (см. работы Шранка [32], Паттона [33] и Фарина [34] (гл. 2)). Иногда увеличение ширины главного луча, которое является результатом снижения уровня боковых лепестков, приводит к ухудшению селектирующих свойств главного лепестка ДНА. Это необходимо учитывать при выборе и обосновании диаграммы направленности антенны.

Обычно представление боковых лепестков в виде числа (например -30 дБ) означает, что пик наибольшего бокового лепестка на 30 дБ ниже пика главного луча. Средний или среднеквадратический уровень ($R_{\text{rms}} = \text{Root-Mean-Square}$) бокового лепестка часто имеет большее значение. Например, если 10% излученной мощности приходится на боковые лепестки, то средний уровень бокового лепестка составляет -10 дБ, где дБ обозначает количество децибел, на которое средний уровень бокового лепестка ниже коэффициента усиления по мощности изотропного (идеального) излучателя. Согласно теории боковые лепестки чрезвычайно низкого уровня могут быть получены с помощью функций распределения электромагнитного поля по апертуре, имеющих надлежащее коническое сужение. Это ведет к хорошо известному компромиссу между коэффициентом усиления по мощности, шириной ДНА и уровнем боковых лепестков [35]. Для того чтобы сохранять узкую ширину ДНА при низком уровне боковых лепестков, необходима более крупная и дорогостоящая антenna (ее стоимость не будет чрезмерно высокой, если РЛС использует активную апертуру). Главной проблемой при использовании антенн с низким уровнем боковых лепестков на начальном этапе их применения было то, что у них возникали проблемы, связанные с использованием в них волноводных решеток, а не отражателей. Другие принципы проектирования, используемые при разработке антенн с низким уровнем боковых лепестков, основываются на применении в конструкции антены материала, поглощающего радиолокационное излучение, на применении экранирующего ограждения для передатчика РЛС в наземных комплексах, а также на использовании поляризационных экранов и отражателей. Это означает, что антенные с очень низким уровнем боковых лепестков будут достаточно дорогостоящими из-за своего размера и сложной конструкции по сравнению с традиционными антеннами с аналогичным коэффициентом усиления по мощности и шириной ДНА. Кроме того, по мере того как уровень боковых лепестков опускается все ниже и ниже, достигается предел, при котором вклад незначительных ошибок в рассеянное излучение (случайные

ошибки) или направленное излучение (систематические ошибки) становится значительным. На практике при использовании фазированных антенных решеток с электронным сканированием можно достаточно легко достичь пикового уровня боковых лепестков в промежутке от -30 до -35 дБ (при среднем уровне от -5 до -20 дБ). Чтобы достичь уровня боковых лепестков на -45 дБ ниже, чем у основного лепестка (при среднем уровне ниже -20 дБ), суммарная фазовая среднеквадратическая погрешность должна составлять не более 5° . Это сложно реализовать в антенной решетке в случае электронного сканирования, т.к. погрешности, вносящие фазовращателями, активными компонентами и элементами электропитания, должны быть заранее учтены в суммарной ошибке. Реализованные на практике решетки имеют уровень боковых лепестков вблизи -45 дБ, однако в них реализуется механическое сканирование и низкая суммарная погрешность достигается за счет использования только пассивных элементов. Для фазированных антенных решеток, в которых реализуется электронное сканирование, также есть хорошие перспективы в отношении низких уровней боковых лепестков. По этому вопросу можно посмотреть работы [36–40].

Существует два дополнительных метода, применяемых для предотвращения проникновения радиоэлектронных помех по боковым лепесткам ДНА РЛС, это так называемый метод ПБЛ и метод КБЛ. Пример практической эффективности методов ПБЛ и КБЛ можно найти в литературе, где рассмотрен обзорный индикатор (РПИ — ИКО) для двух типов РЛС, подвергшихся действию средств РЭП: РЛС, реализующий методы КБЛ и ПБЛ, и РЛС без систем, реализующих методы КБЛ и ПБЛ [31].

Другой метод селекции основан на использовании принципов поляризации электромагнитной волны. Поляризационные характеристики РЛС могут быть использованы в качестве метода защиты от помех двумя различными способами. Первый из них сводится к тому, чтобы диаграмму направленности на поперечной поляризации (т.е. ортогонально главной плоскости поляризации) радиолокационной антенны удерживать на как можно более низком уровне (с учетом стоимости РЛС). Отношение коэффициента усиления по мощности поляризованного излучения основного лепестка к коэффициенту усиления по мощности поперечной поляризации в любом месте ДНА должно быть больше, чем 25 дБ, чтобы можно было обеспечить защиту от обычно имеющей место поперечно поляризованной составляющей преднамеренных помех. Это можно рассматривать как метод защиты от преднамеренных помех, хотя в действительности это не более чем хорошая изготовленная конструкция антенны. Таким образом, преднамеренные помехи с поперечно поляризованной составляющей в данном случае атакуют конструктивные недоработки антенны РЛС. Высокие требования к конструкции антенной системы РЛС в части приема поперечно поляризованной составляющей распространяются также на любые дополнительные антенны, используемые в интересах защиты от преднамеренных помех. Если коэффициент усиления по мощности поперечной поляризации этих антенн высокий, то способы защиты, такие как ПБЛ и КБЛ, могут оказаться неэффективными в отношении помех с поперечной поляризацией или в отношении САП, осуществляющих ретрансляцию радиопомех [29].

При втором способе, использующем поляризацию, антенна РЛС преднамеренно принимает составляющую радиолокационной волны с поперечной поляризацией в дополнение к составляющей основной поляризации. Две ортогонально поляризованные составляющие могут быть использованы для выделения полезного сигнала на фоне пассивных и активных помех, используя их различия поляризации [41]. Однако некоторые преимущества (коэффициент подавления в несколько децибел) могут быть получены за счет использования более сложной конструкции антенны (вспомните, например, фазированную решетку с излучателями передающей антенны, которая способна раздельно получать и передавать две ортогональные компоненты радиолокационной волны), дублирования приемника и обработки сигналов.

Система подавления боковых лепестков ДНА. Целью системы ПБЛ является предотвращение обнаружения мощных импульсов целей и других мешающих импульсов (которые могут появиться после сжатия импульса), попадающих в приемник РЛС через боковые лепестки ДНА. Таким образом, ПБЛ применяется главным образом для исключения помех от других импульсных сигналов и пред-

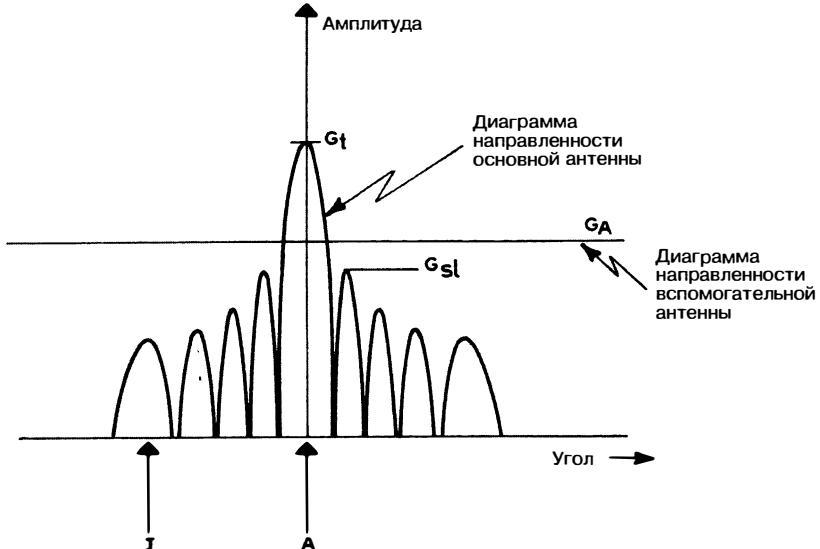


Рис. 24.1а. Система подавления по боковым лепесткам: а) основная и вспомогательная ДНА для ПБЛ (из работы Л. Мейселя [42] © IEEE 1968)

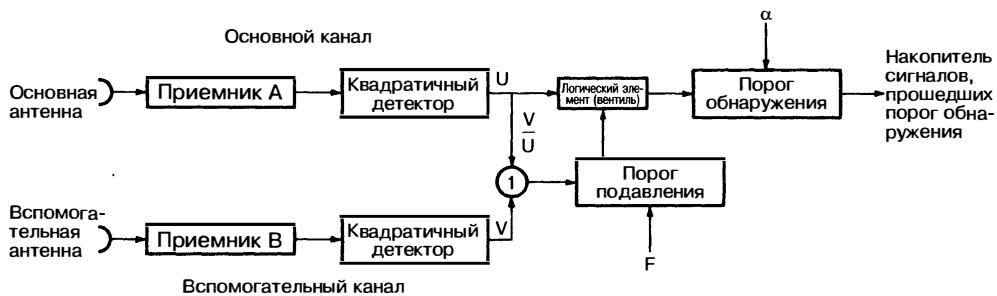


Рис. 24.1б. Система подавления по боковым лепесткам: б) блок-схема системы подавления сигналов по боковым лепесткам ДНА: 1 — делитель (взято из работы Л. Мейселя [42] © IEEE 1968)

намеренных шумоподобных помех. Кроме того, система ПБЛ оказывается эффективным средством против когерентных ответных помех (КОП, CRI — Coherent Repeater Interference)¹. В данном случае термин «когерентный» означает, что помеха является копией импульса, излучаемого РЛС и появляющегося после сжатия при обработке в виде пилообразного сигнала [42—45, 34]. Метод, позволяющий реализовать систему ПБЛ, предполагает применение дополнительной антенны, соединенной параллельно с основным каналом приема так, чтобы два сигнала от одного источника можно было сравнить. За счет выбора подходящего коэффициента усиления антенны по мощности антенны можно различать сигналы, проникающие по боковым лепесткам, от сигналов, принимаемых главным лепестком ДНА. Различив сигналы, можно осуществить подавление сигналов, принимаемых боковыми лепестками ДНА. На рис. 24.1а приводится диаграмма направленности основной антенны и антенны, имеющей низкий коэффициент усиления по мощности. Схема системы ПБЛ показана на рис. 24.1б, с ее помощью сравниваются

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Coherent Repeater Interference» (CRI) используется термин «когерентные ответные помехи» (КОП). — Прим. ред.

выходные квадратично детектированные сигналы двух каналов, параметры которых идентичны во всем, кроме ДНА. Сравнение выполняется в каждом элементе разрешения по дальности для каждого полученного импульса, обработанного двумя параллельными каналами. Таким образом, система ПБЛ принимает решение о степени подавления главного канала на основе развертки по дальности, содержащей данные для каждого элемента разрешения по дальности. Цель А в основной ДНА даст сильный сигнал в основном приемном канале и небольшой сигнал во вспомогательном канале. При этом логика работы схемы обеспечивает возможность прохождения этого сигнала. В случае если сигналы цели и/или сигналы от станций помех J, расположенных в боковых лепестках ДНА, дают небольшой основной и сильный вспомогательный сигналы, то такие сигналы подавляются. Предполагается также, что коэффициент усиления по мощности G_A вспомогательной антенны выше, чем максимальный коэффициент усиления по мощности G_{Sl} боковых лепестков основной антенны РЛС.

Эффективность работы схемы ПБЛ можно оценить с помощью разницы выходных сигналов u , v , полученных как результат обработки пары (u, v) сигналов (см. рис. 24.1б). Рассматривались три гипотезы: нулевая гипотеза H_0 , соответствующая наличию только шума в обоих каналах; гипотеза H_1 , соответствующая наличию цели в основном лепестке ДНА; гипотеза H_2 , соответствующая наличию сигнала цели или помехи в области боковых лепестков ДНА. Гипотезы H_0 и H_1 соответствуют обычным решениям «не обнаруживать цель» и «обнаруживать цель» соответственно. В случае гипотезы H_2 в схеме вырабатывается команда на подавление.

Эффективность системы ПБЛ может быть оценена соответствующими вероятностями. Вероятность подавления P_B сигналов (u, v) в боковых лепестках ДНА РЛС определяется при условии, что верна гипотеза H_2 . Вероятность P_B является функцией отношения величины помех к величине шума (Π/\mathcal{W} , JNR — Jammer-to-Noise Ratio)¹, порога подавления F и запаса по усилению $\beta = G_A/G_{Sl}$ вспомогательной антенны по отношению к боковым лепесткам ДНА. Вероятность ложной тревоги P_{FA} по сигналам (u, v) определяется при условии, что на самом деле верна гипотеза H_0 . Вероятность P_{FA} зависит от порога обнаружения α , нормирующего к уровню мощности шума, а также от порога подавления F . Вероятность правильного обнаружения P_D цели в основном лепестке ДНА по сигналам (u, v) определяется при условии, что верна гипотеза H_1 . Вероятность P_D в основном зависит от отношения мощности сигнала к мощности шума (C/\mathcal{W}), вероятности P_{FA} , а также от порога подавления F .

Вероятность правильного обнаружения ложной цели P_{FT} , созданной станцией помех по боковым лепесткам ДНА, определяется при условии, что верна гипотеза H_2 . Эта вероятность зависит от отношения Π/\mathcal{W} , порогов α и F , а также запаса по усилению β . Вероятность подавления сигнала цели P_{TB} , принятого в главном лепестке ДНА, определяется при условии, что верна гипотеза H_1 , и связана с отношением C/\mathcal{W} , порогом F и коэффициентом усиления по мощности вспомогательной антенны, $w = G_A/G_{Sl}$, нормированным к коэффициенту усиления по мощности G_{Sl} основного лепестка ДНА. Завершается перечень параметров, используемых для описания эффективности системы ПБЛ, оценкой потерь L полезного сигнала цели при обнаружении в основном лепестке ДНА. Эти потери можно определить путем сравнения отношения C/\mathcal{W} , требуемого для достижения определенной величины P_D для РЛС с системой ПБЛ и соответствующего отношения для РЛС без системы ПБЛ. Потери L полезного сигнала зависят от многих параметров, таких как P_D , P_{FA} , F , G_A , Π/\mathcal{W} и β . Численные оценки этих рабочих параметров можно найти в литературе (в частности в гл. 3 Фарини [34], а также работах [42–50]).

Конструкция системы ПБЛ требует подбора соответствующих величин для следующих параметров (гл. 3 в работе Фарини [34]): запас по усилению β , порог подавления F и нормированный порог обнаружения α . Априори известными параметрами являются требуемый (задаваемый) уровень боковых лепестков РЛС G_{Sl} и величина отношений C/\mathcal{W} и Π/\mathcal{W} . Конструктивные параметры можно выбрать,

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Jammer-to-Noise Ratio» (JNR) используется термин «отношение помеха/шум» (Π/\mathcal{W} или N/N_0). — Прим. ред.

стремясь максимизировать вероятность обнаружения P_D , одновременно сохраняя заданные значения вероятностей P_B и P_{FA} и при этом минимизируя P_{FT} , P_{TB} и L . Выбор положения вспомогательной антенны имеет влияние на эффективность системы ПБЛ при наличии, например, многолучевого распространения. Для исключения этого явления фазовые центры основной и вспомогательной антенн следует позиционировать на одной и той же высоте относительно поверхности Земли.

В современных РЛС подавление импульсных помех в боковых лепестках ДН может быть достигнуто путем сравнения сигналов, принадлежащих одним и тем же элементам разрешения по дальности и элементам разрешения по скорости в фильтре доплеровских частот (ФДЧ, RFM – Range-Filter Map)¹ в основном канале приема и вспомогательном канале системы ПБЛ. ФДЧ является двумерной матрицей, собирающей отраженные радиолокационные сигналы всех элементов разрешения по дальности (после сжатия импульса) и всех элементов разрешения по скорости (после когерентного накопления в ФДЧ). Все фильтры доплеровских частот пачки импульсов ФДЧ формируются независимо как для сигналов, принимаемых основной антенной, так и для сигналов, принимаемых вспомогательной антенной. При этом проверка величины принятой мощности основной и вспомогательной антennами выполняется для всех элементов разрешения по дальности и всех элементов разрешения по скорости. Это отличается от традиционной системы ПБЛ, показанной на рис. 24.1, в которой производится эффективное подавление помехового (ответного) сигнала только в элементе разрешения по дальности, в котором обнаружен сигнал ответной помехи. Логика работы системы ПБЛ, которая основана на матрице ФДЧ, значительно сокращает риск ошибочного подавления полезного сигнала (сигнала цели), поскольку сигнал помехи (ретранслятора) должен появиться в том же элементе разрешения по дальности, что и истинная цель, и должен содержать доплеровскую частоту, соответствующую имитируемой цели.

Система компенсации боковых лепестков. Система КБЛ предназначена для подавления импульсных и/или непрерывных шумоподобных помех (NLI – Noise-Like Interferences)², создаваемых, например, САП и принимаемых боковыми лепестками ДН подавляемой РЛС. Это достигается оснащением РЛС вспомогательной антенной решетки, используемой для адаптивной оценки направления приема и мощности САП и соответствующей адаптации ДН приемной антенны РЛС, заключающейся в формировании нуля (провала) в направлении на станции помех. Система КБЛ была изобретена П. Хоузеллом и С. Аппельбаумом [51–52]. Выборку последующих ссылок на систему КБЛ также можно найти в литературе [34, 53–55].

Принципиальная схема системы КБЛ приведена на рис. 24.2. Вспомогательная антенная решетка позволяет получить точные копии сигналов радиопомех, принимаемых боковыми лепестками ДН радиолокатора. С этой целью ДН вспомогательной антенной решетки аппроксимируют средним уровнем боковых лепестков ДН основной приемной антенны. Кроме того, антенные элементы вспомогательной решетки размещаются достаточно близко к фазовым центрам основной антенны РЛС, чтобы выборки помех, которые они получают, статистически коррелировались с сигналом радиопомех, принимаемых основной антенной РЛС. При этом установлено, что число антенных элементов, требуемых вспомогательной решетке, определяется числом источников сигналов радиопомех. Фактически не менее N вспомогательных, надлежащим образом контролируемых по амплитуде и фазе диаграмм антенных элементов необходимы для обнуления основной ДН приемной антенны по N заданным направлениям. Такими вспомогательными антенными элементами могут быть отдельные антенны или группы приемных элементов фазированных антенных решеток (ФАР).

Амплитуды и фазы сигналов, формируемых N вспомогательными устройствами, управляются набором подходящих весовых функций: обозначим этот набор (N -мерный

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Range-Filter Map» (RFM) используется термин «фильтр доплеровских частот» (ФДЧ). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Noise-Like Interferences» (NLI) используется термин «шумоподобные помехи». — Прим. ред.

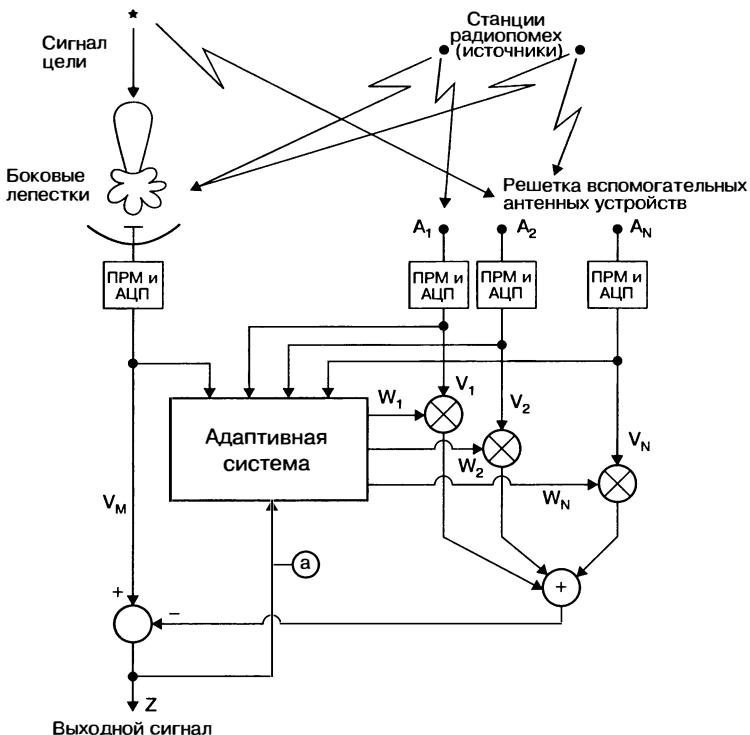


Рис. 24.2. Принцип работы системы КБЛ (подключение только в контуре с обратной связью); ПРМ и АЦП — приемник и АЦП-преобразователь

вектор) через $\mathbf{W} = (W_1, W_2, \dots, W_N)$. Сигнал радиоэлектронной помехи компенсируется линейной комбинацией сигналов вспомогательных устройств и основной антенны. Проблема заключается в том, чтобы найти такой механизм регулирования весовых функций \mathbf{W} линейных комбинаций, чтобы достигалась максимальная компенсация помехи. Благодаря стохастической природе сигналов и помех в РЛС, сигналов и помех во вспомогательных каналах, а также предполагаемых линейных комбинациях сигналов рекомендуется обратиться к методам теории линейного прогноза стохастических процессов. Обозначим через V_M радиолокационный сигнал в определенном элементе разрешения по дальности, а через $\mathbf{V} = (V_1, V_2, \dots, V_N)$ — N -мерный вектор, содержащий набор сигналов одного и того же элемента разрешения по дальности от N вспомогательных антенн. Предполагается, что все эти сигналы имеют спектр, согласованный с полосой пропускания. Поэтому эти сигналы можно представить их комплексной огибающей, модулирующей общую несущую частоту, которая не проявляется явным образом. Сигналы помех в этих каналах можно рассматривать как выборки стохастического процесса, имеющего нулевое среднее значение и определенное время автокорреляционной функции. В случае линейного прогнозирования набор выборок \mathbf{V} полностью описывается его N -мерной ковариационной матрицей $\mathbf{M} = E(\mathbf{V}^* \mathbf{V})$, где $E(\cdot)$ обозначает операцию нахождения математического ожидания, звездочка $(\cdot)^*$ указывает комплексно-сопряженную величину, а \mathbf{V}^* является вектором, транспонированным к \mathbf{V} . Статистическая связь между вектором V_M и вектором \mathbf{V} математически представляется N -мерным вектором ковариации $\mathbf{R} = E(V_M \mathbf{V}^*)$. Оптимальный весовой вектор \mathbf{W} определяется минимумом среднего квадрата ошибки прогноза, равной выходной остаточной мощности

$$P_Z = E\{|Z|^2\} = E\{|V_M - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{V}|^2\}, \quad (24.2)$$

где Z — выходной сигнал системы.

Оказалось, что к \mathbf{W} применимо следующее фундаментальное уравнение:

$$\hat{\mathbf{W}} = \mu \cdot \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R}, \quad (24.3)$$

где μ является произвольной постоянной величиной. Преимущество применения системы КБЛ может быть оценено введением отношения с помощью коэффициента компенсации помех (ККП, JCR — Jammer Cancellation Ratio)¹, который определяется как отношение мощности выходного шума без применения системы КБЛ к мощности выходного шума с системой КБЛ:

$$\text{ККП} = \frac{E\{|V_M|^2\}}{E\{|V_M - \hat{\mathbf{W}}^T \mathbf{V}|^2\}} = \frac{E\{|V_M|^2\}}{E\{|V_M|^2\} - \mathbf{R}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R}^*}. \quad (24.4)$$

Применяя уравнения 24.3 и 24.4 к простейшему случаю, когда используется одна вспомогательная антenna и одна станция радиопомех, можно получить следующие результаты:

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{E\{|V_M V_A^*|^2\}}{E\{|V_A|^2\}} \triangleq \rho, \quad \text{ККП} = \frac{1}{1 - |\rho|^2}. \quad (24.5)$$

Замечено, что оптимальный вес вектора \mathbf{W} связан с коэффициентом корреляции ρ между основным сигналом V_M и вспомогательным сигналом V_A . Высокие значения коэффициента ρ обеспечивают высокие значения ККП.

Проблема использования оптимально взвешенного набора (см. разд. 24.3) главным образом связана с оценкой в реальном времени \mathbf{M} и \mathbf{R} и с обращением \mathbf{M} . Было опробовано несколько схем обработки, которые можно свести к двум основным методам: 1) методы с обратной связью, в которых выходной остаточный сигнал (схема приведена на рис. 24.2) подается обратно в адаптивную систему, и 2) методы прямого решения, часто называемые методами без обратной связи, которые обрабатывают непосредственно принятые сигналы V_M и \mathbf{V} . В общих чертах методы с обратной связью дешевле и проще применять, чем методы прямого решения. Один вариант практического применения описан в работе Гриффитса [56]. По причине своей саморегулирующейся природы они не нуждаются в компонентах, которые должны иметь большой динамический диапазон или высокую степень линейности, и поэтому вполне подходят для аналоговых систем. Однако методы с обратной связью страдают от фундаментальных ограничений из-за того, что скорость их отклика должна быть ограничена, чтобы достичь стабильного и не обремененного высоким уровнем шума состояния. Методы прямого решения, с другой стороны, не страдают от проблем медленной сходимости, но в общем случае нуждаются в компонентах с такой высокой точностью и широким динамическим диапазоном, которые могут быть реализованы только с помощью цифровых средств. Безусловно, методы с обратной связью также могут использоваться и в цифровых схемах. В таком случае требования к цифровой точности значительно снижены, а полное число арифметических операций значительно меньше, чем в случае методов прямого решения. Вместе с тем чаще всего применяются цифровые схемы без обратной связи.

Практические соображения (см. гл. 4 в работе Фарина [34], где приводится подробный анализ) часто ограничивают возможности системы КБЛ численными значениями ККП в 30–40 дБ, но их теоретический предел намного выше. Адекватная компенсация преднамеренной радиоэлектронной помехи достигается, если приемные каналы надлежащим образом согласованы по амплитуде и фазе во всех полосах пропускания. Выполнение этого условия необходимо для амплитудных и фазовых характеристик во всех каналах дальности для основных характеристик действующих помех (мощность и направление на источник помех). Существует несколько причин рассогласования, одна из которых — недостаточная согласованность аналоговых приемных каналов, что является основным ограничением возможностей по компенсации помех. Влияние этого рассогласования на величину ККП рассматривалось у Фарина [57].

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Jammer Cancellation Ratio» (JCR) используется термин «коэффициент компенсации помех» (ККП). — Прим. ред.

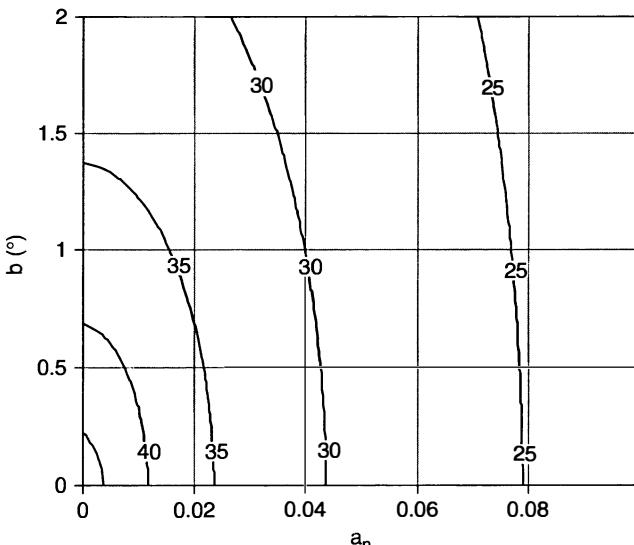


Рис. 24.3. Зависимость ККП (дБ) от рассогласования аналоговых приемных каналов по амплитуде (в натуральных числах вдоль горизонтальной оси) и фазе (в градусах вдоль вертикальной оси)

В случае одновременного рассогласования по амплитуде и фазе получено выражение для ККП, которое приведено в приложении 2 [57]. Численные значения ККП, полученные в соответствии с выражением, показаны на рис. 24.3. Здесь показаны изменения ККП в зависимости от рассогласования нормированной амплитуды a_n и фазы β аналоговых приемных каналов (см. работу Фарини [57]).

Из рисунка можно видеть, что для того чтобы иметь ККП в 40 дБ, необходимо одновременно выполнить жесткие требования к рассогласованию амплитуды (меньше 1%) и фазы (меньше 0,7°). Эти показатели свидетельствуют о необходимости использования выравнивающих цифровых фильтров, позволяющих компенсировать рассогласование вспомогательных (дополнительных) каналов (в их аналоговой части) относительно основного канала. Этот вопрос раскрыт в работе Фарини [57] и приведенных в ней ссылках. Примеры других возможных ограничений пределов компенсации помех перечислены ниже [34, 53, 58, 59]:

1. Рассогласование между основным и вспомогательными сигналами, включая пути прохождения сигналов, ДН основной и вспомогательных антенн, пути прохождения сигналов внутри системы вплоть до точек компенсации, а также перекрестные помехи между каналами [60–62].
2. Ограничное число вспомогательных каналов, используемых при практической реализации системы по сравнению с числом источников преднамеренных помех.
3. Апертурно-частотная дисперсия, часто выражаемая через произведение апертуры и полосы пропускания [37, 59, 63].
4. Ограничненная полоса пропускания большинства схем, использующих соотношение (24.3) по сравнению с полосой заградительных помех, имеющих значительно более широкий спектр.
5. Ошибки квадратурной модуляции в синхронных (синфазно-квадратурная модуляция) детекторах [64–66].
6. Ошибки дискретизации АЦП приемных цифровых каналов (дрожание при выборке/удержании и сдвиг фазы цифрового преобразования) [67, 68].
7. Конечная длительность импульса, которая ограничивает время отклика адаптивной системы, предназначеннной для исключения подавления сигнала цели.
8. Наличие сигнала цели в дополнительной (вспомогательной) решетке, приводящего к заметному отклонению ДН этой решетки в сторону основного лепестка основной ДН.

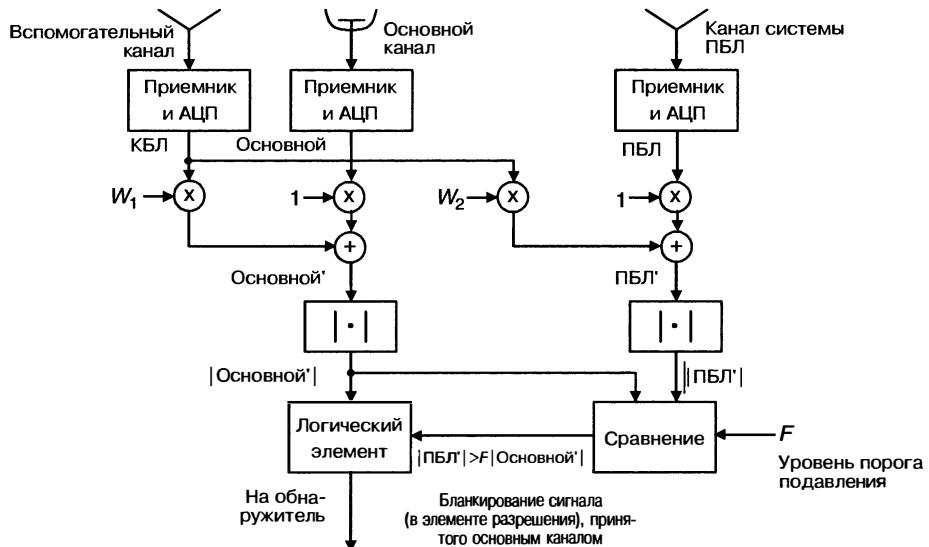


Рис. 24.4. Схема обработки, объединяющая системы ПБЛ и КБЛ

9. Задержка при многолучевом распространении, часто выражаемая произведением времени задержки на ширину полосы пропускания [69, 70].
10. Наличие помех, способных подавить систему КБЛ, вызывая обнуление (провалы) ДНА вдоль направлений, отличных от направлений на САП [37, 71].
11. Необходимость компромисса между точностью весовых функций и временем отклика адаптивной системы КБЛ.
12. Ограниченнное число временных выборок, требуемых для оценки ковариационной матрицы станции помех. Обычно должны быть доступны $3N$ выборок, где N — число адаптивных каналов [101].
13. Быстрое изменение мощности и направления прихода помехи, обусловленное вращением антенны [101].

Совместное использование систем ПБЛ и КБЛ. Применение системы ПБЛ оказывается эффективным против импульсных помеховых сигналов после процедуры их сжатия на величину ККП, тогда как система КБЛ эффективна против непрерывных шумоподобных помех (NLI). Как уже отмечалось ранее, оба метода применяются для борьбы с помехами, проникающими по боковым лепесткам ДН основной антенны. Оба эти метода можно использовать для одновременного подавления импульсных и шумоподобных помех. Один из подходов, состоящий в каскадном расположении систем ПБЛ и КБЛ, приведен на рис. 24.4. Эта схема содержит три приемных канала, каждый из которых имеет собственную антенну, приемник и АЦП. Вместе они формируют три сигнала, соответственно сигнал системы ПБЛ, сигнал основного канала и сигнал системы КБЛ. Антenna слева является вспомогательной, имеет низкий коэффициент усиления по мощности и осуществляет компенсацию импульсных помех, принимаемых основным и боковыми лепестками ДНА. Антenna в центре является основной и имеет высокий коэффициент усиления по мощности, используется для обнаружения сигналов от целей, несмотря на наличие шумоподобных помех. Антenna справа является вспомогательной, имеет низкий коэффициент усиления по мощности и используется для подавления непрерывных шумоподобных помех в основном канале. Адаптивная компенсация этих помех с помощью вспомогательной антенны (слева) достигается использованием линейной комбинации следующих сигналов: отраженного сигнала, принимаемого по боковым лепесткам ДНА с адаптивными весами W_1 , и отраженного сигнала, принимаемого основным лепестком ДНА с весом «единица». Результирующий адаптированный сигнал основного канала при этом уже не содержит шумоподобные помехи. Аналогичным образом осуществляется адаптивная

компенсация шумоподобных помех с помощью вспомогательной антенны, находящейся справа и слева. Это достигается линейной комбинацией сигнала, принятого вспомогательной антенной системы ПБЛ, и сигнала основной антенны с аддитивными весовыми коэффициентами W_2 и 1 соответственно. Результирующий адаптированный сигнал ПБЛ' уже не содержит шумоподобной помехи. После удаления этой помехи далее применяется классическая логика, свойственная системе ПБЛ, когда производится сравнение амплитуды $|MAIN|$ основного канала и амплитуды $|SLB|$ канала подавления, свободного от шумоподобной помехи [72].

Поскольку фазовые центры всех трех антенн (основной и двух вспомогательных) расположены друг от друга на расстоянии, в общем случае превышающем $0,5\lambda$ (где λ является длиной излучаемой электромагнитной волны), то адаптированная ДНА основного канала и ДНА вспомогательных каналов флюктуируют вокруг средних кривых из-за наличия побочных лепестков [72]. Однако, несмотря на это, между основным лепестком ДНА, адаптированной системой КБЛ и ее боковыми лепестками должен обеспечиваться достаточный запас по усилению. Тогда это позволит получить прогнозируемую вероятность подавления и коэффициент подавления шумоподобных помех. Для повышения запаса по усилению и, следовательно, увеличения ККП предлагается следующая стратегия обработки [72, 73]: пространственный и частотный разнос.

Пространственный разнос. Такой способ позволяет рационально использовать в системе ПБЛ две вспомогательные антенны с низким коэффициентом усиления по мощности (вместо одной антенны, как это показано на рис. 24.4). Так как фазовые центры этих антенн будут различаться, то боковые лепестки, влияющие на адаптацию системы ПБЛ, будут также различаться. Выбирая больший из двух сигналов адаптированной системы ПБЛ, можно обеспечить запас по усилению между сигналом системы ПБЛ и боковых лепестков основной антенны с последующим повышением эффективности подавления боковых лепестков.

Частотный разнос. Данный метод повышения эффективности системы ПБЛ основан на использовании разноса несущей частоты. В этом случае для системы ПБЛ используется только одна антenna с низким коэффициентом усиления мощности (см. рис. 24.4). РЛС работает в режиме частотного разноса, т.е. излучает пакет из L импульсов (отстоящих друг от друга на T секунд) с различными несущими частотами [73]. Побочные лепестки в адаптированной основной и вспомогательной ДНА и L ДНА системы ПБЛ будут меняться в зависимости от несущей частоты. Если выбирать максимальный выходной сигнал из L сигналов системы ПБЛ, то это равносильно сглаживанию побочных лепестков. В конкретном примере, приведенном в работе Фарини и Тиммонери [73], использовались две несущие частоты и величины отношений d/λ (где d — расстояние между элементами, λ — длина волны) для решетки из приемных элементов, соответственно равные 0,5 и 0,55. Подавление применялось раздельно для полученных данных на двух несущих частотах. Впоследствии информация для подавления обрабатывалась отдельно и подавалась на логическую схему ИЛИ, настроенную на глобальную логику подавления. На рис. 24.5 изображены кривые подавления для двух раздельных несущих частот и логической схемы ИЛИ. Представленные результаты показывают, что частотный разнос и логическая схема ИЛИ обеспечивают повышение вероятности подавления. Это обусловлено различными формами ДНА для двух различающихся несущих частот. На этом же рисунке также представлены вероятности подавления полезного сигнала (P_{TB}), принятого ДНА основной антенны. Эта вероятность получена с помощью моделирования 200 независимых испытаний по методу Монте-Карло. Отношение С/Ш составляло 20 дБ; П/Ш — 20 дБ; направление приема сигнала от цели предполагалось равномерно распределенным в угловом интервале основного лепестка ДНА $[-4^\circ, 4^\circ]$; подробные сведения относительно использованных числовых параметров в этом исследовании можно найти по ссылкам в работе [73]. Было замечено, что вероятность P_{TB} пренебрежимо мала для $F = 0$ дБ, тогда как вероятность $P_B \geq 0,9$.

После тщательного анализа результатов оценки эффективности системы, представленной на рис. 24.4, стало ясно, что для повышения эффективности системы ПБЛ следует всегда использовать пространственный или частотный разнос. Выбор одного из этих двух методов зависит от конструкции всей системы с учетом влияния на нее вспомогательных антенн и/или разноса несущих частот. Кроме

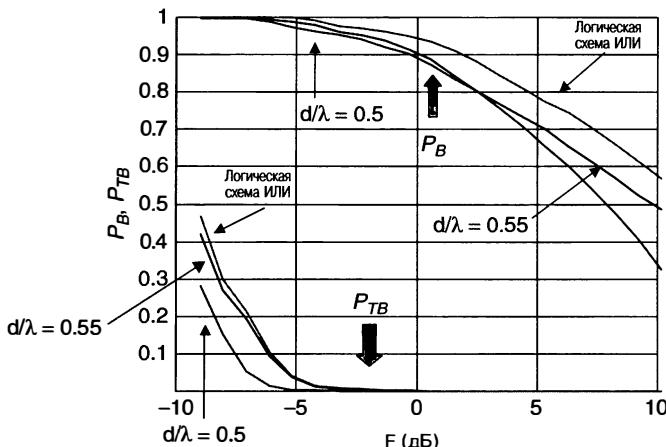


Рис. 24.5. Вероятность бланкирования P_B и вероятность подавления полезного сигнала цели P_{TB} в зависимости от уровня порога подавления F в дБ для схемы с частотным разносом

того, если требуется компактная и высокоскоростная обработка, то методика пространственного или частотного разноса может быть эффективно использована с применением систолических схем (схем параллельной обработки).

Систолические схемы для систем ПБЛ и КБЛ. В результате поиска эффективного способа обработки появились систолические схемы. Их применение было описано для системы ПБЛ или для более общей проблемы адаптивной антенной решетки в работах [34, 74, 75]. Обоснование и применение систолических решеток, в которых обрабатывались сигналы, получаемые боковыми лепестками и основным каналом, приведено на стр. 146–156 работы Фарини [34] и Фарини и Тиммонери [73]. На рис. 1–4 работы [73] приведены схемы систолической обработки, объединяющие системы ПБЛ и КБЛ. Преимущество этих схем состоит в разбиении процесса сложной обработки, связанного с адаптивной компенсацией шумоподобных помех, на сеть простых элементов обработки, которые могут без труда вноситься в схему параллельной обработки, основанной на использовании серийной технологии (COTS – Commercial Off The Shelf)¹ или специализированных устройств с очень высокой степенью интеграции (СБИ, VLSI – Very Large Scale Integration)². В литературе [76–80] показан широкий спектр технологий на основе базовых матричных кристаллов (FPGA – Field, Programmable Gate Arrays)³ для устройств с высокой степенью интеграции в вычислительных системах (программируемые вентильные матрицы, цифровые вычислители поворота системы координат). ПIONерская работа по применению цифрового вычислителя поворота системы координат (CORDIC – Cordinate Rotation Digital Computer)⁴ для адаптивного обнуления ДНА в направлении на источник помех относится ко времени работы К. Райдера в лаборатории Линкольна Массачусетского технологического института [81, 82]. Преимущество использования систолической схемы состоит в

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Commercial Off The Shelf» (COTS) используется термин «коммерческий (коробочный) лицензионный продукт». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Very Large Scale Integration» (VLSI) используется термин «сверхбольшая интеграция» (СБИ). Речь идет о сверх больших интегральных схемах (СБИС). — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Field Programmable Gate Arrays» (FPGA) используется термин «базовый матричный кристалл» (БМК). — Прим. ред.

⁴ В русскоязычном издании вместо термина «Coordinate Rotation Digital Computer» (CORDIC) используется термин «цифровой вычислитель поворота системы координат». — Прим. ред.

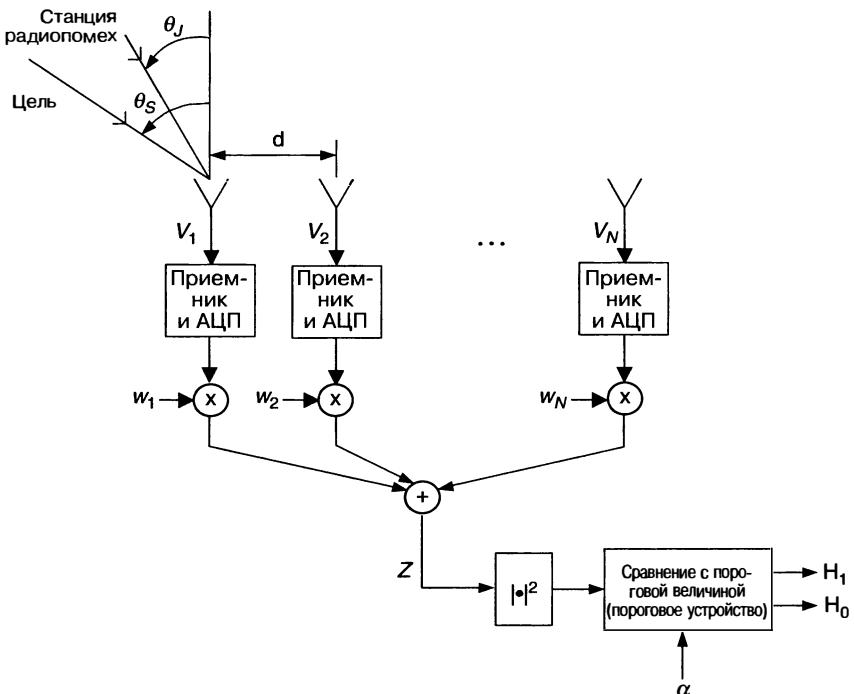


Рис. 24.6. Схема адаптивной решетки

высокой скорости обработки, компактности, небольшом весе и низком энергопотреблении.

Адаптивные решетки. Адаптивные решетки (см. рис. 24.6) представляют собой совокупность из N антенн с собственными приемниками и АЦП, схемы питания, системы весовой обработки сигналов, схемы суммирования с автоматической регулировкой весовых коэффициентов, предназначеннной для уменьшения влияния нежелательных сигналов и/или выделения нужного сигнала на выходе схемы суммирования. Принцип действия решетки заключается в том, что выходной сигнал Z детектируется и полученная таким образом огибающая сравнивается с порогом α , задаваемым для обнаружения полезного сигнала цели (см. гл. 5 в работе Фарина [34] и в других работах [53–57, 83, 84]). Адаптивная решетка является обобщающей системой, используемой для устранения боковых лепестков, элементы которой были описаны в предыдущих параграфах. Сейчас рассмотрим прежде всего фундаментальную теорию подавления помеховых сигналов и выделения полезного сигнала цели; затем сосредоточим наше внимание на следующих темах: подавление помеховых сигналов в основном лепестке ДНА, оценка направления приема полезного сигнала в условиях преднамеренных помех, двумерная адаптивная обработка для совместного подавления помех, вызванных переотражениями от земной поверхности, и преднамеренных помех, а также сверхразрешение. Применение концепции адаптивной решетки все в большей степени связано с цифровым формированием ДНА [85–87] и с технологиями цифровой РЛС (DAR — Digital Array Radar) с ФАР [88, 89].

Подавление радиопомех и выделение сигнала цели. Принципы адаптивной решетки нашли полное математическое описание в конце 1960-х годов [83, 84]: для знакомства с краткой историей адаптивных решеток см. работу Рида [90]; для обзора адаптивной обработки по методу наименьших квадратов в военных целях (с вручением Б. Уидроу медали Б. Франклина за пионерскую работу по адаптивной обработке сигналов) см. Эттера и др. [91]. Теория и применение принципов адаптивной решетки для РЛС достаточно хорошо разработаны. Для знакомства с популярными

публикациями можно посмотреть, например, труды Хайкина и Стейнхардта [92], Смита и Фарини [93] и др. [94]. Основной результат получается с помощью выражения для оптимальной весовой обработки:

$$\hat{\mathbf{W}} = \mu \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}^*, \quad (24.6)$$

где $\mathbf{M} = \mathbf{E}(\mathbf{V}^* \mathbf{V}^T)$ является N -мерной ковариационной матрицей суммарного возмущения (шум и преднамеренные радиопомехи); \mathbf{V} — принимаемое решеткой суммарное возмущение; \mathbf{S} — N -мерный вектор, содержащий выборки ожидаемого полезного сигнала в решетке от цели из определенного направления приема.

В отношении ПБЛ метод адаптивной решетки предоставляет возможность повышения уровня полезного сигнала цели при одновременном подавлении возмущений. Адаптивная система распределяет оптимальным образом свои степени свободы для повышения уровня сигнала цели и подавления радиопомех.

Было рассмотрено несколько обобщений фундаментальной теории, включая следующие условия: 1) модель сигнала цели \mathbf{S} заранее неизвестна, как это предполагается при получении уравнения (24.6); 2) дополнительно к пространственной фильтрации осуществлялась фильтрация спектра доплеровских частот для устранения помех, обусловленных отражением от земной поверхности и дипольных противорадиолокационных отражателей; 3) радиолокационная станция является бортовой (авиационной), корабельной (морской) или космической. Весомые результаты достигнуты в теории и практике решеток с пространственно-временной адаптивной обработкой (ПВО) [95–98].

Решетки с пространственно-временной адаптивной обработкой рассматриваются как двумерный адаптивный фильтр, который объединяет процесс формирования ДНА приемной антенны и фильтрацию доплеровских частот. Иллюстрация основ теории пространственно-временной адаптивной обработки приведена на рис. 1 работы Уарда [95], где наглядно представлена среда помех, бортовая РЛС и соответствующий адаптированный отклик двумерного фильтра. Результирующая спектральная плотность мощности радиопомех и мешающих отражений представлена в зависимости от пространственных условий приема (т.е. синус угла приема) и временных условий (т.е. доплеровских частот)¹. Заградительные шумовые помехи селектируются по углу и распределяются по всем доплеровским частотам. Мешающий отраженный сигнал для элемента разрешения по дальности имеет доплеровскую частоту, которая зависит от угла между элементом разрешения и направлением полета носителя РЛС. Помеховые сигналы, отраженные в диапазоне углов, лежат на диагональном гребне поперек пространственно-временной плоскости частот. Полезный сигнал цели в основном лепестке ДНА конкурирует с сигналами мешающих отражений, попадающих в этот же лепесток ДНА, и с сигналами мешающих отражений в боковых лепестках, а также с сигналами преднамеренных радиопомех. Адаптивная решетка создает отклик пространственно-временной фильтрации с основным лепестком вдоль ожидаемой доплеровской частоты и угла приема полезного сигнала цели и нулями в направлении преднамеренных радиопомех и гребня сигналов мешающих отражений. Для реализации системы пространственно-временной адаптивной обработки РЛС должна иметь решетку из N антенн, каждая из которых имеет свой приемный канал и АЦП. Каждый канал принимает M отраженных сигналов излученной пачки из M когерентных импульсов. Адаптивность предусматривает прием из NM отраженных сигналов.

Для оптимального фильтра и постоянной ЭПО цели вероятность обнаружения P_D взвешенной пачки (см. уравнение 24.6) определяется выражением [84]

$$P_D = Q(\sqrt{2 \bullet \mathbf{S}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}^*}, \sqrt{2 \ln(1 / P_{FA})}). \quad (24.7)$$

Здесь $Q(\cdot, \cdot)$ является Q функцией* Маркума, P_{FA} — заданная вероятность ложной тревоги. Было также показано, что набор весовых коэффициентов (24.6)

¹Время и частота связаны обратно пропорциональной зависимостью. — Прим. ред.

* Здесь Q — функция Маркума, определяемая выражением $Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left\{-\frac{x^2 + a^2}{2}\right\} I_0(ax) dx$,

где $I_0(\cdot)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

дает максимальное значение показателя улучшения I_f , который определяется следующим образом:

$$I_f = \frac{\text{Отношение сигнала к помехе плюс коэффициент мощности шума на выходе}}{\text{Отношение сигнала к помехе плюс коэффициент мощности шума на входе}}. \quad (24.8)$$

Величина I_f соответствует оптимальному набору весовых коэффициентов [24.6] и определяется выражением

$$I_f = \frac{\mathbf{S}^T \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}^*}{(\text{SINR})_I}. \quad (24.9)$$

Отношение сигнала к помехе плюс шуму по мощности (SINR — Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)¹ измеряется на входе одного приемного элемента решетки. С помощью величины I_f оценивают эффективность адаптивной решетки. Здесь учитывается накопление сигнала цели и подавление помехи. Примеры практического применения приведенного выше уравнения можно найти, например, в гл. 5 работы Фариньи [34]. Для понимания ДНА адаптивной решетки используется концепция, в соответствии с которой ковариационная матрица помех \mathbf{M} раскладывается по собственным векторам с собственными числами: см. снова гл. 5 в работах Фариньи [34] и Теста и Ванниколы [99]. Важным методом, позволяющим уменьшить вредное влияние собственных шумов и требующим поддержания заданного низкого уровня боковых лепестков в ДНА адаптивной решетки, является так называемый метод диагональной загрузки [100, 101].

Адаптивные решетки появились после успешного использования системы КБЛ, внедрения в практику уравнения (24.6) и более глубокой проработки теории адаптивных решеток (например GSLC — Generalized SLC)² [34]). Очевидно, что эффективность адаптивной решетки зависит от числа степеней свободы (DOF) и точности приемных каналов (например степени согласованности). Имеют место несколько компромиссов между точностью и числом каналов. Система с одной степенью свободы менее эффективна (и требует максимальной точности), чем система с четырьмя степенями свободы. Адаптивная система с N степенями свободы теоретически может подавить ($N - 1$) станцию радиопомех, а на практике, как правило, может быть подавлено $N/2$ или $N/3$ САП. Если число станций радиопомех выше, адаптивная решетка также может быть полезной, поскольку подавление помех от некоторых САП также достигается, но соответственно обеспечивается меньшая дальность обнаружения. Что касается сравнения антенны с адаптивным формированием ДНА и антенны с очень низким уровнем боковых лепестков, то наиболее важной является защита от помех, проникающих в основной лепесток. С другой стороны, адаптивная решетка позволяет добиться определенного снижения уровня боковых лепестков одновременно с обнулением приема в направлении на источник помех. Что касается практической применимости адаптивных решеток, то далее приводятся некоторые соображения. Целый ряд типовых радиолокационных систем являются адаптивными; они описаны в технической литературе [38–40, 102]. Современная РЛС с цифровой обработкой уже имеет по крайней мере четыре цифровых канала (суммарный, разностный по азимуту, разностный по углу места и защитный). Вообще говоря, число используемых приемных каналов в основном определяется допустимыми затратами. Известно, что в СВЧ-диапазоне уже функционируют РЛС с числом адаптивных степеней свободы в несколько десятков. Число адаптивных степеней свободы может быть еще больше, например, для загоризонтных (OTH — Over-The-Horizon)³ РЛС.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Signal-to-Interference plus Noise power Ratio» (SINR) используется термин «отношение полезного сигнала С к сумме помехового сигнала П и внутреннего шума Ш, представляемое в виде $C/(P+Sh) = C/(P+Sh)$ ». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Generalized SLC» (GSLC) используется термин «обобщенный метод КБЛ». — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Over-The-Horizon» (ОГН) используется термин «загоризонтные» (ЗГ). — Прим. ред.

В обозримом будущем полностью адаптивная решетка (с адаптивностью на уровне приемных элементов) для антенн с тысячей элементов будет существовать только теоретически. Есть полностью адаптивные РЛС, но они имеют лишь ограниченное число элементов, которые могут эффективно контролироваться в адаптивной решетке. Решетки с большим числом приемных элементов требуют некоторых методов сокращенной обработки. Например, метод частичной адаптивности состоит в размещении элементов решетки по подгруппам, которые формируют входные сигналы для адаптивного процессора. Тщательный отбор элементов в подгруппы необходим, чтобы исключить образование побочных лепестков. Эта тема будет обсуждаться в следующем разделе главы. Другим упрощением адаптивной решетки является детерминированная пространственная фильтрация, когда снижение уровня боковых лепестков осуществляется фиксированно в тех пространственных направлениях (телесных углах), в которых ожидается появление помех. Примером области с априорной вероятностью существования помех является горизонт или его часть, поскольку станциями радиопомех в этом случае являются САП, в основном наземного базирования, или САП, находящиеся на больших дальностях. Весовые коэффициенты рассчитываются автономно, предполагая априори известной ковариационную матрицу M , и хранятся в памяти. Оператор или система автоматического принятия решения могут использовать «меню» весовых коэффициентов (стр. 277–283 в работе Фарина [34]).

Система подавления помех по основному лепестку (MBC – Main Beam Cancellation)¹ ДНА. Система предназначена для подавления имитирующих и шумоподобных помех, действующих по основному лепестку ДНА РЛС. Принципиальная схема такой системы аналогична схеме системы КБЛ, однако лепестки с высоким коэффициентом усиления по мощности используются вместо вспомогательных антенн с низким коэффициентом усиления по мощности. Помехи подавляются за счет линейной комбинации сигналов от лепестков с высоким коэффициентом и основного лепестка антенны. Весовые коэффициенты, используемые в этой линейной комбинации, рассчитываются с помощью (24.3). Возможность подавления определенного числа источников помех, действующих по основному лепестку ДНА, зависит от доступного числа ДНА с высоким коэффициентом усиления по мощности. Так называемые четырехлепестковые ДН можно использовать для подавления помех, действующих по основному лепестку ДНА [103, 104]. Использование вспомогательных антенн с низким коэффициентом усиления по мощности, подключаемых к ДНА с высоким коэффициентом усиления по мощности, позволяет одновременно подавлять помехи, действующие как по основному, так и по боковым лепесткам.

Оценка направления прихода сигнала от цели при наличии помех в боковых лепестках и основном лепестке ДНА. РЛС с фазированными решетками нужны для обнаружения, захвата и сопровождения целей при наличии естественных и преднамеренных радиопомех. Моноимпульсный метод используется для определения угловых координат цели, когда обнаружены преднамеренные радиоэлектронные помехи, поскольку в этом случае сложнее вводить в заблуждение, чем при использовании метода конического сканирования. Однако адаптивное формирование ДНА (для лучшего подавления помех от мощной САП) и связанное с адаптацией искажение суммарной и разностной ДНА может вносить ошибки в осуществляемые измерения традиционным моноимпульсным методом. В частности, это происходит, если САП находится в угловом направлении, близко расположенным к основному лепестку [105]. В этом случае традиционный моноимпульсный метод использовать не может [106]. Рассматривается также метод максимального правдоподобия (ML – Maximum Likelihood)² для оценки направления прихода сигнала от цели, который обобщает моноимпульсную концепцию [104, 107–114].

Угловые координаты цели, азимут и угол места (θ, ϕ) могут быть оценены с помощью метода максимального правдоподобия при наличии помех, действующих как по основному, так и боковым лепесткам ДНА, на основе данных, полученных

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Main Beam Cancellation» (МВС) используется термин «система подавления помех по основному лепестку». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Maximum Likelihood» (ML) используется термин «максимальное правдоподобие». — Прим. ред.

совокупностью лепестков с низким и высоким коэффициентом усиления по мощности. Набор принятых РЛС отраженных сигналов, $\mathbf{V} \equiv b\mathbf{S}(\theta_T, \phi_T) + \mathbf{d}$, зависит от угловых координат цели (θ_T, ϕ_T), амплитуды сигнала b , белого (гауссова) шума с нулевым средним значением и помех возмущения \mathbf{d} . Вектор \mathbf{S} содержит значения диаграмм направленности антенн с высоким и низким коэффициентом усиления по мощности в определенном направлении (θ, ϕ). Данные вектора \mathbf{V} характеризуются гауссовыми функциями плотности вероятности, адаптированными под неизвестные параметры цели, т.е. $p_V(V/b, \theta_T, \phi_T)$. Оценка направления на цель по методу максимального правдоподобия неизвестных параметров цели получается с помощью следующего соотношения:

$$(\hat{b}, \hat{\theta}_T, \hat{\phi}_T) = \arg \min_{b, \theta, \phi} \{[\mathbf{V} - b\mathbf{S}(\theta, \phi)]^H \mathbf{M}_d^{-1} [\mathbf{V} - b\mathbf{S}(\theta, \phi)]\} = \arg \min_{b, \theta, \phi} \{F(b, \theta, \phi)\}, \quad (24.10)$$

где \mathbf{M}_d — ковариационная матрица возмущений, определяемая выражением $\mathbf{M}_d = \sigma_n^2 [\mathbf{I} + P_{\text{п/ш}} \cdot \mathbf{S}(\theta_J, \phi_J) \cdot \mathbf{S}(\theta_J, \phi_J)^H]$. Выражение для \mathbf{M}_d зависит от угловых координат помех (θ_J, ϕ_J)^{*} и от отношения мощности помех P_J к мощности шума σ_n^2 , т.е. $P_{\text{п/ш}} = P_J/\sigma_n^2$. В уравнении (24.10) операция $(\cdot)^H$ обозначает комплексное сопряжение. Амплитуда b может быть оценена раздельно обнулением первой производной минимизируемой функции. Путем подстановки оценки амплитуды \hat{b} в минимизируемую функцию можно получить следующую оценку направления прихода сигнала:

$$(\hat{\theta}_T, \hat{\phi}_T) = \arg \max_{\theta, \phi} \{U(\theta, \phi)\} = \arg \max_{\theta, \phi} \left\{ \frac{|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{V}|^2}{|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{S}(\theta, \phi)|} \right\}. \quad (24.11)$$

Из выражения (24.11) видно, что в функционале $U(\theta, \phi)$ числитель $|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{V}|^2$ является квадратом адаптированного выходного сигнала обобщенной решетки антенн с высоким и низким коэффициентом усиления по мощности; знаменатель $|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{S}(\theta, \phi)|$ является нормировочным коэффициентом, который, в чем мы скоро убедимся, играет ключевую роль. Функционал U для определенной пары углов (θ, ϕ) после сравнения с подходящей пороговой величиной определяет, обнаружена ли цель. Тот же функционал U при сканировании по подходящему набору значений углов (θ, ϕ) дает с помощью уравнения (24.11) оценку направления прихода сигнала от цели. Уравнение (24.11) и его практическую реализацию будем называть *обобщенным моноимпульсным методом*.

Этому алгоритму нужна оценка ковариационной матрицы возмущений \mathbf{M}_d , которая получается из отраженных сигналов РЛС, которые соответствуют элементам дальности, прилегающим к элементу разрешения (CUT — Cell Under Test), где производится поиск цели. Максимальная величина функционала U может быть получена в результате всестороннего поиска на этой дальности для определенного углового направления (θ, ϕ) или применением быстрого рекурсивного алгоритма [114]. Рекурсивная схема может быть использована с угловыми координатами установки основного лепестка ДНА. Тогда, подставляя оценку ковариационной матрицы возмущений в функционал U , получим обнаружитель с ПУЛТ [115]. Соответствующее сравнение функционала U с подходящим порогом позволяет поддерживать при обнаружении цели заданный ПУЛТ. Для получения оценки направления прихода используются сигналы РЛС из элемента дальности, в котором происходит обнаружение, эти сигналы в последующем обрабатываются с помощью алгоритма максимального правдоподобия.

Эффективность алгоритма оценивания направления прихода по методу максимального правдоподобия можно исследовать с использованием нижней границы неравенства Крамера—Ро (CRLB — Cramer—Rao Lower Bound)¹ и моделированием по методу Монте-Карло [104, 107—109, 113, 114]. В этих исследованиях было установлено, что форма функционала U отражает присутствие цели, а также наличие радиопомех. Показано также, что результаты моделирования по методу

* Здесь учтена только одна станция помех, но математический подход распространяется на случай нескольких станций.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Cramer—Rao Lower Bound» используется термин «нижняя граница неравенства Крамера—Ро». — Прим. ред.

Монте-Карло хорошо согласуются с анализом по правилу Крамера—Рао. Также было выявлено, что применение четырехлепестковой ДНА дополнительно к традиционным моноимпульсным ДНА (суммарный канал и разностные каналы по азимуту и углу места) может улучшить оценку направления приема импульса от цели при наличии радиопомех.

Совместное адаптивное подавление радиопомех и мешающих отражений. Мешающие отражения всегда присутствуют при работе РЛС, отрицательно влияя на эффективность адаптивного подавления радиопомех. Поэтому необходимо применение специальных мер, эффективно подавляющих одновременно присутствующие мешающие отражения и радиопомехи. При наличии сильных мешающих отражений система КБЛ и адаптивная решетка будут стремиться минимизировать мощность адаптированного выходного сигнала, не разграничивая мешающие отражения от других видов помех. Другими словами, адаптированная решетка будет формировать нули на мешающие отражения в направлении, совпадающем с направлением основного лепестка ДНА. При этом для исключения проблемы, связанной с наличием мешающих отражений, были использованы различные методы. Метод, который особенно подходит для случая низкой частоты повторения импульсов РЛС, исключает влияние ближайших мешающих отражений на адаптивные весовые коэффициенты за счет простого выбора свободных от отражений элементов разрешения по дальности в конце каждого интервала (периода) повторений импульсов. Этот метод неприменим к РЛС, работающим с высокой частотой повторения импульсов в режиме неоднозначного определения дальности со значительными мешающими отражениями во всех элементах разрешения по дальности. Если мешающие отражения и радиопомехи разрешаются либо по дальности, либо по доплеровским частотам, тогда может потребоваться двумерный (по доплеровской частоте и по углу) адаптивный фильтр. Это особенно справедливо для случая, когда статистические особенности мешающих отражений и радиопомех априорно неизвестны. На самом деле, когда отсутствует возможность независимой статистической оценки радиопомех и мешающих отражений, становится проблематичной разработка эффективного пространственного адаптивного фильтра для отбраковки радиопомех или временного адаптивного фильтра для устранения мешающих отражений. При этом совместная работа таких фильтров приводит к отрицательному взаимовлиянию [116]. Эта проблема еще более обостряется, когда отношение мощности мешающих отражений к мощности радиопомех приближается к единице. В этом случае каскады пространственных и временных адаптивных обрабатывающих устройств могут не справиться со своей работой. В таких случаях объединенная двумерная адаптивная фильтрация по доплеровским частотам и углам (пространству) позволяет подавить составное возмущение (т.е. суперпозицию радиопомех и мешающих отражений) в совокупности, а не раздельно [117]. Преимущество двухмерной адаптивности должно быть согласовано с затратами на вычисления. Для снижения вычислительной нагрузки можно применять различные методы вычисления, например расчет адаптивных двухмерных весовых коэффициентов с частотой ниже частоты поступления данных, и применять полученные результаты к радиолокационным кадрам¹, следующим в реальном масштабе времени. Эффективная алгоритмическая процедура коррекции весовых коэффициентов, названная обратным QR, подробно описана в работе Боллини и др. [75]. Также можно воспользоваться современной вычислительной методикой, например программируемой вентильной матрицей (FPGA — Field Programmable gate Array)², мощным персональным компьютером или высокоскоростным оптическим процессором, которые позволят реализовать двумерную адаптивную обработку [80].

Адаптивность на уровне подрешетки. Для типовой РЛС с фазированной решеткой (ФАР, PAR — Phased-Array Radar)³, имеющей тысячи элементов, непосредственно адаптировать сигналы от каждого излучающего элемента невозможно. Для

¹ Радиолокационные кадры, используемые в циклограмме работы РЛС. — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Field Programmable gatc Aggat» (FPGA) используется термин «программируемая вентильная матрица». — Прим. ред.

³ В русскоязычном издании вместо термина «Phased-Array Radar» (PAR) используется термин «РЛС с фазированной антенной решеткой» (ФАР). — Прим. ред.

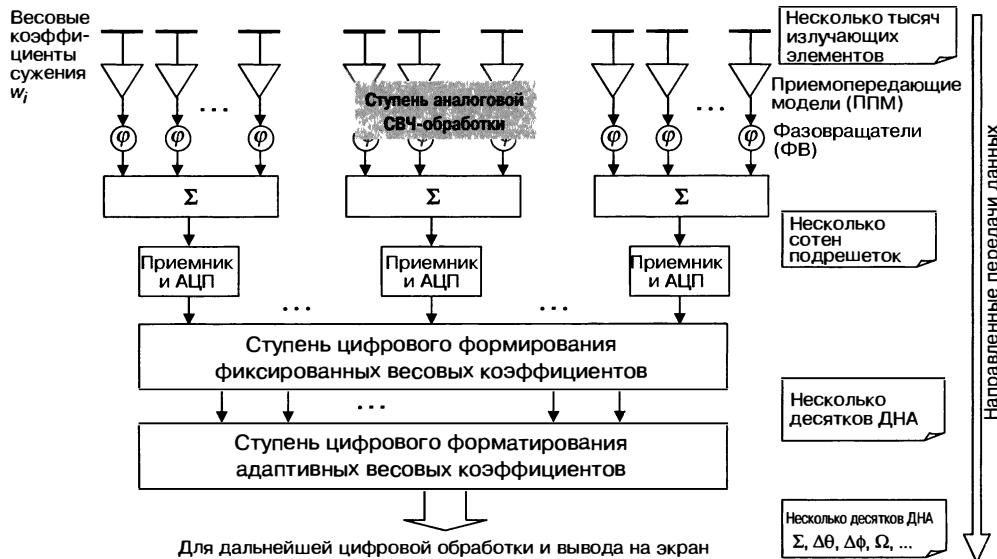


Рис. 24.7. Функциональная схема РЛС с ФАР

этого необходимо снизить уровень сложности системы за счет применения подрешеток. Подрешеткой называют совокупность излучающих элементов антенны. Антенну в целом можно рассматривать как решетку, состоящую из этих суперэлементов (подрешеток). Адаптивную обработку можно применять в отношении выходных сигналов каждой такой подрешетки, тем самым снижая сложность системы. При условии, что подрешетки имеют надлежащую конфигурацию, число подрешеток и погрешностей приемных каналов (например, рассогласование канала) определяет эффективность подавления помех. Таким образом, число подрешеток является компромиссом между сложностью аппаратных средств, стоимостью системы и достижимой эффективностью.

Крайне желательно, чтобы у РЛС с ФАР был низкий уровень боковых лепестков. Это достигается за счет: 1) применения первой ступени весовой обработки с фиксированными коэффициентами с аналоговой технологией (ступень с СВЧ-элементами) для уменьшения уровня боковых лепестков; 2) использования второй ступени обработки фиксированными весовыми коэффициентами, используемыми при цифровой обработке в подрешетке, чтобы достичь заданного максимального отношения величины сигнала основного лепестка ДНА к уровню сигнала боковых лепестков (PSLR — Peak-to-Sidelobe Ratio)¹; и 3) применения третьей ступени обработки с адаптивными весовыми коэффициентами для использования цифровой технологии обнуления в направлении радиопомех для высоконаправленных ДНА (суммарный канал, разностный канал), для ДНА с высоким коэффициентом усиления по мощности, используемых для подавления мешающих отражений и всенаправленных антенн с низким коэффициентом усиления, применяемых, например, в защитном канале. На рис. 24.7 представлена упрощенная схема современной РЛС с ФАР.

Формирование суммарной и разностной ДНА. Рассмотрим проблему формирования суммарной и разностной ДНА с заданным низким уровнем боковых лепестков в РЛС с ФАР, имеющей подрешетки. Стратегия решения этой проблемы заключается в сужении ДН приемных элементов (т.е. в аналоговой приемной секции, где в каждом элементе находится один аттенюатор, применение которого позволяет

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Peak-to-Sidelobe Ratio» (PSLR) используется термин «максимальное отношение величины сигнала основного лепестка ДНА к уровню сигнала боковых лепестков». — Прим. ред.

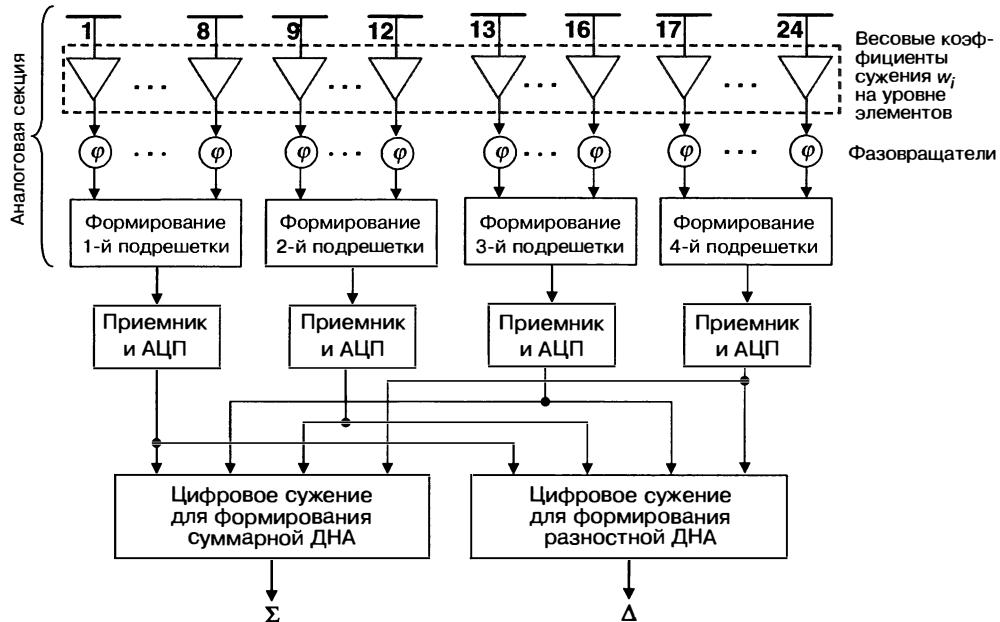


Рис. 24.8. Пример равномерной линейной решетки с подрешетками, создающими суммарный и разностный каналы

обеспечить узкую, как суммарную, так и разностную, ДНА). В дальнейшем после формирования подрешеток производится расчет весовых коэффициентов, на основе которых применяется фиксированное цифровое сужение суммарной и разностной ДНА. Это схематически представлено на рис. 24.8 для случая равномерной линейной решетки (РЛР, ULA – Uniform Linear Array)¹, которая формирует суммарный и разностный каналы. На рис. представлена РЛС с 24 приемными элементами, распределенными между четырьмя неперекрывающимися нерегулярными подрешетками [118].

Аналоговое сужение выполнялось с использованием обнуления воображаемых радиопомех в широком диапазоне углов (угловом секторе), в котором боковые лепестки суммарной и разностной ДНА должны поддерживаться на низком уровне. В работе Фарина и др. [118] было установлено, что аналоговое сужение является компромиссом между ДНА Тейлора (которая представляет собой наилучшее сужение для суммарной ДНА) и ДНА Бейлисса (которая является наилучшим сужением для разностной ДНА). Степень компромисса при этом зависит от величины отношения помеха/шум, выбранной для суммарной и разностной ДНА. В примере, приведенном в работе Фарина и др. [118] для РЛР из 24 элементов и равномерного распределения радиопомех вне основного лепестка суммарной и разностной ДНА, приводится максимальное отношение сигнала основного лепестка к сигналу боковых лепестков, равное 17,5 дБ и 16,5 дБ для суммарной и разностной ДНА соответственно.

На следующем шаге получается фиксированное сужение с помощью цифровой обработки для суммарной и разностной ДНА. Используемый при этом метод обработки описан в работе Никеля [119, 120]. Принцип, используемый в этом методе, сводится к получению суммарной ДНА на уровне подрешеток для достижения суммарного сужения ДНА решетки, более напоминающей ДНА Тейлора. Это достигается увеличением весовых коэффициентов центральных подрешеток (т.е. подрешеток 2 и 3, показанных на рис. 24.8) относительно весовых коэффициентов боковых подрешеток 1 и 4. Для получения разностной ДНА производится аналоговое

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Uniform Linear Array» (ULA) используется термин «равномерная линейная решетка» (РЛР). — Прим. ред.

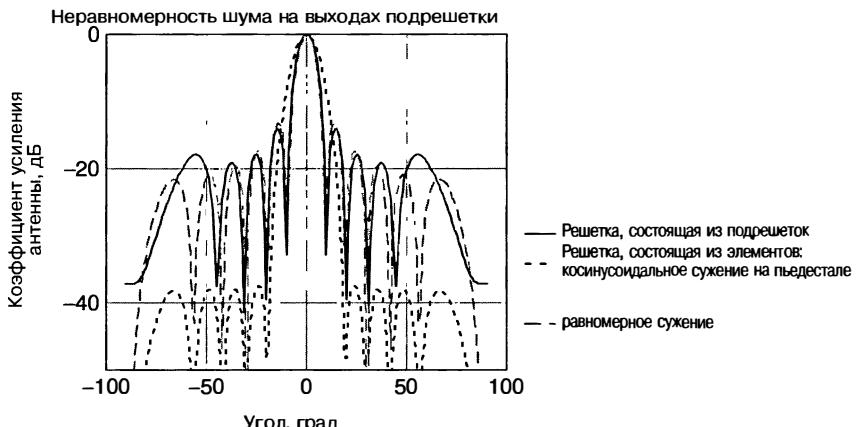


Рис. 24.9. Пример ДНА для нескольких случаев

сужение на уровне элементов, чтобы достичь сужения результирующей функции распределения. Такая ДНА больше напоминает ДНА Бейл исса, в которой результат достигается уменьшением вклада центральных подрешеток 2 и 3.

Численный пример приведен в работе [118] для равномерной линейной решетки из $N = 24$ элементов и $M = 4$ подрешеток. Выбранный весовой коэффициент соответствует сужению ДНА Тейлора с отношением сигнала основного лепестка к сигналу боковых лепестков, равным 30 дБ. Есть только 4 цифровых весовых коэффициента. Это означает, что в такой решетке может быть достигнуто незначительное улучшение производительности. Тем не менее отношение сигнала основного лепестка к сигналу боковых лепестков в 25 дБ было получено для комбинации из 24 аналоговых весовых коэффициентов и 4 цифровых весовых коэффициентов. Для этой же решетки было получено отношение 20 дБ для разностного канала.

Соображения по адаптивности подрешеток. Сужение ДНА решетки на уровне элементов создает неравную мощность шума на выходе подрешеток из-за различного числа элементов в каждой подрешетке. Используя адаптивность, можно попытаться выровнять шум между каналами, тем самым сводя на нет отрицательные результаты сужения [119]. Преобразование T , которое кодирует архитектуру подрешетки*, должно быть таким, чтобы $T^H T = I$. Тогда мощность шума на выходе подрешеток будет равной. Впоследствии недостающие весовые коэффициенты сужения накладываются цифровым способом на выходные сигналы подрешеток (происходит пересмешивание весовых коэффициентов) [119]. Для примера рассмотрим линейную решетку из 12 элементов и косинусоидальное сужение на пьедестале. На рис. 24.9 показана сплошная кривая — ДНА решетки, состоящей из подрешеток, без нормирования шума на выходе подрешеток. Она примерно соответствует равномерному сужению (штриховая кривая); точечная линия — ДНА решетки из элементов и решетки из подрешеток после нормирования шума и пересмешивания весовых коэффициентов.

За рис. 24.10 следует численный пример, в котором описывается подавление радиопомех с направлением приема -50° и отношением П/Ш в 30 дБ. Непрерывная линия относится к неадаптированной ДНА, суженной на уровне элементов, тогда как точечная линия относится к ДНА, адаптированной на уровне подрешеток.

* Архитектура подрешеток может быть представлена матрицей T ; число столбцов M равно числу подрешеток, а число N строк равно числу элементарных излучателей в подрешетке. Элемент t_{ij} этой матрицы определяется как w_i , если i -й элементарный излучатель принадлежит j -й подрешетке или 0, если i -й элементарный излучатель не принадлежит j -й подрешетке, где w_i — весовой коэффициент сужения ДНА за счет аналоговой ступени СВЧ-обработки на рис. 24.8.

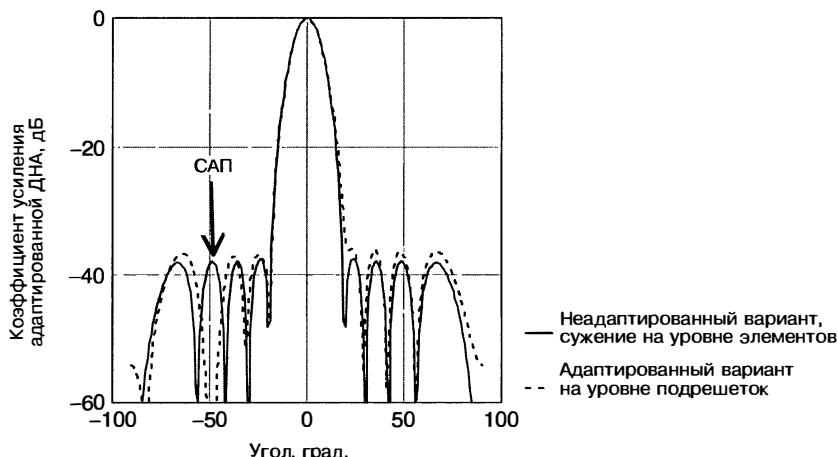


Рис. 24.10. Подавление радиопомех на уровне подрешеток: направление приема помех -50° (JDoA — Jammer Direction of Arrival)

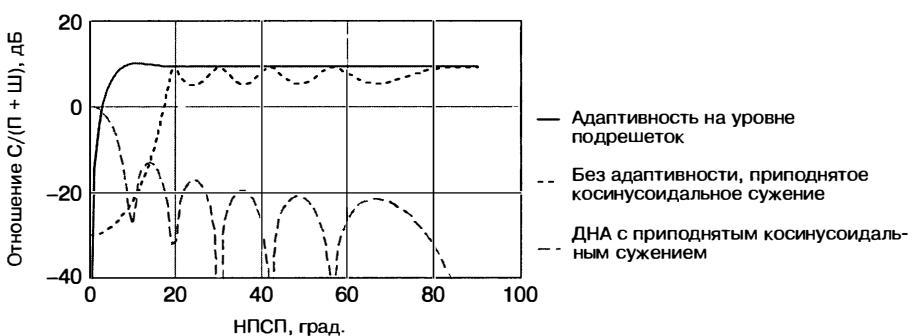


Рис. 24.11. Отношение полезного сигнала к сумме помех и внутреннего шума в зависимости от направления на САП

В общем случае выбраны подрешетки неправильной формы и с беспорядочным расположением, чтобы исключить побочные лепестки. Если помехи от САП попадают на боковой лепесток, то они будут обнулены (подавлены) за счет коррекции бокового лепестка и, соответственно, основного лепестка решетки. Например, рассмотрим РЛР с 12 элементами ($N = 12$); затем образуем два типа конфигураций неперекрывающихся подрешеток, имеющих по $M = 6$ подрешеток. Первая конфигурация правильная, с двумя элементами для каждой подрешетки. Вторая конфигурация неправильная, с 2, 1, 4, 2, 1 и 2 элементами соответственно. На рис. 24.11 приводится отношение $C/(P + \mathcal{W})$ на выходе решетки в зависимости от направления прихода помех. В частности, отношение мощности сигнала к мощности шума $P_c/P_{\mathcal{W}}$ равно 0 dB для направления прихода полезного сигнала цели 0° и отношения мощности помех к мощности внутреннего шума $P_{\mathcal{W}}/P_{\mathcal{W}}$, равного 30 dB. Представленные кривые зависимостей дают общее представление о функционировании системы. Прерывистая линия относится к ДНА решетки с распределением $\sin(x/x)$ на пьедестале (показана для сравнения с двумя другими кривыми). Точечная линия представляет собой отношение $C/(P + \mathcal{W})$ для неподвижной ДНА (без адаптивности) и напоминает перевернутые ДНА боковых лепестков и основного лепестка. Непрерывная линия соответствует $C/(P + \mathcal{W})$ для адаптивной неправильной архитектуры подрешеток. Максимальная величина $C/(P + \mathcal{W})$ равна $10 \lg 12$.

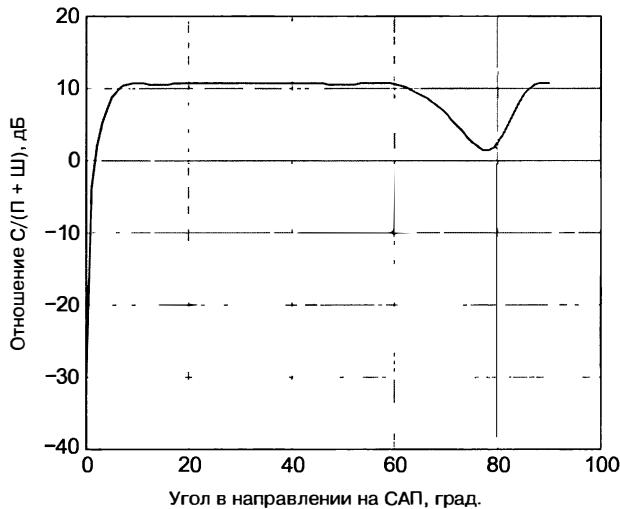


Рис. 24.12. Отношение полезного сигнала к сумме помех и внутреннего шума в зависимости от направления прихода сигналов САП

На рис. 24.12 приводится отношение $C/(P+Sh)$ для правильной конфигурации решетки при отсутствии сужения ДНА. Было замечено, что когда направление прихода радиопомехи вблизи 80° , то отношение $C/(P+Sh)$ снижается. Это обусловлено побочными лепестками. Максимальная величина $C/(P+Sh)$ составляет 10,79 дБ = $10 \lg 12$, т.к. в данном случае отсутствуют потери на сужение ДНА.

Сверхразрешение. Разрешение традиционных антенн ограничено хорошо известным критерием Рэлея, который утверждает, что два источника шума равной амплитуды могут быть разрешены, если они находятся на угловом расстоянии, равном $0,8\lambda/L$ в радианах, где λ — длина волн, а L — длина апертуры. Когда падающую волну принимают с большим отношением (P/Sh) , адаптивная решетка антенны, в принципе, сужает *адаптивную полосу пропускания*, достигая тем самым более точной оценки падающей волны по азимуту. Если есть возможность получения более точных селективных импульсов на САП, то их можно использовать для формирования ДНА в направлениях на источник помех, а в последующем — в качестве вспомогательных каналов для адаптивного подавления помех [121]. Направления прихода помех также можно использовать для детерминированного обнуления основного лепестка ДНА [122]. Дополнительно к информации о направлении на источники помех и мощности САП этот метод позволяет определить общее число источников помех, а также источников, у которых есть взаимная корреляция. Подобную информацию можно использовать для слежения и каталогизации источников помех в целях надлежащей на них реакции. Нанесение на карту станций помех является функцией, которая выполняется в фоновом режиме и используется для выбора режимов (например допустимые направления (сектора) работы, формы импульсов) многофункциональной РЛС и для оценки обстановки в целом. Сверхразрешение должно дать возможность разрешать несколько некоррелированных источников. Благодаря возможности подавления боковых лепестков, а также сглаживанию проблем сверхразрешение может стать жизненно необходимым для составления карт помех, особенно в случае, когда источников помех несколько. Сверхразрешение также представляет интерес в качестве противодействия преднамеренным радиопомехам, а именно для противодействия перекрестным помехам, создаваемым головкам самонаведения (ГСН) ракет (см. раздел 12.1 в работе Вирта [102]).

Концепция сверхразрешения была в основном разработана и проанализирована В.Ф. Габриэлем [123] в научно-исследовательской лаборатории военно-морских сил (США). Различные методы для оценки азимута были описаны Габриэлем и впоследствии другими авторами [34, 124—130]. Один из методов — метод максимальной

энтропии (MEM — Maximum-Entropy Method)¹, был изобретен Дж.П. Бургом. Метод хорошо работает с адаптивным формирователем ДНХауэлса—Аппельбаума, который имеет всенаправленную ДН приемной антенны, за исключением тех случаев, когда присутствуют станции радиопомех. Наличие САП указывается направлениями нулей в ДН приемной антенны. Поскольку нули всегда острее, чем лепестки ДНА, то азимут станций помех можно всегда получить точнее, используя адаптивную ДНА. При этом еще возможно добиться сверхразрешения. Требуемая диаграмма пространственного спектра получается в результате инверсии адаптированной диаграммы. Как было отмечено Габриэлем, в данном случае нет истинной ДНА, поскольку в решетке отсутствуют линейные комбинации сигналов, которые могут сформировать подобную заостренную пространственную диаграмму. Это просто функция, рассчитанная из величины, обратной адаптированной ДНА. Сверхразрешение и адаптивные антенны для подавления САП тесно связаны между собой. Грубо говоря, разница между ними в том, что сверхразрешение создает диаграмму с обнулением вниз (адаптивные антенны для подавления САП), а адаптивные антенны создают диаграмму с обнулением вверх, т.е. пики (сверхразрешение станций радиопомех).

Один из ограничивающих факторов метода сверхразрешения состоит в том, что для его реализации требуется, чтобы принятые сигналы в точности согласовывались с моделями приемной решетки. Согласование может быть нарушено из-за эффектов распространения (например, пространственный разброс и нестационарность), а также аппаратных эффектов (например, рассогласование каналов). Эти факторы влияют также и на рабочие характеристики адаптивных антенн при подавлении радиопомех, однако несоответствие модели решетки принимаемым сигналам может более серьезно снизить эффективность метода сверхразрешения. Повышение эффективности метода сверхразрешения часто достигается за счет строгого соответствия принятой модели. Если модель неточна, то метод, основанный на ее использовании, со временем становится чувствительным к отклонениям от модели и более склонным к ненадлежащему функционированию.

Для эффективного сверхразрешения требуется решетка с достаточным числом подрешеток, что может стать причиной недостаточно широкой практики применения этого метода в РЛС, за исключением экспериментальных вариантов. Сверхразрешение, основывающееся на использовании небольшой системы КБЛ, оказывается неэффективным, поскольку это ведет к максимальной энтропии метода регрессивного анализа, который, являясь нелинейным процессом обработки, обладает высокой вероятностью образования ложных пиков.

Практические эксперименты показали, что предел разрешения определяется в большей степени способом применения и факторами окружающей среды, а не одними только соображениями в отношении П/Ш.

24.7. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в передатчике

Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в передатчике, предполагают надлежащее использование, а также управление мощностью, частотой и формой импульса излучаемого сигнала. Один из подходов в борьбе с активными преднамеренными шумовыми радиопомехами с позиции грубой силы состоит в повышении мощности, излучаемой РЛС. Этот метод в сочетании с «подсветкой цели» радиолокационной антенной приводит к увеличению дальности радиолокационного обнаружения. Могут оказаться эффективными режимы подсветки цели или поиск цели сквозь радиопомехи, но за это придется заплатить свою цену. Это объясняется тем, что РЛС задерживает ДНА в определенном направлении в ущерб другим направлениям. Кроме того, режим обнаружения сквозь активные помехи неэффективен против противолокационных отражателей, ложных целей, ретрансляторов, имитирующих помехи и т.п.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Maximum-Entropy Method» (MEM) используется термин «метод максимальной энтропии». —Прим. ред.

Более эффективным является использование сложных сигналов, перестраиваемых и непохожих на радиолокационные сигналы, которые дают максимальную нагрузку на системы радиоэлектронной разведки и подавления. Некоторые способы защиты от помех относятся к изменению передаваемой частоты в системах с быстрой перестройкой несущей частоты или в режимах частотного разноса и использования мгновенной полосы пропускания [131–133]. *Перестройка несущей частоты* обычно подразумевает способность РЛС менять частоту передатчика от импульса к импульсу или от пачки к пачке импульсов. Изменение несущей частоты от пачки к пачке при этом позволяет использовать доплеровскую обработку, которая несовместима с перестройкой несущей от импульса к импульсу. При поимпульсной перестройке несущей частоты производится сдвиг центральной частоты каждого переданного импульса либо случайным образом, либо в соответствии со схемой, задаваемой программой, выбирающей несущую из большого числа имеющихся частот. Несущая частота последующего импульса в общем случае не может быть предсказана на основе несущей частоты текущего импульса [134]. *Частотное разнесение* предполагает использование нескольких дополнительных радиолокационных передатчиков, работающих на различных частотах в составе одной РЛС (например в РЛС с многолучевой по углу места ДНА за счет использования различных частот для каждого луча [38]) или от нескольких РЛС. Перестройка несущей частоты, а также частотный разнос предназначены вынудить САП рассредоточивать свою энергию во всем диапазоне частот перестройки РЛС, что, в свою очередь, будет приводить к снижению плотности создаваемых помех и, соответственно, повышению эффективности защиты от радиоэлектронных помех [29].

Хорошим примером использования частотной области в интересах защиты от помех является Senrad — экспериментальная с большой дальностью обнаружения радиолокационная станция слежения в воздухе, построенная и испытывавшая в научно-исследовательской лаборатории военно-морских сил США [135]. Senrad был примером того, как строить РЛС так, чтобы заставлять САП рассредоточивать (распылять) излучаемую ей энергию на единицу полосы частот: в РЛС использовался частотный разнос, а также быстрая перестройка несущей частоты. Эта РЛС продемонстрировала, что ее необычно широкий частотный диапазон позволяет снизить эффективность САП, которая значительно ухудшает работоспособность более узкодиапазонных РЛС.

Перестройка несущей частоты, частотный разнос и метод мгновенной полосы пропускания представляют собой разновидность методов защиты от радиоэлектронных помех, при которой полезный сигнал рассредоточен в очень широкой области частот (или пространства или времени) для того, чтобы снизить обнаружительную способность станций РЭР и/или противорадиолокационных ракет и затруднить создание радиопомех. Этот метод защиты от помех относится к области кодирования формы импульса [3, 136, 137].

Функция неопределенности (AF — Ambiguity Function)¹ является инструментом для формирования параметров импульса в интересах разрешения, уровня боковых лепестков и неоднозначности [137]. При выборе параметров импульса для конкретной области применения РЛС его функцию неопределенности необходимо проверить по параметрам окружающей среды, в которой будет работать РЛС. Так называемая диаграмма окружающей среды отражает спектральные, пространственные и амплитудные характеристики среды, которая окружает РЛС (мешающие отражения, радиоэлектронные помехи, такие как противолокационные отражатели, преднамеренные помехи и, возможно, помехи от находящихся поблизости электромагнитных установок) и используется для формирования параметров зондирующих импульсов РЛС. Пример диаграммы окружающей среды приведен на стр. 15 работы Леванона и Моузсона [137], где в плоскости «дальность / доплеровская частота» показаны области, в которых ожидаются преднамеренные помехи и противорадиолокационные отражатели, расположенные на большой высоте. На эту же диаграмму наложены ожидаемые траектории полета цели и линия постоянного уровня функции неопределенности, например, для пачки импульсов.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Ambiguity Function» (AF) используется термин «функция неопределенности». — Прим. ред.

По мере движения цели по определенной траектории функция неопределенности будет перемещаться соответствующим образом, а ее ложные пики будут скользить поперек областей с противорадиолокационными отражателями и преднамеренными помехами, характеризуя интенсивность и характерные особенности отраженных радиолокационных сигналов.

Параметры импульса включают в себя в том числе вобуляцию частоты повторения от импульса к импульсу (от пачки к пачке) и могут оказаться полезными для защиты от некоторых типов станций дезинформирующих помех, но не смогут обеспечить защиту от САП вообще. Кодирование параметров импульса затрудняет процесс создания дезинформирующих или уводящих (имитирующих) помех, так как противник не должен знать или предвидеть точные параметры переданного импульса. Таким образом, это дает гарантию максимальной дальности противодействия подобного типа помехам. Внутриимпульсное кодирование для сжатия импульсов может быть особенно эффективно для повышения дальности обнаружения и разрешающей способности РЛС без увеличения пиковой мощности на излучение.

Достоинством метода также является возможность проверки сигналов от САП по обнаружению в их частном спектре зон, свободных от помех, в целях их использования для рабочих частот РЛС. Метод особенно полезен для борьбы с импульсными, прицельными и неоднородными заградительными помехами. Его эффективность в первую очередь зависит от диапазона перестраиваемых частот РЛС, скорости сбора данных и сопровождения по частоте адаптивной станции помех. Подходящим для этой цели является метод *автоматического выбора частоты* (AFS – Automatic Frequency Selection)¹ [133, 138].

Другой метод, позволяющий снизить влияние шумовых помех в основном лепестке ДНА, состоит в повышении частоты передатчика (как альтернатива применению более крупной антенны) дляужения ширины ДНА. Это позволяет уменьшить сектор, подавляемый радиопомехами в основном лепестке, и также создавать селекторный импульс в направлении САП. Селекторные импульсы нескольких пространственно разнесенных РЛС дают возможность определить местоположение САП.

Применение полупроводниковых передатчиков [36–40] позволяет создавать формы импульсов в процессе функционирования, которые могут быть использованы при создании РЛС, обладающей высокой скрытностью.

Следует заметить, что одним из факторов, снижающих эффективность методов защиты от радиоэлектронных помех, является ограничение полосы электромагнитного спектра, выделяемой для РЛС. Как уже обсуждалось, работа в широкой спектральной области обеспечивает высокую эффективность методов защиты от помех, но гражданские и коммерческие системы связи захватывают дополнительные спектральные области в ущерб возможностям защиты от помех систем военного назначения.

24.8. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в приемниках

Помеховые сигналы, которые проходят через антенно-фидерный тракт (в котором реализованы меры помехозащиты), приводят приемный тракт обработки сигналов в состояние насыщения (перегрузки). Для того чтобы избежать насыщения, необходим приемник с широким динамическим диапазоном.

Логарифмические усилители приемников позволяют подавить шумовые помехи, но при этом они оказывают отрицательное влияние на результаты доплеровской обработки полезных сигналов и мешающих отражений. Логарифмический усилитель приемника является устройством, в котором выходной видеосигнал в определенном диапазоне пропорционален логарифму радиочастотной огибающей входного сигнала. Таким образом, он может предотвращать перегрузку приемника при наличии меняющихся по интенсивности активных шумовых помех. В случае

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Automatic Frequency Selection» (AFS) используется термин «автоматический выбор частоты». — Прим. ред.

использования в приемнике усилителя с линейной характеристикой и низким динамическим диапазоном даже умеренные по уровню активные шумовые помехи приводят к перегрузке, в результате которой сигнал цели не обнаруживается. Основной недостаток приемника с логарифмическим усилителем заключается в том, что его логарифмическая характеристика приводит к спектральному разбросу принимаемых (отраженных) сигналов. В случае если спектр отраженных сигналов мешающих отражений будет проникать в спектральную область, в которой ожидается появление цели [21, 29], то становится невозможным использование импульсно-доплеровских РЛС или РЛС с СДЦ.

Главное то, что проблема динамического диапазона важна для подавления как преднамеренных радиопомех, так и мешающих отражений, которые всегда присутствуют в РЛС. Таким образом, в современных РЛС рекомендуется использовать приемники с широким линейным динамическим диапазоном (например 100 дБ). Этот широкий диапазон необходимо поддерживать и в АЦП с подходящим числом бит. При этом следует учесть, что согласно эмпирическому правилу каждый бит добавляет 6 дБ в динамический диапазон.

Аппаратные или программные ограничения могут также противодействовать помеховым сигналам. Они являются нелинейными устройствами без блока памяти, которые обрезают сигналы помех в широком диапазоне амплитуд. Приемники Dicke-Fix с защитой от активных преднамеренных радиопомех с частотной модуляцией описаны в работах [29, 139]. Они используются с широкополосным усилителем промежуточных частот (УПЧ, IFa — Intermediate-Frequency amplifier)¹ и ограничителем, устанавливаемым перед узкополосным УПЧ. Широкополосный усилитель может быстро восстанавливаться после воздействия активных радиопомех с частотной модуляцией, а ограничитель обрезает принятые сигналы помех. Узкополосный сигнал цели проходит через широкополосный усилитель и ограничитель без заметных искажений и суммируется узкополосным фильтром, согласованным с сигналом. Слово «Fix» в названии приемника было принято много лет назад, чтобы показать, что этот приемник уже был до момента возникновения проблемы и его следует заменить на что-то более эффективное. Часто его ставили вместе с выключателем, чтобы при необходимости его можно было отключать. В настоящее время Dicke-Fix не устанавливается в современных РЛС, особенно в импульсно-доплеровских РЛС. Для решения других задач в РЛС такой приемник интереса больше не представляет.

Для исключения перехода приемника в состояние перегрузки в РЛС могут использоваться специальные схемы обработки сигналов, например схемы для подавления НЧ-составляющих сигналов, порождаемых мешающими отражениями (FTC — Fast-Time Circuit)², возможно, схема автоматической регулировки усиления (АРУ) и ПУЛТ, малопригодные для современных сигналов [8, 29, 31]. Однако такие схемы не разрабатывались специально в качестве методов защиты от помех. Например, устройство стабилизации ПУЛТ позволяет обнаруживать сигналы, которые по величине превосходят мешающие отражения, не допуская, чтобы эти помехи перевели приемник в состояние перегрузки. При этом устройства стабилизации ПУЛТ не обеспечивают обнаружение полезного сигнала ниже уровня мешающих отражений. Система АРУ поддерживает работу приемника РЛС внутри динамического диапазона, не допуская его перегрузок и обеспечивая надлежащую нормировку с тем, чтобы полезные сигналы имели стандартную амплитуду и поступали на схемы обработки по дальности, скорости и углу сопровождения. В заключение отметим, что эти устройства используются в РЛС и в качестве средств подавления преднамеренных помех.

Подводя итоги, можно сказать, что не так уж много было сделано с приемной системой для борьбы с преднамеренными радиоэлектронными помехами, кроме хорошего приемника, который просто качественно выполнял бы свои функции.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Intermediate-Frequency amplifier» (IFa) используется термин «усилитель промежуточной частоты» (УПЧ). — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Fast-Time Circuit» (FTC) используется термин «схема для подавления НЧ-составляющих, порождаемых мешающими отражениями». — Прим. ред.

В настоящее время современные многоканальные РЛС с ФАР находятся на пути к использованию полностью цифровых программно управляемых приемников. Такие РЛС называют РЛС с цифровыми антенными решетками. В этом случае ожидают достичнуть более широкого линейного динамического диапазона и более широкополосной калибровки приемников, благодаря которым будет поддерживаться адаптивность нескольких десятков каналов, обладающих существенными достоинствами в борьбе с направленными активными шумовыми помехами.

24.9. Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в схемах обработки сигналов

Цифровая когерентная обработка сигналов сильно снижает влияние мешающих отражений и противолокационных отражателей [3, 140]. Это обстоятельство мотивировало применение методов когерентной доплеровской обработки, таких как фиксированная и адаптивная селекция движущихся целей (СДЦ) или оптимальная импульсная доплеровская обработка. На практике из-за ограниченной степени подавления мешающих отражений, а также противолокационных отражателей и активных радиопомех наряду с когерентными устройствами требуются также некогерентные устройства, поскольку остаточные помехи могут представлять собой значительный источник сигналов ложной тревоги. Среди некогерентных устройств заслуживают внимания детекторы сигналов ложной тревоги [141–145] и дискриминаторы импульсов по длительности, причем последние очень эффективны против импульсных радиопомех. Схемы дискриминаторов импульсов по длительности измеряют продолжительность каждого принятого импульса. Если принятый импульс не совпадает по длительности с переданным импульсом, то его отбраковывают. Метод дискриминации импульсов по длительности может оказать помощь в отбраковке сигналов от противолокационных отражателей. Фактически отраженные сигналы, возвращающиеся от противолокационных отражателей, имеют большую длительность, чем передаваемые РЛС импульсы. Однако если цель находится вблизи коридора противолокационных отражателей, то дискриминатор импульсов по длительности может также подавить и сигнал цели.

Когерентная обработка. Наиболее эффективным методом борьбы с противолокационными отражателями, доступным для РЛС, является применение доплеровской фильтрации, использующей различия в характеристиках движения цели и противолокационных отражателей [3]. Характеристики противолокационных отражателей аналогичны характеристикам мешающих отражений от метеообъектов, за исключением внеполосных отражений, которые обрезаются, чтобы соответствовать спектру частот РЛС. Мешающие отражения от метеообъектов и противолокационных отражателей отличаются от мешающих отражений от земной поверхности или наземных предметов средним доплеровским сдвигом частот и доплеровским спектром частот, обусловленных скоростью и направлением ветра (дополнительный спектр частот появляется в результате изменения скорости ветра в зависимости от высоты). Противолокационные отражатели передвигаются ветром, локальные направления которого изменяются в зависимости от высоты, и есть способы (адаптивная СДЦ и оптимальная доплеровская обработка*), позволяющие с помощью схем СДЦ обнулить движущиеся и стационарные нежелательные отраженные сигналы [55, 136, 146]. Используются две основные методики доплеровской фильтрации. Первая — схема СДЦ, использующая частоту следования импульсов, которой соответствует однозначный диапазон

* Система адаптивной СДЦ оценивает среднюю доплеровскую частоту движущегося источника мешающих отражений и производит ее вычитание из текущего спектра частот помех. При оптимальной доплеровской обработке оценивается спектр мешающих отражений и их форма в целом, используя обращение ковариационной матрицы мешающих отражений и фильтр подавления соответственно. Кроме того, при наличии банка данных доплеровской фильтрации можно объединять отраженный сигнал от движущихся целей. Оптимальные весовые коэффициенты фильтра рассчитываются с помощью уравнения, аналогичного (24.6), применяемого к отраженной пачке когерентных импульсов РЛС.

дальностей, и одновременно использующая комбинированный доплеровский фильтр, центральная (нулевая) частота которого соответствует средней радиальной скорости противолокационных отражателей [3]. Вторая методика относится к импульсной доплеровской фильтрации, использующей высокую частоту следования импульсов, которой соответствует однозначный диапазон скоростей (спектра доплеровских частот) в сочетании с блоком доплеровских фильтров, позволяющих отделить цель от противолокационных отражений [3]. Проблема борьбы с противолокационными отражателями может появиться тогда, когда в атмосфере наблюдаются значительные отличия скорости ветра по высоте. При наличии сильных отличий в скорости ветра спектр доплеровских частот от противолокационных отражателей может иметь большую спектральную ширину (если только ширина ДНА по углу места не очень узкая, как это имеет место в трехмерных РЛС и РЛС многолучевой ДНА по углу места [38]), так что будет сложно устранить отраженный сигнал от движущихся противолокационных отражателей. Импульсно-доплеровская РЛС имеет больше шансов, но также имеет свои собственные проблемы в связи с наложением мешающих отражений, которые могут занимать большую протяженность по дальности.

Когерентные устройства доплеровской обработки могут потребовать относительно большого числа импульсов (более 10), которые должны быть переданы на одной несущей с постоянной частотой повторения. САП может измерить несущую частоту первого переданного импульса, а затем произвести настройку своих параметров для создания прицельной помехи на несущей частоте в ответ на последующие поступающие от РЛС импульсы. Кроме того, требование постоянной частоты следования импульсов исключает применение поимпульсной вобуляции, являющейся наиболее эффективным методом борьбы против САП, которые создают ответные помехи. Устройства когерентной доплеровской обработки сигналов также обычно уязвимы к импульсным радиочастотным помехам, особенно в РЛС с ограниченным числом импульсов в когерентной пачке [147].

Другим методом защиты от преднамеренных радиоэлектронных помех, который следует учитывать, является сжатие импульса с помощью согласованного фильтра. Это близко по смыслу с кодированием формы (параметров) импульса, описанным в разделе 24.7. Сжатие импульса является методом, в котором длинные импульсы передаются в направлении на цель для повышения энергии, при этом сохраняя разрешение цели, которое эквивалентно передаче коротких импульсов [136, 137, 141]. Оно почти всегда применяется в радиолокации для достижения высокого разрешения по дальности или для снижения пиковой мощности. Сжатие импульсов может быть использовано для защиты от помех и будет обсуждаться далее [3, 148]. Когда обзорная РЛС, использующая сжатие импульсов, сравнивается с традиционной обзорной РЛС с импульсами такой же длительности, то в приемнике САП не будет известен (в общем случае) код, требуемый для сжатия импульса, и противник окажется в неблагоприятном положении. По сравнению с РЛС, использующими простые длинные импульсы, в РЛС со сжатием импульсов повышается способность противостоять протяженным отраженным сигналам, таким как мешающие отражения и противолокационные отражатели. Кроме того, шумовые помехи САП не коррелируются с сигналами, сжимаемыми при обработке. При этом мощные мешающие отражения становятся похожи на шум и не могут быть спутаны со сжатыми импульсами, что исключает отображения помех на дисплее оператора [29]. Недостатки сжатия импульсов связаны с относительно большой длительностью кодированного импульса. Это обстоятельство обеспечивает (предоставляет) большее время оборудования РЭП для обработки этого импульса. Во многих случаях сжатие импульса создает условия для легкого создания активных преднамеренных радиопомех РЛС. Импульсное сжатие также восприимчиво к закрывающему отраженный сигнал помеховому импульсу, имеющему большое отношение П/Ш, при котором отраженный от цели сигнал оказывается закрытым импульсом помехи. Длительность помехового импульса обычно больше, чем отраженный от цели сигнал РЛС [13]. Этому способу РЭП можно противодействовать с помощью одного из методов защиты от помех, использующего канал накрывающего импульса, в котором сопровождение цели осуществляется по помеховым импульсам, а не по отраженным от цели радиолокационным сигналам [29].

Цифровая когерентная обработка, применяемая в приемнике Dicke-Fix, требует наличия когерентного ограничителя, который бы сохранял фазу сигнала, одновременно поддерживая амплитуду постоянной*. В РЛС, использующей кодированные по фазе сигналы, когерентный ограничитель устанавливается перед фильтром сжатия импульса. Во время приема радиопомехи и сигналы цели обрезаются по амплитуде. Сохранение закодированной фазы сигнала позволяет производить суммирование отраженной энергии от цели с помощью фильтра сжатия импульса, согласованного с кодом фазы. Схема обработки Dicke-Fix обладает недостатками, обусловленными тремя ограничениями. Первое связано с потерей обнаружительной способности, возникающей при отсутствии радиопомех. Второй недостаток относится к эффекту маскирования слабого сигнала цели, достаточно близко находящейся по дальности по отношению к сильному сигналу другой цели. Третий недостаток заключается в невозможности использования схемы Dicke-Fix совместно с доплеровской обработкой.

Стабилизация ПУЛТ. Этот метод вызван необходимостью оградить приемник от перегрузки ложными тревогами, которые приводят к снижению способности РЛС обнаруживать требуемые цели [41]. Он также играет роль одного из методов защиты от помех. Это объясняется следующими тремя причинами.

В первую очередь, назначение методов РЭП в широком смысле состоит в том, чтобы препятствовать обнаружению цели и отслеживать характеристики подавляемой радиолокационной системы. Эффективность обнаружения оценивается вероятностью правильного обнаружения. Работоспособность по сопровождению цели оценивается вероятностью правильного обнаружения и вероятностью ложной тревоги. Традиционная (выполняющая усреднение частоты ложных тревог) технология стабилизации ПУЛТ поднимает порог обнаружения в условиях шумовых помех и, таким образом, снижает число обнаруженных целей. Однако при этом обнаруженные цели можно теперь эффективно сопровождать, поскольку вероятность ложной тревоги поддерживается на достаточно низком уровне. Без использования устройства стабилизации ПУЛТ и без настройки порога обнаружения, вероятней всего, никаких целей не удалось бы сопровождать из-за большого числа ложных выбросов (обнаружений радиопомех), приводящих к перегрузке следящей системы. Традиционная технология стабилизации ПУЛТ на самом деле не устраняет радиопомехи: она просто их «прятает» от оператора РЛС. Однако это дает возможность системе сопровождения работать эффективно по обнаруженным целям и, таким образом, исключить сбой в работе РЛС в целом. В предельном случае, когда не было обнаружено ни одной цели (при наличии очень мощной станции радиопомех), можно все же утверждать, что отсутствие всякого сопровождения лучше, чем сопровождение множества ложных целей.

Во-вторых, не все станции радиопомех относятся к станциям шумовых помех. У некоторых из них есть режимы создания помех по дальности — скорости (доплеровской частоте), и устройство стабилизации ПУЛТ потенциально можно использовать для снижения действия и этих нежелательных сигналов за счет повышения порога обнаружения, предотвращая тем самым обнаружение ложных целей, которые с практической точки зрения могут вызвать серьезные проблемы у оператора РЛС.

В-третьих, в настоящее время уже разработаны адаптивные устройства стабилизации ПУЛТ, например адаптивные согласованные фильтры (AMF — Adaptive Matched Filter)¹ [115], которые в действительности можно считать средствами защиты от помех в том смысле, что они повышают вероятность правильного обнаружения, несмотря на структурированные помехи (в пространстве и/или во времени), одновременно сохраняя ПУЛТ, что позволяет эффективно сопровождать обнаруженные цели, а не довольствоваться большим числом ложных обнаружений. Этот тип обработки или аналогичный, полученный из обобщенного критерия отношения правдоподобия (GLRT — Generalized Likelihood Ratio Test)², использовался в некоторых типовых РЛС.

* Например, используется с кодами Баркера, когда ограничения на амплитуду не наносят ущерба коду фазы.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Adaptive Matched Filter» (AMF) используется термин «адаптивные согласованные фильтры». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Generalized Likelihood Ratio Test» (GLRT) используется термин «обобщенный критерий отношения правдоподобия». — Прим. ред.

Более того, любая РЛС должна предупреждать оператора о повышенном уровне шума, вызванного помехами, даже если они могут быть невидимы благодаря устройству стабилизации ПУЛТ на дисплее, то есть не должна исключаться осведомленность оператора о наличии радиопомех и о том, что порог обнаружения был из-за этого поднят.

24.10. Способы боевого применения

До сих пор в этой главе нами рассматривались только методы электронной защиты от помех. Однако принцип оперативности и тактика применения также могут оказывать значительное влияние на способность РЛС противостоять РЭР, РЭП и самонаводящимся ПРЛР. Эта группа методов может быть разделена на методы тактики оператора, методы боевого применения, боевые порядки РЛС и собственных средств РЭР в помощь методам защиты от помех [8]. Оперативные методы против средств РЭП должны предусматривать использование управляемых ракет самонаведения на источники преднамеренных помех (НОЖ — Home On Jam)¹ для перехвата (уничтожения) станций шумовых помех. Самонаводящиеся на источник помех ракеты относятся к средствам, в которых используется приемник системы наведения на сигнал помехи, являющийся источником информации об угловом положении цели, позволяющий ракете выполнить самонаведение на цель.

Роль оператора при защите от помех относится к теме *человеческого фактора* [29]. Эта тема охватывает способности офицера ВВС, оператора РЛС, командующего и/или прочего персонала ВВС распознавать различные виды средств РЭП по анализу результатов их воздействия, принятию решения по выбору методов защиты от помех и/или предпринять необходимые действия по защите от помех в пределах инструкции оператору. Однако человек-оператор менее эффективен против одновременных атак многочисленных вооруженных средств противника, поддерживаемых мощной системой РЭП. Оператор, поставленный перед выбором метода защиты от помех в зависимости от вида создаваемых помех, скорей всего примет неправильное решение и/или среагирует на это слишком медленно. В подобной ситуации, скорей всего, следует обратиться к автоматически реализуемым методам защиты от помех как тенденции настоящего времени. Однако есть вероятность того, что иногда это может нанести вред возможностям защиты РЛС от помех, поскольку хорошо подготовленный оператор может определить, что именно происходит. В то же время автоматический процессор может принимать решения, основываясь лишь на предварительно запрограммированной логике компьютера, и может не распознать, когда происходит что-то необычное. В случае отсутствия оператора, который принимает решения, это может стать неблагоприятным фактором.

Методы боевого применения включают радиоэлектронную маскировку (EMCON — Emission Control)², соблюдение частотного регламента для различных РЛС, использование комбинаций методов защиты от помех, согласованных с методами РЭП, а также ложных передатчиков, чтобы заставить средства РЭП противника работать на других частотах и т.п. Радиоэлектронная маскировка представляет собой метод управления электромагнитным излучением всех своих систем или их отдельной группы для достижения максимальных преимуществ по отношению к противнику в части получения разведданных, обнаружения, идентификации, навигации, наведения ракет и т.п. Радиоэлектронная маскировка дает возможность выполнять различные операции, минимизируя вероятность раскрытия мест их проведения, идентификации, выявления уровня излучения или намерений о выполнении операций с помощью разведывательных приемников противника. Метод также предусматривает автоматизацию процесса излучения, управление параметрами излучения, такими как амплитуда, частота, фаза, направление и время запрета излучения,

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Home On Jam» (НОЖ) применяется термин «самонаведение на источник преднамеренных помех». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Emission Control» (EMCON) используется термин «радиоэлектронная маскировка». — Прим. ред.

а также планирование аналогичных параметров для всех модулей комплекса [29]. Планирование включения и выключения РЛС позволяет использовать для работы РЛС только те интервалы времени, в пределах которых должен выполняться обзор, что снижает вероятность обнаружения местоположения РЛС, которая может быть обнаружена радиопеленгатором (DF — Direction Finding)¹ или приемниками ракет самонаведения. Мерцающая РЛС (используя несколько РЛС со скоординированным временем их отключения и подключения) может «запутать» приемник радиопеленгатора или самонаводящейся ракеты. Передатчики РЛС-ловушки, антенны которых не расположены на РЛС, также могут быть использованы, чтобы вводить в заблуждение приемники радиопеленгаторов и самонаводящихся ракет. Эти ложные РЛС-ловушки могут также работать совместно с РЛС в мерцающем режиме.

Надлежащий выбор места для развертывания наземных РЛС в боевые порядки представляет определенную степень маскировки сигнала, исключающую, например, наземную РЭР. Высокая степень подвижности для тактических систем позволяет выполнять операции в режиме «излучил и отъехал» («излучил» — сменил позицию), она предназначена для предотвращения уничтожения РЛС с помощью соответствующего оружия самонаведения [3]. Развертывание радиолокационной сети с перекрытием зон обзора может предоставить методам защиты от помех дополнительные преимущества. Для снижения непреднамеренных помех все однопозиционные РЛС функционируют в строго определенной сетке несовпадающих частот. Таким образом, средствам РЭП противника потребуется подавлять все РЛС с учетом перекрываемых зон обнаружения, что будет приводить к снижению эффективности РЭП. Это можно считать разновидностью частотного разноса, который был рассмотрен в разделе 24.7.

И, наконец, следует отметить, что собственные средства РЭР могут содействовать методам защиты от помех своевременным предупреждением относительно возможной враждебной активности, предоставляя угловые координаты станций радиопомех противника и информацию о характеристиках этих станций. Эта информация полезна при выборе подходящего метода защиты от помех.

24.11. Использование методов защиты от помех

В этом разделе приведено описание применения ранее описанных методов защиты от помех при работе обзорных РЛС, РЛС сопровождения целей, РЛС с ФАР, РЛС формирования радиолокационного изображения и для загоризонтных РЛС. Применение методов защиты от радиоэлектронных помех в РЛС другого типа, таких как контрминометный радиолокатор, РЛС наведения ракет и навигационных РЛС, рассмотрено в литературе [3].

Обзорные РЛС. Задачей обзорных РЛС является широкозональное наблюдение и установление местоположения целей в пределах зоны обзора (поиска). Зона обзора РЛС по дальности, азимуту и углу места зависит от области применения РЛС. Отсчеты в процессе сопровождения цели, формируемые обзорными радиолокаторами, обрабатываются для последующего формирования трассы цели. Основными характеристиками обзорной РЛС являются дальность обнаружения при отсутствии помех, дальность обнаружения в условиях мешающих отражений и при наличии преднамеренных радиопомех, точность и частота обновления данных, а также уровень ложных тревог. В последующем рассматриваются в основном принципы проектирования, обусловленные удовлетворением требований защиты от угроз со стороны противника [3].

Обнаружение при отсутствии мешающих факторов является особенностью работы РЛС раннего предупреждения*, которые в первую очередь работают по

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Direction Finding» (DF) используется термин «радиопеленгатор». — Прим. ред.

* Конечно же, такие РЛС должны также видеть цели на малых дальностях, когда отраженные сигналы помех могут маскировать отраженный от цели сигнал. В связи с этим все РЛС управления гражданской авиации с большой дальностью обнаружения используют доплеровскую обработку.

целям, находящимся на большой высоте и на большой дальности за горизонтом, где влиянием мешающих отражений можно пренебречь. В таких условиях упрощенный анализ показывает, что эффективность РЛС относительно нечувствительна к частоте передатчика и форме импульса. Однако на практике предпочтительней более низкие СВЧ-частоты, поскольку легче получить большую антенну и высокую среднюю мощность на низких частотах, в то время как дождь и мешающие отражения при этом негативного влияния практически не оказывают. Максимальная дальность обнаружения цели с определенной ЭПО в свободном пространстве для обзорной РЛС, которая должна равномерно вести поиск в определенном объеме в заданный период времени, зависит от произведения средней передаваемой мощности РЛС (P) и эффективной апертуры антенны (A_r). Дальность обнаружения при этом обратно пропорциональна шумовой температуре, которая в настоящее время не оказывает существенного влияния и не является важной проблемой проектирования. Ситуация становится сложнее, когда обнаруживаемая цель относится к категории «Стелс» [149].

Проектирование формы импульса и рабочей частоты являются значимыми параметрами тактических РЛС и РЛС широкозонального наблюдения, которые должны обнаруживать низколетящие, осуществляющие прорыв цели с использованием затенения от складок местности, чтобы избежать обнаружения РЛС. В этом случае выбор формы импульса и несущей частоты производится в интересах решения проблем маскировки, многолучевого распространения, снижения влияния противолокационных отражателей, мешающих отражений и РЭП [134, 138, 150].

Основными угрозами со стороны средств РЭБ для обзорной РЛС являются: 1) шумовые помехи, 2) дипольные отражатели, 3) имитирующие помехи, 4) ложные цели и 5) сбрасываемые с борта устройства одноразового применения, а также 6) противорадиолокационные ракеты.

К распространенным типам радиопомех относятся шумовые помехи, действующие по основному и боковым лепесткам ДНА. Против такой угрозы является эффективным повышение произведения средней передаваемой мощности P на эффективную площадь раскрытия антенны A_r . РЛС военного назначения всегда должны иметь на 20 дБ больше произведение PA , чем предусмотрено стандартными требованиями, хотя это редко когда удается. Требование низкого уровня боковых лепестков ДНА должно быть согласовано с соответствующим расширением основного лепестка ДНА, так как его расширение может сделать РЛС более уязвимой к появлению в основном лепестке ДНА радиопомех.

Таким образом, противоборство со станцией помех в основном представляется энергетической борьбой между РЛС и станцией радиопомех. При действии шумовых помех по основному лепестку преимущество на стороне САП, поскольку в РЛС происходят потери сигнала при распространении как в сторону цели, так и обратно, в то время как потери энергии помехи происходят только на участке между САП и РЛС. Для исключения влияния радиопомех по боковым лепесткам разработчик РЛС может снизить за счет конструкции уровень боковых лепестков вместе с использованием методов подавления боковых лепестков. При наличии шумовых помех по основному лепестку ДНА РЛС может максимизировать отражаемую целью энергию за счет увеличения средней мощности и более продолжительного времени подсветки цели или за счет повышения коэффициента усиления антенны. В случае если скорость передачи данных у РЛС фиксированна, а скорость поиска по угловым координатам, обусловленная механикой или стратегией поиска, равномерна, тогда единственным вариантом для РЛС остается повышение средней мощности передатчика. Вторая возможность связана с управлением скоростью обмена данными, тем самым допуская более продолжительное время подсветки цели вдоль определенных пространственных секторов, именно там, где это необходимо. Способность оптимально менять скорость обмена данными является принципиальным преимуществом РЛС с ФАР [3].

Другим принципиальным методом защиты от шумовых помех, действующих по основному лепестку ДНА, является минимизация энергии шумовых помех, принимаемых РЛС. Это достигается разносом несущих частот передаваемых импульсов во всем частотном диапазоне РЛС, тем самым заставляя станцию помех перейти в режим создания заградительной помехи. Для этого можно использовать частотную перестройку и/или частотный разнос. Некоторые РЛС используют

автоматическое устройство, которое позволяет производить выбор частоты РЛС в той части спектра, в которой содержится минимальная энергия радиопомех [133, 138].

В соответствии с уравнением радиолокации для обнаружения целей (см. раздел 24.12) эффективность методов защиты от помех оказывается (в явном виде) нечувствительной к частоте*. Повышение несущей частоты зондирующего сигнала не влияет на отношение мощности сигнала к мощности помех в пределах элемента разрешения РЛС, когда апертура антенны и скорость обмена данными сохраняются постоянными. Повышение несущей частоты приводит к повышению коэффициента усиления по мощности антенны и числа элементов разрешения РЛС. Результирующий эффект состоит в повышении мощности отраженного сигнала на ту же величину, на которую снижено время облучения цели, тем самым сохраняя отношение энергии сигнала, отраженного от цели, к энергии радиопомех постоянным. Однако на практике влияние шумовых помех по основному лепестку ДНА можно снизить с помощью более высокой несущей частоты РЛС. РЛС с более высокой несущей частотой обычно имеют более узкую ширину ДНА и большую полосу пропускания рабочих частот (на 5–10% от центральной частоты РЛС), чем у низкочастотных РЛС. Таким образом, шумовые помехи, действующие по основному лепестку, подавляют меньшие сектора у высокочастотных РЛС, чем у низкочастотных РЛС. Кроме того, шумовые помехи по основному лепестку узкой ДНА имеют тенденцию к тому, чтобы направить селекторный импульс в направлении станции помех, что может быть использовано для триангуляции и установления местоположения САП. РЛС с более широкой полосой пропускания при надлежащем кодировании вынуждают САП рассредоточивать свою энергию в более широкой полосе, тем самым снижая спектральную плотность помех [3]. Принципы проектирования устройств для защиты от шумовых помех, действующих по основному лепестку ДНА, также применимы к шумовым помехам, действующим по боковым лепесткам, с добавлением того, что уровень боковых лепестков в направлении на САП необходимо минимизировать. Боковые лепестки со сверхнизким уровнем, порядка 45 дБ ниже основного лепестка ДНА, реально достижимы за счет использования современных технологий. Иногда контроль шумовых помех по боковым лепесткам с помощью антенн, имеющих сверхнизкий уровень боковых лепестков, не является корректным. Это обусловлено тем, что ширину основного лепестка следует для этого увеличить в два и даже в три раза. Кроме того, большинство штатных РЛС не используют антенны со сверхнизким уровнем (меньше чем –40 дБ) или низким уровнем (от –30 до –40 дБ) боковых лепестков, а имеют антенны с уровнем боковых лепестков в диапазоне от –20 до –30 дБ и средним уровнем боковых лепестков на 0–5 дБ ниже изотропных. Применяемые в штатных РЛС устройства подавления боковых лепестков могут также привести к снижению шумовых помех по боковым лепесткам антенны [3].

Как уже излагалось в разделе 24.9, методы защиты от помех применительно к дипольным отражателям в основном базируются на когерентной доплеровской обработке [3, 152]. В частности, в работе [152] приводится сравнение неперестраиваемых и адаптивных доплеровских компенсаторов применительно к отражениям от дипольных отражателей, зафиксированным многофункциональной РЛС с ФАР S-диапазона. Оба компенсатора обрабатывают пачку из 8 когерентных импульсов. Фиксированная (неадаптивная) обработка представляет собой дольф-чебышевский

* Как упоминалось ранее, низкие частоты могут быть предпочтительны для обзора на больших дальностях, потому что обычное уравнение радиолокации не включает в себя все значимые факторы. В случае применения радиопомех следует учитывать, что антенна САП на самолете имеет низкий коэффициент усиления по мощности на низких частотах, так что спектральная плотность мощности радиопомех может быть меньше на низких частотах. Кроме того, в случае, когда важен учет многолучевого распространения, производят выбор несущей частоты РЛС таким образом, чтобы снизить мощность принимаемых помех за счет формирования в приемной ДНА РЛС нулей в направлении на передающую антенну САП. ЭПО дипольных отражателей может быть не так легко снижать на низких частотах [151]. В заключение следует отметить, что низкие частоты РЛС обладают не такими уж недостатками, как это может показаться при анализе традиционного уравнения радиолокации.

фильтр с уровнем ослабления боковых лепестков -60 дБ относительно пикового значения ДНА. Адаптивный фильтр, основанный на оптимальной доплеровской фильтрации (см. разд. 24.9 и работы [55, 136, 146]) имеет весовые коэффициенты, полученные на основе оценки и обращения ковариационной матрицы возмущения (дипольных отражателей и шумов). Способность к обнаружению цели оценивалась в условиях плотного облака дипольных отражателей. Для определенного набора записанных измерений была показана в основном более высокая эффективность адаптивного фильтра по сравнению с неадаптивным фильтром.

Другой класс методов защиты от помех предназначен для того, чтобы противостоять имитирующему радиоэлектронным помехам. Станции имитирующих помех обладают рядом определенных признаков, которые могут быть использованы РЛС в интересах их обнаружения. Наиболее заметный из них заключается в том, что ложные сигналы цели обычно следуют за отраженными сигналами от истинных целей, несущих на борту станцию помех, и все находятся в одном угловом направлении с равными интервалами следования импульсов. Станция имитирующих помех использует задержку, которая больше, чем период (интервал) следования импульсов от истинной цели, чтобы создать на требуемом удалении сигнал ложной цели и затем с помощью поимпульсного воспроизведения создавать последовательность ложных сигналов целей. Создание ложных целей в направлениях, отличных от тех, по которым следует самолет с установленной на нем САП, требует импульсных сигналов помех, действующих по боковым лепесткам РЛС. Однако следует иметь в виду, что в большом числе РЛС используется подавление боковых лепестков (см. разд. 24.6), чтобы бороться с преднамеренными помехами этого типа.

Отраженные от настоящих целей сигналы имеют склонность к флюктуации от одного периода обзора к другому (в случае РЛС с фиксированной несущей частотой) и от импульса к импульсу (в случае РЛС с быстрой перестройкой несущей частоты). Станция ответных помех обычно посыпает одну и ту же амплитуду сигнала отклика на все получаемые ими сигналы, превышающие пороговое значение, и поэтому не имитируют флюктуации в отклике сигнала ложной цели. Кроме того, они обычно оказываются шире по азимуту, чем настоящие цели, благодаря эффекту модуляции сканирующей антенной РЛС ответных помеховых импульсов, имитирующих настоящую цель. Станции активных ответных радиопомех могут имитировать фактическую амплитуду отклика настоящей цели, и поэтому они более эффективны по сравнению со станциями импульсных помех с точки зрения способа радиоэлектронного подавления. Режим работы, который следует иметь в РЛС для различия сигналов истинных целей от сигналов ответных помех, основывается на анализе спектра доплеровских частот, при условии достаточного времени нахождения радиолокационного облучения на цели. Дополнительная дорогостоящая методика против имитирующих помех может основываться на измерении и анализе угловых и поляризационных характеристик отраженных от цели сигналов.

Те же самые соображения относительно способов защиты от помех применимы и к ложным целям, которые имеют признаки реальных целей, и их очень трудно идентифицировать в качестве ложных целей. Иногда проверяют характеристики мерцания обнаруженных целей, чтобы установить, соответствуют ли они характеристикам настоящих целей. Устройства одноразового применения часто отражают в направлении на РЛС сигнал, не имеющий доплеровского приращения частоты. При использовании доплеровского анализа можно находить отраженные от вращающихся элементов истинной цели сигналы, которыми должна обладать любая цель с механическим двигателем. Примерами являются реактивные или винтовые (турбовинтовые) двигатели, которые модулируют отражаемые сигналы и отождествляются с самолетными (воздушными) целями.

Противолокационные ракеты представляют серьезную угрозу для обзорной РЛС. Способность обзорной РЛС выживать при атаке противолокационных ракет связана с кодированием формы импульса (для ослабления энергии в определенном частотном диапазоне), с управлением излучаемой энергией во времени и вдоль угловых секторов, а также с использованием низкого уровня лепестков при передаче зондирующих импульсов. Все эти меры затрудняют наведение противолокационных ракет на РЛС. Когда атака противолокационной ракеты обнаружена, может

оказаться полезным включить пространственно удаленный передатчик имитирующих помех, чтобы отвести ракету от истинного местонахождения РЛС. Объединение РЛС в мерцающую сеть дает лучшие результаты. Траектория противорадиолокационной ракеты обычно выбирается такой, чтобы атаковать РЛС через мертвую зону, расположенную над РЛС, где ее обнаружительная способность минимальная. Поэтому требуется вспомогательная РЛС, которая обеспечивает высокую вероятность правильного обнаружения в области мертвых зон. Выбор низкой несущей частоты передатчика для вспомогательной РЛС дает ей некоторые преимущества (по отношению к СВЧ или УКВ). ЭПО противорадиолокационной ракеты становится больше по мере того, как длина волн РЛС приближается к размерам ракеты, вызывая явление резонанса [3]. Низкочастотная РЛС несколько менее уязвима для атаки самонаводящимися ракетами благодаря сложности использования такими ракетами низкочастотной антенны с ограниченной по размеру апертурой [151]. Однако низкочастотная РЛС имеет плохое угловое разрешение.

РЛС сопровождения цели. РЛС сопровождения цели имеют высокое разрешение и обеспечивают точное измерение кинематических параметров (положение, скорость и ускорение) целей. Оценки, корректируемые результатами измерений, и прогнозирование кинематических параметров во времени являются этапом обработки, используемым для построения трасс (траекторий) сопровождаемых целей. Наличие сопровождаемых трасс дает возможность наведения и управления собственными силами, выполнения оценок угрозы и поражения вражеских целей с помощью управляемого оружия. Сопровождение может осуществляться четырьмя способами.

1. Непрерывное сопровождение с помощью специализированной РЛС сопровождения, которую иногда называют *РЛС сопровождения одной цели* (STT), непрерывно удерживает свою антенну на отдельной цели, выбирая ошибки рассогласования между положением цели и равносигнальным направлением (РСН) антенны. Существует два различных типа таких РЛС, которые в прошлом называли *РЛС сопровождения с открытой или закрытой частотой сканирования*.

2. Дискретное сопровождение, когда сканирование в ограниченном угле, как в случае некоторых РЛС противовоздушной обороны (ПВО) и РЛС посадки, осуществляется с высокой скоростью поиск в ограниченном угловом секторе (например 10 или 20 раз в секунду).

3. Сопровождение «на проходе» (TWS — Trach White Scan)¹, как в настоящее время называют способ сопровождения у РЛС автоматического обнаружения и сопровождения (ADT — Automatic Detection and Tracking)². Система автоматического обнаружения и сопровождения создает трассы более чем одной цели, используя серию измерений по целям от одного обзора к другому, в ходе которых осуществляются обновленные выборки по сопровождаемым целям.

4. Многоцелевое сопровождение, реализуемое многофункциональными РЛС с ФАР, когда сопровождается несколько целей с помощью нескольких независимых ДНА, сформированных одной и той же апертурой решетки, которые распределяются среди разных целей. Этот раздел главы ограничен принципами проектирования специализированных РЛС сопровождения цели, обусловленных требованиями защиты от угрозы нападения со стороны противника [3, 153]. Следующий раздел посвящен многофункциональному РЛС с ФАР.

Высокая эффективность методов защиты от помех достигается излучением как можно большей средней мощности при наиболее высокой практически приемлемой несущей частоте передатчика совместно с наиболее низким уровнем боковых лепестков. Повышение несущей частоты передатчика при фиксированных размерах антенны способствует росту коэффициента усиления антенны по мощности G_r , что в конечном итоге повышает мощность принимаемого (отраженного от цели) сигнала пропорционально G_r^2 . В случае шумовых помех, действующих по основному лепестку, принимаемая мощность сигналов передатчика повышается

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Trach White Scan» (TWS) используется термин «сопровождение в процессе обзора» или «сопровождение «на проходе»». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Automatic Detection and Tracking» (ADT) используется термин «автоматическое обнаружение и сопровождение». — Прим. ред.

пропорционально G_t , что приводит к результирующему повышению отношения мощности сигнала к мощности помех в число раз, пропорциональное коэффициенту усиления по мощности антенны G_t . В этом, следует отметить, как раз и состоит основное различие между обзорной РЛС и РЛС сопровождения цели: дальность обнаружения РЛС сопровождения цели повышается с ростом несущей частоты при фиксированных размерах антенны. Причина этого повышения в том, что коэффициент усиления антенны прямо пропорционален увеличению несущей частоты, тем самым концентрируя большую мощность в направлении на цель. Эта повышенная мощность суммируется в течение времени, которое обратно пропорционально полосе пропускания контура управления. Для обзорных РЛС эта возросшая мощность собирается в течение более короткого времени, поскольку РЛС должна вести поиск в течение того же времени в большем числе элементов разрешения из-за более узкой ДН антенны.

При наличии помех в боковых лепестках принимаемая мощность шума пропорциональна коэффициенту усиления по мощности боковых лепестков антенны (G_{sl}), что, с учетом коэффициента усиления по основному лепестку G_t), приводит к результирующему повышению отношения мощности полезного сигнала к мощности помех в $G_t G_{sl}^{-1}$. Как и в случае обзорной РЛС, шумовые помехи по боковым лепесткам, а также имитирующие помехи могут быть еще больше ослаблены применением системы КБЛ совместно с системой ПБЛ, как описано в разделе 24.6.

Использование более высоких несущих частот в РЛС сопровождения цели делает такие РЛС менее восприимчивыми к шумовым помехам, в отличие от РЛС обзорного типа. Кроме того, тактические РЛС сопровождения целей могут сопровождать САП по углу. Сопровождение САП по углу с помощью двух пространственно разнесенных РЛС позволяет определять координаты станций помех с достаточной точностью.

Более угрожающим для РЛС средством РЭП являются станции активных имитирующих помех. Эти источники угрозы требуют значительно меньше энергии, чем станции шумовых помех (эта особенность имеет практическое значение для тактических самолетов, имеющих ограничения по габаритам для установки оборудования). Тем не менее они очень эффективны для захвата и имитации селекторного импульса дальности (с помощью помехи системе АСД), селекторного импульса скорости (с помощью помехи системе автосопровождения по скорости (АСС)) и дезинформации систем сопровождения целей по угловым координатам. Основным способом защиты от помех системам АСД является применение устройств сопровождения по дальности по переднему фронту импульса. Это объясняется тем, что для станции имитирующих радиопомех требуется время, чтобы успеть среагировать на передний фронт зондирующего импульса, которого оказывается недостаточно, чтобы передний фронт помехи совпадал с передним фронтом отраженного импульса. Вобуляция интервала следования импульсов и быстрая перестройка несущей частоты помогают исключить возможность станции помех прогнозировать последующие импульсы РЛС и формировать имитирующие помехи с соответствующими параметрами. Альтернативно этому РЛС сопровождения целей может использовать многоселекторную систему АСД для одновременного сопровождения как сигналов, отраженных от истинной цели, так и сигналов, являющихся имитирующими помехами. Этот подход использует то обстоятельство, что как сигналы имитирующих помех, так и сигналы, отраженные от цели, приходят из одного и того же углового направления, так что система сопровождения РЛС по углу всегда нацелена на реальную (истинную) цель [3].

Методика использования в РЛС системы АСС аналогична методу АСД. При этом учет сдвига несущей частоты первоначально программируется так, чтобы повторно поступающие сигналы находились внутри полосы пропускания доплеровского фильтра, содержащего первоначально отраженный от цели сигнал. Это необходимо для захвата полезного сигнала, находящегося в доплеровском фильтре, с помощью АРУ. Станция ответных помех, в свою очередь, последовательно осуществляет сдвиг частоты, имитирующей помехи до максимальной ожидаемой доплеровской частоты РЛС. Повторный сигнал помехи при этом отключается, заставляя РЛС, являющуюся объектом РЭП, повторно захватывать цель [3]. РЛС сопровождения когерентного типа могут измерять радиальную скорость, получаемую в

результате доплеровской обработки, и сверять ее со скоростью, полученной как производная дальности. Аномальные различия этих скоростей указывают на возможное присутствие имитирующих помех. Когда системы АСС и АСД функционируют совместно, то средства обороны (такие, например, как РЛС сопровождения) одновременно могут сопровождать истинные и ложные цели как по дальности, так и по доплеровской частоте (скорости). Использование многорежимных (с высокой, низкой и средней частотой повторений) РЛС также может быть эффективным способом защиты от помех, помогающим путем переключения режимов работы РЛС противодействовать уводу селектора дальности и селектора скорости.

Увод селекторного импульса по углу особенно эффективен против РЛС с коническим сканированием или, иными словами, РЛС пеленгации цели равносигнальным методом, использующим последовательное сравнение сигналов. Именно по этой причине такие устройства сопровождения не могут быть использованы в военных целях. Основной недостаток этих РЛС заключается в том, что увод системы сопровождения по углу осуществляется с использованием огибающей амплитудной модуляции на частоте сканирования, накладываемой на отраженные от цели импульсы за полный цикл сканирования. Чтобы эффективно подавить этот тип РЛС, система определения угловой ошибки сопровождения должна быть перенацелена на ложный сигнал, имеющий истинную амплитудную модуляцию и скорость сканирования, но значительно отличающийся от истинной фазы. Когда коническое сканирование или модуляция ДНА при переключении ее положения накладываются на ДНА передатчика и приемника станции помех, становится относительно просто синтезировать подходящий сигнал помехи путем обращения и повторения модуляции истинного сигнала в передатчике помех (ретранслятора с обратным коэффициентом усиления) [154]. Это может быть частично исключено в системе конического сканирования только в режиме приема, когда РЛС сопровождения излучает сигнал без сканирования ДНА, но принимает отраженный сигнал с помощью ДНА с коническим сканированием (COSRO – Conical Scan-on-Receiver Only)¹. Станция помех при этом не располагает сведениями относительно фазы сканирования ДНА, работающей на прием, и должна использовать метод проб и ошибок для нахождения требуемых параметров модуляции сигналов помех, пока не появится заметная (соответствующая) реакция в луче сопровождения РЛС (этот метод создания помех называют *шоковым* [13]). Система последовательного переключения ДНА только во время приема (LORO – Lobing-On-Receive Only)² скрывает частоту сканирования от потенциальной станции помех [3]. Коническое сканирование и последовательное переключение положения ДНА будут в ближайшее время заменены моноимпульсным методом. Таким образом, коническое сканирование (в том числе только в режиме приема) станет устаревшим.

Моноимпульсное сопровождение в соответствии с принципом своей работы является нечувствительным к дезинформирующему по углу помехам из одиночного точечного источника. Это является результатом моноимпульсного механизма определения ошибки по углу, формирующего ошибку, пропорциональную углу между целью и РЧН антенны для каждого отраженного импульса. Это осуществляется сравнением сигналов, полученных одновременно по двум или более антенным (парциальным) лучам, что отличается от таких методов, как переключение положения ДНА или конического сканирования, в которых для получения информации по углу требуются несколько импульсов. Для снижения эффективности метода моноимпульсного слежения при создании радиопомех обычно стремятся использовать чувствительность моноимпульсных РЛС к мерцанию отметок цели или к многолучевым сигналам [13].

Одним из таких методов, применяемых станциями помех, является известный метод создания мерцающих помех, который используется для подавления моно-

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Conical Scan-on-Receiver Only» (COSRO) используется термин «коническое сканирование только при приеме». — Прим. ред.

² В русскоязычном издании вместо термина «Lobing-On-Receive Only» (LORO) используется термин «переключение ДНА только на “приеме”». — Прим. ред.



импульсных РЛС, за счет искусственного раскачивания системы моноимпульсного сопровождения [13]. Изобретателями метода мерцающих помех являются Б. Лэвис (лаборатория по морским исследованиям, США) и Д. Говард (см. их патент [155], первоначально зарегистрированный в 1958 г.). Метод создания мерцающих помех по сути является интерферометром с двумя источниками, антенны которых обычно устанавливаются на концовках (на концовках обеих полуплоскостей) крыла самолета, как можно дальше друг от друга. Сигналы, принятые каждой антенной, установленной на крыле, излучаются этими же антеннами, но в противофазе по отношению друг к другу. Фактически это создает для РЛС кажущееся изменение направления цели. Для обеспечения большого отношения мощности помехи к мощности сигнала требуется ретранслятор с большим коэффициентом усиления. В противном случае отраженный от цели сигнал превысит сигналы помех в местах интерферометрического обнуления результирующей ДНА САП. Реализация этого метода предполагает значительную задержку (порядка 100 нс) повторяемого (ретранслируемого) сигнала, обусловленную наличием линии передачи и усилителя между антennами приемника и передатчика. Таким образом, современный или многоселекторный метод сопровождения по дальности должен быть эффективен для борьбы с мерцающими помехами [3, 13].

Отраженный от Земли сигнал помехи или рассеянная помеха поверхностью Земли (перенацеливающая помеху на подстилающую поверхность) относится к другому методу создания помех моноимпульсным РЛС, который предназначен для подавления полуактивных головок самонаведения (ГСН) и бортовых РЛС сопровождения целей. С помощью этого метода самолет со станцией помех облучает поверхность Земли впереди и ниже самолета таким образом, чтобы полуактивная ГСН наводилась на облучаемый участок поверхности Земли, а не на самолет со станцией помех. Неопределенность в параметрах рассеяния поверхности Земли и возможная деполяризация при отражении сигнала подсвета представляют определенные проблемы, связанные с использованием этого метода [3].

Метод отраженного от поверхности Земли сигнала помех, используемый для подавления бортовой РЛС, и соответствующие методы противодействия этому методу детально описаны в литературе [156–158]. Отраженный от поверхности Земли помеховый сигнал представляет собой значительную проблему для бортовых военных РЛС. Фактически обычно слабый сигнал цели в основном лепестке ДНА должен постоянно сравниваться с помеховыми сигналами, которые распространяются не только по прямой траектории, но также имеют многолучевое распространение от нижележащей поверхности Земли. Методы противодействия РЛС должны сосредоточиться на оценивании прямого помехового сигнала, линейной системы, созданной многолучевым распространением, и удалении переотраженного сигнала помех из принятого полезного РЛС сигнала [158]. Это также можно сделать, используя опорные сигналы, являющиеся сигналами источника помех [157]. Методы адаптивного подавления должны учитывать доплеровские эффекты, вызванные движением бортовой РЛС относительно САП и нестационарностью помехового сигнала, обусловленной двухпозиционной геометрией метода перенацеливающей помехи. Меры противодействия отраженным от поверхности Земли сигналам помех для загоризонтных РЛС описаны в работе Ю. Абрамовича и др. [159].

Моноимпульсные РЛС, использующие параболические зеркальные антенны, чувствительны к помехам на поперечной поляризации, создаваемой поверхностью зеркала антенны [3, 13]. Это происходит из-за того, что селектор датчика угловой ошибки имеет противоположный наклон по отношению к сигналу с поперечной поляризацией, что приводит к тому, что серводвигатель сопровождения по углу приобретает положительную обратную связь вместо отрицательной, необходимой для сопровождения. Моноимпульсные варианты РЛС с плоскими антенными решетками обычно имеют высокую устойчивость к помехам на поперечной поляризации (см. разд. 11.5 и работу Вирта [102]). В антенных решетках, в отличие от антенн с зеркальными отражателями, все элементы имеют одинаковую зависимость диаграммы направленности от поляризации. Диаграмма одного такого элемента умножается на множитель решетки и может применяться для получения как суммарных, так и разностных диаграмм. При этом результирующая форма диаграммы направленности не будет зависеть от поляризации [102].

РЛС с фазированной решеткой. В этом разделе приводится численный пример, иллюстрирующий роль устройства управления многофункциональной РЛС с ФАР при защите от радиоэлектронных помех. Обратимся к модельным испытаниям, изложенным в литературе, с помощью которых определяли типовые приемы применения средств РЭП, оперативные сценарии и эффективность ФАР при сопровождении целей в условиях РЭП. Модельные испытания [160] включали два способа РЭП, а именно с САП, находящейся вне зоны поражения, и уводящей помехой по дальности. САП, располагаемая вне зоны поражения, была установлена на самолет и излучала широкополосный шум в направлении РЛС. ДНА станции помех вращалась в направлении по часовой стрелке при полете самолета на высоте 3050 м и на скорости 168 м/с. При этом самолет находился примерно в 150 км от РЛС. Два круговых оборота выполнялись с ускорением 1,5 г. Передаваемые передатчиком шумовые импульсы воздействовали на РЛС мощностью γ_0 , не превышающей восьмикратную мощность внутреннего шума подавляемого приемника. Таким образом, шумовая помеха не могла полностью замаскировать цель. При создании уводящей помехи по дальности имитировался отраженный сигнал сопровождаемой цели, повторяемый с задержкой и усилением, необходимыми для увода строя дальности от истинной цели. Время задержки являлось управляемым в зависимости от закона движения прикрываемой цели. При линейном движении дальность ложной цели R_k^f связана с дальностью истинной цели R'_k соотношением

$$R_k^f = R'_k + v_{po}(t_k - t_0), \quad (24.12)$$

где v_{po} является скоростью увода по дальности, t_k — момент временного окончания наблюдения цели (срыва сопровождения), а t_0 — момент времени начала создания уводящей помехи по дальности. При ускорении выражение (24.12) принимает вид

$$R_k^f = R'_k + \frac{1}{2} a_{po}(t_k - t_0)^2, \quad (24.13)$$

где a_{po} является ускорением уводящей помехи.

Устройство управления РЛС. Функции управления и сопровождения тесно взаимодействуют между собой при корректировке сопровождаемой траектории по результатам текущих измерений, оценке вектора состояния цели и прогнозировании, которые необходимы для наведения луча РЛС на цель сразу после того, как цель была обнаружена, а также при выборе типа и параметров импульса излучения и порога обнаружения цели. Принципиальная схема взаимодействия устройства управления и фильтра сопровождения приведена на рис. 24.13, где r_k , b_k , e_k — координаты дальности, азимута и угла места, измеренные в момент времени t_k ; SNR_k — отношение С/Ш по мощности в момент времени t_k ; t_{k+1} — заданное время следующего наблюдения цели; $r_{k+1|k}$, $b_{k+1|k}$, $e_{k+1|k}$ — спрогнозированные дальность, азимут и угол места, используемые для наведения луча в момент времени t_{k+1} ; W_{k+1} — вектор параметров выбранного импульса в момент времени t_{k+1} ; β_{k+1} — порог обнаружения, заданный в момент времени t_{k+1} ; $X_{k|k}$, $P_{k|k}$ — вектор оценок состояния цели и ковариационная матрица оценок в момент времени t_k . Функционирование схемы реализуется применительно к двум замкнутым цепям: 1) цепь, включающую в себя модель РЛС, фильтр системы сопровождения и устройство управления; 2) цепь слежения. Обстановка наблюдается РЛС в момент времени t_k ; модель РЛС дает измерения r_k , b_k , e_k и С/Ш в момент времени t_k . Фильтр системы сопровождения корректирует предыдущий вектор оценок состояния цели $X_{k-1|k-1}$ и его ковариационную матрицу $P_{k-1|k-1}$ в момент времени t_k , получая новые оценки $X_{k|k}$ и $P_{k|k}$ и экстраполированные координаты $r_{k+1|k}$, $b_{k+1|k}$ и $e_{k+1|k}$ на момент времени t_{k+1} . Устройство управления формирует параметры импульса W_{k+1} и пороговое значение β_{k+1} для обнаружения цели в момент времени t_{k+1} .

Определение периодичности выборок. Периодичность выборок формируется из конечных возможных величин, основываясь на кинематических параметрах цели (оценочная скорость), а также на том, не произошел ли пропуск цели в момент обнаружения. Если нет обнаружения и соответствующих измерений, которые могут быть связаны с целью, периодичность выборок устанавливается равной $T_s = 0,1$ с. и производится выбор параметров радиолокационного импульса с самой высокой энергией, чтобы исключить второй пропуск цели при попытке обнаружения из-за

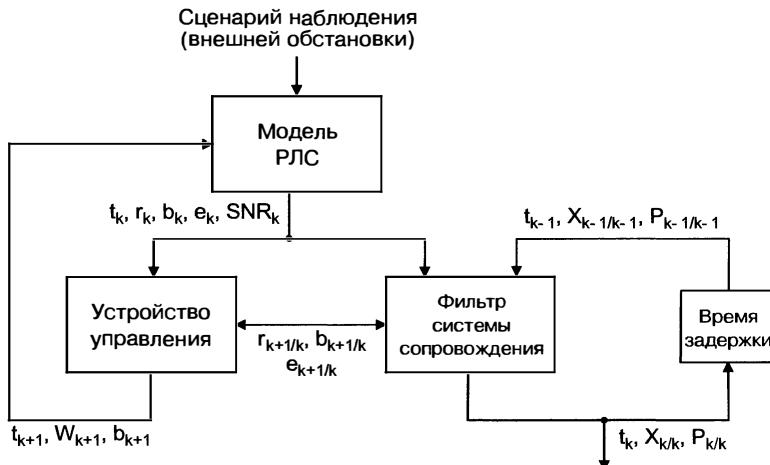


Рис. 24.13. Взаимодействие устройства управления и фильтра системы сопровождения цели

возможно низкой ЭПО цели. В общем же случае периодичность выборок устанавливается следующим образом:

- $T_s = 0,5$ с. — для целей с ожидаемой скоростью выше 400 м/с;
- $T_s = 2$ с. — для целей с ожидаемой скоростью между 100 и 400 м/с;
- $T_s = 3$ с. — для целей с ожидаемой скоростью менее 100 м/с.

В случае если цель ускоряется или маневрирует, то для простоты периодичность выборок устанавливается на основании ожидаемой (оценочной) скорости цели.

Выбор порога обнаружения. Присутствие сигнала помехи может увеличить частоту ложных тревог и ошибки при построении трасс (траекторий) вплоть до неприемлемого уровня, тем самым значительно повышая вероятность потери сопровождаемой цели (вероятность срыва сопровождения). Поэтому важно, чтобы приемник РЛС был оснащен системой поддержания ПУЛТ. Поскольку вероятность ложной тревоги связана с порогом обнаружения, то его следует адаптировать в реальном масштабе времени в зависимости от интенсивности помех.

Выбор параметров импульса. Эталонные испытания [161] включали 8 наборов параметров импульса, пронумерованных индексом i и характеризующихся различной длительностью импульса $t_e(i)$. Таким образом можно выбирать параметры импульса, которые обеспечили бы отношение С/Ш выше порога обнаружения и тем самым поддерживать назначенную вероятность правильного обнаружения цели. Это можно осуществить, во-первых, оценивая среднюю ЭПО цели* в момент времени t_k , а затем вычисляя для каждого i -го набора параметров импульса прогнозируемое отношение С/Ш, после чего, наконец, выбирают такой набор параметров импульса, который обеспечивал бы, чтобы отношение (С/Ш) $_k^i$ было бы несколько больше, чем требуемый порог обнаружения плюс заданный допуск [161].

Методы защиты от помех, создаваемые САП из зоны A-SOJ (Anti-Stand Off Jammer) (метод «A-САП») и A-RGPO (Anti Range Gate Pull Off) боевых порядков (метод «A — увод по дальности»).

Далее будут описаны методы защиты от помех, создаваемых САП из зоны («метод А-САП») и боевого порядка (метод «А — увод по дальности»).

Метод «А-САП» основывается на оценке местоположения САП и уровня мощности с последующим использованием этих оценок для оперативной настройки порога обнаружения.

* ЭПО цели, безусловно, имеет временные флуктуации; она также зависит от ракурса цели. Однако если есть достаточно времени для облучения цели, оценка ЭПО цели может быть достаточно точной.

- **Оценка состояния станции помех.** Всякий раз, когда РЛС работает в пассивном режиме, т.е. не излучает импульсы, выполняются измерения азимута b_k^j и угла места e_k^j САП, их относительных среднеквадратических отклонений σ_k^{jb} и σ_k^{je} , а также отношение мощности помех к мощности шума ρ_k^j , выраженное в дБ. Это дает возможность фильтру системы сопровождения РЛС оценивать состояние станции помех, определяемое четырьмя компонентами: два угловых положения (азимут и угол места) и относительные угловые скорости. Сопровождение САП начинается с первых двух измерений, выполненных РЛС.
- **Оценка уровня мощности станции.** Оценка уровня мощности может быть получена с помощью линейного фильтра первого порядка, инициализированного из значения $\gamma_0(t_{1j}) = 1$ для подходящего коэффициента фильтра $\alpha_j \in (0,1)$:

$$\gamma_0(t_k^j) = \alpha_j \cdot \gamma_0(t_{k-1}^j) + (1 - \alpha_j) \cdot 10^{\rho_k^j / 10}. \quad (24.14)$$

- **Адаптация порога обнаружения.** Для заданного значения порога обнаружения β (в дБ) вероятность ложной тревоги описывается следующим выражением:

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{10^{\beta/10}}{\gamma_0 G_{stc}(R)(\Sigma_k^j)^2 + 1}\right). \quad (24.15)$$

Отсюда порог обнаружения может быть выбран в каждый момент времени t_k следующим образом:

$$\beta_k = \max\{9,64, 10 \lg[-\gamma_0(t_k^j)G_{stc}(r_{k/k})(\Sigma_k^j)^2 + 1] \ln P_{fa}\}, \quad (24.16)$$

где $\gamma_0(t_{k-1}^j)$ является самой последней доступной оценкой уровня мощности САП; величина $\beta_k = 9,64$ дБ является значением, которое позволяет при отсутствии помех получить требуемую вероятность ложных тревог $P_{fa} = 10^{-4}$; $r_{k/k}$ является отфильтрованной оценкой дальности цели; $G_{stc}(\cdot)$ является регулируемым автоматическим во времени коэффициентом усиления антенны; а Σ_k^j — нормированный коэффициент усиления антенны для принятого сигнала, рассчитанного для активного режима РЛС [161].

Поскольку рассматриваемая здесь РЛС является многофункциональной, то у нее есть режим сопровождения, на который может оказаться влияние уводящая помеха по дальности. По этой причине метод «А — увод по дальности» рассматривается в качестве метода защиты от помех. Всякий раз, когда создается уводящая помеха по дальности, РЛС принимает два сигнала большой мощности: сигнал, отраженный от истинной цели, и сигнал помехи, созданный системой увода по дальности. Так как момент времени, в который начинается создание помехи, уводящей по дальности, известен алгоритму сопровождения, то этот алгоритм должен в первую очередь выявить факт создания уводящей помехи по дальности и затем воспользоваться подходящим методом защиты от этой помехи. Чтобы определить факт наличия помехи, уводящей по дальности, можно воспользоваться следующим тестом. Пусть N — число измерений, превысивших на 3 дБ порог обнаружения. Тогда, если $N < 2$, принимается решение, что помеха уводящая по дальности не создается и никаких ответных мер не принимается; в противном случае, если $N \geq 2$, применяется защита от помехи, уводящей по дальности. Обратите внимание, что этот тест также преследует цель установления способа создания помехи, например шумовые помехи (из зон) или уводящие по дальности (из боевых порядков). Фактически всякий раз, когда помехи станции находятся в основном лепестке ДНА, выполняется много ложных измерений с высоким отношением помехи к шуму. В этом случае оказывается, что $N > 2$ и выявляется факт создания уводящей помехи по дальности. В случае когда САП больше не находится на линии визирования цели, может оказаться, что множество измерений превышают порог обнаружения, но условие, что это превышение больше, чем 3 дБ, на практике вряд ли будет выполняться. После того как будет установлено, что создается уводящая помеха по дальности, может быть применен ряд мер, предотвращающих потерю сопровождаемой цели.

1. Первый способ состоит в поддержании двух трасс, пока не будет установлен факт создания помехи, уводящей по дальности.

2. Второй способ состоит в наложение штрафа на данные, связанные с измерениями, в которых дальность оказалась больше, чем средняя дальность измерений при отношении С/Ш, большем величины порога обнаружения [161].
3. И третий способ, более эффективный, состоит в отбраковке того измерения (из двух имеющихся измерений, полученных в результате превышения порога обнаружения на 3 дБ), которое содержит в себе большую дальность.

Важно обеспечить, чтобы в условиях действия помехи, уводящей по дальности, для истинной цели было обеспечено высокое отношение С/Ш. Фактически может так случиться, что сигнал от ложной цели будет превосходить порог обнаружения, а сигнал от истинной цели не превысит пороговой величины, что приведет в этом случае к возможным серьезным последствиям для процесса сопровождения. Отсюда следует, что в случае, когда создается помеха, уводящая по дальности, нужно выбирать более мощный импульс. Рассмотрим следующую меру предосторожности: если имеют место пропуски обнаружения как минимум в двух обзорах из трех, то немедленно выполняется повторный обзор с интервалом выборок $T_s = 0,1$ с. в режиме поиска. В режиме поиска строб дальности составляет 10 км вместо 1,5 км, чтобы таким способом обновить измерения, требуемые для коррекции фильтра системы сопровождения и, таким образом, избежать потери цели.

Результаты моделирования. Для оценки преимуществ описанных выше методов защиты от помех было проведено моделирование по методу Монте-Карло с применением эталонного теста [160]. В частности, в качестве метода защиты от помех, создаваемых из зоны (метод «А-САП»), использовалась настройка порога обнаружения, тогда как для защиты от уводящих помех из боевых порядков (метод «А — увод по дальности») применялся метод отбраковки измерений с большей дальностью. Рассматривались три типа целей (с номерами 1, 5 и 6). Цель под номером 1 представляла собой транспортный самолет, тогда как цели под номерами 5 и 6 представляли собой штурмовики с существенно большими возможностями по маневренности. В каждом эксперименте отображались следующие результаты: число пропущенных целей (для более 50 испытаний по методу Монте-Карло), T_s (время выборок РЛС), T_{ave} (среднее время, требуемое для сопровождения радиолокатором цели), P_m (средняя мощность), ошибка сопровождения по дальности и ошибка сопровождения по скорости. В табл. 24.2 приведены результаты моделирования для интерактивной многоуровневой модели (IMM) [162] при отсутствии преднамеренных помех. В табл. 24.3 и 24.4 приведены результаты моделирования в условиях помех, создаваемых САП, размещаемой вне зоны поражения (без схемы защиты и со схемой защиты от помех соответственно). В аналогичных табл. 24.5 и 24.6 приведены результаты моделирования в условиях помехи, уводящей по дальности, соответственно без схемы и со схемой защиты от этих помех. Анализ данных этих таблиц показал, что наличие преднамеренных помех значительно снижает эффективность сопровождения, если не использовались соответствующие методы защиты. Отсюда следует, что применение описанных выше методов «А-САП» и «А — увод по дальности» позволяет поддерживать эффективность сопровождения, которая была бы получена в отсутствие преднамеренных радиоэлектронных помех.

РЛС с формированием изображений. Имеются два типа РЛС, которые формируют изображения: РЛС с синтезированной апертурой (SAR—PCA) и РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ISAR—ИРСА).

Таблица 24.2. Результаты моделирования при отсутствии радиоэлектронных помех

№ цели	Число потерь	T_s , с.	T_{ave} , с.	P_m , Вт	Ошибка сопровождения по дальности, м	Ошибка сопровождения по скорости, м/с
1	0	1,958	$0,5106 \cdot 10^{-3}$	5,7985	116,8	65,26
5	1	0,6772	$1,477 \cdot 10^{-3}$	68,898	95,39	61,29
6	1	1,112	$0,899 \cdot 10^{-3}$	10,774	82,94	58,43

Таблица 24.3. Результаты моделирования в условиях помех, создаваемых САП, располагаемой вне зоны поражения при отсутствии в РЛС защиты от помех

№ цели	Число потерь	T_s , с.	T_{ave} , с.	P_M , Вт	Ошибка сопровождения по дальности, м	Ошибка сопровождения по скорости, м/с
1	34	1,919	$0,521 \cdot 10^{-3}$	6,6179	127,5	71,09
5	15	0,6923	$1,444 \cdot 10^{-3}$	68,411	103	66,78
6	50					

Таблица 24.4. Результаты моделирования в условиях помех, создаваемых САП, располагаемых вне зоны поражения с включенной в РЛС схемой защиты от помех

№ цели	Число потерь	T_s , с.	T_{ave} , с.	P_M , Вт	Ошибка сопровождения по дальности, м	Ошибка сопровождения по скорости, м/с
1	1	1,944	$0,5144 \cdot 10^{-3}$	6,6179	127,5	71,09
5	1	0,6888	$1,452 \cdot 10^{-3}$	68,411	103	66,78
6	4	1,118	$0,8944 \cdot 10^{-3}$	15,11	80,49	59,59

Таблица 24.5. Результаты моделирования в условиях создания помехи, уводящей по дальности при отсутствии в РЛС защиты от помех

	Число потерь	T_s , с.	T_{ave} , с.	P_M , Вт	Ошибка сопровождения по дальности, м	Ошибка сопровождения по скорости, м/с
1	48	1,963	$0,5095 \cdot 10^{-3}$	5,044	120,5	66,6
5	50					
6	50					

Таблица 24.6. Результаты моделирования в условиях создания помехи, уводящей по дальности с включенной защитой от уводящей по дальности помехи

№ цели	Число потерь	T_s , с.	T_{ave} , с.	P_M , Вт	Ошибка сопровождения по дальности, м	Ошибка сопровождения по скорости, м/с
1	0	1,889	$0,5295 \cdot 10^{-3}$	6,6179	127,5	71,09
5	1	0,7045	$1,419 \cdot 10^{-3}$	68,411	103	66,78
6	0	1,156	$0,8651 \cdot 10^{-3}$	15,586	124,9	80,26

РЛС с синтезированной апертурой. РЛС с синтезированной апертурой позволяет получать более высокое разрешение в результате обработки отраженного электромагнитного излучения от наблюдаемого района. Точнее говоря, из радиолокационных данных, получаемых в полярных координатах (наклонная дальность и азимут), получается двухмерное изображение в прямоугольных координатах (x, y).



Высокое разрешение наклонной дальности получается за счет применения когерентно-накапливаемых импульсов с высоким значением произведения времени и соответствующей полосы пропускания. Высокое разрешение в поперечном направлении (относительно направления движения) достигается за счет формирования синтезированной апертуры. Для этого: 1) размещают РЛС на борту, например, самолета или спутника; 2) производят запись электромагнитных сигналов от каждого отражающего объекта, который подсвечивается лучом движущейся антенны в последовательные интервалы времени; 3) когерентно накапливают сигналы, используя для этого подходящий азимутально-согласованный фильтр, тем самым фокусируя скользящую ДНА в узкую синтезированную ДНА. Радиолокационное разрешение является другим ключевым параметром, относящимся к способности РЛС с синтезированной апертурой различать объекты в районе наблюдения на основе их отражательных свойств. Радиолокационное разрешение определяет, насколько точно различаются между собой объекты с аналогичными отражательными свойствами в электромагнитной области. Этот параметр имеет большое значение, особенно для идентификации протяженных целей на основе поляриметрии и классификационных признаков целей. Таким образом, радиолокационное разрешение должно быть оптимизировано, в основном для индентификации достаточно протяженных целей, с учетом всех видов отражающих объектов. Для уменьшения помех при формировании изображения с помощью РЛС с синтезированной апертурой обычно применяется многовыборочная обработка в виде спеклов. Традиционная многовыборочная обработка состоит из некогерентной добавки независимых изображений (видов) того же района наблюдения. Эти независимые изображения могут быть получены путем разделения имеющейся полосы пропускания сигнала и последующей независимой обработкой каждого вида. Окончательное изображение получается некогерентным попиксельным добавлением видов. Непосредственный компромисс между геометрическим и радиолокационным разрешением должен достигаться при выборе числа видов независимых изображений для их последующей обработки. Обработка отдельного вида изображения означает полностью когерентное использование полосы пропускания (наилучшее геометрическое разрешение), и в этом случае помехи в виде спеклов будут подчиняться экспоненциальному распределению, в котором среднеквадратическое отклонение равно средней величине интенсивности изображения (мультитипликативная характеристика). При многовидовой (многовыборочной) обработке геометрическое разрешение будет падать, поскольку число видов изображений повышается и статистика спеклов интенсивности изображения подчиняется γ -распределению, в котором среднеквадратическое отклонение уменьшается по закону корня квадратного из числа независимых видов [163].

Изображения, получаемые с помощью РЛС с синтезированной апертурой, полезны для обзорных РЛС и для рекогносцировки. Однако активные радиопомехи могут сделать эти изображения непригодными. Именно поэтому важно использование подходящих методов защиты от помех, позволяющих снизить уязвимость РЛС с синтезированной апертурой от преднамеренных помех. Низкая скрытность сигналов РЛС с синтезированной апертурой и уязвимость от радиопомех описаны в работе Гоя [164]. Имитация шумовых помех создает полоски на изображениях, получаемых с помощью РЛС с синтезированной апертурой, что демонстрирует эффективность радиопомех, в том числе помех и от таких целей, как точечные отражающие объекты, опоры линий электропередач, а также сельскохозяйственные объекты с низкой отражательной способностью и пустынные участки земли. Работы [165, 166] посвящены обсуждению значительной уязвимости бортовой РСА от преднамеренных помех во время выполнения морской рекогносцировки. В 1978 г. на типичном изображении, полученном с помощью РЛС с синтезированной апертурой, установленной на космическом аппарате Seasat, показано несколько элементов, которые продемонстрировали, что такая РЛС является мощным инструментом наблюдений за морским пространством. На этом изображении хорошо видны корабли и след корабля, оставляемый при его движении. Изображение корабля (сгусток) оказалось на некотором расстоянии от собственного следа, что обусловлено доплеровским сдвигом, вызванным движением корабля относительно космического аппарата. Однако положение корабля на момент получения изображения и его курс могут быть определены по оставленному кораблем следу. Также

может быть вычислена скорость корабля по расстоянию корабля от оставляемого им следа. Вся эта информация может быть получена при достаточном отношении С/Ш, требуемом для идентификации элементов изображения оператором или автоматическим устройством обработки сигналов. Однако при наблюдении за морем имеется потенциальная уязвимость РЛС с синтезированной апертурой от высокого уровня фоновых шумов, вызывающих снижение качества получаемого изображения до такой степени, когда корабль и оставляемый им след уже невозможны идентифицировать на изображении. В литературе [165, 166] рассматриваются некоторые важные аспекты в отношении чувствительности приемника станции помех и мощности создаваемых помех типа «точечный шум», а также изложены системные требования, определяющие пригодность и практичность подобной станции радиопомех. Приводятся результаты компьютерного моделирования результатов борьбы между РЛС с синтезированной апертурой и соответствующей системой радиопомех, которые позволяют оценить эффективность РЭП.

Угрозу для РЛС с синтезированной апертурой представляют заградительные помехи, прицельные помехи, случайные импульсные помехи и помехи, создаваемые ретранслятором. Радиопомехи ретрансляторов, имитирующие помехи представляют значительную угрозу, поскольку они могут быть нераспознаны, тогда как остальные, хотя бы в принципе, можно распознать. Влияние каждой угрозы и возможные контрмеры описаны в оставшейся части этого раздела.

Станция активных заградительных радиопомех. Помехи, создаваемые такой станцией, распространяются во всей полосе обзора, получаемой с помощью РЛС с синтезированной апертурой, и демонстрируют в общем случае однородную интенсивность. На радиолокационном изображении с шумом от станции заградительных помех будут формироваться спеклы, т.е. вариации яркости от одного элемента разрешения к другому. Кроме того, из-за большого числа выборки составляющие от шумовой помехи добавляются некогерентно. При этом большое число спектральных составляющих шума станции приводят к сглаживанию вариаций интенсивности от пикселя к пикселу, так же как в случае теплового шума.

Станция прицельных помех. При равномерной интенсивности шумовой помехи, создаваемой такой станцией, полностью накрывается полоса обзора РЛС, как в случае заградительных помех. Однако изображение этих помех будет отличаться от заградительного шума, поскольку Фурье-преобразование узкополосного шума станции приведет к появлению спеклов, размер которых будет больше, чем у теплового шума или мешающих отражений. Преобразованный поперечный размер снова будет при этом равен получаемому для случая мешающих отражений или теплового шума. Шум прицельных помех представляется вытянутым по дальности.

Случайные импульсные помехи. Импульсы станции помех могут передаваться в случайных интервалах, так что подобные помехи могут появиться в любой части полосы обзора. При наблюдении с достаточным числом выборок импульсы помех займут все части полосы обзора по дальности на той или иной выборке. Устройство обработки сигналов по азимуту формирует суммарную мощность шума от всех выборок в рамках длины одной синтезированной апертуры. Эта суммарная мощность будет равна суммарной мощности шума в апертуре, которая пропорциональна средней мощности шума станции помех. Кроме того, в этом случае габариты спекла оказываются вытянуты по дальности, также как в случае прицельных помех. Однако спекл станции случайных импульсных помех будет демонстрировать более выраженные вариации яркости, чем в случае прицельных или заградительных помех, поскольку небольшое число выборок было добавлено некогерентно, тем самым снижая эффект сглаживания от многочисленных использованных видов изображений.

Ретрансляционные помехи¹ [167]. Противник может использовать передающую РЛС в интересах формирования сигнала внутри полосы синтезирования, чтобы сбить с толку приемную систему РЛС с синтезированной апертурой. Сигнал помех приводит к тому, что РЛС с синтезированной апертурой принимает и обрабатывает ошибочную информацию, существенно теряя в качестве получаемых

¹ Ретрансляционные помехи являются разновидностью имитирующих помех. — Прим. ред.

помощью синтезирования изображений, и/или к формированию изображений несуществующих целей. Имитирующие помехи могут состоять из обработанных в цифровом ЗУ копий передаваемых радиолокационных сигналов. В работе Гайберга [168] была исследована вероятность предотвращения подавления изображения, формируемого при синтезировании когерентными пачками цифровых копий сигнала. Была разработана компьютерная модель, которая прошла испытания в нескольких опытных полетах с наземной станцией создания помех на основе цифровых копий сигнала.

Методы защиты от помех РЛС с синтезированной апертурой можно разделить на методы, использующие антенну (низкий уровень боковых лепестков, адаптивные решетки), и методы на основе передатчика/приемника/обработки (быстрая перестройка частоты, кодирование импульса).

Низкий уровень боковых лепестков. Антенны РЛС с синтезированной апертурой с низким уровнем боковых лепестков уменьшают уровень мощности принимаемых помех и дополнительно к этому снижают вероятность разведки по боковым лепесткам с помощью станций РЭП [169]. В отношении низкого уровня боковых лепестков будут уместны следующие комментарии. В традиционных РЛС влияние боковых лепестков понятно, но в случае с РЛС с синтезированной апертурой есть различия, поскольку основной лепесток ее ДНА намного шире. В принципе, чем выше разрешение, тем меньше антенна, используемая для синтезирования, и шире ее ДНА. Таким образом, помехи в основном лепестке ДНА более вероятно появятся именно у РЛС с синтезированной апертурой в сравнении с другими РЛС из-за ширины основного лепестка. Чтобы в РЛС с синтезированной апертурой попали ложные цели, они должны войти туда через основной лепесток, так как при низком уровне боковых лепестков имитирующие помехи не пройдут в систему обработки. Таким образом, именно помехи, действующие по основному лепестку, могут представлять угрозу для РЛС с синтезированной апертурой, а не помехи, действующие по боковым лепесткам.

Адаптивные решетки. Работы [170–172] посвящены подавлению заградительных помех с помощью адаптивной пространственной обработки. Оснащение РЛС с синтезированной апертурой антенной, разделенной на несколько подапертур (подрешеток), подключенных к параллельным каналам (т.е. многоканальная РЛС), позволяет выполнять пространственную адаптивную обработку с целью подавления помеховых сигналов. В работе Фарини и Ломбардо [170] эффективность такого метода оценивается по отраженному импульсному сигналу для РЛС с синтезированной апертурой: эффективность обнаружения точечной цели и радиолокационного разрешения протяженной цели. В работе Эндерса [171] приводится изображение, полученное с помощью экспериментальной четырехканальной РЛС, забитой помехами небольшой мощности (примерно один Вт), которые приводят к отношению помехи к шуму примерно в 30 дБ, когда сигнал помехи проходит через максимум основного лепестка ДНА. Там также приводятся результаты подавления помех с помощью адаптивной пространственной обработки изображения, демонстрирующие высокую эффективность метода. В работе [171] описываются результаты всестороннего исследования метода пространственного адаптивного подавления помех, использующего также пространственно-временной (медленный) противопомеховый фильтр с соответствующим алгоритмом формирования изображения. Эти результаты показывают, что медленная пространственно-временная обработка обеспечивает высокую эффективность подавления помех, превосходящую соответствующую обработку, основанную на использовании только пространственной фильтрации. РЛС с синтезированной апертурой обычно использует широкополосную обработку и специальные алгоритмы, требуемые для реализации метода адаптивного подавления. Эффективное широкополосное подавление помех должно осуществляться методом пространственно-временной (быстрой) обработки [172]. При этом ожидаемое число степеней свободы невелико, однако необходимо своевременно добавлять требуемую степень свободы. Алгоритмы адаптивного формирования ДНА должны использоваться совместно с синтезированием, которое всегда относится к пространственно-временной обработке (обычно следующей за доплеровской обработкой). Розенберг и Грэй в работе [173] рассматривают проблему устранения помех, проникающих в бортовую широкополосную станцию через

основной лепесток РЛС с синтезированной апертурой. Дополнительно к этому многолучевые отражения от поверхности Земли добавят еще в формируемое изображение нестационарную компоненту помех. Авторы продемонстрировали потерю качества изображения под действием многолучевых отражений, ограниченность возможностей восстановления потери качества методами многоканальной пространственной обработки и пространственно-временной (медленной) обработки изображения, а также то, как может улучшить конечное качество изображения быстрая пространственно-временная обработка.

Быстрая перестройка частоты. Обработка в РЛС с синтезированной апертурой нуждается в фазовой когерентности сигналов для получения синтезированной апертуры, так что перестройкой несущей частоты следует пользоваться с осторожностью. Изменение несущей частоты во время синтезирования апертуры приводит к изменению длины фокусного расстояния и набегу фаз облучаемых целей, что в свою очередь приводит к снижению разрешения по боковой (доплеровской) дальности. РЛС с синтезированной апертурой, работающая в пакетном режиме, может менять центральную частоту от одного пакета к другому, что не приводит к заметной потере качества изображения. При условии эффективности простой широколосной помехи и современных средств РЭР мы вынуждены прийти к заключению, что быстрая перестройка частоты не сможет оказать помощь РЛС с синтезированной апертурой в защите от помех.

Импульсное кодирование [167]. Эффективная защита от помех, создаваемых в виде ретранслируемых копий сигнала, состоит в поимпульсном изменении РЛС кода передаваемых импульсов. РЛС сохраняет несущую частоту и ширину полосы; однако импульсы кодируются примерно ортогонально относительно друг друга, т.е. взаимная корреляция равна примерно нулю. Такая РЛС менее чувствительна к помехам, ретранслируемым в виде цифровых копий сигнала, т.к. САП не в состоянии адаптироваться к изменению интервала следования импульсов и помеха в виде цифровой копии сигнала с интервалом следования импульсов, заданным на предыдущем интервале, примерно ортогональна сигналу, используемому РЛС на текущем интервале, и, таким образом, несогласованная фильтрация с текущим интервалом сигналов РЛС приведет к ослаблению сигналоподобной помехи. В работе Соумеха [167] кратко описан новый метод, который объединяет вышеупомянутый метод с изменением частоты следования импульсов с новым когерентным двумерным методом обработки измеренных данных в интересах эффективного подавления сигналоподобных помех.

РЛС с инверсной синтезированной апертурой. Инверсное синтезирование является методом реконструкции двумерного изображения с высоким радиолокационным разрешением движущихся целей (например кораблей, самолетов) по дальности и боковой дальности (доплеровской). Получение изображений в РЛС с инверсионным синтезированием апертуры имеет большое значение для решения военных задач, таких как распознавание и классификация цели (поскольку чаще всего удается распознать только класс цели), которые используются, в свою очередь, для распознавания систем вооружений. Необходимость в создании помех в виде пачек когерентных импульсов для этих датчиков изображения имеет высокий приоритет в РЭБ. В работах [174, 175] показана схема конвейерной полностью цифровой системы синтеза изображений конвейерного типа, способной в подавляемой РЛС с инверсным синтезированием создавать изображения ложных целей из пачки разведенных импульсов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). В такой САП устройство синтеза изображения производит модуляцию фазовых выборок из оцифрованных фаз разведенных импульсов РЛС с инверсным синтезированием апертуры. Устройство синтеза таких изображений также должно производить синтезирование во времени и амплитудную модуляцию, вызванную большим числом отражающих поверхностей цели, а также должно создавать реалистический доплеровский профиль для каждой такой поверхности. Положение изображения ложной цели по дальности может формироваться управляемой задержкой по времени считывания выборок, поступающих в синтезатор изображения. В качестве примера в работе Пэйса и др. [175] синтезировалось изображение корабля в координатах дальности и доплеровской частоты с 32 элементами разрешения по дальности. Метод защиты от помех этого типа аналогичен методу, предложенному для РЛС с синтезированной апертурой.

Загоризонтные РЛС. Важная роль, которую играют высокочастотные загоризонтные РЛС в обороне, состоит в раннем обнаружении, предупреждении и сопровождении воздушных целей и кораблей. За счет использования ионосферы в качестве среды распространения загоризонтные РЛС ионосферной волны могут производить обнаружение и сопровождение целей на очень больших расстояниях в 500–3000 км. С другой стороны, загоризонтные РЛС поверхности земли применяют вертикальную поляризацию ВЧ-сигналов (3–30 МГц) и используют электропроводность морской водной поверхности для обнаружения целей на дальностях около 250 км. Этот предел по дальности обычно применим к крупным судам для нижней части ВЧ-диапазона [176, 177].

РЭП для загоризонтной РЛС. В случае загоризонтных РЛС кроме ионосферной и поверхностной волн в ионосфере также распространяются и нежелательные для РЛС помеховые сигналы, особенно ночью, когда ионосфера способствует распространению излучений от источников радиочастотных помех (РЧП) на очень большие расстояния. РЧП могут возникать от непреднамеренных и преднамеренных антропогенных источников излучения в переполненном пользователями ВЧ-диапазоне, а также источников активных радиопомех. Источники радиопомех могут располагаться на объектах-целях, излучение которых принимается основным лепестком ДНА, или располагаться вне объектов-целей, помеховые сигналы которых принимаются главным образом по боковым лепесткам ДНА. Помеховый сигнал может быть некогерентным по отношению к импульсам РЛС и играть роль «прицельных» или «заградительных» помех, приводящих к повышению порога обнаружения при поиске по дальности и скорости и, таким образом, потенциальному снижению эффективности обнаружения, или он может быть когерентен импульсам РЛС, как в случае имитирующих помех, создающих ложные цели, и при этом потенциально снижать эффективность системы по сопровождению истинных целей.

Влияние ионосферы. Важным свойством, которое отличает загоризонтные РЛС от радиолокационных систем прямой видимости, является влияние ионосферной среды распространения на характеристики принимаемых радиопомех. Ионосфера состоит из слоев с различной отражательной способностью, так что сигнал от одного и того же источника помех часто принимается как ряд многолучевых компонент с различными направлениями приема, как по углу места (благодаря различным высотам отражения), так и по азимуту (благодаря зависящим от слоя в ионосфере ионосферным градиентам). Помимо многолучевого распространения, каждая компонента помех подвергается времененным и пространственным искажениям, вызванным динамическим поведением неоднородной плотности электронов, имеющихся в отдельных отражающих слоях [178]. Это физическое явление может не только деформировать волновые фронты помех относительно предполагаемого плоского фронта волны, но также вносить значительный уровень пространственной нестационарности в различные компоненты помех за время, соответствующее интервалам когерентной обработки загоризонтных РЛС (порядка нескольких десятков секунд) [179, 180].

Сигналы активных радиопомех. Источники помех в пределах зоны обзора РЛС (например на бортовой платформе) могут потенциально экранировать обнаружение платформы по дальности и ухудшать обнаружение других целей с аналогичным азимутом, но с различной дальностью. Сигналы подобных источников могут хорошо распространяться к приемнику РЛС, поскольку выбор рабочей частоты обычно оптимизирован для зоны обзора РЛС. В случае источников помех, находящихся вне объекта установки прикрываемой РЛС и расположенных произвольным образом относительно зоны обзора (например наземный излучатель), условия распространения в общем случае будут неоптимальными. Однако такие источники могут иметь большую мощность и коэффициент усиления антennы, позволяющие помеховым сигналам достигать приемник РЛС, оставаясь еще достаточно мощными, иногда после прохождения через сильно возмущенные и нестационарные ионосферные траектории (как это обычно происходит в экваториальных и в полярных районах). В нормальных условиях для загоризонтных РЛС стремятся отыскать относительно свободные каналы частот в переполненном пользователями ВЧ-спектре, чтобы помехи от других антропогенных источников могли быть эффективно устранены выбором подходящей частоты.

При наличии помех РЛС вынуждена выполнять свою работу с пониженной эффективностью. По этой причине возникает необходимость защиты РЛС с помощью специальных методов.

Методы защиты от радиоэлектронных помех. Электронная защита антенной решетки загоризонтной РЛС может быть осуществлена с помощью адаптивной обработки сигнала в пространстве и времени. Стохастические ограничения по адаптивному формированию ДНА и адаптивным пространственно-временным методам обработки [181–184] были специально разработаны для ВЧ-среды при подавлении нестационарной помехи и одновременном сохранении свойств спектра доплеровских частот мешающих отражений. Методы меняющейся во времени пространственной адаптивной обработки (TV-SAP — Time-Varying Spatial Adaptive Processing)¹ [185], предназначенные для тех же проблем, оказались более привлекательными для практического применения благодаря значительно меньшим затратам на вычисления в реальном времени, а также более высокой помехоустойчивости при защите от мешающих отражений. Проблема сокращения ложных тревог, вызванных действием помех по боковым лепесткам, а также пространственно структурированными (с негауссовым распределением) радиочастотными помехами, была рассмотрена в работе Фабрицио и др. [186], где были показаны преимущества адаптивных обнаружителей относительно традиционных подходов. Методы пространственно-временной адаптивной обработки с временными степенями свободы, расположеными во времени с интервалом следования импульсов (т.е. медленная обработка), были предложены в работе Фарини и др. [187] для совместного подавления радиочастотных помех и мешающих отражений, когда обе помехи одной интенсивности, но ни одна из них не может быть отдельно оценена. Альтернативная низкоразмерная пространственно-временная адаптивная обработка с временными отводами, расположенными с интервалом элементов разрешения по дальности (т.е. быстрая обработка), была предложена в работе Фабрицио и др. [188] для совместного подавления радиочастотных помех, действующих по боковым и основному лепесткам и показала корреляцию по дальности. Методы пространственно-временной адаптивной обработки, используемые для загоризонтных РЛС, концептуально схожи с теми, что используются для бортовых РЛС, особенно предыдущих поколений [187]. Основная разница состоит в том, что при облегченных условиях (отсутствие значительных межканальных помех*) пространственно-временная адаптивная обработка не предназначена для бортовых РЛС, поскольку мешающие отражения, действующие по боковым лепесткам, обычно маскируют сигналы от целей с доплеровским сдвигом, большим, чем в основном лепестке[†]. Возможное исключение этому составляет корабельная ВЧ радиолокационная станция поверхности волн[‡], и хотя такие системы уже были предложены давно, пока что они не продемонстрировали своей практической значимости.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Time-Varying Spatial Adaptive Processing» (TV-SAP) используется термин «меняющаяся во времени пространственная адаптивная обработка». — Прим. ред.

* Помеха в совместных каналах загоризонтных РЛС главным образом относится к передаче в ВЧ-диапазоне, который частично или полностью перекрывает полосу пропускания РЛС.

[†] Мешающие отражения, поступающие в приемник бортовой РЛС через основной и боковые лепестки, могут иметь различные доплеровские сдвиги из-за движения платформы относительно поверхности Земли, что приводит к появлению связи между доплеровским спектром и углом распространения мешающих отражений. Однако в загоризонтных РЛС мешающие отражения по основному и боковым лепесткам в одной ионосферной модели обычно имеют аналогичные характеристики доплеровского спектра, т.к. РЛС стационарна. Это означает, что мешающие отражения по боковому лепестку появляются примерно с таким же доплеровским сдвигом, что и по основному лепестку и, таким образом, можно эффективно использовать доплеровскую фильтрацию для обнаружения целей, даже не прибегая к пространственному подавлению мешающих отражений, действующим по боковым лепесткам.

[‡] Очевидно, что эта ситуация может измениться в случае корабельной ВЧ РЛС поверхности волн, потому что платформа передвигается относительно поверхности моря и поэтому принципиально не отличается от мешающих отражений бортовой РЛС.

24.12. Эффективность методов защиты от помех и систем радиоэлектронного подавления

Для оценки эффективности одного или нескольких методов защиты от помех, используемых в РЛС, необходимо провести количественные измерения. В качестве одного из показателей эффективности, обычно используемого для РЛС обнаружения целей в отсутствие помех, является дальность обнаружения определенной цели на фоне внутренних шумов приемника. Эта характеристика получила название «*дальность обнаружения в чистой среде*». В случае когда РЛС подавлена помехами, представляет интерес расчет степени снижения дальности обнаружения РЛС при воздействии на нее со стороны станций самоприкрытия¹, станций, находящихся вне зоны поражения, и передатчиков помех, размещаемых на самолете сопровождения (прикрытия). Эти расчеты применимы как к обзорным РЛС, так и к РЛС сопровождения. Для РЛС сопровождения также полезно учитывать снижение точности измерений и ее разрешающей способности. Применение методов защиты от помех, таких как быстрая перестройка несущей частоты, когерентная доплеровская обработка, метод антенн с очень низким уровнем боковых лепестков и устранение боковых лепестков, можно легко оценить в первом приближении с помощью соответствующего изменения параметров, входящих в уравнение радиолокации. Если, например, против помех, создаваемых передатчиком, размещаемым вне зоны поражения, применяется метод устранения боковых лепестков, то результатом будет уменьшение мощности помех на величину коэффициента подавления помех, обеспечиваемого методом устранения боковых лепестков.

Прогнозировать дальность действия РЛС достаточно сложно, поскольку имеется множество факторов, которые с требуемой точностью сложно оценивать с помощью моделей. К таким факторам относят параметры обнаруживаемой цели (отраженные целью сигналы неизвестной статистической природы), окружающая среда, в которой находится цель (например мешающие отражения, непреднамеренные помехи, неконтролируемая рефракция в окружающей среде и поглощение радиолокационного излучения), случайная природа помех и сама по себе РЛС (тепловой шум системы,искажение сигналов и т.п.). Тем не менее выполненные для средних условий окружающей среды прогнозы дальности действия РЛС являются предварительной и полезной оценкой эффективности РЛС в условиях РЭП и методов защиты от помех, полученных до моделирования и эксплуатационных испытаний. Уравнение для точного определения дальности обнаружения в различных практических ситуациях представлено в источнике [189], являющемся классической книгой. Во второй части этой книги приводится обзор программных средств, доступных для оценки дальности обнаружения при наличии активных помех и дипольных отражателей (пассивных помех).

Безусловно, уравнение радиолокации представляет собой упрощение оценки взаимодействия между преднамеренными помехами и методами защиты от них. При этом показатель эффективности методов защиты от помех в общем случае должен включать систему вооружений, в которой функционирует РЛС, и иметь размерность «число уничтоженных штурмовиков» или вероятность выживания РЛС. В ряде работ были предприняты попытки оценки эффективности методов защиты от помех [190–194].

Компьютерное моделирование является еще одним из способов оценки используемых методов защиты от помех в РЛС и системах вооружений [193]. Преимущество такого подхода заключается в способности искусственно создавать различные варианты угроз и отслеживать реакцию РЛС [160, 161] и систем вооружений. Однако моделирование таких сложных систем является сложной, отнимающей много времени задачей, которая иногда предполагает использование специальных языков программирования.

Цифровое моделирование сложной системы на цифровом компьютере используется для анализа, проектирования и испытания системы, чье поведение

¹Станции самоприкрытия — станции активных помех, размещаемые непосредственно на прикрываемом объекте (самолет, корабль, позиция ракет и т.д.). — Прим. ред.

нельзя без труда оценить средствами анализа или выполнением простых расчетов. Эта процедура в основном состоит из воспроизведения алгоритмов подходящей модели проверяемой системы с помощью компьютерных программ. Надлежащие входные данные для модели, соответствующие наиболее значимым рабочим условиям реальной системы, могут быть подготовлены теми же компьютерными программами. Полученные выходные данные сравниваются с некоторыми опорными значениями (ожидаемыми или теоретическими) для оценки эффективности системы. Когда используются случайные входные данные, выполняется определенное число статистически независимых испытаний для достижения значимой выборки выходной величины, из которой может быть получена надежная статистика.

Точность и сведения, предоставляемые моделью, могут варьироваться от грубого до очень точного функционального описания системы в соответствии с целями моделирования и требуемой точностью результатов. Однако желательно ограничить сложность инструментов моделирования, объясняемую возможностью управления программой, дающей результаты, которые легко интерпретировать. Точность представления каждой функции, реализуемой моделируемой системой, зависит от вклада этой функции в общий показатель эффективности системы. Когда требуется смоделировать очень сложную систему, то обычно предпочтительнее обратиться к нескольким программам незначительной сложности вместо одной огромной модели. Этот подход соответствует разбиению всей системы на подсистемы, раздельно моделируемые в деталях. Из каждой частичной модели ограниченное число значимых элементов извлекается и используется для построения упрощенной модели всей системы.

Моделирование особенно важно для учета адаптивной природы (например ПУЛТ, адаптивного формирования ДНА, автоматического управления РЛС, адаптивного сопровождения, адаптивного подавления мешающих отражений) современной радиолокационной системы [195]. В этом случае традиционные статистические показатели, такие как дальность обнаружения заданной цели, больше не смогут адекватно определять возможности РЛС. Гораздо более важны измерения динамических характеристик РЛС, таких как восприимчивость к перегрузкам устройства обработки и время, требуемое для адаптации в изменяющихся условиях. Моделирование для оценки отклика РЛС к стандартизованным сценариям изменений представляет собой привлекательное техническое решение [195].

Моделирование полезно всегда, однако эффективность РЭП и методов защиты от помех будет определена окончательно после испытаний действительных возможностей средств РЭБ против реальных РЛС в реальных условиях, если такое возможно. Это особенно важно для радиолокационного оборудования с адаптивными методами, поскольку они не всегда могут быть полностью смоделированы так, как они ведут себя в реальной окружающей среде, в которой они должны работать.

Уравнение радиолокации в условиях радиоэлектронного подавления. Пример характеристики дальности действия РЛС в условиях подавления помехами приводился на стр. 14–19 работы Фарина [34], где была отмечена важная роль, которую играет РЛС с низким уровнем боковых лепестков ДНА. Сегодня применение компьютерных программ для прогнозирования характеристик РЛС в условиях РЭП и мешающих отражений, а также при различных усовершенствованных режимах распространения хорошо себя зарекомендовало: имеются разработанные радиолокационными компаниями программы для внутреннего пользования [196] или доступные на рынке [197].

Компьютерная модель РЛС (RWS)¹ является примером программы, разработанной для внутреннего пользования [196]. Началом создания модели РЛС послужило моделирование, выполнявшееся для прогнозирования характеристик РЛС в ряде сценариев. Одной из главных задач, решаемых этой моделью, является предоставление проектировщику РЛС удобного и всестороннего инструмента для прогнозирования характеристик РЛС на основе согласованных и утвержденных,

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Radar Work Station» (RWS) используется термин «компьютерная модель РЛС». — Прим. ред.

гибких и документально описанных математических моделей. Они охватывают широкий диапазон различных типов РЛС (двумерных, многолучевых трехмерных, с фазированной решеткой), комбинированные помехи, сценарии РЭП и среды распространения, а также кинематику цели и особенности ЭПО цели. Входные и выходные данные сохраняются, загружаются и экспортируются в другие аналогичные приложения или для общего использования (такие как инструменты MS Office для анализа данных). Второй задачей является предоставление доступного и надежного инструмента для инженеров, выполняющих настройку системы на рабочей площадке или для приемо-сдаточных (полевых) испытаний, предоставляя не только программные средства и модели, но также, при необходимости, базу данных для прогноза результатов и дающих возможность выбора простых параметрических вариантов, не обращаясь к объемной справочной документации. Короче говоря, наиболее ценными результатами, которые могут быть получены с помощью компьютерной модели РЛС, являются: отсчеты дальности, зоны обзора РЛС по углу места, РЭП и многолучевое распространение для когерентной и некогерентной РЛС; отклики по дальности и по скорости в сложных сценариях (несколько источников мешающих отражений, заданные пользователем траектории движения целей), выраженных посредством отношения мощности сигнала к мощности помех и вероятности обнаружения; вычисление точности измерения дальности и высоты, оценки разрешающей способности РЛС, используя соответствующую логику извлечения данных. Комплект модели РЛС состоит из следующих основных модулей: библиотека программ C\С++ и Fortran (для вычислений специальных функций, таких как γ -функция и функция Бесселя k-го порядка); стандартная библиотека Windows API (интерфейс прикладного программирования) для построения и отображения зон обзора; библиотека шаблонов матричной алгебры; прикладная программа MS Office Excel для программирования таблиц Блейка*; набор инструментов Visual Basic для оценки некоторых характеристик РЛС (например дрожания АЦП, потери в атмосфере, потери (антенны) вследствие спада апертурного распределения и т.п.); неформатированный архив радиолокационных данных (файлы формата ASCII, подходящие для характеристики среды, траекторий, высоты над уровнем моря, формы импульса). Пользовательские интерфейсы работают на недорогих платформах (ПК) и в популярных ОС (Win98, WinNT, Win2000, Windows XP, Vista) для пользователей и разработчиков.

В компьютерной модели РЛС модели мешающих отражений, объемных диполей представлены в терминах охвата объема, отражательной способности и спектра доплеровских частот. Отношение сигнала к шуму плюс мощности помех от дипольных отражателей определяются на основе положения диполей в пространстве, формы ДНА приемной антенны и параметрами импульсов, излучаемых РЛС. Для определения степени подавления отражений от диполей можно использовать уравнение радиолокации и схему обработки. Заградительные помехи моделируются в терминах эффективной излучаемой мощности и полосы рабочих частот. Отношение сигнала к шуму плюс мощности радиопомех определяются на основе направления приема и ДНА приемной антенны, уравнения радиолокации, соответствующей схемы обработки сигналов для защиты от помех, а также может быть смоделирована степень ослабления помех.

Компьютеризированный инструмент оценки характеристик РЛС (CARPET – Computer Aided Radar Performance Evaluation Tool) является примером имеющегося на рынке программного обеспечения. В руководстве программы CARPET 1.0 [197] уравнение для расчета вклада отражателей (объемные дипольные отражатели) в отношение сигнала к помехам описывается на стр. 59 и 60, а уравнение для расчета вклада от шумовых помех (заградительных или ответных) описано на стр. 61. Программа CARPET написана на языке С++ и имеет пользовательский графический интерфейс для ОС Window XP.

* Фактически это обобщенные таблицы Блейка, которые являются усовершенствованным вариантом первоначальных аналогичных таблиц, включающих такие данные, как информация о ДНА, обработке, потерях системы и т.п. в подходящем электронном формате.

Благодарности

Автору хотелось бы выразить теплую благодарность своим коллегам за сотрудничество в этой работе: д-ру Л. Тиммонери, д-ру Л. Ортензи и д-ру Е. Андрете (компания «СЕЛЕКС системи интеграти», Италия), д-ру Г.А. Фабрицио (DSTO, Австралия), д-ру У. Никель (FGAN, Германия), проф. Л. Чисци, д-ру А. Бенаволи и д-ру С. Романьоли (университет Флоренции, Италия), д-ру М. Граззини («Электроника СпА», Италия) и д-ру С. Когон (Массачусетский технологический институт, лаборатория Линкольна, США).

Литература

1. S. L. Johnston, "World War II ECCM history," suppl. to IEEE Int. Radar Conf. Rec., May 6–9, 1985, pp. 5.2–5.7.
2. A. E. Hoffmann-Heiden, "Anti-jamming techniques at the German AAA radars in World War II," suppl. to IEEE Int. Radar Conf. Rec., pp. 5.22–5.29, May 6–9, 1985.
3. D. C. Schleher, Introduction to Electronic Warfare, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1986.
4. D. C. Schleher, Electronic Warfare in the Information Age, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1999.
5. B. J. Slocumb and P. D. West, "ECM modeling for multitarget tracking and data association," in Multitarget-Multisensor Tracking: Applications and Advances, vol. III, Y. Bar-Shalom and W. D. Blair (eds.), Norwood, MA: Artech House, Inc., 2000, pp. 395–458.
6. F. Neri, Introduction to Electronic Defense, 2nd Ed., Norwood, MA: Artech House, Inc., 2001.
7. L. Nengjing and Z. Yi-Ting, "A survey of radar ECM-ECCM," IEEE Trans., vol. AES–31, no. 3, pp. 1110–1120, July 1995.
8. S. L. Johnston (ed.), Radar Electronic Counter-Countermeasures, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1979.
9. Special Issue on electronic warfare, IEE Proc., vol. 129, pt. F, no. 3, pp. 113–232, June 1982.
10. W. A. Davis, "Principles of electronic warfare: Radar and EW," Microwave J., vol. 33, pp. 52–54, 56–59, February 1980.
11. L. B. Van Brunt, The Glossy of Electronic Warfare, Dunn Loring, VA: EW Engineering, Inc., 1984.
12. Department of Defense, Joint Chiefs of Staff, Dictionary of Military and Associated Terms, JCS Pub-1, September 1974.
13. L. B. Van Brunt, Applied ECM, vol. 1, Dunn Loring, VA: EW Engineering, Inc., 1978.
14. R. G. Wiley, Electronic Intelligence: The Analysis of Radar Signals, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1985.
15. R. G. Wiley, Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1986.
16. R. G. Wiley, ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals, Norwood, MA: Artech House, Inc., 2006.
17. R. A. Poisel, Electronic Warfare Target Location Methods, Norwood, MA: Artech House, Inc., 2005.
18. E. P. Pace, Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar, Norwood, MA: Artech House, Inc., 2003.
19. D. C. Schleher, "LPI radar: Fact or fiction," IEEE AES Magazine, vol. 21, no. 5, pp. 3–6, May 2006.
20. S. L. Johnston, "Philosophy of ECCM utilization," Electron. Warfare, vol. 7, pp. 59–61, May–June, 1975.
21. M. V. Maksimov, et al., Radar Anti-Jamming Techniques, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1979. (Translated from Russian, Zaschita at Radiopomekh, Soviet Radio, 1976.)

22. D. Clifford Bell, "Radar countermeasures and counter-countermeasures," *Mil. Technol.*, pp. 96–111, May 1986.
23. J. A. Adam and M. A. Fischetti, "Star Wars. SDI: The grand experiment," *IEEE Spectrum*, vol. 23, no. 9, pp. 34–46, September 1985.
24. S. J. Roome, "Digital radio frequency memory," *Electronic & Communication Engineering Journal*, pp. 147–153, August 1990.
25. J. W. Goodman and M. Silvestri, "Some effects of Fourier Domain Phase Quantization," *IBM J. Res. Develop.*, pp. 478–484, September 1970.
26. M. Greco, F. Gini, and A. Farina, "Combined effect of phase and RGPO delay quantization on jamming signal spectrum," *Proc. of IEEE Int. Conf. on Radar, Radar 2005*, Washington, DC (USA), May 10–12, 2005, pp. 37–42.
27. S. D. Berger, "Digital radio frequency memory linear gate stealer spectrum," *IEEE Trans.*, vol. AES–29, no. 2, pp. 725–735, April 2003.
28. G. V. Morris et al., "Principles of electronic counter-countermeasures," short lecture notes, Georgia Institute of Technology, 1999.
29. L. B. Van Brunt, *Applied ECM*, vol. 2, Dunn Loring, VA: EW Engineering, Inc., 1982.
30. P. J. Gros, D. C. Sammons, and A. C. Cruce, "ECCM Advanced Radar Test Bed (E/ARTB) systems definition," *IEEE Nat. Aerosp. Electron. Conf. NAECON 1986*, May 19–23, 1986, pp. 251–257.
31. M. A. Johnson and D. C. Stoner, "ECCM from the radar designer's view point," *Microwave J.*, vol. 21, pp. 59–63, March 1978.
32. H. E. Schrank, "Low sidelobes phased-array and reflectors antennas," in *Aspects of Modern Radar*, E. Brookner (ed.), Norwood, MA: Artech House, Inc., 1988.
33. W. T. Patton, "Low Sidelobe Antennas for Tactical Radars," *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, April 28–30, 1980, pp. 243–254.
34. A. Farina, *Antenna Based Signal Processing Techniques for Radar Systems*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1992.
35. F. J. Harrys, "On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform," *Proc. IEEE*, vol. 66, pp. 51–83, January 1978.
36. E. Brookner, "Trends in radar systems and technology to the year 2000 and beyond," in *Aspects of Modern Radar*, E. Brookner (ed.), Artech House, Inc., Norwood, MA, 1988.
37. E. Brookner, "Phased-array around the world. Progress and future trends," *IEEE Int. Symp. on Phased-Array Systems and Technology 2003*, Boston (USA), October 14–17, 2003, pp. 1–8.
38. M. Cicolani, A. Farina, E. Giaccari, F. Madia, R. Ronconi, and S. Sabatini, "Some phased-array systems and technologies in AMS," *IEEE Int. Symp. on Phased-Array Systems and Technology*, Boston (USA), October 14–17, 2003, pp. 23–30.
39. W. Kuhn, W. Sieprath, L. Timmoneri, and A. Farina, "Phased-array radar systems in support of the Medium Extended Air Defense System (MEADS)," *IEEE Int. Symp. on Phased-Array Systems and Technology*, Boston (USA), October 14–17, 2003, pp. 94–100.
40. A. R. Moore, D. M. Salter, and W. K. Stafford, "ME (Multi-Function, Electronically Scanned, Adaptive Radar)," *Proc. of Int. Conf. Radar 97*, Edinburgh, October 14–16, 1997, Publication no. 449, London, UK: IEE, pp. 55–59.
41. D. Giuli, "Polarization diversity in radars," *Proc. IEEE*, vol. 74, pp. 245–269, February 1986.
42. L. Maisel, "Performance of sidelobe blanking systems," *IEEE Trans.*, vol. AES–4, no. 1, pp. 174–180, March 1968.
43. P. O. Arancibia, "A sidelobe blanking system design and demonstration," *Microwave J.*, vol. 21, pp. 69–73, March 1978; reprinted in Ref. 8, 1979.
44. D. H. Harvey and T. L. Wood, "Designs for sidelobe blanking systems," *IEEE Int. Radar Conf. Rec.*, April 1980, pp. 41–416.
45. M. O'Sullivan, "A comparison of sidelobe blanking systems," *IEE Int. Conf. Radar–87, Conf. Pub. 281*, London, UK, October 19–21, 1987, pp. 345–349.
46. A. Farina and F. Gini, "Calculation of blanking probability for the sidelobe blanking (SLB) for two interference statistical models," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 5, no. 4, pp. 98–100, April 1998.

47. A. Farina and F. Gini, "Blanking probabilities for SLB system in correlated clutter plus thermal noise," *IEEE Trans.*, vol. SP-48, no. 5, pp. 1481–1485, May 2000.
48. A. Farina and F. Gini, "Design of SLB systems in presence of correlated ground clutter," *IEE Proc.*, vol. 147, pt. F, no. 4, pp. 199–207, 2000.
49. A. De Maio, A. Farina, and F. Gini, "Performance analysis of the sidelobe blanking system for two fluctuating jammer models," *IEEE Trans.*, vol. AES-41, no. 3, pp. 1082–1090, July 2005.
50. D. A. Shnidman and S. S. Toumodge, "Sidelobe blanking with integration and target fluctuation," *IEEE Trans.*, vol. AES-38, no. 3, pp. 1023–1037, July 2002.
51. P. W. Howells, "Intermediate Frequency Sidelobe Canceler," U.S. Patent 3,202,990, August 24, 1965.
52. S. P. Applebaum, P. W. Howells, and C. Kovarik, "Multiple Intermediate Frequency Side-Lobe Canceler," U.S. Patent 4,044,359, August 23, 1977.
53. R. A. Monzingo and T.W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York: John Wiley & Sons, 1980.
54. J. Hudson, *Adaptive Array Principles*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1981.
55. R. Nitzberg, *Adaptive Signal Processing for Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1992.
56. H. D. Griffiths, "A four-element VHF adaptive array processor," *Proc. 2nd IEE Int. Conf. on Antennas and Propagation, IEE Conf. Pub.* no. 195, pt.1, York (UK), April 13–16, 1981, pp. 185–189.
57. A. Farina, "Digital equalisation in adaptive spatial filtering: a survey," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 83, no. 1, pp. 11–9, January 2003.
58. B. D. Carlson, L. M. Goodman, J. Austin, M. W. Ganz, and L. O. Upton, "An ultra-low-sidelobe adaptive array antenna," *The Lincoln Laboratory Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 291–310, 1990.
59. W. F. Gabriel, "Adaptive digital processing investigation of DFT sub-banding vs. transversal filter canceler," *Naval Research Laboratory, NRL Report 8981*, July 28, 1986, Washington, DC (USA).
60. A. Farina and R. Sanzullo, "Performance limitations in adaptive spatial filtering," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 81, no.10, pp. 2155–2170, October 2001.
61. K. Gerlach, "The effects of IF bandpass mismatch errors on adaptive cancellation," *IEEE Trans.*, vol. AES-26, no. 3, pp. 455–468, May 1990.
62. A. Farina, G. Golino, L. Timmoneri, and G. Tonelli, "Digital equalisation in adaptive spatial filtering for radar systems: Application to live data acquired with a ground-based phased-array radar," *Radar 2004*, Toulouse, France, October 19–21, 2004.
63. R. Fante, R. Davis, and T. Guella, "Wideband cancellation of multiple mainbeam jammers," *IEEE Trans.*, vol. AP-44, no. 10, pp. 1402–1413, October 1996.
64. F. E. Churchill, G. W. Ogar, and B. J. Thompson, "The correction of I and Q errors in a coherent processor," *IEEE Trans.*, vol. AES-17, no. 1, pp. 131–137, January 1981.
65. K. Gerlach, "The effect of I, Q mismatching errors on adaptive cancellation," *IEEE Trans.*, vol. AES-28, no. 7, pp. 729–740, July 1992.
66. K. Gerlach and M. J. Steiner, "An adaptive matched filter that compensates for I, Q mismatch errors," *IEEE Trans.*, vol. SP-45, no. 12, pp. 3104–3107, December 1997.
67. A. Farina and L. Ortenzi, "Effect of ADC and receiver saturation on adaptive spatial filtering of directional interference," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 83, no. 5, pp. 1065–1078, 2003.
68. A. Farina, R. Sanzullo, and L. Timmoneri, "Performance limitations and remedies in adaptive spatial filtering with timing errors," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 82, no. 2, pp. 195–204, February 2002.
69. D. R. Morgan and A. Aridgides, "Adaptive sidelobes cancellation of wide-band multipath interference," *IEEE Trans.*, vol. AP-33, no. 8, pp. 908–917, August 1985.
70. R. L. Fante, "Cancellation of specular and diffuse jammer multipath using a hybrid adaptive array," *IEEE Trans.*, vol. AES-27, no. 10, pp. 823–837, September 1991.

71. A. Farina and L. Timmoneri, "Cancellation of clutter and e.m. interference with STAP algorithms. Application to live data acquired with a ground-based phased-array radar demonstrator," Proc. of 2004 IEEE Radar Conf., Philadelphia (USA), April 26–29, 2004, pp. 486–491.
72. A. Farina, L. Timmoneri, and R. Tosini, "Cascading SLB and SLC devices," Signal Processing, Elsevier, vol. 45, no. 2, pp. 261–266, 1995.
73. A. Farina and L. Timmoneri, "Systolic schemes for Joint SLB, SLC and adaptive phased-array," Proc. of Int. Conf. on Radar, Radar 2000, Washington, DC, USA, May 7–12, 2000, pp. 602–607.
74. L. Timmoneri, I. K. Proudler, A. Farina, and J. G. McWhirter, "QRD-Based MVDR algorithm for adaptive multipulse antenna array signal processing," IEE Proc., vol. 141, pt. F, no. 2, pp. 93–102, April 1994.
75. P. Bollini, L. Chisci, A. Farina, M. Giannelli, L. Timmoneri, and G. Zappa, "QR versus IQR algorithms for adaptive signal processing: performance evaluation for radar applications," IEE Proc., vol. 143, pt. F, no. 5, pp. 328–340, October 1996.
76. A. Farina and L. Timmoneri, "Real time STAP techniques," Electronics & Communications Engineering Journal, Special Issue on STAP, vol. 11, no. 1, pp. 13–22, February 1999.
77. P. Kapteijin, E. Deprettere, L. Timmoneri, and A. Farina, "Implementation of the recursive QR algorithm on a 2*2 CORDIC test-board: a case study for radar application," Proc. of the 25th European Microwave Conf., Bologna (Italy), September 4–7, 1995, pp. 500–505.
78. A. D'Acierno, M. Ceccarelli, A. Farina, A. Petrosino, and L. Timmoneri, "Mapping QR decomposition on parallel computers: a study case for radar applications," IEICE Trans. on Communications, vol. E77-B, no. 10, pp. 1264–1271, October 1994.
79. A. Farina and L. Timmoneri, "Parallel processing architectures for STAP," in Applications of Space-Time Adaptive Processing, R. Klemm (ed.), London, UK, IEE Radar, Sonar and Navigation Series 14, 2004, pp. 265–302.
80. A. Farina, A. Averbouch, D. Gibor, L. Lescarini, S. Levit, S. Stefanini, and L. Timmoneri, "Multi-channel radar: Advanced implementation technology and experimental results," Proc. of Int. Radar Symp., IRS2005, Berlin (Germany), September 6–8, 2005, pp. 317–329.
81. C. M. Rader, "Wafer scale integration of a large scale systolic array for adaptive nulling," The Lincoln Laboratory Journal, vol. 4, no. 1, pp. 3–29, 1991.
82. C. M. Rader, "VLSI systolic array for adaptive nulling," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 13, no. 4, pp. 29–49, July 1996.
83. S. P. Applebaum, "Adaptive arrays," Syracuse University Research Corporation Rept. SPL TR 66–1, 1966. This report is reproduced in IEEE Trans., vol. AP–24, pp. 585–598, September 1976.
84. L. E. Brennan and I. S. Reed, "Theory of adaptive radar," IEEE Trans., vol. AES-9, no. 1, pp. 237–252, March 1973.
85. B. Wardrop, "The role of digital processing in radar beamforming," GEC J. Res., vol. 3, no. 1, pp. 34–45, 1985.
86. P. Valentino, "Digital beamforming: new technology for tomorrow's radars," Def. Electron., pp. 102–107, October 1984.
87. H. Steyskal, "Digital beamforming antennas: an introduction," Microwave J., pp. 107–124, January 1987.
88. B. Cantrell, J. de Graaf, L. Leibowitz, E. Willwerth, G. Meurer, C. Parris, and R. Stapleton, "Development of a Digital Array Radar (DAR)," Proc. of IEEE Radar Conf. 2001, Atlanta (Georgia), May 1–3, 2001 pp. 157–162.
89. M. Zatman, "Digitization requirements for digital radar arrays," IEEE Radar Conf. 2001, Atlanta (Georgia), May 1–3, 2001, pp. 163–168.
90. I. S. Reed, "A brief history of adaptive arrays," Subdury/Wayland Lecture Series, Raytheon Div. Education, notes 23, October 1985.

91. D. Etter, A. Steinhardt, and S. Stoner, "Least squares adaptive processing in military applications," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 19, no. 3, pp. 66–73, May 2002. On occasion of the 2001 B. Franklin Medal awarded to B. Widrow for pioneering work on adaptive signal processing.
92. S. Haykin and A. Steinhardt, *Adaptive Radar Detection and Estimation*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1992.
93. S. T. Smith, "Adaptive Radar," in *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronic Engineering*, J. G. Webster (ed.), vol. 1, New York: Wiley, 1999 (updated 13 July 2007), pp. 263–289.
94. A. Farina, C. H. Gierull, F. Gini, and U. Nickel (eds.), Special Issue "New trends and findings in antenna array processing," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 84, no. 9, pp. 1477–1688, September 2004.
95. J. Ward, "Space-time adaptive processing for airborne radar," *MIT Lincoln Laboratory Technical Report TR-1015*, December 13, 1994.
96. R. Klemm, *Principles of Space-Time Adaptive Processing*, 3rd Ed., London, UK: IET Radar, Sonar and Navigation Series 21, 2006.
97. R. Klemm (ed.), *Applications of Space-Time Adaptive Processing*, London, UK: IEE Radar, Sonar and Navigation, Series 14, 2004.
98. J. R. Guerci, *Space-Time Adaptive Processing for Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 2003.
99. B. Testa and V. Vannicola, "The physical significance of the eigenvalues in adaptive arrays," *Digital Signal Processing*, vol. 15, pp. 91–96, 1995.
100. B. D. Carlson, "Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays," *IEEE Trans.*, vol. AES-24, no. 3, pp. 397–401, July 1988.
101. A. Farina, P. Langford, G. C. no, L. Timmoneri, and R. Tosini, "ECCM techniques for a rotating, multifunction, phased-array radar," *Proc. of the 25th European Microwave Conf*, Bologna (Italy), September 4–7, 1995, pp. 490–495.
102. W. D. Wirth, *Radar Techniques Using Array Antennas*, London, UK: IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics, Series 10, 2001.
103. J. B. Hoffman and B. L. Gabelach, "Four-channel monopulse for main beam nulling and tracking," *Proc. of IEEE National Radar Conf. NATRAD '97*, Syracuse, New York, May 13–15, 1997, pp. 94–98.
104. A. Farina, P. Lombardo, and L. Ortenzi, "A unified approach to adaptive radar processing with general antenna array configuration," Special Issue on "New trends and findings in antenna array processing for radar," *Signal Processing*, Elsevier, vol. 84, no. 9, pp. 1593–1623, September 2004.
105. R. C. Davis, L. E. Brennan, and I. S. Reed, "Angle estimation with adaptive arrays in external noise field," *IEEE Trans.*, vol. AES-12, no. 2 pp. 179–186, March 1976.
106. P. Langford A. Farina, L. Timmoneri, and R. Tosini, "Monopulse direction finding in presence of adaptive nulling," presented at *IEE Colloquium on Advances in Adaptive Beamforming*, Romsey, UK, June 13, 1995.
107. F. C. Lin and F. F. Kretschmer, "Angle measurement in the presence of mainbeam interference," *Proc. of IEEE 1990 Int. Radar Conf.*, Arlington (VA), USA, May 7–10, 1990, pp. 444–450.
108. U. Nickel, "Monopulse estimation with adaptive arrays." *IEE Proc.*, vol. 130, pt. F, no. 5, pp. 303–308, October 1993.
109. M. Valeri, S. Barbarossa, A. Farina, and L. Timmoneri, "Monopulse estimation of target DoA in external fields with adaptive arrays," *IEEE Symp. of Phased-Array Systems and Technology*, Boston (MA), USA, October 15–18, 1996, pp. 386–390.
110. U. Nickel, "Performance of corrected adaptive monopulse estimation," *IEE Proc.*, vol. 146, pt. F, no. 1, pp. 17–24, February 1999.
111. J. Worms, "Monopulse estimation and SLC configurations," *Proc. of IEEE Radar Conf.* 1998, Dallas, TX, May 11–14, 1998, pp. 56–61.
112. U. Nickel, "Overview of generalized monopulse estimation," *IEEE AES Magazine*, vol. 21, no. 6, part 2 of 2, pp. 27–56, June 2006.

113. A. Farina, G. Golino, and L. Timmoneri, "Maximum likelihood estimator approach for the estimation of target angular coordinates in presence of main beam interference: Application to live data acquired with a ground-based phased-array radar," Proc. of IEEE 2005 Int. Radar Conf., Alexandria (VA), USA, May 9–12, 2005, pp. 61–66.
114. A. Farina, G. Golino, and L. Timmoneri, "Maximum likelihood estimate of target angular coordinates under main beam interference: Application to recorded live data," in Advances in Direction-of-Arrival Estimation, S. Chandran (ed.), Norwood, MA: Artech House, Inc., 2006, pp. 285–303.
115. J. Robey, D. Fuhrmann, E. Kelly, and R. Nitzberg, "A CFAR adaptive matched filter detector," IEEE Trans., vol. AES-28, no. 1, pp. 208–216, January 1982.
116. A. Farina, G. Golino, and L. Timmoneri, "Comparison between LS and TLS in adaptive processing for radar systems," Proc. of IEE, vol. 150, pt. F, no. 1, pp. 2–6, February 2003.
117. A. Farina and L. Timmoneri, "Cancellation of clutter and e.m. interference with STAP algorithm. Application to live data acquired with a ground-based phased array radar," Proc. of IEEE 2004 Radar Conf., Philadelphia (USA), April 26–29, 2004, pp. 486–491.
118. A. Farina, G. Golino, S. Immediata, L. Ortenzi, and L. Timmoneri, "Techniques to design sub-arrays for radar phased-array antennas," IEE Int. Conf. on Antennas and Propagation (ICAP) 2003, March 31–April 3, 2003, pp. 17–23.
119. U. Nickel, "Sub-array configurations for digital beamforming with low sidelobes and adaptive interferences suppression," Proc. IEEE 1995 Int. Radar Conf., Alexandria (VA), USA, May 8–11, 1995, pp. 714–719.
120. U. Nickel, "Monopulse estimation with sub-array output adaptive beam forming and low side lobe sum and difference beams," IEEE Symp. on Phased-Array Systems and Technology, Boston (MA), USA, October 15–18, 1996, pp. 283–288.
121. E. Brookner and J. M. Howells, "Adaptive-Adaptive Array Processing," IEE Int. Conf. Radar-87, Conf. Pub. 281, London, October 19–21, 1987, pp. 257–263.
122. L. W. Dicken, "The use of null steering in suppressing main beam interference," IEE Int. Conf. Radar-77, Conf. Pub. 155, London, October 25–28, 1977, pp. 226–231.
123. W. F. Gabriel, "Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques," Proc. IEEE, vol. 68, pp. 654–666, June 1980.
124. U. Nickel, "Fast subspace methods for radar applications," in Advanced Signal Processing: Algorithms, Architectures and Implementation VII, F. T. Luk (ed.), SPIE Proc. Series vol. 3162 (Conf. Rec. SPIE San Diego 1997), pp. 438–448.
125. U. Nickel, "Aspects of implementing superresolution methods into phased array radar," Int. Journal Electronics and Communications (AEÜ), vol. 53, no. 6, pp. 315–323, 1999.
126. U. Nickel, "Spotlight MUSIC: Superresolution with sub-arrays with low calibration effort," IEE Proc., vol. 149, pt. F, no. 4, pp. 166–173, August 2002.
127. U. Nickel, "Superresolution and jammer suppression with broadband arrays for multi-function radar," Chapter 16 in Applications of Space-Time Adaptive Processing, R. Klemm (ed.), London: IEE, 2004, pp. 543–599.
128. H. Lee, "Eigenvalues and eigenvectors of covariance matrices for signal closely spaced in frequency," IEEE Trans., vol. SP-40, no. 10, pp. 2518–2535, October 1992.
129. Special Issue on Superresolution, The Lincoln Laboratory Journal, vol. 10, no. 2, pp. 83–222.
130. S. T. Smith, "Statistical resolution limits and complexified Cramer-Rao bound," IEEE Trans., vol. SP-53, no. 5, pp. 1597–1609, May 2005.
131. D. K. Barton, Radar, vol. 6, Frequency Agility and Diversity, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1977.
132. B. Bergkvist, "Jamming frequency agile radars," Def. Electron., vol. 12, pp. 75.78–81.83, January 1980.
133. S. Strappaveccia, "Spatial jammer suppression by means of an automatic frequency selection device," IEE Int. Conf. Radar-87, Conf. Pub. 281, London, October 19–21, 1987, pp. 582–587.

134. C. H. Gager, "The impact of waveform bandwidth upon tactical radar design," IEE Int. Conf. Radar-82, London, October 18–20, 1982, pp. 278–282.
135. M. I. Skolnik, G. Linde, and K. Meads, "Senrad: An advanced wideband air surveillance radar," IEEE Trans., vol. AES-37, no. 4, pp. 1163–1175, October 2001.
136. B. L. Lewis, F. F. Kretschmer, and W. W. Shelton, *Aspects of Radar Signal Processing*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1986.
137. N. Levanon and E. Mozeson, *Radar Signals*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2004.
138. G. Petrocchi, S. Rampazzo, and G. Rodriguez, "Anticlutter and ECCM design criteria for a low coverage radar," Proc. Int. Conf. Radar, Paris, France, December 4–8, 1978, pp. 194–200.
139. V. G. Hansen and A. J. Zottl, "The detection performance of the Siebert and Dicke-Fix CFAR detectors," IEEE Trans., vol. AES-7, pp. 706–709, July 1971.
140. S. L. Johnston, "Radar electronic counter-countermeasures against chaff," Proc. Int. Conf. Radar, Paris, France, May 1984, pp. 517–522.
141. M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 3rd Ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
142. A. Farina and F. A. Studer, "A review of CFAR detection techniques in radar systems," *Microwave Journal*, pp. 115–128, September 1986.
143. E. Conte and A. De Maio, "Mitigation techniques for non-gaussian sea clutter," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 29, no. 2, pp. 284–302, April 2004.
144. E. Conte, A. De Maio, A. Farina, and G. Foglia, "CFAR behavior of adaptive detectors: an experimental analysis," IEEE Trans., vol. AES-41, no. 1, pp. 233–251, January 2005.
145. M. C. Wicks, W. J. Baldygo, and R. D. Brown, "Expert System Application to Constant False Alarm Rate (CFAR) Processor," U.S. Patent 5, 499, 030, March 12, 1996.
146. A. Farina (ed.), *Optimised Radar Processors*, London: Peter Peregrinus, Ltd., 1987.
147. E. Fong, J. A. Walker, and W. G. Bath, "Moving target indication in the presence of radio frequency interference," Proc. IEEE 1985 Int. Radar Conf., Arlington (VA), USA, May 6–9, 1985, pp. 292–296.
148. L. B. Van Brunt, "Pulse-compression radar: ECM and ECCM," Def. Electron., vol. 16, pp. 170–185, October 1984.
149. H. Kushel, "VHF/UHF. Part 1: characteristics," *Electronics & Communications Engineering Journal*, vol. 14, no. 2, pp. 61–72, April 2002.
150. R. J. Galejs, "Volume surveillance radar frequency selection," Proc. of IEEE 2000 Int. Radar Conf., Alexandria (VA), USA, May 7–12, 2000, pp. 187–192.
151. H. Kushel, "VHF/UHF. Part 2: operational aspects and applications," *Electronics & Communications Engineering Journal*, vol. 14, no. 3, pp. 101–111, June 2002.
152. W. N. Dawber and N. M. Harwood, "Comparison of doppler clutter cancellation techniques for naval multi-function radars," IEE Int. Conf. Radar 2002, Conf. Pub. No. 490, Edinburgh, UK, 15–17 October 2002, pp. 424–428.
153. A. I. Leonov and K. J. Fomichev, *Monopulse Radar*, Norwood, MA: Artech House, Inc., 1987.
154. S. L. Johnston, "Tracking radar electronic counter-countermeasures against inverse gain jammers," IEE Int. Conf. Radar-82, Conf. Pub. 216, London, October 1982, pp. 444–447.
155. B. L. Lewis and D. H. Howard, "Security Device," U.S. Patent, 4, 006, 478, February 1, 1977, filed August 15, 1958.
156. R. L. Fante and J. A. Torres, "Cancellation of diffuse jammer multipath by an airborne adaptive radar," IEEE Trans., vol. AES-31, no. 2, pp. 805–820, April 1995.
157. S. Kogon, "Algorithms for mitigating terrain-scattered interference," *Electronics & Communications Engineering Journal*, vol. 11, no. 1, pp. 49–56, February 1999.
158. S. Bjorklund and A. Nelander, "Theoretical aspects on a method for terrain scattered interference mitigation in radar," Proc. of IEEE 2000 Int. Radar Conf., Alexandria (VA), USA, May 9–12, 2005, pp. 663–668.
159. Y. Abramovich, S. J. Anderson, and A. Y. Gorokov, "Stochastically constrained spatial and spatio-temporal adaptive processing for non-stationary hot clutter cancellation,"

- Chapter 17 in Applications of Space-Time Adaptive Processing, R. Klemm (ed.), London: IEE Radar, Sonar and Navigation, Series 14, 2004, pp. 603–697.
160. W. D. Blair, G. A. Watson, T. Kirubarajan, and Y. Bar-Shalom, “Benchmark for radar allocation and tracking in ECM,” IEEE Trans., vol. AES-34, no.4, pp.1097–1114, 1998.
161. T. Kirubarajan, Y. Bar-Shalom, W. D. Blair, and G. A. Watson, “IMMPDAF for radar management and tracking benchmark with ECM,” IEEE Trans., vol. AES-34, no.4, pp.1115–1134, 1998.
162. H. Blom and Y. Bar-Shalom, “The interacting multiple model algorithm for systems with Markovian switching coefficients,” IEEE Trans., vol. AC-33, no. 8, pp. 780–783, August 1988.
163. A. Moreira, “Improved multilook techniques applied to and SCAN imagery,” IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, vol. 29, no. 4, pp. 529–534, July 1991.
164. W. Goj, Synthetic Aperture Radar and Electronic Warfare, Dedham, MA: Artech House, Inc., 1989.
165. C. J. Condley, “The potential vulnerability to increased background noise of synthetic aperture radar in the maritime environment,” IEE Colloquium on Synthetic Aperture Radar, November 29, 1989, pp. 10/1–10/5.
166. C. J. Condley, “Some system considerations for electronic countermeasures to synthetic aperture radar,” IEE Colloquium on Electronic Warfare Systems, January 14, 1991, pp. 8/1–8/7.
167. M. Soumekh, “ -ECCM using phased-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalizer,” IEEE Trans., vol. AES-42, no. 1, pp. 191–205, January 2006.
168. P. Hyberg, “Assessment of modern coherent jamming methods against synthetic aperture radar (SAR),” Proc. of EUSAR '98, European Conf. on Synthetic Aperture Radar, Friedrichshafen, Germany, May 25–27, 1998, pp. 391–394.
169. C. Boesswetter, “ECCM effectiveness of a low sidelobe antenna for ground mapping,” AGARD AVP Symp. “Multifunction Radar for Airborne Applications,” Toulouse, 1985.
170. A. Farina and P. Lombardo, “ECCM using adaptive antennas,” Proc. of IEEE Long Island Section, Adaptive Antenna Systems Symp., Long Island, USA, November 1994, pp. 79–84.
171. J. H. Ender, “Anti-jamming adaptive filtering for imaging,” Proc. of IRS '98, Int. Radar Symp., Munich, Germany, September 15–17, 1998, pp. 1403–1413.
172. J. A. Torres, R. M. Davis, J. D. R. Kramer, and R. L. Fante, “Efficient wideband jammer nulling when using stretch processing,” IEEE Trans., vol. AES-36, no. 4, pp. 1167–1178, October 2000.
173. L. Rosenberg and D. Gray, “Anti-jamming techniques for multi-channel imaging,” IEE Proc., pt. F, vol. 133, no. 3, pp. 234–242, June 2006.
174. P. E. Pace, D. J. Fouts, S. Ekstrom, and C. Karow, “Digital false target image synthesizer for countering I ,” IEE Proc., pt. F, vol. 149, no. 5, pp. 248–257, October 2002.
175. P. E. Pace, D. J. Fouts, and D. P. Zulaica, “Digital image synthesizer: Are enemy sensors really seeing what's there?,” IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 24, no. 2, pp. 3–7, February 2006.
176. L. Sevgi, A. Ponsford, and H. C. Chan, “An integrated maritime surveillance system based on high-frequency surface-wave radars, part 1: Theoretical background and numerical simulations,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 43, no. 5, pp. 28–43, October 2001.
177. A. Ponsford, L. Sevgi, and H. C. Chan, “An integrated maritime surveillance system based on high-frequency surface-wave radars, part 2: Operational status and system performance,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 43, no. 5, pp. 52–63, October 2001.
178. G. A. Fabrizio, “Space-time characterization and adaptive processing of ionospherically-propagated HF signals,” Ph.D. dissertation, Adelaide University, Australia, July 2000.
179. G. A. Fabrizio, D. A. Gray, and M. D. Turley, “Experimental evaluation of adaptive beamforming methods and interference models for high frequency over-the-horizon radar,”

- Multidimensional Systems and Signal Processing — Special Issue on Radar Signal Processing Techniques, vol.14, no. 1/2/3, pp. 241—263, January—July 2003.
180. G. A. Fabrizio, Y. I. Abramovich, S. J. Anderson, D. A. Gray, and M. D. Turley, “Adaptive cancellation of nonstationary interference in HF antenna arrays,” IEE Proc., vol. 145, pt. F, no. 1, pp. 19—24, February 1998.
 181. Y. I. Abramovich, A. Y. Gorokhov, V. N. Mikhaylyukov, and I. P. Malyavin, “Exterior noise adaptive rejection for OTH radar implementations,” IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing 1994, ICASSP’94, Adelaide (Australia), 1994, pp. 105—107.
 182. S. J. Anderson, Y. I. Abramovich, and G. A. Fabrizio, “Stochastic constraints in non stationary hot clutter cancellation,” IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing 1997, ICASSP—97, Munich, Germany, vol. 5, pp. 21—24, April 1997, vol. 5, pp. 3753—3756.
 183. Y. I. Abramovich, N. Spencer, and S. J. Anderson, “Stochastic constraints method in non stationary hot clutter cancellation—part 1: Fundamentals and supervised training applications,” IEEE Trans., AES—34, no. 4, pp. 1271—1292, 1998.
 184. Y. I. Abramovich, N. Spencer, and S. J. Anderson, “Stochastic constraints method in non stationary hot clutter cancellation—part 2: Unsupervised training applications,” IEEE Trans., vol. AES—36, no. 1, pp. 132—150, 2000.
 185. G. A. Fabrizio, A. B. Gershman, and M. D. Turley, “Robust adaptive beamforming for HF surface wave over-the-horizon,” IEEE Trans., vol. AES—40, no. 2, pp. 510—525, April 2004.
 186. G. A. Fabrizio, A. Farina, and M. D. Turley, “Spatial adaptive subspace detection in OTH radar,” IEEE Trans., vol. AES—39, no. 4, pp. 1407—1428, October 2003.
 187. A. Farina, G. A. Fabrizio, W. L. Melvin, and L. Timmoneri, “Multichannel array processing in radar: State of the art, hot topics and way ahead,” Proc. Sensor Array and Multichannel Signal Processing IEEE Workshop (invited paper), Sitges, Spain, July 18—21, 2004, pp. 11—19.
 188. G. A. Fabrizio, G. J. Frazer, and M. D. Turley, “STAP for Clutter and Interference Cancellation in a HF Radar System,” IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing 2006, ICASSP 2006, Toulouse, France, May 2006.
 189. D. K. Barton, Radar System Analysis and Modeling, Norwood, MA: Artech House, Inc., 2005.
 190. S. L. Johnston, “The ECCM improvement factor (EIF): illustration examples, applications, and considerations in its utilization in radar ECCM performance assessment,” Int. Conf. Radar, Nanjing (China), November 4—7, 1986, pp. 149—154.
 191. J. Clarke and A. R. Subramanian, “A game theory approach to radar ECCM evaluation,” Proc. of IEEE 1985 Int. Radar Conf., Arlington (VA), USA, May 6—9, 1985, pp. 197—203.
 192. L. Nengjiing, “Formulas for measuring radar ECCM capability,” IEE Proc., vol. 131, pt. F, pp. 417—423, July 1984.
 193. L. Nengjiing, “ECCM efficacy assessment in surveillance radar analysis and simulation,” IRS ’98, Int. Radar Symp., Munich, Germany, September 15—17, 1998, pp. 1415—1419.
 194. D. H. Cook, “ECM/ECCM systems simulation program, electronic and aerospace systems record,” IEEE Conv. Rec. EASCON ’68, September 9—11, 1968, pp. 181—186.
 195. S. Watts, H. D. Griffiths, J. R. Hollaway, A. M. Kinghorn, D. G. Money, D. J. Price, A. M. Whitehead, A. R. Moore, M. A. Wood, and D. J. Bannister, “The specification and measurement of radar performance,” IEE Int. Conf. Radar 2002, Conf. Pub. no. 490, Edinburgh, UK, October 15—17, 2002, pp. 542—546.
 196. F. A. Studer, M. Toma, and F. Vinelli, “Modern software tools for radar performance assessment,” Proc. of IRS ’98, Int. Radar Symp., Munich, Germany, September 15—17, 1998, pp. 1079—1090.
 197. A. G. Huizing and A. Theil, CARPET 2.11 Software + User Manual, The Hague, The Netherlands: TNO Defense, Security and Safety, 2004.

ГЛАВА 25

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Джеймс Дж. Олтер
Джефри О. Коулман
научно-исследовательская
лаборатория ВМС США

25.1. Введение

С 1980-х годов экспоненциальный рост в области цифровых технологий, сопровождающийся соответствующим снижением их стоимости, оказывает глубокое влияние на способ проектирования радиолокационных систем. Все больше функций, которые ранее выполнялись аналоговыми средствами, в настоящее время выполняются цифровыми устройствами, что способствует повышению производительности и универсальности аппаратуры, а также снижению ее размеров и стоимости. Прогресс технологий аналого-цифрового преобразования и цифроаналогового преобразования сдвигает границу между аналоговой и цифровой обработкой все ближе и ближе к антенне.

Например, на рис. 25.1 приведена упрощенная структурная схема входных каскадов приемника типичной радиолокационной системы, которая была разработана приблизительно в 1990 г. Обратите внимание, что эта система использует аналоговое сжатие импульсов. Она также включает несколько каскадов аналогового преобразования с понижением частоты для создания синфазных (I) и квадратурных (Q) сигналов комплексной амплитуды, при этом полоса частот этих сигналов должна быть достаточно малой, чтобы их можно было оцифровать обычными АЦП. Оцифрованные сигналы затем направляются на цифровые устройства дополнительной фильтрации и обнаружения.

В противоположность этой схеме на рис. 25.2 приведена типовая структура цифрового приемника, стоящего на входе тракта обработки сигналов РЛС. Радиочастотный входной сигнал обычно проходит через один или два каскада аналогового понижения частоты для получения сигнала промежуточной частоты (ПЧ), из которого АЦП затем непосредственно делает выборку. Цифровой понижающий преобразователь частоты DDC (Digital Downconverter)¹ преобразует выборки цифровых сигналов в комплексную форму с переносом спектра на нулевую частоту и понижением частоты дискретизации. Затем выполняется цифровое сжатие импульсов и сигналы поступают в устройство окончайной обработки. Обратите внимание, что выход АЦП на схемах имеет косую черту с помещенной сверху буквой. Эта буква отражает число бит оцифрованного входного сигнала, а также максимально возможный динамический диапазон АЦП. Как будет описано ниже, применение цифровой обработки сигнала (ЦОС) может расширить динамический диапазон, стабильность и суммарную эффективность системы, одновременно снижая размеры и стоимость аппаратуры по сравнению с аналоговым подходом.

В этой главе будет представлено краткое описание некоторых основных методов цифровой обработки сигналов в РЛС на системном уровне, которые применяются на практике с момента выхода второго издания этого *справочника*, а также некоторых альтернативных решений, возможных в процессе проектирования.

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Digital Downconverter» (DDC) используется термин «цифровой понижающий преобразователь частоты» (ЦППЧ). — Прим. ред.

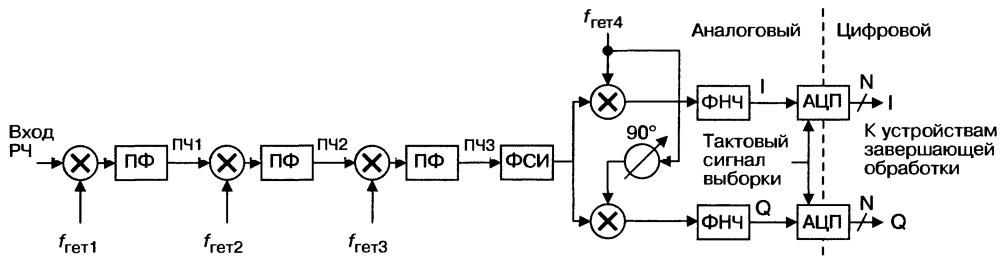


Рис. 25.1. Типовая схема входных каскадов радиолокационного приемника, использовавшаяся с 1990 г.: ПФ — полосовой фильтр; ФСИ — фильтр сжатия импульсов; N — обозначение количества разрядов; I, Q — обозначение синфазного и квадратурного сигналов

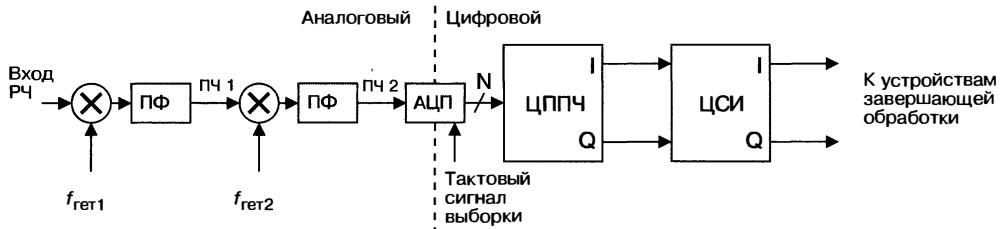


Рис. 25.2. Типовая структура цифрового приемника тракта обработки сигналов; ЦППЧ — цифровой преобразователь с понижением частоты сигналов; ЦСИ — цифровое сжатие импульсов

25.2. Обработка сигналов в приемном тракте

Основные достижения в области АЦП и цифровых элементов преобразили вид входных каскадов приемника РЛС, обеспечив высокую эффективность при снижении затрат. В этом разделе будет описано, как эти новые технологии применяются в РЛС и как они влияют на улучшение рабочих характеристик системы.

Основные понятия теории дискретизации сигналов. Цифровые сигнальные процессы являются устройствами обработки дискретных сигналов. *Дискретизация* представляет собой процесс, в ходе которого непрерывный (аналоговый) сигнал изменяется через равные интервалы времени (*интервалы дискретизации*), формируя последовательность чисел, соответствующих значениям сигнала в моменты выборки. *Частота дискретизации* является величиной, обратной интервалу дискретизации, и обозначается через f_s . На дискретные системы распространяется критерий Найквиста¹[1], устанавливающий нижнюю границу частоты дискретизации, при которой еще возможно восстановление исходного сигнала из его отсчетов без искажений, вызванных алиасингом — взаимным наложением спектральных компонент. Эта граница, получившая название *частоты Найквиста* или *максимальной скорости передачи по Найквисту*, равна ширине полосы частот B двухстороннего спектра сигнала, то есть полосе, учитывающей спектральные компоненты на положительных и отрицательных частотах. Дискретизация с частотой ниже частоты Найквиста всегда приводит к алиасингу, но и выборка с частотой выше частоты Найквиста не гарантирует работу без искажений. Мы убедимся, что для сигналов с ограниченной полосой частот может потребоваться частота выборки, превышающая частоту Найквиста, чтобы исключить перекрытие спектральных составляющих в некоторых ситуациях.

¹ В отечественной литературе — «теорема Котельникова» или «критерий Котельникова». — Прим. ред.

Частота Найквиста, как часто говорят, равна удвоенной полосе частот сигнала, но это относится только к реальному сигналу с односторонней полосой положительных частот. Наше определение относится к двухсторонней полосе положительных и отрицательных частот сигнала, который в общем случае является комплексным, и к реальному сигналу в частном случае.

Всегда ли двухсторонняя полоса частот вдвое шире односторонней? В общем случае для комплексных сигналов — нет, но для реальных сигналов в частности — да. Поясним это утверждение. Любой сигнал, реальный или комплексный, будучи выраженным как интеграл Фурье (в форме обратного Фурье-преобразования), выглядит как комбинация спектральных компонент вида $A \cdot e^{j2\pi ft}$. У дискретного сигнала параметр $t = nT$, где T — интервал дискретизации, а n — целочисленный момент времени, но и в этом случае основной вид компонент остается таким же. Комплексная амплитуда A зависит от частоты f , но для простоты будем писать A вместо $A(f)$.

Тогда для реальных сигналов, исходя из свойств преобразования Фурье, требуется, чтобы их спектральные компоненты появлялись сопряженными парами, то есть компоненте $A \cdot e^{j2\pi ft}$ на частоте f с комплексной амплитудой A должна соответствовать компонента $A^* e^{-j2\pi ft}$ на частоте $-f$ с комплексно-сопряженной амплитудой A^* . Если полоса положительных частот в интервале от f_1 до f_2 занята спектральными компонентами, соответствующая полоса отрицательных частот в интервале от $-f_2$ до $-f_1$ будет также занята спектральными компонентами, поэтому двухсторонняя полоса должна быть вдвое больше односторонней.

Реальные сигналы имеют спектральные компоненты сопряженными парами из-за использования комплексной амплитуды, выраженной в показательной форме как $A = re^{j\theta}$,

$$Ae^{j2\pi ft} + A^* e^{-j2\pi ft} = 2\operatorname{Re}\{Ae^{j2\pi ft}\} = 2\operatorname{Re}\{re^{j\theta} e^{j2\pi ft}\} = 2r\operatorname{Re}\{e^{i(2\pi ft + \theta)}\} = 2r\cos(2\pi ft + \theta).$$

Мнимые части сопряженных компонент пропали. Это показывает, что все компоненты вместе представляют реальный сигнал, синусоиду с амплитудой и фазой, которые определяются абсолютной величиной и углом комплексной амплитуды. Последнее соотношение настолько глубоко вошло в инженерную практику, что термины «амплитуда» и «фаза» обычно, хотя и неточно, используются для обозначения абсолютной величины и угла комплексного сигнала в произвольный момент времени.

Следующие рисунки иллюстрируют особенности проявления частоты Найквиста. Представьте, что спектр реального *низкочастотного* сигнала (точнее, сигнала со спектром, примыкающим к нулю, и двухсторонней полосой частот B) нанесен в виде диаграммы на длинном листе бумаги, как показано на рис. 25.3a. На этом рисунке спектральные компоненты с положительной частотой сигнала имеют темную заливку, а компоненты с отрицательной частотой имеют заливку серым цветом. Чтобы увидеть результат дискретизации этого сигнала с частотой

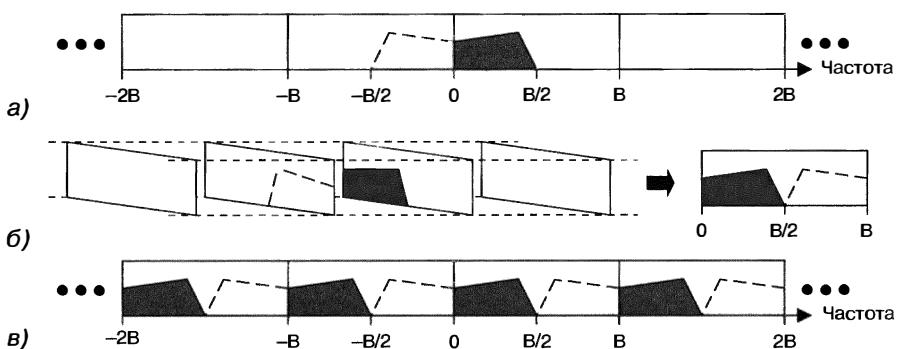


Рис. 25.3. *a* — спектр реального видеочастотного сигнала с ограниченной спектральной полосой до дискретизации, *б* — часть спектра сигнала, дискретизированного частотой B на интервале от 0 до B ; *в* — полный спектр дискретного сигнала

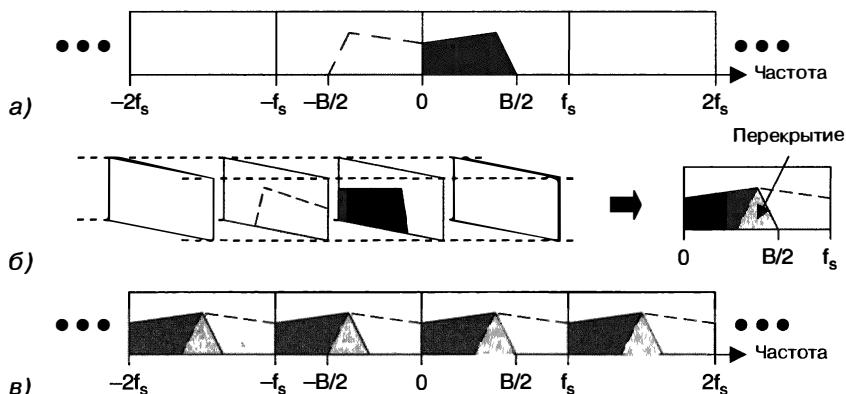


Рис. 25.4. а — спектр видеочастотного сигнала с ограниченной спектральной полосой до дискретизации; б — часть спектра сигнала, дискретизированного частотой $f_s < B$ на интервале от 0 до B с результатом алиасинга; в — спектр дискретного сигнала с наложением спектральных компонент

Найквиста B , длинный лист бумаги с диаграммой разрезан на небольшие части (страницы), при этом первый разрез проходит по нулевой частоте, а последующие разрезы выполнены интервалами, равными частоте дискретизации (в данном случае B) в области положительных и отрицательных частот. Эти страницы укладываются друг на друга, как показано в левой части рис. 25.3б. Результат наложения — участок спектра дискретного сигнала от 0 до частоты выборки B — показан в правой части этого рисунка. Обратите внимание, что залитая серым часть спектра из отрицательных частот теперь появляется справа от спектра выборки и не перекрывает залитую темным часть спектра положительных частот. Поскольку две части дискретного сигнала не перекрываются, то сам сигнал уже не подвержен искажениям, вызванным алиасингом. Полный спектр дискретного сигнала получается укладкой копий этой страницы вплотную, как показано на рис. 25.3в, бесконечно повторяя спектр дискретного сигнала на интервале от 0 до B с периодом B .

На рис. 25.4 показаны результаты дискретизации сигнала с частотой ниже частоты Найквиста. На рис. 25.4а представлен спектр того же сигнала с ограниченной полосой частот, что и в предыдущем примере, но на этот раз частота дискретизации была меньше, чем частота Найквиста B . Результирующий спектр дискретного сигнала, показанный на рис. 25.4б и в, содержит накладывающиеся спектральные компоненты — результат алиасинга, искажающего сигнал.

На рис. 25.5 повторен тот же анализ для *полосового* сигнала с ограниченной полосой частот, не содержащего спектральных компонент на нулевой частоте и

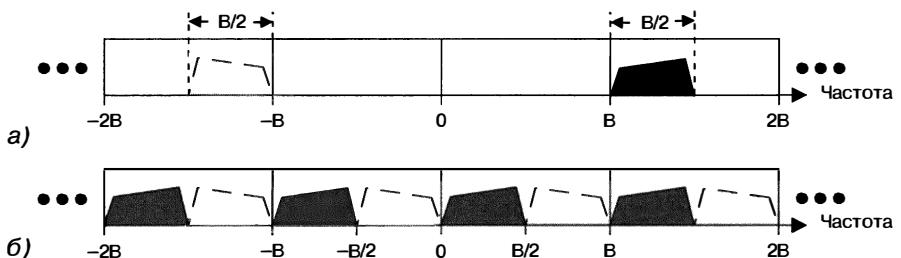


Рис. 25.5. а — спектр действительного полосового сигнала с ограниченной шириной полосы частот до дискретизации; б — спектр сигнала после дискретизации

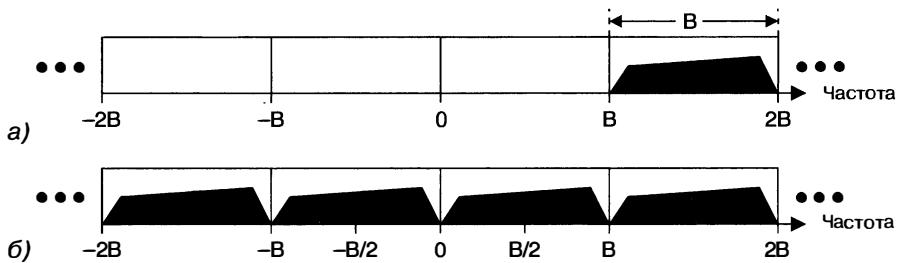


Рис. 25.6. а — спектр комплексного сигнала до дискретизации; б — спектр сигнала после дискретизации на частоте Найквиста B

вблизи нуля. На рис. 25.5а показан действительный полосовой сигнал с двухсторонней полосой частот B , состоящей из спектральных компонент с отрицательными и положительными частотами (каждая односторонняя полоса имеет ширину спектра $B/2$), которые являются комплексно-сопряженными зеркальными отражениями друг друга. Частота Найквиста равна ширине двухсторонней полосы частот сигнала независимо от конкретной части оси частот, которую занимает сигнал. Поэтому для этого сигнала частота Найквиста равна B даже несмотря на то, что сигнал содержит компоненты на частотах выше, чем B . На рис. 25.5б показан результат дискретизации этого сигнала на частоте Найквиста. Части спектра сигнала не перекрываются, то есть дискретный сигнал не искажается за счет наложения спектральных составляющих. Как будет подробнее описано дальше в этой главе, метод *субдискретизации* является мощным инструментом, который позволяет оцифровывать полосовой сигнал относительно высокой частоты сравнительно низкоскоростным АЦП, что может значительно сократить стоимость аппаратуры.

На рис. 25.6а показан более общий случай — спектр комплексного сигнала с полосой частот B до дискретизации. Обратите внимание, что этот сигнал не обладает комплексно-сопряженной симметрией спектра. Спектр сигнала после дискретизации на частоте Найквиста B показан на рис. 25.6б. Здесь также не наблюдается наложение спектральных составляющих.

Частота Найквиста является *минимальной частотой дискретизации* для сигнала или нижней границы, и соответствие этой границе является необходимым, но недостаточным условием отсутствия перекрытия спектральных составляющих при дискретизации. Рассмотрим случай, приведенный на рис. 25.7а, где показан тот же полосовой сигнал с ограниченной шириной спектра частот, что и на рис. 25.5, но сдвинутый по частоте так, что его спектр начинается не с частоты B . Спектр дискретного сигнала на рис. 25.7б показывает, что хотя частота дискретизации удовлетворяет критерию Найквиста, дискретный сигнал искажен алиасингом. Чтобы решить эту проблему, сигнала следует передвинуть на другую центральную частоту до дискретизации или увеличить частоту дискретизации. Разработчик системы всегда должен тщательно выбирать схему расположения частот гетеродинов и

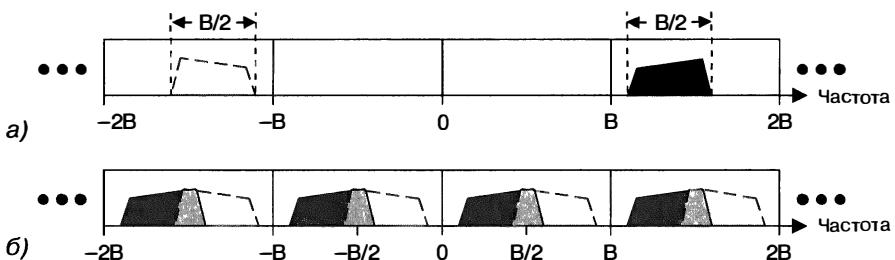


Рис. 25.7. а — спектр действительного полосового сигнала с ограниченной шириной полосы частот до дискретизации; б — спектр сигнала после дискретизации

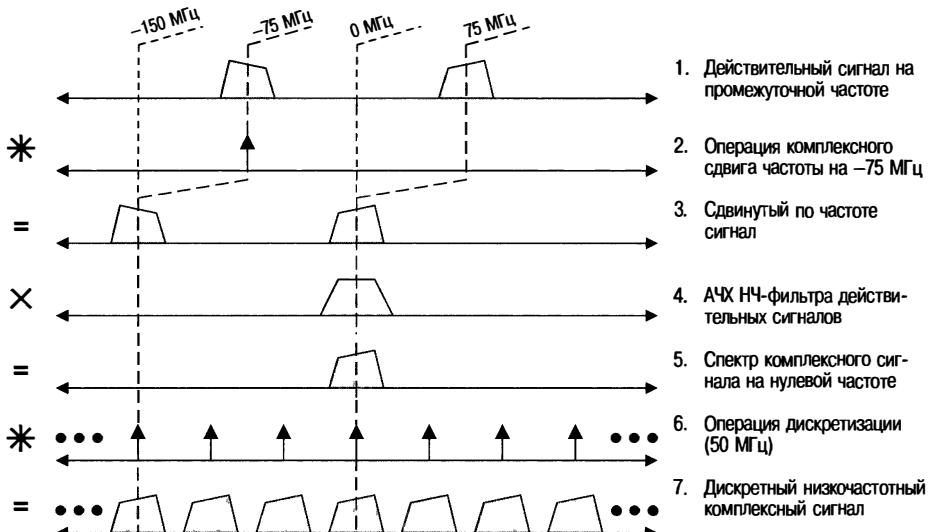


Рис. 25.8. Частотное представление аналогового преобразования с понижением частоты

спектров преобразованных сигналов, чтобы определить подходящую частоту дискретизации и исключить эффект алиасинга. Полное рассмотрение этого вопроса приведено в работе Лайонса [2].

В реальной системе перед дискретизацией сигнал обычно проходит через *антиалиасинговый фильтр*, который является аналоговым низкочастотным или полосовым фильтром, ограничивающим сверху полосу частот сигнала. Фильтр должен обеспечивать такое затухание в полосе задержания, чтобы любые компоненты с алиасингом были в результате незначительны. Безусловно, используемые на практике фильтры не имеют полосы пропускания, заканчивающейся строго на границе полосы задержания. Поэтому ширину промежуточных переходных полос фильтра необходимо учитывать в составе двухсторонней полосы сигнала *B* в целях определения частоты дискретизации по Найквисту. В противном случае спектральные компоненты выходного сигнала фильтра, оставшиеся в этих переходных областях, могут привести к заметному перекрытию.

Цифровое понижающее преобразование частоты (ЦППЧ). Применение цифровых технологий к IQ-демодуляции¹, которая как раз является преобразованием с понижением частоты радиосигнала до полосы частот, примыкающей к нулю, значительно улучшило рабочие характеристики когерентных систем. Здесь мы рассмотрим два типа устройств ЦППЧ: общего вида, которые в структурном отношении подобны традиционным аналоговым понижающим преобразователям, и прямого преобразования частоты, которые значительно более экономичны, если их удается использовать.

Аналоговое понижающее преобразование и дискретизация. Подход, применяемый в цифровых понижающих преобразователях частоты общего вида, аналогичен принципу действия аналоговых понижающих преобразователей частоты и дискретизации. Этот принцип проиллюстрирован преобразованиями в частотной области на рис. 25.8. Спектры на первом и помеченных символом «=>» графиках соответствуют сигналам в различных точках системы, а графики, помеченные символами «*» и «x», представляют операции *свертки спектров* и поточечные операции *перемножения спектров* и частотных характеристик соответственно.

¹Под IQ-демодуляцией имеется в виду перенос спектра радиосигнала на нулевую частоту с выделением квадратурных комплексных I- и Q-амплитуд. — Прим. ред.

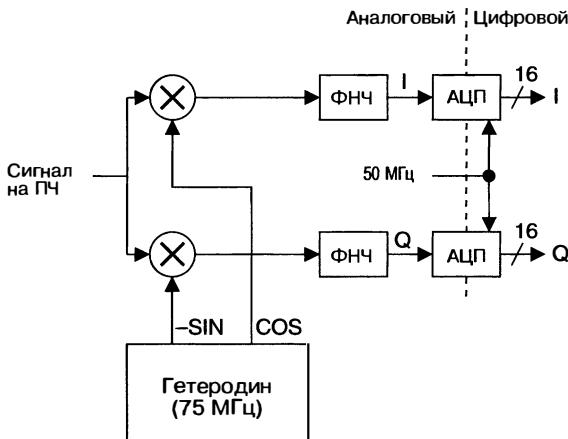


Рис. 25.9. Типовой аналоговый понижающий преобразователь сигнала ПЧ на нулевую частоту и дискретизатор

Первый график на рисунке схематически изображает действительный сигнал на промежуточной частоте с односторонней полосой частот 40 МГц и двухсторонней полосой 80 МГц. Центральные частоты положительных и отрицательных полос спектра равны 75 МГц и -75 МГц соответственно. Второй график на рис. 25.8 обозначает сдвиг сигнала на частоту гетеродина -75 МГц с помощью свертки спектров (мы скоро увидим, как это делается аппаратурно). Результат свертки, представленный на третьем графике, имеет спектральные компоненты с центрами на частоте 0 и -150 МГц. Умножение на частотную характеристику фильтра низких частот, показанную на графике 4, устраниет компоненты на частоте -150 МГц, оставляя только комплексный сигнал с нулевой центральной частотой (график 5), который имеет двухстороннюю ширину спектра и частоту Найквиста, равные 40 МГц. Свертка со спектром, показанным на графике 6, соответствует во временной области перемножению последовательности дельта-импульсов на частоте дискретизации в 50 МГц с сигналом, представленным на графике 5. Результатом перемножения во временной области является последовательность дискретных отсчетов сигнала, показанного на графике 5. Спектр этой последовательности периодически повторяет форму спектра (с точностью до масштабного множителя, которым мы пренебрегли) сигнала 5 с периодом 50 МГц. Разумеется, мы не будем аппаратно генерировать импульсы со спектром, показанным на графике 7, а вместо этого воспользуемся их цифровыми отсчетами.

На рис. 25.9 приведена структурная схема, показывающая, как этот процесс может быть реализован аппаратурно. Сигнал промежуточной частоты подают на два преобразователя частоты. В одном из них сигнал промежуточной частоты умножается на сигнал гетеродина частоты 75 МГц с косинусным фазированием, а в другом промежуточная частота умножается на тот же сигнал, но с отрицательным синусным фазированием, таким образом, смесители работают в квадратурном режиме, т.е. с разностью фаз в 90°. Выходные сигналы преобразователя частоты, взятые вместе как комплексная пара, формируют комплексный сигнал, спектр которого приведен на третьем графике предыдущего рисунка. Эти сигналы затем пропускают через фильтры низких частот (ФНЧ, LPF — Lowpass Filters)¹, чтобы убрать спектральную компоненту с центральной частотой -150 МГц, которая в противном случае приведет к алиасингу при выполнении дискретизации на следующем шаге.

Символы I (синфазная компонента) и Q (квадратурная компонента) традиционно используются для обозначения действительной и мнимой частей комплексных

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Lowpass Filters» (LPF) используется термин «фильтр низких частот» (ФНЧ). — Прим. ред.

сигналов; здесь они реализованы как пара действительных сигналов. В вертикальном сечении, проходящем через линии сигналов I и Q на рис. 25.9, присутствует комплексный сигнал $I + jQ$. Пары сигналов до и после ФНЧ представляют собой комплексные сигналы, спектры которых показаны соответственно на графиках 3 и 5 рис. 25.8. Сигнал на графике 3 создается во временной области как

$$\begin{aligned} [\text{сигнал 3}] &= [\text{сигнал 1}] e^{-j2\pi f_{\text{рет}} t} = \\ &= [\text{сигнал 1}] \cos(2\pi f_{\text{рет}} t) - j [\text{сигнал 1}] \sin(2\pi f_{\text{рет}} t) = [I_3 + jQ_3], \end{aligned}$$

где $f_{\text{рет}} = 75$ МГц.

Аналогичным образом, используя символ «*» для обозначения свертки во временной области (фильтрация с использованием импульсной характеристики), можно найти:

$$[\text{сигнал 5}] = [\text{сигнал 3}] * h(t) = [I_3 + jQ_3] * h(t) = (I_3 * h(t)) + j(Q_3 * h(t)) = I_5 + jQ_5.$$

Когда выходные сигналы фильтра рассматриваются как комплексный сигнал $[\text{сигнал 5}] = I_5 + jQ_5 = Ae^{j\theta}$, то модуль комплексного числа A и угол θ дают амплитуду (с точностью до масштабного коэффициента) и фазу сигнала на промежуточной частоте, поскольку исходный сигнал на промежуточной частоте может быть воссоздан из сигнала, приведенного на графике 5, во временной области (с поправкой на масштабный коэффициент) в виде

$$[\text{сигнал 1}] = \operatorname{Re}\{[\text{сигнал 5}] e^{j2\pi f_{\text{рет}} t}\},$$

откуда следует, что

$$[\text{сигнал 1}] = \operatorname{Re}\{Ae^{j\theta} e^{j2\pi f_{\text{рет}} t}\} = A \operatorname{Re}\{e^{j(2\pi f_{\text{рет}} t + \theta)}\} = A \cos(2\pi f_{\text{рет}} t + \theta).$$

На последнем шаге сигналы I и Q оцифровываются с помощью АЦП на частоте дискретизации 50 МГц. Результатом преобразования являются цифровые отсчеты сигналов I_7 и Q_7 , составляющие комплексный сигнал $I_7 + jQ_7$.

На рис. 25.9 предполагается, что каждый АЦП имеет 16-разрядный выход. Поскольку один бит двоичного кода соответствует примерно 6 дБ динамического диапазона, приходим к выводу, что 16-разрядные АЦП обеспечивают около 96 дБ динамического диапазона в предположении пренебрежимо малой нелинейности характеристики преобразования.

Общий подход к цифровому понижающему преобразованию. В случае цифрового понижающего преобразования частоты аналоговый сигнал промежуточной частоты сначала оцифровывается с помощью АЦП, а затем вся последующая обработка выполняется цифровыми методами. На рис. 25.10 представлен процесс цифрового понижающего преобразования частоты для наших предшествующих примеров, как прежде в частотной области. На верхнем графике схематично представлен спектр действительного сигнала промежуточной частоты с такими же, как в предыдущих примерах, параметрами. Выполняя анализ процесса дискретизации, описанный ранее, мы обнаружим, что, задав частоту дискретизации 80 МГц для двухсторонней полосы сигнала в 80 МГц, мы столкнемся с алиасингом. Однако частота дискретизации в 100 МГц, используемая на втором графике этого рисунка, уже не приводит к алиасингу. Дискретизация входного сигнала с частотой 100 МГц повторяет спектр сигнала с интервалами 100 МГц, как показано на графике 3. Сдвиг сигнала по частоте осуществляется сверткой спектра этого сигнала с комплексным сигналом гетеродина частотой -75 МГц, показанным на графике 4. В результате получается сдвинутый по частоте спектр, представленный на графике 5. Этот спектр перемножается с характеристикой фильтра, изображенной на графике 6, чтобы убрать копии компонент сигнала с отрицательной частотой. Результатом фильтрации является комплексный сигнал с нулевой центральной частотой, спектр которого показан на графике 7. Этот сигнал, который теперь имеет двухсторонний спектр и частоту Найквиста в 40 МГц, сворачивается в частотной области со спектром сигнала, приведенным на графике 8, состоящего из гармоник на нулевой частоте и на частоте 50 МГц, что во временной области соответствует прореживанию отсчетов сигнала вдвое [3]. Выходной сигнал цифрового понижающего преобразователя, спектр которого показан на графике 9, имеет частоту дискретизации 50 МГц.

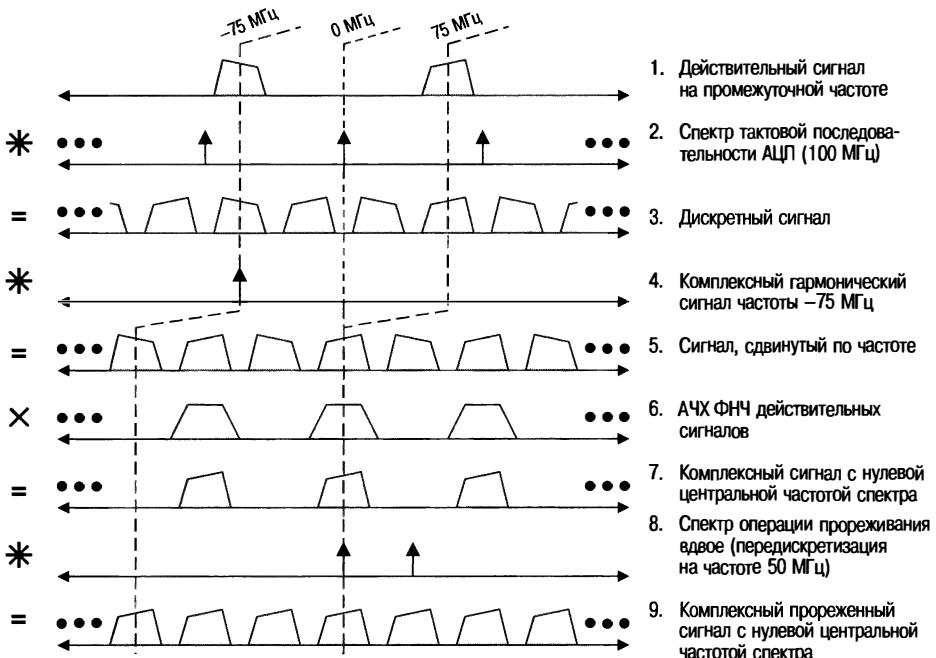


Рис. 25.10. Цифровое понижающее преобразование в частотной области

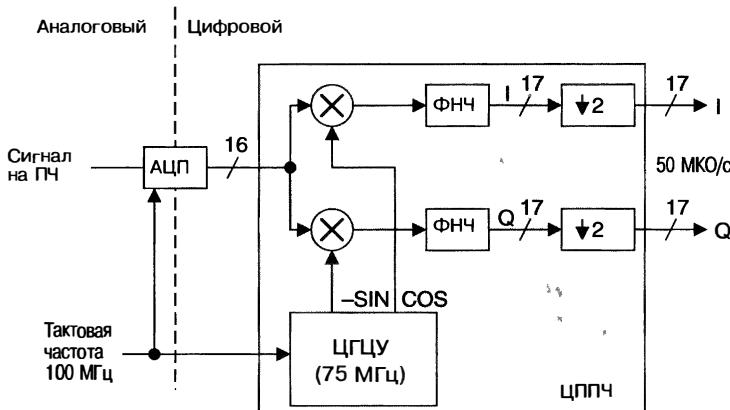


Рис. 25.11. Структурная схема цифрового понижающего преобразователя частоты; ЦППЧ — цифровое понижающее преобразование частоты; МКО/с — млн комплексных отсчетов в секунду; ЦГЦУ — цифровой гетеродин с цифровым управлением

На рис. 25.11 представлена аппаратная реализация этой архитектуры ЦППЧ. Сигнал ПЧ с центральной частотой 75 МГц дискретизируется непосредственно с помощью АЦП. Структура преобразователя после АЦП очень похожа на структуру аналогового понижающего преобразователя, за исключением того, что все операции выполняются цифровым образом. Для нашего примера мы выбрали сигнал ПЧ, оцифрованный на частоте 100 МГц 16-разрядным АЦП. В этой схеме используется цифровой гетеродин с цифровым управлением (ЦГЦУ, NCO — Numerically

Controlled Oscillator)¹, который генерирует цифровые слова, представляющие собой отсчеты косинусных и отрицательных синусных сигналов на частоте гетеродина, в данном случае 75 МГц, с частотой дискретизации АЦП. Синусные и косинусные составляющие сигнала от ЦГЦУ цифровым образом перемножаются с отсчетами сигнала на промежуточной частоте. В нашем конкретном примере отношение частоты гетеродина и частоты дискретизации (3/4) делает ЦГЦУ и умножители достаточно простыми, поскольку выходные отсчеты ЦГЦУ либо нулевые, либо равны ± 1 , и этот особый случай будет кратко рассмотрен. Пока же полагаем, что никаких специальных ситуаций не существует, поэтому здесь используются обычные схемы ЦГЦУ и умножителей. Структура обычного ЦГЦУ будет представлена в разделе 25.3. Стоящие вслед за перемножителями цифровые фильтры низких частот исключают возможный алиасинг, когда их выходные отсчеты прореживаются вдвое для получения комплексных выходных сигналов на частоте дискретизации 50 МГц. На приведенном рисунке сокращение МКО/с (MCSPS — Million Complex Samples Per Second) обозначает *миллионов комплексных отсчетов сигнала в секунду*.

Фильтры низких частот также уменьшают внеполосный шум и тем самым повышают отношение сигнал/шум (С/Ш). Для того чтобы сохранить этот прирост С/Ш, приходится увеличивать разрядность представления выходных сигналов фильтра. Если фильтр сужает полосу частот входных процессов в R раз без подавления полезного сигнала, то повышение С/Ш в децибелах определяется как $10\lg R$. В нашем примере двукратное уменьшение полосы приводит к повышению С/Ш примерно на 3 дБ. С учетом того, что каждый бит представляет примерно 6 дБ отношения С/Ш, максимальное число разрядов, требуемых для представления отфильтрованного сигнала, может возрасти с 16 до 17.

На практике проектировщик системы должен анализировать влияние квантования цифровой обработки и определять, сколько потребуется двоичных разрядов для выполнения операций, чтобы сохранить величину отношения С/Ш и исключить переполнение разрядной сетки. Необходимо учитывать шум входных каскадов системы, допустимый уровень которого обычно соответствует двум или более разрядам АЦП (четыре и больше уровней квантования). Кроме того, реальный N-разрядный АЦП никогда в точности не обеспечивает $6N$ дБ отношения С/Ш, что обусловлено ошибками, вносимыми самим АЦП. Например, типовой 16-разрядный АЦП обычно гарантирует только 14 надежных бит или около 84 дБ отношения С/Ш. Сохранение 16 разрядов в процессе последующей обработки сигналов дает 96 дБ динамического диапазона. В данном случае разработчик может использовать фильтр низких частот, сохраняя 16 разрядов на его входе и выходе. При этом процесс фильтрации повысит отношение С/Ш до 87 дБ, что по-прежнему может быть обеспечено 16-битовым каналом передачи данных.

ЦППЧ имеет ряд преимуществ по сравнению с аналоговым понижающим преобразователем. Аналоговые преобразователи подвержены воздействию различных ошибок аппаратных средств, включая рассогласование смесителей частоты, отклонение разности фаз квадратурных сигналов гетеродина от 90° , а также рассогласование коэффициентов усиления и частотных характеристик квадратурных каналов, смещение «постоянных» напряжений. ЦППЧ исключает все эти проблемы, хотя оно уязвимо к фазовому шуму тактового сигнала АЦП, нелинейностям АЦП и ошибкам округления результатов арифметических операций. Реализация потенциально достижимых характеристик преобразователей требует внимательного отношения к деталям проектирования.

Прямое цифровое понижающее преобразование частоты. Если у разработчика есть определенные степени свободы в отношении выбора либо промежуточной частоты, либо частоты дискретизации АЦП, то можно рассматривать упрощенную архитектуру ЦППЧ, а именно прямое цифровое понижающее преобразование [4, 5]. Если частота дискретизации АЦП в четыре раза превосходит центральную частоту полосы промежуточных частот сигнала, то процесс дискретизации также может переместить его спектр на нулевую частоту, причем ЦГЦУ и связанные с ним

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Numerically Controlled Oscillator» (NCO) используется термин «цифровой гетеродин с цифровым управлением» (ЦГЦУ). — Прим. ред.

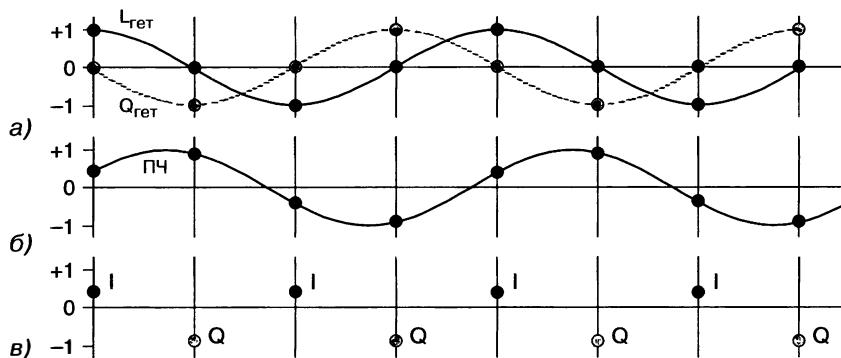


Рис. 25.12. Различные дискретные сигналы на частоте 300 МГц: *а* — косинусный (75 МГц) и синусный сигналы гетеродина; *б* — тон промежуточной частоты 75 МГц; *в* — результат перемножения (*а*) и (*б*) выборок

умножители частоты, присутствующие в общей схеме ЦППЧ, оказываются ненужными. В общем случае прямое преобразование на нулевую частоту является простым и рентабельным методом ЦППЧ, который можно использовать, когда центральная частота спектра дискретного сигнала фиксированна. При динамическом изменении центральной частоты дискретного сигнала может быть использована стандартная структура ЦППЧ, предполагающая согласованное изменение частоты гетеродинов.

Для лучшего понимания смысла прямого ЦППЧ сначала рассмотрим его выполнение во временной области, а затем аккуратно перейдем к описанию операций в частотной области. Вернемся к структуре ЦППЧ, которая приведена на рис. 25.11, с центральной частотой входного сигнала ПЧ 75 МГц и частотой гетеродина 75 МГц, но предположим, что ЦГЦУ настроен на частоту 300 МГц. Значения дискретных отсчетов синуса и косинуса, генерируемые ЦГЦУ, показаны на рис. 25.12а, где вертикальные линии и точки указывают моменты выборок и их значения соответственно. Поскольку частота дискретизации в четыре раза выше частоты гетеродина, то пары выборок ($\cos, -\sin$) гетеродина повторяются циклически в последовательности $(1, 0), (0, -1), (-1, 0)$ и $(0, 1)$.

Далее предположим, что сигнал промежуточной частоты на 75 МГц является синусоидой произвольной фазы, как на эпюре (б). Смеситель ЦППЧ выдает сигналы I и Q, являющиеся произведением сигнала промежуточной частоты эпюры (б) с двумя сигналами гетеродина эпюры (а), что показано на эпюре (в). Поскольку наш гипотетический сигнал промежуточной частоты на линии (б) имел в точности частоту, составлявшую четверть от частоты дискретизации, то оба сигнала, I и Q, являются константами — синусом и косинусом фазы сигнала промежуточной частоты.

На рис. 25.13 показан тот же 75-МГц сигнал промежуточной частоты, но дискретизированный с частотой 100 МГц и 60 МГц. Эти частоты являются целыми

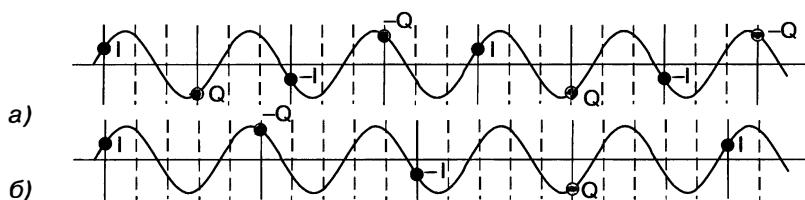


Рис. 25.13. Гармонический сигнал 75 МГц, дискретизированный (*а*) на частоте 100 МГц ($4/3$ промежуточной частоты) и (*б*) на 60 МГц ($4/5$ промежуточной частоты)

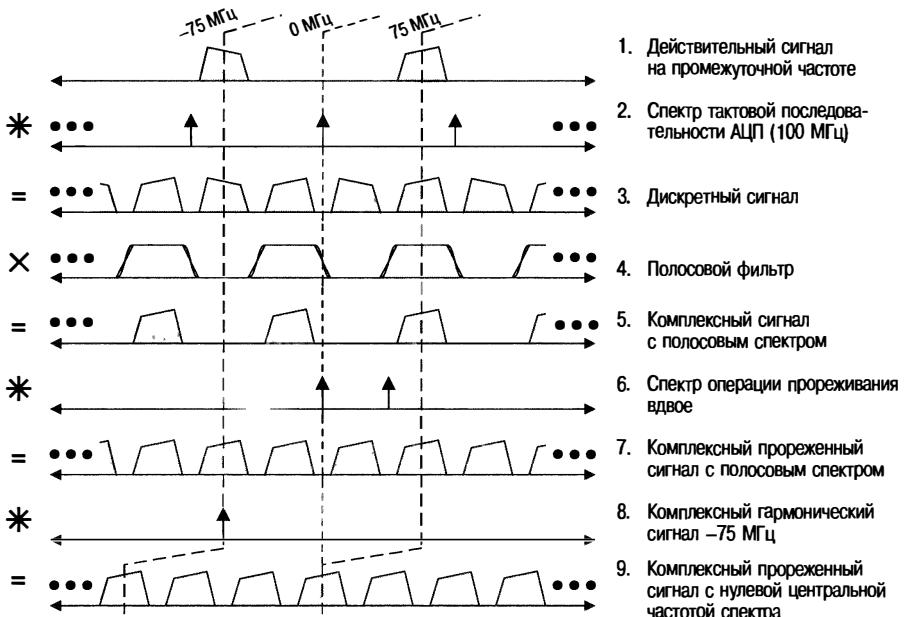


Рис. 25.14. Прямое цифровое понижающее преобразование в частотной области

нечетными долями ($1/3$ и $1/5$) исходной частоты дискретизации 300 МГц , четырехкратно превышающей центральную частоту полосы промежуточных частот. Обратите внимание, что нечетные выборки все еще циклически принимают значения I и $-I$, а четные выборки повторяют значения Q и $-Q$. Поэтому нечетные целые доли от четырехкратной центральной частоты спектра промежуточных частот могут быть практической альтернативой выбору частоты дискретизации. Однако необходимо помнить, что в соответствии с критерием Найквиста двухсторонняя полоса сигнала на промежуточной частоте должна быть меньше, чем частота дискретизации.

Теперь попробуем перенести операции прямого преобразования ЦППЧ в спектральную область. Предположим, что действительный сигнал с центральной частотой спектра 75 МГц оцифровывается на частоте 100 МГц , как на эпюре (а) рис. 25.13. Первые три графика рис. 25.14 иллюстрируют эту операцию в частотной области, при этом на графике 3 показан оцифрованный сигнал промежуточной частоты. АЧХ полосового фильтра на графике 4 устраняет нежелательные спектральные компоненты, чтобы создать комплексный сигнал со спектром, показанным на графике 5. Затем этот сигнал прореживается вдвое и смещается на -75 МГц . В результате получается требуемый комплексный сигнал со спектром на нулевой частоте (график 9), дискретизированный частотой 50 МГц .

На рис. 25.15 приведена структурная схема устройства прямого ЦППЧ.

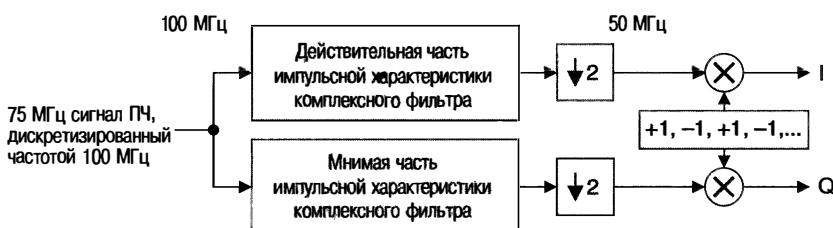


Рис. 25.15. Реализация прямого ЦППЧ во временной области

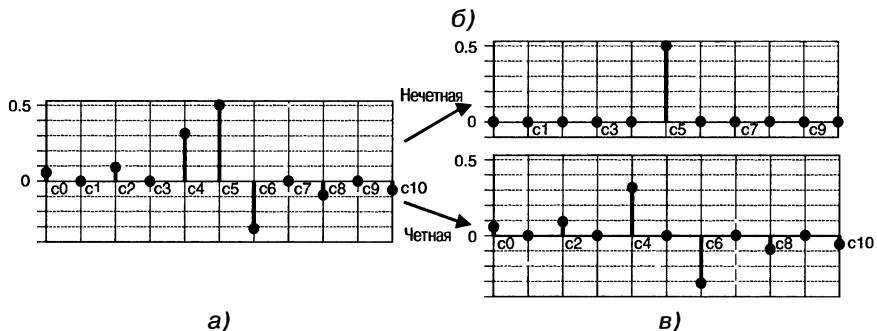


Рис. 25.16. а — коэффициенты полуполосного фильтра для прямого понижающего преобразования, б — действительная (нечетная), в — мнимая (четная) части комплексной импульсной характеристики

Модуль частотной характеристики фильтра на графике 4 рис. 25.14 не является чистой или нечетной функцией, поэтому его импульсная характеристика не является чисто действительной или чисто мнимой. Записывая импульсную характеристику как $h(n) = h_I(n) + jh_Q(n)$, где $h_I(n)$ и $h_Q(n)$ — действительные функции, получим следующую запись операции, приведенной на графике 4:

$$\begin{aligned} \text{[сигнал 5]} &= [\text{сигнал 3}] * h(n) = [\text{сигнал 3}] * [h_I(n) + jh_Q(n)] = \\ &= ([\text{сигнал 3}] * h_I(n)) + j([\text{сигнал 3}] * jh_Q(n)) = I_5 + jQ_5, \end{aligned}$$

где учтено, что сигнал 3 на графике 3 — действительная функция во временной области. На рис. 25.15 дискретный сигнал промежуточной частоты проходит через два фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры описаны в разд. 25.4), где верхний и нижний фильтры используют действительную и мнимую части коэффициентов комплексного фильтра соответственно. Фильтр с эквивалентным комплексным импульсным откликом, частотная характеристика которого приведена на графике 4 рис. 25.14, является полуполосным фильтром¹, поскольку его частотная характеристика и ее копия, смещенная по частоте на половину периода дискретизации, в сумме дают константу. Это свойство приводит к тому, что почти половина коэффициентов импульсной характеристики оказываются равными нулю. На рис. 25.16а представлены значения коэффициентов типичного фильтра, используемого для рассматриваемых нами целей. Все имеющие нечетную нумерацию коэффициенты, за исключением одного, а именно находящегося в центре, равны нулю. Этот фильтр очень удобно использовать с учетом того, что нулевые коэффициенты не нуждаются в умножителях. Симметрия частотной характеристики относительно частоты, равной четверти частоты дискретизации, приводит к тому, что коэффициенты с четной и нечетной нумерацией становятся чисто действительными и чисто мнимыми соответственно, так что коэффициенты с четной и нечетной нумерацией используются, чтобы получить соответственно I - и Q -сигналы, как показано на рис. 25.16 б и в.

После фильтрации комплексный сигнал прореживается вдвое для получения 50 МГц выходной частоты дискретизации. Окончательная спектральная свертка с комплексным гармоническим сигналом -75 МГц завершается инвертированием знака каждого второго отсчета.

На рис. 25.17 мы трансформируем систему, изображенную на рис. 25.15, с целью сделать ее более эффективной в вычислительном отношении. Мы начнем со структуры на рис. 25.17а, которая детально показывает процесс фильтрации. Сим-

¹Обычный полуполосный фильтр имеет АЧХ, симметричную относительно половинной частоты дискретизации и усиление 0,5 от максимального на частотах, равных четверти и трем четвертям частоты дискретизации. Автор главы имеет в виду комплексный полуполосный фильтр с частотной характеристикой действительного фильтра, сдвинутой на половину частоты дискретизации. — Прим. ред.

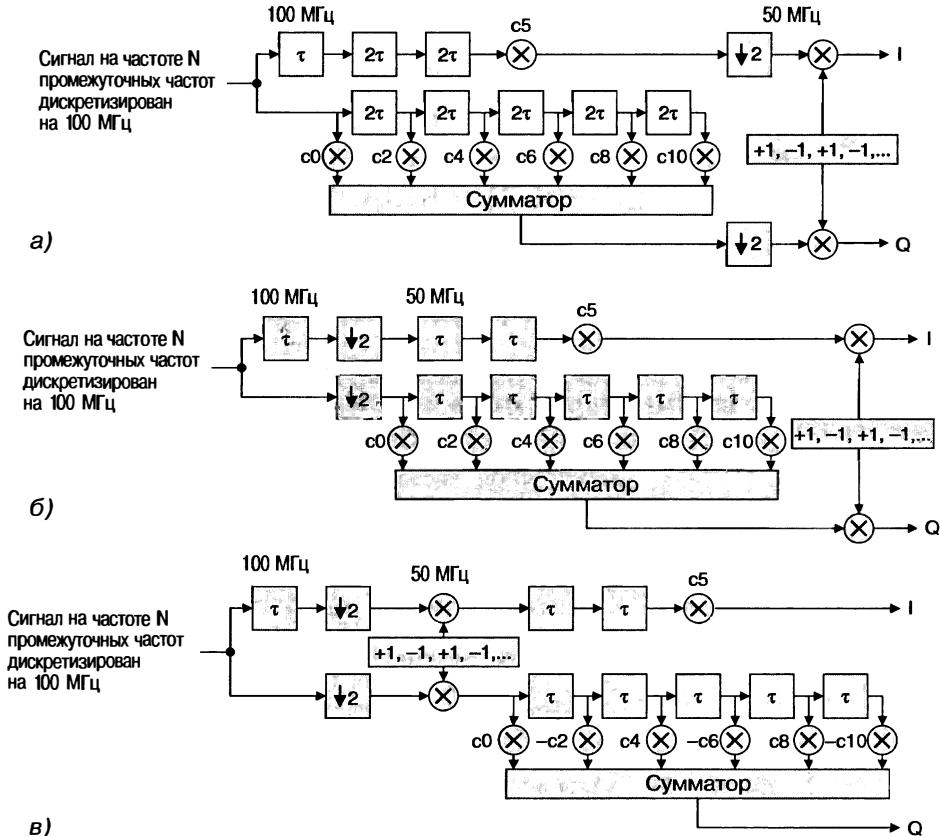


Рис. 25.17. а — коэффициенты полуполосного фильтра для прямого понижающего преобразования, б — действительная (нечетная), в — мнимая (четная) часть комплексной импульсной характеристики

воловом τ здесь обозначена задержка на величину тактового интервала. Положение одного ненулевого коэффициента действительной части $h_I(n)$ приведенной на рис. 25.16 импульсной характеристики соответствует задержке с нечетной нумерацией, поэтому $h_I(n)$ реализуется с помощью одиночной задержки и некоторого числа двойных задержек. Мнимая часть $h_Q(n)$ импульсной характеристики, напротив, имеет ненулевые коэффициенты в моменты четных задержек, что реализуется только с помощью двойных задержек.

Эту схему можно еще упростить за счет перемещения операции прореживания перед двойными задержками, как показано на рис. 25.17б. Это позволит заменить каждую двойную задержку на одинарную на более низкой тактовой частоте, на которой вычисления фильтра тактируются в два раза реже. Дополнительно к этому операцию поочередной смены знака выборок на выходе схемы при желании можно переместить на выход блока прореживания. Каждая задержка, которую пересекает операция перемены знака по мере ее перемещения к блоку прореживания, приводит к смене знака сигнала, следовательно, каждый нечетный отвод линии задержек между старым и новым положением инвертора знаков требует изменения знака коэффициента для компенсации данного эффекта. Результатом этих изменений является чередование знаков коэффициентов фильтра Q-сигнала, показанное на рис. 25.17в.

Схема прямого ЦППЧ, полученная перенесением операции перемены знака, позволяет дать простое толкование работы системы. Из рис. 25.17в видно, что базовый элемент задержки τ , а также операции прореживания и перемены знака,

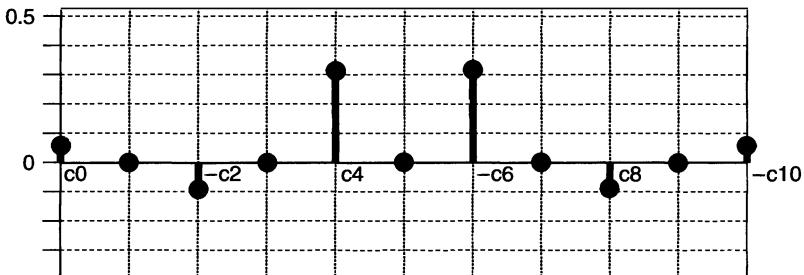


Рис. 25.18. Коэффициенты Q-фильтра с поочередно измененными знаками

работая вместе, направляют отсчеты I и Q в каналы верхнего и нижнего фильтра соответственно. Однако отсчеты, которые теперь совпадают по времени в процессе их прохождения через оставшуюся часть системы обработки, фактически относятся к

разным моментам времени входного сигнала промежуточной частоты, поскольку I- и Q-выборки были получены из чередующихся выборок АЦП. Однако Q-фильтр с чередованием знаков первоначальных коэффициентов, показанных на рис. 25.18, фактически аппроксимирует значение выходного сигнала на задержку, равную половине периода частоты дискретизации 50 МГц, выравнивая моменты появления отсчетов I и Q. Таким образом, оказывается, что значения I и Q относятся к одним и тем же эффективным моментам времени.

Проблемы дискретизации и квантования сигналов. Используемые на практике устройства и сигналы вносят ошибки в процесс обработки. Например, дрожание (джиттер) тактовых импульсов приводит к ошибкам в значениях выходных отсчетов АЦП, как показано на рис. 25.19. Кроме того, реальные АЦП добавляют внутренний джиттер или апертурную неопределенность, которую также необходимо учитывать [6]. Если погрешности в эффективные моменты выборки, вносимые этими дрожаниями, не коррелированы, что является достаточно разумным предположением, то среднеквадратичное отклонение (СКО) момента выборки t_J , которое вносит джиттер, равно

$$t_J = \sqrt{[(t_{J(ADC)})^2 + (t_{J(CLOCK)})^2]},$$

Рис. 25.19. Зависимость СКО ошибки отсчета напряжения от СКО джиттера тактовых импульсов

где $t_{J(ADC)}$ и $t_{J(CLOCK)}$ являются СКО моментов выборки, вносимых АЦП и тактовым сигналом соответственно.

Синусоидальный входной сигнал с амплитудой A и частотой f выражается в виде

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi f t)$$

и имеет производную

$$dv(t) / dt = A \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi f t).$$

Максимальная ошибка, вызванная джиттером, имеет место в момент $t = 0$, когда производная сигнала имеет свое пиковое значение,

$$dv(0)/dt = A \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_J.$$

СКО ошибки V_e отсчета напряжения сигнала, вызванная неопределенностью момента выборки t_J , может быть найдена как

$$V_e = A \cdot 2\pi f t_J.$$

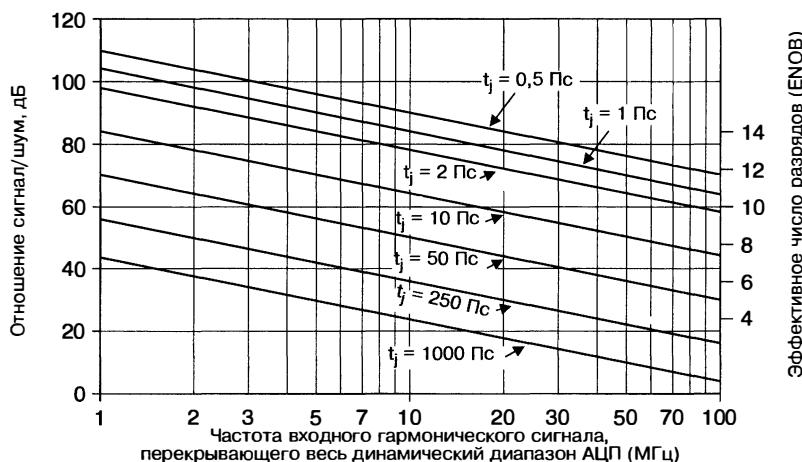


Рис. 25.20. Отношение С/Ш в зависимости от частоты входного сигнала для различных СКО джиттера моментов взятия выборок

Эта ошибка напряжения ограничивает теоретическое максимальное значение С/Ш_{max} АЦП соотношением

$$C/W_{\max} = 20 \lg(A/V_e) = -20 \lg(2\pi f_j t_j).$$

Это соотношение графически представлено на рис. 25.20, на левой вертикальной оси которого отложены значения С/Ш, а на правой — значение эффективного числа разрядов АЦП (ENO — Effective Number Of Bits), примерно равное (С/Ш)/6 дБ. Графики показывают зависимость этих величин от частоты входного гармонического сигнала при различных значениях СКО моментов выборки (джиттера). Из-за целого ряда внутренних источников ошибок АЦП (апертурная неопределенность, нелинейности, вносимый шум и т.п.) эффективная разрядность АЦП всегда меньше, чем номинальное количество разрядов выходного кода. Например, 14-разрядный АЦП обычно имеет эффективную разрядность, равную 12.

Благодаря описанному ранее методу субдискретизации полосного сигнала (сигнала, занимающего полосу частот, не примыкающую к нулевой частоте), в котором допустимо брать выборки с частотой значительно ниже, чем частота дискретизируемого сигнала, могут показаться привлекательными полный отказ от приемника и дискретизация радиочастотного сигнала напрямую, хотя возможные пределы использования АЦП ограничат возможности такого варианта. Во-первых, аналоговый входной каскад АЦП имеет предельную частоту отсечки низких частот (Lowpass 3 dB cutoff), установленную производителем. Частоты входных сигналов АЦП должны находиться значительно ниже этой частоты отсечки. Во-вторых, как следует из рис. 25.20, дискретизация радиочастотного сигнала напрямую сильно увеличит крутизну сигнала, поступающего в АЦП, тем самым требуя очень низких значений СКО джиттера тактового сигнала. Кроме того, АЦП имеет собственную нелинейность, которая создает на выходе АЦП паразитные составляющие, обычно растущие с возрастанием входной частоты. В перечне технических характеристик АЦП указывается *динамический диапазон без паразитных составляющих* (SFDR — Spurious-Free Dynamic Range) этого устройства. SFDR представляет собой разницу (в децибелах) между амплитудой оцифрованного гармонического сигнала и амплитудой максимальной паразитной составляющей, измеренных на выходе АЦП. SFDR типового АЦП выше, чем отношение сигнал/шум, указанное производителем. К сожалению, есть несколько определений SFDR, так что разработчику рекомендуется внимательно прочитать технический паспорт АЦП. Как упоминалось ранее, отношение С/Ш дискретного сигнала может быть увеличено фильтрацией в целях устранения шума в областях спектра, которые в противном случае оказываются неиспользованными. Однако создаваемые АЦП паразитные

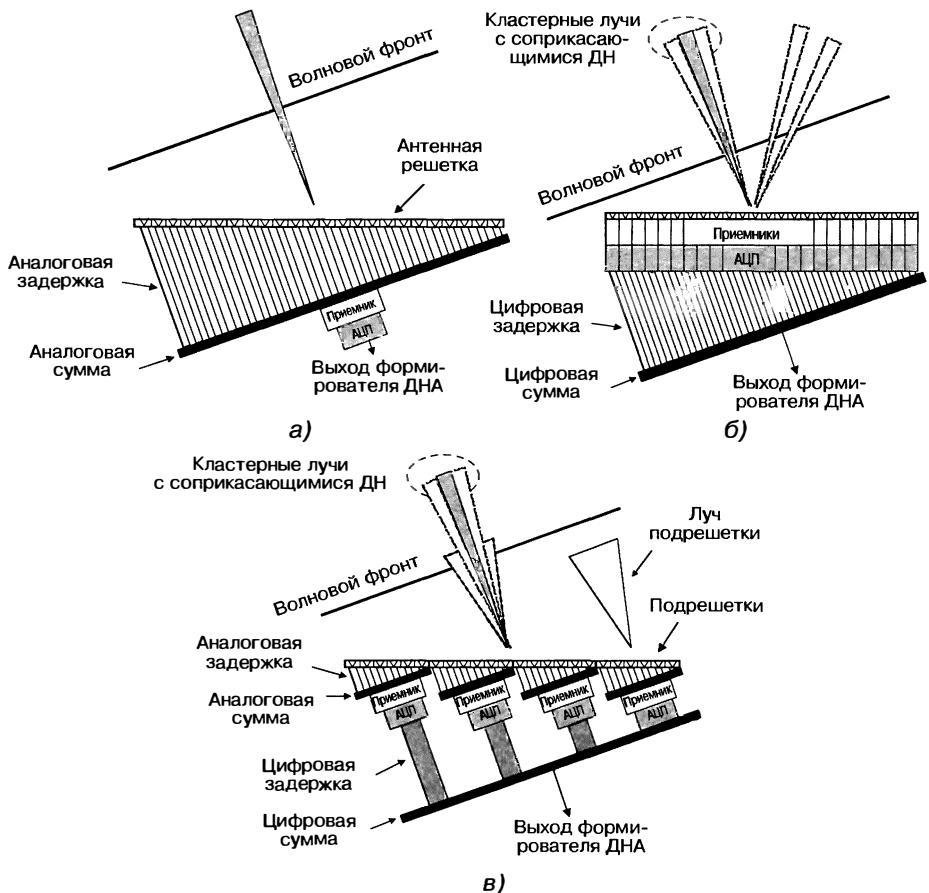


Рис. 25.21. а — аналоговое формирование ДНА; б — поэлементное цифровое формирование ДНА; в — цифровое формирование ДНА с помощью подрешеток

составляющие сигнала могут лежать в представляющей интерес полосе, где фильтрация будет неуместна. Поэтому паразитные составляющие с уровнем ниже мощности нефильтрованного шума могут стать относительно значимыми после снижения шума АЦП с помощью фильтрации.

Цифровое формирование многолучевой ДНА. Важным применением цифровой технологии является функция формирования ДНА в фазированных решетках антенных систем. На рис. 25.21а представлена аналоговая система формирования ДНА. Изображенный на этом рисунке фронт волны может рассматриваться как фронт отраженного от цели сигнала. Обратите внимание, что фронт волны достигнет каждого элемента решетки в разное время. Для того чтобы сформировать ДНА в данном определенном направлении, за каждым элементом решетки должна следовать линия задержки, которая задерживает принятый элементом сигнал на соответствующее время так, чтобы все выходные сигналы задержек времени суммировались когерентно для формирования луча в требуемом направлении. Если система имеет узкую полосу пропускания (ширина полосы менее 5% от радиочастоты) и не очень узкую ДНА антенны (так, чтобы ширина ДНА в градусах на уровне 3 дБ была бы выше, чем процентная доля ширины полосы), то временная задержка может быть реализована с использованием фазовращателей. Системы с широкой полосой пропускания требуют «истинного» времени задержки, чтобы сформировать ДНА и сохранить заданную полосу пропускания. Приемник сигна-

лов стоит непосредственно за аналоговым формирователем ДНА, как это показано на рисунке. На рис. 25.21б показан наиболее затратный способ цифрового формирования ДНА, когда приемник и АЦП находятся позади каждого элемента. В этой системе задержка времени вносится с помощью либо цифрового сдвига фазы, либо задержки цифровых отсчетов сигнала. Суммирование задержанных сигналов осуществляется цифровой сумматор. Эта конфигурация позволяет формировать ДНА в любом направлении, при этом несколько лучей могут при необходимости быть сформированы одновременно, используя те же цифровые отсчеты и различное время задержки для формирования различных лучей. Однако на момент написания этой главы установка цифрового приемника за каждым элементом решетки была весьма дорогостоящим мероприятием и обычно не применялась для большинства крупных антенн (т.е. для систем с тысячами элементов). Одно из компромиссных решений показано на рис. 25.21в, где аналоговый формирователь ДНА используется для подрешеток, за ним следуют цифровые приемники и цифровые устройства задержки.

Цифровые формирователи ДНА имеют ряд преимуществ перед аналоговыми формирователями. С помощью аналогового формирователя обычно формируется в каждый отдельный момент времени только один луч. РЛС же обычно выполняют несколько функций, таких как обзор пространства, подтверждение наличия обнаруженной цели, ее сопровождение и т.п. Работа только одним лучом может привести к тому, что времени для выполнения всех требуемых функций окажется недостаточно. Цифровой формирователь ДНА позволяет одновременно формировать сразу несколько лучей, что дает возможность быстрее выполнять функцию обзора пространства, оставляя больше времени на другие функции. Безусловно, чтобы сформировать несколько лучей на прием, ДНА на передачу должна быть достаточно широкой, чтобы перекрыть приемные ДНА. Это может потребовать увеличения мощности передатчика или времени накопления при приеме, чтобы обеспечить аналогичные рабочие характеристики, что и системы с одним лучом.

Другим преимуществом является динамический диапазон. В аналоговых системах формирования ДНА имеется только один приемник и АЦП, поэтому динамический диапазон ограничен возможностями одного канала. В цифровых системах формирования ДНА используется множество приемников и АЦП, причем динамический диапазон системы определяется совокупностью объединенных АЦП, работающих совместно. Например, если выходы 100 АЦП объединены для формирования ДНА, то в предположении, что каждый АЦП вносит шум одинаковой мощности и некоррелированный с остальными, получим 20 дБ увеличения динамического диапазона по сравнению с одноканальной системой, использующей такой же АЦП.

На рис. 25.22 приведена структурная схема типовой системы цифрового формирования ДНА. За каждым выходным портом антенны от элемента или от подрешетки следует цифровой понижающий преобразователь частоты и выравнивающий фильтр (ВФ КИХ, EQU FIR — Equalization Filter). Выравнивающий фильтр обычно представляет собой комплексный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ) (его описание будет дано позже), подстраивающий частотную характеристику каждого канала для согласования с остальными каналами по фазе и амплитуде до суммирования сигналов всех каналов в устройстве формирования ДНА.

Коэффициенты этого фильтра определяются в процессе калибровки. Во время калибровки на вход каждого приемного радиочастотного канала подается тестовый сигнал. Этот сигнал обычно является гармоническим сигналом качающейся частоты или входным шумом, спектр которого перекрывает всю полосу пропускания канала. АЦП оцифровывают тестовые сигналы во всех каналах по результатам прохождения, которыми рассчитываются комплексные весовые коэффициенты выравнивающих фильтров, которые обеспечивают согласование частотных характеристик всех каналов. После выравнивания характеристик каналов для каждой формируемой ДНА вводится своя временная задержка. Как уже отмечалось ранее, эта задержка может быть получена с помощью сдвига фазы для узкополосной системы или задержкой отсчетов сигнала времени для широкополосной системы. Сдвиг фазы может быть получен с помощью комплексного перемножения или операции CORDIC, оба варианта будут описаны позже. Временная задержка

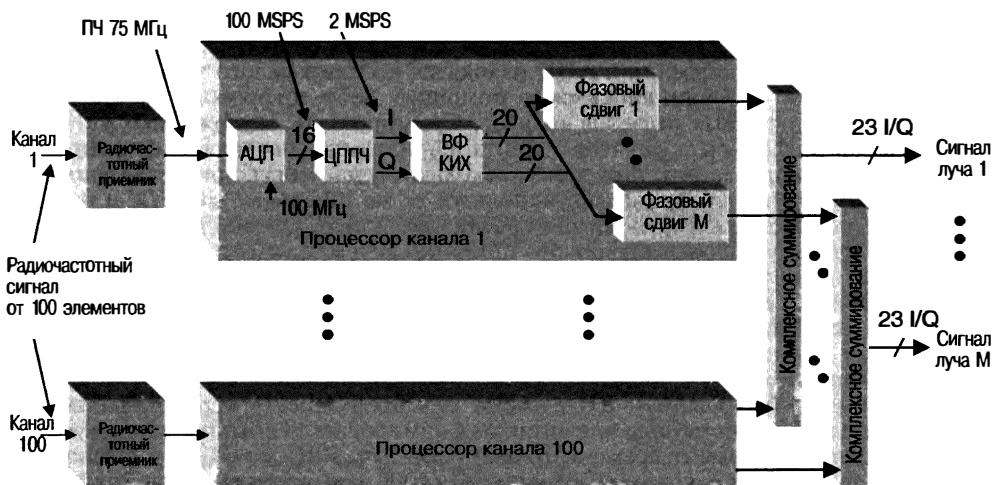


Рис. 25.22. Типовое устройство формирования ДНА: MSPS — Мкомп. выб./с (миллионов комплексных отсчетов в секунду); ЦППЧ — цифровой поникающий преобразователь частоты; ВФ КИХ — выравнивающий КИХ-фильтр

может быть получена с помощью КИХ-фильтров, которые вносят линейные фазовые сдвиги для всех частот сигнала. После введения временных задержек в каждом канале задержанные комплексные сигналы всех каналов суммируются для формирования ДНА. Для формирования M лучей необходимо использовать M комплексных сумматоров.

Цифровое сжатие импульсов. Сжатие импульсов является еще одной функцией обработки сигнала в радиолокационных системах, которая преимущественно выполняется цифровыми методами. Однако на момент написания этой главы все еще существовало много систем аналогового сжатия импульсов на линиях задержки. В этих системах аналоговое сжатие импульсов выполняется на промежуточной частоте с последующим аналого-цифровым преобразованием в тракте обработки сигналов. Поскольку сжатие импульсов повышает отношение C/\bar{W} , то его выполнение перед дискретизацией требует увеличения динамического диапазона АЦП. В системах цифрового сжатия импульсов аналого-цифровое преобразование предшествует сжатию импульса, но только с целью согласовать динамический диапазон сигналов до сжатия с динамическим диапазоном АЦП, что может значительно снизить предъявляемые к нему требования. Оцифрованный сигнал переносится на нулевую частоту и направляется в устройство цифрового сжатия импульсов. Повышение динамического диапазона в результате сжатия импульса обеспечивается увеличением числа разрядов цифровых вычислений.

Целиком посвящена РЛС со сжатием импульсных сигналов 8 глава. В заключение отметим, что используют два основных подхода в цифровом сжатии импульсов: свертку во временной и в частотной областях. Типовое устройство свертки во временной области состоит из комплексного фильтра с конечной импульсной характеристикой, коэффициенты которого являются комплексно-сопряженными отсчетами функции модуляции зондирующих сигналов, взятых в обратном порядке по времени, согласно правилу согласованной фильтрации сигналов. Такое устройство позволяет сжать импульс с любым законом внутриимпульсной модуляции. Упрощенный вариант устройства сжатия получается, когда модуляция представляет собой двоичное кодирование фазы. В этом случае коэффициенты фильтра равны либо +1, либо -1, а операции, выполняемые фильтром, являются комплексным суммированием или вычитанием вместо полного комплексного перемножения.

Сжатие импульсов может быть также осуществлено в частотной области, и в этом случае система сжатия носит название *быстрой свертки*. В этом случае выборки принятого сигнала, перенесенного на нулевую частоту, и функции закона

модуляции вначале проходят через устройство быстрого преобразования Фурье (БПФ). Затем отсчеты спектра сигнала поэлементно перемножаются с комплексно-сопряженными отсчетами спектра опорных сигналов (функции модуляции). Полученный результат переносится обратно во временную область с помощью обратного БПФ. В общем случае свертка во временной области оказывается более экономичной в аппаратном отношении при небольшом числе коэффициентов фильтра, а свертка в частотной области — для большого числа коэффициентов (больше 8 или 16).

25.3. Преобразование сигналов в передающем тракте

До того как цифровые технологии стали широкодоступными, для генерации радиолокационных зондирующих сигналов использовались аналоговые методы. В простейшей импульсной системе использовались аналоговые радиочастотные ключи для включения и отключения сигналов гетеродина. Частотно модулированные сигналы генерировались с помощью устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Также использовались простые бинарные схемы фазовой модуляции на основе генераторов псевдослучайных двоичных сигналов. Цифровые технологии, однако, предоставляют разработчику РЛС много дополнительных вариантов, в том числе произвольный закон модуляции излучаемых сигналов и возможность его изменения от импульса к импульсу. В этом разделе описываются несколько широко используемых методов цифровой генерации зондирующих сигналов РЛС.

Цифровой синтезатор прямого синтеза (ЦПС, DDS — Direct Digital Synthesizer). На рис. 25.23 приведена его схема, где цифровой генератор с цифровым управлением (ЦГЦУ) создает последовательность цифровых отсчетов синусоиды, которая с помощью цифро-



Рис. 25.23. Цифровой синтезатор прямого синтеза

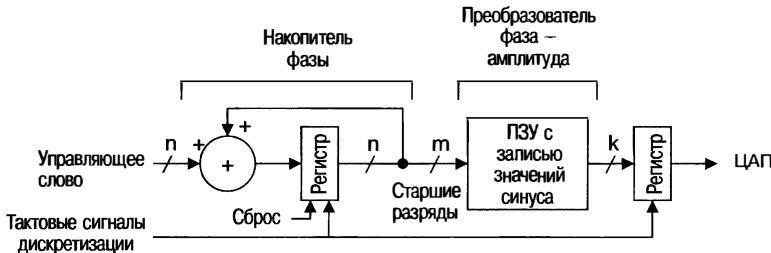


Рис. 25.24. Структурная схема ЦГЦУ

анalogового преобразователя (ЦАП) преобразуется в аналоговый сигнал. На рис. 25.24 показано, как функционирует ЦГЦУ, генерирующий цифровую синусоиду. n -разрядное управляющее слово фактически является приращением фазы, которое определяет частоту синусоиды на выходе. Фазовое приращение выражается в двоичном формате, имеющем название бинарной угловой меры (БУМ, BAM — Binary Angle Measurement)¹, в котором старший бит слова (MSB — Most Significant Bit) представляет 180° , следующий бит представляет 90° и так далее. В накопителе фазы управляющее слово добавляется к выходу текущей суммы, формируемой сумматором, за которым следует регистр. Это создает равномерно растущую фазу,

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Binary Angle Measurement» (BAM) используется термин «бинарная угловая мера» (БУМ). — Прим. ред.

изменяемую с тактовой частотой системы. Затем m старших разрядов текущей суммы поступают в преобразователь фаза—амплитуда, который представляет собой постоянное запоминающее устройство (look-up table). Из памяти преобразователя считывается k -разрядная величина, представляющая значение синуса для фазы входного сигнала. Если мы обозначим управляющее слово символом M , частоту дискретизации через f_s , а число бит в накопителе фазы через n , то частота синусоидальной волны выходного сигнала может быть выражена как $Mf_s / 2^n$.

В этой схеме при достижении фазой, представленной текущей суммой, значения 360° произойдет переполнение. Преимущество представления фазы в формате БУМ состоит в том, что оно позволяет использовать арифметику по модулю 2π и не следить за переполнением, поскольку 360° -й сдвиг фазы такой же, как в случае 0° . Например, предположим, что у нас есть 3-битовое представление БУМ, которое означает, что самый младший разряд (LSB) представляет фазовый сдвиг в 45° . Представим себе, что управляющее слово представлено в виде 001 для приращения фазы на 45° с каждым синхроимпульсом. Текущая сумма будет постепенно увеличиваться с каждым синхроимпульсом, становясь 000 (0°), 001 (45°), ..., 110 (270°) и 111 (315°). В момент следующего синхроимпульса фаза могла бы быть представлена как 1000 для 360° . Однако у нас есть только 3-разрядный сумматор, так что старший разряд будет потерян, а оставшиеся разряды 000 (0°) имеют такой же смысл, как и в случае 360° . Поэтому закон изменения фазы принимает пилообразный вид, линейно возрастаю от 0° почти до 360° и затем возвращаясь в 0° и линейно возрастаю снова.

Важной для РЛС особенностью ЦГЦУ является наличие сигнала «сброс», обнуляющего регистр фазового сумматора. В когерентном режиме излучения РЛС каждый зондирующий импульс должен стартовать с одной и той же фазой. В противном случае излучаемый сигнал будет менять фазу от импульса к импульсу, делая затруднительной или невозможной доплеровскую обработку. Управление сбросом фазы дает возможность реализации когерентного режима. В некоторых областях применения, таких как формирование ДНА передающей антенной решетки, начальная фаза в каждом канале излучения, как может оказаться, должна быть разной, для того чтобы управлять лучом. В этом случае начальной фазе можно присвоить требуемое значение путем записи в регистр соответствующего кода вместо его сброса.

ПЦС можно использовать также для генерации сигналов с линейной и нелинейной частотной модуляцией. Для этого необходимо дополнить схему ЦГЦУ цепью, которая меняет управляющее слово от выборки к выборке в целях обеспечения требуемой частотной или фазовой модуляции. Например, для генерации линейной частотной модуляции требуется менять фазу во времени по квадратичному закону. Это можно осуществить линейным изменением управляющего слова (или размера фазового шага), увеличивая или уменьшая его при каждой выборке.

Цифровой повышающий преобразователь частоты (DUC — Digital Upconverter). Другой популярный алгоритм формирования зондирующих сигналов состоит в использовании повышающего преобразования частоты, которое также именуют *генерацией колебания произвольной формы*. В этом алгоритме значения цифровой комплексной функции, обычно считываемые из памяти и представляющие требуемый закон модуляции, сначала интерполируются в область высоких частот дискретизации, а затем используются для модуляции цифровых синусовых и косинусовых сигналов, чтобы получить модулированную несущую. На рис. 25.25 приведена структурная схема DUC, который переносит комплексный сигнал полосы модулирующих частот на промежуточную частоту 25 МГц. Отсчеты модулирующих сигналов I и Q поступают на вход DUC со скоростью 2 млн комплексных отсчетов в секунду, где частота дискретизации прежде всего повышается в 50 раз. Эта операция выполняется путем вставки 49 нулевых отсчетов между каждой входящей выборкой и повышения тактовой частоты до 100 МГц. Сигнал затем проходит через цифровой фильтр нижних частот, который выполняет интерполяцию. Интерполированные сигналы перемножаются на цифровые отсчеты синуса и косинуса частоты заполнения 25 МГц, образуя компоненты комплексного сигнала на промежуточной частоте. Затем сигналы складываются в цифровом сумматоре. Эта сумма с помощью ЦАП преобразуется в аналоговый сигнал и проходит через полосовой

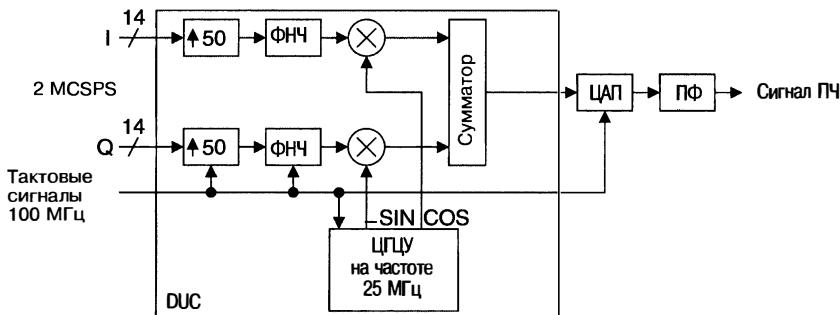


Рис. 25.25. Цифровое повышающее преобразование частоты: MCSPS — миллионы комплексных дискретных выходных сигналов в секунду

фильтр для формирования выходного сигнала промежуточной частоты. При больших коэффициентах повышения частоты с успехом используется каскадный интегрально-гребенчатый CIC-фильтр (ИГФ, CIC — Cascaded Integrator-Comb filter)¹, выполняющий функцию интерполятора. Его описание приведено в следующем разделе.

25.4. Средства цифровой обработки сигналов

В этом разделе приводится описание различных устройств и методов, которыми могут воспользоваться инженеры, занимающиеся цифровой обработкой сигналов.

Сдвиг фазы. Сдвиг фазы является центральным элементом при разработке схем цифровой обработки сигналов и существует несколько способов его реализации. Наиболее простым является способ, основанный на непосредственном выполнении комплексного перемножения, изображенный на рис. 25.26. В этом примере комплексный дискретный сигнал, обозначенный $A + jB$, перемножается на комплексный коэффициент $C + jD$, чтобы получить $(AC - BD) + j(AD + BC)$ для выполнения фазового сдвига. Эта операция требует четырех умножителей и двух сумматоров.

После некоторых перестановок получим

$$I = (AC - BD) = D(A - B) + A(C - D),$$

$$Q = (AD + BC) = C(A + B) - A(C - D).$$

Отметим, что последний член в выражениях один и тот же. Видим, что для реализации комплексного умножителя необходимо использовать только три действительных умножителя и пять действительных сумматоров. Это может быть важно, если действительные умножители находятся в дефиците. На рис. 25.27 показана блок-схема такой архитектуры.

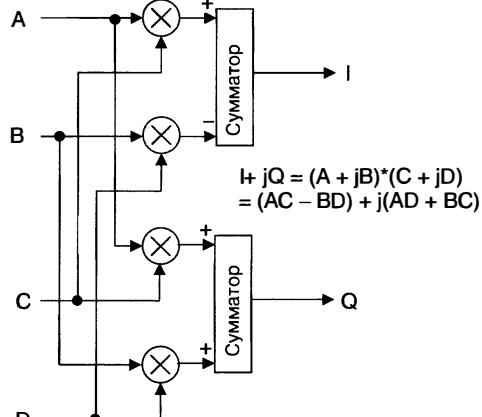


Рис. 25.26. Непосредственное комплексное перемножение

¹ В русскоязычном издании вместо термина «Cascaded Integrator-Comb filter» (CIC) используется термин «каскадный интегрально-гребенчатый CIC-фильтр» (ИГФ). — Прим. ред.

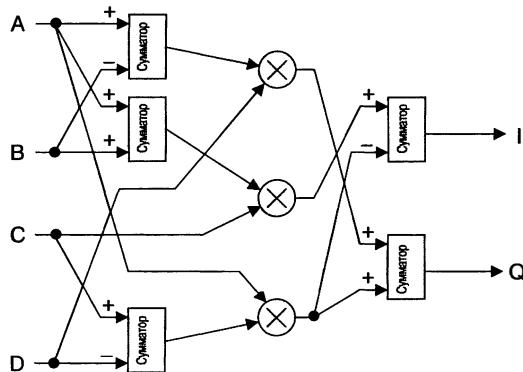


Рис. 25.27. Комплексное перемножение с тремя перемножителями действительных чисел

Процессор CORDIC. Эффективный и универсальный алгоритм, который осуществляет фазовый сдвиг без применения устройств умножения, носящий название «цифровой вычислитель поворота системы координат» (CORDIC), был впервые описан Волдером [7] в 1959 г. CORDIC может выполнять различные функции, включая вычисление синуса, косинуса, арктангенса, арксинуса, арккосинуса и модуля вектора, поворот векторов (фазовый сдвиг), преобразование полярной системы координат в прямоугольную и прямоугольной в полярную, используя процесс, основанный на сдвигах разрядов и суммировании [8]. Далее приводится описание алгоритма CORDIC.

Выражения, осуществляющие сдвиг фазы комплексного числа $I_0 + jQ_0$ на угол θ , чтобы получить $I_1 + jQ_1$, выглядят следующим образом:

$$I_1 = I_0(\cos(\theta)) - Q_0(\sin(\theta)),$$

$$Q_1 = I_0(\sin(\theta)) + Q_0(\cos(\theta)).$$

Эти выражения после некоторых преобразований могут быть записаны в виде

$$I_1 = \cos(\theta) [I_0 - Q_0(\tan(\theta))],$$

$$Q_1 = \cos(\theta) [Q_0 + I_0(\tan(\theta))].$$

Алгоритм CORDIC использует это соотношение для аппроксимации произвольного фазового сдвига, используя многоэтапную процедуру фазовых сдвигов, в которой тангенс фазового сдвига на каждом этапе является следующей меньшей дробной степенью 2, и умножение на это число может быть выполнено сдвигом битов входных данных на целое число позиций вправо. Первые несколько этапов выглядят следующим образом:

$$I_1 = \cos(\theta_0)[I_0 - Q_0(\tan(\theta_0))] = \cos(\theta_0)[I_0 - Q_0(1)],$$

$$Q_1 = \cos(\theta_0)[Q_0 + I_0(\tan(\theta_0))] = \cos(\theta_0)[Q_0 + I_0(1)],$$

$$I_2 = \cos(\theta_1)[I_1 - Q_1(\tan(\theta_1))] = \cos(\theta_1)[I_1 - Q_1(\frac{1}{2})],$$

$$Q_2 = \cos(\theta_1)[Q_1 + I_1(\tan(\theta_1))] = \cos(\theta_1)[Q_1 + I_1(\frac{1}{2})].$$

В табл. 25.1 показаны эти параметры для восьмиэтапного алгоритма CORDIC. Каждая строка таблицы представляет последовательные итерации этого алгоритма. Столбец $\tan(\theta_i)$ показывает множитель, на который значения I и Q умножаются для каждой итерации. Обратите внимание, что эти значения являются дробными степенями двух, так что перемножение может быть выполнено сдвигом двоичных значений I и Q вправо на i разрядов.

Таблица 25.1. Параметры первых восьми стадий алгоритма CORDIC

i	$\tan(\theta_i)$	θ_i (град.)	$\cos(\theta_i)$	$P[\cos(\theta_i)]$
0	1	45,000	0,707107	0,707107
1	1/2	26,565	0,894427	0,632456
2	1/4	14,036	0,970143	0,613572
3	1/8	7,1250	0,992278	0,608834
4	1/16	3,5763	0,998053	0,607648
5	1/32	1,7899	0,999512	0,607352
6	1/64	0,8951	0,999878	0,607278
7	1/128	0,4476	0,999970	0,607259

Столбец θ_i содержит арктангенс этого множителя, который также можно рассматривать как фазовый сдвиг, вводимый во время каждой итерации. Столбец $\cos(\theta_i)$ содержит косинус этого угла, на который следует умножать результат каждой итерации, как показано в приведенных выше уравнениях. Однако на практике умножение на косинус на каждой итерации не производится. На каждом этапе предполагаемый множитель, на который следует умножить выходные сигналы I и Q этого этапа, чтобы получить правильный ответ, является произведением всех косинусов вплоть до этой точки. Этот множитель, показанный в столбце $P[\cos(\theta_i)]$, для большого числа итераций сходится к величине 0,607253. В большинстве случаев это масштабирование может быть скомпенсировано на наиболее поздних этапах обработки. Обратная величина этого множителя 1,64676 для большого числа итераций представляет собой коэффициент усиления, налагаемый на выходные значения I и Q алгоритмом CORDIC. Если используется целочисленная арифметика, то необходим дополнительный бит в старшем разряде, чтобы можно было сохранить этот возросший по уровню сигнал.

На рис. 25.28 представлена блок-схема алгоритма CORDIC, используемого для сдвига фазы. Исходными данными для алгоритма являются I_{in} , Q_{in} и ϕ_{in} (требуемый фазовый сдвиг). Переменная i будет отслеживать выполняемую стадию обработки, и в начале процесса ей присваивается нулевое значение. Базовый алгоритм может выполнять сдвиг фазы в интервале $\pm 90^\circ$. Если требуемый фазовый сдвиг выходит за рамки этого диапазона, у значений входных данных I и Q сначала меняют знак на противоположный, накладывая тем самым фазовый сдвиг 180° , и вычитают 180° из требуемого фазового сдвига. Теперь новый фазовый сдвиг находится в пределах $\pm 90^\circ$ и алгоритм уже нормально продолжает свою работу.

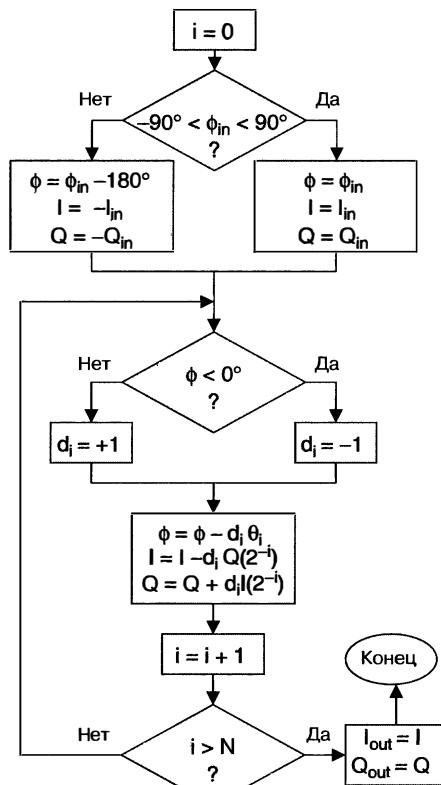


Рис. 25.28. Блок-схема алгоритма CORDIC

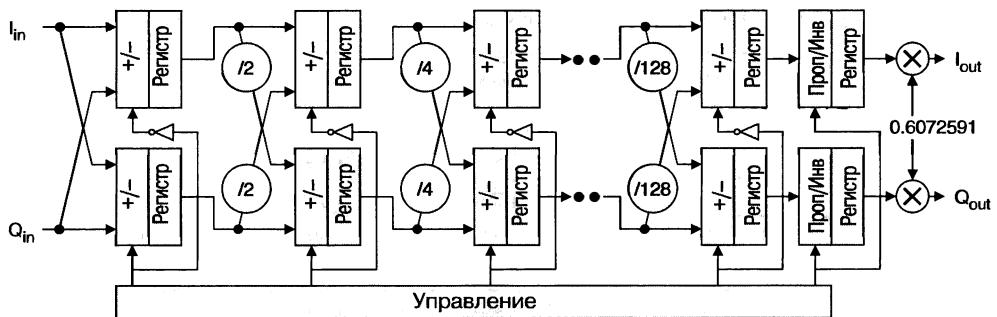


Рис. 25.29. Восьмиступенчатый вычислитель CORDIC: $+$ — сложение/вычитание; Проп/Инв — пропустить/инвертировать

Далее алгоритм выполняет N итераций с целью свести остаточную погрешность фазового сдвига ϕ в ноль. На каждой итерации вычисляется новое значение ϕ , вычитая или добавляя фазовый сдвиг для этой стадии (θ_i из таблицы) к предыдущему значению ϕ . Если $\phi < 0$, то θ_i добавляется к ϕ . В противном случае θ_i вычитается из ϕ . На каждом этапе входные величины Q и I делятся на коэффициент 2^i путем сдвига этих чисел вправо на i бит, а затем добавляя или вычитая из I или Q в зависимости от знака ϕ . Переменная i получает приращение, и процесс повторяется, пока не будет выполнено условие $i > N$, при котором будут получены окончательные результаты фазового сдвига.

На рис. 25.29 представлена структурная схема восьмистадийного процесса CORDIC получения фазового сдвига, где каждая стадия представляет собой итерацию в рассмотренной схеме алгоритма. Процесс из N стадий дает фазовый сдвиг с точностью в пределах $\pm\theta_N$ градусов (из таблицы), поэтому чем больше стадий в процессе, тем точнее будет результат. Входные данные I и Q меняются в момент переднего фронта предполагаемого тактового импульса. На первой стадии значение I либо добавляется, либо вычитается из значения Q в блоке ADD/SUB. Блок управления в нижней части рисунка определяет, что именно — добавление или вычитание — выполнять на каждой стадии, основываясь на описанном ранее алгоритме. Если блок $+/-$ в канале Q выполняет сложение, то тот же блок в канале I будет выполнять вычитание, и наоборот. Результат операции блока $+/-$ записывается в регистр фронтом следующего тактового импульса и поступает на следующую стадию процесса. В таком варианте исполнения операций последний блок с маркировкой (Проп/Инв) выполняет необходимое обращение I и Q, если требуемый фазовый сдвиг выходит за рамки диапазона $\pm 90^\circ$ этого алгоритма. Окончательное умножение на константу является необязательным, как уже говорилось ранее.

Показанная на рис. 25.29 структура является хорошим примером процесса с конвейерной обработкой данных, в котором часть вычислений выполняется и результаты сохраняются в регистре в момент каждого переднего фронта тактовых импульсов, а затем переходят на следующий этап процесса. Процесс все еще будет функционировать, даже если регистры удалить. Однако в этом случае после изменения входных данных I и Q окончательный результат не будет пригоден к использованию, пока результаты обработки новых входных величин не пройдут через все стадии процесса, что обычно занимает неприемлемо длительный период времени. В процессе с конвейерной обработкой данных небольшая часть общих вычислений выполняется на каждой ступени единовременно, а результаты заносятся в регистры памяти и переходят на следующую ступень конвейера. Такая структура обеспечивает более высокую пропускную способность, чем бесконвейерная схема. Это означает, что конечные результаты обработки могут быть получены с более высокой частотой следования, которая обратно пропорциональна времени выполнения операций на отдельной стадии. Время ожидания (латентности) конвейерного процессора есть интервал между моментами, когда выборка новых данных вводится в процессор и когда результат на основе исходных данных станет

доступным на выходе. Восьмиэтапный конвейерный процесс CORDIC, показанный на рисунке, будет иметь время задержки, равное восьми тактовым периодам, и пропускную способность, эквивалентную тактовой частоте. Другими словами, после того как конвейер заполнен и получены первые результаты, новые результаты будут появляться на выходе с тактовой частотой.

Цифровые фильтры и их применение. В этом разделе описывается несколько основных разновидностей цифровых фильтров и то, как они используются при обработке радиолокационных сигналов.

Фильтры с импульсной характеристикой конечной длительности (КИХ) и с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). На рис. 25.30 приведена схема цифрового КИХ-фильтра в прямой форме. Входные отсчеты поступают в сдвиговый регистр, где каждый блок, помеченный τ , обозначает задержку на период одной выборки в регистре сдвига. Входной отсчет и сигналы каждой ступени сдвигового регистра умножаются на коэффициенты a_i , а выходные сигналы умножителей суммируются, что и дает результат фильтрации. Существуют программные средства, которые определяют значения этих коэффициентов и их количество, когда пользователь задает требуемые характеристики фильтра, такие как тип фильтра (нижних частот, верхних частот, полосовой и т.п.), частоту дискретизации, частоту среза и частоту отсечки, допустимый уровень пульсаций в полосе пропускания и затухания в полосе задержания. Приведенный на рисунке фильтр считается действительным КИХ-фильтром, если входные данные и коэффициенты являются действительными величинами и над ними выполняются действительные математические операции. В комплексном КИХ-фильтре выборки данных, коэффициенты и математические операции являются комплексными.

Этот тип фильтра носит название КИХ-фильтра, поскольку подаваемый на вход одиночный импульс (выборка со значением «1», окруженная нулевыми выборками) создаст на выходе отклик конечной длительности, состоящий из коэффициентов этого фильтра в порядке следования «1» через сдвиговый регистр, как показано на рис. 25.31 для КИХ-фильтра с семью коэффициентами (обычно обозначаемого как 7-отводный КИХ-фильтр)¹. В этом примере нулевые отсчеты, предшествующие единичному, заполняют сдвиговый регистр КИХ-фильтра нулями, обращая выходные сигналы фильтра в ноль. Когда выборка со значением «1» попадает в регистр сдвига, на выходе фильтра появляется первый коэффициент a_0 , поскольку другие отсчеты внутри фильтра все еще нулевые. При следующем тактовом импульсе «1» перемещается во второй отвод сдвигового регистра, а «0» замещает единицу в первом отводе, что заставляет фильтр выдать значение второго коэффициента a_1 . С последующими тактовыми импульсами «1» проходит через сдвиговый регистр, выдавая на выход последовательно все коэффициенты фильтра. В КИХ-фильтре

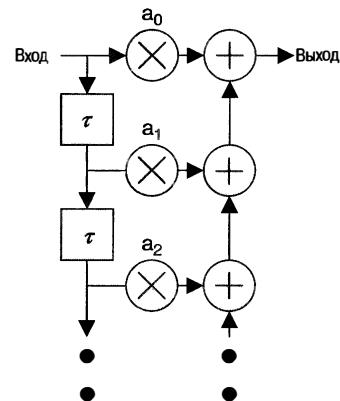


Рис. 25.30. Структурная схема КИХ-фильтра в прямой форме

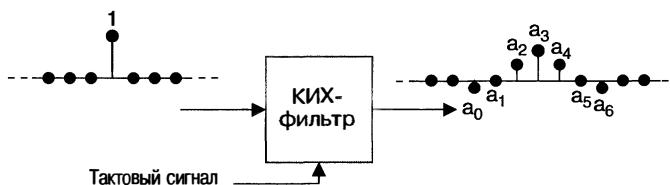


Рис. 25.31. Импульсная характеристика 7-коэффициентного КИХ-фильтра

¹ Более распространенным названием такого фильтра является «КИХ-фильтр 7-го порядка». — Прим. ред.

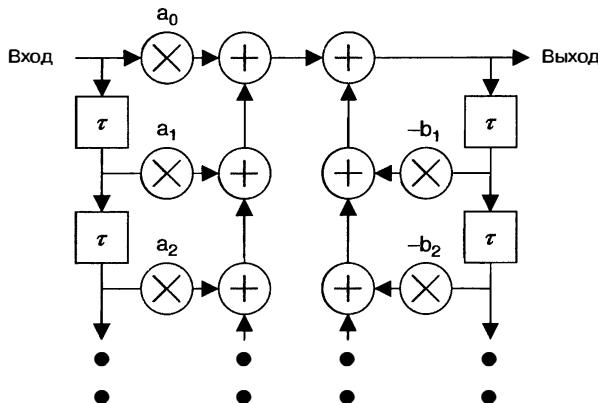


Рис. 25.32. Общая структурная схема БИХ-фильтра

имеются только прямые связи, т.е. выходные значения фильтра зависят только от входных величин, а обратные связи отсутствуют.

На рис. 25.32 приведена общая структура фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ)¹. В БИХ-фильтрах имеются как прямые, так и обратные связи. Их называют фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой, поскольку импульс на входе фильтра вызовет в общем случае бесконечную последовательность ненулевых выходных отсчетов.

По сравнению с КИХ-фильтрами БИХ-фильтры имеют несколько преимуществ. В общем случае они требуют меньше арифметических операций и памяти для выполнения сходных функций. Также легче реализовать некоторые частотные характеристики фильтра с помощью БИХ-фильтров. Однако без тщательного подхода к проектированию БИХ-фильтры могут оказаться слишком чувствительными к эффектам квантования (ограничения разрядности) их коэффициентов, а также могут проявлять склонность к *переполнению* (т.е. генерировать результаты операций, которые превосходят динамический диапазон процессора, определяемый числом битов в канале передачи данных). Хотя БИХ-фильтры почти никогда не применяются в радиолокационных системах по этим и целому ряду других исторических причин, опытный разработчик может найти применение, в котором они могут дать большое преимущество.

В противоположность КИХ-фильтры являются по своей природе стабильными. Действительные КИХ-фильтры с симметричными коэффициентами автоматически обеспечивают линейный фазовый свиг в его полосе пропускания, внося незначительные фазовые *искажения* (или не внося вообще никаких искажений) в отфильтрованный сигнал, что крайне важно во многих областях применения. Поскольку КИХ-фильтры не имеют обратных связей, их удобней применять в высокоскоростных приложениях по сравнению с БИХ-фильтрами, которым обычно требуется вычислить предыдущий отсчет выходного сигнала, прежде чем формировать следующий отсчет. Комплексные КИХ-фильтры, в которых выполняются комплексные перемножения для каждого отвода, можно использовать как выравнивающие фильтры, устройства временной задержки и сжатия импульсов.

На рис. 25.33 представлена альтернативная форма КИХ-фильтра, называемая *транспонированной формой* КИХ-фильтра. В этой конфигурации каждый входной отсчет умножается на все коэффициенты сразу, а задержки включены на выходах сумматоров.

Если коэффициенты КИХ-фильтра симметричны, то есть коэффициенты по обе стороны от центрального отвода фильтра являются зеркальными отражениями друг друга (как у фильтров с линейными фазочастотными характеристиками), то

¹Данный вид структурной схемы фильтров обычно называют прямой формой или прямой структурой (direct form). — Прим. ред.

количество умножителей можно сократить, суммируя выборки, которые умножаются на одни и те же коэффициенты. Тем самым количество умножителей уменьшается примерно вдвое, как показано на рис. 25.34 на примере 7-отводного фильтра.

Прореживающие цифровые фильтры. Как уже упоминалось ранее, сложность и стоимость процессора обработки сигналов в расчете объема ресурсов, требуемых для его реализации, обычно линейно растут с частотой выборки данных. По этой причине в большинстве областей применения рентабельней сократить частоту выборки данных до значения, достаточного для обеспечения требуемой полосы пропускания системы. В тех случаях, когда частота дискретизации сигнала должна быть снижена, ширину спектра сигнала прежде следует сократить так, чтобы выполнялся критерий Найквиста для новой частоты дискретизации. Это может быть выполнено пропусканием сигнала через цифровой КИХ-фильтр, ограничивающий полосу сигнала до величины, меньшей половины сниженной частоты дискретизации. Затем, чтобы сократить частоту дискретизации отфильтрованного сигнала в R раз, следует выбрать из последовательности отсчетов каждый R -й отсчет, как было ранее описано в разделе, посвященном прореживанию. Разработчик может воспользоваться возможностями, предоставляемыми прореживанием, осознав, что вычислять требуется только те выходные сигналы фильтра, которые останутся после прореживания. Например, если выходной сигнал КИХ-фильтра необходимо прореживать в 4 раза, то вычислять следует только каждый четвертый выходной отсчет, что сокращает требуемую обработку в 4 раза.

Интерполирующие фильтры. Интерполяция представляет собой процесс, с помощью которого повышается частота дискретизации сигнала, например при подготовке сигнала к повышающему преобразованию — переносу спектра на промежуточную частоту, как было показано на рис. 25.25. Интерполяторами обычно выступают КИХ-фильтры нижних частот. Для повышения частоты дискретизации в R раз между низкочастотными выборками данных прежде всего вставляют $R-1$ нулевых отсчетов, создавая поток данных на частоте дискретизации, в R раз более высокой, чем входная частота. Поток данных затем пропускают через низкочастотный КИХ-фильтр, чтобы получить на выходе интерполированный сигнал с высокой частотой дискретизации. Разумеется, КИХ-фильтр должен тактироваться с повышенной скоростью передачи данных. Этот процесс иллюстрируется на рис. 25.35 для четырехкратного повышения частоты дискретизации.

Каскадные интегрально-гребенчатые фильтры (ИГФ). В задачах прореживания и интерполяции, когда кратность изменения частоты велика (обычно 8 и более), применение КИХ-фильтров может оказаться слишком дорогостоящим решением из-за большого числа требуемых отводов фильтра. Каскадные ИГФ представляют определенный класс фильтров, предложенный Хогенауэром [9], и позволяют решить эти задачи очень эффективно, причем без использования операций умножения. Превосходное описание этого класса фильтров можно найти в работах Лайонса [2] и Харриса [10], которые были положены в основу дальнейшего изложения.

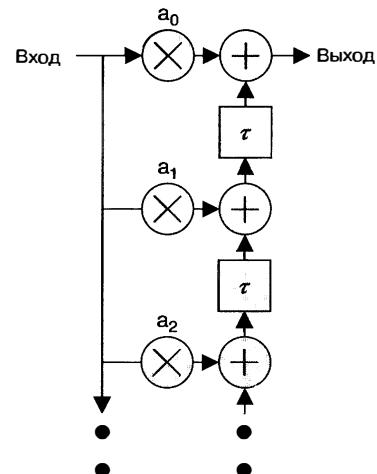


Рис. 25.33. Транспонированная форма КИХ-фильтра

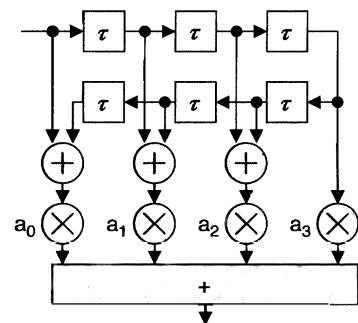


Рис. 25.34. 7-отводный КИХ-фильтр с симметричными коэффициентами

КИХ-фильтры нижних частот. Для повышения частоты дискретизации в R раз между низкочастотными выборками данных прежде всего вставляют $R-1$ нулевых отсчетов, создавая поток данных на частоте дискретизации, в R раз более высокой, чем входная частота. Поток данных затем пропускают через низкочастотный КИХ-фильтр, чтобы получить на выходе интерполированный сигнал с высокой частотой дискретизации. Разумеется, КИХ-фильтр должен тактироваться с повышенной скоростью передачи данных. Этот процесс иллюстрируется на рис. 25.35 для четырехкратного повышения частоты дискретизации.

Каскадные интегрально-гребенчатые фильтры (ИГФ). В задачах прореживания и интерполяции, когда кратность изменения частоты велика (обычно 8 и более), применение КИХ-фильтров может оказаться слишком дорогостоящим решением из-за большого числа требуемых отводов фильтра. Каскадные ИГФ представляют определенный класс фильтров, предложенный Хогенауэром [9], и позволяют решить эти задачи очень эффективно, причем без использования операций умножения. Превосходное описание этого класса фильтров можно найти в работах Лайонса [2] и Харриса [10], которые были положены в основу дальнейшего изложения.

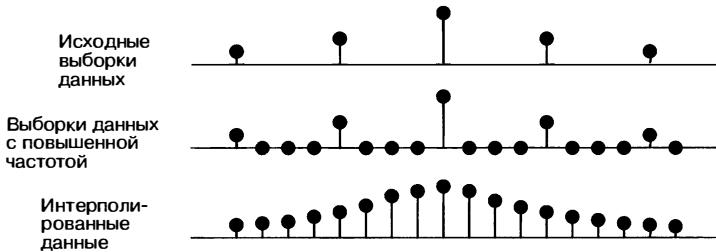


Рис. 25.35. Иллюстрация интерполирующей фильтрации

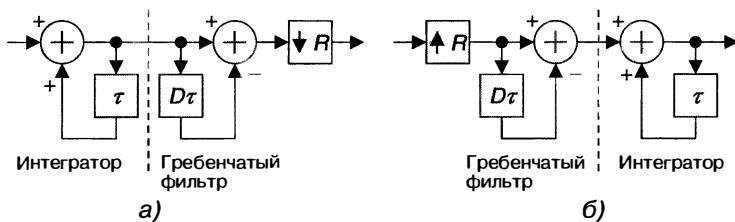


Рис. 25.36. а — прореживающий ИГФ, б — интерполирующий ИГФ

На рис. 25.36а показан однокаскадный ИГФ-прореживатель. Этот фильтр содержит каскад интегратора, включающего устройство задержки и сумматор, за которым следует каскад гребенчатого фильтра с D -каскадным сдвиговым регистром (обозначен как $D\tau$) и вычитающим устройством. Гребенчатый фильтр получил свое название из-за того, что его частотная характеристика выглядит как выпрямленная синусоида и напоминает зубцы гребенки. После гребенчатого фильтра сигнал прореживается в R раз (этот блок обозначен через $\downarrow R$) путем выделения каждого R -го отсчета. Для большинства приложений число задержек в сдвиговом регистре D равно кратности изменения частоты R . На рис. 25.36б приведена схема ИГФ-интерполятора, где вслед за блоком с повышением частоты дискретизации в R раз (обозначенным $\uparrow R$) расположены гребенчатый фильтр и интегратор. Повышение частоты дискретизации осуществляется вставкой нулей, как это было описано в предыдущем пункте «Интерполирующие фильтры». Обратите внимание, что все устройства содержат только элементы задержки и сумматоры.

На рис. 25.37а представлена АЧХ однокаскадного ИГФ-прореживателя, имеющая вид $\sin(x)/x^1$, где $R = D = 8$. Требуемая полоса пропускания выделена светло-серой заливкой с центром в 0 Гц и шириной BW . Полосы с более темной заливкой шириной BW на рис. 25.37а указывают на перекрываемые спектральные компоненты, накладывающиеся на выделяемую часть спектра после прореживания с кратностью 8, как показано на рис. 25.37б (согласно работе Лайонса [2]). Обратите внимание, что пока BW не очень мала, значительная доля внеполосных сигналов окажется свернутой в прореженную полосу частот сигнала. Типовой метод, используемый для улучшения характеристики этого фильтра, состоит в повышении порядка фильтра за счет добавления каскадов. На рис. 25.38 приведен трехкаскадный прореживающий ИГФ, а на рис. 25.39а и б — его частотная характеристика до и после прореживания кратности 8 соответственно. Обратите внимание, что перекрываемые компоненты имеют значительно меньшую амплитуду по сравнению с характеристикой однокаскадного ИГФ, а главная полоса пропускания имеет большее ослабление на краях. В типичных приложениях за ИГФ-прореживателем следуют КИХ-фильтр низких частот и заключительный прореживатель вдвое. Т.е. фильтр с 16-кратным прорежи-

¹Точнее, модуль $\sin(Dx)/x$. — Прим. ред.

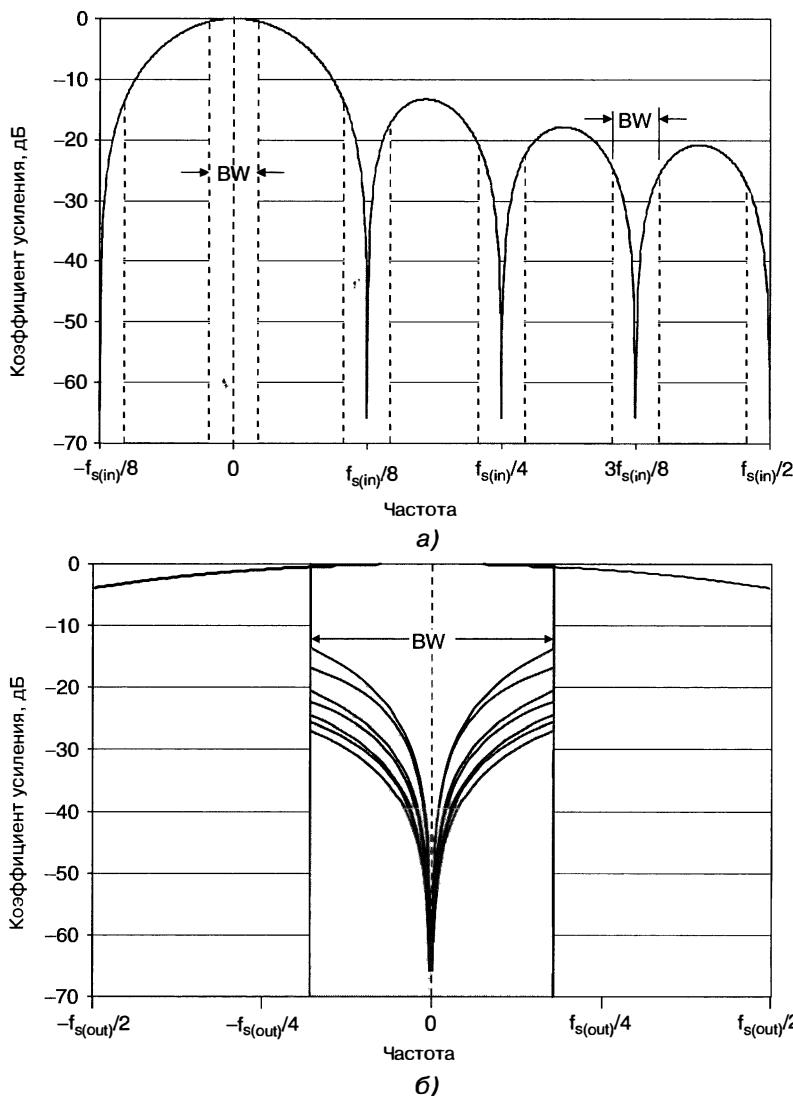


Рис. 25.37. Частотная характеристика однокаскадного прореживающего ИГФ:
а — до прореживания; б — после прореживания

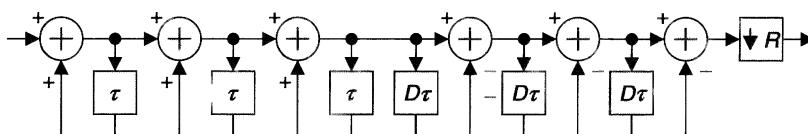


Рис. 25.38. Трехкаскадный прореживающий ИГФ

ванием будет состоять из ИГФ с восьмикратным прореживанием и КИХ-фильтра с двукратным прореживанием. КИХ-фильтр может быть настроен на удаление нежелательных остаточных компонентов перед окончательным прореживанием. Его можно также использовать для компенсации неравномерности частотной характеристики в полосе пропускания.

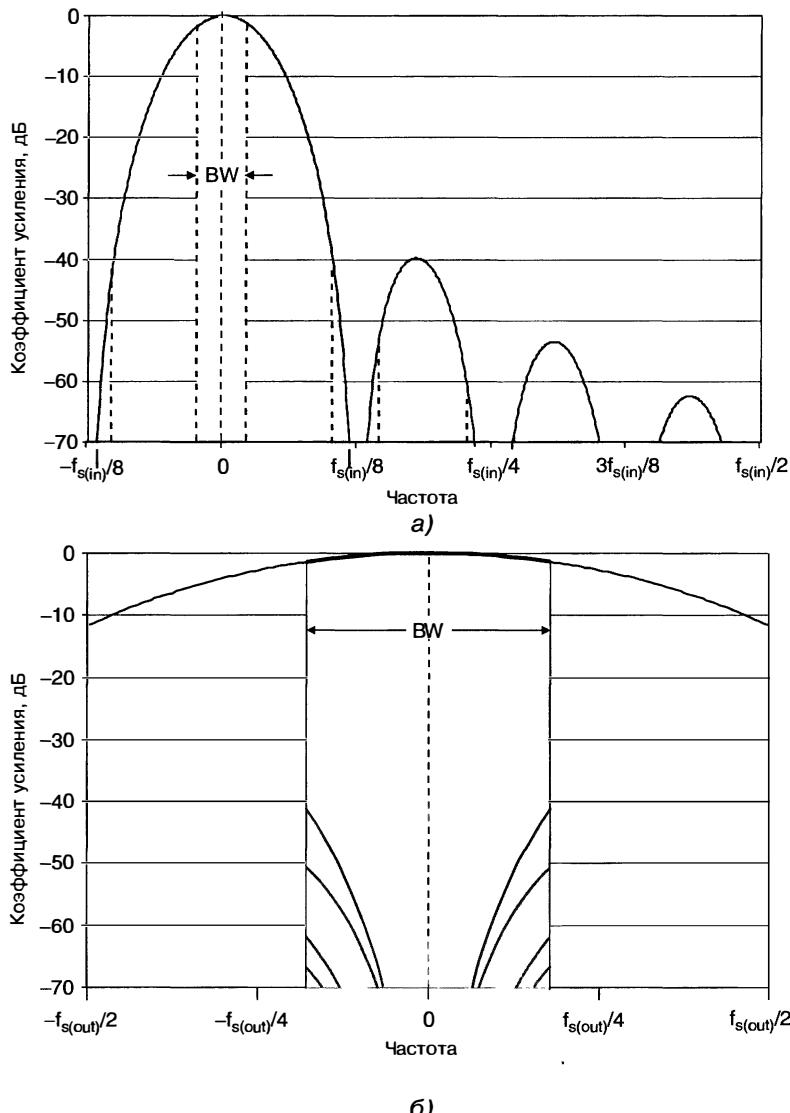


Рис. 25.39. Частотная характеристика прореживающего ИГФ третьего порядка:
а — до прореживания; б — после прореживания

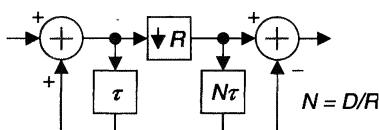


Рис. 25.40. ИГФ с прореживанием после интегратора

На рис. 25.40 представлена эквивалентная форма прореживающего ИГФ, в котором прореживание выполняется сразу за каскадом интегратора и перед каскадом гребенчатого фильтра. Задержка в гребенчатом фильтре принимает значение $N\tau$, где N равно D/R . Это дает возможность гребенчатому каскаду работать на прореженной частоте дискретизации, что упрощает его выполнение. Благодаря этому упрощению ИГФ-прореживатели обычно используются именно в такой форме.

Анализ работы устройства прореживания позволяет выявить потенциальную проблему, связанную с интегратором. Входные отсчеты, постепенно добавляясь к текущей сумме, создают явно выраженное условие для переполнения. Привлекательность используемой структуры в том, что в ней допустимы переполнения, которые компенсируются каскадом гребенчатого фильтра, пока в сумматорах имеется достаточное количество разрядов, чтобы представить максимальную ожидаемую выходную величину, а фильтр позволяет использовать арифметику кодов с дополнением до двух. Согласно работе Харриса [10], число требуемых разрядов сумматоров (b_{ADDER}) задается соотношением

$$b_{\text{ADDER}} = b_{\text{DATA}} + \text{CEIL}[\log_2(\text{GAIN})],$$

где b_{DATA} — разрядность входных данных, а $\text{CEIL}[\cdot]$ обозначает округление числа в скобках до ближайшего большего целого. GAIN определяется соотношением

$$\text{GAIN} = R^K,$$

где R — кратность прореживания, а K — число каскадов в фильтре, что дает

$$b_{\text{ADDER}} = b_{\text{DATA}} + \text{CEIL}[\log_2(R^K)].$$

Например, предположим, что у нас есть 12-разрядные входные данные ($b_{\text{DATA}} = 12$) и трехкаскадный ИГФ ($K = 3$), который прореживает частоту дискретизации в 10 раз ($R = 10$). Подстановка в это уравнение дает

$$b_{\text{ADDER}} = 12 + \text{CEIL}[\log_2(10^3)] = 12 + \text{CEIL}[9,966] = 12 + 10 = 22.$$

На практике несмотря на то, что каскад с первым сумматором должен поддерживать это число разрядов, младшие разряды могут быть удалены из сумматоров последующих каскадов, как описано в работе Харриса [10].

Интерполирующему ИГФ будет предшествовать интерполятор на основе КИХ-фильтра. ИГФ-интерполяторы подробно описаны в работах, приведенных в списке литературы.

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Во многих системах обработки цифровых данных спектральный анализ выполняется с помощью дискретного преобразования Фурье. ДПФ является основой для многих алгоритмов обработки радиолокационных сигналов, таких как доплеровская фильтрация и сжатие сигналов по методу быстрой свертки, описанное в гл. 8, а также применяется в РЛС с синтезированной апертурой (РСА) и радиолокационных системах с инверской синтезированной апертурой (ИРСА). ДПФ принимает N выборок сигнала (действительных или комплексных) в качестве входных данных и генерирует N комплексных чисел, представляющих собой дискретный спектр последовательности входных отсчетов. Для частоты дискретизации f_s каждый выходной спектральный отсчет (элемент разрешения) обозначает участок спектра шириной f_s / N . Спектральный отсчет $X(m)$ с номером m представляет собой амплитуду и фазу спектра входной последовательности конечной длины с центром на частоте mf_s / N .

Если частота входного сигнала совпадает с центром одного из элементов разрешения ДПФ, то выходной спектр будет иметь максимальную величину для этого элемента и нулевые значения для всех остальных. Однако любой сигнал с частотой, отличной от mf_s / N , будет просачиваться в другие элементы разрешения (спектральные каналы). Каждый отдельный элемент разрешения ДПФ имеет частотную характеристику, близкую к $\sin(x) / x$. Это означает, что сигнал в любом элементе разрешения может просочиться в соседний по частоте элемент разрешения ДПФ с ослаблением в 13 дБ. Чтобы уменьшить уровень просачивающегося сигнала, входные дискретные сигналы могут быть взвешены по амплитуде весовыми коэффициентами из широкого набора взвешивающих функций, таких как функции Хэннинга и Хэмминга. Взвешивание расширяет область главного лепестка выходного спектра ДПФ, но снижает уровень боковых лепестков. Подробное описание весовых функций, используемых в ДПФ, и их влияние на результаты спектрального анализа описаны в работе Харриса [11].

Быстрое преобразование Фурье (БПФ). Выполнение ДПФ связано с интенсивными вычислениями, требующими N^2 комплексных умножений. Быстрое преобразование Фурье [12] представляет собой очень эффективный метод реализации ДПФ при

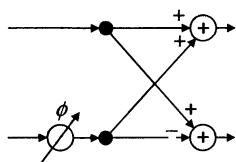


Рис. 25.41. Операция «бабочка» по основанию 2

условии, что N является степенью числа 2, что требует только $(N/2)\log_2 N$ комплексных умножений¹.

Базовым вычислительным элементом БПФ является операция «бабочка», схема которой показана на рис. 25.41. В операции «бабочка» один входной сигнал сдвигается по фазе и затем добавляется и вычитается из второго входного сигнала, чтобы сформировать два выходных сигнала. Эта операция называется «бабочка» по основанию 2, поскольку у нее два входа. Для определенных конфигураций БПФ «бабочки» по основанию 4 и выше дают некоторую экономию вычислений.

На рис. 25.42 представлена схема восьмиточечного БПФ² по основанию 2.

Фазовые сдвиги представлены как комплексные весовые коэффициенты W_N^k , где N — число точек в преобразовании БПФ, а k указывает на определенный фазовый сдвиг. W_N^k обозначает фазовый сдвиг $2\pi/N$ радиан. Эти весовые коэффициенты часто называют *поворачивающими множителями (коэффициентами)*. На рис. 25.43 показаны фазовые сдвиги, соответствующие различным поворачивающим множителям [2].

Восьмиточечное БПФ состоит из трех стадий (итераций). Все вычисления на каждой стадии выполняются прежде, чем приступают к следующей стадии. Обратите внимание, что фазовый сдвиг на первой стадии, W_8^0 , равен нулю, что не требует никаких вычислений.

Поскольку на каждой стадии выполняются сложения, то отсчетов на выходе каждой стадии может быть в два и более раз больше, чем число модулей ее входных отсчетов. Если применяются вычисления с фиксированной запятой, то возрастающий динамический диапазон приводит к росту числа требуемых разрядов для представления этих величин, что необходимо учитывать.

Существует несколько методов учета возрастания динамического диапазона в устройствах вычисления БПФ с фиксированной запятой. Один из подходов

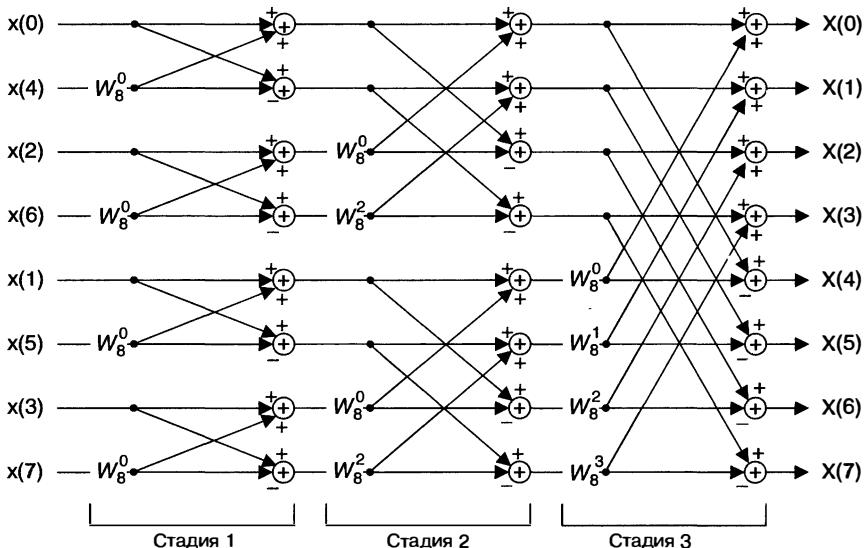


Рис. 25.42. Восьмиточечное быстрое преобразование Фурье по основанию 2

¹ Определенный выигрыш в количестве арифметических операций при использовании алгоритма БПФ может быть получен при условии, что число N раскладывается на множители, однако не столь большие — при основаниях 2 и 4. — Прим. ред.

² Представлена схема алгоритма БПФ с прореживанием по времени. В этой схеме входные отсчеты должны выбираться в двоично-инверсном порядке. — Прим. ред.

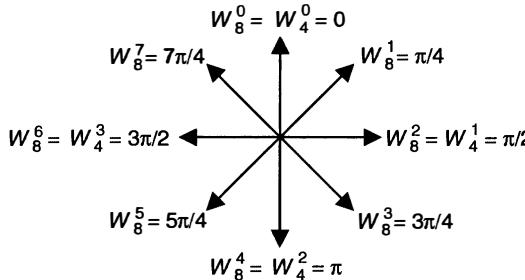


Рис. 25.43. Фазовые сдвиги, соответствующие различным поворачивающим множителям

сводится к выполнению вычислений каждой стадии с достаточной разрядностью, учитываяющей возможность переполнения. Если предположить, что входные сигналы являются 12-разрядными комплексными числами, а их модули также не превышают возможности 12-разрядного представления, то в нашем примере восьмиточечного БПФ выходные отсчеты могут возрасти на 3 бита по сравнению с входными, поэтому вычисления БПФ должны выполняться как минимум 15-разрядными сумматорами. Это также означает, что устройства умножения будут обрабатывать входные отсчеты с большей разрядностью, чем это реально требуется. При большом количестве входных отсчетов (размерности БПФ) этот метод может стать слишком затратным.

Другой метод предполагает автоматическое масштабирование выходных отсчетов каждой стадии умножением на 0,5, что не позволяет им расти. К сожалению, это также ограничит выигрыш, который могло бы обеспечить БПФ.

Третий метод, получивший название *метода блочной плавающей запятой* (block floating point), проверяет модули всех выходных сигналов после вычислений на каждой стадии и хранит информацию о порядке (масштабе) результатов всех вычислений, который является общим для всего массива данных. Если какой-нибудь из результатов вычислений даст переполнение или станет близок к переполнению, то все выходные отсчеты будут отмасштабированы множителем 0,5, а общий порядок получит приращение 1. Предполагается, что разрядность мантиссы выходных отсчетов достаточна для возрастающего динамического диапазона. Этот метод пользуется популярностью, поскольку он масштабирует выходные величины только тогда, когда это безусловно необходимо.

25.5. Вопросы проектирования

В этом разделе рассматриваются вопросы, которые необходимо учитывать при проектировании устройств цифровой обработки сигналов для радиолокационных систем, а также возможные альтернативные варианты их реализации.

Временные зависимости. В когерентных радиолокационных системах все гетеродины и тактовые генераторы синхронизируются одним опорным (задающим) генератором. Однако только один этот факт не может гарантировать, что каждый излучаемый радиоимпульс будет иметь одну и ту же начальную фазу, как это требуется в когерентных системах. Рассмотрим систему с опорным генератором, работающим на частоте 5 МГц, сигнал которого используется для генерации промежуточной частоты 75 МГц (при передаче и приеме) и частоты дискретизации комплексных выборок 30 МГц. Согласно эмпирическому правилу частота тактового сигнала, используемого для задания периода повторения зондирующих импульсов (ППИ), должна быть общим делителем как центральной частоты полосы промежуточных частот при приеме и передаче, так и частоты дискретизации комплексных выборок, чтобы обеспечить фазовую когерентность от импульса к импульсу. Для нашего примера, когда центр полосы промежуточных частот находится на 75 МГц, а частота следования комплексных выборок составляет 30 МГц,

допустимыми частотами генератора, от которого осуществляется тактирование зондирующих импульсов, будут 15 МГц и 5 МГц.

Технология использования аппаратных средств. В прошлом применение цифровой обработки радиолокационных сигналов в режиме реального времени обычно требовало проектирования специализированной цифровой вычислительной машины, использующей тысячи высокопроизводительных интегральных схем (ИС). Эти машины было очень сложно проектировать, разрабатывать и модифицировать. Цифровые технологии достигли в своем развитии точки, когда стало возможным использовать несколько альтернативных вариантов обработки сигналов, благодаря чему процессор сигналов стал более программируемым, а следовательно, легче проектируемым и изменяемым.

Параллельные компьютеры общего назначения. Эта архитектура предполагает использование множества процессоров общего назначения, которые объединяются через высокоскоростные сети связи. К этому классу относятся высокопроизводительные серверы и системы на основе встроенных процессоров. Серверами обычно являются системы из однородных процессоров, в которых используются идентичные узлы обработки, объединенные высокопроизводительными шинами передачи данных. Системы на основе встроенных процессоров обычно состоят из одномплатных компьютеров (блейдов), которые содержат несколько процессоров общего назначения и вставляются в стандартные типы коммутационных панелей, таких как VME. Эта архитектура обеспечивает гибкость в поддержке неоднородных вычислительных систем, в которых множество разнотипных процессорных и интерфейсных плат могут вставляться в стандартную соединительную панель для создания системы требуемой конфигурации. На момент написания этой главы параллельные архитектуры соединительных каналов, в которых данные обычно передаются в виде 32- или 64-битовых слов, вытесняются каналами последовательной передачи данных, которые пропускают одиночные биты с очень высокой тактовой частотой, в настоящее время превышающие 3 Гбит в секунду (Гбит/с)¹. Эти каналы последовательной передачи данных обычно имеют соединения типа точка–точка. Для поддержки связей множества плат каналы последовательной передачи от каждой платы идут на плату высокоскоростного коммутатора, который соединяет каналы последовательной передачи данных соответствующего источника и приемника данных с помощью переключающей *матричной структуры*. Примерами популярных плат коммутационных матриц каналов последовательной связи являются VXS, VPX и ATCA. Очевидно, что при постоянно возрастающей ширине полосы частот передаваемых данных высокоскоростные последовательные каналы в будущем станут основным механизмом связи для многопроцессорных машин.

Эти архитектуры параллельных процессоров обладают достоинством, состоящим в возможности их программирования на языках высокого уровня, таких как С и С++. Дополнительное преимущество состоит в том, что программисты могут проектировать системы, не зная внутренних деталей аппаратных средств. Кроме того, разработанное программное обеспечение по существующей системе обычно можно относительно просто установить на новую архитектуру аппаратных средств как часть цикла технологической модернизации.

К недостаткам этих систем можно отнести сложность их программирования для поддержки обработки сигналов в реальном времени. Требуемые операции необходимо распределять между доступными процессорами, а полученные результаты необходимо надлежащим образом сводить к конечному результату. Основной проблемой в этих задачах является обеспечение требования допустимой латентности системы обработки, которое определяет максимальную допустимую задержку получения результата. *Латентность* процессора определяется временем ожидания изменений на выходе процессора при изменении данных на его входе. Достижение требуемого ожидания часто требует распределения рабочей нагрузки между отдельными процессорами, что ведет к росту количества процессоров и удорожанию системы. Другой проблемой, с которой сталкиваются разработчики систем обработки радиолокационной информации, является время восстановления системы.

¹ К моменту издания перевода 3-го издания справочника скорость передачи данных по одному каналу последовательного интерфейса InfiniBand в режиме FDR составляла 14 Гбит/с, а коммутаторов стандарта RapidIO — до 20 Гбит/с на порт. — Прим. ред.

В военных приложениях система обработки после сбоя должна вернуться к полной функциональности за очень короткий промежуток времени. Многопроцессорным системам обычно требуется продолжительное время, чтобы перезагрузиться с устройства памяти управляющей программы, и поэтому ей трудно выполнить требования на время восстановления. В настоящее время ведутся активные исследования в области путей преодоления этих недостатков. И, наконец, эти процессоры обычно использовались для обработки данных в режиме, который не является строго режимом реального времени, например для таких задач, как сопровождение траекторий целей и обработка информации для ее представления на дисплее. Начиная с 1990-х годов их стали применять для обработки сигналов в режиме реального времени. Хотя они могут и быть рентабельными для относительно узкополосных систем, но их использование в широкополосных системах цифровой обработки сигналов в начале 21-го века считалось недопустимо дорогостоящим из-за большого числа требуемых процессоров. Эта ситуация может со временем измениться, поскольку быстро действующие процессоры становятся все более доступными.

Специально разрабатываемые аппаратные средства. На протяжении 1990-х годов системы цифровой обработки радиолокационных сигналов в режиме реального времени строились на применении дискретной логики. Такие системы было сложно разрабатывать и модифицировать, но для достижения требуемой эффективности системы это был единственно доступный вариант. Многие системы были построены с использованием заказных интегральных схем (ASIC — Application-Specific Integrated Circuits), которые были специализированными устройствами, предназначенными для выполнения определенной функции. Использование заказных микросхем дало возможность системам цифровой обработки сигналов стать компактней и одновременно повысить свою производительность. Однако их было сложно и дорого разрабатывать (и в наше время тоже). Часто требовалось несколько итераций процесса разработки, прежде чем устройство становилось полностью работоспособным. Если основанную на заказной микросхеме систему требовалось изменить, то для этого необходимо было повторно проектировать микросхему, неся значительные расходы. Обычно использование заказных микросхем имело смысл, если можно было продать десятки или сотни тысяч таких модулей, чтобы можно было окупить расходы на разработку за время службы устройства. Это редко относилось к радиолокационным системам. Однако многие заказные микросхемы, разработанные для применения в области коммуникаций, такие как цифровые понижающие и повышающие преобразователи, могли быть использованы и в радиолокационных системах.

Внедрение программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), имеющих архитектуру FPGA (Field Programmable Gate Array), в 1980-х годах стало вестником революции в подходе к проектированию систем ЦОС реального времени. Данные ПЛИС представляют собой интегральные схемы, состоящие из большого массива перестраиваемых логических элементов, которые соединялись между собой с помощью программируемой матрицы. На момент написания этой главы появилась возможность объединить сотни устройств умножения, которые могут быть трактованы на скоростях в полмиллиарда операций в секунду, а также блоки памяти, микропроцессоры и каналы последовательной связи, поддерживающие скорость передачи данных несколько Гбит/с. Интегральные схемы обычно проектируются с применением языков описания аппаратных средств (HDL — Hardware Description Language), таких как VHDL (VHSIC Hardware Description Language) или Verilog. Программные средства преобразуют это высокуюровневое описание процессора в файл, который используется для настройки конфигурации ПЛИС. Высокопроизводительные ПЛИС хранят свои конфигурации в запоминающем устройстве с утратой информации при выключении питания, делая устройство бесконечно перепрограммируемыми.

ПЛИС дают возможность разработчику создавать очень эффективные устройства обработки комплексных сигналов. В типовых сложных системах процессоры на основе FPGA могут быть в десятки раз меньше и дешевле, чем устройства обработки, основанные на процессорах общего назначения. Это происходит благодаря тому, что большинство микропроцессоров имеют один процессорный элемент или всего лишь несколько, тогда как ПЛИС имеют огромное число программируемых логических элементов и устройств умножения. Например, для реализации



КИХ-фильтра 16-го порядка с помощью микропроцессора с одним устройством умножения и сумматором потребуется 16 тактовых циклов для выполнения всех умножений. В случае ПЛИС для выполнения этого задания будет выделено 16 устройств умножения и 16 сумматоров, в результате фильтр сможет выполнить свою работу за один цикл тактовой частоты.

Для более эффективного применения ПЛИС мы должны использовать все предоставляемые им ресурсы. К ним относятся не только большое число логических элементов, устройств умножения и блоков памяти, но также частота тактирования этих компонентов. В предыдущем примере представим, что частота выборки данных составляет 1 МГц, а устройства умножения и логические элементы могут тактироваться на частоте 500 МГц. Если мы просто назначаем одно устройство умножения каждому коэффициенту, то мы будем использовать 16 устройств умножения, тактируемых на частоте 500 МГц. Поскольку частота выборки данных составляет всего 1 МГц, то каждое устройство умножения будет выполнять только одно значимое умножение каждую микросекунду, а затем приставивать оставшиеся 499 тактов за микросекунду, что очень неэффективно. В данном случае будет гораздо целесообразней использовать одно устройство умножения, чтобы получать от него как можно больше произведений. Этот метод, получивший название *временного уплотнения*, требует дополнительных логических элементов для управления системой и обеспечения нужных устройству умножения операндов в нужное время. Поскольку ПЛИС может объединять сотни устройств умножения, то трудно переоценить полезность этого метода.

Недостатком применения ПЛИС является требование полного понимания разработчиком доступных в устройстве ресурсов, без этого невозможно реализовать все преимущества ПЛИС. Обычно это делает эффективные системы на основе ПЛИС более сложными для проектирования, чем системы, основанные на процессорах общего назначения, где подробное понимание архитектуры процессора необязательно. Кроме того, проектировщики ПЛИС склонны к тому, чтобы заниматься определенным семейством ПЛИС и пользоваться преимуществами, которые предоставляют ресурсы устройств этого семейства. В то же время поставщики аппаратных средств постоянно вводят новую продукцию, предоставляя новые возможности для усовершенствования. Со временем прежние устройства становятся устаревшими, их приходится заменять во время цикла технологического обновления. Когда *технологическое обновление* происходит раз в несколько лет, то меняются и ресурсы, доступные в последних ПЛИС, или начинают использоваться устройства из другого семейства, что, вероятней всего, приведет к повторному проектированию. С другой стороны, программное обеспечение, разработанное для старых процессоров общего назначения, может потребовать всего лишь повторной компиляции, чтобы перейти на новый процессор. В настоящее время существуют программные средства, которые способны синтезировать конфигурацию ПЛИС на основе программы С или Matlab, но эти средства обычно не очень эффективны. Средства проектирования ПЛИС, направленные на решение этих проблем, находятся в стадии исследования и разработки.

Гибридные процессоры. Хотя очень хочется просто написать программу на С, чтобы реализовать процессор обработки комплексных сигналов, действительность начала 21-го века состоит в том, что для многих систем, применяющих подобную схему, это будет означать недопустимую дороговизну или значительную потерю производительности. Хотя постепенное повышение пропускной способности процессора может однажды привести к избавлению от этих недостатков, действительность сегодня состоит в том, что высокопроизводительные процессоры, используемые для обработки радиолокационных сигналов, обычно являются гибридами специализированных и программируемых процессоров. Специализированные процессоры, такие как ПЛИС или заказные микросхемы, обычно используются в высокоскоростном входном тракте устройства обработки радиолокационных сигналов, выполняя такие функции, как цифровое понижающее преобразование частоты и сжатие сигналов. На последующих этапах обработки информации используются программируемые процессоры, выполняющие низкоскоростные операции, такие как обнаружение целей. Положение границы, разделяющей две эти области, зависит от приложения, но она постоянно двигается в сторону входного каскада системы.

25.6. Выводы

Цель этой главы — дать общее представление о том, как цифровая обработка сигнала изменила процесс проектирования и конструкцию РЛС, а также дать информацию о подходах и технических решениях, которые разработчики систем должны иметь в виду. При непрерывном появлении все более быстродействующих и мощных АЦП, цифровых синтезаторов частоты, а также процессоров общего назначения все больше элементов приемного тракта РЛС выполняются с использованием цифровой техники. Например, на рис. 25.2 приведен типовой цифровой приемник предварительной обработки сигналов РЛС, использующий две ступени аналогового преобразования частоты для переноса радиосигнала на промежуточную частоту, на которой его уже можно оцифровывать с помощью АЦП. Переход от радиочастоты к промежуточной частоте был необходим в связи с тем, что АЦП, работающие на очень высоких частотах, имели низкое отношение сигнала к шуму и небольшой динамический диапазон без паразитных составляющих (SFDR). Однако после того как стали доступны более быстродействующие АЦП, способные оцифровывать аналоговые входные сигналы более высоких частот, одновременно обеспечивая адекватное отношение сигнал/шум и высокий динамический диапазон без паразитных составляющих, стали разрабатываться системы, которые непосредственно дискретизируют радиочастотные сигналы, как показано на рис. 25.44. На момент написания этого материала технология АЦП позволяла оцифровывать аналоговые сигналы ВЧ- и СВЧ-диапазонов с характеристиками, допускающими их использование в радиолокационных системах. Несомненно, что в ближайшем будущем АЦП и цифровые компоненты смогут эффективно работать на еще более высоких радиочастотах.

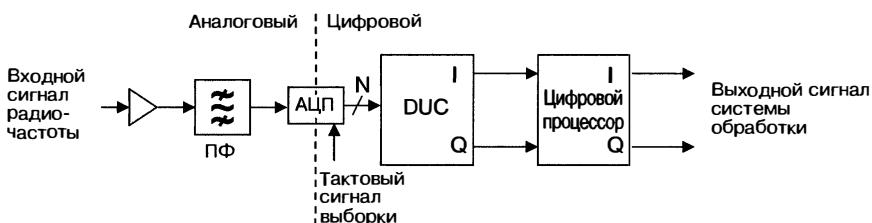


Рис. 25.44. Цифровой радиолокационный приемник с прямой дискретизацией

Благодарности

Авторы хотели бы выразить свою признательность и искреннюю благодарность нескольким сотрудникам, которые очень помогли им в подготовке этой главы. Прежде всего м-ру Грегори Тавику из лаборатории по морским исследованиям за его исчерпывающий анализ этой главы и за множество превосходных комментариев, которые он сделал. Затем д-ру Фреду Харрису из калифорнийского университета Сан-Диего и м-ру Ричарду Лайонсу, которые любезно согласились ознакомиться с отдельными разделами этой главы и сделали ряд предложений, которые были учтены.

Литература

1. A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, Digital Signal Processing, 2nd Ed., Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
А. Оппенгейм, Р. Шафер. Цифровая обработка сигналов. Издание 3-е, исправленное. — М.: Техносфера, 2012. — 1048 с.
2. R. G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 2nd Ed., Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004.
Р. Лайонс. Цифровая обработка сигналов: 2-е изд. — М.: Бином-Пресс, 2006. — 656 с.

3. J. O. Coleman, "Multi-rate DSP before discrete-time signals and systems," presented at First IEEE Workshop on Signal Processing Education (SPE 2000), Hunt, TX, October 2000.
4. W. M. Waters and B. R. Jarrett, "Bandpass signal sampling and coherent detection," IEEE Trans. On Aerospace Electronic Systems, vol. AES-18, no. 4, pp. 731–736, November 1982.
5. D. P. Scholnik and J. O. Coleman, "Integrated I-Q demodulation, matched filtering, and symbol-rate sampling using minimum-rate IF sampling," in Proc. of the 1997 Symposium on Wireless Personal Communication, Blacksburg, VA, June 1997.
6. B. Brannon and A. Barlow, "Aperture uncertainty and ADC system performance," Analog Devices Application Note AN-501, Rev. A, March 2006.
7. J. E. Volder, "The CORDIC trigonometric computing technique," IRE Trans. on Electronic Computers, vol. EC-8, pp. 330–334, 1959.
8. R. Andraka, "A survey of CORDIC algorithms for FPGA-based computers," in ACM/SIGDA International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, Monterey, CA, February 1998, pp. 191–200.
9. E. B. Hogenauer, "An economical class of digital filters for decimation and interpolation," IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ASSP-29(2), pp. 155–162, April 1981.
10. F. J. Harris, Multirate Signal Processing for Communication Systems, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004.
11. F. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform," Proc. IEEE, vol. 66, no. 1, January 1978, pp. 51–83.
12. J. Cooley and J. Tukey, "An Algorithm for the machine calculation of complex Fourier series," Mathematics of Computation, vol. 19, no. 90, pp. 297–301, April 1965.

ГЛАВА 26

КОЭФФИЦИЕНТ РАСПРОСТРАНЕНИЯ F В УРАВНЕНИИ РАДИОЛОКАЦИИ

Уэн Л. Паттерсон

Центр космических и морских боевых систем,
отдел распространения излучения в атмосфере

26.1. Введение

Параллельно с развитием радиолокационных технологий ведется исследование уравнения радиолокации. Технические аспекты, такие как вероятность обнаружения, вероятность ложной тревоги, факторы потерь сигнала и отношение сигнала к шуму, позволяют использовать уравнение максимальной дальности радиолокации для анализа рабочих характеристик РЛС, разработки компьютерных технологий, позволяющих применять более точные решения уравнения дальности радиолокации. Таким образом, методы решения уравнения дальности радиолокации переместились от «рабочих таблиц», заполняемых карандашом на бумаге, к простым компьютерным программам, автоматизирующими «рабочие таблицы», и дальше, к новейшим компьютерным программам, учитывающим технологические достижения в обработке сигналов и моделировании окружающей среды.

Эта глава посвящена двум основным проблемам. Прежде всего, в ней сконцентрировано внимание на анализе определенного параметра уравнения дальности радиолокации — коэффициента распространения F (его определение приводится в разделе 26.6). В рамках анализа коэффициента распространения рассматриваются вопросы влияния окружающей среды на ослабление сигнала при его распространении. К ним относятся поглощение энергии газами и водой, дифракция, преломление и многолучевая интерференция радиоволн, влияние диэлектрической проводимости земли, помехи местности и ряд других факторов природной окружающей среды.

Вторая проблема, которой посвящена эта глава, — это компьютерное моделирование коэффициента распространения. Для упрощения расчетов в первых методах решения этот коэффициент полагался равным единице, что соответствовало условиям безвоздушной среды. С появлением компьютерного моделирования процессов распространения радиоизлучения, однако, предположение об области свободного распространения больше не является ограничивающим фактором. Некоторые из таких моделей распространения, как то: модернизированная модель распространения (APM — Advanced Propagation Model) и ее программа графического пользовательского интерфейса, модернизированная система прогноза влияния преломления (AREPS — Advanced Refractive Effects Prediction System) [1], будут представлены здесь. И хотя главный акцент при рассмотрении AREPS в этой главе делается на понимание того, насколько важен коэффициент распространения в уравнении радиолокации, AREPS необходимо рассматривать шире, чем только инструмент учета коэффициента распространения. AREPS предоставляет инженерам и операторам РЛС простой, но чрезвычайно мощный метод, позволяющий задавать параметры природной атмосферной среды, используя данные из широкого диапазона источников, а также управлять, создавать и задавать различные элементы сведений о местности, использовать модель распространения излучения в атмосфере для поставленных задач, а затем представлять результаты в ряде различных и легко настраиваемых графических и текстовых дисплеев, включая экспортацию данных

вычислений в нескольких форматах для их последующего импорта в другие прикладные системы. AREPS, однако, не ограничивается только лишь радиолокационными задачами. AREPS совместно с APM и ее другими встроенными моделями распространения могут давать оценки качества связи — от низкочастотного до КВЧ-диапазона (наземная и загоризонтная волны), эффективности угроз и электронных контрмер, уязвимости к мерам по поддержке электронной войны (РПД) и для многих других прикладных задач. AREPS и APM являются разработками отдела распространения излучения в атмосфере Центра космических и морских боевых систем, Сан-Диего. AREPS может работать на ПК (настольном или портативном), используя ОС Microsoft Windows, такую как NT, 2000, XP или Vista, и не требует дополнительных специальных аппаратных средств. AREPS находится в свободном доступе на URL, указанном в списке литературы.

Прежде чем продолжить описание моделей распространения электромагнитного излучения и систем оценок, будет полезно дать описание условий окружающей среды и ее влияния на электромагнитные системы.

26.2. Атмосфера Земли [1]

Строение и характеристики. Атмосфера Земли состоит из многих газов и взвешенных жидких и твердых частиц. За исключением переменных компонент, таких как водяной пар, озон, двуокись серы и пылевые частицы, такие газы, как азот и кислород составляют 99% объема атмосферы, при этом аргон и двуокись углерода являются наиболее распространенными газовыми составляющими. От поверхности Земли и до высоты приблизительно 80 км механическое перемешивание атмосферных слоев под действием тепловых воздушных потоков равномерно распределяет компоненты атмосферы. С высоты 80 км перемешивание уменьшается до точки, начиная с которой газы стремятся стратифицироваться в соответствии с собственным молекулярным весом.

Нижняя, хорошо перемешанная часть атмосферы носит название *гомосфера*, тогда как более высокая ее стратифицированная часть называется *гетеросферой*. Внутри гетеросферы находится *ионосфера*. Нижнюю часть гомосферы называют *тропосферой*.

Тропосфера. Тропосфера простирается от поверхности Земли до высоты 8—10 км на полярных широтах до 10—12 км на средних широтах и до 18 км на экваторе. Она характеризуется понижением температуры с высотой. Точка в атмосфере, в которой прекращается снижение с высотой температуры, известна как *тропопауза*. Средний вертикальный градиент температуры в тропосфере меняется от 6° до 7 °C на километр.

Концентрация газообразных компонент тропосферы меняется с высотой незначительно, за исключением водяного пара. Содержание водяного пара в тропосфере обусловлено испарением воды из океанов, озер, рек и других резервуаров воды. Различное нагревание поверхности Земли и океана создает вертикальные и горизонтальные циркуляции ветра, которые распределяют водяной пар в тропосфере Земли. Содержание водяного пара в тропосфере быстро снижается с высотой. На высоте 1,5 км содержание водяного пара составляет примерно половину его содержания у поверхности Земли. В тропопаузе его содержание составляет всего лишь тысячную долю от содержания у поверхности Земли.

В 1922 г. бюро погоды по запросу Национального консультативного комитета по аэронавтике (NASA) подготовило стандартную модель атмосферы для научного и инженерного использования, основанную, в первую очередь, на средних условиях над США на широте 40°. В 1925 г. эти расчеты были продолжены до высоты 20000 м с использованием констант, утвержденных NASA. Продление стандартной атмосферы до высоты в 120000 м было подготовлено в 1947 г.

Модель стандартной атмосферы в первую очередь основывается на предположении о линейном снижении температуры с высотой до тропопаузы и изотермического слоя, лежащего выше. Кроме того, были сделаны еще определенные предположения:

- а) о том, что воздух сухой;
- б) атмосфера состоит из идеального газа, подчиняющегося закону Шарля и Бойля;

- в) гравитация не меняется с высотой;
- г) температура изотермической атмосферы составляет -55°C ;
- д) градиент понижения температуры с высотой составляет $-6,5^{\circ}\text{C}$ на км.

Международная комиссия по аэронавигации (ICAN — The International Commission for Air Navigation) использовала стандартную модель атмосферы НАСА 1924 г. с незначительными изменениями, в основном в отношении величины гравитации и температуры изотермического слоя. Для характерных радиолокационных исследований и других радиолокационных задач, таких как расчет высоты цели для радиовысотомеров, учитывалось прохождение радиоволн через стандартную атмосферу.

26.3. Преломление [2]

Показатель преломления. Термин «преломление» относится к свойству среды изгибать электромагнитную волну в ходе ее прохождения через эту среду. Мерой величины преломления служит показатель преломления n , определенный как отношение скорости c в области свободного распространения (без влияния атмосферы Земли или других объектов) к скорости v в среде. То есть

$$n = \frac{c}{v}. \quad (26.1)$$

Преломляющая способность и модифицированная преломляющая способность в тропосфере. Нормальное значение показателя преломления n для атмосферы вблизи поверхности Земли меняется в интервале от 1,000250 и до 1,000400. Для исследования распространения радиоволн показатель преломления является неудобным числом; поэтому был определен масштабированный показатель преломления N , получивший название *преломляющей способности*. Для СВЧ-области и более низких частот отношение преломления n и преломляющей способности N для воздуха, содержащего водяной пар, определяется выражением

$$N = (n - 1)10^6 = \frac{77,6p}{N} + \frac{e_s 3,73 \cdot 10^5}{T^2}, \quad (26.2)$$

где e_s является парциальным давлением водяного пара в мбар, или

$$e_s = \frac{rh6,105e^x}{100}, \quad (26.3)$$

$$x = 25,22 \frac{T - 273,2}{T} - 5,31 \log_e \left(\frac{T}{273,2} \right), \quad (26.4)$$

где p — атмосферное барометрическое давление, мбар; T — абсолютная температура атмосферы, К; rh — относительная влажность атмосферы в процентах.

Таким образом, преломляющая способность атмосферы вблизи поверхности Земли обычно меняется между 250 и 400 единицами N .

Поскольку барометрическое давление и содержание водяного пара в атмосфере быстро уменьшаются с высотой, тогда как температура снижается с высотой медленно, показатель преломления и, как следствие, преломляющая способность обычно уменьшаются с высотой.

Инженеры, занимающиеся проектированием РЛС, предпочитают учитывать преломление в единицах N , поскольку это дает лучшую точку опоры для физического анализа; пользователями AREPS могут быть операторы системы индикации тактической обстановки, такие как боевые пилоты. При графическом анализе градиентов преломления и их воздействии на распространение (например волноводное распространение, описанное в разделе 26.5) используется модифицированная преломляющая способность, которая определяется как

$$M = N + 0,157 h \text{ для высоты } h \text{ в метрах,} \quad (26.5)$$

$$M = N + 0,048 h \text{ для высоты } h \text{ в футах,} \quad (26.6)$$

и если на графическом дисплее N в зависимости от высоты покажет отрицательный наклон (снижение N), то графическое отображение M в зависимости от высоты покажет изменение наклона от положительного (рост M) для стандартной атмосферы на отрицательный наклон (снижение M) при условии волноводного распространения в атмосфере. Поэтому графическое отображение M оказывается более удобным для понимания оператором индикации тактической обстановки при выборе оптимальной высоты полета для планируемой атаки.

26.4. Стандартное распространение [2]

К стандартному распространению относятся такие механизмы и процессы, которые происходят при наличии стандартной атмосферы. К этим механизмам распространения относятся стандартная рефракция, распространение в свободном пространстве, многолучевая интерференция (или отражение поверхностью), дифракция и тропосферное рассеяние.

Нормальное/стандартное преломление. Распределение преломляющей способности внутри атмосферы является почти экспоненциальной функцией зависимости от высоты. Уменьшение N с высотой вблизи поверхности Земли (в пределах 1 км), однако, достаточно плавное, что позволяет приблизенно заменить экспоненциальную функцию линейной. Эта линейная функция известна как стандартный градиент и характеризуется снижением на 39 единиц N на км или повышением на 118 единиц M на км. Стандартный градиент вызывает отклонение электромагнитных волн вниз от прямой линии. Градиенты, которые вызывают эффекты, аналогичные тем, что вызывают стандартные градиенты, но с изменением в интервале от 0 до -79 N на км или в интервале 79—157 M на км, известны как *нормальные градиенты*.

Распространение в свободном пространстве. Простейшим случаем распространения электромагнитных волн является прохождение волны между передатчиком и приемником в свободном пространстве. Свободное пространство определяется как область, чьи свойства изотропны, однородны и не вызывают потерь, т.е. пространство, которое находится вдали от влияний атмосферы Земли и ее поверхности. В области свободного распространения фронт электромагнитной волны от изотропного излучателя распространяется равномерно во всех направлениях от передатчика.

Многолучевая интерференция и отражение поверхностью. Когда электромагнитная волна падает на почти гладкую крупную поверхность, такую как поверхность океана, то часть ее энергии отражается поверхностью и продолжает распространение вдоль траектории, которая составляет угол с поверхностью, равный углу падения этой волны, как показано на рис. 26.1.

Интенсивность отраженной волны определяется коэффициентом отражения, значение которого зависит от частоты и поляризации излучения, угла падения и шероховатости отражающей поверхности.

Для пологих углов падения и ровной морской поверхности типичные значения коэффициента отражения близки к единице (т.е. отраженная волна почти такая же интенсивная, как и падающая волна). При повышении скорости ветра поверхность океана становится неровной и коэффициент отражения падает. Для пере-

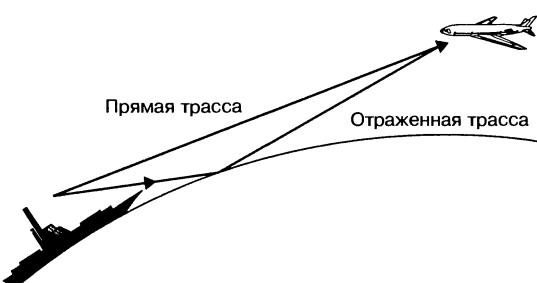


Рис. 26.1. Отражение поверхностью

датчиков, находящихся вблизи поверхности Земли, процесс отражения приводит к появлению двух траекторий к приемнику в пределах линии визирования.

Как уже отмечалось выше относительно отражения, часть энергии распространяется в направлении начального движения волны. Другая часть энергии также отражается назад по направлению к передатчику. Эта отраженная назад энергия также принимается РЛС и может мешать РЛС различать требуемую цель. Отраженную назад энергию принято называть мешающим отражением или *помехой*.

При этом не только уменьшается величина отраженной волны, но также меняется ее фаза. Для волны с горизонтальной или вертикальной поляризацией при низких углах скольжения фаза при отражении меняется примерно на 180° . Когда же две последовательности волны или несколько таких последовательностей, распространявшиеся по разным траекториям, пересекаются в одной точке пространства, то говорят, что они интерферируют (многолучевая интерференция). Если две волны приходят в одну и ту же точку в фазе, то они складываются, а напряженность электрического поля становится больше, чем любая из этих компонент, взятая по отдельности. Если две волны прибывают вместе не в фазе, то они вычитаются и напряженность результирующего поля становится слабее.

При изменении геометрии размещения передатчика и приемника относительные длины прямого и отраженного путей также меняются, что приводит к тому, что прибытие прямой и отраженной волн в приемник происходит с меняющейся по величине фазовой разностью. Принятая интенсивность сигнала, которая является векторной суммой интенсивностей сигнала прямой и отраженной волны, может расти на 6 дБ и уменьшаться на 20 дБ ниже значения в пространстве свободного распространения.

Дифракция. Энергия стремится следовать вдоль искривленной поверхности объекта. Угол преломления зависит от поляризации распространяющейся волны и размера дифрагирующего объекта относительно длины волны. Дифракция представляет собой процесс, с помощью которого направление распространения излучения изменяется так, что оно попадает в область геометрической тени непрозрачного объекта, который находится в поле излучения. В системе Земля—атмосфера дифракция происходит, когда расстояние по прямой линии между приемником и передатчиком совпадает с касательной к поверхности Земли. В случае однородной атмосферы эту точку касания с поверхностью Земли называют *геометрическим горизонтом*. Для неоднородной атмосферы (используя эффективный радиус Земли) и на частотах радиолокации и оптических частотах эту точку касания называют радиолокационным и *оптическим* горизонтом соответственно.

Способность электромагнитных волн распространяться за горизонтом с помощью дифракции сильно зависит от частоты. Чем ниже частота, тем больше волна дифрагирует. В СВЧ-диапазоне радиолокации длина волны оказывается мала по сравнению с размерами Земли и меньше энергии дифрагирует. В оптическом диапазоне или на очень коротких радиолокационных длинах волн оптический горизонт представляет собой примерную границу с областями распространения и не распространения.

Тропосферное рассеяние. На дальностях, уходящих далеко за горизонт, потери при распространении в основном определяются тропосферным рассеянием. Распространение в области тропосферы является результатом рассеяния на мелких неоднородностях внутри атмосферы. На радиолокационных частотах тропосферное рассеяние обычно не влияет на максимальную дальность обнаружения. Однако тропосферное рассеяние может быть важным фактором при обнаружении цели с помощью приемника, который располагается отдельно от самой РЛС или при обнаружении радиолокационного излучения системами обеспечения радиоэлектронной борьбы.

26.5. Аномальное распространение [2]

Аномальное или нестандартное распространение волны обычно связано с нестандартным преломлением. Эти нестандартные условия преломления приводят к за-горизонтным трассам, трассам с уменьшенным горизонтом и искажениям в про-стом отражении поверхностью, а также к многолучевой интерференции.

Пониженная рефракция. Если движения атмосферы создают ситуацию, когда распределение температуры и влажности приводит к росту N с высотой, то траектория волны будет фактически загнута вверх и ее энергия будет уходить от Земли. Это явление носит название пониженной рефракции или *субрефракции*. Хотя такие ситуации случаются в природе нечасто, все же их следует учитывать при оценивании эффективности электромагнитной системы. Например, установленная неподалеку от входа в залив Делавэр на Атлантическом побережье США РЛС управления движением каботажных судов зафиксировала уменьшение дальности обнаружения с 37 до 17 км. Иногда корабли можно было наблюдать визуально с радиолокационной вышки, прежде чем они появлялись на экране локатора. Уменьшение дальности радиолокационного обнаружения цели обычно продолжается несколько часов и часто происходит при наличии тумана [3].

Слой с субрефракцией тропосферы может привести к изгибанию трассы прохождения энергии вверх и от поверхности Земли, тем самым приводя к снижению дальности обнаружения и укорачиванию радиогоризонтов.

Субрефракционные слои можно обнаружить на поверхности Земли или над нею. В областях, где температура поверхности превышает 30°C , а относительная влажность меньше 40% (т.е. в крупных пустынях и степных районах), солнечное нагревание будет создавать почти однородный поверхностный слой, достигающий иногда толщины в несколько сотен метров. Из-за нестабильности этого слоя результатирующие конвективные процессы будут концентрировать любую имеющуюся влагу в верхней части этого слоя. Это, в свою очередь, создает сверху положительный градиент N или субрефрактивный слой. Слой сохраняет свою субрефрактивную природу в ранние вечерние часы, особенно если развивается радиационная инверсия, захватывая водяной пар между двумя устойчивыми слоями.

Для областей с температурой поверхности в интервале от 10 до 30°C и относительной влажностью выше 60% (например западное Средиземноморье, Красное море, Индонезийская юго-западная часть Тихого океана) приповерхностные слои с субрефракцией могут развиваться ночью и в ранние утренние часы. Эти слои обычно вызваны адvectionей теплого влажного воздуха над относительно более холодными и сухими поверхностями. Поскольку градиенты N обычно более интенсивны, чем описанные выше, то соответствующий слой не такой толстый. Аналогичные условия могут быть обнаружены в областях с теплой фронтальной активностью.

Повышенная рефракция. Если температура тропосферы растет с высотой (температурная инверсия) и/или содержание водяного пара быстро падает с высотой, то градиент преломления будет снижаться по сравнению со стандартным. Распространение волны будет загибаться вниз от прямой линии больше, чем обычно. Поскольку градиент преломляющей способности продолжает снижаться, то радиус кривизны трассы волны будет приближаться к радиусу кривизны Земли. Градиент преломляющей способности, для которого два радиуса кривизны оказываются равны, называют *критическим градиентом*. При критическом градиенте волна будет распространяться на фиксированной высоте над поверхностью Земли и параллельно ее поверхности. Градиент преломления в интервале от нормального до критического известен как *сверхрефракция*.

Условия появления сверхрефракции в большой степени связаны с вариациями температуры и влажности вблизи поверхности Земли. Инверсия на высоте, вызванная крупномасштабными спаданиями, приведет к образованию выше слоев со сверхрефракцией. Слои со сверхрефракцией приведут к повышению радиолокационной дальности обнаружения и удлинению радиогоризонта.

Воздействия слоев со сверхрефракцией на наземные системы непосредственно связаны с их высотой над поверхностью Земли. Для бортовых систем влияние слоя со сверхрефракцией зависит от положения приемника и передатчика относительно этого слоя. Оба эти фактора связаны с углом проникновения электромагнитной волны в слой. Чем более крутой угол проникновения, тем меньше этот слой влияет на распространение волн.

Удержание волны. Удержание волны является обобщением сверхрефракции, поскольку метеорологические условия в обоих случаях одинаковые. В случае уменьшения градиента преломляющей способности за критическую область радиус кривизны для распространения волны становится меньше кривизны Земли.

Волна при этом либо отразится от поверхности Земли, либо войдет в область стандартного преломления и будет преломлена обратно вверх, только чтобы повторно войти в область градиента отражательной способности, который привел к преломлению вниз. Это условие преломления носит название удержания, потому что прохождение волны ограничено узкой областью тропосферы. Общим термином для обозначения этой ограниченной области является *тропосферный волновод*. Следует отметить, что тропосферный волновод не является волноводом в истинном смысле, поскольку здесь нет никаких жестких стенок, которые бы препятствовали утечке энергии из волновода.

Градиенты отражательной способности и связанные с ними условия преломления приводятся в табл. 26.1.

Таблица 26.1. Градиенты преломляющей способности и условия их возникновения

Условие	N-градиент	M-градиент
Удержание	< -157 N/км или < -48 N/кфут	< 0 M/км или < 0 M/кфут
Сверхрефракция	-157 ÷ -79 N/км или -48 ÷ -24 N/кфут	0 ÷ 79 M/км или 0 ÷ 24 M/кфут
Нормальная рефракция	-79 ÷ 0 N/км или -24 ÷ 0 N/кфут	79 до 157 M/км или 24 ÷ 48 M/кфут
Стандартная рефракция	-39 N/км	118 M/км
Пониженная рефракция	> 0 N/км или > 0 N/кфут	> 157 M/км или > 48 M/кфут

Атмосферные волноводы. Волновод представляет собой канал, в котором электромагнитная энергия может распространяться на большие дальности. Для распространения энергии в волноводе угол, образуемый электромагнитной энергией с волноводом, должен быть небольшим, обычно менее 1°. Более толстые волноводы в общем случае могут удерживать энергию с более низкими частотами. В заданной ситуации необходимо учитывать вертикальное распределение преломляющей способности, а также геометрическое положение передатчика и приемника относительно волновода, чтобы оценить эффективность волновода на конкретной частоте.

Простое соотношение между толщиной волновода и способностью удерживать определенную частоту выглядит следующим образом:

$$\lambda_{\max} = 2,5 \times 10^{-3} \left(\frac{\delta N}{t} - 0,57 \right)^{0,5} t^{1,5}, \quad (26.7)$$

где λ_{\max} является максимальной захваченной длиной волны, δN — изменение показателя преломления поперек волновода, а t является толщиной волновода [4].

Помимо повышения радиолокационной дальности, атмосферные волноводы (и прочие явления, связанные с прохождением электромагнитного излучения в атмосфере, такие как многолучевая интерференция) оказывают значительное влияние на характеристики РЛС. Все эти явления могут быть визуализированы с помощью графических зависимостей высоты от дальности, которые предоставляет такая система, как AREPS. Один из таких графиков приводится на рис. 26.2. На этом рисунке различные степени затемнения соответствуют различным значениям потерь, вызванным прохождением в атмосфере (которые будут определены позже с помощью расчетов компьютерной моделью). Фактические значения несущественны для этой иллюстрации, поскольку то, что важно отметить, — это последствия для волновода. На этом рисунке можно отчетливо заметить нулевую и лепестковую структуры, обусловленные многолучевой интерференцией. Обычно описание условий волновода для распространения электромагнитной волны связано с распространением за

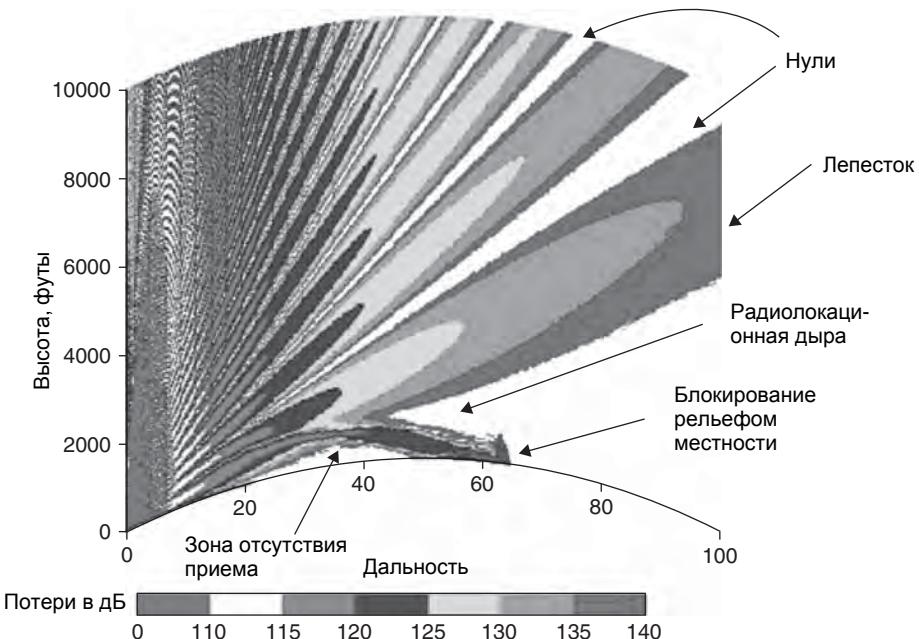


Рис. 26.2. Последствия волноводного распространения

горизонт, тем не менее волноводное распространение может оказывать влияние и в пределах горизонта. Волноводное распространение может изменить обычную ДНА, что связано с интерференцией прямого и отраженного от поверхности луча. Относительная фаза между прямой и отраженной трассой может изменяться, так же как и относительная амплитуда этих двух лучей. Влияние волновода на распространение в пределах прямой линии сводится к уменьшению угла лепестка самого низкого уровня, делая его ближе к поверхности [5].

Волноводы не только обеспечивают повышение дальности радиолокационного обнаружения для систем, находящихся в границах волновода, но они также оказывают сильное воздействие на системы передачи/приема, которые выходят за границы волновода. Например, воздушная цель, которая обычно была бы обнаружена, может быть пропущена, если РЛС находится в рамках или выше волновода, а цель находится прямо над волноводом. Эта область пониженного охвата известна как *радиолокационная дыра* или *зона тени*.

Другой интересной особенностью приземных волноводов является зона отсутствия приема вблизи обычного горизонта, в которой волновод не оказывает никакого влияния. Следует отметить, что на поверхностный волновод, образованный из удерживающего волну приземного слоя, не распространяется этот феномен отсутствия приема.

Радиовысотомеры обычно определяют высоту из предположений о трассе прохождения волны в условиях обычной окружающей среды. Нестандартные условия преломления, которые обсуждались выше, приведут к отклонению этой трассы от предполагаемой, что приведет к ошибкам при расчете высоты. На рис. 26.3 показано отклонение трассы книзу, которое связано с условиями приземного волновода, от трассы при нормальных условиях. Можно видеть, что фактическая высота радиолокационной цели ниже, чем расчетная, определенная с помощью радиовысотомера. Эта ошибка может привести к значительным тактическим последствиям для корабельного сценария самозащиты.

Для практического примера влияния, оказываемого волноводом, можно пропеть [6]. Летом 1942 г. две ударные группы Военно-морского флота США были развернуты, чтобы снять оккупацию японцами острова Атту на Аляске. Ночью 25 июля

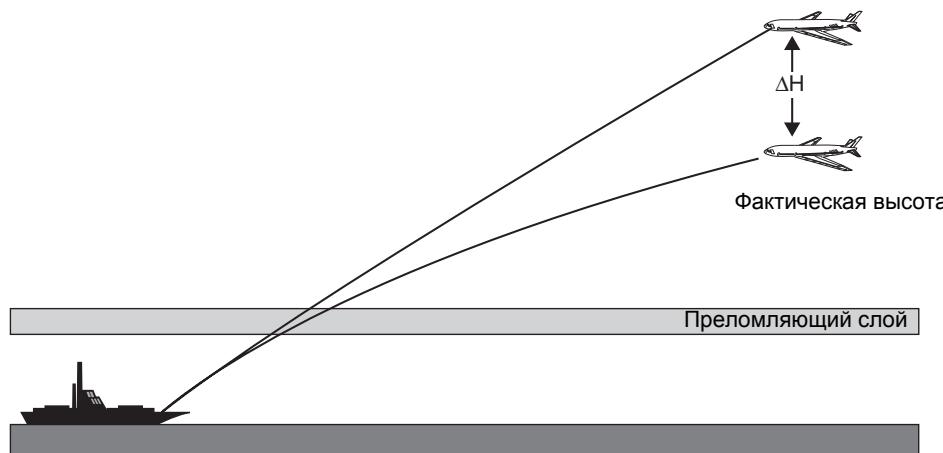


Рис. 26.3. Ошибки определения высоты

РЛС боевого корабля Миссисипи произвела захват цели, которой оказались японские корабли, движущиеся в направлении к о. Атту с тем, чтобы вывезти оттуда войска. Корабельные РЛС боевого корабля «Нью-Мехико», боевого корабля «Порт-Лэнд», боевого корабля «Вичита» подтвердили обнаружение цели. По команде адмирала Гиффена военно-морские корабли США открыли огонь. Стрельба велась на протяжении получаса, в течение которого было выпущено 518 14-дюймовых снарядов и 487 8-дюймовых снарядов. Вспышки орудий, как сообщалось, были видны японцами с о. Киска, находящегося в 80 милях от места событий. Два других корабля, миноносцы «Сан-Франциско» и «Санта Фе», не могли обнаружить цель, но смогли обнаружить всплески на воде от снарядов. Ничего при этом обнаружено не было. Когда американо-канадские войска вышли на берег о. Атту 15 августа, то они нашли остров пустым. Пятитысячные японские войска были эвакуированы под покровом тумана и дождя 28 июля. Более поздние расследования установили, что японские эвакуационные корабли были в 500 морских милях юго-западнее о. Киска во время оружейной стрельбы. Обнаруженная РЛС цель представляла собой отраженные от Земли сигналы, которые прошли волноводом за пределами прямой видимости.

Несколько метеорологических условий привели к образованию волновода. Где эти условия существуют и что это за условия, — все это определяет название и природу волновода.

Приземные волноводы. Если метеорологические условия приводят к появлению удерживающего слоя, так что основание результирующего волновода находится на поверхности Земли, образуется приземный волновод. Существует три типа приземных волноводов, которые делятся по отношению удерживающего слоя к поверхности Земли. Удерживающий слой графически изображается сплошной черной линией со значением M в зависимости от высоты, при этом наклон этой линии отрицательный (M уменьшается с высотой).

Первый тип приземного волновода формируется из удерживающего слоя, основание которого лежит на поверхности Земли. Этот волновод называют приземным волноводом, и он приведен на рис. 26.4. Пунктирная линия на рисунке показывает вертикальный размер волновода от нижней до верхней его части. Второй тип поверхностного волновода образуется из приподнятого над Землей удерживающего слоя. Этот волновод обычно называют волноводом с основанием на поверхности Земли, и он приведен на рис. 26.5. Обратите внимание, что волновод, обозначенный пунктирной линией, содержит удерживающий слой и слой с «нормальным» ниже. Третий тип приземного волновода формируется в результате быстрого снижения относительной влажности, непосредственно примыкающей к поверхности раздела море — воздушная среда. Этот волновод получил название *волновода, образованного испарениями*. Поскольку образованный испарениями

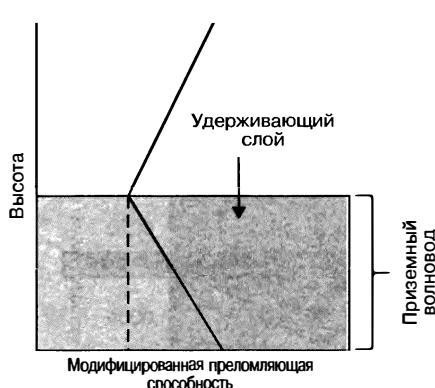


Рис. 26.4. Приземный волновод

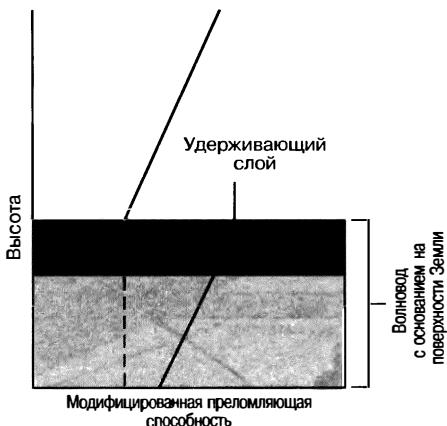


Рис. 26.5. Волновод с основанием на поверхности Земли

волновод имеет большое значение для распространения электромагнитных волн над водой, он заслуживает подробного описания, которое приводится в разделе, посвященном этим волноводам.

Волноводы с основанием на поверхности Земли появляются, когда находящийся над ним воздух исключительно сухой и теплый по сравнению с воздухом на поверхности Земли. Несколько метеорологических условий могут привести к образованию волновода с основанием на поверхности Земли.

Над океаном и вблизи массива суши теплый сухой континентальный воздух может оказаться над более холодной поверхностью воды. Примерами этого типа перемещения воздушных масс являются ветры «Санта-Анна» в южной Калифорнии, сирокко на юге Средиземноморья и шамал в Персидском заливе. Эта адвекция приведет к температурной инверсии на поверхности. Кроме того, в этот воздух добавляется влажность за счет испарений, создавая градиент влажности, усиливающий градиент, способствующий удерживанию. Этот тип метеорологических условий регулярно приводит к появлению приземных волноводов, создаваемых условиями формирования удерживающего слоя с основанием на поверхности Земли. Однако по мере перемещения от береговой окружающей среды в открытый океан этот удерживающий слой может достаточно высоко подняться от поверхности воды, тем самым формируя волновод с основанием на поверхности воды. Волноводы с основанием на поверхности стремятся быть на подветренной стороне массива суши и могут появляться в течение всего дня и даже ночью. Кроме того, волноводы с основанием на поверхности могут простираяться над океаном на несколько сот километров и быть при этом очень устойчивыми (продолжаться в течение нескольких дней).

Другим вариантом формирования волноводов с основанием на поверхности является дивергенция (растекание) относительно холодного воздуха под грозой. Несмотря на то, что этот вариант встречается не так часто, он все же может продлить поверхностное распространение во время грозовой активности на период до нескольких часов.

За исключением грозы, приземные волноводы связаны с хорошей погодой и с повышенной частотой появления приземных волноводов в теплое время года и в большей степени в экваториальных широтах. В любое время, когда тропосфера хорошо перемешана, как это имеет место при фронтальной активности, или в условиях сильного ветра частота появления приземных волноводов сокращается.

Волноводы испарений. Изменение распределения влажности без сопутствующего изменения температуры также может привести к образованию удерживающего градиента преломляющей способности. Воздух, соприкасающийся с поверхностью океана, насыщен водяным паром. В нескольких метрах над поверхностью воздух

обычно не насыщен влажностью, так что имеет место снижение давления водяного пара от поверхности до некоторого значения достаточно далеко над поверхностью. Это быстрое снижение содержания водяного пара первоначально приводит к снижению модифицированного показателя преломления M с высотой, но на больших высотах распределение водяного пара приведет к тому, что M достигнет минимума и начнет расти с высотой. Высота, на которой M достигает минимума, носит название *высоты волновода испарений* (см. рис. 26.6).

Волноводы испарений существуют над океаном почти все время. Высота волновода меняется от одного—двух метров в северных широтах зимой в ночное время и до более 40 метров на экваториальных широтах в летние дни. В среднем по всему Земному шару высота волновода испарений составляет примерно 13 метров. Следует подчеркнуть, что высота волноводов испарений не является той «высотой», ниже которой следует располагать антенну, чтобы увеличить дальность обнаружения, а является величиной, которая характеризует интенсивность волновода или его способность удерживать излучение. Интенсивность волновода также зависит от скорости ветра. При условиях неустойчивой атмосферы (когда более холодный слой воздуха накрывает более теплый слой воздуха) сильные ветры обычно приводят к более интенсивным сигналам (или меньшим потерям при прохождении атмосферы), чем слабые ветры.

Поскольку волновод испарений намного слабее, чем волновод с основанием на поверхности, его способность удерживать энергию сильно зависит от частоты. Обычно волновод испарений достаточно интенсивный, чтобы воздействовать на электромагнитные системы с частотами выше 3000 МГц.

Для условий приземного волновода вертикальная протяженность волновода достаточна для его измерений с помощью поднимающегося радиозонда, спускающегося ракетного зонда или СВЧ-рефрактометра на борту какого-либо транспортного средства. Однако для волновода испарений важным является не его вертикальная протяженность, а градиент преломляющей способности внутри волновода. Изменение градиентов преломляющей способности в высотном диапазоне менее, чем на несколько миллиметров, может иметь значительное воздействие на способность удержания волновода. Таким образом, оценку волновода испарений лучше всего производить, выполняя поверхностные метеорологические измерения и делая выводы в отношении высоты волновода из метеорологических процессов, происходящих на границе раздела воздуха и моря, а не из прямых измерений, используя традиционные радиозонды, ракетозонды, СВЧ-рефрактометры. С появлением новых метеорологических зондов высокого разрешения, которые могут опускаться с корабля до поверхности моря, появилось ощущение, что волновод испарений может измеряться прямыми измерениями. Для практических задач, однако, это ощущение ложное и прямые измерения в этой области предприниматься не должны. Из-за турбулентной природы тропосферы на поверхности океана измеренный профиль преломляющей способности, вероятней всего, не будет оставаться таким же в любое другое время, даже когда интервал между измерениями составляет одну секунду. Поэтому любые измерения профиля не будут представительными в отношении средних условий для волновода испарений — условий, с которыми должна считаться система оценивания оперативной обстановки.

Приподнятые волноводы. Если метеорологические условия приводят к появлению удерживающего слоя выше, так что основание волновода оказывается над поверхностью Земли, то такой волновод называют приподнятым волноводом (см. рис. 26.7). Снова обратите внимание на преимущество представления с помощью

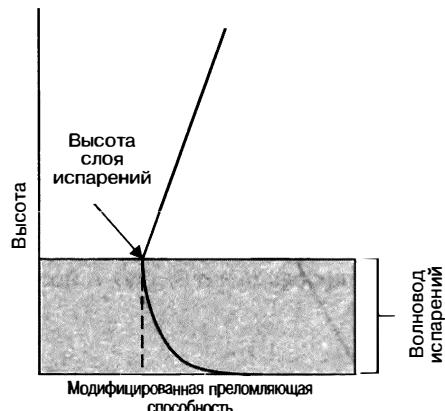


Рис. 26.6. Волновод испарений

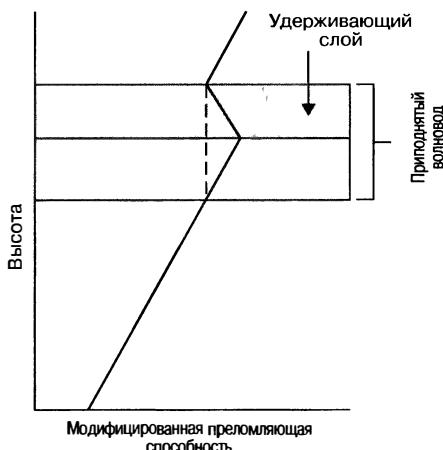


Рис. 26.7. Приподнятый волновод

градиентов M по сравнению с градиентами N . На рис. 26.7 видно, что волновод простирается с верхней части поддерживающего слоя вниз до пересечения с линией M , при этом M в верхней части волновода та же, что M в нижней части волновода (показано пунктирной линией).

Огромные системы почти неизменно высокого давления у поверхности с центрами примерно на 30° северных и южных широт покрывают площади мирового океана. По направлению к полюсам от этих систем лежит область среднеширотных западных ветров, а по направлению к экватору расположена область тропических восточных ветров или пассатов. Внутри этих систем высокого давления крупномасштабные нисходящие потоки воздуха вызывают нагревание, поскольку воздух при этом испытывает сжатие. Это приводит к

тому, что теплый сухой воздух оказывается сверху холодного влажного слоя воздуха (часто называемого *морским пограничным слоем*).

Результирующую инверсию называют инверсией пассата, и она может создавать условия волноводного распространения в верхней части пограничного слоя. Приподнятые волноводы могут менять свое положение от нескольких сот метров над поверхностью воды в восточной части тропических океанов до нескольких тысяч метров в его западной части. Например, вдоль южного побережья Калифорнии приподнятые волноводы встречаются в среднем в 40% всего времени наблюдений со средним возвышением в 600 метров. Вдоль побережья Японии приподнятые волноводы встречаются в среднем в 10% всего времени измерений со средним возвышением в 1500 метров.

Следует отметить, что метеорологические условия, необходимые для образования волновода с основанием на поверхности, те же самые, что для приподнятого волновода. Фактически волновод с основанием на поверхности может подняться вверх и стать приподнятым волноводом, по мере того как теплый сухой континентальный воздух плавно течет над холодным и влажным морским воздухом. Инверсия пассата может также усиливаться, тем самым превращая приподнятые волноводы в волноводы с основанием на поверхности.

26.6. Моделирование процессов распространения [2, 7]

Моделирование распространения радиоволн важно по ряду причин, и все они могут быть разбиты на две большие категории инженерных исследований и эксплуатационных характеристик. Для инженерных исследований влияние распространения может быть учтено в разработках новых систем или при оценивании долговременных рабочих характеристик существующих систем. Для эксплуатационных характеристик учет распространения обычно основывается на отдельных измерениях или прогнозах атмосферы, чтобы влияние распространения можно было бы использовать или свести к минимуму за счет изменения тактики использования системы. За прошедшие годы было разработано много моделей распространения для учета важных для различных областей использования эффектов. Эти модели охватывали спектр от очень быстро выполняемых, но имеющих низкую степень достоверности (упрощенные модели, которые полностью игнорировали определенные механизмы распространения) до медленно выполняемых, но имеющих высокую степень достоверности (физически точное моделирование с учетом всех механизмов распространения).

Модель сферического распространения или распространение в свободном пространстве. Простейшей моделью распространения является модель сферического распространения, в которой приемник и передатчик находятся на большом удалении от поверхности Земли и атмосферы, т.е. в свободном пространстве. Свободное пространство определяется как область, чьи свойства изотропны, однородны и где отсутствуют потери. Модели сферического распространения учитывают только повышение площади поверхности сферы с центром в передатчике, излучающем равномерно во всех направлениях. Напряженность поля в любой точке обратно пропорциональна квадрату дальности между передатчиком и рассматриваемой точкой. Это соотношение получило название *потерь распространения в свободном пространстве*. Плотность мощности P_a над сферой в любой точке свободного пространства определяется как

$$P_a = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \right), \text{ Вт/м}^2, \quad (26.8)$$

где P_t является мощностью, излучаемой передатчиком, r — радиус сферы, а G_t — коэффициент усиления по мощности передающей антенны. В случае изотропной антенны без потерь коэффициент усиления по мощности равен единице.

В свободном пространстве плотность мощности изотропной приемной антенны без потерь является плотностью мощности по всей поверхности сферы, умноженной на площадь охвата приемной антенной, которую также называют эффективной апертурой, A_e . Эффективная апертура с длиной волны излучения λ определяется соотношением

$$A_e = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi}. \quad (26.9)$$

Таким образом, мощность на входе приемника P_r для изотропно излучающей и принимающей антенн ($G_t = G_r = 1$) равна

$$P_r = P_a A_e = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi r)^2}. \quad (26.10)$$

Потери на трассе в свободном пространстве L_{fs} , выраженные в терминах радиуса сферы r и длины волны λ , где r и λ выражены в одинаковых единицах, составляют

$$L_{fs} = 10 \lg_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 10 \lg_{10} \left[\frac{(4\pi r)^2}{\lambda^2} \right]. \quad (26.11)$$

Потери в свободном пространстве L_{fs} (в дБ), выраженные в терминах дальности и частоты, составляют

$$L_{fs} = 32,45 + 20 \lg(f) + 20 \lg(r), \quad (26.12)$$

где f — частота в МГц, а r — расстояние между передатчиком и приемником в км. Модель свободного пространства используется в качестве эталона для учета других эффектов распространения.

Если рассматриваются неизотропные ДН излучающей антенны в рамках расчетов потерь, под потерями подразумевают скорее потери распространения, а не потери на трассе. Потери распространения могут быть описаны с помощью коэффициента распространения F , который определяется как отношение фактической напряженности поля в определенной точке пространства к напряженности поля, которая существует на той же дальности в условиях свободного пространства, при этом ДНА передатчика прямо направлена в эту точку. Это представляется соотношением

$$F = \frac{|E|}{|E_0|}, \quad (26.13)$$

где E_0 представляет собой амплитуду в условиях свободного пространства, а E — амплитуда напряженности исследуемого поля в той же точке.

Коэффициент распространения является необходимой величиной, поскольку используется в большинстве уравнений радиолокации. Как уже отмечалось ранее, он также содержит всю информацию, которая нужна для учета влияния природной среды. Таким образом, если функциональная форма F известна, тогда могут быть определены все потери при распространении до любой точки, поскольку расчет поля в свободном пространстве достаточно простой. Потери при распространении с учетом параметров антенны можно представить в виде

$$L = L_{fs} - 20\lg(F). \quad (26.14)$$

Модель эффективного радиуса Земли. Поскольку большая часть деятельности человека происходит внутри атмосферы Земли, то модель распространения в свободном пространстве обычно неадекватна для ее применения в оценках распространения и необходимо рассматривать другие механизмы распространения. При стандартных или нормальных атмосферных условиях радиолуч изгибаются вниз с кривизной, меньшей, чем у поверхности Земли. Понятие эффективного радиуса Земли [8] заменяет истинный радиус Земли большим радиусом, так что относительная кривизна между лучом и поверхностью Земли сохраняется и луч превращается в прямую линию. Эффективный радиус Земли, a_e , и истинный радиус Земли, a , связаны между собой коэффициентом эффективного радиуса, k , такого, что

$$a_e = ka, \quad (26.15)$$

при этом k можно рассчитать, используя

$$k = \frac{1}{[1 + a(dn / dh)]}, \quad (26.16)$$

где dn/dh представляет собой вертикальный градиент показателя преломления. Используя средний радиус Земли, равный 6371 км, и градиент преломляющей способности в -39 Н/км, получим для k значение 1,33 или приблизительно 4/3.

Помимо учета преломления можно включать другие эффекты распространения, такие как многолучевая интерференция, дифракция, тропосферное рассеяние и топография местности. К моделям эффективного радиуса Земли общего класса относятся стандартная модель распространения (коэффициент F) [2], модель интегральной неровности территории (TIREM — Terrain Integrated Rough Earth Model) [8] и интегральная модель местности (ITM — Irregular Terrain Model), также известная как Longley-Rice [9] и сферическая модель Knife Edge (SEKE — Spherical Earth Knife Edge) [10].

Хотя эти модели эффективного радиуса Земли имеют одинаковую природу, они не учитывают различные эффекты распространения одинаково. Например, модель коэффициента F в состоянии адекватно учитывать многолучевое распространение для надводной поверхности, тогда как модель TIREM основывается на дифракции у острого края, что делает ее непригодной для применения над водными поверхностями. С другой стороны, если тропосферное рассеяние может не иметь значение для задач активной радиолокации, то его влияние необходимо учитывать в задачах радиолокационного перехвата другими датчиками.

Модели волноводов. По мере того как технические требования предполагали все большую и большую точность, разрабатывались новые методики моделирования. Одна из таких методик моделирования использует теорию нормальных мод для расчета напряженности поля в стандартных или нестандартных условиях преломления. Этот класс моделей получил название моделей волноводов. Использование моделей волноводов относится по времени к началу 1900-х годов, когда их использовали для объяснения распространения радиоволн на длинных волнах вокруг поверхности Земли в волноводе, образованном Землей и ионосферой. Описание волноводных моделей выходит за рамки этой главы, но его можно найти в работе Баддена [11].

Несмотря на то, что модели волноводов наиболее подходят для условий, когда вертикальный профиль отражательной способности не меняется вдоль трассы распространения (однородная окружающая среда), их можно использовать в неоднородных средах путем разбивки волновода на слои по методу, известному как *преобразование мод*. Будучи успешным, этот метод менее эффективен в отношении

требуемых расчетов, чем другие методы моделирования, и поэтому модели волноводов обычно не используются для оценок систем, требующих быстрого выполнения. Модели волноводов могут служить в качестве «лабораторных эталонных» моделей, с которыми можно сравнивать результаты других методов моделирования. Одной из таких моделей является модель MLAYER, полученная из оригинальной работы Баумгартнера [12].

Модели на основе параболических уравнений. В 1946 г. Фок [13] использовал метод параболического уравнения (PE – Parabolic Equation) для описания распространения электромагнитной волны в вертикально стратифицированной тропосфере. В 1973 г. Хардин и Тапперт [14] разработали эффективное практическое решение, названное методом преобразования Фурье с расщепленным шагом, основанное на быстром преобразовании Фурье (БПФ), которое широко использовалось в задачах распространения звука в океане. Метод параболического уравнения и его решение методом Фурье с расщепленным шагом предоставили помехоустойчивую модель для сложных преломляющих свойств среды, для оценки эффектов внутри, вблизи и за горизонтом; также она особенно хороша для моделирования распространения над неровной местностью. Таким образом, модели параболического уравнения могут использовать одну модель для оценок в различных важных приложениях. Три таких модели – модель параболического уравнения местности (TREM – Terrain Parabolic Equation Model)[15], процедура решения параболического уравнения распространения в тропосфере электромагнитной волны (TEMPER – Tropospheric Electromagnetic Parabolic Equation Routime) [16] и параболическое уравнение радиоволны для переменной местности (VTRPE – Variable Terrain Radio Parabolic Equation) [17].

Гибридные модели. Несмотря на свою привлекательность, модели параболического уравнения имеют и ряд недостатков. Вероятно, крупнейшим из недостатков является то, что они требуют больших вычислительных ресурсов как в отношении памяти, так и времени исполнения, особенно для задач, использующих комбинации высоких частот, больших углов места, высоких конечных участков траекторий, а также больших дальностей. В некоторых случаях эти вычислительные затраты можно сократить за счет объединения наилучших возможностей различных моделей в гибридной модели. Одна такая модель, а именно расширенная модель распространения (APM), была описана Барриосом [18]. В модели APM модель параболического уравнения объединена с различной геометрической оптикой и другими феноменологическими моделями в целях создания гибридной модели, которая могла бы быть в сотни раз быстрее, чем модель гиперболического уравнения для стрессовых ситуаций. К трем другим гибридным моделям относятся физическая оптика радиочастот (RPO) [19], TERPEM, разработанная компанией Signal Science Limited [20], и гибридный метод для вычислений потерь пропускания в неоднородной атмосфере над пересеченной местностью Маркуса [21].

В модели APM моделируемое пространство делится на четыре области, или подмодели, как это показано на рис. 26.8. На дальностях, меньших 2500 м, и для всех углов возвышения, больших 5° , APM использует модель плоской поверхности Земли (FE – Flat Earth), которая пренебрегает преломлением и влиянием искривления поверхности Земли. Для дальностей, выходящих за область применимости FE, где углы скольжения отраженных лучей от передатчика превосходят небольшую предельную величину, используется полная модель геометрической оптики (RO – Ray Optic), которая учитывает влияние преломления и кривизны поверхности Земли. Модель параболического уравнения (PE) используется для дальностей, выходящих за область применимости RO, но только для высот ниже максимально допустимой высоты модели параболического уравнения, определяемой быстрым преобразованием Фурье. Для дальностей, выходящих за область применимости RO и больших, чем допускает модель параболического уравнения, применяется метод обобщенной оптики (XO – eXtended Optics), который инициализируется моделью параболического уравнения на максимально допустимой для этой модели высоте и использует методы геометрической оптики для распространения сигнала на большие высоты. Непрерывность решений на границах каждой из областей поддерживается на уровне, не превышающем 0,1 дБ, за счет тщательного выбора предельного для RO угла скольжения и максимально допустимого моделью параболического уравнения угла распространения.

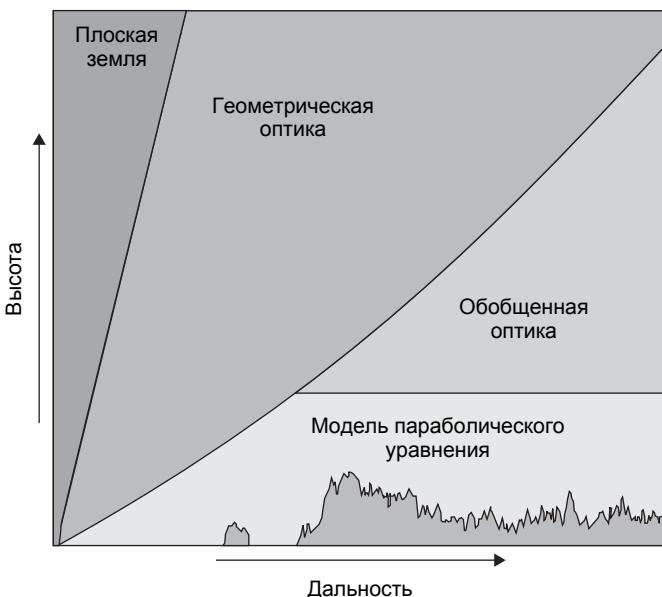


Рис. 26.8. Области подмоделей АРМ

Модели распространения в рамках АРМ также были объединены с другими моделями учета эффектов окружающей среды, таких как поглощение газами и мешающие отражения от поверхности, чтобы сформировать полный пакет модели распространения. Физические явления распространения,ываемые моделью АРМ версии 2.0.01, проиллюстрированы в табл. 26.2. Как видно из таблицы, АРМ учитывает почти все эффекты окружающей среды, делая модель весьма желательной для использования в оценках сложных систем.

Таблица 26.2. Моделирование процесса распространения с помощью АРМ

Механизмы распространения	Благодаря окружающей среде			АРМ 2.0.01
	Море	Суша	Атмосфера	
Условия преломления, зависящие от дальности			•	✓
Пересеченная местность		•		✓
Многолучевое распространение	•	•	•	✓
Дифракция	•	•		✓
Маскирование местностью		•		✓
Тропосферное рассеяние			•	✓
Волнение на море	•			✓
Поверхностная волна ВЧ-диапазона	•			✓
Влияние диэлектриков в зависимости от влажности	•	•		✓
Усиление за счет препятствия		•		✓
Отражение поверхностью	•	•		✓
Поглощение газами			•	✓
Ослабление дождем			•	✗
Растительность		•		✗

26.7. Программы оценки электромагнитных систем

Используя вычислительные возможности ПК в сочетании с современными электромагнитными системами и моделями распространения в окружающей среде, программы оценок и сопутствующее программное обеспечение дают возможность пользователю определять преломляющую способность и данные других природных явлений и работать с ними, запуская модели распространения с этими данными и представляя результаты в терминах ожидаемых рабочих характеристик существующих или предлагаемых электромагнитных систем. Несмотря на то, что в США и других странах используются несколько систем оценивания, последующее описание ограничивается системой AREPS. Она широко используется министерством обороны США (МО) и другими федеральными правительственные агентствами, частным сектором промышленности США, их зарубежными партнерами и частными лицами.

Система AREPS возникла на основании срочных требований по оценке оперативной военной обстановки для моделирования характеристик РЛС и распространения радиолокационного излучения с учетом доминирующих влияний местности. Требования к системе оценивания включали моделирования всех природных эффектов, которые требовалось быстро получать, и исполнение на базе ОС Microsoft Windows для ПК. Анализ различных систем распространения для выявления их сильных и слабых сторон показал, что гибридные модели были единственным приемлемым решением. Графический пользовательский интерфейс AREPS был создан и настроен на модернизированную модель распространения (АРМ), чтобы предоставить пользователю сквозной инструмент оценки радиолокационного распространения. Поскольку эффекты распространения электромагнитных волн не ограничиваются только радиочастотами, то со временем первоначальные требования РЛС к AREPS были расширены за рамки простого радиолокационного обнаружения целей и включают задачи в области связи и радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Система AREPS была единственной одобренной системой оценок применения электромагнитного излучения, используемой в рамках системы управления базами данных начальника информационного управления военно-морского министерства США (DADMS – Department of the Navy Chief Information Officer DON Applications & Database Management System). АРМ является единственной официально признанной (начальником штаба ВМС) моделью распространения электромагнитного излучения (от 2 МГц до 57 ГГц), предназначенный для применения в военно-морских системах. Обе системы, AREPS и АРМ, являются официально признанными отделом военно-морского моделирования (NMSO – Navy Modeling and Simulation Office). Система AREPS также широко используется НАТО и одобрена метеорологической группой Военного комитета / рабочей группой НАТО и используется совместно с метеорологическими системами в районе боевых действий и поддержки, а также партнерами НАТО.

Версия системы AREPS 3.6 включает несколько моделей распространения электромагнитных волн для различных частот. В диапазоне 2 МГц – 57 ГГц AREPS использует АРМ. Для системы связи ионосферной волной в СВЧ-диапазоне AREPS использует пакет ПО СВЧ-моделирования [22], состоящий из полностью трехмерной модели трассировки лучей в ионосфере, модели напряженности СВЧ-поля и модели СВЧ-шума. Дополнительно к этим моделям распространения электромагнитного излучения AREPS может использовать две всемирно признанные модели, а именно параметрическую модель ионосферы (PIM) [23] и международную стандартную модель ионосферы (IRI) [24]. Дополнительно к моделям распространения AREPS содержит модель рабочих характеристик РЛС, которая будет представлена в следующем разделе.

AREPS учитывает зависящие от дальности и азимутального угла особенности поверхности Земли, подъем участков местности, конечную проводимость, диэлектрические постоянные грунта и коэффициенты эффективности рассеяния. Оценки возвышения местности можно получить в Национальном агентстве аэрогеодезической разведки (NGA – National Geospatial-Intelligence Agency), из баз цифровых данных возвышения местности (DTED – Digital Terrain Elevation Data) или из других подходящих источников. Конечную проводимость и диэлектрические

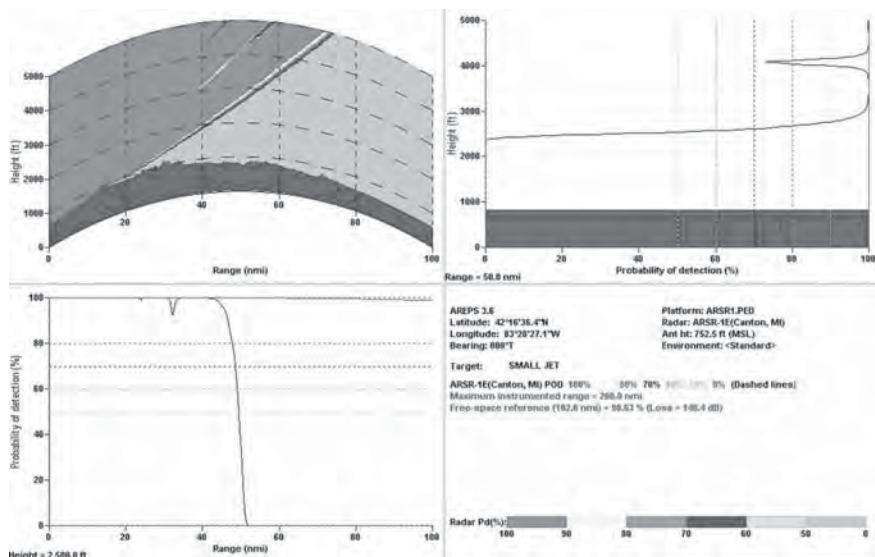


Рис. 26.9. Применение AREPS в интересах национальной безопасности

постоянные грунтов можно отобрать из данных Международного союза электросвязи, Международного консультативного совета по радиокоммуникациям (МКР) [25] или из любых других подходящих источников.

Система AREPS учитывает зависящую от дальности и азимутального угла преломляющую способность атмосферы, полученную благодаря наблюдениям за верхними слоями атмосферы с помощью радиозондов, других датчиков или мезомасштабных метеорологических моделей, таких как объединенная модель атмосферы и океана системы мезомасштабных прогнозов Военно-морского флота США (COAMPS — the U.S. Navy Coupled Ocean / Atmosphere Mesoscale Prediction System) [26]. Данные наблюдений радиозондов могут быть введены вручную или автоматически дешифрованы из формата данных наблюдений Всемирной метеорологической организации (WMO — World Meteorological Organization) или в сводной форме формата столбцов, полученных из ряда различных источников данных. Кроме того, климатологические особенности преломляющей способности можно отобрать в любой из 921 станций WMO, а также из повсеместно публикуемых баз данных. Для океанических передающих станций в точках цифровой сетки прогноза погоды над океаном AREPS автоматически рассчитывает профиль преломляющей способности для волновода испарений и добавляет его в нижнюю часть данных наблюдений верхней атмосферы для полного описания среды распространения.

AREPS вычисляет и отображает оценки рабочих характеристик ряда электромагнитных систем принятия тактических решений. К этим характеристикам относятся вероятность радиолокационного обнаружения, уязвимость в отношении систем РЭР, связь от низкочастотного до КВЧ-диапазона, одновременное обнаружение РЛС и уязвимость к РЭР, а также дальность обнаружения надводных целей. Все средства принятия тактических решений отображаются как функции зависимости от дальности, азимутального угла и высоты. Оценки вероятности обнаружения, уязвимости к РЭР и эффективности связи основываются на параметрах электромагнитных систем, хранящихся в устанавливаемых и меняющихся пользователями базах данных. Дополнительно к обычным радиолокационным параметрам пользователь может полностью задать ДНА антенны для учета боковых лепестков. Эта база данных также включает описание радиолокационных целей для платформ размещения комплектов электромагнитных излучателей.

Рис. 26.9 иллюстрирует дисплей системы AREPS с четырьмя панелями. Этот дисплей был создан для национальной безопасности США к моменту проведения

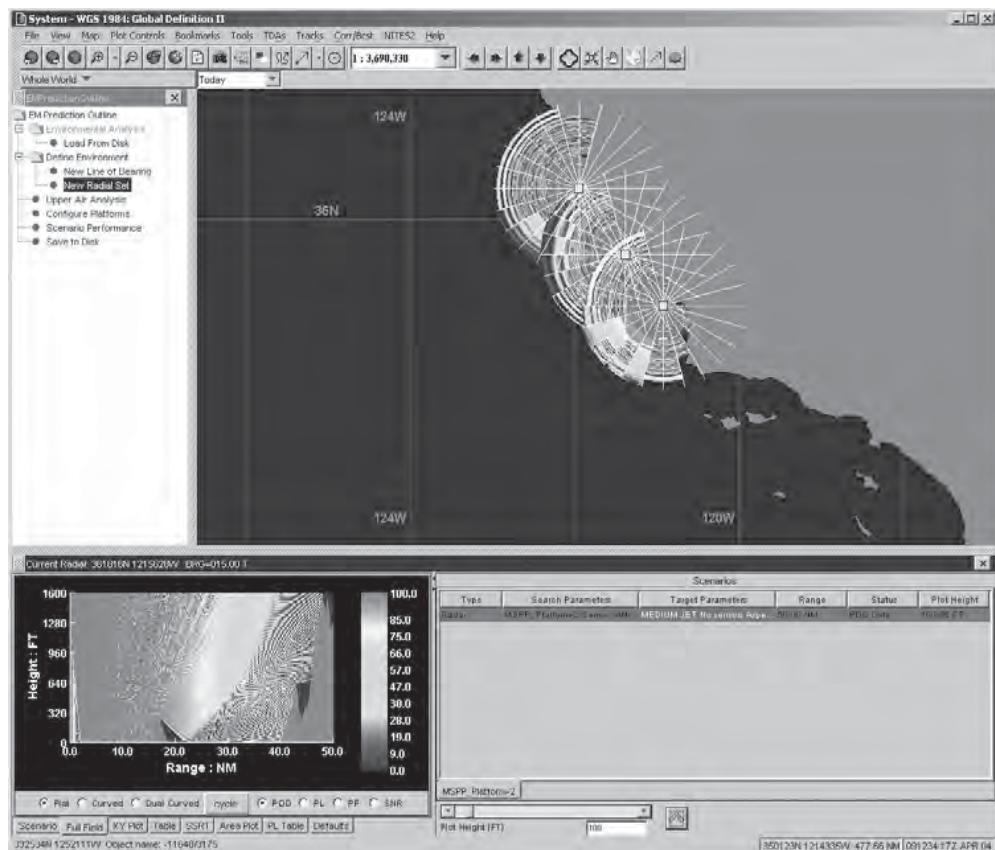


Рис. 26.10. Отображение на экране AREPS общей оперативной картины в рамках NITES

«Суперкубка XL» 5 февраля 2006 г. «Суперкубок XL» (римские 40) является чемпионатом по футболу, в который играют в США (американский футбол). В нем принимало участие свыше 60 000 человек, присутствие которых было ограничено одним стадионом, являвшимся привлекательной целью для атаки террористов. Этот дисплей показывал вероятность радиолокационного обнаружения по дальности в зависимости от высоты, вероятность радиолокационного обнаружения в зависимости от дальности на постоянной высоте и вероятность радиолокационного обнаружения в зависимости от высоты при постоянной дальности. Он был любезно предоставлен 84-й эскадрильей облета РЛС базы BBC «Хилл», штат Юта. Изображенная РЛС является ARSR-1E (РЛС управления воздушным движением между аэропортами с большой дальностью действия США), расположенная в Кантоне, штат Мичиган. Представляющая интерес цель является небольшим частным самолетом.

Поскольку была разработана версия AREPS для персонального компьютера, она также переносится в прикладную систему, названную подсистемой военно-морской интегрированной тактической среды (NITES — Naval Integrated Tactical Environmental Subsystem), являющейся частью глобальной системы командования и управления — морской GCCS-M (Global Command and Control System — Maritime). В системе NITES функциональность AREPS для персонального компьютера была переведена на язык Java для перехода в общую оперативную картину (COP — Common Operating Picture). COP представляет собой систему отображения тактической информации и текущей дислокации вооруженных сил в реальном времени. Таким образом, радиолокационная оценка, предоставленная AREPS, может отображаться как тактическое наложение на оперативную картину. На рис. 26.10 приведена

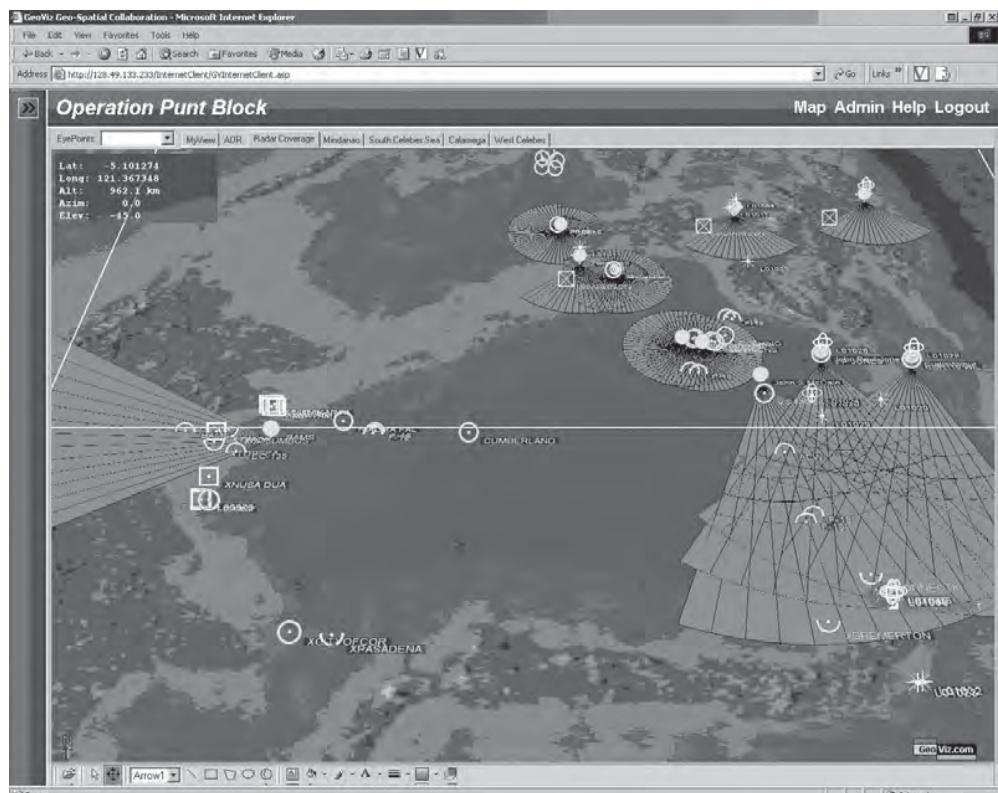


Рис. 26.11. Дисплей расчетов AREPS общей оперативной картины, компонуемой ForceNet

иллюстрация такого дисплея СОР. На этой иллюстрации наряду с радиолокационным охватом тремя РЛС берегового наблюдения приведен дисплей традиционного охвата высот в зависимости от дальности типичной ПК версии AREPS.

Поскольку военно-морской флот уже применяет интернет-технологии, разработчики дисплея системы AREPS также последовали этому примеру. Одним из таких приложений, основанных на интернет-технологиях, является военно-морское компонуемое приложение ForceNet, которое по своей природе аналогично GCCS-M. На рис. 26.11 приведена иллюстрация компонуемого приложения ForceNet. Фоном для ForceNet являются гипотетический океан и оперативная островная область. Символика (небольшие кружки, квадраты и полуокружности) представляет диспозицию различных сил, таких как корабли и самолеты. Многочисленные эллиптические и веерообразные затененные области соответствуют определенной вероятности радиолокационного обнаружения различных целей различными оперативными РЛС. Например, небольшая веерообразная затененная область в верхнем правом углу дисплея представляет область, где РЛС наземного базирования будет в состоянии обнаружить (с определенной вероятностью обнаружения) определенную самолетную цель.

Дополнительной возможностью AREPS является предоставление для внешних приложений расчетных вероятностей радиолокационного обнаружения, потерю при распространении или коэффициента распространения. Таким образом, разработчик тактических приложений не должен знать скрытых методов моделирования распространения радиолокационного излучения или прочих параметров воздействия окружающей среды, но может положиться на AREPS для «обслуживания» данных для отображения в его рамках или любого собственного приложения. Подобным приложением является система моделирования и отображения

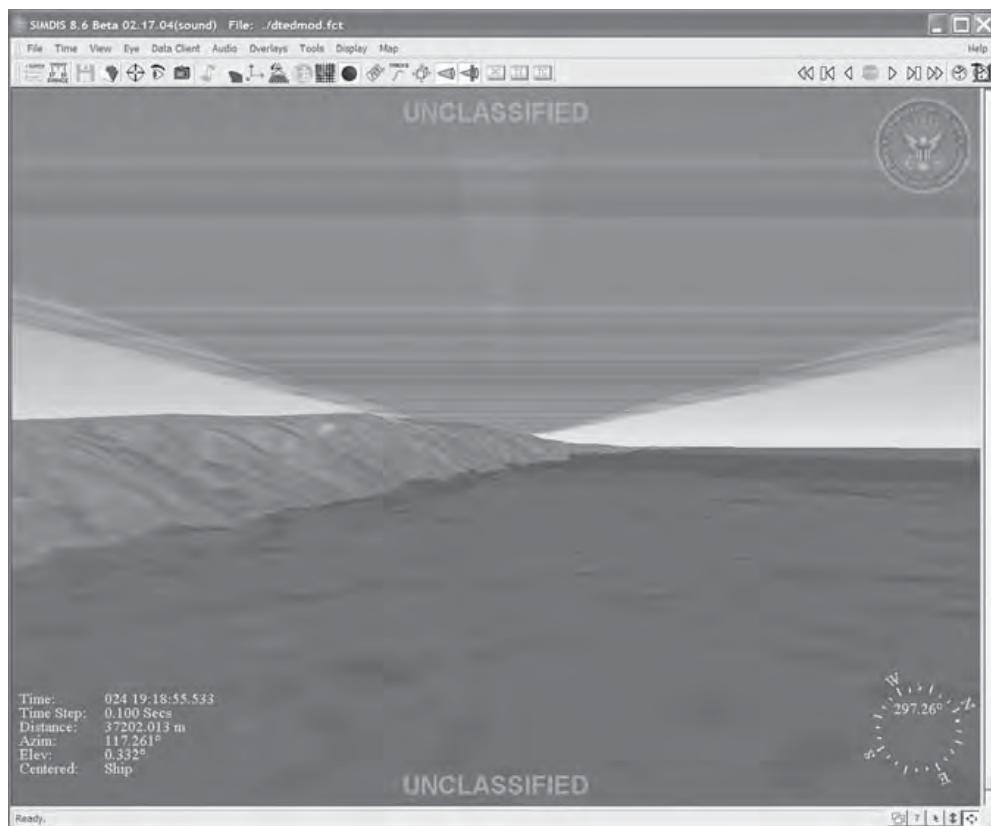


Рис. 26.12. Дисплей расчетов AREPS в рамках SIMDIS, показывающий вероятность радиолокационного обнаружения небольшой цели под воздействием эффектов маскирования рельефом местности

(SIMDIS™ — *Simulation and Display System*), разработанная научно-исследовательской лабораторией военно-морских сил США, Вашингтон DC [27]. На рис. 26.12 приведены рассчитанные AREPS данные в трехмерном виде в рамках SIMDIS™. На этом рисунке приведенная панорама ориентирована на север и захватывает часть Южной Калифорнии. В средней части рисунка слева показана восточная часть суши острова Сан-Клементе. На этой панораме севернее острова располагается корабль со специализированной РЛС поиска воздушных целей. Затемненная веерообразная область, простирающаяся вверх над островом, предоставляет возможность радиолокационного обнаружения определенных целей, по мере того как РЛС ведет поиск в южном направлении над островом. Для цели, расположенной на переднем крае острова и при достаточно низкой высоте, дисплей показывает, что она не может быть обнаружена РЛС, поскольку за-маскирована мешающей местностью.

26.8. Модель оценки РЛС в системе AREPS

Основная цель AREPS — предоставить оператору РЛС возможность визуализации процесса обнаружения целей и собственной платформы с помощью РЛС противника в различных условиях окружающей среды. При первичной визуализации отображается вероятность обнаружения РЛС на определенной высоте в зависимости от дальности, при этом вероятность обнаружения РЛС выражается в процентах,

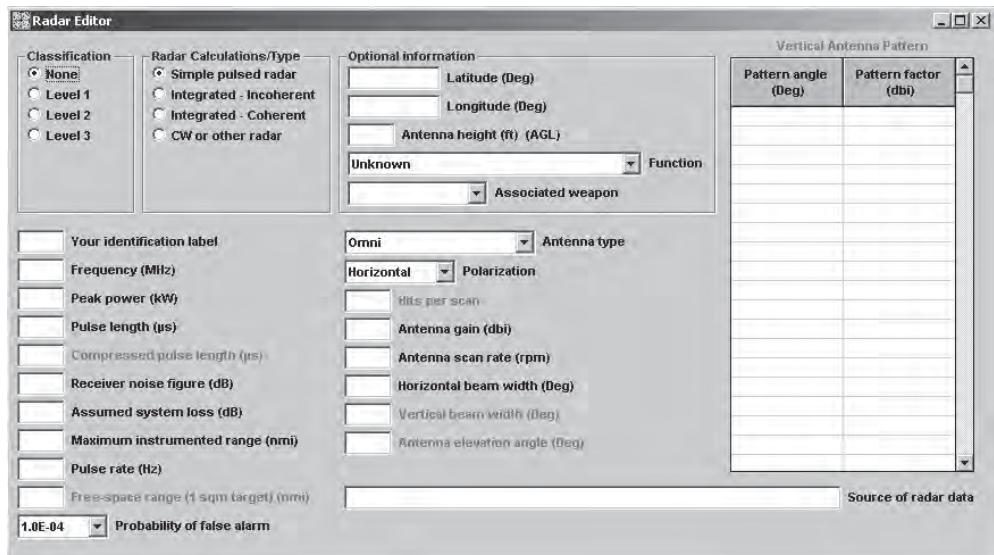


Рис. 26.13. Окно РЛС системы AREPS

соответствующих определенным уровням энергии по высоте и дальности от радиолокатора. Модель АРМ рассчитывает потери распространения в дБ. Чтобы получить характеристики радиолокационного обнаружения AREPS, необходимо выполнить сравнение потерь распространения в свободном пространстве с потерями распространения в атмосфере Земли, которые рассчитывает модель АРМ. Таким образом, AREPS содержит достаточно упрощенную модель импульсной РЛС для вычисления потери распространения в свободном пространстве на основе таких параметров РЛС, как частота, продолжительность импульса и т.п. Модели, необходимые для выполнения этих расчетов, взяты из работы Блейка [28] и полностью описываются с помощью встроенной справочной системы AREPS и руководства оператора AREPS. Таким образом, модель оценок радиолокационных параметров AREPS здесь повторно описываться не будет. Назначение этой секции — показать необходимую радиолокационную систему и входные данные радиолокационных целей, которые должна использовать программа AREPS. Эти входные данные представлены на рис. 26.13 и 26.14. Для полного описания каждого входного параметра следует обратиться к встроенной справочной системе AREPS или к руководству оператора AREPS.

Для оказания помощи пользователю AREPS эти и другие окна входа данных имеют много «заготовленных» значений по умолчанию в сочетании с вариантами выбора единиц измерения. Одним из примеров является ДНА передающей антенны. АРМ будет учитывать полную диаграмму направленности передающей антенны. AREPS предоставляет некоторые основные «заготовленные» ДНА, такие как всенаправленная ДНА, $\text{Sin}x/x$, косеканс в квадрате и типовой радиолокационный высотомер. В режиме определенного пользователем типа антенны оператор может ввести текущий угол диаграммы направленности антенны и коэффициент направленности непосредственным образом. Дополнительно к возможности ввода ДНА непосредственно из клавиатуры AREPS также предоставляет возможность импортировать ДНА в формате ASCII, который был создан в другой прикладной программе. Примером использования многих единиц измерения является пиковая мощность передатчика. По умолчанию используются киловатты. Щелкнув правой кнопкой мыши по метке с пиковой мощностью, можно будет выбрать другие единицы измерения. AREPS даже может автоматически преобразовывать вводимые значения из одних единиц измерения в другие.

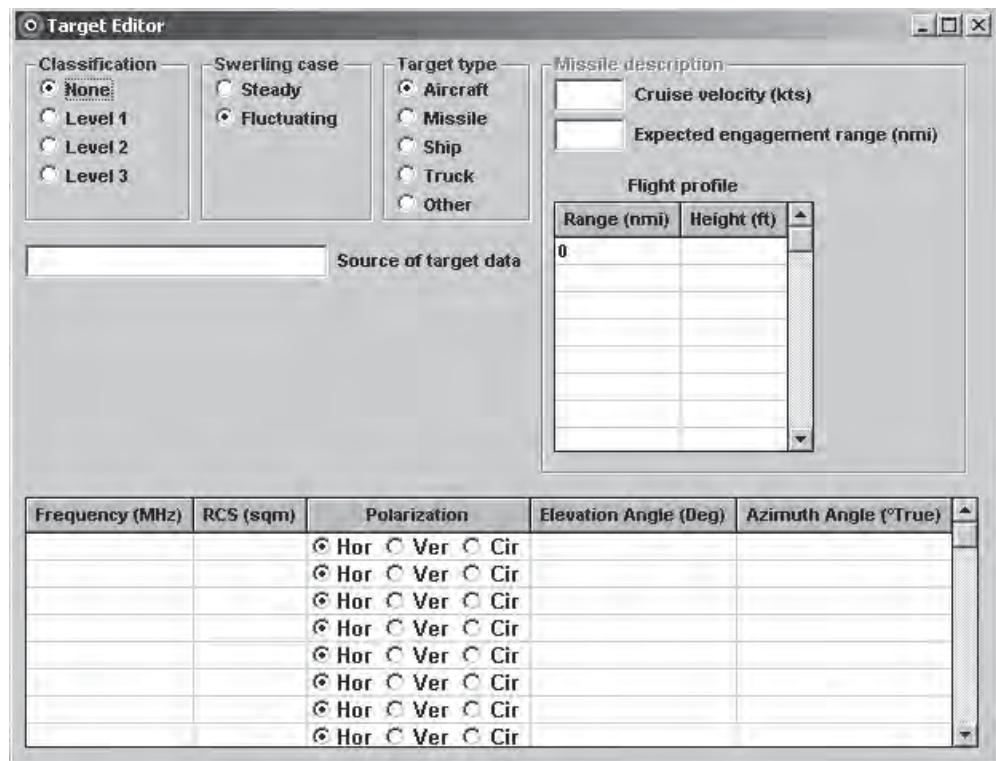


Рис. 26.14. Окно цели системы AREPS

26.9. Способы представления данных на дисплее AREPS

По умолчанию результаты вычислений модели распространения показываются в удобном для оператора тактической РЛС виде, т.е. вероятность радиолокационного обнаружения цели для заданной высоты в зависимости от дальности в виде процентов, как это показано на рис. 26.15. Этот способ отображения результатов называют средством принятия тактического решения, поскольку он дает возможность оператору РЛС принять некоторое тактическое решение. Например, поверх этого средства принятия тактического решения накладывают профиль полета ракеты-цели (прямая линия, наклоняющаяся вниз и справа налево). В качестве атмосферной среды используется волноводное распространение по волноводу с основанием на поверхности Земли. Дополнительно к диаграмме полета цели ясно видна зона отсутствия приема, что позволяет оператору видеть, как вероятность обнаружения цели будет меняться с дальностью и высотой. С этими знаниями можно принимать решение, когда предпринимать попытку атаки сопровождаемой ракеты.

Для инженеров РЛС очень полезным, вероятней всего, будет вариант представления на дисплее данных, который показан на рис. 26.15, поскольку нужной величиной для уравнения радиолокационной дальности обнаружения является коэффициент ослабления F_p , а не потери распространения, рассчитываемые АРМ. Однако имеется простое соотношение между потерями распространения и коэффициентом ослабления. Оно имеет вид

$$F_p = L_{\text{fs}} - L_{\Delta B}, \quad (26.17)$$

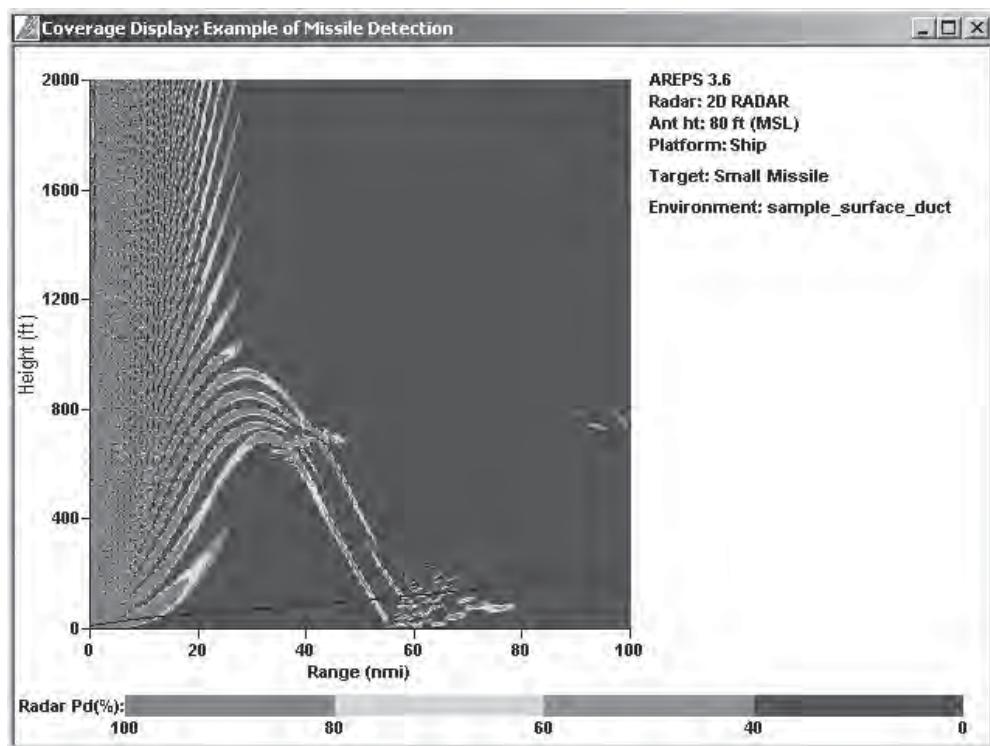


Рис. 26.15. Охват AREPS по высоте в зависимости от дальности для РЛС обнаружения надводных целей и небольших ракет-целей — вероятность обнаружения

где L_{fs} — потери при распространении в свободном пространстве, которые дает уравнение 26.12, а L_{dB} — потери при распространении в дБ, рассчитанные с помощью АРМ. И, если это необходимо инженерам РЛС, AREPS также выведет на экран выходные данные АРМ в виде коэффициента ослабления. На рис. 26.15 представлена радиолокационная вероятность обнаружения в виде процентов, которая появится, как это показано на рис. 26.16, при отображении данных в виде коэффициентов ослабления.

Дополнительно к отображению высоты обнаружения в зависимости от дальности AREPS содержит много других вариантов отображений и выдачи данных. Например, на рис. 26.17 показано (в качестве примера обнаружения некоторых ракет) отношение сигнала к шуму в зависимости от дальности, на которое накладывается отношение мешающих отражений к шуму, рассчитанное при скорости ветра 8 м/с. Отображаемая высота составляет 100 футов над уровнем моря. Можно видеть влияние многолучевой интерференции в интервале дальности от 0 до 20 морских миль. За областью многолучевой интерференции можно наблюдать большое падение значений отношений сигнала к шуму и мешающего отражения к шуму, которые находятся в пределах зоны отсутствия приема волновода с основанием на поверхности Земли в интервале дальности от 20 до 50 морских миль. Обратите внимание, однако, на повышение отношений для дальностей приема вне этой зоны. Фактически видно даже, что для дальностей от 55 до 65 морских миль отношение мешающих отражений к шуму превышает отношение сигнала к шуму. Поэтому для этих дальностей отраженный от цели радиолокационный сигнал перекрывается мешающими отражениями.

Графический экран можно использовать для визуального контроля, при этом он не может использоваться для технического анализа тактических задач. AREPS имеет множество других возможностей для отображения данных. Например,

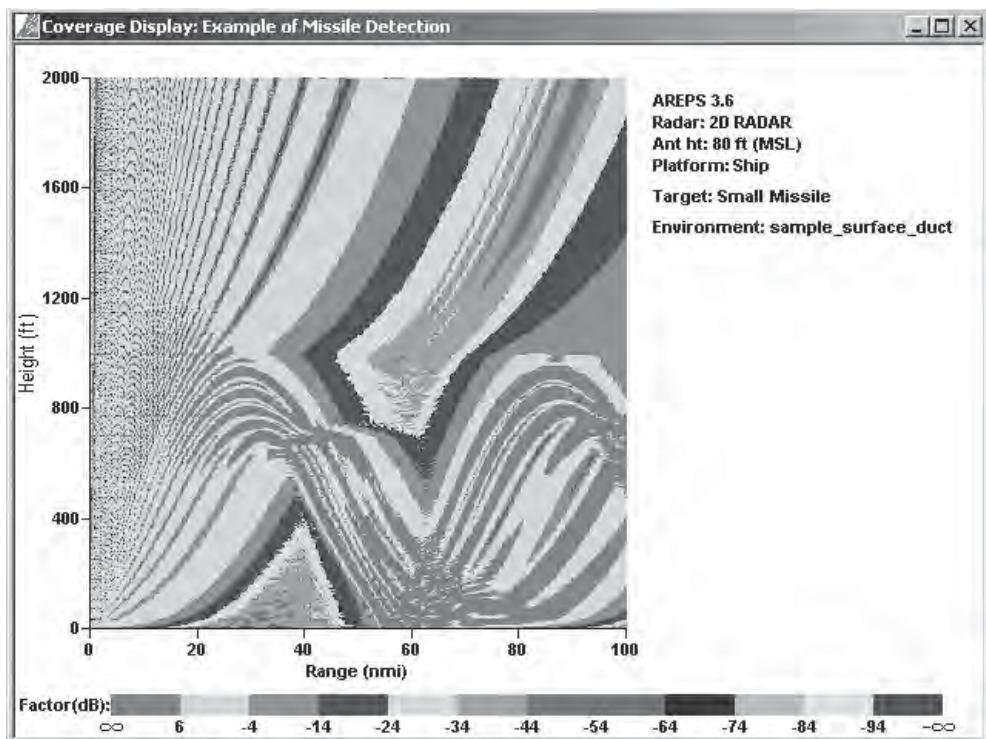


Рис. 26.16. Охват AREPS по высоте в зависимости от дальности для РЛС обнаружения надводных целей и небольших ракет-целей — коэффициент ослабления

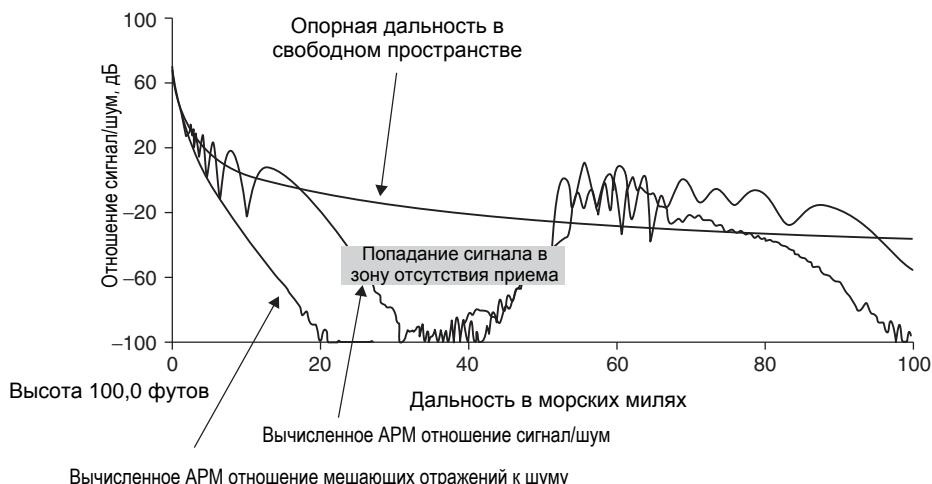


Рис. 26.17. Отношение сигнала к шуму AREPS в зависимости от дальности для РЛС обнаружения надводных целей и небольших ракет-целей — наложение сверху отношения мешающих отражений к шуму

значения коэффициента ослабления, показанные на рис. 26.16, можно экспортить в различные текстовые форматы для использования в других инженерных приложениях.

Литература

1. W. L. Patterson, "Advanced refractive effects prediction system," Space and Naval Warfare Systems Center TD 3101, January 2000. AREPS may be freely obtained at <http://areps.spawar.navy.mil>.
2. W. L. Patterson et al., "Engineer's Refractive Effects Prediction System (EREPS)," Naval Command, Control, and Ocean Surveillance Center TD 2648, May 1994.
3. E. Brookner, "Radar performance during propagation fades in the Mid-Atlantic region," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, No. 7, July 1998.
4. M. P. M. Hall, "Effects of the troposphere on radio communications," London: Institution of Electrical Engineers, 1979, p. 30.
5. K. D. Anderson, "Radar detection of low-altitude targets in a maritime environment," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 43, no. 6, June 1995.
6. S. E. Morison, "Aleutians, Gilberts and Marshalls, June 1942 — April 1944. History of United States Naval Operations in World War II, Volume VII," Military Affairs, vol. 15, no. 4, pp. 217—218, 1951.
7. H. V. Hitney, "Refractive effects from VHF to EHF, part B: propagation models," Advisory Group for Aerospace Research & Development, AGARD-LS-196, pp. 4A1—4A13, September 1994.
8. J. R. Powell, "Terrain Integrated Rough Earth Model (TIREM)," Rep. TN-83-002, Electromagnetic Compatibility Analysis Center, Annapolis, MD, September 1983.
9. A. G. Longley and P. L. Rice, "Predictions of troposphere radio transmission loss over irregular terrain: A computer method," Environmental Science Services Administration Tech. Rep. ERL 70-ITS 76, U.S. Govt. Printing Office, Washington, DC, 1968.
10. S. Ayasli, "SEKE: A computer model for low altitude radar propagation over irregular terrain," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 8, August 1986.
11. K. G. Budden, The Wave-Guide Mode Theory of Wave Propagation, Inglewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1961. Also London: Logos Press, 1961.
12. G. B. Baumgartner, "XWVG: A waveguide program for trilinear tropospheric ducts," Naval Ocean Systems Center TD 610, June 1983.
13. V. A. Fock, Electromagnetic Diffraction and Propagation Problems, New York: Pergamon, 1965.
14. R. H. Hardin and F. D. Tappert, "Application of the split-step Fourier method to the numerical solution of nonlinear and variable coefficient wave equations," SIAM Rev., 15, 2, p. 423, 1972.
15. A. E. Barrios, "A Terrain Parabolic Equation Model for Propagation in the Troposphere," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, no. 1, pp. 90—98, January 1994.
16. G. D. Dockery, "Modeling electromagnetic wave propagation in troposphere using the parabolic equation," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 36, pp. 1464—1470, October 1988.
17. F. J. Ryan, "Analysis of electromagnetic propagation over variable terrain using the parabolic wave equation," Naval Ocean Systems Center TR-1453, October 1991.
18. A. E. Barrios, "Advanced Propagation Model (APM) Computer Software Configuration Item (CSCI)," Space and Naval Warfare Systems Center TD 3145, August 2002.
19. H. V. Hitney, "Hybrid ray optics and parabolic equation methods for radar propagation modeling," in Radar 92, IEE Conf. Pub. vol. 365, October 12—13, 1992, pp. 58—61.
20. Ken Craig and Mireille Levy, <http://www.signalscience.com>.
21. S. W. Markus, "A hybrid (Finite Difference-surface Green's Function) method for computing transmission losses in an inhomogeneous atmosphere over irregular terrain," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 40, no. 12, pp. 1451—1458.
22. R. B. Rose, "Advanced prophet HF assessment system," Naval Ocean Systems Center, San Diego, January 1984.

23. R. E. Daniel, Jr., L. D. Brown, D. N. Anderson, M. W. Fox, P. H. Doherty, D. T. Decker, J. J. Sojka, and R. W. Schunk, "Parameterized ionospheric model: A global ionospheric parameterization based on first principal models," *Radio Science*, vol. 30, pp. 1499–1510, 1995.
24. K. Rawer, S. Ramakrishnan, and D. Bilitza, "International reference ionosphere 1978," International Union of Radio Science, URSI Special Report, pp. 75, Bruxelles, Belgium, 1978.
25. "Propagation in Non-ionized Media," International Telecommunication Union, International Radio Consultative Committee (CCIR), vol. V, Report 879-1, p 82.
26. "U.S. Navy Coupled Ocean/Atmosphere Mesoscale Prediction System (COAMPS)," Naval Research Laboratory, Marine Meteorology Division, NRL Publication 7500-03-448, May 2003.
27. Naval Research Laboratory, Washington, DC,
<https://simdis.nrl.navy.mil>, simdis@enews.nrl.navy.mil.
28. L. V. Blake, *Radar Range Performance Analysis*, Lexington, MA: Lexington Books, D.C. Heath and Co., 1980.

Предметный указатель

- A-12, самолет с малой ЭПР 716
AN/APG-76, РЛС 852–853
AN/APY-9, РЛС 173
AN/FPQ-6, РЛС сопровождения С-диапазона 440, 447, 451, 459, 485
AN/FPS-117, РЛС кругового обзора 424, 660–661
AN/FPS-23, РЛС 1163
AN/MPS-39, РЛС С-диапазона многоцелевого сопровождения с фазированной решеткой и электронным сканированием 440, 466
AN/SPY-1, РЛС S-диапазона с ФАР 659
AN/SPY-3, многофункциональная РЛС 666–667
AN/TPS-59, РЛС кругового обзора 424, 660–661
AN/TPS-77, серия мобильных/переносных радиолокационных систем на твердотельной элементной базе 660–661
AN/TPS-78, трехкоординатная тактическая РЛС S-диапазона 662–663
Aquarius, система 927
ARSR-4, зеркальная антенна 585
ASR-11, аэродромный радиолокатор S-диапазона 88–90
ASR-12, РЛС кругового обзора аэропорта назначения 424, 516–517
ASR-9, РЛС для воздушного наблюдения в S-диапазоне 516–517, 576–577
AWACS, системы дальнего радиолокационного обнаружения и управления 662
B-2, самолет с малой ЭПР 695, 717–718
С-диапазон 30
Cassini, многорежимная картографическая РЛС 914
CloudSat, система 932, 981
Cobra Dane, система сжатия широкополосного импульса 429
COBRA, РЛС для контрабарейной борьбы 659
CORDIC, процессор 1288–1291
COSMO-SkyMed, космическая РСА 878
CryoSat, высотомер 910–911
Dicke-Fix, приемники 1230, 1233
E-2C, самолет 145
E-2D, самолет 143–145
Eldora, бортовая самолетная радиолокационная доплеровская система Национального центра атмосферных исследований 979–980
Envisat, бортовая система 876
ERS, европейская РЛС слежения за спутниками 874–875
F-117, самолет с малой ЭПР, выполненный по технологии «Стелс» 716
Geosat, геодезическая миссия 908–909
HJ-1-C, космическая РСА 879
J-ERS-1, РСА 874
Jianbing-5, спутник дистанционного зондирования 877
Jindalee, загоризонтная высокочастотная РЛС 995, 1061
модель рабочих характеристик 1061
Joint STARS, объединенная радиолокационная система обнаружения и управления огнем 663–664, 851–853
JORN, загоризонтная высокочастотная РЛС 1004, 1012
К-диапазоны 30
L-диапазон 29
MADRE, загоризонтная высокочастотная РЛС 1018
Magellan, картографирование поверхности Венеры 916–920
MARSAR, многофункциональная РСА 881–882
MMIC, см. также Микроволновые монолитные интегральные схемы
Nexrad (WSR-88D), метеорологическая РЛС 956–958
справочник параметров метеообъектов, автоматически выдаваемых РЛС 967
Patriot, многофункциональная РЛС 664
PAVE PAWS, РЛС УВЧ-диапазона раннего предупреждения 550
Pioneer Venus, космический аппарат 911
Q-функция Маркума 1217
RADARSAT-1, РСА на космическом аппарате 875–876
RISAT, спутник с РСА для формирования радиолокационных изображений 880
ROTHR, РЛС 995
S-193, высотомер 900
С-диапазон 29
SAR-Lupe, космическая РСА 879–880
Seasat, космическая РСА 872–873
Seawinds, скаттерометр 927–928
Senrad, экспериментальная радиолокационная станция слежения за воздушными объектами 1228
SIR-C, РЛС космического аппарата многоразового использования с формированием изображений 812

- SPASUR, система наблюдения за космическим пространством 1156, 1163, 1166–1168
- SR-71, самолет с малой ЭПР 718–719
- TACCAR, когерентная РЛС воздушного базирования 146–150, 173
- TecSAR, космическая РСА 878
- TerraSAR-X, космическая РСА X-диапазона 878
- THAAD, противоракетный комплекс 664
- TRAKX, РЛС сопровождения в K_a - и X-диапазонах 464
- TRMM — Tropical Rainfall Measuring Mission, космическая полетная система 932, 981
- Warloc, экспериментальная РЛС в W-диапазоне 507–508
- Wedgetail, бортовая РЛС 145
- WSR-88D (Nexrad), метеорологическая РЛС 941, 956–957
- X-45C, боевой беспилотник с малой ЭПР 718–719
- X-диапазон 30
- Z, множитель отражения 944
- Z_e , коэффициент эффективного отражения 946
- Автоматическая идентификационная система (АИС) 1123, 1141
- корабельные РЛС гражданских судов (CMR) 1118–1120
- ретрансляторы системы поиска и спасения (SART) 1146
- Автоматическая регулировка уровня шума 308–309
- Автоматическая регулировка усиления, (АРУ), калибровка и самодиагностика 277
- Автоматическая регулировка усиления (АРУ), моноимпульсная РЛС сопровождения 443, 448–449
- Автоматическое обнаружение 337–338, 357–361
- Автоматическое сопровождение целей 357–383
- α - β -фильтр 361–363, 365
- интерактивная многорежимная модель (IMM) 371–373
- обновление параметров существующей траектории новыми измерениями 361–365
- отождествление полученной от РЛС отметки от цели с существующими траекториями 373–375
- принятие решения об обнаружении отметок от РЛС 359–361
- ретроспективная обработка 378–379
- управление параметрами РЛС 380
- файл откликов 359–361
- фильтр Калмана 363–372
- формирование новой траектории 377–382
- Адаптивное определение порога 347–355
- Адаптивность на уровне подрешетки при радиоэлектронном подавлении 1221–1223
- Адаптивные решетки (ECCM) 1216–1226
- Адаптивные системы СДЦ 120–123
- Активные антенные решетки с электронным сканированием луча 228, 237–239, 517
- диаграмма временной синхронизации 245–246
- решение боевой задачи в режиме «воздух — земля» 241
- типовые параметры сигналов и режимов работы РЛС 242, 244
- Активные помехи 1198
- Алгоритм движущегося окна 340–343
- Алгоритм спаренных выборок метеорологических РЛС 962
- Алгоритмы выбора ЧПИ при высокой частоте повторения импульсов со строиванием по дальности (RGHPRF) 254
- Амплитудный шум 467–470
- Аналог-цифровые преобразователи 320–325
- Аномальное распространение 1309–1316
- Антенна в виде параболического цилиндра 573–575
- Антенна зеркального типа с коническим сканированием 465
- Антенна с ТЕМ-рупором 1103–1106
- Антенна с коротким симметричным вибратором 1102–1103
- Антенна с электронным смещением фазового центра 152–154, 159–161, 229–230
- Антенна, имеющая форму диаграммы направленности косеканс-квадрат 136
- Антенна линейная решетка 609–611
- Антенны 15, 17
- для импульсно-доплеровских РЛС 187
- для корабельных РЛС гражданских судов 1128–1130
- для подповерхностных радиолокаторов 1102–1107
- классификация зеркальных антенн 557
- основные принципы проектирования 557–571
- роль зеркальной антенны в РЛС 556
- см. также Зеркальная антенна
- фазированные антенные решетки 601–602
- Апертурное усиление антенны и потери 560
- Атмосфера Земли 1306

- Атмосферные волноводы 1311–1313
 АЦП-приемник 1099
- Безховая камера 708
 Боевые задачи истребителя 239–245
 Боковые лепестки со сверхнизким уровнем 1237
 Бортовая РЛС бокового обзора (SLAR) 19, 830
 Бортовые РЛС дальнего действия 143
 боковые лепестки диаграммы направленности 154–155
 движение платформы 145–152
 зоны покрытия 144–145
 когерентная РЛС воздушного базирования (TACCAR) 146–150
 см. также Радиолокационные СДЦ воздушного базирования 143
 Брэгговское рассеяние 751, 759
 сигналы, отраженные от земной поверхности 775–776
 Буксируемые ложные цели 1202
 Быстрая перестройка частоты 22, 1228
 Быстрое преобразование Фурье (БПФ) 1297–299
 набор фильтров 95–96
- Вакуумный передатчик
 AN/SPS-40, РЛС УВЧ-диапазона ВМС США 516, 552–553
 Варианты сканирования области пространства бортовыми РЛС 245–246
 «Венера-8», космический аппарат 911–913
 Вероятность ложной тревоги 220–222
 Вероятность обнаружения 222–224
 Взвешивание Тейлора 399–401, 626–627
 Влияние рабочей частоты радиолокатора на его характеристики 27–31
 Влияние снежного покрова на отражение 806–808
 Влияние шума квантования на коэффициент улучшения СДЦ 113–114
 Внезапные ионосферные возмущения (SID) 1011
 Внешний шум загоризонтных высокочастотных РЛС 1039
 Военные применения радиолокатора 34
 Возбужденная апертура 650–652
 Волноводы
 атмосферные 1311–1313
 испарений 1314–1315
 приземные 1313–1314
 приподнятые 1315–1316
 Временная регулировка чувствительности (ВРЧ) 123, 136–138, 197–199, 306–309
 антенна, имеющая форму диаграммы направленности косеканс-квадрат 136
- корабельная РЛС гражданских судов (CMR) 1123, 1131
 ВЧ-диапазон 28
 ВЧ-тракт приемника 294–298
 Выбор формы тела для подавления вторичного радиолокационного излучения 714–715
 Высокая-средняя частота повторения импульсов 182
 Высокостабильный задающий гетеродин (STALO) 284, 298–304
 Высотные (альтиметровые) отражения 179–180
 Высотомеры (альтиметры) 897–911
 Вычислительные аспекты и построение траектории луча 1014–1015
- Генератор или усилитель в радиолокационном передатчике 494
 Геометрическая оптика 697
 анализ зеркальной антенны 588
 отражения сигналов от земной поверхности 772
 Геометрическая теория дифракции (ГТД) 700–701
 Гетеродин 298–306
 Гибридные модели распространения 1319–1320
 Гибридные процессоры 1302
 Гиротроны 493, 506–508, 515
 Глубина скин-слоя 1086
 Град, обнаружение 972–973
 Григорянская система 577, 581
 Гроздовое предупреждение 974
- Дальняя зона 681
 цель, находящаяся в дальней зоне 681
 Дальность
 доплеровские измерения МФ РЛС 235
 неоднозначность определения метеорологическим РЛС 953
 ошибки измерения РЛС сопровождения 485
 потери переключения селекторных импульсов 217–220
 раскрытие неоднозначности по дальности и по доплеровской частоте 207–209
 скорость увода 1243
 слежение 461
 стробирование 183
 стробы 176
 уровень боковых лепестков 313
 флуктуации 475, 487
 шум 475
 элементы разрешения по скорости, определяемые фильтром доплеровских частот (ФДЧ, RFM) 1209

- Дальность в радиолокации 13, 20
 Движение платформы радиолокационных СДЦ воздушного базирования 145–155
 компенсация движения платформы 152–155, 162–164
 одновременная компенсация движения платформы и сканирования 158–161
 Движущиеся цели на радиолокационных изображениях РСА 850–855
 Двоичный обнаружитель 342–343, 347–348
 Двойная зеркальная антенна Кассегрена 577–579, 580, 709
 Двухдиапазонная моноимпульсная технология 464–465
 Двухпозиционная плоскость 1157
 Двухпозиционное определение доплеровской частоты 1170–1172
 Двухпозиционные РЛС
 заливающие «светом» ДНА 1182
 контрольная точка дальности 1158–1159
 концепция 1155–1157
 коэффициент рассеяния 1178–1181
 некооперативная радиочастотная спектра 1184–1187
 области применения 1163–1169
 ovalы Кассини 1161–1163
 определение доплеровской частоты 1170–1172
 определение положения цели 1172–1174
 отражения сигналов от земной поверхности 792
 пассивные 1164, 1184, 1185
 помехи, вызванные отражением от поверхности Земли 1177–1181
 псевдооднопозиционная область 1175
 рассеяние вперед 1176
 с передатчиком телевидения 1184–1185
 с синтезированной апертурой 1172
 системы координат 1157–1158
 снижение флюктуаций отраженных сигналов 1176
 сопутствующие элементы 1164
 уравнение дальности 1159–1161
 эффективная площадь отражения цели 1174–1177
 Децимация 328
 Диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения 26–27
 Динамический диапазон 15, 285–289
 импульсно-доплеровские РЛС 1229–1230
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1229–1230
 уровень входного шума аналого-цифрового преобразователя 323–324
 Динамический диапазон и требования к аналого-цифровому преобразованию 117
 Диодные фазовращатели 649–650
 Дипольные противорадиолокационные отражатели 1198
 Дипольные противорадиолокационные отражатели и защита от радиоэлектронных помех 1214–1215, 1231
 Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) 1297–1299
 Дистанционное исследование окружающей среды 34
 Дифракционные лепестки 609–611
 Дифракция 1309
 Дифференциальная отражательная способность 959
 Дифференцированный поглотитель 714
 Длительная обработка 293, 306, 423–427
 спутниковые радиолокационные высотомеры 907–908
 Доплеровская метеорологическая РЛС 19
 Доплеровская РЛС быстрого сканирования X-диапазона на колесной базе 977–979
 Доплеровская РЛС исследовательского типа с двойной поляризацией NCAR 958
 Доплеровские РЛС 175
 Доплеровский спектр
 отражения сигналов от земной поверхности 780
 отражения сигналов от поверхности моря 1070
 Доплеровское обужение луча РЛС (режим ДОЛ) 267–269, 271, 829, 830
 Доплеровское смещение частоты 23
 Дополнительные сигналы сжатого импульса 412
 Доставка средств поражения наземных движущихся целей 275–276
 ЖК-дисплей корабельных РЛС гражданских судов 1138
 Загоризонтная ВЧ РЛС
 антенны 1018, 1039–1040
 внешний шум 1034
 время когерентной обработки 997
 ВЧ РЛС с поверхностной радиоволной 1064–1071
 калибровка 1042–1043
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1252–1253
 модели шума 1035–1039
 моделирование характеристик 1050–1064
 обработка сигнала и сопровождение цели 1043–1049
 основные параметры конструкции некоторых крупных загоризонтных РЛС ВЧ-области 1003–1005

- передающая система 1016–1020
период обзора 995
приемная система 1039–1043
принципиальные различия между ВЧ и СВЧ РЛС 998–1002
радиолокационная океанография 1027–1031
рассеяние от метеорных следов и прочих неоднородностей в ионосфере 1032–1034
сопровождение цели 1048–1049
спектр доплеровских частот 1043–1046
управление ресурсами 1049–1050
уравнение радиолокации 996–998
факторы, влияющие на конструкцию загоризонтной ионосферной РЛС 998–1006
факторы, влияющие на прохождение сигнала 997–998
формы импульсов ВЧ РЛС 1015–1016
шум, помехи и занятость частотного спектра 1034–1039
шум, отражения от окружающей среды 1023
эффективная площадь отражения 1020–1023
Загоризонтная РЛС, см. также Загоризонтная ВЧ РЛС
Загоризонтная ионосферная РЛС 1002–1006
Закрытые полигоны 707–709
Зеркало с поворотом поляризации 578
Зеркальная антенна
анализ параметров и характеристик 586–590
апертурное усиление и потери 560–561
архитектура 571–580
затенение облучателем 562–564
в РЛС 556
классификация 557
механические аспекты при проектировании 591–597
облучатели 580–586
обтекатели 595–597
оптимизация усиления 563–565
основные принципы проектирования и параметры 557–570
потери из-за шероховатости поверхности 567–569
потери на боковое излучение 561
потери на поверхностную утечку мощности 565–569
применение 556–557
решетки облучателей 583–587
смещение облучателя 569
факторы окружающей среды 595
Зеркальные рассеиватели 680
Значения коэффициента рассеяния при углах облучения, близких к скольжению 815–817
Зона ускользания 994
Излучающие элементы 617–618
Измерение атмосферных осадков 967–969
Измерение скорости ветра 973
Измерители рассеяния, или скаттерометры 783–787, 790–792
извлечение вектора ветра 922–923
космические 922–927
таблица технических характеристик 925
Имитирующие радиопомехи 1200
Импульсно-доплеровская РЛС
анализ уравнения дальности РЛС 215–224
антенна 187
базовая конфигурация 185–189
вероятность ложной тревоги 220–222
вероятность обнаружения 222–224
динамический диапазон 199–202
измерение дальности при высокой частоте повторения импульсов 209–211
номенклатура 175–176
определение неоднозначного значения доплеровской частоты 209
определения шкалы времени 183–185
пассивные помехи 189–199
поиск 212–214
потери 216
применение 176–177
раскрытие неоднозначности по дальности и по доплеровской частоте 207–209
случай ограниченных пассивных помех 224
сопровождение 214–215
спектр 177–181
стабильность 202–207
структурная схема 186
Импульсно-доплеровский спектр импульсно-доплеровских РЛС 177–181
Индикатор зависимости скорости от азимута (VAD) 973–974
Интегрирование РЛС и данных военных систем типа «свой—чужой» 386
Интегрирование РЛС-стробов пеленга нахождения направления 386–390
Интерактивная многорежимная модель (IMM) автоматического обнаружения целей 371–373
Интервал когерентного накопления (ИКН) 44–45
Интерполирующие фильтры 1293
Интерпретация изображений, полученных с помощью РЛС 817–818
Интерферометрические РСА 832, 851–853

- для измерения высоты цели 857–860
 Ионограмма 1010
 Ионосфера и распространение радиоволн 1006–1015
 Искровой разряд как передатчик 492
 Испытания на открытом полигоне 706–708
- Калибровка** метеорологических РЛС 959–960
 Каналы полетных данных в МФ РЛС 257
 Картографические РСА 831
 Каскадные интегрально-гребенчатые фильтры (ИГФ) 1293–1297
 Катодный генератор импульсов 512
 Квадрифазные коды 417
 Клистрод 511
 Клистрон 495–498, 515
 история создания 492–493
 Клистрон с расширенным взаимодействием 501
 Клистроны с кластерными резонаторами 502–504
 Коаксиальный магнетрон 504–505
 Коакситрон 510
 Когерентная обработка и ЕССМ 1231–1232
 Когерентность на приеме 503
 Когерентный генератор (СКДМ) 284, 303
 Коды Баркера 410
 Коды Костаса 418–419
 Коды Льюиса и Кречмера 413
 Коды Фрэнка 412
 Коллектор с рекуперацией 500
 Компактный полигон 708–709
 Компенсационный канал импульсно-доплеровских РЛС 194–197
 Комплексирование баз данных о рельефе земной поверхности 263–264
 Компьютерные программы для проектирования и анализа зеркальных антенн 589–591
 Коноимпульсные системы 455
 Контроль ложных тревог 346–355
 Контроль управления лучом (BSC) 238
 Конформные решетки 602
 Концепция прецизионной коррекции скорости 267
 Корабельные РЛС гражданских судов 1118
 автоматическая идентификационная система (АИС) 1119, 1126
 антенны 1128–1130
 диапазон цен 1121
 дисплеи 1139
 интерфейс пользователя 1138–1141
 история возникновения 1151–1153
 магнетроны 505
- международные стандарты 1125–1126
 мешающие отражения от моря 1123
 навигационное средство (AtoN — Aid-to-Navigation) 1141, 1142
 обнаружение и обработка 1131
 образование вертикальных лепестков ДНА 1124–1125
 объединение 1141–1143
 окружающая среда 1120
 полупроводниковые 1133–1134
 проверка пригодности 1147
 радиолокационная головка (передатчик и приемник) 1130–1131
 радиолокационные маяки 1144–1145
 радиолокационные устройства (RTE) 1146
 радиомаяки 1144
 ретрансляторы системы поиска и спасения (SART) 1146
 сопровождение цели 1135–1137
 характеристики обнаружения 1121
 Космические радиолокационные системы дистанционного зондирования 876–877
 СтюоСат, спутник 910–911
 Geosat, геодезическая миссия 908–909
 Quill, первая космическая РСА 870
 Seasat, космическая РСА 872–873
 «Космос», космическая РСА 873
 антенны и передатчики 885
 в метеорологических РЛС 980–981
 высотомеры (альтиметры) 897–911
 интерферометрия 891–896
 комментарии относительно аппаратного оборудования 869–870
 конструкция 882–891
 космические полетные системы 900–904
 многоканальные РСА 891–896
 неоднозначность 884–885
 обзор основных систем 897–898
 обзорные (сканирующие) РСА (Scan-SAR) 879–880, 891
 обработка данных 886–887
 ограничения частоты повторения импульсов 883–884
 основные параметры орбиты 866–868
 параметры орбиты 904–906
 передатчики 885
 планетарные, см. также Планетарные радиолокационные системы
 полосовое картографирование 890
 поляриметрия 894–896
 приложения 896
 принудительно накладываемый предел неоднозначностей 889–891
 радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА) 870–897
 РСА с режимом облучения в точку 856

- серия РСА с формированием изображений, установленных на борту космического аппарата многоразового использования (SIR) 873
 сигналы, отраженные от надира 885
 скорость передачи данных 886
 структурная схема 908
 теоретические основы 906–909
 точность прибора 898
 характеристики РЛС с синтезированной апертурой 871–872
Космический зонд Apollo Lunar Experiment 930–931
Коэффициент выигрыша в отношении сигнал/шум радиолокационных систем СДЦ воздушного базирования 150
 подпомеховой видимости СДЦ 60
 распространения 1305
 улучшения системы СДЦ 57, 61–63, 300–302
 формы луча антенны (ABSF) 340
Кремниевый биполярный мощный СВЧ-транзистор 530–531
Кремниевый полупроводниковый полевой транзистор (LDMOS) 531
Критерий дальней зоны для поля источника излучения 703–704
Критическая частота в загоризонтных высокочастотных РЛС 1009

Лазерный локатор 31
Лампа с индуктивным выходом 511
 с линейным лучом 493
 с сеточным управлением 510–512, 514
Лампы на медленных волнах (замедляющие лампы) 493
Лампы со скрещенными полями 492
Линейная частотная модуляция несущей частоты 210–211
Линии изодоплеровской частоты двухпозиционных РЛС 1171–1172
Ложные цели (радиолокационные ловушки) 1198, 1200

Магнетрон 492, 503–505, 514
 гражданских корабельных РЛС 505
Малая константа времени (FTC) корабельных РЛС гражданских судов 1122
Малошумящий усилитель 294
Мгновенная полоса пропускания 292
Международная морская организация (ММО) 1118, 1121, 1125, 1135, 1136, 1146
Межпомеховая видимость в системах СДЦ 60
Металлическая пластина, эффективная площадь отражения 685–686

Метеорологические доплеровские радиолокационные станции (РЛС)
 алгоритм спаренных выборок 962
 бортовые самолетные 979–980
 быстро сканирующие РЛС (с фазированной антенной решеткой) 977–979
 воздействие ослабления 947–954
 выбеливание 965
 измерение атмосферных осадков 967
 исследовательские задачи 974–981
 калибровка 959–960
 космические РЛС 980–981
 мешающие отражения от земной поверхности 953–954
 микровзрывы 971–972
 неоднозначность определения дальности и скорости 953
 несколько одновременно работающих РЛС 975–977
 обработка сигналов 960–966
 оперативные приложения 966–974
 оснащение процессорами 966
 оценка спектрального момента 961–962
 поляриметрические РЛС 959, 968–969, 975
 предостережение о сильных грозах 970
 проектирование фильтров для систем СДЦ 85–88
РЛС для построения вертикального профиля распределения скорости ветра при безоблачном небе 981
сжатие импульса 964–965
соображения по проектированию 47–960
технологии разнесенных антенн 982
типовые конструкции 954–959
точность измерений 963–964
Метеорологические измерения РЛС истребителя 256
Метод «А — увод по дальности» 1244
Метод моментов 679, 695–696
Метод создания мерцающих помех 1241–1242
Методика «калибровки по солнцу» 960
Методика выбора параметров вобуляции СДЦ 77–80
Методы защиты (ЕР) 1194
Методы защиты от радиоэлектронных помех
 адаптивность на уровне подрешетки 1221–1222
 буксируемые ложные цели 1202
 загоризонтные РЛС 1252
 назначение и систематизация методов защиты от помех 1202–1203, 1235–1253
 обзорные РЛС 1235–1239
 реализуемые в антенне 1204–1227
 в передатчике 1227–1228

- в приемниках 1229–1230
в схемах обработки сигналов 1231–1234
решетки с пространственно-временной адаптивной обработкой 1217
РЛС с инверсной синтезированной апертурой 1251
РЛС с синтезированной апертурой 1247–1252
РЛС с фазированной решеткой 1243–1246
РЛС с формированием изображений 1246–1251
РЛС сопровождения цели 1239–1242
роль оператора 1234
система компенсации боковых лепестков 1209–1216
совместное использование систем ПБЛ и КБЛ 1213–1216
способы боевого применения 1234–1235
термины и определения 1194
управление радиолокации в условиях радиоэлектронного подавления 1255–1256
эффективность 1254–1257
Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в антенне 1204–1227
Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в передатчике 1227–1228
Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в приемниках 1229
Методы защиты от радиоэлектронных помех, реализуемые в схемах обработки сигналов 1231–1234
Методы радиоэлектронной борьбы (ES) 1194
Методы синтеза частот 305
Методы создания активных радиоэлектронных помех (EA) 1194
Механические аспекты при проектировании антенн 591–597
Микровзрывы 971–972
Микроволновые монолитные интегральные схемы (MMIC)
малошумящие усилители 545
переключение прием/передача 545
усилители мощности 545
фазовращатели 546–548
характеристики 543–548
Микроволны 13, 27
Миллиметровые волны 27, 31
Многогипотезный алгоритм (MNT-алгоритм) отождествления отметки от цели 376–377
Многозеркальные антенны 576–579
Многократное рассеивание при распознавании целей 711
Многолучевая интерференция 1308–1309
РЛС сопровождения 478–482, 487–488
Многолучевой клистрон (МВК) 497
Многофункциональная РЛС 20, 600–601
Многофункциональная РЛС истребителя (МФ РЛС) 228–232
положение с дальностью при доплеровских измерениях 235
системы основной обработки интегрированного комплекса 233
структура программного обеспечения 234–235
Множитель отражения Z 944
Модели волноводов для распространения 1318–1319
Модели ионосферной среды 1013
Модели на основе параболических уравнений 1319
Моделирование процессов распространения 1316–1320
Модель стандартной атмосферы 1306
Модель эффективного радиуса Земли 1318
Модернизированная система прогноза влияния преломления (AREPS — Advanced Refractive Effects Prediction System) 1305–1306, 1321–1329
Модифицированный обобщенный знаковый тест (MGST) 353–355
Модулятор линейного типа 512
Модулятор с активным переключателем 512
Модуляторы 512–514
Модуляционные искажения за счет сигналов комбинационных частот в приемнике 287–288
Модуляционные эффекты в отраженном сигнале, обусловленные работой реактивного двигателя (JEM) 255
Моноимпульсная система с фазированной антенной решеткой и электронным сканированием 451–453
Моноимпульсная технология со сравнением сигналов по амплитуде 441–450
Моноимпульсная фазированная антенная решетка с электронным сканированием с общим облучением 453
Моноимпульсное сопровождение целей РЛС с фазированными антенными решетками 602–603
Моноимпульсные облучатели 582–583
Моноимпульсные РЛС (одновременное формирование равносигнального направления) 441
Моноимпульсные РЛС сопровождения 441–455

- Моноимпульсные системы сравнения по фазе 450–451
Моноимпульсный метод и радиоэлектронное подавление 1219, 1241–1242
Морская система автоматической идентификации (АИС) 1141–1142
Морские выбросы 723, 738–739
Морской клаттер сигнала, см. также Помеховые отражения от морской поверхности
Морской пограничный слой 1316
Мощный источник питания АФАР 239
Мощный микроволновый модуль (МРМ) 502
Мультиплексивный шум 203
PCA 845
МФ РЛС, см. также Многофункциональная РЛС истребителя
- Набор вероятностных данных (PDA) 375–376
Набор доплеровских фильтров 46–47
Набор чебышевских фильтров 93–94
Найквист 1267, 1269–1271
Насекомые, ЭПР 689
Неоднозначность определения дальности и скорости метеорологических РЛС 953–954
Неоднородности поверхности, ЭПР 680
Непараметрические обнаружители 353–354
Низкая околоземная орбита (LEO) 866
- Обзорный радиолокатор (РЛС обзора) 17
Область D 1007
Область F 1007–1008
размытие 1012
Область E 1007
Область неопределенности сопровождения целей 384–385
Область обработки с пространственно-временной адаптацией или ПВО за-горизонтные ВЧ РЛС 1047
Облет рельефа местности 261–262
Облучение земной поверхности, см. также Отражения сигналов от земной поверхности
Обнаружение и захват цели, сопровождение по дальности 459
Обнаружение кильватерного следа 264–265
Обнаружение по пачке импульсов 345–348
Обнаружение смерчей 970–971
Обнаружители
М из N 342–343, 347–348
алгоритм движущегося окна 340–343
- двоичные 342–343, 347–348
непараметрические 342–343
обнаружение по пачке импульсов 345–348
оптимальные 338
особенности реальных устройств 340–343
ранговый 353, 354
Обнаружитель движущихся целей (ОДЦ) 43–45
аномальное распространение радиоволн (распространение в атмосферном волноводе) 135
структурная схема 43–44
Обнаружитель отношения 348–349
Обновление параметров существующей траектории новыми измерениями 361–365
Обобщенный метод ближайшего соседа (GNN) 375–376
Обработка радиолокационных данных 15
Обработка сигналов метеорологических РЛС 960–966
Образование вертикальных лепестков ДНА 1124
Обтекатели 595–597
Обход наземных препятствий 241
Общие характеристики морской поверхности 726
Объединение неоднородных датчиков 386–390
Овалы Кассини 1161–1163
ОВЧ-диапазон (VHF) 28
Огива, эффективная площадь отражения 685–686
Ограничения коэффициента улучшения, вызванные вобуляцией 82–83
Ограничения на достижимый коэффициент улучшения системы СДЦ 111
Ограничители 314–316
Описание режима «воздух — земля» и сигналов 261–274
Определение дальности в режиме поиска с высокой частотой повторения импульсов 213
Определение дальности до поверхности Земли 266
Определение неоднозначного значения доплеровской частоты 209
Определение периодичности выборок фазированных решеток 1243
Определение порога наземных движущихся целей 274–275
Оптимальный обнаружитель 338–340
Оптическая область 682–683
Орографический дождь 968

- Ослабление**
 в облаках 947–948
 водным паром 947
 градом 952
 дождем 948–952
 туманом 952
- Особенности реальных устройств обнаружения целей** 340–343
- Отношение сигнал/шум** 22
 РСА 844–845
- Отождествление полученной от РЛС отметки от цели с существующими траекториями** 373–375
- Отражательная способность цели** 943
- Отражающая поверхность** 706
- Отражения сигналов от земной поверхности**
 бистатические измерения 792
 в высокочастотном диапазоне 1001
 влажность почвы 804–805
 влияние растительного покрова 805
 влияние снежного покрова 806
 вопросы измерения рассеяния при углах облучения, близких к вертикальному 788
 данные измерений коэффициента рассеяния 799–812
 доступная информация от 767
 значения коэффициента рассеяния при углах облучения, близких к скольжению 815–817
 интерпретация изображений, полученных с помощью РЛС 817–819
 метеорологические РЛС 953
 методы измерений 783–792
 необходимое число независимых выборок для обеспечения точности измерений 787
 общие модели для измерений коэффициента рассеяния (клаттерные модели, или модели помеховых отражений) 792–799
 определение коэффициента рассеяния по изображениям 791–792
 параметры, влияющие на отражение от земной поверхности 768–771
 поляриметрия 812–815
 рассеяние морским льдом 808
 спектр радиолокационных изображений 817
 теоретические модели 771–776
 фединг сигналов 776–783
- Отраженный от Земли сигнал помехи** 1242
- Оценка высоты рельефа земной поверхности** 261–262
- Оценка скорости** 963
- Оценка состояния ракеты, слежение и коррекция** 277
- Ошибки измерения угла** 483–487
- Ошибки РЛС сопровождения**
 внешние причины 478–482
 внутренние источники 481–482, 488
 вызванные целью (шум цели) 466–478
 источники 466
 технологии уменьшения 487–488
- Пакет Рикера** 1089–1090, 1099
- Пакетный режим в космических РЛС** 890
- Параболическая цилиндрическая антенна РЛС AN/TPS-63** 573
- Параболические антенны** 572
- Паразитное излучение передатчиков** 508
- Паразитное искажение спектра зондирующего сигнала** 294
- Паразитный отклик смесителей** 295–297
- Параметры системы ТОРЕХ** 902
- Пассивные помехи**
 амплитудные характеристики 54
 в подповерхностных радиолокаторах 1083, 1088
 импульсно-доплеровских РЛС 189–199
 коэффициент подавления в системах СДЦ 58–59
 общие модели для измерений коэффициента рассеяния (клаттерные модели, или модели помеховых отражений) 792–799
 оптимальное проектирование фильтров подавления 63–71
 поверхностные точечные отражатели 55–57
 проектирование фильтров для систем СДЦ 71–80
 радиолокационные карты помеховой обстановки 123–125, 307, 355
 характеристики для СДЦ 48–55
 экспоненциальная модель 50–52
 ЭПО поверхностных отражателей 55–57
 Пассивные радиоэлектронные помехи 1198–1199
- Передатчик** 14, 16
 гиротроны 506–508, 515
 клистрон с расширенным взаимодействием (EIK) 501
 клистроны с кластерными резонаторами 502
 лампа с сеточным управлением 510–512, 514
 усилитель с постоянным КПД (СЕА) 510, 514
 усилитель со скрещенными полями (CFA) 505–506
- Передатчик для управления воздушным движением в L-диапазоне RAMP** 553–554
- Передающая система для загоризонтных ВЧ РЛС** 1016–1020
- варианты клистрона и ЛБВ** 500–502

- виды радиолокационных передатчиков 492–494
- генератор или усилитель 494
- какой источник СВЧ-мощности использовать 514–517
- клистроны 495–498, 515
- контроль спектра передатчика 508–510
- лампа бегущей волны (ЛБВ) 493, 498–500, 515
- магнетрон 503–505, 514
- многолучевой клистрон (МВК) 497
- модулятор 512–513
- мощный микроволновый модуль (MPM) 502
- роль передатчика в радиолокационной системе 491–492
- среднее время между отказами (MTBF) 496–497, 500
- твердотельная 515–517
- твистрон 501
 - усилитель с линейным пучком 494–503
- Переключатель приема/передачи 15, 283
- Перекрестные помехи при сопровождении 481
- Периодически появляющиеся структуры и ЭПР 679–680
- Пирамидальный поглотитель 714
- Плазменная частота 994
- Планетарные радиолокационные системы 911–922
 - Cassini, многомодовая картографическая РЛС 914
 - Clementine, космический аппарат 914–915
 - Magellan, космический аппарат 913–914, 916–920
 - «Венера», космический аппарат 911–913
 - архитектура гибридной поляризации 920–921
 - зоны 928–933
 - измерение количества тропических осадков 932
 - космические полетные системы 911, 924–926
 - космические полетные системы для дистанционного зондирования ионосферы 931–932
 - радиолокационная разведка планетарных льдов 915–916
 - скаттерометры 922–928
 - таблица 912
 - формирование профиля облачности 932
- Плоские решетки и управление лучом 613–617
- Поверхностная волна 680–683, 685–687
- Поверхностные бегущие волны 712, 714
- Поверхностные ветры и загоризонтная высокочастотная РЛС 1031–1032
- Поверхностные отражатели 57
- Повышающее преобразование частоты сигнала 336
- Повышенная рефракция 1310
- Поглотители поверхности волн 714
- Поглотитель Яумана 712
- Поглотители незеркальных отражений 712, 714
- Поглощающий материал 708, 712–714
- Подавление апертурой высокой мощности 260, 1198
- Подповерхностные радиолокаторы антенны 1102–1107
- археологическое использование 1112
- временная область 1099–1100
- в судебных расследованиях 1112
- дисперсия 1089
- заброшенные противопехотные наземные мины 1112–1113
- измерение толщины различных слоев дороги 1114
- источники помех 1083, 1088
- карта пригодности почв 1097
- космические радиолокационные зоны 928–931
- ледник Финстервальде 1113
- лицензирование 1114–1116
- методы модуляции 1098–1101
- моделирование 1091–1095
- обработка изображений 1107–1111
- обработка сигналов 1107–1111
- описание изображения 1080–1084
- ослабление 1085–1087
- основные области применения 1081, 1111–1114
- отражение 1087
- полоса пропускания 1079
- поляризация 1088–1089
- противотанковые мины 1110, 1115
- разрешение по глубине 1089
- разрешение по горизонтали 1090
- РЛС с синтезированной апертурой 1090
- свойства материалов поверхности Земли 1095–1096
- системы 1097–1098
- скорость распространения 1088
- сравнение с оптическим изображением 1083
- типичный пример 1080
- физика распространения радиоволн в материалах 1084–1091
- характеристики 1082
- Поиск скорости импульсно-доплеровскими РЛС 212–213

- Поиск, обнаружение и слежение за целями на морской поверхности 264–265
 Полифазные коды 412
 Полифазные коды Р(п,к) 414–417
 Полосовое картографирование 890
Поляризация
 метеорологические РЛС 959
 отражение сигналов от земной поверхности 812–815
 планетарная обзорная РСА 920
 подповерхностные радиолокаторы 1088–1089
Поляриметрические РСА 850
Помехи на поперечной поляризации 1242
Помеховые отражения от морской поверхности
 атмосферные волноводы 745–746
 в миллиметровом диапазоне длин волн 741
 зависимость от скорости и направления ветра 727, 734, 738, 742
 загрязняющие вещества 747
 затенение 746
 модели составных поверхностей 751
 морские выбросы 723, 738–739
 определение сигма-нуля 728
 осадки 744
 поверхностные морские течения 746–747
 при больших углах скольжения 737
 при ВЧ- и СВЧ-облучении 740, 751–752
 при малых углах скольжения 737–739
 прибой, набегающие волны и другие возмущения поверхности моря 727
 рассеяние Брэгга 759
 рассеяние элементами поверхности 753–754
 спектр 741–744
 статистика 729
 теории и модели 748–758
 теории, основанные на глобальной краевой задаче 748–753
 численные методы 757
 эмпирическое описание поведения 728–747
Пониженная рефракция 1310
Последовательная пеленгация 455–456
Последовательности максимальной длины 421
 Последовательность решения боевой задачи «воздух — воздух» 241–243
Постановка боевой задачи «воздух — земля» 239
 Постепенное ухудшение эксплуатационных характеристик 603
Постоянный уровень ложных тревог (ПУЛТ) 347–354
 вероятность правильного обнаружения 350
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1233–1234
 подавление цели 351–352
 потери 220
ПУЛТ, см. также Постоянный уровень ложных тревог 338
Потери
 в обтекателе 216
 взвешивания доплеровского фильтра 220
 для линейного обнаружителя 339
 затенения 217–220, 249
 защитного бланкирования 220
 на излучение радиочастоты 216
 на переключение доплеровского фильтра 220
 на рассогласование фильтра в системах СДЦ 60–61
 на формирование луча 217
 при приеме радиочастоты 217
 распространения 216
Почва, диэлектрические свойства 1095–1097
Практический пример влияния, оказываемого волноводом 1312–1313
«Предварительный просмотр», или пассивный радиомониторинг 267
Представление комплексной огибающей отражающего сигнала РЛС 432
Преломление 697, 1307–1308
Преломляющая способность 1307–1308
Преломляющая способность и измерения содержания водного пара 974–975
Преобразование сигналов в передающем тракте 1285–1287
Преобразование Фурье 431
Преобразователи дельта-сигма 321
Преследование импульса в двухпозиционных РЛС 1183–1184
Приведение данных от отдельных РЛС в единую систему координат 386
Приемник 15
 аналого-цифровой преобразователь 320–325
 возбудитель 332
 ВЧ-тракт приемника 294–298
 высокостабильный задающий гетеродин 298–304
 гетеродин 298–306
 динамический диапазон 285–291
 дуплексный режим работы 331–332
 когерентный генератор (СКДМ) 303
 многоканальный 330–331
 общая нестабильность 304–305
 ограничитель 314–316
 паразитное искажение спектра зондирующего сигнала 294
 паразитный отклик 294–295

- повышающее преобразование частоты 332–336
 регулировка усиления 306–308
 синфазно-квадратурные демодуляторы 316–320
 соображения, касающиеся шума и динамического диапазона 285–286
 структурная схема 282–286
 точность сопровождения 481, 469
 требования к согласованию каналов 314
 фильтрация сигналов 309–314
 формирование сигнала 332–336
 цифровой 325–331
 широкополосный 292
Приземные волноводы 1313–1314
 «Призраки» 128, 209, 711
Принятие решения об обнаружении отметок от РЛС 359–360
Приподнятые волноводы 1315–1316
Проблемы дискретизации и квантования сигналов 1280–1282
Проводка судов и корабельные РЛС гражданских судов 1151
Программы оценки электромагнитных систем 1321–1325
Проектирование наборов доплеровских фильтров 90–95
Произведение площади апертуры антенны на мощность РЛС 491
Прореживающие цифровые фильтры 1293
Пространственно-временная обработка адаптивной антенной решеткой (ПВО, STAP) 164–171, 173, 229–230, 249, 1217
Противолокационные ракеты 1238
Противоракетная оборона (ПРО) 652
Профилированные зеркала антенн 575
Процессор сигналов 15
Прямое цифровое понижающее преобразование частоты 1275–1280
Псевдокогерентные системы РЛС 303
Псевдоморфный транзистор с высокой подвижностью электронов 525–529
Птицы, видимые на экране РЛС с обычной СДЦ 136, 137
- Работа СФА на постоянном токе** 506, 513
Работа модуля широкополосного приемника 292
Рабочий класс (усилителя) 537–538
Радар в X-диапазоне (XBR) 665–666
Радиальная скорость 20
Радиолокатор
 диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения 26–27
 доплеровское смещение частоты 23
 информация, извлекаемая с помощью 20–23
- компьютерная модель РЛС (RWS) 1255–1256
 концептуальный подход к проектированию 36–37
 краткие сведения 13
 мерцающая РЛС и методы защиты от радиоэлектронных помех 1235
 многофункциональность для истребителя 228–239
 множитель отражения Z 944
 номенклатура радиолокаторов США 31–33
 основные достижения 33–34
 основные части 14
 отражательная способность цели 943
 подавление вторичного радиолокационного излучения 712–719
 A-12 716
 B-2 Spirit 717
 F-117 Nighthawk 717
 SR-71 Blackbird 716
 X-45C 718–719
 использование радиопоглощающих материалов 712–714
 подбор правильной конфигурации цели 712, 714–716
 суда с малыми ЭПР 718–719
приемник системы предупреждения о радиолокационном облучении (СПО, RWR) 1196
 применения 34–35
радиолокационная дыра распространения 1312
радиолокационная океанография высокочастотных РЛС 1027–1032
радиолокационный маяк корабельных РЛС гражданских судов 1144
система РЛС 383–386
 структурная схема 14
 типы 17–20
 управление параметрами 380
 уравнение дальности действия радиолокатора 23–26
 уравнение двухпозиционной радиолокации 1158–1161
 уравнение радиолокации 1254–1255
 активные помехи 1254
 в концепции проекта 37
 дипольные отражатели (пассивные помехи) 1256
 для метеорологических целей 943–946
 загоризонтные ВЧ РЛС 996–998
 подповерхностные радиолокаторы 1086–1087
РЛС кругового обзора 143
 ширина полосы частот в радиолокации 21–22

- эффективная площадь отражения 1020–1023
в высокочастотном диапазоне 1020–1023
военно-морского корабля 690–691
для поддержки цели 705–706
измерения 707–712
короткие проволочные диполи 684
металлической пластины 685–686
методы измерения 703–712
методы предсказания 693–703
насекомых 689
обобщенное представление ЭПР целей 693
огивы 685–686
поверхностные бегущие волны 685
сферы 682
тонкой струны 683, 684, 705
человека 689
эффективная площадь рассеяния (ЭПР)
аналитические выражения для объектов простой геометрической формы 687
двупозиционные РЛС 1174–1177
объекты сложной формы 688–694
определение 681–682
основные источники рассеяния цели 679–681
приближенные методы 696–697
примеры характеристик 682
птицы 689
самолета 689–690
тела вращения 715
точные методы 693–696
уголкового отражателя 687–689
- Радиолокатор автоматического отображения траектории движения цели 1135
высокого разрешения 17
непрерывного излучения 17
с непрерывным частотно-модулированным сигналом 17, 459
- Радиолокаторы с электронными картами 1140–1141
- Радиолокационная заметность (так называемая стелс-технология) 679, 712, 1236
- Радиолокационная система с синтезированием апертуры и фазированной решеткой в L-диапазоне (PALSAR) 876, 881–882
- Радиолокационное изображение монумента Вашингтона, полученное с помощью PCA 847–849
- Радиолокационные зонды 928–933
- Радиолокационные СДЦ воздушного базирования
воздействие нескольких спектров 171–173
компенсация движения за счет пространственно-временной адаптации 164–171
компенсация движения при сканировании 156–158
коэффициент выигрыша 150
пример системы 173
- Радиолокация для метеорологических целей 943–946
- Радиомаяки корабельных РЛС гражданских судов 1144–1145
- Радиомаяковая система РЛС управления воздушным движением (ATCRBS) 386
- Радиоэлектронная маскировка (EMCON) 1234
- Радиоэлектронная разведка (РЭР) 1195–1198
- Радиоэлектронное подавление 1197–1202
- Разрешающая способность по путевой дальности 828
- Разрешение подповерхностных радиолокаторов 1089–1091
- Ранговый обнаружитель 353, 354
- Ранний и поздний стробы слежения по дальности 461–462
- Распознавание излучающей воздушной цели 255
неизлучающей воздушной цели 255
цели 19
идентификация излучаемых целей 255–256
неизлучаемой цели 255–256
- Распространение в свободном пространстве 1317–1318
- Рассеиватель 681
- Рассеяние морским льдом 808, 811, 1133
- Рассеяние от метеорных следов и прочих неоднородностей в ионосфере 1032–1034
- Рассеянная помеха поверхностью Земли (перенацеливающая помеха на подстилающую поверхность) 1242
- Расширенная модель распространения (APM) 1319–1320
- Режим slip-SAR 880
- Режим обзорного сканирующего и точечного облучения (SpotSAR) 878, 890
- Режим работы с высокой частотой повторения импульсов и стробированием по дальности (RGHPRF) 252–254
- Резонансная область 682
- Ретрансляторы системы поиска и спасения (SART) 1146
- Речные локаторы 1127
- Решетки облучателей 583–585
- РЛС АДМР 942, 972
описание фильтров СДЦ 85–86

- РЛС для построения вертикального профиля распределения скорости ветра при безоблачном небе 981
 РЛС наблюдения за воздушным пространством 660
 РЛС с аппаратурой определения дальности полета ракеты 439
 РЛС с ВЧПИ 182–183
 РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА) 255, 264–266, 478, 832–833
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1251–1253
 РЛС с синтезированной апертурой (РСА)
 Joint STARS, объединенная радиолокационная система обнаружения и управления огнем 851
 автофокусировка 843
 быстрая обработка 833
 движущиеся цели 850–855
 для измерения высоты объектов 855–860
 для обнаружения целей сквозь листву деревьев 860–861
 доплеровское обжение луча РЛС (режим ДОЛ) 267, 268, 829, 24
 интерферометрические РСА (Ин РСА) 832, 851–853, 857–860
 история возникновения 829–830
 картографические 831, 842–843
 картографические с отклонением луча 832
 качество изображений 843–849
 ключевые аспекты 837–843
 компенсация движения 839–840
 компенсация помех клаттера сигнала 843
 конкретные аспекты 849–861
 конструкция космических РСА 882–890
 космические полетные системы 870–897
 линии равных дальностей и скоростей 837–839
 медленная обработка 833
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1247–1249
 миграция по дальности 842–843
 мультипликативное шумовое отношение (MNR — Multiplicative Noise Ratio) 845
 основные принципы работы 828–829
 основные соотношения теории 849
 отношение сигнал/шум 844–845
 пакетный режим 890–891
 подповерхностные радиолокаторы 1082–1083, 1090–1091
 поляриметрические 850
 пример улучшения разрешающей способности по путевой дальности 833
 радиолокационное изображение монумента Вашингтона 847–849
 разрешающая способность 833–837
 разрешающая способность по дальности 833–835
 разрешающая способность по путевой дальности 835–836
 РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА) 255–256, 264–266, 477, 832–833, 1251
 с нефокусированной апертурой 830–831
 с режимом обзора в точку 832
 с фокусированной апертурой 831–833
 сравнение изображений РСА и оптических изображений 845–849
 сравнение РЛС с реальной апертурой 836–837
 стереометрические 857
 тени 855
 типы 830–833
 функция рассеяния точечной цели (ФРТЦ) 843–844
 цели, совершающие колебательные движения, на радиолокационных изображениях 853–855
 частота повторения импульсов (ЧПИ), требования к РСА 841–842
 РЛС службы сопровождения судов (VTS) 1118
 РЛС сопровождения 18
 автоматическая регулировка усиления (АРУ) 474–475
 внешние причины ошибки 478–482
 двухдиапазонная моноимпульсная технология 464–465
 двухканальная моноимпульсная система 453–455
 источники ошибки 466–486
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1243
 моноимпульсные РЛС 441–455
 обнаружение 460
 обновление параметров существующей траектории новыми измерениями 361–365
 ограничения эффективности 485
 одновременная пеленгация 455
 следящие системы РЛС сопровождения 456
 слежение вокруг n -го времени 464
 слежение по дальности 461–464
 сопровождение по оптической оси антенны 465–466
 сопровождение при коническом сканировании 455–456
 технологии уменьшения ошибок 487–488
 угловой шум (мерцание) 470, 487
 уменьшение ошибок многолучевости 487–488

- РЛС сопровождения за несколькими объектами (MOTR) 466
 РСА для измерения высоты объектов 855–860
 РСА для обнаружения целей сквозь листву деревьев (FOPEN — Foliage-Penetration) 860–861
 РСА с режимом обзора в точку 832
 Рэлеевская область 682, 944
- Самолет, ЭПР** 689–691
САП, находящаяся вне зоны поражения (SOJ) 1243–1244
 Сверхпомеховая видимость 124
 Сверхразрешение 1226–1227
 Сверхширокополосные (СШПС) радиолокационные системы 1079
 Сдвиг фазы в цифровой обработке сигналов 1287–1291
 Селекция движущихся целей (СДЦ) 18, 176
 адаптивные системы 120–122
 временная регулировка чувствительности (ВРЧ) 136–138
 динамический диапазон и требования к аналого-цифровому преобразованию 117–119
 каноническая форма представления фильтра 72
 компенсатор с прямыми связями 77
 коэффициент видимости в помехах 61
 коэффициент подавления точечных помех 58–59
 коэффициент улучшения системы 57–58, 61–63, 300–302
 коэффициенты подпомеховой видимости целей 44, 60
 межпомеховая видимость (МПВ) 60
 методика выбора параметров вобуляции 77–85
 методы противодействия нежелательным целям 136–139
 определение неоднозначной радиальной скорости 129–131
 оптимальное проектирование фильтров подавления помех 63–81
 основная цель 40
 основные правила и моменты, касающиеся проектирования 132–134
 особенности окружающей обстановки 134–140
 особенности технической реализации 132–134
 потери на рассогласование фильтра 60–61
 предельные значения с учетом сканирования 61, 61
 проектирование наборов доплеровских фильтров 90–97
- проектирование фильтров для метеоРЛС 85–90
 птицы как источник пассивных помех 126, 128–130, 135–137
 радиолокационные карты помеховой обстановки 123–127
 реакция фильтров подавления помех на сигналы движущихся целей 47–48
 РСА 850–851
 сверхпомеховая видимость 124
 слепые скорости 48
 соображения, касающиеся сжатия импульсов 114–118
 структурная схема 41–45
 термины и определения 57–61
 требования к стабильности параметров 105–113
 улучшение отношения сигнал/помеха (ISCR) 59–60
 управление скоростной чувствительностью (УСЧ) 127–129, 139–141
 устранения неоднозначности по дальности и радиальной скорости 129–131
 ухудшения характеристик, связанные с ограничениями в приемнике РЛС 98–105
 фильтр с биномиальными весами 73
 с двумя линиями задержки 74
 с одной линией задержки 73
 с тремя линиями задержки 75
 характеристики пассивных помех 48–56
 Селекция наземной движущейся цели (СНДЦ) 272, 852–853
 Сжатие импульсов
 боковые лепестки по шкале дальности 313
 линейная частотная модуляция 395–404
 метеорологические РЛС 964–965
 методы защиты от радиоэлектронных помех 1232
 определения и отношения по анализу сигналов 430
 примеры 423–429
 радиолокатор со сжатием импульсов 17
 реализация 420–422
 сжатие протяженного импульса 428–429
 сигналы с линейной частотной модуляцией 395–404
 сигналы с нелинейной частотной модуляцией 404–409
 с фазовым кодированием 409–417
 с частотно-временным кодированием 417–418
 система СДЦ 114–116
 сравнение эффективности линейно-кодированных сигналов 420
 структурная схема 394–395

- типы сигналов 395–419
- устройства поверхностной акустической волны (ПАВ) 401–404
- факторы, влияющие на выбор 419–420
- цифровое 1284–1285
- Сигнал канала передачи данных ракеты 259
- Сигналы источника помех 1242
- Сигналы каналов I и Q 316–320
- Сигналы с нелинейной частотной модуляцией 404–409
- Сигналы с частотно-временным кодированием 417–418
- Система зеркал Грегори 709–710
- Система компенсации боковых лепестков 1209–1213
- Система подавления боковых лепестков ДНА 1206–1209
- Система подавления помех по основному лепестку (МВС) 1219
- Система РЛС 383–386
- Система СДЦ 124
- Система, обратная системе Кассегрена 465
- Сканирование с временной задержкой 605
- Сканирующая РСА (ScanSAR) 877–878, 891
- Скорость распространения в подповерхностных радиолокаторах 1088–1089
- Следящие системы РЛС сопровождения 456–459
- Слежение вокруг *n*-го времени 464
- Слежение за наземной движущейся целью (GMTT) 272
- Слепые скорости 48–49
- Слоистый дождь 968
- Слой Далленбаха 713–714
- Службы сопровождения кораблей 1148–1151
- Случай ограниченных пассивных помех импульсно-доплеровских РЛС 224
- Случайный фазовый шум импульсно-доплеровских РЛС 204–205
- Смеситель с подавлением зеркальной частоты 297
- Снижение уровня боковых лепестков антенн 1204–1205
- Совместная компенсация движения платформы и сканирования 158–161
- Совместное адаптивное подавление радиопомех и мешающих отражений 1221
- Совокупность режимов при решении задачи «воздух — воздух» 243, 247–258
- средняя частота повторения импульсов (СЧПИ) 247–249
- Совокупность режимов при решении задачи «воздух — земля» 239–240
- Согласованный фильтр 15, 309, 432
- потери импульсно-доплеровских РЛС 217
- Содержание влаги в почве, влияние на отражательную способность поверхности 802, 804–805
- СОЛАС, международная конвенция ММО по охране человеческой жизни на море 1125
- Соображения, касающиеся шума и динамического диапазона приемника 285–286
- Сопровождение по оптической оси антенны 465–466
- Сопровождение при коническом сканировании 455–456
- Сопровождение при кросс-поляризации 481
- Состояние моря 727, 1132
- Спекл радиолокационных изображений 817
- Спектр дискретного сигнала 1268–1271
- Спектр морских волн 724–726
- Спектральные характеристики пассивных помех 49–54
- Спектральный шум в доплеровских радиолокационных системах 509
- Спектрометры 783, 790–792
- Способность к различению отдельных целей при автоматическом обнаружении 355–356
- Среднее время между отказами (MTBF) кристаллов 496–497
- Средняя частота повторения импульсов (СЧПИ) в режимах «воздух — воздух» 247–252
- Средняя частота повторения импульсов (СЧПИ) импульсно-доплеровских РЛС 183
- Средняя частота повторения импульсов (СЧПИ), алгоритмы выбора 250–252
- Средняя частота повторения импульсов (СЧПИ), определение дальности в режиме поиска (MRWS) 213–214
- Средства тактической и стратегической радиотехнической разведки (РТР) 1195, 1196, 1197
- Средство обеспечения прорыва, используемое баллистическими ракетами 1199
- Стабильность импульсно-доплеровских РЛС 202–207
- Стандартное распространение 1308–1309
- Станции имитирующих радиоэлектронных помех DECM и ECCM 1199–1200, 1238
- РЛС сопровождения цели 1239–1240
- Структура на быстрых волнах (ускоряющая структура) 493
- Структура программного обеспечения MFAR — МФ РЛС 234

Структурная схема базовой РЛС со сжатием импульсов 394–395
 импульсно-доплеровской РЛС 186
 многофункциональная РЛС истребителя (МФ РЛС, MFAR) 228
 моноимпульсная РЛС сопровождения 443–444
 обнаружителя движущихся целей (ОДЦ, MTD) 43–44
 простого радиолокатора 14
 средняя частота повторения импульсов (СЧПИ) 247–248
 цифрового приемника 1267
Структурная схема альтиметра космических РЛС 908
Струна, ЭПР 684–685
Суда с малыми ЭПР 718–719
Судно, величина ЭПР 691–693
Супергетеродинный приемник 282
Сфера, ЭПР 682
Сферические зеркала антенн 580

Твердотельные устройства
PAVE PAWS, УВЧ РЛС раннего предупреждения 550
RAMP, передатчик для управления воздушным движением в L-диапазоне 553–554
 амплитудная и фазовая чувствительность 542
 микроволновые монолитные интегральные схемы (MMIC) 543–547
 модуль 650–651
 модуль передачи/приема 543–544, 547–549
 ограничения максимальной и средней мощности 527–529
 передатчик AN/SPS-40 552
 преимущества 516–520
 примеры систем 550–553
 проектирование твердотельных передатчиков для фазированных антенных решеток 543–550
 производительность устройств 517
 рабочий класс усилителя и модуля 537
 спектральные излучения 542
 суммирование мощности 539–541
 транзисторный усилитель 494, 515–517
 устройство 524–537

Твердотельный приемопередающий модуль — Т/R модуль 517
Технологии облучателей моноимпульсных антенн 444–448
Точка отражения 697–698
Точность (среднеквадратическая ошибка) процедур разделения луча 341–343

Транспондеры 1199
Транспортные средства с малыми ЭПР 716–719
Трансформатор Гильберта 328–329
Тропосфера 1306
 влияние на точность сопровождения 481, 469

УВЧ-диапазон 29
Угловая точность, при разделении луча 341–343
Угловое направление цели 20
Угловой шум (мерцание) 470–477
Уголковый отражатель, величина ЭПР 686–687
Удержание волн 1310–1311
Удержание самолета в заданной точке 260
Улучшение отношения сигнал/помеха (ISCR) 59–60
Умножители частоты 335–336
Управление воздушным движением 35
Управление скоростной чувствительностью (УСЧ) 127–131, 139–141
Уравнение для случая одностороннего прохождения радиосигнала 1197
Уравнение радиолокации для обзорной РЛС 25
Усилитель с линейным пучком 494–503
Усилитель с постоянным КПД 510–511, 514
Усилитель со скрещенными полями 493, 505–506
Устранение неоднозначности по дальности и радиальной скорости 129–131
Устройство поверхностной акустической волны (ПАВ) для сжатия импульсов 401–404

Фазированные решетки
AN/SPY-1, ФАР РЛС, работающая в S-диапазоне 659
AN/SPY-3, многофункциональная РЛС 666
 антенн 601–602
 блок сопровождения траекторий 381
 взаимная связь и поверхностные волны 622
 влияние взаимной связи 618–620
 влияние ошибок 627–628
 возбужденная апертура 650–652
 диаграмма направленности элемента решетки 620–621
 дифракционные лепестки 610–612, 615–617
 излучения Тейлора 626

- калибровка возбужденных фазированных антенных решеток 657–659
квантование фазы 631
круговая поляризация 604
линейная решетка 609–611
малые решетки 624–625
метеорологические 977
методы сканирования фазированными антennыми решетками 605–607
многофункциональная РЛС 600, 602–603
множитель элементов и коэффициент усиления плоских решеток 612–614
моделирование 622
мониторинг 603
моноимпульсная система 451, 602–603
наземные 660–662
объемный 3D-поиск 602
ограниченное сканирование 605
оптические системы питания 643
переключение луча 606
периодические ошибки 633–635
плоские решетки и управление лучом 613–617
радиоэлектронное подавление 1243–1246
разреженные решетки 620–621
РЛС для контрбатарейной борьбы (COBRA) 659
РЛС наблюдения за воздушным пространством 660
с низким уровнем боковых лепестков 625–631
с очень широкой полосой пропускания 605
системы питания (формирователи луча) 643–648
сканирование с временной задержкой 605
совмещенные системы питания 645–646
согласование и взаимные связи 617
твердотельные модули 650–651
твердотельный передатчик 543
теоретические основы работы 608–613
управление только фазой каждого элемента 655
устройства временной задержки 642–643
фазовращатели 648–650
ферритовые фазовращатели 650
формирование многолучевой диаграммы направленности в режиме приема 652–653
формирование нуля диаграммы направленности на излучение 655–657
функция возбуждения 626–627
цифровое формирование луча 653–654
частотное сканирование 606
ширина луча подрешетки в осевом направлении 641–642, 647–648
широкая мгновенная полоса пропускания 639–642
широкополосность 635–643
Фазовращатели 648–650
Фазовые нестабильности 105–109
Файл откликов 359–361
Факторы нестабильности системы СДЦ 105–114
Фединг сигналов, отраженных от земной поверхности 776
Ферритовые фазовращатели 650
Физическая оптика 698–702
анализ зеркальной антенны 586–588
отражения сигналов от земной поверхности 774
Физическая теория дифракции 701–702
Фильтр Калмана 363–372
Фильтрация сигналов в РЛС 309–314
Фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) 71, 1291–1292
Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) 71, 1291–1293
Флуктуации
в двухпозиционной области ЭПО 1176
угловой шум (мерцание) в РЛС слежения 470–475
Флуктуации доплеровского смещения частоты и спектральные составляющие в РЛС сопровождения 477–478
Фокусированные РСА 830
Формирование импульсов передатчика 508–509
Функция неопределенности 433
Характеристики кремниевого транзистора 532
модуля передачи/приема 547–549
поверхности моря 724
усилителей и смесителей 297
- Цели, совершающие колебательные движения, на радиолокационных изображениях, полученных с помощью РСА 853–855
Цифровая обработка радиолокационных сигналов
временные зависимости 1299–1300
средства 1287–1299
технология использования аппаратных средств 1300–1302
Цифровое запоминающее устройство (ЗУ – DRFM) 1199
Цифровое понижающее преобразование частоты 326–327, 329–330, 1271–1280
Цифровое профилирование (формирование) луча 606, 653–655
многолучевой ДНА 1282–1284

- Цифровое сжатие импульсов 1284–1285
генерирование 420–422
Цифровое формирование многолучевой ДНА 1282–1284
Цифровой повышающий преобразователь частоты (DUC — Digital Upconverter) 1286–1287
Цифровой приемник 325–331
с прямой дискретизацией 1303
структурная схема 1267
Цифровой радиолокационный приемник с прямой дискретизацией 1303
Цифровой синтезатор 1285–1286
Цифровой синтезатор прямого синтеза (DDS) 306, 333–334, 1285–1286
Цифровые фильтры 1291–1297
- Частотное разнесение 22, 1228
Частоты повторения импульса (ЧПИ) импульсно-доплеровская РЛС 176–177
неоднозначность и выбор импульсно-доплеровских РЛС 181–183
требования к РСА 841–842
Четыре дифференциальных уравнения Максвелла 694
Число солнечных пятен 1010
- Ширина луча подрешетки в осевом направлении 641–642, 647–648
- Ширина спектра сигнала антенных решеток 292
важность ширины полосы частот 21–22
фазированные антенные решетки 635–643
Широкозонные полупроводники 535–537
Шум по дальности (флуктуации дальности) 475–477, 487
Шум приемной системы 287
Шум цели РЛС сопровождения 466–477
Шунтирующий вентиль в передатчиках 513
- Экран Солсбери 712
Экспоненциальная модель спектров пассивных помех, отраженных земной поверхностью 50–53
ЭПО области рассеяния в направлении распространения двухпозиционных РЛС 1176–1177
ЭПР рассеивателя в рэлеевской области 696
ЭПР ряда тел вращения 715
ЭПР цели, см. также ЭПР
ЭПР, см. также Радиолокатор, Эффективная площадь рассеяния
- Ячейки постоянного уровня ложных тревог (ПУЛТ) 347–348, 351

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 2

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. 42,5. Тираж 1000 экз. Зак. № 8616/14.
Бумага офсет №1, плотность 80 г/м².

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.



*Издание осуществлено при поддержке
открытого акционерного общества
«Концерн радиостроения «Вега»*

УДК 621.396.96

ББК 32.95

C74

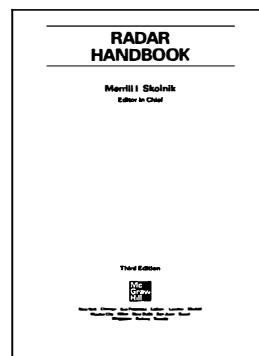
**C74 Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника.
Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 2**

Москва: Техносфера, 2014. – 680 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-локационщиков 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.)

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



ТЕХНОСФЕРА