А. И. Захаров О. И. Яковлев В. М. Смирнов

СПУТНИКОВЫЙ Мониторинг Земли

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ Зондирование поверхности



А. И. Захаров, О. И. Яковлев, В. М. Смирнов

СПУТНИКОВЫЙ МОНИТОРИНГ ЗЕМЛИ

Радиолокационное зондирование поверхности



Захаров Александр Иванович, Яковлев Олег Изосимович, Смирнов Владимир Михайлович

Спутниковый мониторинг Земли: Радиолокационное зондирование поверхности. — М.: КРАСАНД, 2012. — 248 с.

В настоящей монографии описаны радиолокационные спутниковые методы и система глобального зондирования поверхности Земли. Рассмотрены разные способы радиолокационного мониторинга поверхности: метод высотомерапрофилографа, локатора-дождемера, способ подповерхностного зондирования, методы бокового обзора и скатерометра. Приведены результаты теории и экспериментальные данные о рассеянии радиоволн разными видами поверхностей. Изложены особенности спутниковых радиолокационных исследований моря, континентов, ледников, сельскохозяйственных угодий и лесов.

Для специалистов в области радиофизики, радиолокации и геофизики, а также для студентов, аспирантов и инженеров — разработчиков спутниковых радиосредств мониторинга Земли. Книга может быть использована как учебное пособие по курсам «Распространение радиоволн», «Радиолокация» и «Спутниковый мониторинг Земли».

Издательство «КРАСАНД». 117335, Москва, Нахимовский пр-т, 56. Формат 60×90/16. Печ. л. 15,5. Зак. № ЖУ-30.

Отпечатано в ООО «ЛЕНАНД». 117312, Москва, пр-т Шестидесятилетия Октября, 11А, стр. 11.

ISBN 978-5-396-00429-0

© А. И. Захаров, О. И. Яковлев, В. М. Смирнов, 2012 © КРАСАНД, 2012





Все права защищены. Никакая часть настоящей книги не может быть воспроизведена или передана в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами, будь то электронные или механические, включая фотокопирование и запись на магнитный носитель, а также размещение в Интернете, если на то нет письменного разрешения владельцев.

Оглавление

Предисловие				
Глава 1.	Принципы и общие соотношения радиолокации поверхности9			
	1.1. Способы радиолокации поверхности9			
	1.2. Энергетические соотношения и закономерности отражения и рассеяния радиоволн18			
	 1.3. Ослабление и запаздывание радиоволн в атмосфере и ионосфере			
Глава 2.	Вертикальное зондирование поверхности 51			
	2.1. Принципы функционирования радиолокатора-профилографа			
	2.2. Особенности формирования и регистрации сигналов61			
	2.3. Влияние взволнованности морской поверхности на работу радиовысотомера			
	2.4. Измерение высоты морских волн			
	2.5. Определение среднего уровня поверхности океана			
Глава 3.	Радиолокационное зондирование дождей и облаков			
	3.1. Энергетика при радиолокации дождей и облаков			
	3.2. Удельная поверхность рассеяния, отражаемость и поглощение радиоволн облаками			
	3.3. Спутниковые системы радиолокации дождей и облаков			
Глава 4.	Исследования поверхности радиолокатором бокового обзора			
	4.1. Принципы работы радиолокатора бокового обзора с синтезом апертуры и основные соотношения107			

4.2	2. Радиолокационная интерферометрия	135
4.3	В. Радиолокационная поляриметрия	146
4.4	 Требования к параметрам спутниковых радаров с синтезированной апертурой 	149
4.5	 Существующие и перспективные спутниковые радары с синтезированной апертурой 	155
Глава 5. Зо	ндирование поверхности скатерометром	163
5.1	. Особенности радиолокатора-скатерометра	163
5.2	2. Возможности мониторинга	
	поверхности методом скатерометра	168
Глава 6. По	одповерхностное раднолокационное	
301	ндирование сред	181
6.1	. Особенности спутникового зондирования грунтов и льдов	181
6.2	. Глубина зондирования однородных сред	187
6.3	. Влияние рельефа поверхности	
	на подповерхностное зондирование грунта	193
6.4	. Отражение радиоволн от слоисто-неоднородных сред	1 9 8
6.5	. Подповерхностное зондирование грунта планет	207
Глава 7. Ра	звитие бистатической радиолокации поверхности	215
7.1	. Метод бистатического зондирования	215
7.2	. Особенности многопозиционной	
	радиолокации поверхности	228
Литература	l	233

Предисловие

Прогресс изучения Земли идет очень быстро: то, что раньше казалось фантастикой, теперь становится реальностью. В 1521 году после трехлетнего плавания каравелла Магеллана впервые обогнула земной шар, а в 1961 году первый космонавт Ю. А. Гагарин облетел Землю уже всего за 90 минут. Сбылись вещие слова: «И увидел я новое небо и новую землю...».

Изучение Земли потребовало создания сети геофизических центров, обсерваторий и метеостанций, которые исследуют состояние поверхности, атмосферы и ионосферы. Эти средства локального контроля плотно покрывают территории Европы и Северной Америки, но их мало в общирных океанических районах, в Арктике, Антарктике, в Сибири, Африке и в Южной Америке. Использование экспедиций, морских судов, авиации расширило возможности геофизических исследований. Особенно эффективной оказалась аэрофотосъемка труднодоступных районов. Фотографирование в разных участках спектра дало обширную информацию о состоянии и изменчивости лесов и тундр, пустынь и ледников, озер и рек. При авиационном лазерном зондировании сред удается получать сведения о профиле поверхности и о состоянии атмосферы, но применение оптического диапазона часто бывает затруднено из-за влияния облаков. Новые возможности дистанционного зондирования появились при использовании радиоволн. Применение авиационных радиолокаторов — высотомеров позволило сначала оценивать особенности рельефа и степень неровности поверхности, а затем были созданы локаторы бокового обзора, дающие видимое изображение поверхности. Радиолокаторы оказались особенно эффективными для контроля ледовой обстановки в северных морях, т. к. на «радиоизображениях» видны зоны, свободные от льда, крупные разводья и айсберги. Использование радиометров, регистрирующих радиоизлучение природных объектов, продемонстрировало возможность изучения теплового режима поверхности; их применение оказалось эффективным для определения зон возгорания торфяников и контроля лесных пожаров. Применение аэрофотосъемки и авиационных радиосредств для геофизических исследований привело к созданию специализированных приборов, использующих широкий спектр электромагнитных волн. Стала понятной высокая эффективность методов дистанционного зондирования для изучения и контроля различных сред.

Применение спутников открыло новые возможности, т. к. позволило перейти к глобальному мониторингу поверхности, атмосферы и ионосферы.

Особенности зондирования Земли со спутников обусловлены их быстрым перемещением и большим расстоянием до исследуемой среды, что потребовало другого подхода к принципам дистанционного зондирования и создания приборов, соответствующих жестким требованиям космической техники. Результаты зондирования Земли из космоса оказались столь интересны и многогранны, что это привело к появлению специализированных журналов. Нужно отметить следующие журналы, где анализируются особенности и результаты разных методов дистанционного зондирования сред: «International Journal of Remote Sensing», «Исследование Земли из космоса», «IEEE Transactions of Geoscience and Remote Sensing». В 1974-1988 годах по этой тематике были опубликованы первые обобщающие монографии и учебники [1-5]. В настоящее время большое развитие и применение получили три радиофизических спутниковых метода мониторинга Земли: радиолокационный, использующий отражение радиоволн поверхностью, радиометрический, анализирующий тепловое радиоизлучение атмосферы и поверхности, и радиозатменный, осуществляющий просвечивание атмосферы и ионосферы. Эти методы и соответствующая аппаратура оказались эффективными для мониторинга морей и ледников, тундры и лесов, степей и пустынь, сельскохозяйственных угодий и урбанизованных районов. Они позволили накапливать данные об особенностях погоды, о состоянии земных покровов, обнаруживать тенденции климатических изменений, изучать региональные особенности дождей, формирования облаков, волнения моря, направления и силы встров.

В связи с развитием и применением дистанционных методов зондирования представляется необходимым изложить в относительно сжатой форме принципы и возможности спутникового радиофизического мониторинга Земли. В этой книге описаны принципы и возможности радиолокационного метода, в [6] изложены основы микроволновой радиомстрии, а в [7] — рассмотрен радиозатменный метод. Эти три небольших монографии являются введением в глобальный радиофизический спутниковый мониторинг Земли. Содержание трехтомника сформировалось в результате работы с аспирантами Института радиотехники и электроники Российской академии наук и чтения лекций студентам-радиофизикам в Московском физико-техническом институте и Московском институте радиотехники, электроники и автоматики. Оно соответствует программам курсов «Дистанционное зондирование окружающей среды» (МФТИ) и «Применение радиоэлектронных методов в физике» (МИРЭА). В трехтомнике показано, каковы принципы радиофизических спутниковых исследований, и что можно узнать о средах, зарегистрировав соответствующие радиоэффекты. Сузив таким образом цель этого трехтомника, авторы еще более упростили задачу и решили не описывать сложную схемотехнику радиосредств дистанционного зондирования, а дать лишь краткое описание укрупненных блок-схем соответствующей аппаратуры.

Развитие радиофизических спутниковых методов и средств мониторинга Земли привело к появлению большого числа публикаций по этой тематике. Авторы стремились привести полную библиографию работ по каждому методу, которая позволит читателю ориентироваться в этой массе работ и находить журнальные статьи по интересующему разделу. Такие термины как «дистанционное зондирование», «спутниковый мониторинг» или просто «зондирование», используются нами как синонимы, когда речь идет о спутниковом радиозондировании Земли.

В первой, вводной главе этой книги, рассмотрены принципы радиолокационного зондирования поверхности, описаны общие энергетические соотношения и особенности рассеяния и распространения радиоволн. Вторая и третья главы посвящены вертикальному зондированию поверхности, когда необходимо точное профилирование обширных районов и изучение характеристик дождей и облаков. В четвертой главе содержатся сведения о радиолокации методом бокового обзора и получении «радиоизображений» разных районов Земли, а в пятой главе изложен метод определения характеристик поверхности с помощью радиолокатора-скатерометра. Шестая глава содержит сведения о возможностях подповерхностного радиолокационного зондирования сухих грунтов, вечной мерзлоты и льдов. Седьмая глава посвящена бистатической радиолокации поверхности.

Авторы полагают, что эта книга будет полезна студентам, аспирантам, научным сотрудникам радиофизической специальности, а также радиоинженерам — разработчикам спутниковых радиосредств мониторинга Земли. Преподаватели вузов могут использовать книгу в качестве учебного пособия по курсам «Радиолокация», «Спутниковый мониторинг Земли» и «Распространение радиоволн».

Мы благодарим С. С. Матюгова за проверку текста и полезные замечания, а также Л. Н. Захарову, Л. П. Исаеву, О. М. Ракитину, О. В. Юшкову, В. А. Ануфриева и А. В. Смирнова за помощь при подготовке текста и рисунков. Пустая страница

Глава 1

Принципы и общие соотношения радиолокации поверхности

1.1. Способы радиолокации поверхности

Различные типы поверхностей: океан и геологические структуры континентов, почвогрунты и сельскохозяйственные угодья, леса и урбанизованные участки имеют сильно отличающиеся характеристики рассеяния радиоволн. Поэтому способы и эффективность работы радиолокационных систем мониторинга поверхностей зависят от выбора длины и поляризации радиоволн, угла облучения поверхности, от параметров антенн, соотношения полезного сигнала и шумов, от способа модуляции и методов обработки принимаемых сигналов. В зависимости от назначения радиолокаторов применяют разные принципы и технические решения. Несколько условно, используя как признак угол падения радиоволн на поверхность θ , можно выделить следующие способы зондирования поверхности.

В первом способе осуществляется вертикальное зондирование, при этом направленная приемно-передающая антенна локатора A облучает большой участок поверхности S с центром в «подспутниковой» точке B, радиолокатор принимает и анализирует сигналы, соответствующие обратному рассеянию радиоволн (рис. 1.1.1). При движении спутника со скоростью V облучаемый участок поверхности, показанный пунктирным овалом, перемещается, и так осуществляется зондирование полосы поверхности, отмеченной штриховкой. Размер этой полосы L зависит от ширины диаграммы направленности приемно-передающей антенны $\Delta \alpha$ и высоты спутника H. В сантиметровом диапазоне обычно используются параболические антенны. Если диаметр такой антенны D, то ширина её диаграммы направленности по уровню половины мощности $\Delta \alpha$ выража-

ется приближенным соотношением $\Delta \alpha = \lambda D^{-1}$, а следовательно, размер облучаемой полосы поверхности

$$L = H \lambda D^{-1}$$
. (1.1.1)

Если, например, H = 800 км, λ = 2 см, D = 1 м, то L \approx 16 км. На таком большом участке могут располагаться области с сильно отличающимися характеристиками: там может быть разная степень волнения моря или же находиться и горы, и равнины. В связи с этим стремятся уменьшить исследуемую поверхность и достичь лучшего пространственного разрешения, для этой цели применяют сигналы с импульсной линейночастотной модуляцией. Специальная обработка принимаемых сигналов позволяет уменьшить L до единиц километров и так повысить пространственное разрешение. При такой обработке «действующий» участок поверхности Δs уменьшается, он показан внутренним овалом на рис. 1.1.1. При движении спутника область l, существенная для рассеяния радиоволн, перемещается по линии В, В, при этом локатор измеряет время распространения радиоволн τ по трассе AB и BA, и определяет высоту $H = c \tau/2$ (с — скорость распространения радиоволн). Можно дать грубую оценку точности определения высоты δ H, если учесть, что неточность измерения времени $\delta \tau \approx \Delta F_m^{-1}$. Поэтому $\delta H \approx c/2\Delta F_m$, где ΔF_m — полоса частот модуляции сигнала. Орбита спутника, определенная с помощью системы глобальной навигации, известна с высокой точностью, что позволяет получить профиль поверхности по линии движения подспутниковой точки В, В, . В результате находят детальный профиль поверхности в конкретном районе, а при накоплении массовых данных становится возможным изучение с высокой точностью формы геоида. Параметры принимаемого локатором импульса содержат также информацию о степени волнения моря и позволяют оценить высоту крупных волн. При зондировании поверхности наблюдаются также сигналы, обусловленные обратным рассеянием радиоволн дождями или плотными облаками, что позволяет получать сведения о распределении зон интенсивных дождей или облачных структур. При зондировании метровыми волнами возможно получение сведений о подповерхностной структуре среды, так как радиоволны этого диапазона могут проникать на значительную глубину. Применение широкополосных сигналов позволяет определить толщину слабо поглощающей среды и так оценивать характеристики льда или глубину залегания грунтовых вод.

Во втором способе используется метод бокового обзора, который позволяет получать «радиоизображение» поверхности. На спутнике в точке А уста-



Рис. 1.1.1. Схема облучения поверхности радиолокатором-высотомером

новлен радиолокатор, антенна которого ориентирована так, что максимум ее диаграммы направленности почти перпендикулярен вектору скорости спутника V и отклонен от надира на угол α . Антенна облучает часть поверхности, показанную на рис. 1.1.2 пунктирным овалом, линия АР соответствует ориентации максимума диаграммы направленности антенны, АВ = Н есть высота спутника, плоскость ху касательна к поверхности Земли в точке В. Пренебрежем отклонением сферической поверхности Земли от плоскости и будем считать, что в пределах пунктирного овала средняя поверхность есть плоскость. Небольшой элемент поверхности Δs_{1} , расположенный в произвольной точке Р, переизлучает радиоволны в обратном направлении, они принимаются радиолокатором. Для формирования радиоизображения поверхности необходимо получить однозначное соответствие координат точки Р, и интенсивности радиоволн, переизлучаемых элементом поверхности Δs . Для этой цели используют метод селекции сигналов по времени запаздывания т и по доплеровскому изменению частоты Δf . Модулированный сигнал радиолокатора позволяет определить по запаздыванию радиоволн на пути АР, первую координату $\rho_i = BP_i$. Линии равного запаздывания τ образуют на плоскости xy семейство окружностей, показанных пунктиром, их радиус

$$\rho = \left(\frac{c^2 \tau^2}{4} - H^2\right)^{1/2}$$
(1.1.2)

Вторая координата точки Р, определяется по доплеровскому изменению частоты волн, рассеянных элементом рельефа Δs . Изменение частоты для произвольной точки равно

$$\Delta \mathbf{f} = 2 \lambda^{-1} (\mathbf{V} \boldsymbol{\beta}) = 2 \lambda^{-1} \mathbf{V} \cos \zeta , \qquad (1.1.3)$$

где V — вектор скорости спутника, **β** — единичный вектор направления АР, ζ — угол между V и β . Для точек, лежащих на линии BP, изменение частоты $\Delta f = 0$, т. к. угол $\zeta = 90^{\circ}$; для точки P₁ изменение Δf — отрицательно, т. к. $\zeta > 90^{\circ}$, а для элемента поверхности в точке P_2 , где $\zeta < 90^{\circ}$, Δf положительно. Линии равных значений частоты на плоскости ху соответствуют постоянным значениям угла ζ , они показаны штрих-пунктиром на рис. 1.1.2. Линии равных Δf образованы сечением плоскости ху поверхностью конуса с углом при вершине ζ . Таким образом, применение модулированных высокостабильных когерентных сигналов позволяет по времени τ и частоте Δf определить координаты ρ и ζ . Связь ρ , ζ с координатами ху точки Р, на истинной сферической поверхности Земли определяется из геометрии задачи. Связав интенсивность рассеянных радиоволн всеми площадками Δs с их координатами, получают «радиоизображение» полосы поверхности, показанной на рис. 1.1.2 штриховкой. Разрешающая способность радиолокатора бокового обзора по дальности AP_i, а, следовательно, по координате ρ_i , определяется шириной спектра модулированного сигнала ΔF_m . Разрешение по времени запаздывания для модулированных сигналов $\delta \tau \approx \Delta F_m^{-1}$, поэтому разрешение по координате *о* определяется, согласно дифференцированию (1.1.2), соотношением

$$\delta \rho = \frac{c}{2\Delta F_{\rm m}} \left[1 + \left(\frac{\rm H}{\rho}\right)^2 \right]^{1/2}$$
(1.1.4)

Заметим, что для линии ВР координаты ρ и у совпадают. Так как максимум диаграммы направленности антенны отклонен от вертикали на угол α , то для центра поверхности вблизи точки Р координата у = H tg α , поэтому для центральной области разрешающая способность определится приближенной формулой

$$\delta y = \frac{c}{2\Delta F_{\rm m}} \left(1 + {\rm ctg}^2 \alpha\right)^{1/2}$$
(1.1.5)

Разрешающая способность по угловой координате $\delta \zeta$ связана с различием доплеровских частот $\delta \Delta f$, соответствующих отражению радиоволн от двух близко расположенных элементов поверхности Δs_1 и Δs_2 , для одинаковой дальности AP, поэтому из (1.1.3) для центрального участка, где $\xi = 90^{\circ}$, имеем

$$\delta \Delta f = 2 \lambda^{-1} V \delta \zeta . \qquad (1.1.6)$$

Измерение частоты возможно в течение интервала времени Т, пока точка Р не выйдет из части поверхности, облученной антенной локатора. Если ширина диаграммы направленности антенны по уровню половины мощности Δα, то время Т равно

$$T = V^{-1} \Delta \alpha \left(H^2 + \rho^2 \right)^{1/2}.$$
 (1.1.7)

Частотная селекция $\delta\Delta f$ ограничена временем наблюдения гармонического сигнала, т. к. $\delta\Delta f \approx T^{-1}$, поэтому

$$\delta \Delta \mathbf{f} = \left(\Delta \alpha\right)^{-1} \mathbf{V} \left(\mathbf{H}^2 + \rho^2\right)^{-1/2}. \tag{1.1.8}$$

Из (1.1.6) и (1.1.8) следует

$$\delta \zeta = \left(2 \Delta \alpha\right)^{-1} \lambda \left(\mathrm{H}^2 + \rho^2\right)^{-1/2}, \qquad (1.1.9)$$

поэтому разрешающая способность по координате х будет равна

$$\delta \mathbf{x} = \delta \zeta \left(\mathbf{H}^2 + \rho^2 \right)^{1/2} = \left(2 \Delta \alpha \right)^{-1} \lambda . \qquad (1.1.10)$$

Учитывая, что ширина диаграммы направленности антенны по уровню половины мощности $\Delta \alpha$ связана с размером ее апертуры D соотношением $\Delta \alpha = \lambda D^{-1}$, из (1.1.10) получим

$$\delta \mathbf{x} = \frac{\mathbf{D}}{2}.\tag{1.1.11}$$

Мы показали, что предельная разрешающая способность в направлении ох определяется условным размером антенны D. Соотношения (1.1.5) и (1.1.11) справедливы, если мощность передатчика достаточно велика, а влиянием шумов и других технических факторов можно пренебречь. Реальная разрешающая способность радиолокатора бокового обзора несколько ниже этого теоретического предела.



Рис. 1.1.2. К пояснению принципа бокового обзора поверхности

Принцип работы станции бокового обзора может быть объяснен также с использованием представлений о синтезированной апертуре. При движении спутника антенна локатора с реальной апертурой D в последовательные моменты времени занимает положения, обозначенные точками A_i на рис. 1.1.2. Сложение сигналов, принимаемых антенной, с учетом времени запаздывания эквивалентно синтезированию линейной синфазной антенны длиной $l_a = VT$, где T — время сложения сигналов. Время T определяется условием прохождения точки P_i через область, облученную антенной, и фазовой стабильностью радиолокатора. Синтезированная линейная антенна размером l_a имеет ширину диаграммы направленности $\delta \zeta = \lambda$ (V T)⁻¹, поэтому разрешающая способность по координате х также будет равна D/2. Определение координаты вдоль линии пути, т. е. координаты х, может быть объяснено или доплеровской частотной селекцией сигналов, или с использованием представлений о синтезированной апертуре; эти подходы к принципу работы радиолокатора бокового обзора эквивалентны.

Важным параметром радиолокатора бокового обзора является контрастность получаемых изображений. Контрастность зависит от длины радиоволны, диаграммы обратного рассеяния радиоволн поверхностью $F(\psi)$ и от угла наклона максимума диаграммы направленности антенны α . Диаграмма $F(\psi)$ характеризует зависимость интенсивности обратного рассеяния волн поверхностью от угла скольжения ψ . Заметим, что для характеристики на-

правления волны относительно поверхности будем использовать или угол скольжения ψ , отсчитываемый от плоскости, или зенитный угол heta — от вертикали, т. е. $\psi + \theta = 90^{\circ}$. Система бокового обзора должна давать контрастные изображения разных видов поверхности. Море, горные массивы, тундра, пустыни, ледовые поля характеризуются отличающимися диаграммами обратного рассеяния волн, поэтому и контрастность получаемых изображений отличается сильно. Рассеяние радиоволн районами с обильной растительностью зависит от влажности, а, следовательно, от сезона, а неровности морской поверхности зависят от ветров. Методом радиолокационного бокового обзора возможно изучение растительного покрова, т. к. растения в разных стадиях роста дают отличающиеся характеристики рассеяния радиоволн. Особое значение радиолокационный боковой обзор имеет для исследования ледовой обстановки в северных и арктических районах. При геологических исследованиях стремятся выявить характерные прямолинейные участки на радиоизображениях — линеаменты. Анализ таких участков позволяет сделать заключения о крупных геологических структурах исследуемого района.



Рис. 1.1.3. Пример облучения поверхности тремя антеннами скатерометра

Третий способ радиолокации предназначен для измерений характеристик обратного рассеяния волн разными видами поверхностей. Такой локатор-скатерометр должен давать по возможности полные сведения о диаграмме обратного рассеяния $F(\psi)$. Для этой цели на спутнике располагается несколько одинаковых антенн, облучающих поверхность как это показано узкими пунктирными овалами на рис. 1.1.3. На этом рисунке для примера показаны овалы, соответствующие диаграммам направленности трех одинаковых приемно-передающих антенн. Если ширина этих овалов мала, то для определения координат малого элемента поверхности Δs достаточно осуществить селекцию сигналов по доплеровской частоте или по времени запаздывания τ . Разрешение по расстоянию $\rho = BP_i$, т. е. вдоль овала, определяется шириной полосы частот модулированного сигнала ΔF_m , оно соответствует формуле (1.1.4). Для антенны № 2, например, разрешение по координатам ρ и х совпадает, а для координаты у разрешение определяется шириной диаграммы направленности антенны:

$$\delta y = \Delta \alpha (\rho^2 + H^2)^{1/2}. \qquad (1.1.12)$$

Из (1.1.12) следует, что антенна № 2 должна иметь очень узкую диаграмму направленности в плоскости ХУ и широкую в плоскости хz. Это можно реализовать, используя антенну, имеющую большой размер в направлении оу и малый — в направлении оz. Скатерометр позволяет определять диаграмму рассеяния $F(\psi)$ при нескольких углах ψ для широкой полосы поверхности, показанной на рис. 1.1.3 штриховкой. Значения $F(\psi)$ зависят от степени неровности поверхности и от поляризации радиоволн, т. к. для вертикальной и горизонтальной поляризации они могут отличаться. Радиолокатор-скатерометр эффективен для оценки величины и направления приводного ветра и степени волнения моря.

Четвертый способ можно реализовать, если использовать два спутника, на одном (точка G) расположен передатчик, а на другом спутнике (точка A) — приемник сигналов (рис. 1.1.4). При таком способе бистатической радиолокации область поверхности, существенная для рассеяния радиоволн в направлении приемника, велика, она показана на этом рисунке штриховкой. Центральная часть этой области (точка P) соответствует условию: угол падения радиоволн θ равен углу отражения. Радиолокатор осуществляет прием радиоволн, соответствующих свободному распространению по трассе GA и рассеянию волн поверхностью (трасса GPA). Возможность разделения сигналов, соответствующих этим компонентам поля, связана с эффектом Доплера. Доплеровское изменение частоты для трасс GA и GPA различается, поэтому возможно частотное разделение соответствующих сигналов. Изменение частоты для трассы свободного распространения радиоволн определится соотношением

$$\Delta f_0 = f c^{-1} V \cos \xi_0,$$

а для волн, рассеянных областью Δs у произвольной точки,

$$\Delta f_i = f c^{-1} V \cos \xi_i,$$

поэтому различие этих частот будет равно

$$\Delta f_{i} - \Delta f_{0} = f c^{-1} V (\cos \xi_{i} - \cos \xi_{0}). \qquad (1.1.13)$$

Здесь ξ_i и ξ_0 соответственно углы между вектором скорости V и линиями GA и P_iA. Так как радиоволны рассеиваются разными участками поверхности вблизи точки P, то изменение частоты для разных участков отличается и, следовательно, возможно на поверхности выделить линию, соответствующую постоянному значению $\Delta f_i - \Delta f_0$. Определение разности времени запаздывания радиоволн для трасс GPA и GA $\Delta \tau_i = \tau_i - \tau_0$ позволяет найти другую линию с равными значениями $\Delta \tau_i$. Пересечение этих двух линий дает сведения о координатах участка поверхности Δs_i . Измерение интенсивности радиоволн, рассеянных участком Δs_i , и определение соответствующих координат позволяет построить «радиоизображение» поверхности. Заметим, что сигналы свободного распространения волн по трассе GA при этом используются как опорные.



Рис. 1.1.4. Схема бистатической радиолокации поверхности, точки G, A и O соответствуют двум спутникам и центру Земли

Сложность реализации метода бистатической радиолокации связана с необходимостью использовать два спутника. В настоящее время функционируют две навигационные спутниковые системы: GPS и ГЛОНАСС, каждая из этих систем имеет более 20 спутников, излучающих модулированные радиоволны дециметрового диапазона. Использование этих спутников-излучателей позволяет реализовать бистатический метод мониторинга поверхности, если применить один спутник-приемник сигналов. Антенна навигационного спутника имеет широкую диаграмму направленности, поэтому облучается очень большой участок Земли. Для выделения малого участка поверхности Δs нужно на спутнике-приемнике осуществить селекцию сигналов по запаздыванию и по доплеровской частоте. При таком определении координат участка Δs возникает неопределенность, т. к. две точки P_i , расположенные симметрично относительно плоскости AOG, не могут быть разделены. Для устранения этой неопределенности следует на спутнике A использовать направленную антенну, ориентированную в «боковую» сторону так, что в приемник поступают сигналы, соответствующие овалу, показанному на рис. 1.1.4. Так может быть реализован метод бокового обзора при бистатической радиолокации с использованием навигационных спутников-излучателей радиоволн.

Необходимо отметить, что эти способы радиолокации находятся на разной стадии отработки и внедрения в практику дистанционного зондирования. Радиолокаторы-профилографы, скатерометры, локаторы бокового обзора, локаторы-дождемеры, зондировщики облаков прошли тщательную отработку и используются в системах глобального мониторинга. Спутниковые бистатические радиолокаторы находятся на начальной стадии отработки метода.

1.2. Энергетические соотношения и закономерности отражения и рассеяния радиоволн

Рассмотрим энергетические соотношения при радиолокации поверхностей. На практике важно знать мощность отраженного сигнала на входе приемника W_s , если задана мощность передатчика W_0 и известны характеристики антенн и поверхности. Можно найти связь W_s и W_0 , если ввести эффективную площадь рассеяния поверхности σ как радиолокационной цели. Плотность потока мощности волны, падающей на поверхность, определяется соотношением

$$P_0 = \frac{W_0 G}{4\pi r_1^2},$$
 (1.2.1)

где G — коэффициент усиления антенны, t_1 — расстояние от передающей антенны до участка поверхности. Поверхность является источником рассеянных волн, мощность этого условного источника равна $P_0\sigma$. На расстоянии t_2 плотность потока мощности рассеянных волн будет равна

$$\mathbf{P} = \frac{\mathbf{P}_0 \ \sigma}{4\pi \ \mathbf{r}_2^2} = \frac{\mathbf{W}_0 \ \mathbf{G} \ \sigma}{16\pi^2 \ \mathbf{r}_1^2 \ \mathbf{r}_2^2} \,. \tag{1.2.2}$$

Если приемная антенна имеет эффективную поверхность A, то принятая мощность $W_s = PA$ и, согласно (1.2.2), имеем:

$$W_{\rm S} = \frac{W_0 \ {\rm G} \ {\rm A} \ \sigma}{16\pi^2 \ {\rm r}_1^2 \ {\rm r}_2^2}, \qquad (1.2.3)$$

$$\sigma = \frac{16\pi^2 r_1^2 r_2^2 W_s}{G A W_0}.$$
 (1.2.4)

Выражение (1.2.3) дает связь мощностей W_s и W_0 , а соотношение (1.2.4) может рассматриваться как формальное определение эффективной площади рассеяния радиоволн σ . Формулы (1.2.3) и (1.2.4) соответствуют бистатической радиолокации, когда передатчик и приемник разнесены, а r_1 и r_2 отличаются (рис. 1.1.4). Если радиолокация осуществляется из одного пункта с использованием одной приемо-передающей антенны, то справедливо соотношение, связывающее коэффициснт усиления G и эффективную поверхность A антенны $G = 4\pi A \lambda^{-2}$, и $r_1 = r_2 = r$. Учитывая это, для случая моностатической локации получим

$$W_{s} = \frac{W_{0} G^{2} \lambda^{2} \sigma}{64\pi^{3} r^{4}}, \qquad (1.2.5)$$

$$\sigma = \frac{64\pi^3 r^4 W_s}{G^2 \lambda^2 W_0}.$$
 (1.2.6)

Формулы (1.2.5) или (1.2.6) соответствуют работе радиолокаторавысотомера, системам бокового обзора и скатерометра. В приведенных формулах σ зависит от угла скольжения ψ и от площади участка поверхности, облучаемой радиолокатором Δs ; эта площадь зависит от способа обработки сигналов или от ширины диаграммы направленности антенн и высоты радиолокатора. Заметим, что сильная зависимость мощности сигнала на входе приемника от расстояния $W_s \sim r^{-4}$ соответствует случаю, когда выделяется малый участок поверхности Δs , линейные размеры которого много меньше расстояния r. В некоторых случаях, например, при локации дождей или облаков зависимость W_s от r будет иной. Для характеристики рассеивающих свойств поверхности вводят удельную эффективную площадь рассеяния $\sigma_0(\psi) = \sigma(\psi) \Delta s^{-1}$. Определенная таким образом удельная площадь рассеяния $\sigma_0(\psi)$ не должна зависеть от высоты расположения радиолокатора и его параметров. Обозначим удельную площадь рассеяния при $\psi = 90^{\circ}$ как σ_1 , тогда $\sigma_0 = \sigma_1 F(\psi)$, где $F(\psi)$ нормированная к единице диаграмма обратного рассеяния волн.

Если влияние неровностей поверхности мало, то иногда удобно использовать коэффициент отражения η . Дадим определение η , для этого сравним мощности отраженных волн на входе приемника W_s со значением мощности передатчика W_0 , если поверхность заменить идеально отражающей плоскостью. Эта плоскость должна быть касательной к поверхности в точке зеркального отражения радиоволн. Мощность на входе приемника при бистатической радиолокации для случая отражения волн от идеальной плоскости будет равна

$$W_{s} = \frac{W_{0} G A}{4\pi (r_{1} + r_{2})^{2}}.$$
 (1.2.7)

При отражении от неровной или сферической поверхности мощность W_s будет меньше на коэффициент отражения η^2 , т. е.

$$W_{s} = \frac{W_{0} G A \eta^{2}}{4\pi (r_{1} + r_{2})^{2}}.$$
 (1.2.8)

Согласно определению коэффициент отражения по мощности $\eta^2 = W_s (W_0)^{-1}$. Если реальная поверхность плоская, то $\eta = M$, где M — коэффициент отражения Френеля. Если же нас интересует отражение волн в ситуации бистатической радиолокации, когда t_1 , t_2 велики, то нужно учитывать ослабление, связанное с отражением от сферической поверхности — Х. В этом случае $\eta^2 = M_{1,2}^2 X$, здесь X — зависит от угла ψ и расстояний t_1 , t_2 . Необходимо подчеркнуть, что в формулах (1.2.3)–(1.2.8) не учитывалось поглощение радиоволн атмосферой Y. С учетом этого фактора принимаемая мощность W_s будет меньше, что мы учтем в § 1.3. Найдем связь эффективной площади рассеяния σ и коэффициента отражения по мощности η^2 . Приравнивая выражения для мощности на входе приемника W_s в (1.2.8) и (1.2.3), найдем

$$\eta^{2} = \frac{\left(r_{1} + r_{2}\right)^{2} \sigma}{4\pi r_{1}^{2} r_{2}^{2}}, \qquad (1.2.9)$$

а если $\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}_2$, то

$$\eta^2 = \frac{\sigma}{\pi r^2}.$$
 (1.2.10)

При отражении от неровной поверхности происходит изменение поляризации радиоволн; например, при облучении волной с горизонтальной поляризацией отраженная волна может иметь и горизонтальную, и вертикальную компоненты. При экспериментальных исследованиях обычно применяют антенны, имеющие линейную или круговую поляризации, поэтому возможны ситуации с приемом сигналов, соответствующих различным поляризациям падающих и рассеянных радиоволн, эти ситуации приведены в табл. 1.2.1. Из принципа взаимности следует, что ситуации 2 и 4 неразличимы, т. е. $\sigma_{hv} = \sigma_{vh}$. Применяя антенны с разной поляризацией можно получить несколько характеристик рассеивающих свойств поверхности σ для разных углов ψ ; отметим, что характеристики, указанные в этой таблице, имеют различные зависимости от угла скольжения ψ .

Таблица 1.2.1

Ситуация Обозначение		Поляризация падающей волны	Поляризация приемной антены	
1	$\sigma_{ m hh}$	горизонтальная	горизонтальная	
2	$\sigma_{ m hv}$	горизонтальная	вертикальная	
3	$\sigma_{ m vv}$	вертикальная	вертикальная	
4	$\sigma_{ m vh}$	вертикальная	горизонтальная	
5	$\sigma_{ m ff}$	круговая	круговая согласованная	
6	$\sigma_{\rm rl}$	крутовая	круговая обратная	

Характеристики рассеяния при различной поляризации радиоволн

В зависимости от степени неровности поверхности и длины волны может происходить почти зеркальное отражение или диффузное рассеяние радиоволн. Если исследуется относительно ровный участок поверхности и используются метровые радиоволны, то будут справедливы законы отражения волн и удобно использовать коэффициент отражения η , если же применяются дециметровые или сантиметровые радиоволны, то почти

всегда будет проявляться в основном диффузное рассеяние волн, и нужно использовать понятие поверхности рассеяния σ . Представление о зеркальном отражении или диффузном рассеянии является условной идеализацией, реальный рельеф имеет мелкомасштабные неровности (камни и валуны) и крупномасштабные образования (холмы и склоны хребтов). Если мелкомасштабные неровности рельефа имеют высоту и радиус кривизны, сравнимые с длиной волны, то они обусловливают диффузное рассеяние радиоволн с широкой диаграммой рассеяния $F(\psi)$. Диаграмма рассеяния характеризует распределение интенсивности рассеянных волн по углу Ψ . Для крупномасштабных элементов рельефа характерны пологие квазиплоские участки с размерами и радиусами кривизны много большими длины волны. Эти участки отражают радиоволны в основном в направлениях, для которых угол падения равен углу отражения, что приводит к узкой диаграмме $F(\psi)$ с максимумом, ориентированным в направлении зеркального отражения волн от средней поверхности. В общем случае диаграмма рассеяния определяется суммарным эффектом, т. е. вкладом и рассеяния, и почти зеркального отражения волн. Напомним, следуя [8], закономерности отражения радиоволн. Рассмотрим условие, при котором переизлучение радиоволн неровной поверхностью происходит почти также, как отражение волн плоскостью. Для того, чтобы отражение волн от неровной поверхности происходило почти как от плоскости, нужно, чтобы не было значительного искажения равнофазной поверхности отраженных радиоволн. Равнофазная поверхность падающих волн есть плоскость, перпендикулярная лучевым линиям, а равнофазная поверхность отраженных волн может быть искажена. Если эти искажения велики и

$$z_0 > \lambda (16 \sin \psi)^{-1},$$
 (1.2.11)

то реализуется диффузное рассеяние волн с широкой диаграммой $F(\psi)$ (z_0 — среднеквадратичное отклонение высот неровностей поверхности). Если же искажения фазы при отражении от неровной поверхности будут меньше чем $\pi/4$ и

$$z_0 < \lambda (16 \sin \psi)^{-1},$$
 (1.2.12)

то будет наблюдаться почти зеркальное отражение волн. Неравенство (1.2.12) есть критерий Рэлея, который позволяет дать приближенную оценку условия, при котором отражение волн от неровной поверхности происходит почти так же, как от плоскости. Из этого неравенства следует, что при малых углах скольжения ψ неровная поверхность будет отражать волны почти как плоскость, при этом диаграмма рассеяния $F(\psi)$ очень

узкая, а волны, рассеянные в других направлениях, будут иметь малую интенсивность. Для этого случая справедливы следующие выражения для коэффициента отражения:

$$\mathbf{M}_{1} = \frac{\left(\varepsilon - \cos^{2}\psi\right)^{1/2} - \sin\psi}{\left(\varepsilon - \cos^{2}\psi\right)^{1/2} + \sin\psi} , \qquad (1.2.13)$$

$$M_{2} = \frac{\left|\varepsilon \sin \psi - \left(\varepsilon - \cos^{2} \psi\right)^{1/2}\right|}{\varepsilon \sin \psi + \left(\varepsilon - \cos^{2} \psi\right)^{1/2}}.$$
 (1.2.14)



Рис. 1.2.1. Зависимости коэффициента отражения Френеля от угла скольжения для трех значений диэлектрической проницаемости указанных у графиков

В этих формулах Френеля M_2 есть коэффициент отражения по напряженности поля для вертикальной поляризации волн, M_1 — для горизонтальной поляризации, а ε — диэлектрическая проницаемость среды. При горизонтальной поляризации вектор E_h падающей волны параллелен отражающей границе раздела сред, а при вертикальной поляризации вектор E_v расположен в плоскости падения волны. На рис. 1.2.1 приведены зависимости $M_{1,2}$ от ψ для трех значений диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 81$ и $\varepsilon = 25$ и $\varepsilon = 3$; первое значение соответствует поверхности моря, второе — влажной песчаной почве, а третье — характерно для сухого песка. Пунктирные кривые соответствуют вертикальной, а сплошные — горизонтальной поляризации волн. Из этого рисунка следует, что при горизонтальной поляризации волн M_1 монотонно уменьшается при увеличении ψ , а в случае вертикальной поляризации имеется минимум M_2 . Угол Брюстера ψ_b , где $M_2(\psi_b) \approx 0$, согласно (1.2.14), соответствует соотношению

$$\varepsilon \sin \psi - \left(\varepsilon - \cos^2 \psi\right)^{1/2} = 0,$$

из которого следует

$$\sin\psi_{\rm b} = \left(1+\varepsilon\right)^{-1/2}.\tag{1.2.15}$$

При наличии проводимости ε становится комплексной величиной, поэтому $M_2(\psi_b)$ не равно нулю. Нас будет интересовать отражение радиоволн высоких частот, когда влиянием проводимости среды на $M_{1,2}$ можно пренебречь, поэтому будем считать ε действительной величиной, проводимость среды будем учитывать при оценке глубины скин-слоя. Отражательные свойства сред удобно характеризовать значением M при вертикальном падении волны, когда $\psi = 90^{\circ}$, в этом случае, согласно (1.2.13) или (1.2.14), имеем

$$M = \frac{\varepsilon^{1/2} - 1}{\varepsilon^{1/2} + 1}.$$
 (1.2.16)

Таблица 1.2.2

Диэлектрическая проницаемость	ε		
и коэффициент отражения по мощности M ²	при	$\psi = 9$	90 ⁰
для различных сред при λ = 20–60	СМ		

Среда	ε	M ²
Пресная или морская вода	81	0,64
Торфяник влажный	60	0,59
Песчаная почва влажная	25	0,38
Глинистая почва влажная	15	0,35
Известняк влажный	8	0,23
Мерзлый грунт	6	0,17
Гранит сухой	5	0,14
Лед	3,2	0,08
Глинистая или песчаная почва сухая	3	0,07

В таблице 1.2.2 приведены приближенные значения є и коэффициента отражения по мощности M^2 при $\psi = 90^0$ для различных сред. Оценки интенсивности отражения радиоволн по этим формулам будут соответствовать реальности, если в пределах первой зоны Френеля диаметром $D_{f} \ge (2\lambda H)^{1/2}$ будет находиться почти плоский участок поверхности. Если положить высоту спутника H = 600 км и длину волны $\lambda = 20$ см, то размер такого участка должен быть не менее 400 м. Коэффициент отражения сильно зависит от состояния среды, особенно велико влияние влажности, например, для влажных торфяников M² примерно в десять раз больше чем при отражении волн от сухой песчаной почвы. Приведенные выше формулы соответствуют однородному грунту, когда є не зависит от глубины, поэтому под є понимают среднюю или «эффективную» диэлектрическую проницаемость, соответствующую толщине скин-слоя. Оценим толщину скин-слоя для случая отражения радиоволн от грунта с малой проводимостью. При проникновении волны в грунт напряженность поля убывает по экспоненте

$$E = E_0 \exp(-\alpha z), \ \alpha = \pi \lambda^{-1} \varepsilon^{1/2} \operatorname{tg} \Delta . \qquad (1.2.17)$$

Вводят также коэффициент поглощения по мощности $\gamma = 2\alpha$.

Если определить толщину скин-слоя Δz условием убывания плотности потока мощности в e = 2,72 раз, тогда, согласно (1.2.17),

$$\Delta z = \lambda \left(2\pi \ \varepsilon^{1/2} \ \text{tg} \ \Delta \right)^{-1}. \tag{1.2.18}$$

Здесь tg Δ характеризует потери в среде, а λ — длина волны при $\varepsilon = 1$ [8]. Из (1.2.18) следует, что «эффективная» толщина верхнего слоя среды, существенная для отражения радиоволн, пропорциональна λ и обратно пропорциональна tg Δ . Очень сухой песчаный или известковый грунт в диапазоне $\lambda = 1 \div 5$ м имеет tg $\Delta \approx 0,017$, поэтому в метровом диапазоне величина $\Delta z \approx 5\lambda$. Сантиметровые и дециметровые волны сильно поглощаются в грунтах, Δz в этом случае меньше λ . Влажность сильно уменьшает Δz , при влажных грунтах можно считать, что для отражения сантиметровых волн существенен лишь тонкий поверхностный слой почвы. В табл. 1.2.3 приведены ориентировочные значения глубины Δz и приводимости грунта.

Рассмотрим далее отражение радиоволн гладкой сферической поверхностью. Реальный рельеф может сильно отличаться от сферы, если же выполнено условие (1.2.12), то можно считать, что неровная поверхность Земли отражает радиоволны как идеальная сфера. Примем, что это

Таблица 1.2.3

Диэлектрическая проницаемость, удельная провод	димость, коэффициент
поглощения и толщина скин-слоя для часто	оты f = 100 МГц

Среда распространения	Дизлектри- ческая проницае- мость	Проводимость, м ⁻¹ Ом ⁻¹	Поглоще- ние, дБ м ⁻¹	Скин-слой Дz, м
Сухая почва	3-4	0,000011-0,002	0,01–1,6	3–230
Влажная почва	10–30	0,003–0,030	1,5-8,9	0,5–2,5
Грунт песчаный сухой	3	0,00015	0,14	31
Песчаник влажный	6–25	0,007–0,04	2,3–30	0,13–1,9
Песчаник мерзлый	5	0,008	5,7	0,76
Сланец влажный	7	0,1	45	0,097
Известняк влажный	8	0,025	14	0,31
Базальт влажный	8	0,01	5,6	0,78
Гранит влажный	7	0,001	0,6	7,2
Вода пресная	81	0,001	0,18	24
Вода морская	81	4	330	0,013
Лед при T = -20 ⁰ C	3,7	2,1.10-8	0, 01	430

условие выполнено, и радиус Земли *а* много больше длины волны. При выполнении этих условий можно использовать лучевые представления и найти коэффициент отражения путем определения изменения площади сечения лучевой трубки, обусловленной отражением от сферы. Проанализируем сначала случай, когда спутник-излучатель и спутник-приемник сигналов разнесены, т. е. случай бистатической радиолокации, соответствующий рис. 1.1.4. При отражении радиоволн от сферы лучевая трубка будет иметь увеличенные угловые размеры, следовательно, плотность потока мощности будет меньше, чем при отражении от плоскости, касательной к сфере в точке зеркального отражения, где угол падения равен углу отражения. Площадь поперечного сечения лучевой трубки при отражении от плоскости обозначим ds, а при отражении от сферы dS. Коэффициент отражения радиоволн по мощности η^2 будет равен отношению указанных площадей, умноженному на квадрат коэффициента отражения Френеля $M_{1,2}$,

$$\eta^2 = M_{1,2}^2 \frac{ds}{dS}.$$
 (1.2.19)

Вывод выражения для отношения площадок ds(dS)⁻¹ есть во многих книгах (см., например [8]). В результате использования только геометрических соотношений находят следующую формулу:

$$\frac{ds}{dS} = \frac{a^2 (r_1 + r_2)^2 \sin \psi \cos \psi}{\left[2 r_1 r_2 + a(r_1 + r_2) \sin \psi\right] R_1 R_2 \sin \xi}.$$
 (1.2.20)

Здесь в соответствии с рис. 1.1.4 $R_{1,2}$ — расстояния от спутников до центра Земли (точка O), $r_{1,2}$ — расстояния от спутников до области зеркального отражения P, угол AOG обозначен как ξ . Из выражений (1.2.19) и (1.2.20) следует формула для коэффициента отражения по мощности:

$$\eta^{2} = \frac{M_{1,2}^{2} \sin \psi}{\left[\sin \psi + \frac{2 r_{1} r_{2}}{a(r_{1} + r_{2})}\right] \left[1 + \frac{2 r_{1} r_{2} \sin \psi}{a(r_{1} + r_{2})}\right]}.$$
 (1.2.21)

Использовав связь коэффициента отражения η с эффективной радиолокационной площадью σ (1.2.9) и формулу (1.2.21), получим

$$\sigma = \frac{4\pi M_{1,2}^2 r_1^2 r_2^2 \sin\psi}{\left(r_1 + r_2\right)^2 \left[\sin\psi + \frac{2 r_1 r_2}{a(r_1 + r_2)}\right] \left[1 + \frac{2 r_1 r_2 \sin\psi}{a(r_1 + r_2)}\right]}.$$
 (1.2.22)

Выражения (1.2.21) и (1.2.22) позволяют определить коэффициент отражения η и эффективную площадь σ при произвольном расположении излучателя и приемника радиоволн. На рис. 1.2.2. приведены зависимости σ для сферической поверхности Земли от угла ψ для двух высот спутников 600 км (1) и 1200 км (2). Видно, что при малых углах ψ отражение от сферической поверхности мало, для $\psi = 18^{0} - 30^{0}$ эффективная поверхность максимальна, а при $\psi > 60^{0}$ она почти не зависит от угла ψ .



Рис. 1.2.2. Зависимости σ/π a²M² от угла скольжения ψ при бистатической радиолокации поверхности

Рассмотрим далее отражение радиоволн гладкой сферической поверхностью, когда передающая и приемная антенны расположены в одном пункте и $\psi = 90^{\circ}$ (случай моностатической локации по вертикали). Положим в (1.2.21) $r_1 = r_2 = H$, $\psi = 90^{\circ}$, и найдем, что

$$\eta^{2} = \frac{a^{2} \mathrm{M}^{2}}{(\mathrm{H}+a)^{2}} \approx \mathrm{M}^{2} \oplus, \qquad (1.2.23)$$

$$\sigma = \frac{\pi a^2 M^2 r^2}{(r+a)^2} \approx \pi H^2 M^2. \qquad (1.2.24)$$

В этих приближенных формулах учтено, что $a \gg H$. Из (1.2.23) следует, что для не слишком большой высоты спутника, при $\psi = 90^0$ коэффициент отражения от гладких участков поверхности Земли будет таким же, как и от плоской поверхности. Это соотношение позволяет сделать простую оценку вариаций уровня принимаемого сигнала при вертикальном зондировании ровных участков поверхности, когда М может изменяться в больших пределах. В таблице 1.2.2 были приведены значения коэффициента отражения для этого случая. Необходимо подчеркнуть, что это наибольшие возможные значения η . Рассмотренные соотношения справедливы, если выполнено условие (1.2.12) и поверхность может считаться гладкой сферой. Это условие может выполняться для метровых радиоволн, но оно несправедливо в дециметровом и сантиметровом диапазонах. Реальные поверхности имеют сложный рельеф, так что почти всегда реализуется рассеяние радиоволн статистически неровной поверхностью, а не их зеркальное отражение.

Приведем, следуя [9,10], результаты теории рассеяния волн неровной поверхностью, когда средняя поверхность плоская, а её линейные размеры много больше длины волны и много меньше расстояний до излучателя или приемника. Будем считать также, что расстояние корреляции высот неровностей много меньше линейных размеров участка рассеивающей поверхности, т. е. на поверхности располагается много характерных неровностей высот. Необходимо найти удельную площадь и диаграмму рассеяния волн как функцию угловых координат при заданных статистических характеристиках поверхности. Теоретический анализ этой задачи удается довести до конечных соотношений для двух моделей поверхности. В первой модели предполагается, что неровности поверхности имеют радиусы кривизны много большие длины волны, а их наклоны малы, в этой модели высоты неровностей могут быть сколь угодно больше длины волны. Такая поверхность имеет обширные квазиплоские участки, от которых происходит почти зеркальное отражение волн. Вторая модель соответствует мелкомасштабной неровности, когда отклонение поверхности от плоскости меньше длины волны, а наклоны поверхности могут быть большими, такая поверхность приводит к диффузному рассеянию радиоволн. Дадим итоги анализа этих задач, отметив лишь основные моменты теории.

Рассмотрим сначала случай первой модели поверхности, когда рассеянное поле находится методом Кирхгофа по значениям поля на поверхности. Приближенное значение поля на рассеивающей поверхности задается как сумма падающей и отраженной волн; отраженную волну находят по правилам геометрической оптики для множества плоскостей, касательных к неровной поверхности. Метод Кирхгофа в такой форме справедлив при выполнении следующих условий: длина волны должна быть мала по сравнению с радиусом кривизны неровностей, а направление наблюдения близко к условию зеркального отражения от наклонного участка поверхности. Последнее условие выполняется только для некоторых участков поверхности. Однако этим методом можно пользоваться для всей неровной поверхности, так как основной вклад в рассеянное поле дают те участки, от которых волна при зеркальном отражении попадает в точку наблюдения. Эффектами деполяризации пренебрегают, т. е. рассматривают скалярное волновое поле. Форму неровной поверхности задают случайной функцией z(x,y) и предполагают, что высоты неровностей z распределены по нормальному закону, а соответствующая корреляционная функция $B(\rho)$ известна. Рассеянное поле Е находится через значения поля на поверхности Е, с помощью формулы Грина

$$\mathbf{E} = -\frac{1}{4\pi} \int_{\mathbf{S}} \left[\mathbf{E}_{\mathbf{s}} \frac{\partial}{\partial \mathbf{n}} \left(\frac{\mathbf{e}^{\mathbf{i} \, \mathbf{\kappa} \, \mathbf{r}_2}}{\mathbf{r}_2} \right) - \frac{\mathbf{e}^{\mathbf{i} \, \mathbf{\kappa} \, \mathbf{r}_2}}{\mathbf{r}_2} \frac{\partial \, \mathbf{E}_{\mathbf{s}}}{\partial \, \mathbf{n}} \right] \, \mathrm{dS} \quad . \tag{1.2.25}$$

Здесь $\frac{\partial}{\partial n}$ — производная по нормали к поверхности, r_2 — рас-

стояние от произвольной точки на поверхности до радиолокатора, $\kappa = 2\pi \lambda^{-1}$. Формула Грина предполагает интегрирование по замкнутой поверхности, охватывающей область рассеяния волн. Если считать, что источником поля является рассеивающая поверхность S, то интегрирование в (1.2.25) можно проводить только по этой поверхности. Предполагается, что поле на поверхности E_s приближенно можно представить как сумму падающей и отраженной волн от квазиплоских участков с соответствующим коэффициентом отражения Френеля. Считается, что приемно-передающая антенна радиолокатора выделяет из обширной поверхности участок площадью S, для этого участка необходимо опредслить поле Е по формуле (1.2.25). Опустим сложный анализ этой формулы и приведем конечный результат в (1.2.28) и (1.2.30). При анализе выражения (1.2.25) задают конкретный вид корреляционной функции $B(\rho)$, которая должна возможно точнее описывать статистические свойства неровной поверхности. Обычно используют следующие представления этой функции:

$$\mathbf{B}(\rho) = \exp\left(-\frac{|\rho|}{l}\right), \qquad (1.2.26)$$

или

$$B(\rho) = \exp\left(-\frac{\rho^2}{l^2}\right). \qquad (1.2.27)$$

В этих формулах ρ — расстояние между близкими точками на поверхности, а l — условный горизонтальный масштаб неровностей. Необходимо подчеркнуть, что при определении сложного интеграла (1.2.25) делается несколько трудно контролируемых приближений и находится приближенное значение Е. Далее определяется плотность потока мощности рассеянных радиоволн Р, нормированная на величину P_0 , соответствующую свободному распределению волн, и так определяется эффективная поверхность рассеяния волн. Если задают корреляционную функцию по (1.2.27), то получают:

$$\sigma = \sigma_0 F(\psi) = \frac{M^2}{2 \gamma_1^2 \sin^4 \psi} \exp\left(-\frac{\text{ctg}^2 \psi}{2 \gamma_1^2}\right), \qquad (1.2.28)$$

$$\mathbf{F}(\boldsymbol{\psi}) = \sin^{-4} \boldsymbol{\psi} \, \exp\left(-\frac{\operatorname{ctg}^2 \boldsymbol{\psi}}{2 \, \gamma_1^2}\right). \quad (1.2.29)$$

Здесь $F(\psi)$ — диаграмма обратного рассеяния, нормированная к единице при $\psi = 90^{\circ}$, $\gamma_1^2 = 2 z_0^2 l^{-2}$ — средний квадрат наклонов неровностей поверхности. Из этих формул следует, что σ не зависит от длины волны, диаграмма обратного рассеяния определяется только средним квадратом наклонов неровностей поверхности γ_1^2 , а σ_0 зависит от γ_1^2 и от диэлектрической проницаемости грунта. Для случая экспоненциальной корреляционной функции (1.2.26) получают:

$$\sigma = \sigma_0 F(\psi) = \frac{C M^2}{2} \left(\sin^4 \psi + C \cos^2 \psi \right)^{-3/2}, \qquad (1.2.30)$$

$$F(\psi) = \left(\sin^4 \psi + C \cos^2 \psi\right)^{-3/2}.$$
 (1.2.31)

Здесь C = $(4\pi z_0 \lambda^{-1} \gamma_1)^{-2}$, z_0 — среднеквадратичное отклонение высот неровностей, а средний квадрат углов наклона неровностей γ_1^2 определяется соотношением $\gamma_1^2 = z_0^2 l^{-2}$. В (1.2.28) и (1.2.30) М есть коэффициент отражения Френеля для $\psi = 90^{\circ}$, он соответствует соотношению (1.2.16). Из (1.2.30) следует, что характеристики обратного рассеяния радиоволн для экспоненциальной корреляционной функции В(ρ) зависят не только от параметров неровностей поверхности, но и от длины волны. Два варианта теории, соответствующие разным корреляционным функциям, включают в итоговые формулы разные параметры у и С. При сравнении теории с экспериментальными данными оказалось, что параметры у и С зависят от длины волны, однако теория не дает правильной зависимости этих величин от λ . Принято считать, что при рассеянии радиоволн разных диапазонов существенны составляющие рельефа с различными характерными масштабами, поэтому у1 и С должны быть разными для разных длин волн. Обратим внимание, что теоретические характеристики рассеяния σ и $F(\psi)$ не зависят от поляризации радиоволн, а деполяризация отсутствует, т. е., $\sigma_{hh} = \sigma_{vv}$, $\sigma_{hv} = 0$ (см. табл. 1.2.1). Формулы (1.2.28), (1.2.30) соответствуют диффузной компоненте поля, в них нельзя параметр γ_1 полагать равным нулю или очень малым значениям. При $\psi = 90^0$

и очень малых γ_1 будет существенна когерентная составляющая поля, соответствующая формулам (1.2.23), (1.2.24). При почти вертикальном зондировании поверхности должны наблюдаться очень большие вариации интенсивности принимаемых сигналов.

Обратимся далее к задаче об обратном рассеянии волн мелкомасштабными неровностями. Анализ этой задачи удается провести с использованием метода малых возмущений, если выполнены следующие условия:

$$\kappa z_0 \sin \psi \ll 1$$
, $\left| \frac{dz}{dx} \right| \ll 0.3$, $\left| \frac{dz}{dy} \right| \ll 0.3$. (1.2.32)

В этом случае среднеквадратическое отклонение высот неровностей z_0 должно быть меньше λ , а наклоны неровностей могут быть значительными. Поле в этом случае представляют суммой когерентной и диффузной составляющих. Когерентная составляющая в первом приближении метода малых возмущений равна полю, соответствующему отражению от плоской поверхности с учетом коэффициентов Френеля M_{1.2}. Диффузная компонента, порождаемая рассеянием на неровностях поверхности, обусловливает изменение поляризации рассеянных волн и приводит к незначительному уменьшению энергии когерентной составляющей поля. Анализ диффузной составляющей представляет интерес в случае, когда приемник и передатчик совмещены ($\psi < 90^{\circ}$) и существенно лишь обратное рассеяние волн. При решении этой задачи неровную поверхность z = z(x,y) представляют разложением в двумерный интеграл Фурье, что позволяет ввести спектр неровностей поверхности $\Phi_z(K_s)$ и говорить об «интенсивности» спектральной компоненты неровной поверхности с соответствующим «волновым числом поверхности» $K_s = 2\pi \Lambda_s^{-1}$. Здесь Λ_s — «период» горизонтального масштаба неровностей поверхности. В результате анализа показано, что плотность потока энергии рассеянных радиоволн пропорциональна «интенсивности спектральной компоненты» неровной поверхности, соответствующей следующему условию:

$$K_{s} = 2\pi \Lambda_{s}^{-1} = 4\pi \lambda^{-1} \cos \psi . \qquad (1.2.33)$$

Отметим, что это соотношение соответствует условию Брэга для рассеяния электромагнитных волн на кристалле. Это условие означает, что разность фаз между радиоволнами, рассеянными под углом Ψ на неровностях масштаба Λ_s , равна 2π , и следовательно, рассеянные волны суммируются в дальней зоне в фазе. В результате решения задачи об обратном рассеянии волн получены следующие выражения для удельной эффективной поверхности:

$$\sigma_{hh} = 4\pi \kappa^4 \sin^4 \psi \Phi_z(K_s) M_h^2,$$

$$\sigma_{vv} = 4\pi \kappa^4 (1 - \cos^2 \psi)^2 \Phi_z(K_s) M_v^2,$$
 (1.2.34)

$$\sigma_{hv} = 0.$$

Здесь $\Phi_{z}(K_{s})$ спектральная плотность высот неровной поверхности для волнового числа K_{s} , соответствующего условию (1.2.33). Множители M_{h} и M_{v} зависят от угла ψ и диэлектрической проницаемости вещества поверхности:

$$M_{\mu} = \frac{\varepsilon - 1}{\left[\sin\psi + (\varepsilon - \cos^{2}\psi)^{1/2}\right]^{2}}, \qquad (1.2.35)$$
$$M_{\nu} = \frac{(\varepsilon - 1)\left[\varepsilon\left(\cos^{2}\psi - 1\right) + \cos^{2}\psi\right]}{\left[\varepsilon\sin\psi + (\varepsilon - \cos^{2}\psi)^{1/2}\right]^{2}}.$$

Из (1.2.34) следует, что зависимость σ_{hh} и σ_{vv} от длины волны одинакова, она определяется спектром $\Phi_z(K_s)$. Теорию рассеяния волн на мелкомасштабных неровностях поверхности можно довести до численных результатов, если задать конкретный вид спектра $\Phi_z(K_s)$ или соответствующую корреляционную функцию высот неровностей $B(\rho)$, т. к. корреляционная функция $B(\rho)$ и соответствующий спектр $\Phi_z(K_s)$ связаны преобразованием Фурье. Если распределение высот изотропно, то $B(\rho)$ зависит только от расстояния между двумя точками на поверхности ρ . В этом случае можно подобрать подходящую зависимость $B(\rho)$, примерно соответствующую реальной поверхности, найти спектр $\Phi_z(K_s)$ и, согласно (1.2.34), получить явную зависимость эффективной поверхности обратного рассеяния σ от угла ψ , длины волны λ . Если задать $B(\rho)$ формулой (1.2.27), то по (1.2.34) можно получить следующие зависимости:

$$\sigma_{\rm hh} = 4 \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^4 z_0^2 l^2 M_{\rm h}^2 \sin^4 \psi \exp\left[-\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)^2 \cos^2 \psi\right],$$
(1.2.36)
$$\sigma_{\rm vv} = 4 \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^4 z_0^2 l^2 M_{\rm v}^2 \sin^4 \psi \exp\left[-\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)^2 \cos^2 \psi\right].$$

Здесь множители M_h и M_v определяются формулой (1.2.35). При вертикальном падении радиоволн диффузная компонента поля, согласно (1.2.25), выражается соотношениями:

$$\sigma = 4 \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^4 z_0^2 l^2 M^2$$
, (1.2.37)

где M есть коэффициент отражения Френеля для угла $\psi = 90^{\circ}$. Основная энергия волн при $\psi = 90^{\circ}$ заключена в когерентной «зеркальной» компоненте поля (см. формулы (1.2.8), (1.2.23), (1.2.24)).

Обсудим результаты теоретического анализа задачи об обратном рассеянии радиоволн неровной поверхностью. Заметим, что параметры неровной поверхности z₀, *l* в формулах (1.2.36) для мелкомасштабных неровностей (вторая модель поверхности) и γ_1 , z_0 , l в формулах (1.2.28), (1.2.30) для крупномасштабных неровностей (первая модель) имеют совершенно различные численные значения. Если поверхность имеет плавные пологие склоны, радиусы кривизны которых много больше длины волны (первая модель), то вне зависимости от высоты неровностей поверхности должны проявляться следующие закономерности. Для гауссовой корреляционной функции $B(\rho)$ удельная площадь рассеяния σ описывается формулой (1.2.28), в которую входит один параметр γ_1 — средний наклон неровностей; при уменьшении угла ψ происходит резкое убывание σ , не зависящее от длины волны. Для случая экспоненциальной корреляционной функции B(ρ) получаются иные закономерности $\sigma(\psi)$, выраженные формулой (1.2.30). Рассеивающие свойства поверхности формально описываются одним параметром С, в который включены две характеристики γ_1 и $z_0 \lambda^{-1}$. Существенно, что в этом случае σ зависит и от λ , и от отношения средней высоты неровностей к длине волны. При уменьшении ψ также происходит быстрое убывание $\sigma(\psi)$, зависящее от C, а следовательно, от λ . В обоих вариантах теории рассеяния на крупномасштабных неровностях σ не зависит от поляризации радиоволн. Этот вывод теории противоречит экспериментам, т. к. наблюдаются значительные различия значений σ_{hh} и σ_{vv} , а также регистрируется эффект «перекрестной поляризации», когда $\sigma_{hv} \neq 0$. На рис. 1.2.3 показаны теоретические зависимости диаграммы обратного рассеяния $F(\theta)$ для гауссовой (график 1) и экспоненциальной (график 2) корреляционной функции $B(\rho)$. Эти зависимости соответствуют следующим параметрам: $\gamma_1 = 6^0$ (график 1) и C = 100, т. к. принято C $\approx \gamma_1^{-2}$. Вторая модель соответствует поверхности, когда средние высоты неровностей малы по сравнению с длиной волны, а углы наклонов γ_1 могут быть значительными. Согласно (1.2.36) зависимость $\sigma(\psi)$ определяется двумя параметрами z_0 *l* и *l* λ^{-1} . Существенно, что $\sigma(\psi)$ зависит от поляризации радиоволн. Для второй модели поверхности характерно относительно медленое уменьшение σ при уменьшении угла ψ и очень сильная зависимость от λ .



Рис. 1.2.3. Теоретические диаграммы обратного рассеяния для двух моделей поверхности

Реальные поверхности имеют и крупномасштабные неровности с малыми углами наклона и мелкомасштабные особенности рельефа, поэтому зависимость $\sigma(\theta)$ будет содержать свойства и первой и второй моделей
поверхности. В связи с этим был развит вариант теории, включающий обе модели, когда на крупномасштабные неровности были «наложены» мелкомасштабные неровности. В этом варианте теории были введены несколько параметров поверхности и так удалось получить кажущееся соответствие теоретической и экспериментальных зависимостей.

Таблица 1.2.4

– σ_{hh}, дБ		– <i>σ</i> _{vv}, дБ		– <i>о</i> њу, дБ		Тип пореручаети		
21	λ ₂	λ 1	λ_2	Â1	λ2			
25	16	20	15	34	30	Голый грунт		
20	13	18	12	32	25	Луг		
9	8	10	10	18	16	Сельскохозяйственные поля		
11	9	12	9	18	14	Горный лес		
14	7	13	7	20	14	Влажный заболоченный лес		
5	6	10	10	14	13	Хвойный лес		
	8		8		15	Лиственный лес		
	8		7		13	Смешанный лес		

Удельная площадь обратного рассеяния радиоволн при θ = 30⁰-40⁰ для λ_1 = 70 см и λ_2 = 24 см

Холмы, барханы пустынь, горные районы и льды столь сильно различны, что более надежные сведения о зависимостях $\sigma(\psi)$ могут быть получены только в результате проведения обширных экспериментальных исследований. Приведем реальные характеристики обратного рассеяния радиоволн для разных видов поверхностей: грунтов без растительности, почв, покрытых лесами или сельскохозяйственными культурами. В таблице 1.2.4 приведены для углов $\theta = 30^{\circ}$ -40° и длин волн $\lambda_1 = 70$ см и $\lambda_2 = 24$ см значения $\sigma_{\rm hh}$, $\sigma_{\rm yy}$ и $\sigma_{\rm hy}$. Для полей с сельскохозяйственными культурами и хвойного леса наблюдаются большие значения $\sigma_{hb} = -(5 \div 8)$ дБ, а для ровных грунтов без растительности характерны малые $\sigma_{\rm hh} = -(16 \div 25)$ дБ. Деполяризарадиоволн велика ДЛЯ хвойного или влажного леса. ЦИЯ когда $\sigma_{\rm hv} = -(13 \div 20)$ дБ, а для грунта или лугов характерно малое значение $\sigma_{\rm hv} = -(25 \div 34)$ дБ. В дециметровом диапазоне зависимость $\sigma_{\rm hh}$, $\sigma_{\rm vv}$ от λ проявляется слабо, она заметна для грунтов и лугов, а в случае лесов она отсутствует. Гораздо большие различия $\sigma_{\rm hh}$, $\sigma_{\rm vv}$, $\sigma_{\rm hv}$ наблюдаются при сравнении данных диапазонов сантиметровых, дециметровых и метровых волн, поэтому при радиолокационном мониторинге поверхностей $\sigma_{\rm bh}$, $\sigma_{\rm vv}$, $\sigma_{\rm bv}$ измеряют в этих диапазонах для нескольких значений угла θ , например, 10⁰, 30°, 50°. При этом получают матрицу из нескольких значений от дающую

достаточно полные сведения о рассеивающих свойствах поверхности. Такая матрица, определенная в разных условиях, позволяет осуществлять мониторинг поверхностей; она дает сведения о состоянии пустынь и льдов, лесов и о биомассе растений. Экспериментальную зависимость $\sigma(\theta)$, выраженную в децибелах, иногда аппроксимируют полиномом

$$\sigma(\theta) = \mathbf{A} - \mathbf{B}\theta - \mathbf{C}\theta^2 - \mathbf{D}\theta^3. \qquad (1.2.38)$$

Здесь А,В,С,D — параметры, зависящие от состояния поверхности.



Рис. 1.2.4. Пример усредненной зависимости σ(ψ) для взволнованной поверхности моря

Исследования обратного рассеяния радиоволн поверхностью моря были сначала осуществлены с целью изучения мешающего влияния отражений при радиолокации морских целей, для этого проводились измерения зависимости $\sigma(\psi)$ с использованием береговых радиолокаторов, когда угол $\psi = 0, 3^0 \div 5^0$. Использование радиолокаторов, установленных на спутниках, позволило подробно исследовать зависимость $\sigma(\psi)$ в диапазоне углов $\psi = 10^0 - 90^0$ при разной степени волнения моря. В результате общирных экспериментальных исследований было установлено, что в зависимости $\sigma(\psi)$ следует выделить три области изменения угла ψ , где проявляются различные закономерности. На рис. 1.2.4 приведена типичная экспериментальная зависимость $\sigma(\psi)$ для $\lambda = 3$ см. При $\psi = 90^0 - 70^0$ (первая область) наблюдается быстрое уменьшение σ при уменьшении ψ . Для этой области экспериментальная зависимость $\sigma(\psi)$ удовлетворительно соответствует теории квазизер-

кального отражения от крупномасштабных волн с малыми наклонами поверхности. При подборе подходящего значения γ_1 формула (1.2.28) удовлетворительно соответствует экспериментальным данным. При уменьшении угла скольжения в пределах от 60° до 15° (вторая область) σ медленно уменьшается. В этой области углов ψ почти всегда $\sigma_{vv} > \sigma_{hh}$, что не соответствует варианту теории с крупномасштабными неровностями поверхности, в которой σ не зависит от поляризации радиоволн. Принято считать, что во второй области углов и существенен другой фактор рассеяния радиоволн, когда на крупномасштабные неровности накладываются «капиллярные», мелкие волны ряби. Для согласования теории с экспериментами был разработан вариант теории, в котором учитывается наложение на крупномасштабные пологие неровности мелких «капиллярных» волн ряби. Такое согласование теории с экспериментом мало убедительно, т. к. в теорию входит несколько «свободных» параметров, варьированием которых и достигается соответствие теории с опытами. Для малых углов $\psi = 0.3^0 - 4^0$ (третья область) происходит резкое убывание о при уменьшении угла скольжения, при этом σ_{vv} больше σ_{hh} . Различие этих величин в сантиметровом диапазоне при слабом волнении достигает 5 ÷ 17 дБ, а при сильном волнении σ_{vv} и σ_{bb} имеют примерно одинаковые значения. При увеличении длины волны σ уменьшается: так, при переходе от $\lambda = 3$ см к $\lambda = 9$ см σ уменьшается на 3 ÷ 12 дБ. При теоретическом анализе оказалось, что для столь малых углов скольжения важен учет затенения части рассеивающей поверхности крупными волнами, в теорию был введен «множитель затенения». Для малых углов скольжения становятся неэффективными уточнения теории и поэтому часто используют аппроксимацию экспериментальных зависимостей $\sigma(\psi)$ простыми функциями. Для первой и второй области изменения углов падения $\theta = 90^0 - \psi$ хорошо соответствует экспериментам следующая аппроксимация:

$$\sigma = \sigma_0 \exp\left(-\frac{\theta}{\theta_1}\right). \tag{1.2.39}$$

Здесь для углов $1^0 < \theta < 10^0$ параметр $\theta_1 = 6^0$, а для $15^0 < \theta < 60^0$ следует положить $\theta_1 = 12^0$. Для очень малых углов скольжения ψ применяют аппроксимацию

$$\sigma = \sigma_0 \, \sin^m \psi \,, \qquad (1.2.40)$$

где m $\approx 2 \div 4$. Эти эмпирические формулы соответствуют весьма условному «среднему» волнению морской поверхности. Для целей радиолокационного мониторинга морской поверхности необходимо было найти связь параметров рассеяния радиоволн со скоростью ветра v_w . Оказалось, что для углов падения $\theta = 20^0 \div 70^0$ можно установить связь $\sigma u v_w$. Исследования показали, что измеренные значения σ_{vv} и σ_{hh} в направлении «против ветра» почти всегда больше, чем эти величины, зарегистрированные на трассах «по ветру»; при $\theta = 40^0$ и $\lambda = 2$ см это различие может достигать 3 ÷ 5 дБ. Экспериментальные зависимости $\sigma(\theta)$ могут быть удовлетворительно аппроксимированы выражением

$$\sigma(\theta) = A(\theta) v_w^{\gamma} \left[1 + B(\theta) \cos \varphi + C(\theta) \cos 2\varphi \right], \qquad (1.2.41)$$

где v_w — скорость приводного ветра, φ — угол между плоскостью обратного рассеяния радиоволн и направлением ветра, γ — параметр. Подробные справочные характеристики рассеивающих свойств разных типов поверхностей приведены в [11,12,13].

1.3. Ослабление и запаздывание радиоволн в атмосфере и ионосфере

Распространение волн от спутника до поверхности в задачах радиолокации часто можно считать свободным, поэтому связь мощности на входе приемника с мощностью передатчика в большинстве случаев соответствует соотношению (1.2.3). Влияние атмосферы и ионосферы приводит к появлению относительно слабых эффектов — наблюдается небольшое поглощение и увеличивается время распространения радиоволн, но в диапазонах миллиметровых и метровых волн эти эффекты могут быть значительными. Миллиметровые и сантиметровые радиоволны испытывают ослабление в тропосфере, так как в этом диапазоне существенно поглощение кислородом и парами воды. При анализе ослабления радиоволн вводят коэффициент поглощения γ , считая, что уменьшение потока мощности радиоволн на величину dP пропорционально элементу длины d1 и потоку мощности P

$$d\mathbf{P} = -\gamma \mathbf{P} \, d\mathbf{I} \,. \tag{1.3.1}$$

Общее ослабление радиоволн на трассе спутник-поверхность, найденное как отношение начального значения потока энергии волн P₀ и его уменьшенного значения P, определяется интегрированием (1.3.1) по лучевой линии AP в пределах участка трассы с учетом того, что коэффициент поглощения γ зависит от высоты h над поверхностью Земли

$$Y = \frac{P}{P_0} = \exp\left(-\int \gamma \, dl\right). \tag{1.3.2}$$

Тропосфера содержит два поглощающих газа, поэтому возможно представление $\gamma = \gamma_w + \gamma_0$, где γ_w и γ_0 соответственно коэффициенты поглощения парами воды и кислородом.

Молекула паров воды имеет постоянный электрический момент, взаимодействие которого с электромагнитным полем обусловливает ослабление волн и приводит к появлению трех линий поглощения с резонансными частотами, равными 22,3 ГГц, 183,4 ГГц и 323,8 ГГц. Были осуществлены многочисленные измерения коэффициента поглощения миллиметровых волн парами воды. Эксперименты в соответствии с теорией показали, что поглощение пропорционально абсолютной влажности и квадрату давления. Зависимость его от температуры более сложная, однако приближенно ее можно считать близкой к T_a^{-1} , поэтому коэффициент поглощения парами воды может быть представлен приближенным соотношением

$$\gamma_{\rm w} = e_{\rm a} P_{\rm a}^2 T_{\rm a}^{-1} F_{\rm I}(\lambda)$$
 (1.3.3)

Такое представление удобно потому, что метеорологические параметры: влажность — e_a , давление P_a и температура — T_a , зависящие от высоты, выделены отдельными множителями, а эффекты, обусловленные формой линии поглощения и требующие квантомеханического анализа, отражены функцией $F_1(\lambda)$. Такое выделение множителей приближенно, т. к. форма спектральных линий также зависит от давления и температуры. Для приповерхностных условий $P_a = 1$ атм, $T_a = 15-20^{\circ}$ С зависимость коэффициента поглощения парами воды от частоты для f < 200 ГГц определяется приближенной формулой:

$$\gamma_{\rm w} = \left[0,067 + \frac{\alpha_1}{\left(f - 22,3\right)^2 + \beta_1} + \frac{\alpha_2}{\left(f - 183,4\right)^2 + \beta_2}\right] f^2 e_{\rm a} \cdot 10^{-4}. \quad (1.3.4)$$

Здесь величины имеют следующие размерности: $\gamma_{\rm w}$ — дБ км⁻¹, частота f — ГГц, влажность $e_{\rm A}$ — гр.м⁻³. Параметры α и β для температуры 15⁰C

и 20°С имеют значения: α_1 равно 3 и 2,4; α_2 равно 10 и 7,3; β_1 равно 7,3 и 6,6; β_2 равно 9 и 5. На рис. 1.3.1 приведены результаты расчета (сплошная кривая) и измерений (точки) коэффициента поглощения радиоволн парами воды при нормальных условиях $P_a = 1$ атм., $T_a = 293^{\circ}$ K, $e_a = 7,5$ гр.м⁻³.



Рис. 1.3.1. Зависимость коэффициента поглощения парами воды от λ

Молекула кислорода имеет дипольный магнитный момент, что обусловливает появление одиночной линии поглощения на частоте 119 ГГц и комплекса линий вблизи частоты 60 ГГц. При давлении около одной атмосферы линии вблизи частоты 60 ГГц не разрешаются и воспринимаются как одна размытая линия. Разрешение этих линий наступает на высотах, больших 15 км, но общее ослабление при этом оказывается малым. Зависимость коэффициента поглощения кислородом от давления и температуры может быть представлена приближенным выражением

$$\gamma_0 = \mathbf{P}_a^2 \ \mathbf{T}_a^{-5/2} \ \mathbf{F}_2(\lambda) \,. \tag{1.3.5}$$

Множитель $F_2(\lambda)$ вблизи резонансных линий поглощений также зависит от давления и температуры. Для частот, меньших резонансной, $f < 56 \Gamma \Gamma \mu$, коэффициент поглощения кислородом выражается формулой

$$\gamma_0 = \left[\frac{6,6}{f^2 + 0,33} + \frac{9}{(f - 57)^2 + 1,96}\right] f^2 \cdot 10^{-3}.$$
 (1.3.6)

Это соотношение соответствует давлению $P_a = 1$ атм, температуре $T_a = 20^{0}$ С; частота здесь имеет размерность ГГц, а γ_0 выражено в дБ.км⁻¹.

На рис. 1.3.2 приведена зависимость коэффициента поглощения кислородом от λ для указанных значений P_a и T_a . Кривая на этом рисунке соответствует теории, а точки дают экспериментальные величины коэффициента ослабления радиоволн.



Рис. 1.3.2. Коэффициент поглощения киспородом в миллиметровом диапазоне волн

Выше было дано сжатое описание поведения коэффициентов поглощения при нормальных условиях, соответствующих средним значениям давления, температуры и влажности у поверхности Земли. При анализе поглощения радиоволн в задачах радиолокации нужно определить ослабление, соответствующее вертикальному или наклонному лучу, проходящему через всю атмосферу, при этом следует учитывать изменения давления, температуры и влажности с высотой. Если исключить из рассмотрения линии поглощения, где ослабление велико, то возможен простой анализ этой задачи. Анализ показал, что коэффициенты поглощения кислородом и парами воды убывают при увеличении высоты h примерно по экспоненциальному закону. В связи с этим можно принять зависимость:

$$\gamma = \gamma_{\rm w} \exp \left(-h \, {\rm H}_{\rm w}^{-1}\right) + \gamma_0 \exp \left(-h \, {\rm H}_0^{-1}\right), \qquad (1.3.7)$$

где $H_{w,0}$ — параметры, характеризующие убывание поглощения при увеличении высоты. Величины γ_w и γ_0 соответствуют коэффициентам поглощения парами воды и кислородом у земной поверхности, т. е. формулам (1.3.4) и (1.3.6), их зависимости от длины волны приведены на рис. 1.3.1 и 1.3.2. Общее поглощение при распространении радиоволн по наклонной трассе AP определится соотношением

$$Y = \exp\left(-\frac{\gamma_w}{\cos\theta}\int_0^\infty e^{-hH_w^{-1}} dh - \frac{\gamma_0}{\cos\theta}\int_0^\infty e^{-hH_0^{-1}} dh\right). \quad (1.3.8)$$

Здесь учтено, что для наклонной трассы справедливо приближенное выражение:

$$d\mathbf{h} = dl \ \cos\theta \,, \tag{1.3.9}$$

где θ — зенитный угол луча вблизи земной поверхности. Из 1.3.8 следует

$$Y = \exp\left(-\frac{\gamma_w H_w + \gamma_0 H_0}{\cos\theta}\right), \qquad (1.3.10)$$

это приближенное выражение справедливо при $\theta < 85^{\circ}$. Анализ показал, что поглощение, обусловленное кислородом, стабильно, оно незначительно изменяется от зимы к лету параметр H₀ равен 4,3-5,4 км. Поглощение парами воды определяется влагосодержанием и потому зависит от сезона и местных метеоусловий. Для средних широт при $\lambda = 30$ и 8 мм зимой $H_w = 2,5$ км, летом $H_w = 2,1$ км, а в экваториальных районах этот параметр может варьироваться в пределах 2,8-3,4 км. Можно считать, что Н_w пропорционально интегральному содержанию влаги для вертикального луча. Соотношение 1.3.10, приведенные значения параметров H_{w0} и рис. 1.3.1 и 1.3.2 позволяют определить поглощение радиоволн, проходящих через атмосферу по наклонным трассам. На рис. 1.3.3 сплошная кривая показывает зависимость интегрального поглощения при однократном распространении волн для вертикального луча и средних летних метеоусловиях на широте 45°. Верхняя пунктирная кривая соответствует относительной влажности 100 %, а нижняя — сухой атмосфере, пунктирные кривые указывают максимальные вариации поглощения для предельных изменений влажности атмосферы. Видно, что в диапазоне 10-100 ГГц имеются два интервала частот, для которых должно наблюдаться относительно небольшое поглощение, они соответствуют диапазонам 10-19 ГГц и 28-35 ГГц. При больших зенитных углах лучевой линии поглощение будет существенно большим; так при $\theta = 84^{\circ}$ ослабление будет в 10 раз превосходить значения, указанные на этом рисунке. В задачах радиолокации следует учитывать, что волна дважды проходит трассу АР, поэтому

общее ослабление, выраженное в децибелах, будет в два раза больщим, чем это показано на рис. 1.3.3. В зависимости от влагосодержания, при локации поверхности по вертикали, поглощение 2 Y на частотах 20, 30 и 100 ГГц будет соответственно равно 0,3–1,3; 0,5–1,8 и 2–8 дБ. Здесь первые цифры соответствуют «сухой» атмосфере, а вторые — атмосфере с большой влажностью воздуха. В работах [14–22] приведено много ссылок на журнальные статьи, где дан подробный анализ поглощения радиоволн кислородом, парами воды и дождями. Тропосферное поглощение является регулярным явлением, наряду с этим наблюдается нерегулярное ослабление, обусловленное облаками и дождями. Эти явления будут рассмотрены в § 3.2.



Рис. 1.3.3. Зависимости интегрального поглощения от частоты при однократном распространении радиоволн для вертикального луча

Рассмотрим, следуя [14], запаздывание волн в атмосфере. Расстояние трассы AP = L измеряют с помощью модулированных сигналов путем определения времени распространения радиоволн $\tau/2$, при этом принимается

$$L_1 = \frac{c\tau}{2},$$
 (1.3.11)

где с — скорость распространения электромагнитной волны в вакууме, τ — время распространения волны от локатора до поверхности и обратно. В связи с возможностью высокоточных измерений времени τ , можно определить расстояние L_1 с высокой точностью, однако атмосфера и ионосфера вносят заметную погрешность при определении дальности. Этот эффект связан с тем, что скорость распространения радиоволн в атмосфере и ионосфере отличается от случая отсутствия сред и истинное расстояние L_0 будет меньше измеренного на величину ΔL . Кажущееся расстояние L, найденное вдоль лучевой линии AP, определится выражением

$$L_{1} = c \int_{0}^{H} c_{g}^{-1} dl = \int_{0}^{H} [1 + N(h)] dl. \qquad (1.3.12)$$

Здесь учтено, что отношение скоростей есть коэффициент преломления среды

$$c c_g^{-1} = n = 1 + N$$
,

где с_g и с соответственно скорость распространения радиоволн в среде и в вакууме, dl — элемент длины лучевой линии. Истинное расстояние между точками A и P есть

$$L_0 = \int_0^H dl_0, \qquad (1.3.13)$$

где dI_0 — элемент длины на прямой AB или AP (рис. 1.1.1 или 1.1.2). Кажущееся увеличение расстояния или «добавочная длина пути» ΔL при его определении радиотехническими методами в соответствии с (1.3.12) и (1.3.13) будет равно

$$\Delta L_1 = L - L_0 = \int_0^H N(h) \, dl + \left(\int_0^H dl - \int_0^H dl_0\right). \quad (1.3.14)$$

Из-за малого отклонения лучевой линии от прямой разность двух интегралов, выделенная скобками, мала по сравнению с первым членом, поэтому

$$\Delta L = \int_{0}^{H} N(h) dl, \qquad (1.3.15)$$

где N = 1 – п — приведенный коэффициент преломления.

В атмосфере N зависит от давления P_a, температуры T_a и влажности е, следующим образом:

N =
$$\frac{77.6}{T_a} \left(P_a + \frac{4810 e}{T_a} \right) \cdot 10^{-6}$$
, (1.3.16)

где давление и влажность выражены в миллибарах, а температура в градусах Кельвина. Обратим внимание, что N не зависит от частоты. В тропосфере давление и влажность в среднем убывают при увеличении высоты h по экспоненциальному, а температура примерно по линейному закону, поэтому высотный профиль приведенного коэффициента преломления можно аппроксимировать экспонентой

$$N = N_0 \exp(-b h).$$
 (1.3.17)

Приповерхностное значение приведенного коэффициента преломления N_0 , в соответствии с (1.3.16), может быть определено по измерениям P_a , T_a и e_a . В средних широтах зимой N_0 в среднем равно 3,06·10⁻⁴, летом эта величина близка к 3,3·10⁻⁴; параметр b равен 0,13 км⁻¹, он подвержен изменениям в пределах от 0,12 до 0,14 км⁻¹. Величина b может быть определена по значению N_0 с учетом того, что приведенный коэффициент преломления на высоте 10 км, где N равно 9,2·10⁻⁵, отличается постоянством. С учетом этого обстоятельства и выражения (1.3.17) имеем

$$b = -\frac{1}{10} \ln\left(\frac{9.2 \cdot 10^{-5}}{N_0}\right).$$
(1.3.18)

Из соотношений (1.3.16), (1.3.17) и (1.3.18) следует, что приближенная зависимость N(h) может быть найдена по приповерхностным значениям давления, температуры и влажности.

Напомним далее зависимость коэффициента преломления радиоволн от частоты и высоты в ионосфере. Приведенный коэффициент преломления плазмы для высоких частот определяется простым соотношением

$$N = -\chi N_e f^{-2}, \qquad (1.3.19)$$

здесь $\chi = 40, 4$, если электронная концентрация N_e выражена в м⁻³, а частота f — в Гц. Из этой формулы следует, что N отрицательно, а зависимость N(h) повторяет высотный профиль электронной концентрации ионосферы $N_e(h)$; существенно, что приведенный коэффициент преломления убывает при увеличении частоты как f^{-2} .

Для определения ΔL по формуле (1.3.15) нужно дать связь элемента длины лучевой линии dl c dh. Для определения поправки ΔL_t , обусловленной тропосферой,

$$dh = \cos\theta \, dl, \qquad (1.3.20)$$

а для ионосферной поправки ΔL_i справедливо приближенное соотношение

$$dh \approx \cos\theta_{\rm m} dl \ . \tag{1.3.21}$$

В этих формулах θ — зенитный угол лучевой линии у поверхности Земли, а θ_m на высоте h = 350 км (область главного ионосферного максимума).

Из выражения (1.3.21) и соотношения (1.3.20) получим следующую формулу для атмосферного запаздывания.

$$\Delta L_{t} = \cos^{-1} \theta \int_{0}^{H} N(h) dh. \qquad (1.3.22)$$

Из (1.3.22) с учетом (1.3.17), получим

$$\Delta L_{t} = N_{0} b^{-1} \cos^{-1} \theta. \qquad (1.3.23)$$

Это выражение соответствует однократному распространению волн по трассе спутник—поверхность, при радиолокации ΔL_t будет в два раза больним. Из(1.3.23) следует, что при радиолокации для вертикального направления $2\Delta L_t = 2N_0 b^{-1}$, параметр b, согласно (1.3.18), выражается через N₀, поэтому ΔL_t определяется приземным значением приведенного коэффициента преломления радиоволн N₀ и зенитным углом θ . Поправка на запаздывание радиоволн в тропосфере $2\Delta L_t$ для средних широт при $\theta = 0$ равна 4,6–4,8 м зимой и 4,8–5 м в летний период. При больших зенитных углах величина $2\Delta L_t$ имеет большое значение; так, для $\theta = 80^0$ она достигает 32–42 м. Простая формула (1.3.23), с учетом соотношения (1.3.16.), позволяет определить ΔL_t по приземным значениям давления, температуры и влажности; неточность такого определения $2\Delta L_t$ для вертикального луча около ± 10 см.

Обратимся далее к анализу влияния ионосферы на ΔL_i . Учитывая (1.3.21), (1.3.15) и (1.3.19), получим

$$\Delta L_{i} = \chi f^{-2} \cos^{-1} \theta_{m} \int_{0}^{H} N_{e}(h) dh. \qquad (1.3.24)$$

Можно упростить (1.3.24), если ввести интегральную электронную концентрацию для вертикального направления

$$\Delta L_{i} = \chi f^{-2} I_{e} \cos^{-1} \theta_{m}, \qquad (1.3.25)$$

где

$$I_e = \int_0^H N_e(h) dh$$
. (1.3.26)

Из (1.3.25) следует, что ΔL_i пропорционально интегральной электронной концентрации и убывает с увеличением частоты как f⁻². Напомним, что при радиолокации поправка ΔL_i удваивается. Измерения, осуществленные в период низкой солнечной активности, показали, что интеконцентрация имеет выраженную гральная электронная суточную зависимость: в полночь летом Ie равно (4-8)·10¹⁶ м², а в полдень интегральная электронная концентрация достигает $(1-3) \cdot 10^{17} \text{ м}^2$. Для $\lambda = 1 \text{ м}$ при вертикальном распространении радиоволн, для указанных значений интегральной электронной концентрации, в полночь 2^ΔL_i будет иметь значения 36-72 м, а в полдень 2∆L; будет равна 90-270 м. При высокой активности Солнца летом, ночью и в предутренние часы I_e равно (8-12)·10¹⁶ м⁻², а в полдень наблюдается существенно большая интегральная электронная концентрация, достигающая (3-5)·10¹⁷ м⁻². В этих условиях для $\theta = 0$ и указанной длины волны 2^ΔL; ночью будет в пределах 72-108 м, а в полдень будут наблюдаться вариации в пределах 260-460 м. В зимний период суточная зависимость I, выражена особенно сильно: при средней активности Солнца ночью и в предутренние часы эта величина обычно равна (2-5)·10¹⁶ м⁻², а в полдень она имеет значения (2-4)·10¹⁷ м⁻². Это соответствует вариациям 2^ΔL_i для вертикального луча в пределах 18-44 м ночью и 180–360 м в полдень. Так как $2\Delta L_i \sim f^{-2}$, то для длины волны $\lambda = 10$ см, эта величина будет в 100 раз меньше указанных значений. Для $\lambda = 10$ см днем при низкой солнечной активности 2∆L; ≈ 1-2,6 м, а при высокой — 2∆L, ≈2,6-4,6 м. Общее кажущееся увеличение длины, обусловленное влиянием тропосферы и ионосферы, определяется суммой $2(\Delta L_t + \Delta L_i)$.

В некоторых задачах радиолокации требования к определению расстояния столь высоки, что нужно вводить поправку на значения ΔL . Так, при использовании локатора-профилографа в океанографических исследованиях ошибка определения высоты Н должна быть не более ± 10 см. Для достижения такой точности вводят поправку ΔL_t , используя приповерхностные значения температуры, давления и влажности, а для исключения ΔL_i применяют двухчастотную методику. Принцип этой методики использует следующие соотношения:

$$L_{1} = L_{0} + \chi f_{1}^{-2} I_{e} \cos \theta_{m}$$

$$L_{2} = L_{0} + \chi f_{2}^{-2} I_{e} \cos \theta_{m}, \qquad (1.3.27)$$

здесь $L_{1,2}$ кажущиеся расстояния, определенные на частотах $f_{1,2}$.

Два линейных уравнения (1.3.27) содержат измеренные значения $L_{1,2}$, известные — $f_{1,2}$ и неизвестные величины L_0 и I_e , поэтому истинное расстояние

$$L_0 = \frac{m_1^2 L_2 - L_1}{m_1^2 - 1}, \qquad (1.3.28)$$

где $m_1 = f_2 f_1^{-1}$ — отношение частот. Это соотношение показывает, как двухчастотная методика позволяет определить истинное значение дальности L_0 , исключив необходимость определения ΔL_i . Учитывать влияние атмосферы и ионосферы нужно при определении высоты спутниковым радаром-профилографом и при получении детальных сведений о поверхности интерферометрическим методом с использованием радиолокатора бокового обзора. Пустая страница

Глава 2

Вертикальное зондирование поверхности

2.1. Принципы функционирования радиолокатора-профилографа

Радиолокатор-профилограф должен определять высотный профиль поверхности, для этого необходимо знать точную орбиту спутника и осуществлять измерение его высоты с минимальной ошибкой. На рис. 2.1.1 показана геометрия съемки, соответствующая работе такого локатора, где точкой A обозначено положение спутника, B — подспутниковая точка, а траектория этой точки на плоской поверхности отмечена линией BP_m . Параболическая антенна с шириной диаграммы направленности $\Delta \alpha$ по уровню половины мощности облучает участок поверхности в виде круга с радиусом $\rho_m = BP_m$, вне этого круга интенсивность радиоволн мала. Высота спутника H определяется по времени распространения τ импульсного сигнала на трассе AB и BA, поэтому ошибка определения высоты ΔH пропорциональна неточности определения времени $\Delta \tau$:

$$H = \frac{c\tau}{2}, \ \Delta H = \frac{c\Delta\tau}{2}, \tag{2.1.1}$$

здесь c — скорость распространения волны в вакууме. Из этих соотношений следует, что задача локатора-профилографа состоит в точном определении времени τ при движении спутника над исследуемой поверхностью.

Ошибка определения $\Delta \tau$ имеет три составляющих: $\Delta \tau$ — аппаратурная неточность определения запаздывания для точечного отражателя, $\Delta \tau_a$ — запаздывание сигнала из-за влияния атмосферы и ионосферы, $\Delta \tau_s$ — неточность, обусловленная рассеянием волн от неровной поверх-

ности. Запаздывание $\Delta \tau_a$ было рассмотрено в параграфе 1.3, его атмосферная часть может быть скомпенсирована введением поправки по приземным значениям давления, температуры и влажности, а для исключения ионосферной составляющей нужно либо использовать высокие частоты, либо применять двухчастотную методику коррекции ионосферной рефракции [8, 22]. Аппаратурная неточность $\Delta \tau_1$ определяется, в основном, шириной спектра ΔF_m модулированных сигналов и соотношением мощности сигнала и шума. Чем шире спектр ΔF_m , тем уже зондирующий импульс и меньше ошибка $\Delta \tau_1$ при одинаковом отношении сигнала к шуму. Для получения зондирующего импульса достаточной мощности` генерируется относительно протяженный импульс с линейным изменением частоты заполнения — ЛЧМ импульс. Специальная обработка таких сигналов позволяет осуществлять сжатие импульса и получить очень короткий импульс большой мощности. Для простоты изложения сначала будем считать, что локатор излучает очень короткий импульс без внутренней модуляции. Наибольшая неточность определения высоты Н связана с рассеянием волн большим участком неровной поверхности. На вход приемника поступает импульсный сигнал, обусловленный обратным рассеянием радиоволн всеми участками поверхности, расположенными на разных расстояниях от подлокаторной точки $\rho_i = BP_i$. Время распространения τ для разных элементов поверхности отличается, поэтому передний фронт прямоугольного импульса становится растянутым, что снижает точность определения Н.

Рассмотрим качественно искажение формы короткого прямоугольного импульса при рассеянии волн поверхностью. Оценим сначала разность расстояний ΔL_i и времени прихода сигнала $\Delta \tau_i$ к приемнику для произвольной точки P_i на поверхности и подлокаторной точки *B*. Из геометрии задачи (рис. 2.1.1) следует

$$\Delta L_i = AP_i - AB = \frac{\rho_i^2}{2H}, \ \Delta \tau_i = \frac{\rho_i^2}{cH}.$$
(2.1.2)

Здесь мы учли, что антенна радара с диаметром раскрыва D имеет узкую диаграмму направленности, ее ширина $\Delta \alpha = \lambda D^{-1}$, поэтому $\rho_i << H$. Для точек P_m , расположенных на окружности радиуса

$$\rho_{m} \approx \frac{\Delta \alpha H}{2} = \frac{\lambda H}{2D}, \qquad (2.1.3)$$

соответствующей отклонению от оси диаграммы направленности на угол $\Delta \alpha / 2$, разности расстояний ΔL_m и времени $\Delta \tau_m$ будут максимальны



Рис. 2.1.1. Схема локации и действующая поверхность рассеяния

$$\Delta L_m = \frac{H\lambda^2}{8D^2}, \ \Delta \tau_m = \frac{H\lambda^2}{4cD^2}. \tag{2.1.4}$$

Так, если D = 1 м, $\lambda = 2$ см, H = 800 км, то из (2.1.3) и (2.1.4) следует $\Delta L_m = 40$ м, $\rho_m = 8$ км, $\Delta \tau_m = 40$ мкс. Видно, что рассеяние волн разными участками поверхности P_m приводит к тому, что сигнал является суммой отраженных сигналов с ΔL_m , меняющимися в больших пределах, что приводит к неоднозначности в измерении времени запаздывания $\Delta \tau_m$. Следовательно, рассеяние волн неровной поверхностью должно приводить к увеличению ошибки определения высоты H. Примем для простоты следующие допущения. Будем считать, что для части поверхности в пределах круга радиуса ρ_m плотность потока мощности падающих радиоволн постоянна, а вне этого круга она равна нулю. На рис. 2.1.1 эта часть поверхности выделена пунктирной окружностью, радиус круга $\rho_m = \frac{1}{2} H \Delta \alpha$. Допустим, что удельная площадь обратного рассеяния $\sigma_0(\theta)$ в пределах этой части поверхности не зависит от угла падения θ , а следовательно, от расстоя-

ния ρ_i . При этих предположениях зависимость мощности на входе приемника от времени $W_s(t)$ будет пропорциональна действующей площади обратного рассеяния S(t). Рассмотрим как изменяется S(t) и $W_s(t)$, если излученный импульс был прямоугольным. Для этого проанализируем закономерности выделения части поверхности падающим сферическим фронтом волны, показанным пунктиром на правой части рис. 2.1.1. В момент прихода волнового фронта к точке *B* мощность $W_s = 0$, а далее она увеличивается пропорционально площади внутреннего, «белого» круга, $W_s(t) \sim \pi \rho_i^2(t)$. Через временной интервал Δt разность расстояний $\Delta L_i = L_i - H$ и радиус действующей площади рассеяния будут равны

$$\rho_{\rm i} = \left(c H \Delta t\right)^{1/2}, \ \Delta L_{\rm i} = L_i - H = \frac{\rho_i^2}{H} = c \,\Delta t \ .$$
(2.1.5)

Площадь отражающей поверхности будет пропорциональна Δt :

$$S(\Delta t) \sim \pi \rho_i^2 = \pi c H \Delta t$$
,

следовательно, мощность W_в растет прямо пропорционально времени Δt

$$W_s(\Delta t) \sim S(\Delta t) \sim \pi c H \Delta t$$
. (2.1.6)

На рис. 2.1.2. слева показано изменение мощности W_s в зависимости от времени. Линейное возрастание мощности будет происходить от начального момента времени $\tau_0 = 2H/c$ до времени $\tau_0 + T_i$, где $T_i - -$ длительность излученного прямоугольного импульса. Спустя время $t = \tau_0 + T_i$ сферический волновой фронт выделит на поверхности кольцевую действующую поверхность, она показана на рис. 2.1.1 темным кольцом. Определим площадь такого кольца. Внешний радиус кольца $\rho_1 = (c H \Delta t)^{1/2}$, а внутренний — $\rho_2 = [c H (\Delta t - T_i)]^{1/2}$, поэтому действующая площадь кольца будет равна

$$S_{m} = S_{1} - S_{2} = \pi \left[c H \Delta t - c H \left(\Delta t - T_{i} \right) \right] = \pi c H T_{i} . \qquad (2.1.7)$$

Следовательно, площадь S_m и мощность W_m после времени $t = \tau_0 + T_i$ не зависят от интервала времени Δt и принимают максимальные значения. При дальнейшем увеличении времени радиус кольца становится больше ρ_m , кольцо выходит за пределы поверхности, облученной антенной, и $W_s(t) = 0$.



Рис. 2.1.2. Форма короткого импульса после отражения от поверхности (слева) и приближенный вид спектра свертки сигналов (справа)

Форма импульса на входе приемника показана ломаной линией на рис. 2.1.2. Существенно, что информация о времени τ_0 , а следовательно, о высоте Н содержится только на наклонном участке прямой, на временном интервале от $t = \tau_0$ до $t = \tau_0 + T_i$. Форма реального импульса при отражении от неровной поверхности отличается от описанной приближенной зависимости $W_s(t)$, для реальной ситуации она показана пунктиром на рис. 2.1.2 слева. Так как у неровной поверхности могут иметься крупномасштабные отклонения от высот средней плоскости, то должно быть рассеяние волн и при $t < \tau_0$ (участок 1 на рис. 2.1.2). Мощность W_s на этом временном интервале мала, но ее выделение и анализ важны потому, что область 1 дает информацию о крупномасштабных неровностях поверхности, например, о высоте морских волн. На временном интервале, отмеченном на рис. 2.1.2 как область 2, происходит плавное уменьшение мощности, зависящее, в основном, от диаграммы направленности антенны. Необходимо отметить, что реальная зависимость $W_s(t)$ имеет сильные флуктуации, поэтому пунктирная кривая на рис. 2.1.2 соответствует усреднению за несколько импульсов. На информативном временном интервале от τ_0 до $\tau_0 + T_i$ можно выделить характерное время t_A , отмеченное стрелкой A. Время t_A может соответствовать, например, уровню мощности в два раза ниже максимальной W_m . Истинное время то при отражении радиоволн от средней поверхности будет примерно равно $t_A - \frac{T_i}{2}$. Отметим, что найденная таким образом высота средней поверхности согласно (2.1.3) соответствует высоте для круга с эффективным радиусом

$$\rho_{\rm e} = \left(c H T_i\right)^{1/2}. \tag{2.1.8}$$

Для определения высоты условной средней поверхности нужно использовать очень короткие импульсы, чтобы размер действующего участка был мал. Если в (2.1.8) положить высоту спутника H = 800 км и принять $T_i = 3$ нс, то $\rho_e \approx 0.85$ км.

Радиолокатор-профилограф должен осуществить прием и обработку отраженных сигналов, на основании которой и получить сведения о времени t_A , максимальной мощности W_m и зависимости $W_s(t)$ для начального временного интервала 1. Для определения этих характеристик необходимо уменьшить флуктуации W_s , обусловленные шумами приемника и изменчивостью удельной площади обратного рассеяния σ_0 , что возможно за счет накопления данных за несколько импульсов с последующим усреднением. Усреднениая зависимость $W_s(t)$ позволяет более точно найти W_m , t_A и $W_s(t)$. По времени t_A определяется высота H, а следовательно, рельеф поверхности, W_m позволяет определить удельную площадь рассеяния при вертикальном падении волн σ_0 , а особенности зависимости $W_s(t)$ для переднего фронта импульса дают сведения о неровностях рельефа.

Радиотехническими методами затруднительно получить очень короткий импульс большой мощности. Обычно используют импульсы значительной длительности T_i с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией — ЛЧМ импульсы. Корреляционная обработка таких импульсов позволяет получить короткие «сжатые» импульсы и так реализовать импульс большой мощности и достичь малого размера ρ_e эффективной поверхности, отражающей сигнал. Рассмотрим структуру сигналов, применяемых в спутниковых радиовысотомерах. Зондирующий сигнал представляет собой периодическую последовательность, состоящую из пачек радиоимпульсов. Каждая пачка представляет собой набор из определенного числа одинаковых импульсов с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией. Типичная структура сигнала высотомера представлена на рис. 2.1.3, где f_d — девиация частоты ЛЧМ сигнала, f_o — начальная частота, T_i — длительность импульса, T_r — период повторения импульсов, T_m — период манипуляции пачек импуль

сов, T_d — временной интервал между пачками импульсов, п — количество радиоимпульсов в пачке. Для спутниковой радиовысотометрии Международным консультативным комитетом по радиочастотам выделены два диапазона частот $f_1 = (9,5-9,8)$ ГГц и $f_2 = (13,4-14)$ ГГц. Максимальная девиация частоты в этих диапазонах составляет соответственно 300 и 600 МГц. Девиация частоты зондирующего сигнала определяет разрешающую способность радиовысотомера по высоте. Согласно [23], для несимметричного закона ЛЧМ разрешающая способность определяется выражением:

$$\Delta H = c/(4f_d). \tag{2.1.9}$$

Отсюда следует, что для зондирующего сигнала с девиацией частоты $f_d = 300 \text{ M}\Gamma$ ц разрешающая способность по высоте составляет 0,25 м. Длительность зондирующего импульса для повышения точности измерений должна быть как можно меньше. В существующих радиовысотомерах длительность единичного импульса составляет $T_i \approx 100$ мкс. Уменьшение длительности Т_i ограничено возможностью аппаратурной реализации. Значение длительности периода повторения T_r зондирующих импульсов определяется их длительностью Т_i и быстродействием бортового аппаратно программного комплекса. Минимальное значение T_r должно быть не менее длительности T_i одиночного импульса. Для удобства аппаратурной реализации длительность периода повторения обычно получают путем деления частоты сигнала спутникового эталона на некоторый коэффициент. Количество радиоимпульсов *n* в пачке определяется минимальной высотой полета спутника *H* с таким расчетом, чтобы к моменту прихода первого, отраженного от поверхности, импульса пачки, последний импульс этой пачки был бы уже излучен передатчиком. Максимальное число импульсов в пачке не должно превышать значения $n = 2H/(cT_r)$. В процессе измерения высоты необходимо обеспечить прием отраженных импульсов предыдущей пачки в промежутках между моментами излучения импульсов следующей пачки. Поэтому периодичность излучения пачек Т_т изменяется в соответствии с изменением высоты полета спутника путем адаптации временного интервала T_d между пачками радиоимпульсов (рис. 2.1.3). Максимальная величина этого интервала определяется диапазоном измеряемых высот: $T_{d \max} > 2(H_{\max} - H_{\min})/c$. Период манипуляции пачек радиоимпульсов равен: $T_m = n T_r + T_d$. В случае постоянной высоты орбиты спутника длительность временного интервала T_d должна быть не менее длительности излучаемого им-



Рис. 2.1.3. Структура сигналов ЛЧМ

Зависимость между временем и частотой для ЛЧМ сигнала известна и это позволяет измерять дальность методом гетеродинирования, т. е. сравнения частотной модуляции принимаемого и эталонного сигналов. Эталонный сигнал формируется генератором и его частота изменяется по такому же закону, как и у излученного сигнала. При таком методе реализации приемного устройства момент запуска генерации эталонного сигнала обычно задерживается на величину t_g относительно времени t_0 формирования излученного сигнала. Задержка t_g должна быть меньше времени распространения τ отраженного сигнала.

Эталонный сигнал $u_g(t)$ можно представить в виде

$$u_{g}(t) = U_{g} \cos 2\pi \left[f_{o} t + \frac{\mu t^{2}}{2} \right], \qquad (2.1.10)$$

где $U_g = u_g(t=0)$ — амплитуда сигнала (напряжение), $t = t_o + t_g$, $\mu = f_d/T_i$ — скорость изменения частоты в импульсе. Принимаемый отраженный сигнал поступает в приемное устройство через время задержки τ после запуска эталонного сигнала и имеет вид

$$u_{s}(t) = U_{s}(t-\tau)\cos 2\pi \left[f_{o}(t-\tau) + \frac{\mu(t-\tau)^{2}}{2} \right], \quad \tau < t < T_{i} + \tau . \quad (2.1.11)$$

Гетеродинирование принятого сигнала осуществляется в смесителе приемного устройства и математически описывается как результат перемножения двух сигналов:

$$U_{sg}(t) = \langle u_{s}(t) \ u_{g}(t) \rangle =$$

= $U_{s}(t-\tau) \cos 2\pi \left[f_{o}(t-\tau) + \frac{\mu(t-\tau)^{2}}{2} \right] \times$ (2.1.12)
 $\times U_{g} \cos 2\pi \left[f_{o}t + \frac{\mu t^{2}}{2} \right],$

где $\tau < t < T_i + \tau$. В радиотехнике приведенное соотношение можно рассматривать как свертку двух сигналов. Свертку в радиотехническом смысле не следует путать с математическим понятием свертки функций, которое будет использоваться далее [24].

Перепишем соотношение (2.1.12) в виде:

$$U_{sg}(t) = U_{s}(t-\tau)U_{g}\cos 2\pi \left[\mu \tau t + \left(f_{o}\tau - \frac{\mu \tau^{2}}{2}\right) \right], +$$

+ слагаемое с частотой $4\pi f_{o}.$ (2.1.13)

Первое слагаемое в формуле (2.1.13) описывает радиоимпульс длительностью T_i , частота которого определяется временной задержкой принимаемого сигнала относительно времени запуска эталонного сигнала. При этом сдвиг фазы $\varphi(\tau) = f_o \tau - \frac{\mu \tau^2}{2}$ сигнала в пределах длительности импульса остается постоянным и зависит от времени задержки. Далее, при прохождении этого сигнала через фильтр низких частот высокочастотная составляющая (слагаемое удвоенной частоты) отфильтровывается. Для того чтобы частота сигнала, поступившего на вход приемного устройства в момент времени t_g , не оказалась равной нулю, эталонный сигнал дополнительно смещают на величину промежуточной частоты f_p . Выходной сигнал смесителя в этом случае имеет вид:

$$U_{sg}(t) = U_s(t-\tau)U_g \cos 2\pi \left[f_p t + \mu \tau t + \left(f_o \tau - \frac{\mu \tau^2}{2} \right) \right]. \quad (2.1.14)$$

Выполнив формально процедуру дифференцирования по времени фазы сигнала в (2.1.14), можно определить частоту $f = f_p + \mu \tau$, которая зависит от времени задержки сигнала $\tau = 2H/c$. Тогда при известном значении промежуточной частоты f_p и скорости девиации частоты μ

дальность до отражающего объекта будет равна $H = c (f - f_p) / 2\mu$.

Принцип измерения высоты волн морской поверхности основан на выделении и анализе частотного спектра принятого сигнала. В идеализированном случае, когда огибающая сигнала имеет прямоугольную форму, при отражении от точечной цели его спектр представляет собой функцию вида $\sin x/x$. В реальных условиях зондирующий сигнал отражается не от точечного объекта, а от неровного участка поверхности большого размера. Поэтому спектр свертки сигнала имеет сложную форму, приближение которой показано на правой части рис. 2.1.2. Частота, по которой определяется уровень половинной мощности, называется частотой характерной точки, она отмечена на рисунке стрелкой А. В случае морской поверхности при увеличении интенсивности волнения крутизна участка (a-b) уменьшается, но положение характерной точки остается инвариантным к разной высоте морских волн. При обработке принятых сигналов анализируется передний край энергетического спектра свертки (участок (а-b) на рис. 2.1.2). Эта часть спектра содержит составляющие сигнала, отраженного от небольшого участка поверхности, расположенного вблизи подлокаторной точки. В результате свертки эталонного сигнала и сигнала, отраженного от поверхности, в приемном устройстве анализируется спектр сигнала, определяемого формулой (2.1.14). Процесс измерения высоты заключается в определении частоты характерной точки f_a , точнее, в определении её смещения относительно заданного значения промежуточной частоты f_p . С учетом времени задержки tg эталонного сигнала высота H будет определяться следующим выражением:

$$H = \frac{c}{2} \left(t_g + \frac{f_a - f_p}{\mu} \right) = \frac{c}{2} \left(t_g + \frac{f_a - f_p}{f_d} T_i \right).$$
(2.1.15)

При больших значениях произведения $T_i f_d$, называемом коэффициентом сжатия, дисперсия измерения времени задержки зависит от длительности импульса и полосы девиации: $\Delta_{\tau}^2 \sim T_i^2 (T_i f_d)^{-3/2}$ [25]. Отсюда следует, что создание сигналов с большой полосой спектра и малой длительностью позволяет свести к минимуму аппаратурную погрешность измерений.

2.2. Особенности формирования и регистрации сигналов

В этом разделе рассмотрим особенности формирования и регистрации сигналов в спутниковом высотомере. Для улучшения энергетических характеристик и уменьшения случайных погрешностей измерений, достигаемых за счет суммирования принимаемых импульсов, в радиовысотомерах применяются сигналы, представляющие собой последовательность одинаковых посылок. В [23] показано, что огибающую последовательность одинаковых посылок. В [23] показано, что огибающую последовательности когерентных радиоимпульсов можно рассматривать как пачку видеоимпульсов. Рассмотрим ограниченную пачку видеоимпульсов, состоящую из *n* импульсов, следующих через интервал времени T_m . Математически её можно представить в виде следующей суммы:

$$U(t) = \sum_{j=0}^{n-1} U_j U_n(t - jT_r), \qquad (2.2.1)$$

где функция $U_n(t)$ характеризует отдельные импульсы пачки, а $U_j = U(jT_r)$ — их огибающую, n — количество импульсов в пачке. Функцию $U_n(t-jT_r)$, характеризующую отдельные импульсы, можно представить в следующем виде:

$$U_n(t) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{n-1} U_j U_n(t) \exp(i\omega t), & npu \ 0 \le t \le nT_i \\ 0, & npu \ \partial pyzux \ t \end{cases}, \quad (2.2.2)$$

где U_j — амплитуда *j*-го импульса в пачке, $U_n(t)$ — импульс единичной амплитуды фиксированной длительности T_i , так что

$$U_n(t) = \begin{cases} U[t-(n-1)T_i] \equiv 1, & npu \quad (n-1)T_i \leq t \geq nT_i, \\ 0, & npu \ \partial pyzux \quad t. \end{cases}$$
(2.2.3)

В связи с этими спектр сигнала можно определить как

$$U(\omega) = \sum_{j=0}^{n-1} U_j \int_{-\infty}^{\infty} U_n (t - jT_r) \exp(-i\omega t) dt, \quad \omega = 2\pi f. \quad (2.2.4)$$

При вычислении спектра импульсов $U_n(t - jT_r)$ можно воспользоваться теоремой запаздывания, согласно которой спектр *j*-го импульса $U_j(\omega) = U_0(\omega) \exp(-i\omega jt)$, где индекс *j* соответствует временному сдвигу (jT_i) , а $U_0(\omega)$ — спектр импульса $U_n(t)$. Таким образом,

$$U(\omega) = U_0(\omega) \sum_{j=0}^{n-1} \exp(-i\omega jT). \qquad (2.2.5)$$

В данном случае общая длительность полезного сигнала $T_0 = (n-1)T_r + T_i$, где T_i — длительность одиночного импульса. Для пачки импульсов с прямоугольной огибающей

$$U(\omega) = U_0(\omega) \sum_{j=0}^{n-1} \exp(-i\omega j T_r). \qquad (2.2.6)$$

Учитывая свойства геометрической прогрессии [24], можно записать, что

$$U(\omega) = U_0(\omega) \frac{1 - \exp(-i\omega j T_r)}{1 - \exp(-\omega T_r)}.$$
 (2.2.7)

Таким образом, определение спектра пачки когерентных импульсов сводится к нахождению спектра одиночного ЛЧМ импульса, нормированного на некоторый весовой коэффициент, зависящий от параметров пачки импульсов. В этом случае спектр сигнала с линейно-частотной модуляцией можно записать в следующем виде:

$$U_{0}(\omega) = \int_{-T_{i}/2}^{T_{i}/2} \cos(\omega_{0}t + \pi \mu t^{2}) \exp(-i\omega t) dt =$$

= $\frac{1}{2} \int_{-T_{i}/2}^{T_{i}/2} \exp\left[i\left\{(\omega_{0} - \omega)t + \pi \mu t^{2}\right\}\right] dt +$
+ $\frac{1}{2} \int_{-T_{i}/2}^{T_{i}/2} \exp\left[i\left\{(\omega_{0} + \omega)t + \pi \mu t^{2}\right\}\right] dt,$ (2.2.8)

где $\mu = f_d / T_i$ — скорость изменения частоты в импульсе.

В этом выражении второй интеграл определяет спектр в области отрицательных частот, и его влияние на спектральные характеристики в области положительных частот пренебрежимо мало при большой величине отношения центральной несущей частоты к ширине спектра. Существенным здесь является предположение о том, что край спектра отрицательных частот принимает малые значения в области положительных частот [25]. Сделав замену переменных по формулам

$$\mu^{1/2}\left(t-\frac{\omega-\omega_{0}}{\mu}\right)=\pi^{1/2}x, \ dt=\left(\frac{\pi}{\mu}\right)^{1/2}dx,$$

и, выделив полный квадрат в фигурных скобках уравнения (2.2.8), выражение для спектра ЛЧМ сигнала можно записать в следующем виде:

$$U_{0}(\omega) = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{\mu}\right)^{1/2} \exp\left[-i\frac{(\omega-\omega_{0})^{2}}{2\mu}\right] \int_{-X_{1}}^{X_{2}} \exp\left[i\frac{\pi x^{2}}{2}\right] dx, \quad (2.2.9)$$
$$X_{1} = \frac{\mu \frac{T_{i}}{2} - (\omega-\omega_{0})}{(\pi \mu)^{1/2}}, \quad X_{2} = \frac{\mu \frac{T_{i}}{2} + (\omega-\omega_{0})}{(\pi \mu)^{1/2}}.$$

С учетом сделанных замен спектр ЛЧМ сигнала можно представить в следующем виде:

$$\left|U_{0}(\omega)\right| = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{\mu}\right)^{1/2} \left[C^{2}(x) + S^{2}(x)\right]^{1/2}, \qquad (2.2.10)$$

где
$$C(x) = \int_{-X_1}^{X_2} \cos\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx$$
, $S(x) = \int_{-X_1}^{X_2} \sin\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx$.

Для ЛЧМ сигналов с коэффициентом сжатия $(T_i f_d) >> 10$ огибающая спектра имеет практически прямоугольную форму в пределах частоты девиации f_d . Поэтому $| U(\omega) |$ можно приближенно заменить прямоугольной функцией. Тогда, если огибающая сигнала будет иметь прямоугольный вид, то его спектр можно представить в виде:

$$U(\omega) = \frac{\sin\left[\pi T_i \left(f - f_p + \mu \tau\right)\right]}{\pi T_i \left(f - f_p + \mu \tau\right)}.$$
 (2.2.11)

Спектр такого сигнала изображен на рис. 2.2.1. Так как отраженный сигнал также представляет собой пачку импульсов, то его спектр можно рассматривать аналогично спектру излученных импульсов, его ширина на уровне –4 дБ равна $1/T_i$. Она определяет величину разрешения по спектру [25]. Используя то обстоятельство, что частота f_a характерной точки является инвариантной к высоте волн, можно измерить разность частот $(f - f_p)$, что позволяет определить время задержки и, следовательно, высоту H (см. формулу 2.1.15). Реализация такой системы обработки требует

исследования выходных сигналов смесителя с помощью анализатора спектра, которым может служить набор узкополосных фильтров, центральные частоты которых разнесены на $1/T_i$ и ширина полосы равна $1/T_i$. Можно заметить, что второй отраженный сигнал с задержкой по дальности $\tau + \mu T_i^2$, который размещается в соседнем элементе разрешения, будет иметь сдвиг центральной частоты на выходе смесителя $1/T_i$. Таким образом, процесс гетеродинирования принимаемого сигнала с помощью генератора эталонного сигнала преобразует информацию, заложенную в разности задержек, которую можно было бы измерить на выходе фильтра сжатия, в информацию, выражающуюся в различии частот и обеспечивающую разрешение по дальности, эквивалентное разрешению при использовании процедуры сжатия импульсов. Такая процедура обработки наиболее эффективной оказалась при определении высоты морских волн спутниковым радиовысотомером.



Рис. 2.2.1. Амплитудный спектр отраженного сигнала

Рассмотрим принцип функционирования радиовысотомера, примерная структурная схема которого приведена на рис. 2.2.2. Высотомер состоит из приемо-передающей антенны 1, переключателя 2 и антенносогласующего устройства 3; формирователя номинальных частот 4; передатчика 5 с усилителем мощности; блока задающих генераторов опорных частот 6, включающего в себя синтезатор частот 7, генератор сигналов с линейной частотной модуляцией 8; приемника 9, осуществляющего прием отраженного сигнала и его предварительную обработку в смесителе 10 и усилителе 11; аппаратно-программного комплекса 12, осуществляющего

функции блока управления и обработки информации и включающего в себя цифровой анализатор спектра 16, накопитель спектральных отсчетов 15, специализированный процессор 14; синтезатора частот 13; генератора синхронизирующих импульсов 17. Из стандарта частоты и времени на радиовысотомер подается эталонный сигнал с частотой f₀ = 5 МГц метки шкалы времени для привязки к ней результатов измерений. В формирователе опорных колебаний 4 формируются частоты, необходимые для обеспечения работы всех устройств высотомера. В блоке задающих генераторов производится умножение частоты выходного сигнала до заданного номинала и осуществляется сдвиг полученного ЛЧМ колебания на частоты зондирующего f_0 и гетеродинного f_0 сигналов, которые разнесены на некоторую промежуточную частоту f_p . Длительность радиоимпульсов определяется работой внутреннего программно-временного устройства генератора ЛЧМ. Зондирующий сигнал усиливается в усилителе мощности и через переключатель и антенно-согласующее устройство поступает в антенну. На время излучения зондирующего сигнала вход приемного устройства закрывается стробом, формируемым синхронизатором по команде из блока управления 12. Зондирующие импульсы излучаются пачками, которые формируются в генераторе ЛЧМ 8 по сигналам запуска режима модуляции, поступающим от синхронизатора 17. Отраженный радиосигнал принимается той же антенной, усиливается малошумящим усилителем мощности и затем смешивается в смесителе приемного устройства с гетеродинным сигналом, задержка которого относительно излученного определяется грубой оценкой высоты полета спутника. Возникающий на выходе смесителя сигнал промежуточной частоты поступает в приемное устройство, где происходит его усиление и преобразование на вторую промежуточную частоту. На этой частоте осуществляется фильтрация сигнала в заданной полосе и устанавливается необходимое значение коэффициента усиления для всего приемного тракта. Сигнал управления коэффициентом усиления поступает со специального вычислителя 14. Сигнал второй промежуточный частоты поступает в цифровой анализатор спектра, где осуществляется его аналого-цифровое преобразование. На основе алгоритмов быстрого преобразования Фурье формируется N отсчетов спектра каждого принятого радиоимпульса. Полученные отсчеты спектра поступают в накопитель спектральных отсчетов 15, который усредняет их на некотором интервале времени Т и передает в специальный вычислитель 14. Через каждый момент времени Т вычислитель 14 по усредненному спектру радиоимпульсов анализирует нижний край спектра и определяет значение частоты характерной точки, высоту спутника над поверхностью океана и высоту волн. Кроме этого, вычислитель выполняет функции адаптивного следящего устройства, обеспечивающего грубое совмещение времени запуска гетеродина с моментом прихода переднего

фронта отраженного сигнала. Система слежения по высоте может иметь два алгоритма: грубый, регулирующий временное рассогласование между принимаемым сигналом и сигналом гетеродина, и точный, регулирующий рассогласование частоты характерной точки спектра преобразованного сигнала и средней полосы цифрового анализатора. Вычислитель в конце каждого интервала времени усреднения *T* формирует сигналы для коррекции времени задержки и изменения частотного расхождения между частотой характерной точки и серединой полосы анализатора спектра. Алгоритм работы специального вычислителя 14 заключается в следующем.



Рис. 2.2.2. Блок-схема радара-высотомера

В процессе измерения высоты слежение за положением характерной точки спектра относительно номинального положения промежуточной частоты производится путем грубой подстройки за счет изменения времени задержки t_g начала формирования гетеродинного сигнала относительно запускающего синхроимпульса. В этом случае синхронизатор выдает в генератор ЛЧМ соответствующий код задержки. При изменении времени задержки гетеродинного сигнала относительно синхроимпульса на t_g , следующий период манипуляции изменяется на t_g , компенсируя задержку между началом формирования гетеродинного сигнала и синхроимпульса. Точная подстройка частоты характерной точки спектра преобразованного сигнала и средней полосы цифрового анализатора осуществляется по командам вычислителя. Для этого в устройстве обработки устанавливается гетеродин, который управляется по командам специального вычислителя и позволяет перестраивать промежуточную частоту квадратурных составляющих принятого сигнала с целью более точного

попадания спектра в полосу анализа. Для вычисления формы крутого края энергетического спектра преобразованного сигнала в радиовысотомере используется цифровой анализатор спектра, который упрощенно может быть представлен в виде набора из *n* единичных фильтров, полоса пропускания которых согласована с длительностью зондирующего импульса. В цифровом анализаторе спектра на основе алгоритма быстрого преобразования Фурьс вырабатывается N спектральных отсчетов уровня спектра преобразованного сигнала. Далее в течение длительности импульса осуществляется запись N отсчетов в накопителе спектральных отсчетов. Набор из полученных чисел несет информацию о форме исследуемого энергетического спектра. При дискретном характере отсчетов энергетического спектра на выходе цифрового анализатора положение характерной точки может определяться лишь с точностью до частотного дискрета, равного полосе пропускания отдельного фильтра, что соответствует ошибке единичного отсчета высоты. Режиму слежения за высотой предшествует этап поиска, который осуществляется в два приема: грубого и точного поиска. Режим грубого поиска предназначен для определения высоты с точностью несколько км. Поиск осуществляется путем изменения периода манипуляции пачек с заданной дискретностью. При попадании края спектра принятого сигнала в полосу анализатора вычислитель останавливает грубый поиск сигнала и переводит радиовысотомер в режим точного поиска. В этом режиме поиск сигнала осуществляется с точностью несколько десятков метров. При попадании края спектра сигнала в полосу анализа вычислитель переводит радиовысотомер в режим слежения. При наличии априорной информации о высоте и вертикальной составляющей скорости спутника радиовысотомер может начать работу в режиме точного поиска.

Первые радиовысотомерные измерения, выполненные с орбитальной станции *SKYLAB* и спутников *GEOS-3* и *SEASAT-1* в 1975–1978 гг., подтвердили целесообразность их использования для решения океанографических и геодезических задач: уточнение фигуры геоида, параметров гравитационного поля Земли, изучение динамики и детальной структуры океанической поверхности: приливов, цунами, гигантских циркуляций и течений, штормовых волн. Дальнейшее развитие спутниковая альтиметрия получила в новых космических программах, таких как *GEOSAT*, *TOPEX/ POSEIDON*, *ERS-1,2*, *JASON-1,2*, *MOS-2* и др. Совершенствование высотомерных средств осуществлялось по следующим направлениям: повышение точности и разрешающей способности высотомеров; совершенствование методик учета влияния внешней среды; совершенствование алгоритмов обработки измерений и увеличение сроков эксплуатации высотомеров. Технические характеристики некоторых спутниковых радиовысотомеров приведены в табл. 2.2.1.

Таблица 2.2.1

Параметр	GEO-3	SEA- SAT-1	GEO- SAT	ERS-1	TOPEX / POSEIDON	
Год разработки	1975	1978	1985	1991	1992	1992
Средняя высота орбиты, км	840	800	800	800	1334	1334
Угол наклона орбиты, град	115	108	108	98,5	66	66
Длительность импульса, мкс	1,2	3,2	102,4	20	102,4	100
Ширина полосы пропускания передатчика, МГц	80	320	320	330	320	320
Частога повторения импульсов, Гц	100	1020	1020	1000	4000- 1000	1700
Несущая частота, ГГЦ	13,9	13,5	13,5	13,8	13,6/5,3	13,65
Пиковая мощность, Вт	2000	2000	20	50	20	2
Диаметр антенны, м	0,61	1	1	1,2	1,2	1,2
Ширина диаграммы направленности антенны, град	2,6	1,6	2,1	1,3	1,1/2,8	1,1/ 2,8
Количество выборок при анализе формы импульса	16	64	64	64	128	64
Коэффициент сжатия при обработке	100	1000	33000	6600	33000	32000
Длительность сжатого импульса, нс	12,5	3,2	3,1	3,0	3,1	3,1
Диаметр разрешаемой площади, км	3,6	1,7	1,7	1,7	2,2	2,2
Потребляемая мощность, Вт	35	165	130	150	65	
Масса, кг	11,8	94	86,6	110	40	

Первый высотомер был установлен на спутнике *GEO-3*, он работал на частоте 13,9 ГГц и имел параболическую антенну диаметром 0,6 м. В последующих разработках была увеличена длительность зондирующего импульса, применен более эффективный метод обработки сигналов и увеличен диаметр антенны до 1,2 м. Если сначала коэффициент сжатия импульса с линейной частотой модуляции был равен 100, то при последующих разработках он достиг 33000, что соответствует длительности сжатого импульса 3,1 нс. Для антенны диаметром 1,2 м, частоты f = 13,6 ГГц и высоты спутника 1300 км линейный размер участка облучаемой поверхности L = 26 км, но при длительности сжатого импульса 3,1 нс «эффективная» полоса обзора поверхности уменьшается до $l \approx 2$ км. Так была достигнута высокая разрешающая способность локатора-профилографа. Использование ЛЧМ сигналов с полосой модуляции более 300 МГц дало возможность существенно снизить мощность передатчика. Повышение точности определения параметров орбиты с 0,5 м (*GEO-3*) до 0,025 м (*TOPEX*) позволило снизить погрешность измерения высоты морских волн до 0,3 м при изменении показательной высоты волн от 1 до 20 м [26].

2.3. Влияние взволнованности морской поверхности на работу радиовысотомера

Рассмотрим в этом разделе зондирование морской поверхности спутниковым радиовысотомером. Методы радиолокационной диагностики позволяют восстанавливать статистические характеристики поверхности морских акваторий, т. е. определить дисперсии наклонов, среднюю длину и высоту морских волн. Пусть поверхность среднего уровня океана приближенно совпадает с изопотенциальной и принимается за поверхность геоида. Вариации уровня моря, обусловленные влиянием гравитационного поля, имеют горизонтальный размер порядка 1000 км. Локальные возмушения из-за цунами, торнадо — составляющие средних размеров — порядка 100 км. Отдельно выделяются возмущения около десяти километров за счет приливных, сгонно-нагонных ветровых явлений и эффектов, обусловленных вариациями давления и наклонов фронтов течений. Миллиметровые (капиллярные) волны возникают под воздействием ветровых возмущений. Уровень моря над поверхностью геоида находится как разность между высотой спутника, пересчитанной в геоцентрическую систему координат, и высотными измерениями с учетом поправок, учитывающих нагонные явления, течения и влияние Луны. Для определения этих поправок используют математические модели или базы данных, составленные при обработке измерений ранее функционирующих радиовысотомеров. Определение формы геоида зависит от точности определения координат спутника в геоцентрической системе координат. Учет влияния крупномасштабных и мелкомасштабных составляющих морских волн достигается использованием двухмасштабной модели, описанной в работе [9]. Согласно этой модели морская поверхность представляется в виде суперпозиции сглаженных крупно- и мелкомасштабных возмущений. Сглаженная поверхность выбирается так, чтобы значения радиусов кривизны неровностей значительно превышали длину электромагнитной волны, а углы наклона возмущенной поверхности были достаточно малы.

Топографические данные уровня моря основаны на измерении расстояния между спутником и морской поверхностью. По измеренному расстоянию

определяется уровень моря в точке B (рис. 2.1.1) относительно геоида. Для модели поверхности, на основании которой полагается, что отражение происходит от зеркальных точек, и для реальных радиовысотомерных систем, работающих в режиме с ограничением по длительности зондирующего импульса, информация о положении точки B и состоянии морской поверхности (h_1 — высоте морских волн) содержится в переднем фронте сигнала $W_s(t)$. Учитывая, что отраженный сигнал представляет собой суперпозицию многочисленных отражений, математически его можно представить в виде свертки трех составляющих [27]:

$$W_{s}(t) = q(h_{1}) * w(t) * w(\tau),$$
 (2.3.1)

где $q(h_1)$ — плотность распределения зеркальных точек, w(t) — отклик от шероховатой поверхности, $w(\tau)$ — отклик точечной цели на входе приемного устройства, * — оператор свертки. Напомним, что с математической точки зрения свертка описывает процесс взаимодействия излученного сигнала со средой распространения. В классическом определении свертка есть интеграл от произведения входного сигнала и импульсной характеристики системы, в данном случае среды распространения. Обычно отраженный сигнал представляет собой запаздывающую и ослабленную версию излученного колебания. Согласно [26] отклик w(t) от шероховатой поверхности определяется интегрированием по всей площади отражающей поверхности

$$w(t) = \frac{\lambda^2}{(4\pi^2)^3} \int \frac{\delta(t-2r/c)G^2(\theta) \sigma_0}{r^4} ds, \qquad (2.3.2)$$

где $\delta\left(t-2\frac{r}{c}\right)$ — дельта-функция, $G(\theta)$ — диаграмма направленности антенны, r — расстояние от спутника до *i*-й отражающей зеркальной точки, θ — угол наблюдения относительно оси диаграммы направленности (рис. 2.1.1), σ_o — эффективная площадь обратного рассеяния морской

поверхности. Размер площади интегрирования S зависит от технических характеристик радара и решаемой задачи. Отдают предпочтение такому построению радара, при котором ширина диаграммы направленности антенны по уровню половины мощности имеет значение $\Delta \alpha = 1-2^{\circ}$, а ограничение облучаемой области S достигают укорочением радиоимпульса.

Иногда форма отраженного импульса представляется в виде свертки с функцией плотности вероятности высот морской поверхности [27–28]:

$$W_{s}(t) = \frac{2\pi^{2} H |M|^{2}}{1 + \frac{H}{a}} \int_{-\infty}^{\infty} dh \int_{0}^{\infty} w \left(h + \frac{ct}{2} - h_{3}\right) q(h) dh_{3}. \quad (2.3.3)$$

Здесь w(h,t) — форма импульса, отраженного от блестящей точки, на выходе приемного устройства, H — высота полета спутника, a радиус Земли, M — коэффициент отражения Френеля, q(h) — функция плотности распределения высот зеркально отражающих элементов,

$$h_3 \approx H\left(1+\frac{H}{a}\right)\frac{\Delta \alpha^2}{2}.$$

Технические средства позволяют создать радиовысотомеры, обладающие разрешающей способностью ΔH порядка единиц сантиметров. В конечном счете реальную точность измерения расстояния между спутником и средним уровнем морской поверхности определяют особенности распространения на трассе спутник — морская поверхность и отражения электромагнитных волн от неровной поверхности. Рассмотрим некоторые вопросы, связанные с работой радиовысотомера, подробнее. На инструментальную точность радиовысотомера значительно влияет отношение сигнала к шуму, которое зависит от аппаратной реализации конкретного радара, и поэтому она изменяется от радара к радару. Второй аспект связан с условиями распространения электромагнитных волн на трассе спутник — поверхность, а также с особенностями отражения волн от поверхности. Ошибки, которые возникают при этом, определяют предельную точность измерений. Это связано с принятой моделью отражения электромагнитных волн, на основании которой полагается, что основной вклад в отражение определяется горизонтальными фацетами поверхности, т. е. малыми плоскими площадками, ориентированными в разных направлениях. При увеличении длины волны или уменьшении размера фацета диаграмма обратного рассеяния приближается к изотропной, что приводит к модели поверхности, образованной блестящими точками, дающими зеркальные отражения волн. Считается, что мелкомасштабная составляющая морского волнения одинаково влияет на отражение радиоволн, как гребнями, так и впадинами, вследствие чего ее можно учесть с помощью независящего от высоты морской волны постоянного коэффициента, и таким образом исключить из рассмотрения [27-31]. В этом случае максимум диаграммы обратного рассеяния может не соответствовать отражению от вершин и впадин крупных волн. Он может смещаться в сторону, где более сильная интенсивность мелкомасштабной составляющей. В результате отражение электромагнитных волн будет зависеть от длины используемой волны, а также от интенсивности и направления приводного ветра.


Рис. 2.3.1. Отражение радиоволн взволнованной поверхностью

При анализе данных измерений радиолокационного высотомера существенным является изменение формы огибающей принимаемого сигнала как функции времени и в зависимости от распределения высот волн и скорости ветра. Согласно результатам работ [11, 32, 33] в соответствии со статистическим характером процесса рассеяния осуществляют суммирование (интегрирование) мощности сигналов, отраженных отдельными элементами на облучаемой поверхности. Поэтому вместо формулы (2.3.3) в соответствии с уравнением радиолокации (зеркальное отражение от ровной поверхности) можно использовать следующее выражение:

$$W_{s}(t) = \frac{\lambda^{2}}{\left(4\pi\right)^{3}} \int_{S} w_{t}(t-\tau) \frac{G^{2}(\theta)\sigma(\theta)}{r^{4}} dS. \qquad (2.3.4)$$

В задаче рассеяния волн морской поверхностью следует учесть наличие множества отраженных сигналов, формируемых различными ее участками — гребнями и впадинами (рис. 2.3.1). В работах [11, 32, 34] показано, что среднюю мощность $W_s(t)$ отраженного сигнала в зависимости от времени задержки можно рассматривать как свертку мощности w(t) зеркального отражения импульса от средней ровной поверхности и функции вероятности распределения q(h) зеркально отражающих точек неровной поверхности. Для практических приложений получил развитие анализ рассматриваемой задачи с предположением о гауссовой аппроксимации основных величин (излучаемый импульс, диаграмма направленности антенны, функция распределения отражающих зеркальных точек и высот волн и др.). При определенной ограниченности этого приближения оно оказалось удачным с методической точки зрения, т. к. приводит к замкнутым соотношениям, удобным алгоритмам обработки и наглядной интерпретации результатов измерений. Это в итоге приводит к следующему описанию средней мощности отраженного сигнала, данному в работах [34, 35]:

$$W_{s}(\tau) \approx \begin{cases} W_{s}(0) \left[1 + \Phi\left(\frac{c\tau}{z_{0}} 2^{-3/2}\right) \right], & \tau < 0, \\ W_{s}(\tau) \left[1 + \Phi\left(\frac{c\tau}{z_{0}} 2^{-3/2}\right) \right], & \tau \ge 0, \end{cases}$$
(2.3.5)

где τ — временная задержка (двукратное время распространения сигнала по трассе «радар — морская поверхность»), $\Phi(x) = \operatorname{erf}(x)$ — функция ошибок, z0 — среднеквадратичное значение высот отражающих точек (высот морских волн при отражении в надир). Отметим два момента. Первое, при $\tau = 0$ значение функции ошибок $\Phi(0) = 0$, следовательно, $W_{s}(\tau)/W_{s}(0) = 0,5$. Это характерное для гауссова приближения отношение средней отраженной мощности сигнала к излученной — оно оказывается неизменным для любого т. Второй момент связан с наличием отраженного поля при $\tau < 0$, что частично связано с гауссовой формой исходного импульса (не равной нулю мощности при $\tau < 0$). Однако, даже при задании в качестве исходного импульса прямоугольного типа, отраженный сигнал наблюдается при $\tau < 0$. Этот парадокс связан с началом отсчета времени. Обычно за начало отсчета $\tau = 0$ принимают отражение от среднего уровня морской поверхности. Радиоволны, отражаемые от вершин морских волн, находящихся выше средней поверхности, достигают приемник при $\tau < 0$. Это обстоятельство приводит к деформации переднего фронта отраженного сигнала, что может быть использовано для определения распределения высоты морских волн и скорости приводного ветра.

2.4. Измерение высоты морских волн

Метод измерения высоты морских волн основан на оценке деформации переднего фронта отраженного импульса или его спектра [27, 32]. В основе этого метода лежит математическое понятие свертки функций, определяемое как мультипликативная процедура [24]. Рассмотрим возможности применения результатов измерений характеристик отраженного сигнала для оценки параметров волнения, главный из которых — высота морских волн h_1 . Высота волн h_1 влияет на вариации задержки отраженных сигналов, определяемой соотношением: $\delta \tau = 2 h_1/c$. Для дециметровой и метровой высоты волн $\delta \tau$ представляют трудно измеряемые значения, например, для $h_1 = 0,3-3$ м задержки достигают величины $\delta \tau = 2-20$ нс. Трудность определяется не самой малостью этих значений, а статистическим характером процесса отражения и искажением формы индивидуальных импульсов, поэтому производят суммирование и усреднение серии отраженных импульсов и находят огибающую сигнала $W_s(t)$. Она является ся основой для оценивания параметров морского волнения, которые входят в формулу (2.3.5) через значение сечения обратного рассеяния. Согласно [35–36], для модели зеркальных отражающих точек, когда наклоны волн являются почти гауссовыми и их распределение — изотропным, аналогично (1.2.28) принимают следующее выражение для σ :

$$\sigma = \frac{\left|M\right|^2}{\left(\gamma_1\right)^2} \sec^4 \theta \cdot \exp\left(-\frac{tg^2\theta}{\left(\gamma_1\right)^2}\right), \qquad (2.4.1)$$

где θ — угол падения, γ_1 — среднеквадратичное значение наклонов высот морских волн, M — коэффициент отражения Френеля для $\theta = 0^\circ$. Соотношение между усредненными по отношению к направлению ветра (вдоль ветра и навстречу ему) среднеквадратичными значениями наклонов γ_1^2 и скоростью ветра принимается согласно эмпирической формуле:

$$\gamma_1^2 = 0,003 + 0,00512V,$$
 (2.4.2)

где *V*, выраженная в м/с средняя скорость ветра на уровне 12,5 м над морской поверхностью [35].

Рассмотрим процесс отражения сферической волны от ровной водной поверхности (рис. 2.4.1). Пусть сферический фронт волны достигает точку *B* на поверхности в момент времени t = 2H/c, который следует считать началом облучения ближайшего участка передним фронтом сигнала, а $t = 2H/c + T_i$ — концом облучения. По мере прихода фронта волны облучаемая поверхность увеличивается, что приводит к образованию новых отраженных сигналов. Эти сигналы в силу статистически независимого характера отражений суммируются по мощности. Так как максимальный интервал между двумя отражениями, при котором они одновременно участвуют в формировании отраженного импульса, равен $cT_i/2$, то показанный на рис. 2.4.1 заштрихованный круг соответствует облучаемой площадке, все точки которой участвуют в формировании отраженного сигнала через время T_i после начала облучения. Используя геометрию рисунка,



Рис. 2.4.1. Схема облучения поверхности импульсным сигналом

можно ввести в соотношение (2.4.1) зависимость от времени t. Отсчет времени будем производить от начала приема — момента прихода энергии радиоволн, отражаемых от среднего уровня морской поверхности в надир. В любой момент времени t после начала приема энергия отраженного импульса продолжает достигать приемник с дальности r = H + ct/2. Радиус-вектор **г** пересекает морскую поверхность на расстоянии ρ от точки В. Это дает круговое сечение сферического фронта волны на морской поверхности. Из геометрии рис. 2.4.1 следует, что радиус этого круга определяется соотношением

$$\rho = \left(ctH + \left(ct/2 \right)^2 \right)^{1/2}$$
 (2.4.3)

Тогда угловое расстояние θ_s , отсчитываемое от вертикали AB, определяется отношением $tg(\theta_s) = \rho/H$. Если значение (ct/2) мало по сравнению с *H*, то $tg(\theta_s) = (ct/H)^{1/2}$. Задний фронт сигнала испытывает такое же взаимодействие с отражающей поверхностью, как и передний, но с задержкой на время длительности импульса Т_i. В результате на поверхности моря формируется круг радиуса ρ_s , ограничивающий область S отражения на плоскости, а в пространстве ограничивающий объем в пределах конуса с угловым раствором $2(cT_i/H)^{1/2}$. В последующие моменты времени на поверхности облучаются кольцевые зоны. Соответствующие им конусообразные пространственные объемы, содержащие энергию отраженных импульсов, заключены в пределах углового раствора θ_s . Сделаем численные оценки для спутникового высотомера TOPEX/POSEIDON [26]. При высоте орбиты Н~1000 км и эквивалентной длительности импульса (ЛЧМ импульс после сжатия) $T_i = 3$ нс получим $\theta_s \cong 10^{-3} pad = 3,25'$, $\rho_s \approx 1 \ \kappa M$. Угловой размер диаграммы направленности высотомера TOPEX/POSEIDON $\Delta \alpha = 1^{\circ}$, радиус облучаемой области $\rho \cong 8,5\,$ км, т. е. $\rho_s < \rho$. Используя (2.4.3) и соотношения для угла θ , значение сечения обратного рассеяния σ , определяемое формулой (2.4.1), можно связать с текущим временем t:

$$\sigma(t) \approx \frac{|M|^2}{\gamma_1^2} \left(1 + \frac{ct}{h}\right)^2 \exp\left(-\frac{ct}{h\gamma_1^2}\right). \qquad (2.4.4)$$

С учетом выражения (2.4.2) эта формула позволяет оценить сечение обратного рассеяния в любой момент времени. Это важно, так как при зондировании морской поверхности большая часть акватории недоступна для прямых оперативных измерений. Прямые экспериментальные исследования высот и наклонов взволнованной морской поверхности показали, что они действительно удовлетворяют гауссовой статистике, в частности, в диапазоне так называемых крупномасштабных или показательных высот волн h_2 это среднее значение высот одной трети наиболее высоких волн в наблюдаемой области [11, 33]. Максимальная высота волн зависит от скорости ветра, длительности его действия и разгона — расстояния, на котором ветер продолжает действовать на бегущую волну: до определенных пределов, чем больше разгон, тем выше волны. Если разгон превышает 1500 км, высота волн не будет заметно увеличиваться. Максимальную высоту штормовых волн в море обычно рассчитывают по формуле $h_1 = 0,833$ V L, где h_1 — высота волн в метрах, L — разгон волн в км, V — скорость ветра в км/час.

Для иллюстрации сказанного был проведен расчет мощности $W_{e}(t)$ отраженного сигнала для ряда значений скорости ветра v и соответствующих им показательным высотам морских волн h₂. Зависимость высоты морских волн от скорости ветра приведена на рис. 2.4.2. Расчет мощности сигнала, отраженного от водной поверхности, выполнен в работе [36], результаты вычислений показаны на рис. 2.4.3. Расчет проводился для высоты H = 1000 км, эквивалентной длительности импульса $T_i = 3$ нс и ширины диаграммы направленности $\Delta \alpha = 1^{\circ}$. На рис. 2.4.3 приведены огибающие импульса, полученные для разных высот морских волн. Здесь цифрами 1 и 2 обозначены формы импульсов, соответствующие ровной поверхности (отсутствие волн) и крупным волнам высотой более 20 м. Результаты вычислений показывают, что скорость ветра влияет как на величину мощности, так и форму отраженного сигнала. Подтверждается, что при t = 0 все огибающие пересекаются в точке, значение в которой равно половине максимальной мощности. Поэтому её следует принять за характерную точку и на нее нужно ориентироваться при реальных измерениях высоты морских волн. Таким образом, изменение скорости ветра приводит к изменению наклона и высоты волн и, как следствие, к изменению удельного сечения обратного рассеяния радиоволн, вызывающему изменение мощности отраженных радиоволн и вариации наклона фронта и средней части огибающей сигнала. Путем численного моделирования можно подобрать параметры морского волнения такими, чтобы результаты моделирования и измерений совпадали. Это позволяет оценивать характеристики морских волн, т. е. решать обратную задачу радиолокационного зондирования морской поверхности.



Рис. 2.4.2. Показательная высота волн в зависимости от скорости ветра



Рис. 2.4.3. Влияние скорости ветра на передний фронт сигнала

2.5. Определение среднего уровня поверхности океана

Одним из основных назначений спутниковой радиовысотометрии является определение уровня моря, т. е. положения свободной невзволнованной поверхности Мирового океана. Уровень моря подвержен колебаниям относительно условного начала отсчета, которые разделяются на периодические, непериодические и вековые колебания. Поэтому принято различать «мгновенный», приливной, средний суточный, средний месячный, средний годовой и средний многолетний уровень моря. Причинами, вызывающими колебания уровня, являются приливообразующие силы Луны, действие ветра и атмосферного давления, нагревание и охлаждение поверхности моря, приток воды, вносимой реками и атмосферными осадками, испарение, образование и таяние ледников, и другие факторы. Из теории, описывающей процесс приливов, следует, что две созданные Луной приливные куполообразные волны, существующиеся в любой момент времени на поверхности Мирового океана и движущиеся в западном направлении, являются единственным внешним источником, движущим океанские воды. Другие источники движения океанских вод (ветер, солнечное тепло, разные плотности воды, осадки, испарение), кроме сил Кориолиса, рождаются на Земле и в ее атмосфере под действием солнечного тепла. Перенос вод приливными волнами создает нагон вод в западных областях океанов и приводит здесь к подъему уровня поверхности океана. Эта «возвышенность» свободной поверхности создает горизонтальный градиент давления, который служит движущей силой, образующей струйные течения из западной области океана. Эти выводы подтверждены наблюдениями в Атлантическом океане, где в Карибском море и Мексиканском заливе образуется своеобразный накопитель вод экваториальных течений западного направления. Здесь наблюдается область постоянно высокого уровня воды, получившая название «холм Дефанта», именно отсюда берет начало Гольфстрим. Около северных берегов Финского залива и у восточных берегов Ботнического залива Балтийского моря уровень понижается в течение более чем двух с половиной столетий на несколько миллиметров в год. Пространственные изменения среднего уровня моря могут быть обусловлены характером береговых течений, влиянием конфигурации берегов. В Средиземном море средний уровень ниже, чем в Ботническом заливе, на 60 см. На рис. 2.5.1 в качестве примера приведена топографическая карта поверхности Средиземного моря, полученная по данным спутниковой альтиметрии. Цифрами 1 и 2 и соответствующими стрелками на рисунке отмечены показанные соответственно черными и светлыми пятнами «впадины» и «холмы», наблюдаемые на поверхности моря. Глубина «впадин» варьируется от 4 до 8 см относительно среднего уровня моря, выделенного на рис. 2.5.1 серым фоном. Высота «холмов» может достигать 18 см. Более детальная цветная иллюстрация топографической карты поверхности Средиземного моря, полученная по данным спутниковой альтиметрии, доступна на сайте [http://geogr.msu.ru].



Рис. 2.5.1. Вариации высоты поверхности Средиземного моря

Изменения уровня моря во времени гораздо более заметны, чем изменения в пространстве. Повсеместно существуют колебания уровня с годовым периодом, обусловленные главным образом климатическими причинами. Амплитуда годовых колебаний может достигать 20–30 см. Наиболее значительны непериодические колебания уровня моря, которые в прибрежных мелководных районах могут вызывать большие — в несколько метров — подъемы уровня. Они могут возникать под действием метеорологических факторов, а также вследствие подводных землетрясений. В определении уровня моря и высоты морских волн за прошедшие три десятилетия значительного прогресса добилась спутниковая альтиметрия.

Особенность формы импульса, зависящей от высоты морских волн, (см. рис. 2.4.3), позволяет связать мощность отраженного сигнала с высотой крупных волн. Исследования показали, что по огибающей формы импульса отраженного сигнала удается определить важную характеристику волнения — показательную высоту волн, это высота на уровне 1/3 от гребня больших волн. Высота волн связана со скоростью ветра, поэтому радиолокация морской поверхности позволяет оценить скорость приводного ветра. В радарной альтиметрии скорость ветра определяется на основе нормированного коэффициента отражения мощности сигнала. В первом приближении коэффициент обратного рассеяния о обратно пропорционален скорости ветра. Алгоритм, связывающий о и скорость ветра, является эмпирическим соотношением, основанным на одновременных измерениях скорости ветра с морских бакенов и спутниковых данных. Такой метод применялся для радиовысотомера GEOSAT. В дальнейшем он стал важной составляющей калибровочных работ при проведении высотомерных измерений. На рис. 2.5.2 приведены графики коэффициента обратного рассеяния в зависимости от скорости приводного ветра. Они получены на основе экспериментальных данных разных авторов. Более подробные зависимости $\sigma(v)$ приведены в работах [37-39].



Рис. 2.5.2. Удельная площадь обратного рассеяния морской поверхности в зависимости от скорости ветра

Применение радара-профилографа для изучения рельефа континентов затруднено наличием нерегулярных, больших наклонов поверхности, что приводит к большим ошибкам определения высоты, и оправдано при определении высотных профилей равнин и обширных ледников. Самостоятельное значение имеют результаты измерений удельной площади обратного рассеяния σ_0 при наблюдении в надир для разных видов поверхностей. В результате подробных измерений профилей σ_0 для океанических и континентальных районов была получена общирная информация об удельной площади обратного рассеяного рассеяния поверхности при различных её состояниях.

При решении задач геодезии и океанографии использование высотомерных данных дает приемлемый результат при условии точного определения высоты орбиты спутника. Решение этой задачи является одной из важнейших для успешного выполнения программы функционирования высотомера и требует проведения специальных методов калибровки данных измерений [40]. Точное положение спутника на орбите относительно станции слежения определяют с помощью лазера и навигационной спутниковой системы *GPS*. Используя новейшие лазеры и навигационные системы, удалось достигнуть точности измерений расстояния станция — спутник в несколько сантиметров. На основе точных данных об орбите вычисляется уровень поверхности океана как разность между высотой орбиты и высотой спутника над поверхностью океана. Для точной калибровки измерений используются как наземные опорные геодезические пункты, так и морские буи, и нефтяные вышки, оборудованные высокоточными GPS приемниками.

Методика анализа данных измерений спутникового радиовысотомера включает в себя лазерные и радиотехнические средства траекторных измерений; морские буи, оснащенные высокоточной навигационной аппаратурой; синоптические средства, предназначенные для получения информации о параметрах воздуха, скорости приводного ветра и высоты морских волн и приливных явлений. В общем виде процедура калибровки радиовысотомерных измерений включает в себя определение ряда параметров. Условно, уравнение суммарной поправки для высотомерных измерений из-за влияния различных геофизических факторов может быть записано в следующем виде: $h_{\Sigma} = h_{\alpha} + h_{\beta} + h_{\gamma} + h_{\delta}$. Здесь h_{α} — смещение уровня морской поверхности из-за приливов ($h_{\alpha} \approx 50$ см); h_{β} — барометрическая поправка ($h_{\beta} \approx 8$ –14 см); h_v — смещение среднего уровня высоты поверхности океана относительно геоида ($h_{\gamma} \approx 10-20$ см); h_{δ} — отличия регионального уровня земной поверхности от геоида (геоид — уровенная поверхность потенциала силы тяжести, совпадающая с поверхностью морей и океанов в спокойном состоянии: $h_{\alpha} = h_{\beta} = h_{\gamma} = 0$); $h_s = c \cdot \delta \tau / 2$ — электромагнитное смещение за счет дви-

жения спутника; $h_r = h + h_s = c(\tau + \delta \tau)/2$, $h = H - h_{\Sigma} = h_r - h_s$. Процедура определения каждого вида поправок представляет собой отдельную сложную задачу, вопросы калибровки высотомерных измерений подробно изложены в работах [37-42]. Проведение высокоточной калибровки позволяет определять уровень моря с высокой точностью. На рис. 2.5.3 приведены данные наблюдений уровня моря за 13 лет работы радиовысотомера TOPEX/POSEIDON. По этим данным увеличение среднего уровня моря происходит со скоростью около 3 мм в год. Накопленная за 13 лет непрерывной работы информация о высоте океанской поверхности, скорости встра и высоте волн позволили получить данные для программ моделирования и долгосрочного прогноза климата и во многом понять, как циркуляция воды в океане влияет на климат. Данные радиовысотомера TOPEX/POSEIDON используются в моделях атмосферы для предсказания силы ураганов. Впервые спутниковый радиовысотомер TOPEX/POSEIDON дал глобальную картину сезонных изменений в морских течениях, позволил определить начало и конец таких глобальных явлений, как теплое течение Эль-Ниньо и холодное Ла-Нинья и десятилетний цикл Тихого океана. Теплое поверхностное течение Эль-Ниньо, возникающее в экваториальной части Тихого океана и направляющееся к Южноамериканскому побережью, проявляется иногда примерно через 7-11 лет. Считается, что возникновение течения связано с нерегулярными колебаниями погодных условий на земном шаре. Обычно за Эль-Ниньо следует период активности холодного течения Ла-Нинья и во время активной фазы Ла-Нинья пассаты сильнее, чем обычно, поэтому массы холодной океанической воды, сконцентрированные вблизи берегов Южной Америки, распространяются до центральных районов экваториальной части Тихого океана.

Исследованы гигантские океанские вихри и показано, что изменение уровня моря носит неоднородный характер. Есть регионы, где повышение уровня моря достигает 1 см в год. Спутниковая высотометрия впервые открыла возможность получения глобальной картины топографии поверхности океана с точностью до 5-10 см. Это позволяет определять отклонения уровня водной поверхности от геоида, исследовать вихревую структуру общей океанической циркуляции, обнаруживать разрушительные волны цунами задолго до их приближения к берегу, следить за приливами в зонах континентальных шельфов, штормовыми нагонами и деформациями уровня, связанными с западными пограничными течениями. Анализ общего изменения среднегодового уровня моря может усложняться наличием локальных максимумов и минимумов. Спутники TOPEX/POSEIDON и JASON-1 обеспечивают глобальную картину уровня поверхности океана каждые 10 дней с точностью около 4 см. Ha сайте http://topex-www.jpl.nasa.gov/science/Jason-1-quick-look размещена цветная вкладка, иллюстрирующая состояние уровня морской поверхности, полученное с помощью радиовысотомера спутника JASON-1 в 2006 году в течение месяца. Наклонение орбиты в 66° позволяет спутнику «видеть»



Рис. 2.5.3. Средний многолетний тренд уровня моря за 13 лет



Рис. 2.5.4. Изменение уровня поверхности в Тихом океане

95 % свободной, не покрытой льдами поверхности Мирового океана. Через каждые 10 суток аппарат в точности повторяет свою трассу и вновь идет тем же маршрутом. Эти данные используются для оперативного наблюдения и прогноза цунами, штормовых нагонов, мониторинга циркуляции вод Мирового океана. Данные об уровне моря и топографии поверхности океана используются для восстановления картины рельефа дна океана. На рис. 2.5.4 изображен фрагмент изменения сезонной высоты уровня моря для участка морской поверхности протяженностью несколько тысяч км. Такие явления можно обнаружить только при проведении постоянных измерений, что и продемонстрировали альтиметрические данные радиовысотомеров TOPEX/POSEIDON и JASON-1. Пустая страница

Глава 3

Радиолокационное зондирование дождей и облаков

3.1. Энергетика при радиопокации дождей и облаков

В 1970–1990 годах с помощью наземных радиолокаторов были проведены обширные исследования отражения радиоволн облаками и дождями; результаты этих исследований обобщены в монографиях [21, 43]. При спутниковом зондировании поверхности были обнаружены сигналы, соответствующие рассеянию радиоволн дождями, что указывало на возможность их мониторинга. Получение сведений об облаках и дождях радиолокационным методом затруднительно, т. к. они имеют сложную, изменчивую структуру. Согласно [44], различают следующие типы облачных структур:

- Перистые, перисто-кучевые и перисто-слоистые тонкие прозрачные облака Эти облака состоят из мелких кристаллов льда, осадки из них не выпадают. В умеренных широтах они расположены на высотах 6–10 км, а в тропиках на высотах 15–18 км.
- Высоко-кучевые, высоко-слоистые и слоисто-кучевые облака. Они расположены на высотах от 2 до 5 км, толщина таких структур от 0,5 до 1 км. Из таких облаков могут выпадать осадки летом в виде слабых дождей, а зимой может наблюдаться снегопад малой интенсивности.
- Слоисто-дождевые, кучевые и кучево-дождевые облака, их высота от 0,3 до 3 км, а толщина изменяется от 2 до 5 км. Из этих облаков почти всегда выпадают дожди, нерегулярно наблюдаются интенсивные ливни.

На рис. 3.1.1 показана схема спутниковой локации облаков и дождей: точки A и B соответствуют спутнику и подспутниковой точке, $\Delta \alpha$ — ширина диаграммы направленности антенны по уровню –3 дБ, точка B_i расположена в облаке на произвольной высоте h_i Сложная облачная струк-

тура на рисунке выделена тремя характерными интервалами высот. Область дождей (1) занимает высоты от поверхности Земли до $h_1 \approx 2$ км; интервал (2) с высотами от h_1 до h_2 , в котором присутствуют облака в виде капель воды (уровень h_2 соответствует высоте нулевой изотермы). Область ледяных капель или кристаллов (3) расположена выше уровня h_2 ; эти облака почти всегда расположены ниже уровня тропопаузы h_4 . В тропиках $h_4 \approx 12$ –15 км, а в средних широтах $h_4 \approx 10$ –12 км. Такое грубое разделение облачных структур полезно, т. к. дожди (область 1), «теплые» облака (район 2) и «замерзшие» структуры (область 3) характеризуется разной интенсивностью обратного рассеяния радиоволн.



Рис. 3.1.1. Схема радиолокации дождей и облаков со спутника

Проанализируем сначала общие энергетические соотношения при радиолокации облаков и дождей. Связь мощности сигналов на входе приемника, обусловленных обратным рассеянием волн W_s , с мощностью передатчика W_0 определяется соотношением (1.2.5), поэтому

$$W_{s} = \frac{W_{0} G^{2} \lambda^{2} \sigma}{64 \pi^{3} H^{4}} , \qquad (3.1.1)$$

где H = AB — высота спутника, G — коэффициент усиления антенны, σ — эффективная площадь обратного рассеяния радиоволн облаками или дождями. Фактор σ зависит от объема части облака V, существенного для

рассеяния, от интегрального поглощения радиоволн Y на трассе AB_i и от удельной площади обратного рассеяния волн единицей объема среды σ_0 . Объем V определяется шириной диаграммы направленности антенны, высотой спутника и эффективным интервалом высот Δh

$$V = \frac{1}{4}\pi H^2 (\Delta \alpha)^2 \Delta h . \qquad (3.1.2)$$

Здесь учтено, что высота спутника Н много больше h_i . Примем, что интервал высот Δh — известная постоянная величина, она задается селекцией сигналов по времени запаздывания и зависит от способа их обработки. Эффективный поперечник обратного рассеяния, соответствующий части облака с толщиной Δh , с учетом (3.1.2) будет равен

$$\sigma = \sigma_0 V Y^2 = \frac{1}{4} \sigma_0 \pi H^2 (\Delta \alpha)^2 Y^2 \Delta h$$
 (3.1.3)

При радиолокации волна дважды проходит путь AB_i , поэтому интегральное поглощение на этом пути равно Y^2 . Использовав (3.1.1) и (3.1.3), найдем мощность сигнала, соответствующего рассеянию волн слоем облака толщины Δh , расположенным на высоте h_i

$$W_{s} = \frac{W_{0} G^{2} \lambda^{2} (\Delta \alpha)^{2} \sigma_{0} Y^{2} \Delta h}{256 \pi^{2} H^{2}} . \qquad (3.1.4)$$

Проанализируем антенный фактор G λΔα, при этом будем считать, что на спутнике установлена параболическая антенна диаметром D. Для такой антенны справедливы следующие приближенные соотношения:

$$\Delta \alpha \approx \lambda D^{-1}$$
, $A \approx \frac{1}{8} \pi D^2$, $G = 4\pi \lambda^{-2} A$, (3.1.5)

поэтому

$$G \lambda (\Delta \alpha) \approx \frac{1}{2} \pi^2 D$$
. (3.1.6)

В (3.1.5) А — есть эффективная поверхность антенны, которая приближенно равна половине площади раскрыва параболоида. Из (3.1.4) и (3.1.6) следует

$$W_{s} = \frac{W_{0}\pi^{2}D^{2}\sigma_{0}Y^{2}\Delta h}{1024 H^{2}}, \qquad (3.1.7)$$

$$\sigma_0 Y^2 = \frac{1024 W_s H^2}{W_0 \pi^2 D^2 \Delta h}.$$
 (3.1.8)

Выражение (3.1.7) позволяет определить ожидаемую мощность сигнала на входе приемника W_s , если значение удельной эффективной поверхности обратного рассеяния σ_0 и поглощение Y известны, а формула (3.1.8) дает оценку $\sigma_0 Y^2$, если известно отношение $W_s W_0^{-1}$. Произведение $\sigma_0 Y^2$ есть функция высоты h_i , а следовательно времени τ_i распространения радиоволн вниз и вверх по трассе AB_i , мощность W_s — также функция времени τ_i . Из этих соотношений следует, что облако — как радиолокационная цель — характеризуется произведением $\sigma_0(h_i) Y^2(h_i)$. Только в случае слабого поглощения — при $\lambda > 3$ см — можно считать Y = 1 и по (3.1.8) определить $\sigma_0(h_i)$. Согласно (3.1.7), мощность W_s пропорциональна квадрату диаметра антенны и убывает при увеличении высоты как H^{-2} .

От размера антенны зависит также горизонтальная разрешающая способность локатора, т. к. размер L части облачной структуры B₁B₂, облучаемой антенной,

$$L = B_1 B_2 = H \lambda D^{-1}.$$
 (3.1.9)

Необходимость использования антенны значительных размеров следует из энергетического соотношения (3.1.7) и из условия приемлемой горизонтальной разрешающей способности (3.1.9).

3.2. Удельная поверхность рассеяния, отражаемость и поглощение радиоволн облаками

Для определения σ_0 используем сначала выражение для площади обратного рассеяния волн одной сферической частицы σ_i . Если диаметр сферы d_i много меньше длины волны, то, согласно [43, 45],

$$\sigma_{i} = \pi^{5} \lambda^{-4} |\mathbf{M}|^{2} \mathbf{d}_{i}^{6}, \qquad (3.2.1)$$

где $M = \frac{n^2 - 1}{n^2 + 2}$, n — показатель преломления вещества частицы. Параметр M можно считать постоянной величиной; для капель воды $M^2 = 0,92$, а для льда $M^2 \approx 0,18$. Соотношение (3.2.1) справедливо, если $d_i < \lambda/16$, поэтому для капель облаков оно хорошо выполняется даже в миллиметровом диапазоне, а для крупных капель дождя оно справедливо только при $\lambda \le 2$ см. Так как частицы разного диаметра d_i распределены в облаке случайным образом, то удельная поверхность рассеяния равна суммарному вкладу всех частиц, расположенных в единице объема,

$$\sigma_0 = \sum_{i=1}^n \sigma_i = \pi^5 \ \lambda^{-4} \ M^2 \ \sum_{i=1}^n d_i^6 \ . \tag{3.2.2}$$

В облаках имеются капли разных размеров: от очень мелких в высоких перистых облаках, до крупных, присутствующих в дождящих облаках нижнего яруса. Для характеристики облаков вводят распределение капель по их размерам N(d_i), поэтому

$$\sum_{i=1}^{n} d_{i}^{6} = \int_{0}^{d_{m}} N(d_{i}) d_{i}^{6} d(d_{i}). \qquad (3.2.3)$$

Здесь d — символ дифференциала, d_i — диаметр частицы-капли, d_m — максимальный размер капли, соответствующий реальному распределению N(d_i). Используя (3.2.2) и (3.2.3), получим выражение для удельной площади рассеяния единицы объема среды

$$\sigma_0 = \pi^5 \lambda^{-4} M^2 Z. \qquad (3.2.4A)$$

Здесь введена «отражаемость» Z, определяемая как

$$Z = \int_{0}^{d_{m}} N(d_{i}) d_{i}^{6} d(d_{i}). \qquad (3.2.5)$$

Иногда в «отражаемость» вводят и поглощение волн Y², т. е. принимают

$$\sigma_0 Y^2 = \pi^5 \lambda^{-4} M^2 Z . \qquad (3.2.4B)$$

Из (3.1.7), (3.2.4) и (3.2.5) следует, что, если пренебречь ослаблением радиоволн Y, то мощность W_s пропорциональна Z. Величина Z служит условной радиолокационной характеристикой «отражаемости» единицы объема облака. Введенная так отражаемость Z предполагает малость диаметра капли $d_i < \lambda/16$, однако это условие может не выполняться для ливневых дождей, если $\lambda < 2$ см. Соотношения (3.2.4) и (3.2.5)

справедливы, если облака состоят из капелек воды. На больших высотах облака образованы частицами льда или снежинками, в этом случае указанные соотношения несправедливы. Несмотря на эти ограничения, и высокие облака, и дожди принято, согласно (3.2.4), характеризовать отражаемостью Z. Заметим, что $\sigma_0 \sim \lambda^{-4}$ и это затрудняет сравнение радиолокационных характеристик облаков или дождей, полученных в разных диапазонах волн. Отражаемость Z для малых капель не зависит от λ , поэтому её использование более удобно. Отражаемость имеет размерность $MM^{6} M^{-3}$, её принято выражать в децибелах: 10 log (Z = 1 $MM^{6} M^{-3}$) = 0 дБ, а $Z = 0,1 \text{ мм}^6 \text{ м}^{-3}$ соответствует -10 дБ. Отражаемость изменяется в больших пределах и можно указать лишь весьма условное среднее значение Z для облаков разных типов. Для высоко-кучевых и перистых облаков $Z \approx 0.5 \div 1.5 \text{ мм}^6 \text{ м}^{-3}$, слоисто-кучевые и мощно-кучевые облака характеризуются отражаемостью $20 \div 60 \text{ мm}^6 \text{ м}^{-3}$, а для слоисто-дождевых и кучево-дождевых облаков отражаемость может достигать $300 \div 1000 \text{ мm}^6 \text{ m}^{-3}$. По другим данным отражаемость облаков без осадков изменяется от -10 до -20 дБ, для слабо дождящих облаков Z ≈ 10÷25 дБ, а при сильных дождях Z ≈ 35÷45 дБ. В книгах [16, 43, 44] приведены более подробные сведения об отражаемости облаков разных типов. Необходимо иметь в виду, что эти данные получены наземными метеорологическими радиолокаторами и их использование в задаче спутниковой радиолокации возможно лишь для оценки мощности W_s. Отражаемость зависит от высоты h_i: для облаков без дождей она обычно максимальна на высоте нулевой изотермы, максимум Z в летнее время в средних широтах наблюдается на высотах 1-1,5 км, а в экваториальных районах при $h \approx 2 \div 3$ км. Согласно (3.2.5), отражаемость определяется распределением размеров капелек воды N(d_i), эта характеристика микроструктуры облаков изучена достаточно подробно [16, 44]. Из структуры интеграла (3.2.5) следует, что для вычисления отражаемости Z важно иметь достоверное распределение размеров частиц в облаке N(d_i). Из выражения (3.2.5) следует, что основной вклад в отражаемость Z вносят крупные капли, поэтому распределение по размерам N(d_i) должно наиболее правильно отражать структуру крупнокапельной фракции облаков. Для этого используют распределение «усеченной экспоненты»:

$$N(d_i) = \begin{cases} N_0 \exp(-\Lambda d_i) & \text{для } d_i < d_m, \\ 0 & \text{для } d_i > d_m, \end{cases}$$
 (3.2.6)

где $d_m \approx 6$ мм — наибольший диаметр капли, N_0 , Λ — параметры распределения.

Вычисление интеграла (3.2.5) с учетом распределения (3.2.6) приводят к следующему выражению

$$Z = N_0 \Lambda^{-7} \Gamma (7, \Lambda d_m), \qquad (3.2.7)$$

здесь $\Gamma(7, \Lambda d_m)$ — неполная гамма-функция. Формула (3.2.7) позволяет дать приближенную оценку Z, если известны параметры распределения $N(d_i)$.

В метеорологии облака принято характеризовать водностью B_c (содержанием воды в капельках в единице объема облака), а дожди — интенсивностью R_c (количеством выпавшей воды за единицу времени). Эти величины имеют следующие размерности: $B_c - r M^{-3}$, а $R_c - MM/чаc$. Было приложено много усилий для определения связей отражаемости Z и B_c , а также Z и R_c [16, 43, 44]. Тщательные многолетние исследования с применением наземных радиолокаторов и метеорологических средств измерений интенсивности дождей показали, что не наблюдается устойчивой связи Z и R_c . Дождящие облака при одинаковом выпадании воды R_c могут иметь отражаемость Z, отличающуюся в 2–3 раза. В указанных работах обосновывается следующая эмпирическая зависимость:

$$Z = A_1 R_c^{b}$$
. (3.2.8)

Параметры этой формулы зависят от длины волны: при $\lambda = 5 \div 10$ см для обложного дождя с интенсивностью $R_c = 20 \div 200$ мм/час $A_1 \approx$ ≈ 200 $\text{мм}^6 \text{м}^{-3}$, b ≈ 1,6. В работе [56] изложены результаты более подробного для $\lambda = 3,1$ см при наблюдении дождей в течении 31 месяца в четырех далеко разнесенных районах. Авторы разделяют разные дождящие облачные структуры на два типа: «stratiform» и «convective» и апроксимируют экспериментальные данные зависимостью(3.2.8) при b = 1,4. Облачные структуры «stratiform» почти однородны в горизонтальном направлении и имеют малые горизонтальные градиенты Z, a «convective» структуры обладают сильной изменчивостью по горизонтали. В результате анализа показано, что для «сопvective» структур A = $170 \div 190$, а для «stratiform» A = $90 \div 200$, если Z выражено в дБ. При одинаковой интенсивности дождя R_c «convective» структуры дают большие значения отражаемости Z, а для структур «stratiform» характерно в среднем меньшие значения Z. На рис. 3.2.1 привсдены по данным [56]



Рис. 3.2.1. Связь отражаемости Z и интенсивности дождя Rc для трех районов

(Австралия), 2 — около г. Дарвин (Англия), а зависимость 3 соответствует району г. Хьюстона (США). Сплошные кривые получены для «convective» структур, а пунктир соответствует облачным «stratiform» структурам. При определении отражаемости Z наземными радиолокаторами, когда $\lambda > 3$ см,

обычно не учитывается поглощение волн, т. е. принимается Y = 1. Точные спутниковые определения отражаемости при $\lambda \le 2$ см требуют корректного учета поглощения радиоволн.

Рассмотрим интегральное ослабление радиоволн Y. Ослабление на трассе AB_i обусловлено поглощением волн кислородом Y_0 , парами воды Y_w и облаками или дождями Y_c . Ослабление Y_0 и Y_w было рассмотрено в § 1.3, поэтому проанализируем влияние облаков или дождей Y_c . Ослабление облаками или дождями $Y_c(h_i)$ обусловлено двумя разными явлениями: поглощением и рассеянием волн каплями воды. Эти эффекты зависят от длины волны, они проявляются сильно при $\lambda < 3$ см. Мощность, поглощаемую одной каплей, можно выразить соотношением

$$\mathbf{w}_{\mathbf{a}} = \boldsymbol{\sigma}_{\mathbf{a}} \mathbf{P}_{\mathbf{0}} \,, \tag{3.2.9}$$

где P_0 — плотность потока мощности радиоволи, σ_a — эффективная площадь капли для поглощения волны. Аналогично, для мощности, рассеянной в различных направлениях

$$\mathbf{w}_{s} = \boldsymbol{\sigma}_{s} \mathbf{P}_{0} \,, \tag{3.2.10}$$

здесь σ_s — эффективная площадь капли для рассеяния волн. Суммарное уменьшение мощности из-за влияния одной капли будет равно

$$\mathbf{w}_{as} = (\sigma_a + \sigma_s) \mathbf{P}_0. \tag{3.2.11}$$

Если в объеме Δv имеется n капель, то уменьшение плотности потока мощности волн ΔP будет равно сумме воздействия всех капель

$$\Delta \mathbf{P} = -\frac{\Delta \mathbf{h}}{\Delta \mathbf{v}} \sum_{i=1}^{n} (\sigma_{ai} + \sigma_{si}) \mathbf{P}_{0}. \qquad (3.2.12)$$

Здесь Δh — элемент длины лучевой линии, а суммирование соответствует воздействию всех капель разного диаметра, которые находятся в объеме $\Delta v = \Delta x \Delta y \Delta h$. Если элемент длины dh мал, то, согласно (3.2.12),

$$\frac{\mathrm{dP}}{\mathrm{P}_{0}} = -\gamma_{\mathrm{c}} = \frac{\mathrm{dh}}{\Delta \mathrm{v}} \sum_{i=1}^{n} \left(\sigma_{\mathrm{a}i} + \sigma_{\mathrm{c}i} \right)$$
(3.2.13)

и, следовательно, имеем

$$\frac{P(h_i)}{P_0} = Y_c = \left[-\int_h^H \gamma_c(h) \, dh\right]. \qquad (3.2.14)$$

В этом соотношении Y_c — интегральное ослабление облаками или дождями, соответствующее распространению волн по трассе B_iA , т. е. вверх от высоты h_i (см. рис. 3.3.1), а $\gamma_c(h)$ — коэффициент ослабления на единицу длины Δh

$$\gamma_{\rm c} = \frac{\Delta h}{\Delta v} \sum_{i=1}^{n} (\sigma_{\rm ai} + \sigma_{\rm si}). \qquad (3.2.15)$$

Если диаметр капель много меньше длины волны, то, согласно [43, 45], σ_{ai} и σ_{si} выражаются следующими формулами:

$$\sigma_{ai} = \pi^2 \ \lambda^{-1} \ d_i^3 \ Im(-M), \qquad (3.2.16)$$

$$\sigma_{\rm si} = \frac{2}{3} \pi^5 \ \lambda^{-4} \ d_{\rm i}^{\ 6} \ \left| -\mathbf{M} \right|^2. \tag{3.2.17}$$

Из этих соотношений следует, что поглощение волн мелкими каплями пропорционально d_i^{3} , рассеяние волн пропорционально d_i^{6} . Для очень мелких капель тумана или облаков $\sigma_{si} < \sigma_{ai}$, т. е. ослабление обусловлено в основном поглощением волн, а вклад рассеяния мал. В этом случае коэффициент ослабления определяется суммой σ_{ai} для всех капель, заключенных в единице объема облака

$$\gamma_{\rm c} = \pi^2 \ \lambda^{-1} \ {\rm Im}(-{\rm M}) \sum_{i=1}^{\rm n} {\rm d}_i^{\ 3} , \qquad (3.2.18)$$

где n — число капель в единице объема. Выразив сумму формулы (3.2.18) через распределение капель по размерам, получим

$$\gamma_{\rm c} = \pi^2 \ \lambda^{-1} \ {\rm Im}(-{\rm M}) \int_{0}^{{\rm d}_{\rm m}} {\rm N}({\rm d}_{\rm i}) {\rm d}_{\rm i}^{3} {\rm d}({\rm d}_{\rm i}).$$
 (3.2.19)

Сравнив эту формулу с выражением для водности облака

$$B_{c} = \frac{\pi \rho}{6} \int_{0}^{d_{m}} N(d_{i}) d_{i}^{3} d(d_{i}), \qquad (3.2.20)$$

найдем, что

$$\gamma_{\rm c} = \frac{6\pi \ {\rm B_c} \ {\rm Im}(-{\rm M})}{\rho \ \lambda}.$$
 (3.2.21)

В этих формулах ρ — плотность воды, а B_c — водность. Из (3.2.21) следует, что коэффициент поглощения $\gamma_c(h)$ пропорционален высотному распределению водности облаков $B_c(h)$ и обратно пропорционален λ . Соотношение (3.2.21) справедливо для облаков, мороси и слабых дождей. Для сильных, ливневых дождей оно неточно, т. к. для случая крупных капель нельзя использовать простые формулы (3.2.16) и (3.2.17). Если размер капель d_i сравним с длиной волны, то для σ_a и σ_s нужно использовать строгие, громоздкие формулы, соответствующие ряду Ми [16, 17, 45].

Сложность получения практически важных сведений об ослаблении волн дождями, в рамках теоретического анализа, обусловлена несколькими факторами: нужно найти по строгой теории Ми сечение поглошения и рассеяние волн, нужно учесть концентрацию капель и распределение их по размерам. Результаты такого последовательного анализа ослабления радиоволн в дождях — с многими графиками — представлены в работах [16, 17, 21]. Теоретическое определение ослабления в сильных дождях оказывается малонадежным, его удается с трудом согласовать с экспериментом. В связи с этим важно получение прямых экспериментальных данных об ослаблении радиоволн в дождях. В работах [15, 18, 19] описаны результаты первых исследований ослабления сантиметровых и миллиметровых радиоволн, обусловленного осадками, на трассе геостационарный спутник — Земля. В эксперименте был получен большой фактический материал об ослаблении радиоволн частот 15,3 и 31,6 ГГц в США в штате Северная Каролина. Ослабление радиоволн частоты 15,3 ГГц при дожде умеренной интенсивности было около 3 дБ, при увеличении интенсивности дождя до 25-40 мм в час наблюдались замирания сигнала глубиной -10 и -14 дБ. При сильном затяжном дожде, имеющем интенсивность около 20 мм в час, регистрировалось длительное убывание сигнала до -9 дБ, а для сильного кратковременного ливня с интенсивностью более 70 мм в час, ослабление было более 20 дБ. Из этих работ следует, что ослабление на частоте 31,6 ГГц, обычно в 2,5-3,4 раза больше, чем в диапазоне 15,3 ГГц, а ослабление на частоте 30,9 ГГц в 2-2,5 раза больше, чем ослабление на частоте 18,5 ГГц. Из этих данных следует, что даже при однократном распространении волн по трассе спутник-поверхность нерегулярно наблюдается большое ослабление, обусловленное дождями. В настоящее время получены обширные фактические данные об ослаблении радиоволн в дождях для разных районов [18-21, 46-49].

Для практики важно знать связь интегрального ослабления радиоволн Y_c на трассе спутник-поверхность с интенсивностью дождя R_c. В работе [43] указана следующая эмпирическая связь

$$Y_c \approx \alpha_c R_c$$
, (3.2.22)

где Y_c выражено в дБ, а R_c — в миллиметрах воды, выпавшей за 1 час. Параметр α_c зависит от длины волны и для λ , равных 0,3 см, 1 см и 2–3 см, он равен соответственно 0,35; 0,2 и 0,07. В диапазоне $\lambda = 6 \div 10$ см ослабление дождями невелико, параметр $\alpha_c = 2 \cdot 10^{-3} \div 6 \cdot 10^{-4}$. Напомним, что соотношение (3.2.22) соответствует вертикальному однократному распространению волн, а в случае радиолокации ослабление в дБ увеличивается в два раза. Несмотря на общирные экспериментальные исследования ослабления радиоволн на спутниковых и наземных трассах, не удается найденные закономерности без изменений перенести на случай спутниковой радиолокации дождей. В работах [50–52] изложены особенности поглощения волн при радиолокации дождей наземными локаторами и со спутника и уточнена роль распределения N(d_i) и интенсивности дождя R_c .

Напомним особенности поглощения волн кислородом и парами воды. При однократном распространении волн по вертикали, согласно (1.3.10),

$$Y_0 + Y_w = \exp(-\gamma_0 H_0 - \gamma_w H_w).$$
 (3.2.23)

На рис. 1.3.3 были приведены зависимости $Y_0 + Y_w$ от частоты, на которых видно, что имеются три диапазона миллиметровых волн, где ослабление невелико. Для случая радиолокации поверхности или дождей со спутника на частотах 6 ГГц, 30 и 100 ГГц поглощение $2(Y_0 + Y_w)$ даже при максимальной влажности не превосходит 0,2 дБ, 2 и 6 дБ. Видно, что поглощение в окнах прозрачности атмосферы возрастает при уменьшении длины волны. При радиолокационном зондировании облаков и дождей ослабление определяется суммарным эффектом воздействия кислорода, паров и капелек воды

$$Y = 2(Y_0 + Y_w + Y_c), \qquad (3.2.24)$$

здесь составляющие поглощения выражены в децибелах.

Задачей спутникового радиолокационного зондирования облаков и дождей является определение высотного профиля удельной поверхности рассеяния $\sigma_0(h_i)$ и для этого необходим учет интегрального ослабления волн Y(h_i). Из (3.2.24) следует, что корректный учет изменчивой зависимости Y(h_i) в рамках теоретического анализа затруднителен. Для точного определения $\sigma_0(h_i)$ нужно, согласно (3.1.8), иметь экспериментальную зависимость Y(h_i), полученную в тех же условиях, что и радиолокационные определения мощности W_s(τ_i). Наиболее достоверные данные о по-глощении дают спутниковые радиометры, если они работают одновременно с радиолокатором.

3.3. Спутниковые системы радиолокации дождей и облаков

Мощность сигнала на входе приемника, обусловленная обратным рассеянием волн дождящими облаками, быстро увеличивается при уменьшении длины волны, а поглощение радиоволн, уменьшающее W_s , возрастает при уменьшении λ . Анализ итоговой зависимости $W_s(\lambda)$ показывает, что вклад обратного рассеяния может превосходить эффект поглощения волн и поэтому приближенная зависимость мощности принимаемого сигнала от длины волны вне полос сильного атмосферного поглощения выражается как $W_s \sim \lambda^{-b}$, где $b = 2 \div 3$. Поэтому для радиолокационного зондирования облаков и дождей эффективно использование коротких сантиметровых и миллиметровых радиоволн. Применение этого диапазона волн обусловлено также и стремлением получить узкую диаграмму направленности антенны и, следовательно, высокую горизонтальную разрешающую способность при приемлемых размерах антенны.

Систематическое исследование дождей с помощью спутникового радиолокатора было осуществлено в 1999-2008 годах по программе TRMM (Tropical rainfall measuring mission). На спутнике TRMM с высотой Н = 403 км был установлен локатор, излучавший импульсы на несущей частоте f = 13,8 ГГц. Антенна локатора была выполнена из 128 излучающих элементов, расположенных в квадрате размером 200 на 200 см. Для осуществления сканирования максимума диаграммы направленности антенны в пределах ±17° использовалось изменение фазы излучающих элементов. Антенна имела узкую диаграмму направленности $\Delta \alpha = 0, 7^0$, она облучала малую часть дождящих облаков с горизонтальным размером около 5 км. Благодаря сканированию диаграммы направленности в направлении, перпендикулярном вектору скорости спутника, осуществлялся радиолокационный обзор полосы облачной структуры шириной 247 км. Обработка сигналов позволяла определять интенсивность обратного рассеяния волн $W_s(h_i)$ для высот от поверхности до $h_i = 20$ км, при этом было достигнуто вертикальное разрешение $\Delta h = 250 \text{ м}$. Радиолокатор обладал высокой чувствительностью, что позволяло регистрировать даже малые значения отражаемости Z, соответствующие слабым дождям с интенсивностью 0,7 мм/час. Главной задачей программы TRMM являлось изучение закономерностей дождей и ураганов в тропических, приэкваториальных районах. Радиофизическая часть этих исследований предполагала решение следующих задач. Для определения трех-

мерной структуры отражаемости дождей Z(h;) нужно было провести тщательную калибровку аппаратуры, чтобы иметь достоверную связь W_s и ZY² или W_s и $\sigma_0(h_i)$. Для этой цели осуществлялись предварительные наземные измерения коэффициента усиления антенны G и мощности передатчика W₀. Далее проводилась калибровка аппаратуры при установке радиолокационного комплекса на самолете, когда измерялась мощность W_s, соответствующая отражению волн морской поверхностью, и наконец была осуществлена точная калибровка при работе локатора на спутнике TRAMM. Для этой цели использовались экспериментальные данные о мощности W_s при локации морской поверхности при отсутствии облаков [53-55]. Трудность такой калибровки связана с изменчивостью удельной поверхности обратного рассеяния поверхности, обусловленной волнением моря. Тщательная калибровка — с использованием рассеяния волн морской поверхностью — позволила осуществлять достаточно точные измерения отражаемости Z(h_i). Было осуществлено сравнение отражаемости, измеренной спутниковым локатором и наземными метеорологическими радиолокаторами [55-58].

Стандартная техника наземных метеорологических радиолокационных наблюдений использует радиоволны диапазона $\lambda = 3,1$ см. Имеется полученный этими средствами большой статистический материал о высотном профиле $Z_{e}(h)$ и об интенсивности дождей R_{c} для разных типов облачных структур [56]. Представляет интерес сравнение данных о высотном профиле отражаемости, полученных спутниковым радиолокатором $Z_{\rm p}(h)$ для $\lambda = 2,17$ см, и найденных по данным наземных метеорологических радаров $Z_g(h)$ для $\lambda = 3,1$ см. В работе [57] представлен анализ зависимостей $Z_p(h)$ и $Z_g(h)$, полученных одновременно. Эксперименты показали, что для высот $h = 6 \div 14$ км различие Z_p и Z_g невелико и не требуется вводить коррекцию на поглощение радиоволн. Для высот $h = 2 \div 3$ км, где наблюдались максимальные значения отражаемости, $Z_p < Z_g$; при сильных ливнях разность $Z_g - Z_p$ достигает 3–7 дБ, что указывает на необходимость учета поглощения радиоволн диапазона $\lambda = 2,17$ см дождями. Эти исследования показали, что Z, измеренная в одинаковых условиях спутниковыми и наземными радиолокаторами, может отличаться. При радиолокации интенсивных дождей существенное влияние на измерения отражаемости оказывает поглощение волн У, оно приводит к кажущемуся уменьшению Z_р.

Таблица 3.3.1

Удельная поверхность обратного рассеяния σ_{0} и ее изменения $\delta\sigma_{0}$

Морская поверхность Континентальные районы Угол в, градусы $\sigma_0,$ дБ $\delta \sigma_0,$ дБ $\sigma_0,$ дБ δσ,,дБ 8,2 0 12,3 8,9 1,9 6,5 0,7 12,3 1,9 3,8 12,2 1,0 5,5 1,4 1,8 2,1 12,1 -0,4 4,8 1,6 2,8 11,9 1,4 -1,4 4,3 11,5 3,6 1,3 -2,2 3,8 11,2 1,2 -2,8 3,4 4,3 10,7 1,2 -3,4 3,2 5,0 5,7 10,3 1,3 3,0 -3,8 -4,2 6,4 9,8 1,4 2,6 7,1 9,5 1,5 -4,4 2,5 7,8 9,1 1,5 -4,7 2,5 8,5 1,7 -4,9 2,4 8,5 7,8 1,9 2,3 9,2 -5,2 7,1 2,2 9,9 2,1 -5,5 10,6 6,4 2,3 -5,7 2,1 11,3 5,3 2,5 -6,3 2,1 12,1 4,5 2,7 -6,5 2,1 3,7 2,9 -6,7 2,0 12,8 13,5 2,9 3,0 2,0 -6,9 14,2 2,0 3,2 -7,0 2,1 1,2 14,9 3,3 -7,1 2,1 15,6 0,3 3,5 -7,3 2,1 16,6 2,2 -7,5 -0,6 3,6 -7,6 2,2 17,0 -1,4 3,7

для λ = 2,17 см

В работе [52] представлены результаты тщательных исследований удельной площади обратного рассеяния поверхности σ_0 для $\lambda = 2,17$ см; в этих экспериментах использовалось сканирование поверхности при изменении угла падения θ в пределах $\pm 17^{0}$. При обработке экспериментальных данных определялись средние значения σ_0 и среднеквадратичное отклонение δσ₀ для океанических и континентальных районов. Авторы этой работы привели географические карты распределений σ_0 и $\delta\sigma_0$ для приэкваториальных районов с широтами ±35°. В таблице 3.3.1 представлены по данным [52] усредненные зависимости σ_0 и $\delta\sigma_0$ от угла падения *в* для океанических и континентальных районов при отсутствии дождей. Авторы работы разработали методику определения поглощения радиоволн дождями с использованием отражения радиоволн поверхностью. Эта методика предполагает знание зависимости $\sigma_0(\theta)$ при отражении от поверхности при отсутствии дождей. Если дожди присутствуют, то измеренные значения σ_0^* будут меньше σ_0 , что позволяет определить интегральное поглощение волн дождями при двукратном распространении волн по трассе спутник-поверхность $-Y_c^2$. Для такого определения Y_c^2 важно знать изменчивость удельной площади обратного рассеяния поверхности $\delta\sigma_0$. Из таблицы 3.3.1 следует, что при почти вертикальном зондировании морской поверхности, когда $\theta = 0 \div 10^0$, изменчивость $\delta \sigma_0$ не превосходит 2 дБ, что указывает на возможность определения поглощения сантиметровых волн интенсивными дождями. На рис. 3.3.1, по данным [52], представлены две экспериментальных зависимости измеренных значений σ_0^* для континентального района при наличии интенсивных ливневых дождей (точки) и средней зависимости $\sigma_0(\theta)$ при отсутствии дождей (пунктир). Видно, что сильные, тропические ливни приводят к ослаблению Y_c², достигающему 8-11 дБ. Такие сильные ливни регистрировались при изменении угла θ в пределах $\pm 4^{\circ}$, что соответствует полосе поверхности шириной около 40 км. Следует отметить, что определение поглощения радиоволн дождями, когда зондируются континентальные районы, мало надежно, т. к. для таких районов наблюдается большая изменчивость $\delta\sigma_0$. Более точные данные о поглощении радиоволн дождями могут быть получены этим методом при радиолокации морской поверхности, т. к. при этом изменчивость $\delta\sigma_0$ не превосходит ±2 дБ, если $\theta = 0 \div 10^0$. Авторы работы [52] считают, что этим методом можно исследовать распределение интенсивных дождей над океаническими районами Земли. При этом предполагается, что использование зависимости (3.2.22) позволит определять интенсивность дождей R_c . В работах [50–52] описаны результаты исследований поглощения волн дождем и разработана методика коррекции влияния Y_c на определение вертикального профиля $Z(h_i)$. Для определения зависимости $Y_c(h_i)$ эта методика использует также данные радиометров, которые были в составе аппаратуры TRMM.



Рис. 3.3.1. Примеры зависимостей удельной площади σ_0^* от угла падения *θ* при отсутствии дождей (пунктир) и при сильном ливне (точки)

В работах [55, 57, 58] приведены результаты сравнения отражаемости облачно-дождевых структур, определенной тремя разными радиолокационными методами. Использовались данные спутникового радара PR ($\lambda = 2,17$ см), локатора на высотном самолете ($\lambda = 3,1$ см) и назем-

ного метеорологического локатора ($\lambda = 3,1$ см). Осуществлялось одновременное радиолокационное зондирование дождящих облаков этими радиолокаторами, а также детальное определение параметров облаков и дождей традиционными метеорологическими средствами. Эти комплексные исследования были осуществлены в США в штате Северная Каролина, когда наблюдались облачно-дождевые структуры разных типов. Авторы этой работы отмечают, что наземный радар имеет хорошее горизонтальное разрешение отражаемости Z, но недостаточное вертикальное разрешение. Спутниковый PR локатор имеет хорошее вертикальное разрешение, но недостаточное горизонтальное разрешение. Локатор, установленный на высотном самолете, имел высокое разрешение Z и по высоте, и по горизонтали. Было показано, что авиационный радар часто регистрирует большие значения Z, чем спутниковый локатор PR. Авторы объясняют это расхождение тем, что ячейки сильных, ливневых дождей имеют небольшую горизонтальную протяженность, а при значительном размере облучаемой локатором PR поверхности происходит сглаживание — уменьшение регистрируемой отражаемости дождей. На рис. 3.3.2, по данным [57], приведены типичные высотные профили отражаемости облачно-дождевых структур. Сплошные кривые соответствуют зависимостям Z(h), полученным по данным спутникового радара PR, пунктирные — данным PR с учетом поглощения радиоволн, а точки указывают значения Z, полученные наземным радиолокатором. Видно, что для высот $h = 2 \div 3$ км при $Z = 34 \div 38$ дБ поправка на поглощение равна 2-3 дБ. Только при учете поглощения радиоволн для высот h < 5 км достигается соответствие отражаемости Z, измеренной спутниковым и наземным радарами. Видно, что отражаемость Z сильных дождящих облаков на высотах 0÷3 км изменяется в пределах 30÷37 дБ, а на высотах 6-8 км она около 25-28 дБ. Итоговой проверкой эффективности спутникового локатора-дождемера явилось сравнение связи отражаемости Z и интенсивности дождя R_c, определенных как по спутниковым, так и по наземным измерениям [59-61]. Оказалось, что для тропических районов потребовалось уточнить эмпирическую за-ных определениях интенсивности дождей. Были проведены подробные исследования связи отражаемости Z с распределением размеров капель дождей N(d;) [62, 63]. В итоге тщательных многолетних исследований по программе TRMM были изучены закономерности связей $Z \rightarrow \sigma_0$, $Z \rightarrow N(d_i)$ и $Z \rightarrow R_c$, что обеспечивало получение массовых, надежных сведений о динамике дождей.



Рис. 3.3.2. Типичные значения отражаемости Z, найденные спутниковым радаром и наземным локатором

Для изучения высоких, не приводящих к осадкам облаков, потребовалось создание локатора миллиметрового диапазона волн. Такой локатор был установлен на спутнике CLOUDSAT, который был выведен в 2005 г. на солнечно-синхронную орбиту с наклонением 98° и высотой 720 км [64, 65]. Радиолокатор CPR (Cloud profiling radar) излучал на несущей частоте 94 ГГц импульсы длительностью 3,3 мкс с частотой повторения 4000 Гц. Благодаря значительной средней мощности передатчика — W₀ = 26 Вт — и применению большой параболической антенны (D = 1,85 м, G = 63 дБ, $\Delta \alpha = 0,11^{0}$), была достигнута высокая чувствительность определения отражаемости. Минимальная измеряемая отражаемость облаков Z_{min} была около -26 дБ; для сравнения — отражаемость дождей Z = +20-40 дБ. Благодаря малой ширине диаграммы направленности антенны, облучалась часть облачной структуры диаметром 1,4 км, качание диаграммы направленности обеспечивало обзор полосы облаков шириной около 200 км. Использование коротких импульсов позволило провести измерения Z(h_i) с вертикальным разрешением $\Delta h = 485$ м. Для точного определения высотного профиля облаков Z(h;) потребовалась тщательная калибровка аппаратуры, для осуществления которой производилось радиолокационное зондирование морской поверхности. В работе [64] дано подробное описание методики такой калибровки и достигнутой точности определения Z. Экспери-

менты показали, что при строго вертикальном зондировании морской поверхности наблюдается большая изменчивость мощности Ws, что не позволило использовать эти данные для калибровки аппаратуры CPR. При калибровке осуществлялось отклонение максимума диаграммы направленности антенны от надира на 10° и выбирались дни с безоблачной атмосферой, когда скорость приводного ветра Vm была мала. Измеренное значение мощности сигналов обратного рассеяния морской поверхностью Ws корректировалось с учетом поглощения радиоволн кислородом и парами воды. Так определялось точное значение фактора GΔαY и обеспечивалась высокая точность измерения Z(h_i). В итоге создания спутникового радара CPR, работавшего в диапазонс $\lambda = 3,2$ мм, были получены сведения о трехмерном распределении облаков при разных метеорологических условиях для всех районов Земли. Дополнительным результатом этих исследований было получение новых сведений об удельной площади обратного рассеяния миллиметровых волн при разном состоянии моря и континентальных районов.



Рис. 3.3.3. Блок-схема радиолокатора зондировщика дождей и облаков

В заключение этой главы дадим краткое описание блок-схемы локатора и приведем его основные параметры. Спутниковый метеорологический радар должен решать две задачи: осуществлять точное измерение мощности принимаемых сигналов W, и времени запаздывания τ_i . На рис. 3.3.3 слева показана форма огибающей сигнала, принятого антенной $W_s(\tau_i)$. С задержкой $\tau_i = 2(H - h_i) c^{-1}$ от момента излучения короткого прямоугольного импульса на вход приемника поступает слабый «растянутый» импульс W_s(τ_i), соответствующий рассеянию радиоволн разными участками облачной структуры с высотами h_i. Затем через время $\tau_0 = 2 \text{Hc}^{-1}$ наблюдается короткий импульс большой мощности, обусловленный рассеянием радиоволн поверхностью. Приемник усиливает сигнал $W_s(\tau_i)$ и осуществляет его детектирование. Если детектор имеет квадратичную характеристику, то с выхода приемника в блок обработки поступает напряжение $U(\tau_i)$, пропорциональное мощности $W_{s}(\tau_{i})$. Мощность принимаемых сигналов изменяется в больших пределах: от очень малых значений W_s(τ_3), соответствующих рассеянию волн верхней частью облаков на высоте h_3 , до больших — $W_s(\tau_0)$, обусловленных рассеянием радиоволн поверхностью. Поэтому приемная измерительная система локатора должна иметь большой динамический диапазон, в пределах которого желательна линейная связь мощности W_s и напряжения U. Необходимость определения мощности в момент то связана с использованием сигнала, рассеянного поверхностью, для осуществления калибровочных измерений, когда, согласно (3.1.4), возможно определение аппаратурного фактора $W_0G^2(\Delta \alpha)^2$. Так как напряжение U(τ_i) мало по сравнению с шумами приемной части локатора, то в блоке обработки осуществляется накопление сигналов $U(\tau_i)$ за время нескольких излученных импульсов. Далее определяются средние значения $U(\tau_i)$ для дискретных интервалов времени Δt . Выбор интервала

 Δt обусловлен необходимым вертикальным разрешением, т. к. $\Delta t = 2\Delta hc^{-1}$. Дискретные значения $U(\tau_i, \Delta t)$ с выхода блока обработки поступают в бортовую вычислительную машину, для последующей передачи в наземный центр приема, хранения и обработки данных. Блок-схема рис. 3.3.3 показывает лишь укрупненные элементы локатора. Спутниковый радар для зондирования дождей и облаков является сложным измерительным устройством; сводные данные о параметрах таких локаторов приведены в таблице 3.3.2.

Таблица 3.3.2

Параметры радиолокаторов — зондировщиков дождей и облаков

Параметр локатора	Зондировщик дождей, PR — Precipitation radar, Tropical rainfall measuring mission	Зондировщик облаков, CPR — Cloud profiling radar, CLOUDSAT
Год начала работы	1999	2006
Средняя высота спутника	402 км	720 км
Частота	13,8 ГГц	94 ГГц
Длительность импульса	1,7 мкс	3,3 мкс
Частота повторения импульсов	2776 Гц	4000 Гц
Мощность передатчика	2,5 Вт	26 Вт
Мощность в импульсе	500 Вт	1800 Вт
Размер антенны	200 на 200 см	185 см
Ширина диаграммы направленности	0,7 град	0,1 град
Коэффициент усиления антенны	47 дБ	63 дБ
Диаметр разрешающей площади	5 км	1,4 км
Полоса обзора	240 км	200 км
Максимальная высота регистрации	20 км	25 км
Разрешение по высоте	250 м	485 м
Чувствительность по интенсивности дождя	0,7 мм / час	
Чувствительность по огражаемости	+ 20 дБ	–26 дБ

Глава 4

Исследования поверхности радиолокатором бокового обзора

4.1. Принципы работы радиолокатора бокового обзора с синтезом апертуры и основные соотношения

Радиолокаторы бокового обзора и их более совершенная разновидность, радиолокаторы с синтезированной апертурой, рассматриваемые в этой главе, получили широкое распространение в исследованиях земных покровов. Структура радиолокатора бокового обзора принципиально не отличается от структуры радара, предназначенного для решения задачи обнаружения и измерения дальности до цели с помощью коротких электромагнитных импульсов. На его обобщенной блок-схеме на рис. 4.1.1 указаны ключевые компоненты радара:

- 1 командная радиолиния с антенной 12, по которой в бортовой процессор управления 2 поступают команды на проведение сеанса съемки;
- по командам бортового процессора управления и синхронизатора в блоке формирования сигнала 3 формируется зондирующий сигнал с требуемой полосой частот и длительностью, который поступает в передатчик 4;
- зондирующий сигнал в передатчике переносится на несущую частоту, усиливается и через антенный переключатель 5 поступает в антенну радара 14;
- отраженный сигнал приходит на эту же антенну, затем через антенный переключатель поступает в приемник б, усиливается, и после фазового детектора 7 квадратурные компоненты сигнала подаются на аналого-цифровой преобразователь 8;
накопленные в бортовой памяти 9 массивы отсчетов оцифрованного сигнала с помощью линии передачи данных 10 через антенну 13 передаются на наземный приемный пункт для последующей обработки.



Рис. 4.1.1. Типичная бпок-схема радара

В главе 1 на рис. 1.1.2 была показана условная схема зондирования поверхности радиолокатором бокового обзора. Принципиальной особенностью этого радара является проведение измерений сбоку по ходу движения спутника. Результатом работы радара бокового обзора является обнаружение отражения от участка поверхности (эхо-сигнала «цели») и измерение дальности r до точки поверхности P через измерение запаздывания τ :

$$r = c\tau/2. \tag{4.1.1}$$

Здесь r — расстояние от спутника A до точки P_i на поверхности (см. рис. 1.1.2). Положение точки поверхности в так называемой радиолокационной системе координат определяется дальностью AP до точки P (либо её удаленностью от подспутниковой точки B по оси y) и её положением вдоль оси движения x. Разрешающая способность радара δr по дальности определяется параметрами зондирующего импульса, при использовании импульса без внутриимпульсной модуляции она определяется длительностью T_i импульса следующим образом

$$\delta r = cT_i/2. \tag{4.1.2}$$

При использовании зондирующего импульса с внутриимпульсной модуляцией, например линейной частотной модуляцией, разрешение определяется полосой частот сигнала ΔF_m

$$\delta r = c/(2\Delta F_m). \tag{4.1.3}$$

Разрешение по наземной дальности или по координате x связано с разрешением по наклонной дальности через синус угла падения волн θ простым соотношением

$$\delta x = \delta r / \sin \theta \, .$$

Разрешение в другом направлении, вдоль линии движения у, определяется шириной диаграммы направленности антенны. Будем различать реальную, «физическую», антенну с линейным размером D радиолокатора бокового обзора и синтезированную антенну с условным размером l_A у радиолокатора с синтезированной апертурой. Для синфазного равноамплитудного распределения поля в апертуре антенны с линейным размером D диаграмма направленности согласно [66] описывается выражением

$$G(\alpha_0) = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda}D\sin\alpha_0\right)}{\frac{\pi}{\lambda}D\sin\alpha_0}\right]^2.$$
 (4.1.4)

Здесь α_0 — угол отклонения от электрической оси антенны. Вдоль электрической оси антенны, при $\alpha_0 = 0$, усиление максимально и спадает до нуля при $\alpha_0 = \lambda D^{-1}$. Дальнейшие небольшие периодические повышения значения коэффициента усиления с периодом λD^{-1} называются боковыми лепестками. На рис. 4.1.2 показан случай, когда сигнал приходит с направления на точку P_1 , которому соответствует нуль диаграммы направленности антенны. В этом случае дополнительная длина пути сигнала относительно фазового центра антенны меняется от $-\lambda/2$ до $\lambda/2$ на краях апертуры D по сравнению с направление на точку P_0 , лежащую на электрической оси, что приводит к появлению линейно меняющегося фазового набега от $-\pi$ до π . При когерентном суммировании сигналов в пределах апертуры это дает нуль. Ширина диаграммы антенны $\Delta \alpha$ по уровню половинной мощности определяется как

$$\Delta \alpha = 0.89 \lambda D^{-1} \approx \lambda D^{-1}, \qquad (4.1.5)$$

что примерно в два раза меньше углового расстояния между первыми нулями диаграммы.

Линейное разрешение δx , совпадающее для радиолокатора бокового обзора с длиной участка L, лежащего в пределах ширины диаграммы направленности $\Delta \alpha$, равно



Рис. 4.1.2. К определению ширины диаграммы направленности антенны

$$L = r\lambda D^{-1}. \tag{4.1.6}$$

Примером классического радиолокатора бокового обзора является радар Океан-О, работавший на длине волны 3 см. У этого радара разрешение вдоль трассы $\delta y = 2,5$ км определялось размером антенны *D* в этом направлении [67].

Для пояснения способа повышения разрешающей способности с помощью метода синтезирования апертуры обратимся к рис. 4.1.3, на котором радар, расположенный на спутнике A, движется по трассе A_1A_2 со скоростью V на высоте H над поверхностью Земли. На этом рисунке электрическая ось антенны находится в плоскости, проведенной через местную вертикаль перпендикулярно плоскости орбиты спутника, и отклонена от местной вертикали на угол α в боковом направлении относительно направления движения. В этой схеме бокового обзора сигналы, отраженные различными элементами поверхности (например, точки P_1 и P_2) имеют различное запаздывание, а потому могут быть разделены при использовании коротких зондирующих импульсов. Разрешение радиолокатора бокового обзора вдоль трассы полета, или азимутальное разрешение определяется диаграммой направленности в этом сечении и равно длине отрезка P_3P_4 , оно может быть вычислено по формуле (4.1.6). Другой линейный размер антенны, её высота D_V , определяет ширину полосы съемки поверхности.

Следует отметить, что элементы поверхности характеризуются также радиальной скоростью точек поверхности относительно радара, что позволяет различить точки Р₃ и Р₄ в соответствии с доплеровским сдвигом частоты сигнала. Повышение разрешающей способности измерений по частоте может быть достигнуто, например, за счет увеличения длительности зондирующего импульса, но с неизбежным снижением разрешающей способности радара по дальности. Другим вариантом является использование когерентной радарной системы, излучающей импульсы с известной начальной фазой и регистрирующей амплитуду и фазу отраженных сигналов. Дальнейшая когерентная обработка эхо-сигналов может рассматриваться как способ создания искусственной апертуры с размерами, большими физического размера антенны D. Радар, работающий по такому принципу, называется радаром с синтезированной апертурой. Синтезируемая апертура l_A образуется в результате перемещения антенны радара по траектории A1An (см. рис. 4.1.4) и когерентной обработки эхо-сигналов от участка поверхности P_i на интервале времени, в течение которого он не выходит за пределы диаграммы антенны. Различают два случая синтеза



Рис. 4.1.3. Геометрия съемки поверхности радаром бокового обзора



Рис. 4.1.4. К формированию синтезированной апертуры

апертуры [11, 69]. В первом случае производится безвесовое суммирование сигналов, тогда когерентное сложение возможно в пределах первой зоны Френеля, где сферическая волна может считаться плоской. Отсюда минимальное значение элемента разрешения вдоль направления движения спутника по оси *y*, или по азимуту, будет равно

$$\delta y = \frac{1}{2} (\lambda r)^{1/2}$$
. (4.1.7)

При таком способе синтеза минимальное значение δx , например, для радара ERS имеет величину порядка 100 м. Подобная методика синтеза применялась при радиолокационном картографировании Венеры с разрешением по поверхности 1 км с помощью спутников *BEHEPA-15* и *BEHEPA-16* в 1983–1984 годах [70]. Разрешающую способность можно улучшить, если при суммировании сигналов производить коррекцию фазы, связанную со сферичностью принимаемых волн. Этот процесс аналогичен фокусировке в оптических системах. Поэтому говорят о фокусированном синтезе апертуры. Следует отметить, что из-за двустороннего прохождения сигнала от каждой из точек съемки радара к точке *P* ширина диаграммы синтезированной апертуры l_A вдвое уже, чем реальной:

$$\Delta \alpha = \lambda \left(2l_A \right)^{-1}. \tag{4.1.8}$$

Таким образом, разрешающая способность по азимуту при использовании метода синтезированной апертуры равна

$$\delta y = r\lambda \left(2l_A\right)^{-1}.\tag{4.1.9}$$

Предельное разрешение радара с синтезированной апертурой по азимуту с фиксированной ориентацией антенны определяется временем T_A нахождения выбранной точки P на поверхности в пределах диаграммы направленности, ширина которой определяется апертурой реальной антенны с угловым размером

$$\theta_A = \lambda D^{-1} = l_A r^{-1},$$
 (4.1.10)

откуда

$$\lambda r = l_A D \tag{4.1.12}$$

С учетом (4.1.10) и (4.1.11) из (4.1.9) получим, что предельное разрешение по азимуту равно:

$$\delta y = 0.5\lambda \theta_A^{-1} = 0.5\lambda r l_A^{-1} = D/2, \qquad (4.1.13)$$

где θ_A — угол наблюдения цели радаром.

Отсюда следует, что предельное разрешение вдоль оси x или азимутальное разрешение равно половине размера реальной апертуры радиолокатора и не зависит от длины волны радара и дальности до объекта. Если для радара ERS (длина волны $\lambda = 5,7$ см) с линейным размером антенны D = 10 м [68], находящегося на расстоянии r = 840 км от области поверхности, размер пятна L составляет 4740 м, то в результате процесса синтезирования апертуры предельное разрешение по азимуту составит 5 метров. Азимутальное разрешение радара с синтезированной апертурой, как следует из (4.1.13), обратно пропорционально углу θ_A , что составляет суть так называемого телескопического режима, когда увеличение угла наблюдения цели достигается за счет отслеживания выбранного участка поверхности антенной во время съемки или удержания этого участка поверхности в пределах диаграммы антенны.

Альтернативный способ вывода предельного разрешения [68] основан на понятии различимости двух близко расположенных целей в предположении, что на краю синтезированной апертуры разность расстояний до двух соседних целей равна половине длины волны (см. рис. 4.1.5). На этом рисунке дается вид сверху на две цели P_1 и P_2 , разнесенные на расстояние x. Пусть расстояние от центра синтезированной апертуры до цели P_1 равно r_0 . Расстояние от края апертуры в точке A_2 до цели, смещенной относительно центра апертуры на величину x, равно

$$r = \left(r_0^2 + \left(y - l_A/2\right)^2\right)^{0.5}$$
(4.1.14)



Рис. 4.1.5. К выводу разрешающей способности

Продифференцировав дальность r по переменной y, получим в точке y = 0

$$dr / dy = (x - l_{A} / 2) / r_{0}$$
(4.1.15)

Приращение дальности в зависимости от приращения смещения по оси у в точке x = 0 равно

$$\Delta r / \Delta y = -l_A / (2r_0) \tag{4.1.16}$$

Так как изменение двусторонней длины пути на величину, равную половине длины волны эквивалентно изменению дальности Δr на величину $\lambda/4$, то разрешение вдоль направления движения *x*, или азимутальное разрешение δx , определяется соотношением

$$\delta y = r\lambda (2l_A)^{-1},$$

что аналогично выражению в (4.1.9). Ещё один способ вывода разрешения вдоль линии движения спутника для антенны с синтезированной апертуры, основанный на анализе доплеровской частоты отраженного сигнала и дающий аналогичный результат, приведен в главе 1. Важным следствием (4.1.9) является тот факт, что уменьшение интервала синтеза апертуры (длины синтезируемой апертуры l_A) приводит к пропорциональному ухудшению разрешения по азимуту δy .

Как было отмечено выше, обязательной составляющей процесса фокусированного синтеза является компенсация меняющейся дальности до выбранного элемента поверхности. При перемещении спутника вдоль трассы полета расстояние r до точки поверхности P увеличивается на расстояние Δr по сравнению с минимальной наклонной дальностью r_0 (см. рис. 4.1.6), в соответствии с формулой:

$$\Delta r = r - r_0 = \frac{\left(y - y_0\right)^2}{2r_0}.$$
 (4.1.17)

Соответствующий фазовый набег сигнала

$$\varphi(y) = \frac{4\pi (y - y_0)^2}{\lambda r_0}.$$
 (4.1.18)

Представив смещение по азимуту через произведение скорости спутника на время, получим закон изменения фазы сигнала во времени

$$\varphi(t) = \frac{V^2 (t - t_0)^2}{\lambda r_0}, \qquad (4.1.19)$$

тогда доплеровский сдвиг частоты эхо-сигнала равен

$$\Delta f = \frac{2V^2(t-t_0)}{\lambda r_0} = \frac{2V(y-y_0)}{\lambda r_0}.$$
 (4.1.20)

Отсюда следует, что частота сигнала выбранного элемента поверхности меняется по линейному закону, а фаза — по квадратичному. У элемента поверхности, находящегося в точке $y_1 \neq y_0$, имеется дополнительный линейный ход фазы или постоянный доплеровский сдвиг частоты по сравнения с элементом, с координатой $y_0 = 0$. Квадратичная составляющая фазы при этом остается примерно такой же. Математически обработка эхосигналов в процессе синтеза апертуры заключается в коррекции квадратичного изменения фазы и когерентном накоплении отсчетов. Этот вид обработки называется согласованной фильтрацией и описан в главе 2. Алгоритмически процедура коррекции может быть реализована в виде свертки азимутальной выборки эхо-сигналов с фокусирующей функцией, закон изменения фазы которой описывается выражением (4.1.19). Возможен альтернативный вариант — умножение выборки сигналов на фокусирующую функцию из (4.1.19) с последующим спектральным анализом азиму-



Рис. 4.1.6. Изменение дальности до цели при синтезе апертуры



Рис. 4.1.7. Типовая циклограмма работы радара

тальной выборки сигнала, в результате которого соседние по азимуту элементы поверхности разделяются в соответствии со своим доплеровским сдвигом частоты. Недостатком второго способа является модуляция уровня отраженного сигнала диаграммой антенны в азимутальном направлении. Подавление уровня отраженного сигнала в направлении по наклонной дальности присутствует в обоих вариантах обработки.

Циклограмма типовой радиолокационной съемки поверхности заключается в периодическом излучении зондирующих импульсов и приеме эхо-сигналов в интервалах между излучениями (см. рис. 4.1.7). Поскольку обычно интервал повторения импульсов заметно меньше времени прохождения импульса до поверхности и обратно, на циклограмме за зондирующим импульсом длительностью T_i с номером *m* следует эхо-сигнал от импульса с номером m + k. Например, у радара *ERS* эхо-сигнал первого излученного импульса приходит к антенне после излучения 13-го зондирующего импульса. Период повторения импульсов и задержка приема эхо сигнала после излучения очередного импульса выбираются с учетом дальности до поверхности в пределах зоны съемки. В режиме так называемой маршрутной съемки направление антенны радара фиксировано во время сеанса съемки, из-за чего предельный интервал когерентного накопления при обработке (и, соответственно, разрешение) определяется



Рис. 4.1.8. Схема съемки в «прожекторном» режиме

временем нахождения выбранной точки поверхности в пределах диаграммы направленности антенны. При необходимости увеличить разрешение по азимуту используют прожекторный режим, когда во время сеанса антенну подворачивают, удерживая снимаемую область в пределах диаграммы направленности антенны (см. рис. 4.1.8, где антенна радара в точке A_1 направлена на точку P вперед по ходу движения, а в точке A_2 — назад по ходу движения). Прожекторный режим чаще всего реализуется с помощью сканирования луча антенны в направлении движения спутника. Современные космические радары имеют такой режим съемки. Если же высокое или предельное разрешение в азимутальном направлении не требуется, то можно проводить съемку (или когерентную обработку) на более коротком интервале времени. Так, например, если при максимально возможной длине синтеза по N импульсам использовать в обработке укороченный набор из N/4 импульсов, то это приведет к ухудшению разрешения примерно в 4 раза. В результате обработки укороченных сосседних секций данных полу-



Рис. 4.1.9. Схема съемки в режиме SCANSAR

чаются перекрывающиеся кадры изображений поверхности (данный режим съемки называется кадровой съемкой), что позволяет проводить усредненис перекрывающихся частей этих изображений. Результатом усреднения будет снижение шумов интерференции практически в той же мере, что и суммирование соседних по азимуту отсчетов в маршрутной съемке. Режим кадровой съемки, применяемый в системах, где не требуется высокого разрешения по азимуту, дает возможность снизить поток данных и среднюю мощность радара при работе сравнительно короткими сериями (пачками) зондирующих импульсов, перемежаемыми разумно длинными интервалами молчания радара. Интервалы времени между пачками импульсов не должны быть слишком большими: соседние по азимуту кадры изображений должны иметь перекрывающиеся части. Режим кадровой съемки использовался в советских аппаратах ВЕНЕРА-15 и ВЕНЕРА-16 [70], а также американском аппарате МАГЕЛЛАН [71] при картировании поверхности планеты Венера. Снижение разрешения по азимуту в режиме кадровой съемки позволяет расширить полосу съемки при наличии возможности управления углом обзора антенны α (сканированием лучом антенны) в плоскости, перпендикулярной плоскости орбиты (см. рис. 4.1.9). Предположим, что интервал синтезирования апертуры меньше предельно возможного интервала l_A и равен $l_A/4$. Тогда на первом укороченном интервале можно снять первый кадр в ближней полосе с номером 1. На следующем интервале, когда радар сместится на расстояние $l_A/4$, можно произвести перенацеливание антенны во вторую полосу и снять кадр в этой полосе, и так далее. К моменту съемки очередного кадра в первой полосе радар смещается на расстояние l_A , из-за чего новый, пятый по порядку кадр будет стыковаться в этой полосе с ранее снятым кадром номер 1, что обеспечит беспропускную съемку. Итоговая полоса съемки будет состоять из 4 отдельных полосок, а разрешение вдоль линии движения при таком режиме съемки будет примерно в 4 раза ниже предельного разрешения. Режим съемки широкой полосы, называемый в литературе как SCANSAR, реализован практически во всех современных радарах.

Пример распределения отраженного сигнала по дальности и азимуту (радиоголограммы) для маршрутной съемки радара ERS над территорией калибровочного полигона в Нидерландах приведен на рис. 4.1.10. Этот радар работал длинными зондирующими импульсами, у которых частота сигнала менялась по линейному закону (ЛЧМ импульсы). В пределах диаграммы антенны находилась яркая калибровочная цель, сигнал которой хорошо виден на радиоголограмме (метка 1). Изменения яркости на изображении в вертикальном направлении, совпадающем с координатой х, передают вариации амплитуды сигнала из-за квадратичного закона изменения фазы зондирующего импульса, характерного для ЛЧМ сигнала. В горизонтальном направлении у, совпадающем с направлением движения радара, мы также видим вариации яркости, обусловленные квадратичным характером изменения дальности от радара до калибровочной цели, приводящим к модуляции фазы по закону, также характерному для ЛЧМ сигналов. Синтезированное изображение, полученное после согласованной обработки сигнала по дальности и фокусированного синтеза по азимуту, приведено на рис. 4.1.11. На синтезированном изображении, видна яркая точечная цель 1 — активный калибратор, использовавшийся для внешней калибровки радара ERS. Стали видны и другие яркие точки, вероятно, опоры линий электропередачи, а также протяженные объекты среди которых, например, дорога 2, водоем 3. Данное изображение получено с максимально возможным, предельным разрешением. Предельное разрешение редко используется при тематическом анализе из-за высокого уровня шумов интерференции или спекл-шумов, присущих радарам с синтезированной апертурой. Некогерентное суммирование соседних азимутальных отсчетов изображения (см. рис. 4.1.12), полученное суммированием по 4 соседних строки (рис. 4.1.11), позволяет снизить уровень шумов интерференции и улучшить различимость слабоконтрастных объектов. Зачастую такое суммирование обеспечивает выравнивание масштабов изображения по азимуту и дальности.



Рис. 4.1.10. Фрагмент радиоголограммы для поверхности с яркой точечной целью

Кроме пространственного разрешения, радиолокационное изображение характеризуется ещё рядом специфических характеристик. Одна из них — эффективная площадь обратного рассеяния, характеризующая отражательные свойства зондируемого объекта и входящая в уравнение радиолокации. Основной характеристикой исследуемого объекта является его эффективная площадь обратного рассеяния σ , измеряемая в единицах площади, м². Применяют также логарифмическое представление вида 10 lg₁₀ σ в децибелах квадратных метров, дБм². Для распределенных целей введена удельная эффективная площадь обратного рассеяния σ_0 , являющаяся безразмерной величиной — отношением σ к геометрической площади S элемента разрешения радара. Измеряемая радаром величина, мощность отраженного сигнала W_S , равна (см. параграф 1.2):

$$W_{S} = \frac{W_{0}G^{2}(\alpha)\lambda^{2}Y_{S}}{4\pi^{3}r^{4}}\sigma = \frac{W_{0}G^{2}(\alpha)\lambda^{2}Y_{S}}{4\pi^{3}r^{4}}S\sigma_{0} = F_{s}\sigma_{0}, \quad (4.1.21)$$

где W_0 — излучаемая мощность, $G(\alpha)$ — диаграмма направленности антенны, Y_S — потери на трассе распространения волн и в системе приема и обработки, r — дальность до элемента поверхности. Качество измерения σ_0 определяется точностью определения передаточной функции F_S . Ограничивающими факторами при измерении σ_0 , исходя из уравнения радиолокации, являются нестабильность характеристик радара и системы обработки, неопределенность знания диаграммы направленности антенны, неточное знание геометрии съемки, другие искажения сигнала. Достоверное измерение отражательных свойств поверхности обеспечивает радиометрическая калибровка, зависящая от точности знания параметров радиолокационной системы (мощность передатчика, усиление приемника, коэффициент усиления антенны, потери в тракте и др.) и называемая абсолютной радиометрической калибровкой. Она позволяет сравнивать данные о поверхности, полученные различными радарными системами. Радиометрическая калибровка выполняется с помощью эталонных калибровочных целей с определенным уровнем σ , размещаемых в зоне съемки. Наиболее известными калибровочными целями являются уголковые отражатели, σ которых довольно точно выражается через геометрические размеры конструкции отражателя.

Присутствие шумов различной природы ухудшает качество получаемого изображения. Показатель чувствительности радара в виде отношения сигнал/шум F_R , характеризующий уровень мощности принятого сигнала относительно мощности собственных шумов радара, позволяет оценить уровень шумов на радиолокационном изображении:

$$F_R = \frac{W_S}{K_b T_P \Delta f} = \frac{W_S G^2(\alpha) \lambda^2 Y_S}{4\pi^3 r^4 K_b T_P \Delta f} S \sigma_0, \qquad (4.1.22)$$

Здесь Δf характеризует полосу пропускания системы. Для обычного радара с импульсным режимом работы это — полоса частот сигнала на выходе детектора. Собственные шумы системы характеризуются шумовой температурой Т_Р. Коэффициент К_b в этой формуле — постоянная Больцмана. Эта же формула пригодна для описания чувствительности радара с синтезированной апертурой. Поскольку в обработке данных радара с синтезированной апертурой участвует совокупность импульсов длительностью T_i, следующих с интервалом повторения T_r (с частотой повторения f_r), энергетические показатели радара будет определять средняя мощность, равная $W_0 T_i / T_r$. Кроме того, в ходе когерентной обработки происходит фильтрация отраженного поверхностью сигнала в узкую полосу доплеровских частот $\delta\Delta f$, определяемую формулой (1.1.6), а потому в качестве полосы частот системы подставим выражение для полосы доплеровских частот. Далее выразим в этой формуле разрешающую способность по угловой координате $\delta\xi$ через размер элемента разрешения δx и дальность в виде $\delta \xi = \delta x/r$ и учтем, что площадь элемента поверхности S может быть выражена через разрешение по дальности и вдоль линии движения как

$$S = \delta x \delta y = c \delta x (2\Delta F_m \sin(\theta))^{-1}. \qquad (4.1.23)$$





Рис. 4.1.12. Фрагмент синтезированного изображения поверхности с яркой точечной целью после некогерентного усреднения

x

Тогда выражение (4.1.22) можно записать как:

$$F_R = \frac{W_0 G^2(\alpha) \lambda^3 c Y_S \sigma_0 T_i f_r}{4^4 \pi^3 r^3 V \Delta F_m K_b T_P \sin \theta}.$$
(4.1.24)

Эта формула содержит сведения только о параметрах радиолокационной системы и свойствах поверхности, но не зависит от параметров получаемого изображения и способа обработки, что делает её предпочтительной для получения объективных характеристик радара. Для заданного уровня сигналшум можно оценить предельную дальность работы радара [11]. Наиболее наглядной для потребителя радиолокационной информации является σ_0 шумового эквивалента, которую можно обозначить как σ_N , которая характеризует уровень собственных шумов радара на изображении в единицах σ_0 :

$$\sigma_N = \frac{4^4 \pi^3 r^3 V \Delta F_m K_b T_P \sin \theta}{W_0 G^2(\alpha) \lambda^3 c Y_S T_i f_r}.$$
(4.1.25)

Отметим, что никакими способами обработки, в том числе и некогерентным суммированием отсчетов радарного изображения, нельзя повысить отношение сигнал-шум, равно как и уменьшить уровень шумов σ_N . Некогерентное суммирование, тем не менее, позволяет улучшить другой показатель качества радиолокационного изображения, а именно радиометрическое разрешение. Радиометрическое разрешение является мерой флуктуаций отраженного сигнала и характеризует возможность различения однородных объектов на изображении с различным значением σ_0 . Наиболее часто используемая формула для оценки радиометрического разрешения имеет вид:

$$\gamma = 10 \log_{10} \left(1 + m^{-1/2} \left(1 + \frac{\sigma_N}{\sigma_0} \right) \right).$$
 (4.1.26)

Параметром *т* здесь обозначена величина некогерентного суммирования некоррелированных отсчетов радиолокационного изображения. Кроме радиометрического разрешения используется понятие радиометрической точности, которая характеризует качество абсолютной калибровки, показывая степень отличия истинного значения σ_0 эталонного объекта от измеренного на изображении значения. Радиометрическая точность определяется как среднее значение отклонений $\Delta \sigma_0$ от σ_0 . Радиометрическая стабильность характеризует повторяемость измерений и определяется как стандартное отклонение получаемых значений σ_0 от тех, которые были бы получены в номинальных условиях. Источником неточностей измерений являются факторы, которые трудно оценить — например, влияние атмосферы, влияние мешающих отражений, а также различного рода шумы, нестабильности и др. Наличие на радиолокационном изображении шумов интерференции усложняет его анализ даже в условиях высокого уровня отраженного сигнала.

Необходимым условием правильной работы радара является согласование циклограммы работы радара с параметрами его антенны и геометрией съемки. Например, частота повторения зондирующих импульсов и связанное с ней расположение элементов синтезируемой антенной решетки не могут быть выбраны произвольно. Линейные размеры антенны также жестко увязаны с параметрами радара. Синтезированная апертура представляет собой антенную решётку, элементы которой разделены расстоянием $l_R = VT_r$, где T_r — период повторения импульсов радара. Диаграмма направленности такой решётки G_R , учитывая двухстороннее распространение радиоволн, равна

$$G_R(\zeta) = \left[\frac{\sin(mF)}{m\sin F}\right], \quad F = kl_R \sin \zeta , \qquad (4.1.27)$$

где N — число элементов решётки, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, а ζ — угловое положение точки съемки вдоль линии движения относительно оси решётки. Характерной особенностью диаграммы антенной решётки является наличие помимо основного максимума при $\zeta = 0$ высоких максимумов при $F = n\pi$, n = 1, 2.... Поскольку результирующая диаграмма этой антенны есть произведение диаграмм антенной решетки и реальной антенны, эти максимумы могут быть подавлены за счёт реальной антенны радара. Диаграмма реальной антенны приближённо описывается функцией

$$G(\zeta) = \left(\frac{\sin F_1}{F_1}\right), \quad F_1 = \frac{kD}{2}\sin\zeta . \quad (4.1.28)$$

Подавление будет оптимальным, когда $F_1 = \pi$. В этом случае угловое положение нуля диаграммы направленности реальной антенны совпадает с угловым положением первого высокого максимума диаграммы направленности синтезированной антенны, и он будет подавляться полностью. Тогда

$$D = 2l_R.$$
 (4.1.29)

С учетом соотношения (4.1.13) получим, что расстояние между элементами решетки l_R должно быть равно элементу разрешения δy . Отсюда следует, что время повторения импульсов должно быть выбрано так, чтобы при перемещении радара со скоростью V каждый элемент разрешения был облучён хотя бы один раз:



Рис. 4.1.13. Пример изображений района реки Оки от 4 и 28 апреля 1999 г.

Глава 4. Исследования поверхности радиолокатором бокового обзора



Рис. 4.1.14. Пример изображения района Новороссийской бухты

$$T_r = \frac{\delta y}{V} . \tag{4.1.30}$$

Период повторения импульсов определяет ширину полосы съемки, или полосу захвата L_W :

$$L_{W} = \frac{cT_{r}}{2\sin\theta} = \frac{\delta x}{2\sin\theta} \frac{c}{V}.$$
 (4.1.31)

Важным выводом из соотношения (4.28) является то, что отношение $L_W/\delta x$ является в некотором смысле постоянной величиной и изменение одного из этих параметров ведёт к соответствующему изменению другого. Поэтому, например, в классической системе РСА нельзя получить радиолокационное изображение с высоким разрешением и в широкой полосе захвата. Другой, вертикальный размер антенны D_v также связан с его разрешающей способностью. Он определяется условием, чтобы ширина диаграммы направленности антенны в угломестной плоскости была уже угловой ширины максимального значения полосы съемки. Отсюда следует правило

$$\frac{\lambda}{D_{\nu}} \le \frac{L_{W}}{r} \cos\theta, \qquad (4.1.32)$$

откуда следует

$$D_{v} \ge 4\lambda \frac{V}{c} \frac{r}{D} \operatorname{tg} \theta$$
 (4.1.33)

Необходимо отметить, что вопросы создания и функционирования радиолокационных систем являются сложной научно-технической проблемой. Более подробно они рассмотрены в [108, 109].

Вследствие особенностей взаимодействия радиоволн с поверхностью радарные изображения отличаются от привычных оптических изображений. Видимые на них контрасты обусловлены наличием крупномасштабных уклонов рельефа, неровностями микрорельефа, диэлектрическими свойствами и структурой объектов поверхности. Гладкие поверхности выглядят на этих снимках темными, шероховатые — более светлыми. Слагающие шероховатую поверхность более проводящие материалы отражакот более сильно. На рисунках 4.1.13А и 4.1.13Б приведены изображения реки Оки во время половодья. На более позднем снимке 4.1.13Б хорошо заметны темные области (2), соответствующие разливу реки (1), что демонстрирует пригодность радарных снимков для оперативного мониторинга районов чрезвычайных ситуаций. На снимке рис. 4.1.14 приведено изображение Новороссийской бухты, полученное радаром ERS. Взволнованная водная поверхность (1) имеет однородный тон и хорошо выделяется на фоне окаймляющих Новороссийскую бухту прибрежных гор (3). Яркие точки (2) соответствуют судам в бухте, а меткой (4) отмечены портовые сооружения. На фоне взволнованной поверхности воды заметны также темные полосы (5), свидетельствующие о загрязнении акватории нефтепродуктами.



Рис. 4.1.15. К анализу искажения геометрии деталей рельефа поверхности

Характерной особенностью радиолокационной съемки является получение изображения в координатах дальность-азимут. Уклоны рельефа (см. рис. 4.1.15) приводят к искажению изображения в виде сжатия переднего склона и растяжению заднего. На этом рисунке равноотстоящие на склонах горы точки $P_1 - P_n$ проецируются на ровную поверхность на изображении неравномерно. В результате верхушка горы, например, будет смещаться к подножию в сторону радара, а передний склон сожмется в размерах. Задний склон, наоборот, растягивается. Точка Р_n, находящаяся на средней поверхности, останется на месте. Данный эффект хорошо виден на рис. 4.1.16, где приведена полоса изображения горной части Камчатки, полученного радаром SIR-С в 1994 году (радар находился выше полосы изображения). На рисунке, слева направо, видны: эллипсообразный контур горы Стол с рекой Лев. Жупанова слева от неё, пересекающая полосу изображения наискосок в центре — змейка реки Прав. Жупанова, а на правом краю полосы находится вулкан Малый Семячик с черным пятном — кратером Троицкого на вершине. Неучёт рельефа местности при построении изображения

привел к тому, что вершина конусообразного вулкана (1) сместилась вверх от геометрического центра этой горы, в сторону радара. В некоторых случаях, при малых углах обзора, передние крутые склоны могут быть искажены так, что верхушка горы окажется на снимке ближе, чем основание (заворот изображения), задние же склоны будут невидимы (эффект затенения).

На рис. 4.1.17 приведено изображение территории Лосиного острова в Подмосковье. Городские кварталы (1) ярко выделяются на фоне окружающих естественных покровов. Четко видны Московская кольцевая автомобильная дорога (2), зона торфоразработок (4) на фоне массивов лиственного (3) и хвойного (5) лесов умеренно серого цвета. Гладкие поля (6), имеющие наиболее низкое значение σ_{0} , передаются темным тоном.

На изображении 4.1.18 показан радарный снимок прибрежной зоны Каспия. В правой части этого рисунка находятся сельскохозяйственные поля (3), имеющие серый тон, а темные области (1) соответствуют гладкой водной поверхности. Светлые области (2) — камыши на мелководье с повышенным уровнем эхо-сигнала. Узкая темная полоса (4) — судоходный канал.

На рис. 4.1.19 приведено изображение полуострова Святой Нос на Байкале. Горные области полуострова (1) и побережья (2), имеющие пересеченный рельеф, выделяются по повышенному уровню отражения. Гладкие водные поверхности Баргузинского (4) и Чивыркуйского (5) заливов с низким уровнем σ_0 имеют темный тон. Нижняя часть Баргузинского залива имеет более светлый тон из-за повышенной шероховатости водной поверхности, обусловленной ветрами, дующими из Баргузинской долины. Гладкая болотистая поверхность перешейка (3) имеет темновато-серый тон. На рис. 4.1.20 приведено изображение южной части Байкала в районе поселка Выдрино (1). На снимке хорошо заметны горные области (2), гладкая водная поверхность озера (3) и светлые участки взволнованной поверхности (4). Детали (5) на водной поверхности у побережья в форме струй — участки повышенного ветрового волнения водной поверхности вблизи долин речек, впадающих в Байкал.

На территории Аккермановского района Оренбургской области (рис. 4.1.21) хорошо видны отроги Уральских гор (1) и сельхозполя различной степени обработки (2), имеющие различное значение σ_0 .

Удельная эффективная площадь рассеяния поверхности является основным входным параметром для множества физических и численных моделей, разработанных для оценки био- и геофизических свойств подстилающей поверхности (см., например, 89, 100, 114, 115) в задачах, перечисленных в дальнейших разделах.



Рис. 4.1.16. Пример изображения вулкана и гористой области на Камчатке



Рис. 4.1.17. Пример изображения территории Лосиного острова в Подмосковье



Рис. 4.1.18. Побережье Каспия: 1 — вода, 2 — камыши на отмелях, 3 — поля, 4 — судоходный канал



Рис. 4.1.19. Байкал: полуостров Святой Нос: 1 — полуостров Святой Нос, 2 — берег Байкала у Чивыркуйского залива, 3 — перешеек, 4 — Баргузинский залив, 5 — Чивыркуйский залив



Рис. 4.1.20. Южная часть Байкала: 1 — поселок Выдрино, 2 — гористый район, 3 — водная поверхность без волнения, 4 и 5 — области с ветровым волнением Глава 4. Исследования поверхности радиолокатором бокового обзора



Рис. 4.1.21. Аккермановский район Оренбургской области. Поля различной степени обработки

Этот метод использует информацию о разности фаз эхо-сигналов, зарегистрированных от одного и того же участка местности радиолокационной системой с двух близких точек в пространстве. Для этого может использоваться либо радар с одной антенной, выполняющий съемку с близких и почти параллельных орбит спутника (двухпроходная интерферометрия), либо радар с двухантенным интерферометром, проводящий измерения в одном сеансе (однопроходная интерферометрия). При этом разность фаз принятых сигналов зависит от разности расстояний до цели и несет информацию о рельефе поверхности и изменении расстояний до цели за время между съемками [96]. Относительная точность измерений высот рельефа методами радарной интерферометрии для однопроходной схемы съемки находится в пределах 5-10 м, абсолютная точность зависит от пересеченности рельефа поверхности, точности знания геомстрии съемки. Для двухпроходной схемы характерна более низкая точность из-за различных мешающих факторов типа атмосферных неоднородностей, из-за изменений условий отражения сигнала поверхностью за время между съемками и др. [72]. Поскольку интерферометрическая разность фаз содержит сведения о рельефе и смещениях отражающей поверхности за время между съемками, возможно разделение этих эффектов методами дифференциальной радарной интерферометрии. Дифференциальная интерферометрия позволяет измерять подвижки подстилающей поверхности с субсантиметровой точностью. Такой измерительный материал, как правило, предоставляет детальную площадную картину радиальных перемещений отражающей поверхности относительно радара в пределах радиолокационного снимка. Наблюдаемые мелкомасштабные смещения имеют различную природу и могут быть следствием тектонической активности, оползневых и карстовых процессов, хозяйственной деятельности человека и др. Возможности дифференциальной интерферометрии впервые продемонстрированы в [104] на примере обнаружения проседаний почвы на сельскохозяйственных полях. Яркие примеры деформации земной поверхности в результате землетрясений приведены в [105, 106]. Проседание земной поверхности в районах нефтедобычи описано в [103]. Из отечественных работ можно упомянуть [107, 108], где описаны примеры выявления динамики водных поверхностей водоемов, проявлявшейся в колебаниях уровня ледовых и прибрежных почвенных покровов.

Расстояние между точками съемки называется базой интерферометра. Ориентация базы в пространстве делит виды интерферометрической съёмки на два класса: с ориентацией базы вдоль трассы полёта и поперёк трассы. Интерферометрия с базой, ориентированной вдоль трассы полёта, может быть организована только в однопроходных схемах съёмки, этот способ предназначен для определения движущихся целей и измерения их скорости. Цели могут быть точечными (автомобили, корабли) или распределёнными (водная поверхность). Специфика метода измерения скорости такова, что для него необходима только одновременная съёмка обоих изображений. Поскольку этот метод имеет сравнительно узкий сектор приложений, ниже он не обсуждается, и приводятся материалы по интерферометрии с поперечной ориентации базы относительно траектории спутника.

Основными областями применения интерферометрии с поперечной ориентацией базы являются построение цифровых моделей рельефа, измерение мелкомасштабных смещений поверхности за время между съёмками, оценка изменений отражательных свойств поверхности за время между съёмками. В зависимости от конкретной задачи выбирают наиболее подходящие схемы съёмки. Для построения карт рельефа наилучшей является однопроходная съёмка двухантенным интерферометром с поперечной базой, однако допустима и двухпроходная схема, при этом интервал между съёмками желательно минимизировать для уменьшения нежелательных изменений отражательных свойств поверхности, приводящих к снижению когерентности отраженных сигналов или временной декорреляции. Для измерения подвижек поверхности и оценки изменений необходима только двухпроходная схема съёмки, причем интервал между проходами выбирают в зависимости от конкретной задачи: для оценки движения ледников он составляет 1-3 суток, медленные оседания грунта под воздействием различных причин — месяцы и годы, изменения растительности в вегетационный период — недели, и т. д.

Наибольшее распространение получил метод радарной интерферометрической съемки рельефа с повторяющихся орбит, поскольку для организации такой съемки используется обычный радар без какой-либо специальной доработки. В основе этого метода — совместная обработка сеансов съемки одной и той же территории радиолокатором с синтезированной апертурой. Для иллюстрации геометрии съемки в случае «плоской Земли» можно воспользоваться рис. 4.2.1 в предположении, что точка A_1 относится к одной траектории съемки, а точка A_2 находится на другой траектории съемки с этого же аппарата, выполненной спустя некоторое время. Обозначим через Н высоту аппарата над поверхностью в первый момент съемки. Расстояние между точками съемки l_i является базой интерферометра, которая в общем случае ориентирована под углом α_i к горизонту. Сигнал радара из точки A_1 приходит в точку поверхности P, находящуюся на расстоянии r, под углом α к местной вертикали.

При малой величине базы интерферометра по сравнению с наклонной дальностью разность расстояний от точки Р до точек A_1 и A_2 поверхности, выраженная через параметры базы интерферометра, приблизительно равна

$$\Delta r = l_i \sin(\alpha_i - \alpha). \qquad (4.2.1)$$



Рис. 4.2.1. Схема интерферометрической съемки

Высота спутника в точке A_1 относительно высоты поверхности в точке P равна

$$H = h + r \cos \alpha \,. \tag{4.2.2}$$

Интерферограмма получается в результате поэлементного комплексного перемножения сигналов U_1 и U_2 , принятых в точках пространства A_1 и A_2 (см. рис. 4.2.1) от одного и того же элемента поверхности:

$$U_{1}U_{2}^{*} = u_{1}u_{2}\exp(j(\varphi_{1}-\varphi_{2})) = u_{1}u_{2}\exp(j2\pi 2\Delta r\lambda^{-1}), \qquad (4.2.3)$$

где u_1 и u_2 — амплитуды сигналов, а Δr — разность расстояний от точек съемки до выбранного элемента поверхности, λ — длина волны. Множитель «двойка» перед Δr учитывает факт двустороннего прохождения сигнала в двухпроходной схеме съемки. Вариации высот *h* в точке поверхности *P* приводят к изменению угла прихода сигнала α в (4.2.1). Измеряемая методами радарной интерферометрии, топографическая разность фаз $\Delta \varphi_i = \varphi_1 - \varphi_2$, связана с углом α , высотой съемки и параметрами интерфеометрической базы следующим соотношением:

$$\Delta \varphi_{t} = 4\pi \lambda^{-1} l_{i} \sin(\alpha_{i} - \alpha). \qquad (4.2.4)$$

С учетом (4.2.2) можно по разности фаз $\Delta \varphi_t$ получить формулу для высоты H - h спутника относительно точки Р:

$$H - h = r \cos\left(\alpha_i - \arcsin\left(\left(4\pi l_i\right)^{-1} \Delta \varphi_i \lambda\right)\right), \qquad (4.2.5)$$

что позволяет вычислить высоту h в точке P относительно условного нулевого уровня. Удаленность точки съемки P от подспутниковой точки O на оси x равна:

$$x = \left(r^2 - \left(H - h\right)^2\right)^{1/2}.$$
 (4.2.6)

Необходимо отметить, что разность фаз, как аргумент гармонической функции из (4.2.3), может быть измерена в диапазоне 0–2π. Разность фаз, как характеристика разности расстояний в (4.2.5) при вычислении высоты, должна быть восстановлена путем раскрытия 2π-неоднозначности фазовых измерений. Необходимым этапом интерферометрической обработки является восстановление «полной разности фаз», или разворот разности фаз, обсуждаемое ниже при описании блок-схемы обработки.

Выведем сотношение, описывающеее чувствительность интерферометрической разности фаз к вариациям высот рельефа в зависимости от геомстрии съемки и параметров радара. Для этого продифференцируем (4.2.4) по h, с учетом зависимости угла α от h из (4.2.2):

$$d\Delta\varphi_t = 4\pi (\lambda r)^{-1} l_p \operatorname{ctg} \alpha dh . \qquad (4.2.7)$$

Здесь $l_p = l_i \cos(\alpha_i - \alpha)$ — перпендикулярная компонента пространственной интерферометрической базы. Видно, что чувствительность фазовых измерений к рельефу растет с увеличением перпендикулярной компоненты базы l_p , с уменьшением длины волны, угла обзора и дальности до поверхности. Из этого выражения можно получить такую важную характеристику интерферограммы как интервал неоднозначности по высоте h_a . Приняв в (4.2.7) $d\Delta \varphi_i$ равным 2π , получим

$$h_a = \lambda r \left(2l_p \right)^{-1} tg\alpha . \tag{4.2.8}$$

Соседние интерферометрические полосы на интерферограмме, отличающиеся по фазе на 2π , соответствуют участкам поверхности, отличающимся по высоте на величину h_a . Интервал неоднозначности h_a обычно составляет десятки метров.

При съемке протяженных объектов поверхности пространственная база радарного интерферометра не может быть сколь угодно большой изза роста так называемой пространственной декорреляции отраженных сигналов (вплоть до полной декорреляции), приводящей к росту ошибок измерения фазы интерферометра. Не вдаваясь здесь в детали математического описания эффекта пространственной декорреляции, выведем простую формулу для предельной величины компоненты базы l_p . Для этого продифференцируем (4.2.4) по наклонной дальности r:

$$d\Delta\varphi_t = 4\pi \left(\lambda r \sin\alpha\right)^{-1} l_p dr . \qquad (4.2.9)$$

Считается, что пространственная база принимает предельное значение, если на интерферограмме от одного края элемента разрешения по дальности δr до другого края разность фаз меняется на 2π . Отсюда

$$l_p = (4\pi\delta r)^{-1} \lambda r \sin\alpha . \qquad (4.2.10)$$

Как видно, предельное значение перпендикулярной компоненты пространственной базы тем больше, чем больше длина волны, угол обзора и дальность до поверхности, а также чем лучше разрешение радара. Чем больше l_p , тем слабее требования к близости повторяющихся орбит рада-

ра. Существует оптимальное значение перпендикулярной компоненты базы, минимизирующее ошибки измерения высот. Считается, что оно должно составлять 0.2-0.8 предельного значения. Для радара типа ERS эти границы соответствуют значениям 150–600 метров. При значениях базы менее 100 метров интерферометрическая пара считается более пригодной для исследования динамики подстилающей поверхности.

Приведенная на рис. 4.2.2 блок-схема интерферометрической обработки иллюстрирует содержание и последовательность этапов цифровой обработки при построении карт рельефа. Затененными прямоугольниками здесь отмечены этапы обработки, а белыми — получаемые результаты. Типовыми являются следующие этапы обработки:

- совмещение двух изображений, полученных с двух разных антенн или орбит;
- формирование интерферограммы;
- фильтрация шумов интерферограммы;
- построение карты когерентности;
- раскрытие неоднозначности измерений фазы при переходе через 2π;
- построение карты высот.

Интерферометрическая обработка предваряется выбором пары комплексных изображений с требуемыми параметрами интерферометрической базы, условий проведения измерений и временного интервала



Рис. 4.2.2. Блок-схема обработки данных интерферометрической съемки

между ними. Как было отмечено, размер пространственной базы выбирается исходя из решаемой задачи. Временной интервал и время проведения измерений выбирается такими, чтобы минимизировать временную декорреляцию сигналов. Подобранная пара изображений может сначала совмещаться оператором приблизительно, путем указания одинаковых точек на изображениях, а потом, более точно, в корреляционной процедуре. Параметры взаимного сдвига фрагментов изображений используются для более точного совмещения изображений, причем при перестроении одного изображения к другому выполняется интерполяция отсчетов, что позволяет достичь точности совмещения около десятых долей пиксела. Формирование интерферограммы и карты когерентности выполняется с учетом модели рельефа, что предполагает выглаживание интерферограммы. Фильтрация шумов интерферограммы, кроме сглаживания комплексной интерферограммы скользящим окном, предполагает и фильтрацию общих частей спектров отдельных изображений по азимуту и дальности. Устранениие 2π неоднозначности фазовых измерений, или разворот интерферограммы, выполняется с привлечением локальных или глобальных методов разворота, или их комбинации — в зависимости от типа подстилающей поверхности [111].

Этапы интерферометрической обработки данных с целью получения рельефа поверхности в районе Баргузинской долины продемонстрированы на рис. 4.2.3. Здесь два радиолокационных изображения горы у селения Суво (1 и 2) объединяются в интерферометрической обработке с целью получения интерферограммы (3). 2π-неоднозначность фазовых измерений приводит к появлению линий равной разности фаз, качественно напоминающих линии равных высот. Ниже представлена карта разности фаз (4) после устранения неоднозначности, называемого разворотом фазы. Более светлым тоном отмечены области с более высоким значением разности фаз и, соответственно данной геометрии измерений, рельефом. Эта карта аналогична цифровой модели рельефа. Рисунок (5) справа — трехмерное представление высот для данной горы.

Разность фаз на интерферограмме $\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ из (4.2.3), зависящая от разности наклонных дальностей, характеризует не только рельеф поверхности. На величину разности фаз влияют также мелкомасштабные площадные смещения поверхности (динамика поверхности) $\Delta \varphi_d$ за время между съемками, атмосферные флуктуации электрической длины пути сигнала радара $\Delta \varphi_a$, шумы приемной системы $\Delta \varphi_n$ и неизвестная начальная разность фаз $\Delta \varphi_0$:

$$\Delta \varphi = \Delta \varphi_t + \Delta \varphi_d + \Delta \varphi_a + \Delta \varphi_n + \Delta \varphi_0. \qquad (4.2.11)$$



Рис. 4.2.3. Иллюстрация этапов обработки данных интерферометрической съемки



Рис. 4.2.4. Фрагмент изображения побережья Антарктиды




Рис. 4.2.5. Фрагмент изображения (А) и интерферограмма (Б) для побережья залива Алашева

Выделение компоненты $\Delta \varphi_d$, описывающей динамику подстилающей поверхности за время между съемками, является задачей дифференциальной радарной интерферометрии. Разность фаз $\Delta \varphi_d$ связана с изменением разности наклонных дальностей из-за смещения поверхности Δr_d следующим соотношением:

$$\Delta \varphi_d = -4\pi \lambda^{-1} \Delta r_d \,. \tag{4.2.12}$$

Вертикальные или горизонтальные линейные перемещения поверхности проявляются на интерферограмме проекцией на линию наклонной дальности. При наличии вертикального смещения Δz_d , например, проседания поверхности

$$\Delta \varphi_d = -4\pi \lambda^{-1} \Delta z_d \cos \alpha \;. \tag{4.2.13}$$

При горизонтальных подвижках Δx_d в направлении поперек трассы полета

$$\Delta \varphi_d = -4\pi \lambda^{-1} \Delta x_d \sin \alpha \,. \tag{4.2.14}$$

С помощью методов дифференциальной радарной интерферометрии можно обнаруживать подвижки поверхности за время между съемками сантиметрового масштаба. Пример выявления динамики подстилающей поверхности, а именно ледовых покровов на море вследствие лунных приливов, продемонстрирован в [107]. Исходными данными для интерферометрического анализ были снимки радара АЛМАЗ-1, выполненные в 1992 году у побережья Земли Эндерби в районе станции Молодежная, в Антарктиде (рис. 4.2.4).

Снимок охватывает прибрежную территорию полуострова Танг (слева) и покрытую льдом поверхность залива Алашеева с крупной яркой деталью в нижней части — айсбергом, сидящим на отмели Более темные области на изображении — участки гладкого льда на водной поверхности залива. Белой линией в верхней части снимка обведен выводной ледник Хайса. На рис. 4.2.5 приведены изображение и интерферограмма для участка поверхности побережья полуострова Танг размером 2 x 2 км. На изображении покрытая снегом суша, имеющая повышенный уровень отражения, выплядит более светлой. На интерферограмме полутона передают информацию о разности фаз: уровень черного соответствует нулевой разности фаз, а уровень белого — 2π . Вытянутое по вертикали ледяное возвышение (1) на побережье (левый край изображения) выделяется на рис. 4.2.5Б благодаря замкнутому контуру равных разностей фаз на интерферограмме. Измеренный по интерферограмме полный фазовый набег в 3π для этого ледяного возвышения дает перепад высот от края к центру на 63 м. Более темная

правая часть изображения относится к поверхности залива, покрытой льдом (2). Пять интерференционных полос на участке ледовой поверхности залива длиной в 1 км, наблюдаемые в правой части интерферограммы, не могут быть порождены рельефом, поскольку относятся к ледовой поверхности залива. В то же время, смещение дальнего края ледового покрова относительно береговой линии на 33 см может привести к такому фазовому набегу. Это предположение объяснено в [107] колебаниями уровня водной поверхности в заливе из-за лунных приливов. Согласно численной модели приливов, различие между уровнем воды в заливе на моменты съемки составляло 38 см. Причиной столь большого фазового набега были приливные вариации уровня моря за время между двумя съемками поверхности.

4.3. Радиолокационная поляриметрия

Поляризационные измерения, выполняемые многополяризационным или поляриметрическим радиолокатором, существенно расширяют возможности применения радиолокации в наблюдениях поверхности. Возможность измерения полной матрицы рассеяния (четырех комбинаций поляризации сигнала на излучении/приеме) является обязательной практически для всех современных проектов космических радаров.

Для описания рассеянной волны используется матрица рассеяния:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\mathbf{x}} \\ \mathbf{E}_{\mathbf{y}} \end{bmatrix}_{s} = \exp(jkr) / kr \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\mathbf{xx}} & \mathbf{U}_{\mathbf{xy}} \\ \mathbf{U}_{\mathbf{yx}} & \mathbf{U}_{\mathbf{yy}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\mathbf{x}} \\ \mathbf{E}_{\mathbf{y}} \end{bmatrix}_{0}.$$
 (4.3.1)

Матрица рассеяния [U] определяется отношением векторов напряженности электрического поля рассеянной волны к векторам напряженности электрического поля падающей волны (см. Табл. 1.2.1). Так, например, U_{hh} — это отношение векторов напряженности электрического поля горизонтально поляризованных компонент рассеянной и излученной волн. Одновременное измерение всех элементов матрицы рассеяния невозможно, а потому обычно измерения разносят во времени, чередуя поляризацию зондируюцих импульсов с одновременным приемом эхо-сигналов на согласованной и ортогональной поляризациях. Для того чтобы измерить U_{hh} , излучается горизонтально поляризованная волна с известной амплитудой и начальной фазой, а на приеме измеряется амплитуда и фаза горизонтально поляризованной части рассеянной волны. Аналогично измеряются U_{vh} , U_{hv} и U_{vv} . Элементы матрицы рассеяния являются комплексными величинами $U_{xy} = U_{xy} \cdot \exp(j\varphi_{xy})$, их амплитуда и фаза зависят как от параметров съемки — частоты и угла зондирования, так и от свойств отражающей поверхности. При моностатической локации чаще всего U_{xy} равно U_{yx} , таким обра-

зом, один рассеивающий элемент характеризуется 5 параметрами — 3 амплитуды и 2 разности фаз. Удельная эффективная площадь рассеяния σ_0 элементов поверхности для различных поляризаций приемной и передающей антенн, введенная в главе 1, определяется как произведение соответствующих элементов матрицы рассеяния на комплексно сопряженные. Состояние поляризации удобно описывать параметрами эллипса поляризации. Форма эллипса описывается двумя углами: углом эллиптичности χ и углом ориентации эллипса φ . Значение угла χ может изменяться в пределах $-45^0 \le \le \chi \le +45^0$. Угол ориентации эллипса φ меняется в пределах $0^0 \le \varphi \le \le +180^0$. При $\chi = 0$ волна имеет линейную поляризацию, а при $\chi = 45^0$ круговую. При $\chi = 0$ и угле ориентации $\varphi = 0$ волна имеет линейную горизонтальную поляризацию. Длина главной полуоси эллипса поляризации пропорциональна амплитуде волны. Поляризованную волну характеризует вектор Стокса. Приведенный вектор Стокса записывается в виде:

$$S_{1} = S_{0} \cdot \cos(2\varphi) \cdot \cos(2\chi)$$

$$S_{2} = S_{0} \cdot \sin(2\varphi) \cdot \cos(2\chi), \qquad (4.3.2)$$

$$S_{3} = S_{0} \cdot \sin(2\chi),$$

здесь S₀ — радиус сферы Пуанкаре, пропорциональный мощности волны, или квадрату напряженности электрического поля. Рассеивающий элемент может быть охарактеризован также матрицей, полученной как отношение вектора Стокса рассеянной волны к вектору Стокса излученной волны, известной как матрица Стокса [M]:

$$\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}^{sc} = [R] [\tilde{R}] [M] \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}^{ill}$$
(4.3.3)
$$\begin{bmatrix} M \end{bmatrix} = [\tilde{R}]^{-1} [W] [\tilde{R}],$$
(4.3.4)

где:

$$[W] = \begin{pmatrix} S_{xx} \cdot S_{xx}^{*} & S_{xy} \cdot S_{yv}^{*} & S_{xx} \cdot S_{xy}^{*} & S_{xy} \cdot S_{xx}^{*} \\ S_{yx} \cdot S_{yx}^{*} & S_{yy} \cdot S_{xx}^{*} & S_{yx} \cdot S_{yy}^{*} & S_{yy} \cdot S_{yx}^{*} \\ S_{xx} \cdot S_{yx}^{*} & S_{xy} \cdot S_{yy}^{*} & S_{xx} \cdot S_{yy}^{*} & S_{xy} \cdot S_{yx}^{*} \\ S_{xy} \cdot S_{xx}^{*} & S_{yy} \cdot S_{xy}^{*} & S_{yx} \cdot S_{xy}^{*} & S_{yy} \cdot S_{xx}^{*} \end{pmatrix},$$
(4.3.5)

$$R = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -i & i \end{pmatrix}.$$
 (4.3.6)

Существует взаимное соответствие между матрицей рассеяния и матрицей Стокса. Зная матрицу Стокса или матрицу рассеяния элемента поверхности, можно определить величину эффективной площади рассеяния элемента для любой комбинации поляризаций приемной и передающей антенн. Эффективная площадь рассеяния $\sigma(\chi_i \varphi_i \chi_j \varphi_j)$ как функция поляризации приемной и передающей антенн называется поляризационной сигнатурой. Если поле нормализовано (S₀ = 1), то получим выражение, позволяющее строить поляризационную сигнатуру элемента рассеивающей поверхности:

$$\sigma(\chi_i \varphi_i \chi_j \varphi_j) = 4\pi / k^2 \begin{pmatrix} 1 \\ \cos 2\chi_i \cdot \cos 2\varphi_i \\ \cos 2\chi_i \cdot \sin 2\varphi_i \\ \sin 2\chi_i \end{pmatrix} \cdot [M] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\chi_j \cdot \cos 2\varphi_j \\ \cos 2\chi_j \cdot \sin 2\varphi_j \\ \sin 2\chi_j \end{pmatrix}. \quad (4.3.7)$$

здесь [M] — матрица Стокса. [M] обладает свойством аддитивности, что позволяет проводить усреднение по выборке и строить поляризационные сигнатуры для характерных районов поверхности. В этом случае в формуле (4.3.7) используются усредненные значения [M]. Обычной практикой является измерение поляризационных свойств отражающей поверхности в линейном поляризационном базисе.

Имея измерения на всех четырех комбинациях поляризаций сигнала на излучении и приеме (полную матрицу рассеяния), например, в линейном базисе, можно получить измерения в любом другом поляризационном базисе [73]:

$$S_{xy} = \frac{1}{1 + f_1 f_1^*} \begin{bmatrix} S_{hh} - f_1^* S_{hv} - f_1^* S_{vh} + (f_1^*)^2 S_{vv} & f_1 S_{hh} + S_{hv} - f_1 f_1^* S_{vh} - f_1^* S_{vv} \\ f_1 S_{hh} - f_1 f_1^* S_{hv} + S_{vh} - f_1^* S_{vv} & f_1^2 S_{hh} + f_1 S_{hv} + f_1 S_{vh} + S_{vv} \end{bmatrix}$$
(4.3.8)

где

$$f_1 = \frac{\cos 2\chi \sin 2\varphi + i \sin 2\chi}{1 + \cos 2\chi \cos 2\varphi}.$$
 (4.3.9)

Основой для информативности поляризационных измерений является наличие структур с четко выделенной ориентацией в пространстве, а также структур в объемном слое подстилающих покровов, что расширяет возможности классификации объектов поверхности и измерения их характеристик. В зависимости от типа решаемой задачи предпочтительными являются те или иные поляризации сигнала на излучении и приеме, или же их комбинации. Широко используются такие комбинации, как поляризационное отношение, являющееся отношением амплитуд сигналов на согласованных вертикальной и горизонтальной поляризациях, а также поляризационная разность фаз сигналов согласованных горизонтальной и вертикальной поляризаций. Поляризационное отношение в гидрологических задачах позволяет оценивать диэлектрические свойства грунта как функцию влажности. По величине поляризационной разности фаз можно отличить четное рассеяние поверхности от нечетного. Совместное использование многоканальных радиолокационных данных, полученных на разных поляризациях и длинах волн, несет качественно новую информацию.

Для поляриметрических радаров, обеспечивающих измерения в полном поляризационном базисе, разработаны такие средства автоматической классификации отраженного сигнала, как методы декомпозиции и параметризации матриц рассеяния и когерентности в виде разложений Фримана и Дурдена [81], Клауда и Потье [85], Крогагера [90] и др. Показана возможность различения типов отражающих покровов по способу рассеяния сигнала (однократное, двукратное, многократное рассеяние, наличие круговой компоненты рассеяния и др.). Использование поляриметрических наблюдений на дециметровых длинах волн (L-диапазон) позволяет оценивать и компенсировать искажения поляризационных измерений из-за фарадеевского вращения плоскости поляризации зондирующего сигнала с линейной поляризацией волны [76]. Методы поляриметрической интерферометрии, основанные на интерферометрической обработке поляриметрических измерений с разных орбит спутника, расширяют возможности классификации типов отражающей поверхности, позволяя выделять отражения разного типа с различных по глубине слоев подстилающих покровов [112, 113].

4.4. Требования к параметрам спутниковых радаров с синтезированной апертурой

Накопленный к настоящему времени опыт эксплуатации спутниковых радаров, а также анализа полученной радиолокационной информации показывает возможность решения задач дистанционного зондирования в следующих областях:

- картография создание и обновление карт различного масштаба, построение детальных цифровых карт рельефа;
- растительные покровы классификация типов растительности, границы лесов и их состояние, объем биомассы, влажность;
- геология морфология поверхности, тектоника, линеаментный анализ;
- гидрология влажность почв, границы и влагозапас снежных покровов, границы водоемов;
- гляциология типы ледовых покровов, динамика ледовых покровов морей, ледников, айсбергов;
- океанография течения, фронты, внутренние и поверхностные волны, проявления батиметрических деталей на поверхности;
- *атмосферные явления* осадки над морской поверхностью, неоднородности в атмосфере;
- мониторинг районов чрезвычайных ситуаций наводнения, последствия природных катастроф, районы кризисных ситуаций;
- хозяйственная деятельность навигация во льдах, мониторинг шельфовых зон и зон разработки полезных ископаемых, контроль состояния нефтепроводов, контроль рыболовства в прибрежной зоне и загрязнений морей.

Мировой опыт применения радаров показывает, что разные задачи требуют использования радаров с различными параметрами. Взаимодействие подстилающих покровов с электромагнитной волной в задачах радиолокационного зондирования зависит от длины волны. Этим параметром определяется масштаб неровностей поверхности, отвечающих за формирование отражения, глубина проникновения волны в слой объемного рассеивателя и степень поглощения в слое. Этот параметр является

Таблица 4.4.1

	Диапазон и поляризация								
Решаемые задачи	X			С			L		
	Н	V	ну	Н	V	HV	H	V	HV
Картирование растительности	+	+	++	+	+	++	+	+	++
Контроль состояния сельхозкультур	++	++	++	++	++	++			
Оценка биомассы		++			++				++
Контроль подтопленных лесов							++	+	+

Исследование растительных покровов

Таблица 4.4.2

	Диапазон и поляризация								
Решаемые задачи	X			С			L		
	H	V	HV	H	V	HV	H	V	HV
Влажность почв				+	+	+	++	++	++
Неровности поверхности почвы	+	+	+	+	+	+	++	++	++
Границы внутренних водоемов				+	+		++	++	
Снежный покров		++	++	+	+	+		++	++
Литология (картирование)	+	+	++	+	+	++	+	+	++
Морфология поверхности	+	+	++	+	+	++	+	÷	++
Тектоника	++	+	++	++		++		+	
Изучение аридных земель				+	+		++		+
Опустынивание		++	+	++	+			+	+

Исспедование суши

Таблица 4.4.3

Исследование поверхности океана

	Днапазон и поляризация								
Решаемые задачи		X		С		L			
	H	V	HV	H	v	HV	H	V	HV
Течения, фронты	_			++	++		++	++	
Внутренние волны				++	++		++	++	
Стресс водной поверхности	++	++		+	+		++	++	
Батиметрические особенности							++	++	
Типы льдов	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Ледовый покров	++	++	++		++	++	++	++	++
Мониторинг айсбергов	+	+	++	+	+	++			

основным в большинстве моделей рассеяния: гладкой ровной поверхности с мелкомасштабными шероховатостями, поверхности с крупномасштабными неровностями, модели со сложной шероховатостью, модели слоя с объемным рассеянием в виде совокупности множества отражателей. В соответствии с этим, для различных задач предпочтительны различные диапазоны частот зондирующего сигнала, систематизированные в табл. 4.4.1-4.4.3 [77, 78]. Значками в таблицах кодируются следующие предпочтения: «++» — основные параметры (там, где нет разделения на поляризации, может быть использована любая из них), «+» — вспомогательные каналы. Так в гляциологии задача классификации морских льдов наиболее успешно решается в X ($\lambda = 3$ см) или C ($\lambda = 6$ см) диапазонах из-за близости волны размерам неоднородностей типа зерен, кристаллов и других неровностей верхних слоев ледового покрова. Различие в мелкомасштабной шероховатости, неоднородности ледовых покровов и их толщины проявляется в уровне удельной эффективной поверхности. В этих же диапазонах наблюдается повышенный уровень σ_0 для всех типов льдов, включая гладкие молодые льды, что важно для изучения динамики ледовых покровов. Объемное рассеяние снежных покровов лучше наблюдается в этих коротковолновых диапазонах, что дает информацию о водном эквиваленте снега и границах снежных покровов. Сигналы более длинноволнового, L-диапазона ($\lambda = 23$ см), имея повышенную проникающую способность, могут находить применение при исследовании пресноводных бассейнов, когда возможно отражение от дна промерзшего водоема.

В гидрологии, в задачах определения влажности почв, предпочтительно использование более длинноволнового диапазона, что позволяет снизить влияние мелкомасштабной шероховатости поверхности и подчеркнуть составляющую отражения, характеризующую диэлектрические свойства. Границы водоемов также лучше определяются в L-диапазоне вследствие снижения чувствительности к ветровой ряби на водной поверхности.

Изучение растительных покровов требует использования набора частотных диапазонов вследствие широкого спектра масштабов характерных структур, составляющих отражающий слой. Биомассу, ее тип и состояние, в том числе и влажность, предпочтительно изучать на нескольких частотах. Изучение древесной компоненты биомассы лесных массивов требует использования длинноволнового (L-диапазона), когда по рассеянию волны, проникающей под крону, можно судить о плотности древесной массы стволов и крупных ветвей дерева.

Для решения задач океанографии желательно использование набора различных длин волн, что обеспечивает чувствительность к мелкомасштабному ветровому волнению, а также к крупномасштабным структурам типа внутренних волн.

В геологии также предпочтителен набор нескольких длин волн. Х и С диапазоны позволяют классифицировать ландшафты, ибо различные типы ландшафтов в этих диапазонах шероховаты в различной степени. Те же требования к длине волны имеют место при изучении процессов опустынивания и исследованиях тектонических структур земной коры. Длинноволновый диапазон, вследствие большей проникающей способности, позволяет изучать геологические структуры под растительными покровами.

При интерферометрической съемке поверхности с повторяющихся орбит L-диапазон предпочтительнее других, так как обеспечивает меньшую чувствительность измерений к временной декорреляции отраженного радиосигнала, улучшая точность измерений рельефа и динамики мелкомасштабного рельефа. В этом же диапазоне легче обеспечить требование по близости повторящихся орбит при интерфероемтрической съемке.

Наличие структур с четко выделенной ориентацией на поверхности, а также структур в объемном слое подстилающих покровов является основой для использования поляризационных измерений, что расширяет возможности классификации объектов поверхности и измерения их характеристик.

В гляциологии предпочтительны измерения на согласованных НН или VV поляризациях из-за более высокого уровня отражения по сравнению с перекрестной HV поляризацией. Их одновременное использование в виде отношения поляризаций улучшает возможности различения поверхностного рассеяния от объемного. Перекрестная поляризация также желательна, так как несет информацию об объемном рассеянии сигнала мелкомасштабными объектами в слое льда, отвественными за деполяризацию отражения.

В гидрологии согласованные поляризации НН и VV предпочтительны для изучения влажности почв и морфологии поверхности. Их совместное использование в виде отношения позволяет отделить составляющую рассеяния, обусловленную диэлектрическими свойствами поверхности от той, что обусловлена уровнем мелкомасштабной шероховатости. Разность фаз сигналов согласованных поляризаций позволяет судить о степени влажности почвы под покровами леса — через наличие двойного переотражения сигнала от системы почва — ствол дерева. Сигнал на перекрестной поляризации несет дополнительную информацию при больших углах обзора, так как его уровень спадает не так быстро, как уровень сигналов согласованных поляризаций.

Изучение растительных покровов требует проведения измерений на всех поляризациях. VV поляризация несет информацию о плотности биомассы стволов, в то время как НН поляризация характеризует биомассу ветвей с горизонтальной ориентацией. Перекрестная поляризация является индикатором многократного переотражения на ветках кроны и считается наиболее точным показателем уровня общей биомассы леса.

В океанографии предпочтение отдается согласованным поляризациям вследствие повышенного отражения их по сравнению с перекрестной поляризацией На больших углах обзора VV поляризация является предпочтительной по сравнению с НН из-за заметно большей о₀ морской поверхности на этой поляризации. В геологии предпочтительно использование согласованных поляризаций, хотя перекрестная поляризация наиболее информативна при изучении тектонических структур.

При интерферометрической съемке поверхности с повторяющихся орбит предпочтительны согласованные поляризации вследствие большего уровня отражения, что улучшает точность измерений рельефа. VV поляризация предпочтительнее, чем НН, так как для многих типов подстилающих покровов уровень отражения на этой поляризации выше.

Яркость элементов радиолокационного изображения может быть пересчитана в σ_0 поверхности, являющуюся радиофизической характеристикой отражающего материала. Связь интенсивности элементов изображения с σ_0 обеспечивает радиометрическая калибровка, зависящая от точности знания параметров радарной системы (например, мощность передатчика, усиление приемника, коэффициент усиления антенны, потери в тракте и др.) и называемая абсолютной радиометрической калибровкой. Она позволяет сравнивать данные различных радарных систем одного и того же диапазона волн, полученных в той же геометрии съемки. Существует также понятие относительной радиометрической калибровки, которая обеспечивает возможность сравнения элементов изображения внутри полосы изображения в соседних сеансах измерений. Накопленный опыт работы с радиолокационными материалами позволяет выделить следующие требования к радиометрической калибровке в зависимости от типа тематических задач:

- Гляциология Абсолютная калибровка с точностью 1 дБ и относительная калибровка (стабильность системы) того же порядка необходимы для измерения водного эквивалента снега с точностью около 20 см при толщине снежного покрова не менее 20 см. Кроме того, взаимная точность калибровки данных внутри полосы изображения, а также данных из соседних полос должна быть лучше 1 дБ для того, чтобы обеспечить количественные сравнения отражательных свойств различных типов льдов с целью выявления динамики ледовых покровов и определения типов, а значит, и их возраста и толщины.
- Гидрология Абсолютная калибровка с точностью 1 дБ и относительная калибровка того же порядка необходимы для измерения влажности почв с возможностью различения 5 уровней влажности почв — от умеренной влажности вплоть до насыщения. Изучение временных вариаций влажности от дня ко дню, или же от года к году также требует радиометрической достоверности данных лучше 1 дБ.
- Растительные покровы Абсолютная калибровка с точностью 1 дБ обеспечит возможность измерения биомассы растительных покровов через листовой индекс, т. е. отношение общей площади всей листвы к единице площади поверхности с точностью 0.5 в пределах от 0 до 2 или же плотности биомассы на 25 %.

- Океанография Изменения скорости ветра на 20 % приводят к изменению
 определяет поверхности на 1 дБ, что и определяет нижний предел к требованиям по абсолютной и относительной калибровке радарных данных.
- Геология Абсолютная калибровка с точностью 2--3 дБ необходима для построения надежных моделей обратного рассеяния, связывающих σ₀ поверхности с геофизическими параметрами при изучении процессов опустынивания, классификации лавовых потоков по возрастным классам.

Вопрос о требуемом разрешении является одним из самых дискуссионных при определении параметров перспективных РСА систем. Существует множество потребителей с различными требованиями по разрешению для разнообразных задач. Очевидно, что величина предельного разрешения определяется линейными размерами исследуемого объекта поверхности и задачей, решаемой при исследовании данного объекта. Принято считать, что наиболее высокое разрешение, порядка одного метра, требуется при решении задач оборонного и прикладного характера, в то время как для научных задач мониторинга природных ресурсов приемлемо на порядок более низкое разрешение.

4.5. Существующие и перспективные спутниковые радары с синтезированной апертурой

Среди созданных ранее, а также находящихся в эксплуатации в настоящее время можно назвать такие уникальные системы высокого разрешения, предназначенные для работы в различных диапазонах волн и на различных поляризациях, как SEASAT, SIR-A, SIR-B, SIR-C/X и SRTM, ERS-1, ERS-2, ENVISAT, RADARSAT-1, 2, JERS-1 и PALSAR, TERRASAR-X, COSMO-SKYMED (см. табл. 4.4.4). В табл. 4.4.5 перечислены российские радары 80-х и 90-х годов. Системы, находящиеся в стадии разработки и планирования, их характеристики и предполагаемые годы начала использования указаны в конце табл. 4.4.6. Как следует из этой таблицы, космические радары характеризуются различными параметрами, такими как длина волны, наличие поляризационных измерений, разрешение по поверхности и призваны решать различные, хотя и несколько перекрывающиеся задачи.

Возможность поляриметрических и интерферометрических измерений рассматривается в качестве обязательной составляющей при планировании практически всех современных проектов перспективных космических радаров. Вместе с тем, космическая система с радиолокационным поляриметрическим инструментом не является окончательным решением:

в научном сообществе широко обсуждается идея и идёт осуществление интегрированных орбитальных систем радиолокационного наблюдения в виде космической группировки [87]. Причиной повышенного внимания к созданию группировки радиолокационных спутников в последнее время является возможность получения качественно новых характеристик получаемой информации (интерферометрические измерения рельефа, обнаружение движущихся целей, новые способы формирования полной матрицы рассеяния, повышение разрешающей способности изображения, помехозащищенность), снижения интервала повторной съемки при повышенной экономической эффективности наблюдений [91]. Для целей интерферометрической съёмки наметилась тенденция к планированию группировки малогабаритных спутников, что сокращает расходы на запуск и упрощает маневрирование. Кроме того, это позволяет увеличить площадь снимаемой территории, сократить время между последовательными съёмками одной и той же местности, увеличить надёжность системы, сделать её более гибкой.

Многоспутниковые системы планируются для следующих приложений: интерферометрия (с ориентацией базы поперёк и вдоль трассы полёта), космическая томография, увеличение полосы захвата, улучшение разрешения, подавление помех, обнаружение наземных движущихся целей, и, разумеется, для многопозиционной съёмки. Кроме того, одновременный приём данных несколькими антеннами позволяет избежать временной декорреляции, а в конфигурациях с близким расположением спутников влияния атмосферных неоднородностей. Многоспутниковые системы могут быть подразделены на активные и полуактивные. Полуактивные системы включают активный излучатель сигнала и одно или несколько пассивных приёмных устройств, располагающихся на малогабаритных спутниках. В полностью активных системах каждый аппарат обладает как передающим, так и принимающим устройством. Такие системы имеют в качестве преимуществ более высокую гибкость, а также возможность легко проводить фазовую синхронизацию, и, кроме того, избыточность, повышающую надёжность всей системы. Многопозиционная съёмка в интерферометрии позволяет решать проблему фазовых неоднозначностей, что очень важно для построения точных цифровых моделей рельефа, особенно для сильно пересечённых ландшафтов. Распределение в пространстве приёмных антенн позволяет проводить трёхмерную съёмку таких полурадиопрозрачных объёмных сред, как растительность, песок, сухие почвы, снег и лёд. В многопозиционных (мультистатических) системах приёмные антенны расположены на нескольких спутниках, которые составляют как бы один виртуальный спутник с большой распределённой антенной.

Таблица 4.4.4

Наименование, страна или орга- низация, время работы	Диапазон (длина вол- ны, см), поляризация	Разре- шение, м	Полоса съемки, км	Назначение
SEASAT, США, 1978	L (23 см), НН	25	100	океанография, геоло- гия, гидрология
SIR-А, США, 1981	L (23 см), НН	40	50	геология
SIR-В, США, 1984	L (23 см), НН	40	20–50	геология, гидрология, растительные покро- вы, стереосъемка рельефа
SIR-C/X-SAR, США/Германия, 1994	X (3.1 см), VV C (5.8 см), HH, VV, HV, VH L (23.5 см), HH, VV, HV, VH	30	15–45	геология, гидрология, гляциология, океано- графия, растительные покровы, радарная интерферометрия
ERS-1, EKA, 1991–1998	С (5.6 см), VV	25	100	океанография, окру- жающая среда, гид- рология, раститель- ные покровы, интер- ферометрия
ERS-2, ЕКА, с 1995 по наст. вр.	С (5.6 см), VV	25	100	океанография, окру- жающая среда, гид- рология, раститель- ные покровы, интер- ферометрия
JERS-1, Япония, 1992–1998	L (23 см), НН	18	75	сельское хозяйство, леса, рыболовство, окружающая среда, прогноз катастроф
RADARSAT, Канада с 1995 по наст. вр.	С (5.6 см), НН	10–100	50–500	ледовая разведка, океанография, карто- графия, геология, гидрология, леса, с-х, интерферометрия
RADARSAT-2, Канада с 2007 по наст. вр.	С (5.6 см), НН	10–100	50–500	ледовая разведка, океанография, карто- графия, геология, гидрология, леса, сельское хозяйство, окружающая среда

Зарубежные РСА

Окончание таб	блицы	4.4.	4
---------------	-------	------	---

ENVISAT, ЕКА с 2002 по наст. вр.	С (5.6 см), VV, НН	30 90 850	100-400	ледовая разведка, океанография, карто- графия, гидрология, топография
SRTM, США, 2000	C (5.8 см), HH, VV, HV, VH L (23.5), HH, VV, HV, VH	10–100	50–500	топография 80 % поверхности планеты в С-диапазоне от 60 с. ш. до 57 ю. ш.
PALSAR, Япония с 2006 по наст. вр.	L (23 см), НН, VV, HV, VH	7–100	20–300	ледовая разведка, океанография, карто- графия, геология, гидрология, леса, сельское хозяйство, окружающая среда
TerraSAR-X, Германия с 2007 по наст. вр.	X (3 см) НН, HV, VH, VV	1–16	10–150	топография, чрезвы- чайные ситуации, с-х, растительность, кон- троль судоходства
Cosmo-SkyMed, Италия с 2007 по наст. вр.	Х (3 см) НН+НV, VV+VH	1–100	10-200	оборона, топография, чрезвычайные ситуа- ции, с-х, раститель- ность

Среди проектируемых многоспутниковых миссий с активными элементами отметим немецкую систему TANDEM-X [72, 88, 92, 102], которая сформировалась после вывода на орбиту в июне 2010 года радара, идентичного ранее запущенному радару TERRASAR-X. Второй аппарат с аналогичным радаром на орбите, близкой к орбите первого спутника, позволяет выполнять съёмку в режиме однопроходной интерферометрии с выбором ориентации базы интерферометра вдоль или поперёк трассы полёта и варьируемой величиной базы. Несмотря на то, что из названия следует первостепенность задачи построения цифровых моделей рельефа при помощи конфигурации TANDEM-X (DEM — Digital Elevation Midel или цифровая модель рельефа), разработчики не ограничиваются решением только этой задачи, а предусматривают широкий спектр других задач: интерферометрия с базой, ориентированной вдоль трассы полета, детектирование движущихся целей, поляриметрическая интеферометрия, цифровое формирование диаграммы направленности, сверхразрешение. Итальянская спутниковая конфигурация COSMO-SKYMED также находится в стадии разворачивания: в 2007 году был запущен первый из космических аппаратов,

Наименование, время работы	Диапазон (дли- на волны, см), поляризация	Разре- шение, м	Полося съемки, км	Назначение
«KOCMOC-1870» (ЭКОР), 1987–1989	S (9.6 см), НН	20–30	40	океанография, карто- графия, сельское хозяйство
«АЛМАЗ-1» (ЭКОР), 1991—1992	S (9.6 см), НН	10–20	40	океанография, карто- графия, экология, сельское хозяйство
«ПРИРОДА» (ТРАВЕРС), 1996—1997	L (23.2 см), НН S (9.2 см), НН, VV	100 100	50 50	океанография, гля- циология, гидроло- гия, геология, расти- тельные покровы, экология
«ПРОГРЕСС-19», «ПРОГРЕСС-22», ПС «САЛЮТ-7» (КАНТ), 1983–1984	С (5.5 см) VV	100	50	исследование земной и морской поверхно- сти

Отечественные РСА

Таблица 4.4.6

Перспективные РСА

Наименование, страна, год планируемого старта	Диапазон (дли- на волны, см), поляризация	Разре- шение, м	Полоса съемки, км	Назначение
TanDEM-X, Германия, 2010	X (3 см) HH, HV, VH, VV	1–16	50–500	топография (в паре с действующим TerraSAR-X)
TerraSAR-L, Германия, 2012	L (23 см) НН, VV, HV, VH	3–30	10–200	ледовая разведка, океанография, кар- тография, гидроло- гия, леса, окружаю- щая среда
«Кондор», Россия, 2012	S (9 см) HH, HV	1–20	15–160	ледовая разведка, океанография, кар- тография, гидроло- гия, леса, окружаю- щая среда

Таблица 4.4.5

в 2009 году на орбите находились три спутника, запуск четвёртого запланирован на 2010 год. Конфигурация будет состоять из четырех идентичных спутников с поляриметрическими радарами Х-диапазона на борту, равномерно распределённых на орбите с угловым расстоянием 90° между соседними спутниками. Среди задач, возложенных на эту конфигурацию, имеются как научные, так и прикладные, в том числе, коммерческого и оборонного назначения [101, 98].

Канадская система на базе радара *RADARSAT-2*, запущенного в 2007 году, по замыслам проектировщиков, будет состоять из трёх малых спутников, распределённых равномерно вдоль орбиты. Спутники *RADARSAT Constellation-1,2,3* планируют к запуску в 2012–2014 гг. Кроме того, система позволит в случае надобности увеличить количество спутников, распределённых на орбите, до шести, что обеспечит сокращение интервала между повторными съёмками в два раза. Главными целями создания группировки являются продолжение цепочки *RADARSAT* и обеспечение регулярно возобновляемых данных канадского региона, и, в частности, канадской Арктики, для морских приложений (распознавание движения судов, детектирование границ морского льда, мониторинг дрейфа айсбергов, контроль загрязнений морской поверхности нефтяными плёнками), экологического и геологического картирования [84, 83, 79].

Примером полуактивной системы может быть немецкая система TERRASAR-L, в которой, в дополнение к радару L-диапазона, должны быть запущены три малогабаритных спутника с приемными параболическими антеннами [99]. В отличие от полноактивных систем, эти три спутника не распределены равномерно по орбите, а располагаются неподалёку от космического аппарата, несущего активный прибор, с тем чтобы регистрировать его сигнал, рассеянный поверхностью Земли. Организация орбит трёх малых спутников в виде «интерферометрического колеса» [91] даёт новые возможности для интерферометрических приложений, среди которых построение цифровых моделей рельефа, картирование морских течений и определение объёмного рассеяния путем анализа интерферометрической когерентности. Ещё одним из видов наблюдения поверхности Земли полуактивными системами является бистатическая схема съёмки. Этот метод предлагает возможность исследования характеристик поверхностного рассеяния в зависимости от геометрии бистатической локации, что приводит к новому применению метода дистанционного зондирования. Он позволяет строить цифровые модели рельефа низкого разрешения путем измерения наклонной дальности. Примером такой системы может быть та, что предложена в проекте бистатического радара с синтезированной апертурой, базирующегося на небольшом спутнике (BISSAT), который предназначен для работы в связке с европейским космическим аппаратом

ENVISAT и оборудован только принимающей системой [80, 93, 94]. Существует также проект организации бистатической съёмки с помощью дополнительного, пятого спутника в конфигурации COSMO-SkyMed [95]. Более подробное и полное описание технических деталей радаров с синтезированной апертурой приведено в [110, 111]. Пустая страница

Глава 5

Зондирование поверхности скатерометром

5.1. Особенности радиолокатора-скатерометра

Радиолокатор-скатерометр — это радар бокового обзора, предназначенный для измерения зависимости удельной площади рассеяния от угла падения радиоволн — $\sigma(\theta)$ с невысоким пространственным разрешением по большим участкам поверхности. Появление этого типа космических радиолокационных средств, позволяющих изучать крупномасштабные явления на поверхности Земли, было обусловлено их относительной компактностью и невысоким информационным потоком. Необходимость получения измерений в широком диапазоне углов падения и желательно для разных поляризаций радиоволн определяет требования, предъявляемые к параметрам и конструкции спутникового скатерометра. В таблице 5.1.1 приведены основные характеристики скатерометров, разработанных в период с 1977 г. по 2005 г. Скатерометры должны работать и при вертикальной V, и при горизонтальной Н поляризациях (строка 4 таблицы). Обычно излучение волн происходит при V или Н поляризации, прием чаще всего осуществляется на согласованных поляризациях НН или VV. Антенная система локатора состоит, как правило, из нескольких антенн, освещающих разные полосы поверхности под разными углами и при разных направлениях (азимутах) съемки. След диаграммы направленности антенн на поверхности показан в строке 5 жирными линиями, где пунктир и стрелка указывают направление движения подспутниковой точки. В строке б указана полоса обзора поверхности для соответствующей аитенны скатерометра. Узкая диаграмма антенны в одном направлении и специальный анализ сигналов позволяют выделить «малый» элемент разрешения, его величина указана в седьмой строке таблицы. Антенная система и обработка принятых сигналов должны обеспечить возможность измерения зависимости $\sigma(\theta)$ для исследуемой поверхности при достаточно широком диапазоне изменений угла падения радиоволн. Пределы изменений угла θ указаны в последней строке таблицы 5.1.1.

Таблица 5.1.1

Скатеро- метр, год начала работы	SASS, 1978 г.	ESCAT, 1992 г.	NSCAT, 1996 г.	QSCAT, 1999 г.	ASCAT, 2006 r.
Спутник	SEASAT	ERS-1,2	ADEOS-1	ADEOS-2	METOP-A
Частота, ГГц	14,6	5,3	14,0	13,4	5,26
Поляриза- ция	V-H	v	V иV–H	V–H	V
Способ облучения поверхно- сти			X	Ô	
Ширина полосы облучения поверхно- сти, км	475	500	600) I (600)		
Разрешение по поверх- ности, км	50 на 100	25 на 50	25 на 50	25 на 25	13 на 25
Диапазон изменений угла паде- ния, <i>Ө</i>	0°–70°	18° –59 °	17°–62°	46° и 54°	25°65°

Параметры скатерометров

На блок-схеме скатерометра (рис. 5.1.1) указаны следующие ключевые компоненты прибора: 1 — радиолиния передачи данных и команд с антенной 13, по которой в бортовой процессор управления 2 поступают команды на проведение сеанса съемки; по командам бортового процессора управления и синхронизатора в блоке формирования сигнала 3 формируется зондирующий сигнал с требуемой частотой и длительностью, который поступает в передатчик 4; зондирующий сигнал в передатчике переносится на несущую частоту, усиливается и через матрицу антенных переключателей 5 поступает в блок антенн радара 12; отраженный сигнал, принимаемый этими антеннами, через матрицу переключателей поступает в приемник 6, фильтруется, усиливается и после цифровой доплеровской фильтрации подается на аналого-цифровой преобразователь 7; накопленные в бортовой памяти 8 цифровые массивы отсчетов уровня отраженного сигнала с помощью линии связи 1 через антенну 13 передаются на наземный приемный пункт.

В циклограмме работы радара предусмотрены измерения уровня принимаемых антенной шумов, когда эхо-сигнал поверхности отсутствует. Измеряемая шумовая «подставка» вычитается из смеси сигнала и шума при тематической обработке. Скатерометры должны давать точные, сопоставимые зависимости $\sigma(\theta)$. Для этой цели вводится внутренняя калибровка аппаратуры: с помощью бортового измерителя мощности 11 контролируется уровень излучаемого сигнала, а стабильность работы приемного тракта контролируется с помощью эталонного шумового источника 10. Кроме того, осуществляется наземное, предполетное измерение мощности передатчика, коэффициента усиления антенны и других параметров радара, а во время длительного функционирования радара на спутнике, проводится наземный контроль излучаемой мощности. В качестве надежного средства контроля точности измерений $\sigma(\theta)$ используются также калибровочные участки поверхности, для которых эта зависимость многократно и точно определена. Таким контрольным участком является район тропических лесов Амазонки, для которого зависимость $\sigma(\theta)$ отличается высокой стабильностью. Используя совокупность указанных методов калибровки, удается достичь точности определения σ не хуже чем ± 0,1 дБ [116, 117].

Антенная система первого спутникового скатерометра SASS состояла из 4 антенн и формировала четыре «луча», облучавшие поверхность так, как это показано в пятой строке табл. 5.1.1. Каждая из антенн имела узкую диаграмму направленности в одной плоскости (ширина по уровню половины мощности 0,5[°]) и широкую в перпендикулярном направлении (ширина — 25[°]). Система обеспечивала обзор двух полос поверхности шириной 475 км. В каждой полосе одна из двух антенн смотрела вбок и вперед по ходу движения, а одна — назад. Имелась дополнительная антенна, ориен-



Рис. 5.1.1. Блок-схема скатерометра

тированная в надир, она облучала полосу поверхности шириной 140 км вблизи подлокаторной точки. Набор из 12 элементов разрешения в пределах полосы съемки выделялся с помощью бортовой обработки отраженного сигнала набором доплеровских фильтров. Иллюстрация этого способа повышения разрешения, называемого доплеровским «обужением» луча, приведена на рис. 5.1.2. На этом рисунке антенна скатерометра, находящегося в точке А на высоте Н, направлена вбок и вперед по ходу движения спутника, она освещает вытянутый участок поверхности, показанный штриховкой. Ширина этого участка определяет разрешение скатерометра вдоль трассы полета, а длина участка — полосу обзора между линиями Р1-Р2 и Р3-Р4. Для выделения малого участка поверхности в пределах широкой полосы облучаемой поверхности можно использовать разделение отраженных сигналов в соответствии с величиной доплеровского сдвига частоты. Доплеровское «обужение» луча заключается в том, что линии равного доплеровского смещения частоты отраженного сигнала, проходящие через точки B_0, B_i, B_n на подспутниковой трассе, делят освещаемое пятно на сравнительно мелкие участки — элементы разрешения, сигнал которых выделяется с помощью частотной полосовой фильтрации. Скатерометр SASS позволял определять σ при изменении углов падения в пределах 0-70° с разрешением по поверхности 50 на 100 км.



Рис. 5.1.2. К повышению разрешающей способности доплеровским методом

Скатерометр ESCAT на спутнике ERS имел три антенны, облучавшие полосу поверхности шириной 500 км с одной стороны от трассы полета, как это показано в строках 5 и 6. Улучшение разрешения поперек полосы съемки выполнялось за счет селекции сигналов по дальности. Этот скатерометр имел лучшее разрешение элемента поверхности, равное 25 на 50 км и позволял определять удельную площадь обратного рассеяния для углов $\theta = 18^{\circ} \div 59^{\circ}$. Система из трех антенн, наблюдающих поверхность с трёх направлений, позволила устранить неоднозначность в измерениях направления приводного ветра, характерную для SASS.

Антенная система радара NSCAT имела шесть антенн, с помощью которых при движении спутника осуществлялось зондирование двух полос поверхности шириной 600 км каждая. За счет доплеровской фильтрации цифровыми фильтрами с переменной шириной полосы пропускания обеспечивалось выделение отраженных сигналов от участков поверхности с одинаковыми размерами. Этот скатерометр имел разрешение элемента поверхности равное 25 на 50 км и позволял определять зависимость $\sigma(\theta)$ для $\theta = 17^0 \div 62^0$.

Скатерометр QSCAT имел параболическую антенну диаметром 2 м и два облучателя, что позволило формировать два узких «луча», отклоненных от надира на 40° и 46° . Каждый «луч» имел ширину диаграммы направленности по уровню половины мощности равную 1,8° на 1,5°. Меха-

ническое вращение антенны на оси, ориентированной в надир, позволяло облучать две кольцевые области радиусом 700 и 900 км. Для этих кольцевых участков поверхности углы падения радиоволн были равны 47° и 55° . Такая система позволяла определять точные значения $\sigma(47^{\circ})$ и $\sigma(55^{\circ})$.

Разрешение малого участка поверхности осуществлялось путем селекции по доплеровской частоте, оно было равно 25 на 25 км.

Антенная система скатерометра ASCAT имела шесть антенн, облучавших поверхность, как это показано в строке 5; при движении спутника осуществлялось зондирование двух полос поверхности шириной 550 км каждая (строка 6). Благодаря применению больших антенн с узкой диаграммой направленности и использованию ЛЧМ сигналов удалось реализовать высокое разрешение поверхности, равное 13 на 25 км. Этот скатерометр позволял определять зависимость $\sigma(\theta)$ для $\theta = 25^0 \div 65^0$.

Таблица 5.1.1 отражает стремление конструкторов и исследователей улучшить параметра скатерометра и сделать такой радар эффективным средством точного измерения зависимости $\sigma(\theta)$ для разных типов земной поверхности.

5.2. Возможности мониторинга поверхности методом скатерометра

Основной задачей, для которой создавались космические скатерометры и которая определяла технический облик аппаратуры, было наблюдение морской поверхности с целью получения карт приводного ветра в интересах метеорологии. Однако использование скатеромеров оказалось эффективным также и для изучения морских льдов и ледников Арктики и Гренландии. Позже было показано, что метод скатерометра дает полезную информацию о состоянии грунта, почвы, покрытой растительностью, а также растительных покровов. Рассмотрим сначала применение скатерометра для изучения приводного ветра.

При проведении первых исследований рассеяния радиоволн взволнованной поверхностью моря была изучена зависимость σ от угла падения θ , длины волны λ и выявлено влияние азимута съемки на измерения удельной поверхности рассеяния. В данном случае азимут Φ определяется как угол между направлением фронта морской волны и плоскостью обратного рассеяния радиоволн. В § 1.2 были приведены краткие сведения о рассеянии радиоволн морской поверхностью. В результате обширных экспериментальных и теоретических исследований было установлено, что рассеяние радиоволн зависит от сложной структуры морской поверхности, вклю-



Рис. 5.2.1. Типичные зависимости удельной площади рассеяния морской поверхности от азимута при разной скорости ветра

чающей мелкомасштабные «капиллярно-гравитационные» волны ряби и крупные «гравитационные» волны, поэтому зависимость $\sigma(\theta, \phi)$ обусловлена этими составляющими неровностей морской поверхности [119, 123, 124]. На рис. 5.2.1 приведены типичные зависимости $\sigma(\phi)$ для частоты 5,3 ГГц при разной скорости приводного ветра, значения скорости в м/сек указаны у соответствующих графиков. Наибольшие значения σ наблюдаются при зондировании поверхности «по ветру», ($\phi = 0^0$) или «против ветра» ($\phi = 180^0$) (отмечено стрелкой A), а для перпендикулярного направления зондирования ($\phi = 90^0$) регистрируются наименьшие значения σ (стрелка B). При возрастании скорости ветра увеличивается интенсивность обратного рассеяния радиоволн.

Экспериментальные зависимости обратного рассеяния радиоволн хорошо описываются следующим эмпирическим соотношением

$$\sigma = A(\theta, \lambda) v_w^{\mu} \Big[1 + B(v_w, \theta) \cos \phi + C(v_w, \theta) \cos 2\phi \Big], \qquad (5.2.1)$$

где B, C — безразмерные параметры, зависящие от поляризации радиоволн, v_w — скорость ветра, а σ и A — выражены в децибелах. Для углов

 $\theta = 15^{\circ} \div 60^{\circ}$ и фиксированной длины радиоволны используют также более простую аппроксимацию:

$$\sigma = A(v_w) \left[1 + B(v_w) \cos \phi + C(v_w) \cos 2\phi \right]^{1.6}, \qquad (5.2.2)$$

здесь А, В и С зависят от скорости приводного ветра, но не зависят от угла θ . Из соотношения (5.2.1) или (5.2.2) и рис. 5.2.1 следует метод определения скорости и направления приводного ветра. Поскольку σ — периодическая функция по азимуту, для определения вектора v_w для каждого элемента морской поверхности нужно измерить значения σ для нескольких азимутов ϕ . По этой причине из-за наличия только двух азимутальных направлений съемки у первого скатерометра SASS интервал неоднозначности измерений направления скорости встра был равен 90°, из-за чего вместе с одним верным получались три неверных значения скорости ветра. Детальное описание метода определения вектора скорости приводного ветра дано в работах [120, 121, 122, 125]. Эффективность этого метода была доказана путем сопоставления характеристик скорости ветра, определенных методом скатерометра и прямыми океанографическими методами. Оказалось, что с помощью скатерометра скорость ветра определяется не хуже чем ±1,8 м/с, а направление с ошибкой не более ±17° [128-131]. При проведении исследований приводного ветра было обнаружено мешающее влияние дождей [126, 127]. Поглощение радиоволн дождями искажает зависимость $\sigma(\theta, v_w)$, что приводит к ошибкам определения скорости и направления ветра. В третьей главе было рассмотрено поглощение радиоволн в атмосфере и показано, что поглощение быстро увеличивается при уменьшении длины волны λ . При определении методом скатерометра скорости ветра v_w с использованием радиоволн частотного диапазона 13-14 ГГц нужно вводить поправки на поглощение радиоволн в атмосфере, например, с использованием данных спутниковых радиометров. Если же использовать более низкие частоты, то влияние этих поправок будет невелико, но при этом уменьшается интенсивность обратного рассеяния радиоволн. Эта альтернатива и обусловливала переход в скатерометре ASCAT на более низкую частоту $f = 5,26 \Gamma \Gamma \mu$. В результате многолетних непрерывных определений характеристик ветра в океанах, осуществленных методом скатерометра, получают карты распределения вектора приводного ветра в разные сезоны года и при разных метеорологических условиях. На этих картах видны направления основных потоков воздуха и кольцевые структуры ветров, связанные с зарождением и движением торнадо.

Перейдем далее к возможностям мониторинга льдов методом скатерометра. Скатерометры оказались эффективны для анализа состояния и характеристик льдов разных типов. Исследования льдов, описанные в статьях [132, 133, 141, 144], вскрыли типичные зависимости $\sigma(\theta)$ и по этим данным позволили найти численные параметры, характеризующие льды разных типов. Различают материковые льды Антарктики, Гренландии [134, 140, 141, 142] и морские льды [135, 139], эти две главные группы льдов делят на подгруппы, отличающиеся зависимостями $\sigma(\theta, \phi)$. Для доказательства достоверности сведений о льдах в работах [136, 137, 139] проводится сравнение данных, получаемых методом скатерометра и традиционными геофизическими методами.

При теоретических исследованиях льды представляют двухслойной средой (поверхность — толща льда — морская вода или грунт), а удельную поверхность рассеяния выражают в децибелах суммой двух составляющих

$$\sigma = \sigma_s + \sigma_v, \tag{5.2.3}$$

где σ_s — соответствует рассеянию неровной поверхностью льда, а σ_v — объемное рассеяние толщей льда с включениями неоднородностей разных типов (пузырьки воздуха, трещины, капли незамерзшей воды и т. п.). Поверхностное рассеяние в соответствии с формулой (1.2.28) описывают выражением

$$\sigma_s = \frac{M^2 \exp\left(-\frac{\mathrm{tg}^2 \theta}{2\gamma_1^2}\right)}{2\gamma_1^2 \cos^4 \theta}.$$
 (5.2.4)

Напомним, что γ_1^2 — средний квадрат наклонов неровностей поверхности льда. Для зависимости $\sigma_s(\theta)$ характерно быстрое уменьшение σ_s при увеличении угла падения θ (смотрите рис. 1.2.3). Объемное рассеяние радиоволн толщей льда выражают следующим соотношением:

$$\sigma_{\nu} = \frac{N_i \sigma_i}{2\gamma} \cos \theta_a \,. \tag{5.2.5}$$

Эта формула включает три мало определенные величины: σ_i эффективная поверхность рассеяния типичной неоднородностью льда, N_i — концентрация неоднородностей, γ — коэффициент поглощения радиоволн льдом, θ_a — угол преломления в толще льда. Из (5.2.5) следует, что объемное рассеяние σ_v медленно убывает при увеличении угла $\theta \approx \theta_a$. Этот вариант теории подробно рассмотрен в работе [144], где показано, что при подборе вероятных значений параметров формул (5.2.4) и (5.2.5) удается получить правдоподобные зависимости $\sigma(\theta)$ для льдов разных типов. Этот анализ позволяет сделать качественные заключения о вкладе составляющих σ_s и σ_v в общую характеристику обратного рассеяния радиоволн для разных структур льда. На рис. 5.2.2 по данным [144] приведено для случая разных льдов сопоставление экспериментальной зависимости $\sigma(\theta)$ и теоретической связи σ_s и σ_v с углом падения радиоволн.

При экспериментальных исследованиях зависимость $\sigma(\theta)$ выражают линейной аппроксимацией

$$\sigma(\theta) = A + B \cdot (\theta - 40^\circ) \, \text{дБ.}$$
 (5.2.6)

Такое представление применяют потому, что скатерометры дают экспериментальные зависимости $\sigma(\theta)$ для ограниченного диапазона изменения углов θ , включающие $\theta = 40^{\circ}$. Из (5.2.6) следует, что параметр $A = \sigma(40^{\circ})$, а характеристика $B = d\sigma/d\theta$. Представление $\sigma(\theta)$ вида (5.2.6) удобно при обработке массовых экспериментальных данных, оно используется в большинстве работ по анализу результатов скатерометрических исследований льдов. Необходимо подчеркнуть, что эмпирические зависимости A, B и C от θ , λ , v_w , ϕ в формулах (5.2.1), (5.2.2) и (5.2.6) разные.

Рассмотрим далее радиолокационные параметры разных льдов. В работах [134, 140, 142] приведены подробные данные о радиолокационных характеристиках льдов Гренландии, где представлены наглядные карты распределений параметров А и В. В гляциологии выделяют три вида льдов: обширный район центрального ледника Гренландии, где в разное время есть «сухой» лед при низкой температуре; область «перколяции», где в летнее время вода присутствует в неглубоком поверхностном слое и зона интенсивного таяния, где летом вода есть даже на большой глубине. Эти три зоны ледника отличаются неровностями поверхности и электродинамическими характеристиками льда. Для выделения характерных признаков этих зон используются результаты измерений зависимости $\sigma(\theta)$ и её представления в виде простой аппроксимации (5.2.6). В некоторых работах в (5.2.6) добавляют слагаемое $C(\phi)$, стремясь выделить районы, где наблюдается азимутальная зависимость $\sigma(\theta, \phi)$. Экспериментальные исследования показали, что распределение параметров А и В на карте Гренландии хорошо выделяются указанные зоны ледников. Зона центрального ледника характерна малыми значениями А, что обусловлено слабым рассеянием радиоволн



Рис. 5.2.2. Экспериментальные значения (точки) и теоретические зависимости $\sigma(\theta)$ (графики) для многолетних (1) и однолетних (2) льдов

от относительно ровной поверхности «сухого» льда; для зоны перколяции параметр A имеет бо́льшее значение, а зона глубокого летнего таяния (мокрый лед и неровная поверхность) отличается наибольшими значениями этого параметра. Параметр В также хорошо выделяет границы характерных зон ледника Гренландии. В приведенных ссылках представлены наглядные карты особенностей ледника, построенные по данным скатерометров. Дополнительную информацию о поверхности ледника представляет контроль азимутального эффекта. При различном направлении движения подспутниковой точки по одному и тому же участку поверхности ледника наблюдается азимутальная модуляция $\sigma(\phi)$. Анализ азимутальной модуляции позволяет выделить направления склонов крупномасштабного рельефа поверхности и построить соответствующую карту.

В гляциологии морские льды делят на группы по их характерным признакам: различают многолетние льды толщиной более метра, однолетние деформированные, однолетние гладкие с толщиной более 0,5 м, недавно замерзшая поверхность полыней или трещин с тонким льдом (толщина менее 0,1 м) — «нилас» и участки с подвижными мелкими льдинами. В работах [138, 140, 141, 144] представлены подробные сведения о радиолокационных характеристиках морских льдов разных типов. Для характеристики льдов используются традиционные параметры A и B, а также отношения A_v/A_H и B_v/B_H , где индексы V и H указывают на изме-

рения при вертикальной и горизонтальной поляризации радиоволн. Азимутальная зависимость $\sigma(\phi)$ позволяет четко выделить границу чистой воды и сплоченных льдов, т. к. для морской поверхности характерна выраженная зависимость $\sigma(\phi)$, а для льдов она отсутствует или выражена очень слабо. Для влажных летних льдов характерна сезонная изменчивость характеристик рассеяния и уменьшенное значение σ , что связано с выравниванием мелкомасштабной неровности поверхности и возрастанием поглощения в толще льда. При этом рассеяние радиоволн определяется фактором σ_s , а слагаемое σ_v дает малый вклад. В работах [140] проведен анализ результатов многолетних исследований морских льдов разного типа. Авторы выделяют четыре типа льдов и для них приводят средние значения параметров А и В. Для многолетнего льда толщиной в несколько метров с сильно неровной поверхностью характерен большой уровень поверхностного и объемного рассеяния, средние значения $A = -5 \, \text{дБ}$, В = -0,15. Однолетний деформированный лед толщиной около 0,5 м характерен меньшим значением A = -14 дБ, а параметр B = -0,19, для гладкого однолетнего льда А = -16,8 дБ, В = -0,24; тонкий гладкий лед — «нилас» — характерен очень малым значением А < -20 дБ, В < -0, 25. Массив смерзшихся дрейфующих льдин, «пак», характерен сильной изменчивостью параметров А и В. Граница пака и свободной воды чётко выделяется зависимостью $\sigma(\phi)$, так как для свободной воды характерна явная зависимость σ от азимута, связанная с ветром, для пака она слабо выражена, а для ниласа отсутствует.

Наглядное представление о распределении льдов разных типов как на континентальных ледниках, так и на морской поверхности дают карты распределений параметров A и B, такие карты приведены, например, в статьях [138, 140, 143]. Необходимо отметить, что более точные характеристики льдов, их пространственное распределение и изменчивость состояния дают результаты совместного использования данных скатерометра и изображения ледовой обстановки, получаемые радиолокатором с синтезированной апертурой.

Рассмотрим возможности мониторинга почвогрунтов и растительности.

Грунты разной структуры даже без растительности сильно отличаются диэлектрической проницаемостью и неровностями поверхности. Результаты теории рассеяния радиоволн неровной поверхностью были описаны в § 1.2, для рассматриваемой задачи обычно используют зависимость $\sigma(\theta)$, соответствующую выражению (5.2.4). В эту формулу входят следующие параметры: γ_1^2 — средний квадрат наклонов неровностей поверхности и М — коэффициент отражения Френеля для $\theta = 0^{\circ}$, соответствующий соотношению (1.2.16). Наклоны неровностей поверхности $\gamma_1^2 = 2z_0^2 l^{-2}$ выражаются через дисперсию высот z_0 и горизонтальный масштаб неровностей, масштаб l определяется корреляционной функцией (1.2.27). В работах [145, 146] проведен подробный анализ этого варианта теории, где авторы задают вероятные значения l, z_0 , ε и находят зависимости $\sigma(\theta)$. Такой подход будет убедителен, если параметры получены путем профилирования реальной поверхности. В работе [146] использован такой подход и показано, что теоретические зависимости $\sigma(\theta)$, найденные по формуле (5.2.4), и результаты экспериментов находятся в удовлетворительном соответствии, если параметры неровностей определены путем профилирования поверхности.



поверхности пустыни Сахара

Теоретические модели рассеяния для почвогрунтов и растительности не учитывают зависимости $\sigma(\theta)$ от азимута наблюдения, так как эта зависимость отсутствует. Наиболее «простой» поверхностью следует считать песчаные пустыни. В работе [162] проведен тщательный анализ зависимости $\sigma(\theta, \phi)$ для пустыни Сахара. Авторы использовали многолетние измерения, осуществленные с помощью скатерометров ESCAT, NSCAT и QSCAT в различных районах Сахары. На рис. 5.2.3, по данным [162], приведены примеры результатов измерений удельной поверхности обратного рассеяния радиоволн для нескольких районов с относительно ровной средней поверхностью (график 1) и при наличии крупных барханов (график 2). График 2 имеет выраженный максимум при $\theta = 25^\circ \div 35^\circ$, примерно такие наклоны поверхности имеют крупные барханы. Авторы проанализировали зависимость σ от азимута ϕ и показали, что она отслеживает преобладающее направление фронта барханов, что связывают с преимущественным направлением ветров в пустыне.

При наличии растительности теоретический анализ задачи об обратном рассеянии радиоволн усложняется, т. е. на рассеяние оказывает влияние три фактора: объемное рассеяние волн растительностью σ_v , рассеяние неровной поверхностью σ_s и эффект переотражения волн поверхностью и растительностью σ_i . В соответствии с этим удельную площадь обратного рассеяния, выраженную в децибелах, представляют суммой трех составляющих

$$\sigma = \sigma_s + \sigma_v + \sigma_i, \, \mathrm{ab}, \tag{5.2.7}$$

где

$$\sigma_{s} = \sigma_{s}^{0} \exp\left(-\frac{2\Omega_{c}}{\cos\theta}\right),$$

$$\sigma_{v} = \frac{\mu_{c} \cos\theta}{2} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Omega_{c}}{\cos\theta}\right)\right],$$

$$\sigma_{i} = 2M^{2}(\theta) \mu_{c}\Omega_{c} \exp\left(-\frac{2\Omega_{c}}{\cos\theta}\right).$$

В сложном выражении (5.2.7) приняты следующие обозначения:

 σ_s^0 — удельная площадь рассеяния радиоволн неровной поверхностью без учета поглощения в слое растительности (формула 5.2.4),

 $\exp\left(-\frac{2\Omega_c}{\cos\theta}
ight)$ — фактор поглощения при двукратном распростране-

нии радиоволн через слой растительности,

М () — френелевский коэффициент отражения радиоволн,

 $\Omega_c = \gamma_c H_c$ — поглощение радиоволн в слое растительности, γ_c — удельный коэффициент поглощения на единицу длины, H_c — эффективная толщина слоя.

Развито несколько вариантов теории, уточняющих эти формулы. Следует отметить, что из-за многообразия видов поверхности и типов растительности детализация и уточнения этих соотношений мало продуктивны. При экспериментальных исследованиях зависимости $\sigma(\theta)$ представляют простой аппроксимацией (5.2.6), а анализ сводят к выяснению связи параметров А и В с типом растительности [157–160], влиянием влажности [153–155], погодных условий и других факторов [148, 149, 150, 151]. Особенности и изменчивость растительности могут быть выявлены по данным скатерометра, если тип растительности известен заранее. Такой анализ полезен при спутниковом контроле сельскохозяйственных угодий или однородных по составу лесов [156–161].



Рис. 5.2.4. Связь изменчивости параметра А с периодами выпадения дождей

Сильное различие зависимостей $\sigma(\theta)$ разных видов поверхностей обусловлено не только характеристиками их неровностей, но и влажностью грунта. Эксперименты показали, что выпадение дождей приводит к увеличению интенсивности обратного рассеяния радиоволн [147, 154, 155]. Тщательный анализ роли влажности сельскохозяйственных угодий при их контроле методом скатерометра проведен в работах [147, 152]. Авторы этих работ использовали большой массив радиоданных, полученный в период 1991–1996 годы и провели их сравнение с непосредственными измерениями влажности почвы, характеристиками растительности, с интенсивностью и временем выпадания дождей. Для сравнения изменчивости зависимости $\sigma(\theta)$ и параметров A и B с характеристиками сельскохозяйственных угодий они использовали данные агростанций Украины, США, Канады и восточной Африки. Они отмечают, что параметр A сильно изменчив, а характеристика В чувствительна к изменению влажности почвы. В результате тщательного анализа большого массива экспериментальных данных авторы приходят к выводу, что влажность почв можно определять методом скатерометра только в случае больших однородных участков поверхности, занятых сельхозугодиями или однотипной низкорослой растительностью. Главными факторами, влияющими на обратное рассеяние, являются: содержание влаги в относительно тонком поверхностном слое почвы, неровности поверхности грунта и поглощение и рассеяние слоя растительности. Эти факторы изменяются значительно в разных участках поверхности, они по-разному проявляются на разных временных интервалах. Так состояние растительности может изменяться в течение нескольких дней, а неровности поверхности более стабильны во времени. Изменчивость влаги в почве определяется осадками и испарением, а также структурой грунта. На рис. 5.2.4 по данным [147, 152] приведены результаты измерений интенсивности дождей R_c (мм/час) и определений параметра $A = \sigma(40^{\circ})$ для двух близких сельскохозяйственных районов. Видно, что сразу же после выпадения интенсивных дождей $\sigma(40^0)$ увеличивается. Авторы работы стремились разработать методику и алгоритм обработки данных скатерометра, которая не включала бы полную зависимость $\sigma(\theta)$, но сохраняла информацию о влажности и влиянии растительности. Для этой цели использовали производную $B = d\sigma/d\theta$ при $\theta = 40^{\circ}$. Усредненное значение В*, найденное за большой временной интервал, использовалось как опорная характеристика, относительно которой определялись вариации В для конкретного района при разной влажности. Отметим, что В* зависит от влияния растительности и неровностей почвы, но почти не содержит влияния относительно быстро изменяющейся влажности. Разность В-В* чувствительна к изменению влажности, она обнаруживает четкую сезонную зависимость и хорошо прослеживает изменение влажности почвы после выпадения дождей.

Диапазон, в котором работают космические скатерометры, мало эффективен для изучения биомассы лесных массивов [89], однако позволяет оценивать такой параметр, как степень покрытия поверхности лесной растительностью или лесистость [158]. Данные скатерометра ESCAT использовались для изучения лесов Сибири с целью картирования лесистости поверхности по уровню оо. Съемка поверхности скатерометром ESCAT при различных углах падения волн с различных азимутов наблюдения и в различных метеоусловиях выявила ряд особенностей, существенных для правильной интерпретации результатов измерений. Уровень отраженного сигнала скатерометра определяется не только объемным рассеянием рас-

тительности, но рассеянием открытых участков почв, для которых характерна сильная изменчивость отражения в зависимости от угла падения волн, шероховатости поверхности, степени уклона крупномасштабного рельефа, а также влажности. Отражение от растительного покрова оказалось сильно зависящим от его диэлектрических свойств, которые особенно сильно меняются при переходе температуры через околонулевые значения. Измерения показали, что при замерзании или оттаивании лесной растительности уровень отраженного сигнала может меняться почти на порядок, при этом отражение слабо меняется в других температурных диапазонах. Для компенсации монотонного снижения уровня $\sigma(\theta)$ от угла падения оценивалась по большим участкам поверхности линейная регрессионная зависимость, аппроксимирующая $\sigma(\theta)$, вычислялся так называемый индекс наклона, который использовался для коррекции угловой зависимости измерений σ и получения радарного индекса яркости. Такая коррекция σ позволила снизить проявление сезонных изменений отражательных свойств подстилающих покровов. Анализ данных скатерометра показал, что получаемая этим методом степень лесистости является достоверной характеристикой лесных покровов Сибири. По измерениям на тестовых участках в Сибири выявлено, что вариации степени лесистости от нуля до 100 % приводили к десятикратному изменению радарного индекса яркости с коэффициентом корреляции 0,93 [158].
Пустая страница

Глава 6

Подповерхностное радиолокационное зондирование сред

6.1. Особенности спутникового зондирования грунтов и льдов

Спутниковый радар подповерхностного зондирования предназначен для изучения и мониторинга различных сред: обнаружения в пустынях водных линз и русел древних высохших рек, определения границ и глубин зон вечной мерзлоты, оценки толщины снежного покрова и характеристик морских и континентальных льдов. При подповерхностном зондировании радиоволны должны проникать на значительную глубину, поэтому возможно изучение только таких слоистых сред, для которых поглощение радиоволн не слишком велико, а толщина скин-слоя Δz доститает хотя бы нескольких метров. В таблице 1.2.3 были приведены краткие сведения о электрофизических параметрах некоторых сред. Из этой таблицы следует, что в метровом диапазоне радиоволн для снега, пресной воды и льда поглощение волн мало, и Δz достигает сотни метров, а для сухой, мерзлой почвы и песков Δz — порядка десяти метров. Существенно, что поглощение радиоволн уменьшается при увеличении длины волны, поэтому для подповерхностного зондирования предпочтительно использование метровых и декаметровых радиоволн. В работах [11, 163-165] рассмотрены основы подповерхностной радиолокации с использованием самолетов, когда высота расположения локатора Н невелика. Полученные в этих работах основные соотношения справедливы и при спутниковой локации, однако из-за быстрого перемещения и большой высоты спутника возникают ограничения, затрудняющие подповерхностную радиолокацию сред.

Отметим основные особенности подповерхностной спутниковой радиолокации. На рис. 6.1.1 показана типичная ситуация подповерхностного зондирования, когда например имеются три слоистые структуры C,D,K; цифрами 1, 2, 3 указаны границы слоев, а точки A и B соответствуют расположению радара и подспутниковой точки. В диапазоне метровых и декаметровых волн трудно создать спутниковую антенну с узкой диаграммой направленности. Поэтому участок поверхности, облученной антенной B_1B_2 , велик, на этом участке могут располагаться слоистые структуры разной толщины. Выделение относительно малого участка поверхности l_1 является весьма трудной задачей. Если предположить, что в пределах малого участка l_1 слои C,D,K однородны и параллельны поверхности 1÷1, то должно происходить отражение радиоволн от границ этих слоев. В этой идеализированной ситуации можно указать радиус первой зоны Френеля ρ_f , формирующей поле отраженией волны в точке A. Согласно [8] в этом случае эффективный размер области l_1 , существенной для отражения волн, равен диаметру первой зоны Френеля

$$l_1 \approx 2\rho_{\rm f} = 2(\lambda {\rm H})^{1/2}$$
. (6.1.1)

Если положить $\lambda = 3$ м, высоту спутника H = 400 км, то $l_1 \approx 2$ км. Следовательно, для плоских сред происходит как бы естественное выделение относительно малого участка l₁. Такая ситуация будет, если дисперсия высот неровностей границ раздела сред z₀ меньше $\lambda/16$. Границы слоистых сред могут иметь неровности высот, как это показано волнистыми линиями 1÷1, 2÷2 и 3÷3 на рис. 6.1.1. Если высоты неровностей сравнимы с длиной волны, то согласно критерию Рэлея (формула 1.2.11), будет происходить не отражение, а рассеяние радиоволн. Область рассеяния В₁В₂ будет велика, её размер определяется шириной диаграммы обратного рассеяния $F(\theta)$. В этом случае уменьшение размера части поверхности l_1 возможно, если осуществляется специальная обработка мозависимости дулированных сигналов локатора. B OT реализации огражения или рассеяния радиоволн происходит сильное изменение мощности принимаемого сигнала W_s. Если происходит отражение волны, то мощность W, будет такая же, как если бы радиоволны распространялись в свободном пространстве на расстояние 2Н, а мощность передатчика W_0 уменьшена на коэффициент отражения η^2 :

$$W_{s} = \frac{W_{0}\eta^{2}GA}{16\pi H^{2}} = \frac{W_{0}\eta^{2}G^{2}\lambda^{2}}{64\pi^{2}H^{2}}.$$
 (6.1.2)

Здесь G = 4π A λ^{-2} — коэффициент направленного действия, A — эффективная поверхность антенны. В метровом и декаметровом диапазонах спутниковая антенна имеет малое значение G $\approx 1 \div 3$, поэтому можно считать, что

$$W_s \sim \eta^2 \lambda^2 H^{-2}. \tag{6.1.3}$$

В случае рассеяния радиоволи на неровных границах слоев, когда $\lambda < 16 z_0$, мощность принимаемого сигнала будет убывать при увеличении высоты Н по закону

$$W_s \sim \sigma \lambda^2 H^{-4}, \qquad (6.1.4)$$

где σ — эффективная поверхность рассеяния радиоволн на границах раздела сред. Из сравнения (6.1.3) и (6.1.4) следует, что W_s будет существенно больше в случае отражения радиоволн, когда $\lambda > 16 z_0$. Таким образом, для реализации подповерхностного зондирования слоистых структур необходимо использовать метровые или декаметровые радиоволны потому, что при увеличении λ возрастает глубина зондирования и чаще проявляются закономерности отражения волн, когда, согласно (6.1.3), W_s ~ H⁻². При этом разрешение по горизонтали определяется размером первой зоны Френеля, т. е. соотношением (6.1.1). При анализе особенностей подповерхностного спутникового зондирования следует также учитывать увеличение мощности шумов W_n при увеличении λ . В метровом и декаметровом диапазоне мощность шумов определяется суммарным вкладом эффективной температуры шумов приемника T_p и космического радиоизлучения T_c :

$$W_n = K_b \Delta F_m (T_p + T_c) \sim \lambda^2, \qquad (6.1.5)$$

где $K_b = 1,38 \cdot 10^{-23} \ \text{Дж}^{\circ} \text{K}^{-1}$ — постоянная Больцмана, ΔF_m — полоса частот приемника. Шумовую температуру приемника $T_p \approx 300^{\circ}$ К в метровом и декаметровом диапазонах можно полагать не зависящей от λ , а шумы космоса увеличиваются при возрастании длины волны по закону $T_c \sim \lambda^2$. Для $\lambda > 2$ м можно считать, что $T_c >> T_p$, поэтому в (6.1.5) указана зависимость $W_n \sim \lambda^2$. Сопоставив зависимости от длины волны мощности сигнала W_s и шума W_n по формулам (6.1.3) и (6.1.5), найдем, что отношение $W_s W_n^{-1}$ почти не зависит от λ . Этот неожиданный вывод можно сделать, если не учитывать зависимость коэффициента отражения η от длины волны и считать также, что коэффициент усиления антенны G не зависит от λ . Коэффициент отражения η обусловлен суммарным переизлучением волн всеми слоями среды, но основной вклад в W₁ будет давать отражение от поверхностного слоя 1÷1. При этом весьма приближенно можно считать, что $\eta \approx M$ — есть коэффициент отражения Френеля, определяемый простой формулой (1.2.16). Поэтому мощность W₁ почти не зависит от λ . Мощность сигналов W₂ и W₃, соответствующих отражению волн от границ 2÷2 и 3÷3, из-за поглощения волн будет существенно меньше W₁, она зависит от λ . Для подповерхностного зондирования важно оценить зависимости W₂ и W₃ от λ ; они определяются электрофизическими характеристиками сред C,D и K и могут отличаться очень сильно.



Рис. 6.1.1. Подповерхностное зондирование слоистой структуры грунта

При подповерхностном зондировании важно получить сведения о структуре слоев, что возможно, если удастся выделить сигналы W_1 , W_2 и W_3 , соответствующие отражению волн от границ разных слоев, определить глубину залегания слоистых структур z_c и z_d и оценить коэффициенты отражения от слоев. Решить эту трудную задачу можно, если использовать сигналы с линейной частотной модуляцией. Определение толщины слоев и глубины их залегания возможно, если удастся измерить временные интервалы $\delta \tau_2$ и $\delta \tau_3$ приема сигналов W_2 и W_3 относительно временные интервалы $\delta \tau_2$ и $\delta \tau_3$ приема сигнала, соответствующего отражению от поверхности 1÷1, $\tau_1 = 2Hc^{-1}$, сигнал от поверхности 2÷2 придет позже на время $\tau_2 = 2 z_c c_c^{-1}$, еще большее запаздывание τ_3 будет соответствовать границе 3÷3. На рис. 6.1.1 вверху показана условная структура сигнала на входе приемника радара при отражении волн от слоев С, D и K. Так толщина первого слоя C будет равна

$$\Delta \mathbf{z}_{c} = \mathbf{c} \ \delta \ \tau_{2} \left(2 \ \varepsilon_{c}^{1/2} \right)^{-1}, \tag{6.1.6}$$

где ε_c — диэлектрическая проницаемость слоя C, $\delta \tau_2$ — разность прихода к спутнику волн отраженных от границ слоев 1÷1 и 2÷2 (рис. 6.1.1). Согласно [23], разрешающая способность радара по глубине δz связана с шириной полосы частот модулированного сигнала ΔF_m или с длительностью импульса T_i соотношением

$$\delta z \approx \frac{c_{\varepsilon}}{2\Delta F_{m}} = \frac{c_{\varepsilon}T_{i}}{2},$$
 (6.1.7)

здесь с_е — скорость волны в среде с диэлектрической проницаемостью \mathcal{E} . Если $\delta z < z_c$ или $\delta z < z_d$, то разности времени $\tau_2 - \tau_1$ или $\tau_3 - \tau_2$ существенно больше длительности сжатого импульса $\delta \tau$ и сигналы W_3 , W_2 и W_1 будут разделены, а отношение $W_2 W_1^{-1}$ или $W_3 W_1^{-1}$ может быть измерено с достаточной точностью. В главе 2 была описана структура сигналов ЛЧМ и показано, как при осуществлении операции свертки реализуется короткий импульс излучения радиоволн. Длительность такого короткого импульса $\delta \tau$ и ширина полосы частот сигналов ΔF_m связаны простым соотношением $\Delta F_m \approx \delta \tau^{-1}$. Из (6.1.7) следует, что для реализации высокой разрешающей способности по глубине необходимо использовать ЛЧМ сигналы с широким спектром и эквивалентным «сжатым» очень коротким импульсом. Например, для слоя влажного песка толщиной $z_c = 1 \text{ м и } \varepsilon = 4$ требуемая длительность импульса должна быть порядка 10 нсек. Использование коротких импульсов позволяет также, согласно п. 2.1 и п. 2.2, выделять относительно малый участок l_1 , т. е. улучшить разрешение по поверхности.

Большинство используемых в настоящее время радаров подповерхностного зондирования в качестве зондирующего сигнала используют периодическую последовательность коротких радиоимпульсов. Длительность импульса при этом стараются уменьшить до моноимпульса, образованного несколькими колебаниями несущей частоты. С одной стороны, для увеличения глубины зондирования необходимо применять как можно более низкие частоты, с другой стороны, применение низких частот приводит к увеличению размеров антенн и соотвстственно сложности их размещения на космическом аппарате. Факторами, вызывающими уменьшение мощности отраженного сигнала при прохождении его через среду до отражающей границы и обратно, являются в основном следующие: отражение и преломление на промежуточных границах слоев; неоднородность структуры исследуемой среды; состояние верхней границы отражающей поверхности среды; потери, связанные с проводимостью среды.

Основные особенности и трудности подповерхностного спутникового зондирования сред сводятся к следующему. Для подповерхностного зондирования предпочтительно использование метровых и декаметровых радиоволн, только в случае зондирования слабо поглощающих сред — льдов и снежного покрова возможно использование дециметровых волн. Для выделения отражения волн от грунтов на значительной глубине необходимо иметь большую мощность передатчика, т. к. коэффициент усиления антенны не может быть большим. Спутниковой антенной подповерхностного радара является или слабо направленная антенна типа волновой канал (метровый диапазон), либо полуволновой или одноволновой вибратор (декаметровый диапазон). Необходимо отметить, что техника спутниковых антенн развивается быстро и, потому возможно создание развертываемых в космосе больших антенных конструкций, например, создание широкополосной ромбической антенны с большим коэффициентом направленного действия. Для четкого выделения различных слоистых структур необходимо использовать ЛЧМ сигналы с широким спектром и с очень коротким «сжатым» импульсом. Для измерения мощности сигналов, отраженных от поверхности и от слоев на разной глубине, необходимо, чтобы радиотракт локатора имел линейную амплитудную характеристику при большом изменении мощности сигналов в широкой полосе частот. В следующих параграфах приведем сведения о поглощении радиоволн в различных средах и рассмотрим особенности отражения волн от слоистых структур.

6.2. Глубина зондирования однородных сред

Характер распространения радиоволн в слоисто-неоднородной структуре определяется электрическими параметрами слагающих ее сред и геометрией их границ. В общем случае диэлектрическая проницаемость различных составляющих грунта не остается постоянной, а изменяется как по поверхности от точки к точке, так и по глубине. Изменение диэлектрической проницаемости по глубине сильно зависит от температуры, влажности, плотности и солености зондируемых сред. При построении модели электрических характеристик грунтов следует учитывать также неоднородность распределения влажности по глубине, что приводит к появлению зависимости диэлектрической проницаемости от глубины погружения.

При распространении в однородной поглощающей среде напряженность электрического поля гармонической плоской волны представим формулой

$$E(z,t) = E(z)e^{i\alpha t}, \qquad (6.2.1)$$

где $E(z) = E_o e^{-\alpha z}$ — комплексная амплитуда при z > 0; $E_o = E_o(z = 0)$, $\alpha = \gamma + i\beta$ — постоянная распространения, γ — коэффициент затухания, β — фазовая постоянная. Постоянная распространения связана с комплексным показателем преломления среды *n* соотношением

$$\alpha = i \,\omega c^{-1} \,n = i \,2 \,\pi \,\lambda^{-1} \left(\varepsilon \mu \right)^{1/2} \,, \tag{6.2.2}$$

где є и µ — комплексные относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости. Для немагнитной среды коэффициент затухания

$$\gamma = \omega c^{-1} \operatorname{Im}(\varepsilon)^{1/2} = 2\pi \lambda^{-1} \operatorname{Im}(\varepsilon)^{1/2}, \qquad (6.2.3)$$

фазовая постоянная

$$\beta = \omega c^{-1} \operatorname{Re}(\varepsilon)^{1/2} = 2\pi \lambda^{-1} \operatorname{Re}(\varepsilon)^{1/2} = 2\pi \lambda_c^{-1} , \qquad (6.2.4)$$

где λ_{c} — длина волны в среде.

Проникающая способность волны в однородной среде ограничена двумя процессами: отражением на границе сред с разной диэлектрической проницаемостью и поглощением в среде. Отражение на границе раздела в предположении, что фронт падающей волны плоский, определяется коэффициентом отражения Френеля. При рассмотрении процесса поглощения радиоволн в среде используется либо величина поглощения на единицу длины, либо толщина скин-слоя, т. е. глубина, на которой напряженность поля уменьшается *е* раз. Обе эти величины определяются через коэффициент затухания электромагнитной волны γ , который связан с комплексной диэлектрической проницаемостью среды $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ или с тангенсом угла потерь $tg\Delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = 60 \lambda \sigma_m$, где σ_m — проводимость среды, ε' и ε'' — действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости. Эта связь согласно [8] определяется следующими формулами:

$$\gamma = \pi \lambda^{-1} \left(2 \varepsilon' \left(-1 + \left(1 + tg^2 \Delta \right)^{1/2} \right) \right)^{1/2}$$
(6.2.5)

Затухание в децибелах на единицу длины можно определить по формуле $\gamma_g = 20 \lg \left[E_0 E(z)^{-1} \right] z^{-1} = 8,68 \gamma$. Так как γ пропорционально λ^{-1} , то отсюда следует, что при одинаковых диэлектрических характеристиках среды с ростом длины волны глубина скин-слоя возрастает, а затухание волны уменьшается. Для сред с tg $\Delta <<1$ ослабление радиоволн в грунте γ_g в дБ/м вычисляется по формуле:

$$\gamma_g = 18, 2 \cdot 10^{-2} \left(\dot{\varepsilon} t g \Delta \right)^{1/2} f$$
, или $\gamma_g = 54, 6 \left(\dot{\varepsilon} t g \Delta \right)^{1/2} \lambda^{-1}$, (6.2.6)

где f — частота в МГц. При этом глубина проникновения (толщина скин-слоя) Δz определяется по уровню ослабления поля в e = 2,72 раз по формуле (1.2.18). Для сред с малыми потерями tg $\Delta <<1$ постоянная распространения может быть представлена в виде

$$\alpha \approx i \, 2\pi \, \lambda^{-1} \left(\varepsilon' \right)^{1/2} \left(1 - i \frac{\mathrm{tg} \Delta}{2} \right). \tag{6.2.7}$$

В работе [164] приведены экспериментальные результаты, полученные на частоте 100 МГц, часть этих данных для длины волны $\lambda = 3$ м отражена в таблице 6.2.1. Из таблицы видно, насколько сильное влияние на глубину скин-слоя оказывает наличие влаги. Относительно сухие типы грунта, мерзлые породы и ледники имеют малые значения tg Δ (порядка 0,0001–0,01), что обусловливает возможность глубокого проникновения радиоволн в грунт для диапазонов метровых и коротких волн. В таблице 6.2.2 по данным [163–167] приведены экспериментальные характеристики сухих сред в зависимости от длины волны, для которых можно достигнуть большой глубины зондирования. Данные, приведенные в таблицах 6.2.1 и 6.2.2, демонстрируют сильную зависимость диэлектрических параметров сред от длины волны. Использование метрового диапазона позволило бы обеспечить приемлемую для практики глубину зондирования.

Таблица 6.2.1

Диэлектрические	характеристики некоторых типов	сред

Среда	σ _m , [См/м]	ε'	£"	γ ₈ ,дБ/м	Δz,м
Пресная вода	10 ⁻³	81	0,18	0,182	47,8
Морская вода	4,0	81	720	326	0,027
Песчаная почва сухая	1,5.10-4	3	0,027	0,142	61,3
Песчаная почва влажная	7·10 ⁻³	25	1,26	2,3	3,8
Глинистая почва сухая	2,5.10-4	3	0,045	0,236	36,76
Глинистая почва влажная	5,0.10-2	15	9,0	20,3	0,43
Песчаник влажный	4,0.10-2	6	4,2	23,6	0,37
Известняк влажный	2,5.10-2	8	4,5	14,0	0,62
Гранит сухой	10 ⁻⁸	5	1,8.10-6	7,3.10-6	1 ,2 ·10 ⁶
Гранит влажный	10 ⁻³	7	0,18	0,62	14,0
Базальт влажный	10 ⁻²	8	1,8	5,75	1,51

Таблица 6.2.2

Диэлектрические характеристики сухих сред

Среда	λ, м	عًا	¹¹ 3	tg∆
Песчаная почва сухая	3	3	0,027	0,009
	0,6	3,5	0,13	0,037
Глинистая почва сухая	3	3	0,045	0,015
	0,6	4	0,6	0,15
	0,1	5,5	0,73	0,13
Гранит сухой	3	5	1,8·10 ⁻⁶	0,36·10 ⁻⁶
	0,7	56	0,02-0,177	0,003-0,035
Базальт сухой	0,7	5,6-9,6	0,087–0,862	0,009-0,15
Сухая земля	1	4	0,0004	0,0001
	0,09	2	0,04	0,02

При зондировании грунта с низкой проводимостью электромагнитные волны могут проникать вглубь и отражаться от возможных резких границ слоев с разной диэлектрической проницаемостью, например, от слоя основных пород или возможных внутренних неоднородностей грунта. Интенсивность отраженных сигналов от поверхности и подповерхностных слоев грунта может быть оценена с использованием уравнения радиолокации. При измерениях с аппарата, находящегося на высоте *H*, мощность отраженного сигнала от поверхности и подповерхностного слоя грунта можно оценить следующими выражениями:

1) для поверхности —

$$W_{s} = \frac{W_{0}G^{2}\lambda^{2}}{4(4\pi H)^{2}(1+HR_{s}^{-1})^{2}}\eta_{0i}, \qquad (6.2.8)$$

2) для подповерхностного слоя грунта (толщина слоя z_g):

$$W_{g} = \frac{W_{0}G^{2}\lambda^{2}}{4\left[4\pi\left(H + H_{g}\right)\right]^{2}} (1 - M_{01})^{2} \eta_{12} \exp\left(-\tau \,\omega tg\Delta\right), \qquad (6.2.9)$$

где W_0 — мощность передатчика, G — коэффициент усиления приемнопередающей антенны, R_s — радиус кривизны зондируемого участка поверхности земли, $\omega = 2\pi f$ — частота, $H_g = z_g (\varepsilon_1)^{1/2}$ — «диэлектрическая толщина» слоя грунта, $\tau = 2H_g/c$ — время задержки распространения сигнала для зондируемого слоя грунта,

$$\eta_{01} = \left(\frac{1 - (\varepsilon_1)^{1/2}}{1 + (\varepsilon_1)^{1/2}}\right)^2, \ \eta_{12} = \left(\frac{(\varepsilon_1)^{1/2} - (\varepsilon_2)^{1/2}}{(\varepsilon_1)^{1/2} + (\varepsilon_2)^{1/2}}\right)^2$$

— коэффициенты отражения на границах слоя $z_1 = 0$ и $z_2 = z_g$, ε_1 и ε_2 — диэлектрические проницаемости для подстилающего слоя и основного грунта. Как правило, произведение $H R_s^{-1}$ много меньше единицы, поэтому им можно пренебречь и считать, что предельная дальность H_{max} при зондировании поверхности определяется соотношением:

$$H_{\max} = \left(\frac{W_{o}}{W_{p}}\frac{G^{2}\lambda^{2}}{64\pi^{2}}\eta_{01}^{2}\right)^{1/2},$$
 (6.2.10)

где W_p — пороговое значение чувствительности приемника.

Относительная мощность отраженного от подповерхностного слоя сигнала по сравнению с отраженной от поверхности равна

$$\frac{W_s}{W_p} = \frac{H^2}{\left(H + H_g\right)^2} \frac{\eta_{12} \left(1 - \eta_{01}\right)^2}{\eta_{01}} \exp\left(-\tau \, \omega t g \Delta\right). \tag{6.2.11}$$

Отсюда следует, что мощность сигнала, отраженного от подповерхностного слоя грунта, зависит главным образом от глубины залегания слоя, частоты зондирования и тангенса потерь слоя. Предельный уровень сигнала, обнаруживаемый радаром, ограничивается уровнем шума приемного устройства. Методика расчета максимальной глубины зондирования объектов конечных размеров, например, полость в грунте, изложена в [168].

Большинство грунтов представляют собой смеси различных материалов. Будем рассматривать такие грунты, в которых неоднородности много меньше длины радиоволн. В этом случае можно рассматривать электрическое поле, усредненное по объемам, большим по сравнению с масштабами неоднородностей. По отношению к такому полю смесь является однородной и изотропной средой и вследствие этого может характеризоваться некоторым значением диэлектрической проницаемости смеси є ". Вычислить диэлектрическую проницаемость смеси можно лишь при некоторых определенных условиях, накладываемых на составляющие смеси. Так, в случае, если все частицы смеси изотропны, а разности $\delta \varepsilon$ между их диэлектрическими проницаемостями малы по сравнению с величиной диэлектрической проницаемости \mathcal{E} , то $\mathcal{E}_m^{\sqrt{3}} = \left\langle \mathcal{E}^{\sqrt{3}} \right\rangle$, где скобки означают усреднение. Существует несколько эмпирических и полуэмпирических формул для определения диэлектрической проницаемости сред, представляющих собой смеси различных материалов [169]. Часто оказывается полезным соотношение

$$\varepsilon_m^{\prime} = \varepsilon_1^{\prime} + p_m \left(\varepsilon_2^{\prime} - \varepsilon_1^{\prime} \right), \qquad (6.2.12)$$

где l — параметр, характеризующий тип используемой модели; ε_1 — диэлектрическая проницаемость основного материала; ε_2 — диэлектрическая проницаемость примеси; p_m — объемная часть примеси. При l = 1(6.2.12) представляет собой линейную модель, при l = 1/2 — рефракционную модель, при l = 1/3 — кубическую модель.

Диэлектрическая проницаемость смесей зависит от их структуры. Имеется несколько формул для смеси (Винера, Лихтенекера, Клаузиуса— Мосотти и др.), однако не все они могут быть использованы для сред с потерями. Электрические характеристики грунтов в значительной мере определяются содержанием воды, дисперсионные свойства которой хорошо изучены. В работе [170] на основе анализа электрических параметров сред в диапазоне частот 10⁵ — 10¹⁰ Гц показано, что можно выделить четыре группы сред.

Группа 1 характеризует среды, у которых, начиная с нескольких десятков МГц, затухание γ_g растет от 10 дБ/м до 800 дБ/м на частоте 10 ГГц, а є' уменьшается от десятков до нескольких единиц. Эти среды соответствуют суглинкам и глинам с относительной влажностью более 5 %. Группа 2 определяет среды с заметным, но меньшим, чем для группы 1, значениями затухания, у которых γ_g достигает значения 150 дБ/м при частоте 10 ГГц, а є' ведет себя подобно предыдущему случаю. Это соответствует суглинкам и глинам при относительной влажности менее 5 %, морским льдам, пескам и песчаникам с влажностью более 15 %. Группа 3 характеризует среды, у которых $\gamma_g < 1$ дБ/м на частотах менее 300 МГц и $\gamma_g \approx 10-20$ дБ/м на частоте 10 ГГц, а ε ' мало меняется при f < 100 МГц и практически не меняется выше 100 МГц. Приведенные параметры соответствуют сухим и увлажненным пескам, известнякам, сланцам, гранитам. Группа 4 соответствует средам с затуханием $\gamma_g \leq 1-2$ дБ/м на частотах менее 10 ГГц и практически неизменным є'. Она включает в себя пресноводный лед, мрамор, гранит, кальцит, доломит, гипс, каменную соль, снег. Исключение для этих групп составляют морская и пресная вода и торф, которые характеризуются большими значениями є' (є'≈80 у воды и є'≈60 у торфа), практически не меняющимися в диапазоне частот 1-1000 МГц. Для пресной воды $\gamma_g \approx 2$ дБ/м при f = 1-1000 МГц и резко возрастает при f = 10 ГГц до $\gamma_g \approx 1700$ дБ/м. Для морской воды $\gamma_g \approx 40$ дБ/м при f = 1 МГц и растет до $\gamma_g \approx 4000$ дБ/м при f = 10 ГГц. На основе работы [170] в таблице 6.2.3 приведена зависимость от частоты диэлектрических характеристик для сред при температуре 0°С. Электрические характеристики мерзлых земных грунтов для частоты 100 МГц приведены в таблице 6.2.4 на основе данных работ [166, 169-172].

Таблица 6.2.3

£Γπ	Груп	па 1	Груп	па 2	Груп	па 3	Группа 4 Прес во		Ha <mark>n</mark> (a	Морская вода		
<i>y</i> ,	дБ/м	6'	дБ/м	'ع	дБ/м	£'	дБ/м	ť3	дБ/м	ε'	дБ/м	ີພ
10 ⁶	1	20,0	0,5	15,0	0,02	8,0	0,01	5,0	1,5	84,0	36,4	80,0
10 ⁷	4	15,0	2,0	8,0	0,10	6,0	0,02	4,0	2,0	84,0	114,5	80,0
10 ⁸	16	13,0	8,0	6,0	1,0	4,5	0,20	3,5	2,0	84,0	346,3	80,0
10 ⁹	70	10,0	15,0	5,0	5,0	4,5	0,60	3,5	30,4	82,0	752,6	76,0

Частотная зависимость электрических характеристик сред

			-
Характеристика среды	ε'	tg∆	γ_g , дБ/м
Грунт с большим содержанием железа	7,0	0,39	9,3
Грунт с большим содержанием алюминия	3,3	0,09	1,5
Бурая почва	4,4	0,20	3,8
Сухой лесчаный грунт	5,0	0,28	5,7
Известковая глина	3,6	0,35	6,0
Кремниевая глина	1,0	0,13	1,2
Вода с крупным песком	4,5	0,04	0,8
Вода с 0,2 % содержанием кальцита	3,5	0,002	0,03
Кремниевая глина Вода с крупным песком Вода с 0,2 % содержанием кальцита	1,0 4,5 3,5	0,13 0,04 0,002	1,2 0,8 0,03

Таблица 6.2.4

Электрически	е характе	ристики мер	элых почв д	иля частоты	f= 100 МГц
--------------	-----------	-------------	-------------	-------------	------------

Анализ электрических характеристик почв и пород показывает, что влажность резко увеличивает затухание. Это обстоятельство является одной из основных причин, сдерживающих развитие спутникового подповерхностного зондирования грунта Земли.

6.3. Влияние рельефа поверхности на подповерхностное зондирование грунта

Радиолокатор подповерхностного зондирования фиксирует сигналы, ограженные от всех границ изменения диэлектрической проницаемости в среде, в том числе и от границы раздела воздух—среда. В результате такого взаимодействия электромагнитного поля со средой появляется множество помеховых сигналов, причем «полезные» сигналы от отражающей структуры могут быть на 20-30 дБ слабее, чем «помеха». Шероховатость поверхности является мешающим фактором при проведении исследований, связанных с зондированием подповерхностного слоя грунта. Исследования показывают [9, 173, 174], что естественная шероховатость ζ зондируемого грунта может быть отнесена к классу случайных стационарных процессов с пространственным спектром вида $\Phi_{\zeta}(k) \sim k^{-2\nu}$, где $2\nu = 3 \div 3.7$, $k = 2\pi / \Lambda$ — волновое число, соответствующее масштабу А неоднородности среды. Такая зависимость позволяет относить шероховатость грунта к фрактальным поверхностям с показателем Херста $H_x = v - 1 = 0.5 \div 0.85$ [175]. При этом было установлено, что в большинстве случаев $H_x = 0.5$, т. е. шероховатость имеет броуновский характер со спектром шероховатости вида [176]:

$$\Phi_{\zeta}(k) = \frac{4\pi H_{x}\langle \zeta^{2} \rangle}{\left(k_{0}^{2} + k^{2}\right)^{H_{x}+1}},$$
(6.3.1)

где $k_0 = 2\pi / \Lambda_0$ — волновое число, соответствующее внутреннему масштабу Λ_0 неоднородности среды. Для дисперсии высот неровностей поверхности $z_0 = \langle \zeta^2 \rangle^{1/2}$ получена оценка 1÷7 см, а для масштаба корреляции l, который определяется из уравнения

$$\pi l^2 = \frac{1}{\left\langle \zeta^2 \right\rangle} \int \Phi_{\zeta} \left(\mathbf{r} \right) d^2 \mathbf{r} = \Phi_{\zeta} \left(0 \right) = \frac{4\pi H_x}{k_0^2}, \qquad (6.3.2)$$

получены значения от 2 до 37 см. Случай пологих шероховатостей, когда их размеры много больше длины волны зондирующего сигнала, достаточно подробно рассмотрен в работе [9].

Влияние неровной поверхности на амплитуду и фазу напряженности поля отраженной волны определяется величиной параметра Рэлея $2k z_o \cos \theta \ll 1$, (θ — угол падения) [8]. Мелкомасштабные неровности с параметром Рэлея меньшим 1 незначительно уменьшают эффективный коэффициент отражения при вертикальном падении. Диффузно рассеянное излучение имеет значительно меньшую интенсивность и не оказывает существенного влияния на принятый сигнал. Диффузно рассеянная часть энергии сигнала увеличивается с ростом параметра Рэлея и увеличивает амплитуду сигнала, принятого с направлений, отличных от вертикального. Это может уменьшить как разрешающую способность радара, так и точность обнаружения подповерхностных неоднородностей.

В [177] проанализированы пространственные статистические характеристики грунта, необходимые для объяснения результатов радиолокационного зондирования. Показано, что возможно раздельное описание этих характеристик с использованием контактных методов и топографических карт. Можно выделить несколько масштабов неровностей поверхности: микромасштаб, макромасштаб и промежуточный между ними мезомасштаб. Микромасштаб определяет изменения высот неровностей и радиуса корреляции, сравнимых с длиной волны электромагнитного поля. Эта область спектра шероховатостей поверхности и локальный угол падения определяют интенсивность обратного рассеянного сигнала. Пространственные изменения локального угла падения связаны с макромасштабной структурой поверхности. По данным, представленным в [177, 178], среднеквадратические высоты неровностей вспаханных и необработанных полей составляют 1–5 см, что существенно меньше длин волн, применяемых

в радарах подповерхностного зондирования (единицы метров). Анализ статистических характеристик крупномасштабных неровностей по цифровым топографическим картам ряда равнинных регионов показал, что распределение наклонов поверхностей близко к нормальному с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, зависящей от типа поверхности. Дисперсия углов наклона неровностей макрорельефа ас составляет примерно 1°, 3° и 10° для равнинной, холмистой и горной местности соответственно. Поскольку характерные наклоны неровностей макрорельефа при их нормальном распределении изменяются в пределах $\pm 3 \alpha_{c}$, что составляет в данном случае от 3 до 30°, в пределах диаграммы направленности антенны будет приниматься достаточно сильный сигнал с направлений, отличных от зеркального, поскольку он формируется зеркально отражающими площадками. Соответственно, в исследуемую среду значительная часть энергии войдет под углами, отличными от нуля. Это уменьшит точность обнаружения диэлектрических аномалий и возможность их разрешения.

Боковые отражения являются серьезной помехой при интерпретации результатов зондирования грунта, так как радиоволны, отраженные от поверхностных и подповерхностных структур, могут регистрироваться на одной и той же временной щкале. Различить эти сигналы без использования дополнительной априорной информации о зондируемой среде не представляется возможным, т. к. отражения от неровностей поверхности могут существенно изменить параметры принятого сигнала и затруднить восстановление внутренней структуры грунта. Для того чтобы оценить степень влияния неровностей и границ раздела на параметры отраженного сигнала, необходимо знать пространственные характеристики шероховатостей поверхности грунта.

Статистические характеристики крупномасштабных неровностей (макрорельефа) получены в [177]. Для этого были использованы цифровые топографические карты некоторых областей Украины. В этих регионах выбраны участки размером 36×36 км, для которых строились рельефы с использованием изолиний. На рис. 6.3.1 представлены типовые макрорельефы трех поверхностей, полученные по цифровым топографическим картам:

- 1 равнинная,
- 2 холмистая,
- 3 гористая.

Видно, что макрорельеф z(x) пространственно неоднороден, т. е. дисперсия и коэффициент корреляции зависят от длины усредняемой реализации и положения начальной точки на кривой. Распределение локальных наклонов указанных типов земной поверхности близко к нормальному. Что касается функции распределения высот, то её затруднительно аппроксимировать известными законами распределения. Как показывает анализ пространственных спектров макромасштабных неровностей, наилучшее совпадение модели и реальных спектров наблюдается при их фрактальном описании [179].

Методика расчета параметров сложного сигнала, отраженного шероховатой поверхностью, основана на теории рассеяния монохроматических волн. Наиболее адекватное описание процесса прохождения радиоволн диапазона нескольких десятков мегагерц на границе раздела «воздух грунт» дает двухкомпонентная модель рассеяния. Рассеивающая поверхность z(x) представляется в виде суммы двух компонент — крупномасштабной и мелкомасштабной по сравнению с длиной волны. «Крупность» и «мелкость» компонент определяется величиной параметра Рэлея $2k z_o \cos \theta$, где θ — угол между нормалью к средней плоскости и направлением наблюдения. Для частоты $f_0 = 100$ МГц микрорельеф является мелкомасштабной компонентой, а макрорельеф — крупномасштабной. Если компоненты статистически независимы, то эффективный коэффициент отражения от поверхности при нормальном падении ($\theta = 0$) можно определить по формуле:

$$M = M(\vartheta) \left\langle \exp\left(-2i \, k \, z_b \cos \vartheta\right) \right\rangle \exp\left(-2k^2 \sigma_z^2\right), \qquad (6.3.3)$$

где 9 — угол между нормалью к средней плоскости и плоскостью, касательной к крупномасштабной компоненте, z, — высота крупномасштабной компоненты поверхности, z_a — дисперсия высот мелкомасштабной компоненты, $M(\mathcal{G})$ — коэффициент отражения Френеля горизонтальной или вертикальной поляризации [180]. Рассмотрим случай горизонтальной поляризации, для которой коэффициент отражения Френеля M(0) определяется формулой (1.2.16). Для оценки эффективного коэффициента отражения длину усреднения положим равной радиусу первой зоны Френеля, например 100 м. Диэлектрическая проницаемость поверхностного слоя, рассчитанная для суглинистой почвы с относительной объемной влажностью 5 %, равна 3,65+і 0,058 (на длине волны 30 м), дисперсию высот мелкомасштабной компоненты z, примем равной 5 см. Зависимость модуля коэффициента отражения |M| от горизонтальной координаты х для равнинной местности при принятых параметрах приведена на рис. 6.3.2. Видно, что при пролете над пересеченной местностью коэффициент отражения может испытывать существенные осцилляции. Там, где местность относительно плоская, осцилляции малы. Такие участки поверхности представляют определенный интерес при проведении подповерхностного зондирования. Более подробно влияние макрорельефа на подповерхностное зондирование грунта можно оценить, имея либо топографические цифровые карты исследуемой местности, либо результаты измерений на нескольких частотах.



Рис. 6.3.1. Типичные рельефы земной поверхности



Рис. 6.3.2. Зависимость модуля коэффициента отражения от горизонтальной координаты *х* для равнинной местности для λ = 30 м

6.4. Отражение радиоволн от слоисто-неоднородных сред

Рассмотрим особенности отражения радиоволн при зондировании слоистых сред. Расчетные модели сред целесообразно классифицировать по характеристикам границ раздела и их диэлектрическим свойствам. В дистанционном зондировании при классификации по первому признаку обычно используются следующие модели взаимодействия электромагнитных волн со средой.

I модель. Два однородных полупространства с плоской границей раздела (рис. 6.4.1а).

II модель. Однородное полупространство и плоскослоистая структура, последний слой которой — полупространство с плоской границей (рис. 6.4.1b). Диэлектрические характеристики и температуры слоев могут быть как постоянными по слою, так и переменными.

Ш модель. Два однородных полупространства с мелкошероховатой поверхностью раздела (рис. 6.4.1с). Понятие шероховатости тесно связано с длиной электромагнитной волны и поэтому мелкошероховатая модель на одних волнах может оказаться крупношероховатой или плоской моделью на других.

IV модель. Два однородных полупространства, разделенные поверхностью с крупными неровностями (рис. 6.4.1d).

V модель. Два однородных полупространства, разделенные поверхностью со сложными шероховатостями (мелкими и крупными неровностями) (рис. 6.4.1е).

VI модель. Два однородных полупространства, разделенные слоем, состоящим из множества отражателей (рис. 6.4.1f).

Все эти модели подробно проанализированы в литературе (см., например, [8, 181, 182]).

На основе модельных представлений об электрофизических параметрах грунтов проанализируем коэффициент отражения от слоисто-неоднородной среды для частот 1–1000 МГц. Анализ будем проводить в приближении плоских волн для случая одно- и двухслойной среды. Вычислительная процедура процесса отражения основывается на рекуррентном соотношении для импедансов слоев. Модели диэлектрической проницаемости рассматриваются в приближениях теории диэлектрических смесей. Следуя работам [8, 181, 182], рассмотрим систему из N-1 слоев, находящихся между двумя полубесконечными средами (модель II). Выберем прямоугольную систему координат, чтобы плоскость *ху* совпадала с верхней границей первого слоя так, как показано на рис. 6.4.2. Обозначим комплексные диэлектрическую, магнитную проницаемости и толщину *i*-го слоя соответственно через ε_i , μ_i , Δz_i . Анализ распространения электромагнитной волны основывается на решении уравнений Максвелла в каждом слое и формулировании граничных условий, требующих равенства тангенциальных составляющих векторов электрического и магнитного полей по обе стороны границы каждого слоя.

Ограничимся случаем вертикального падения электромагнитной волны, тогда напряженность электрического поля в верхнем полупространстве можно записать в виде:

$$E = E_0 \left[\exp(ik_o z) + M \exp(-ik_o z) \right], \qquad (6.4.1)$$

где E_0 , k_0 — амплитуда и волновое число падающей электромагнитной волны; M — коэффициент отражения от системы из N-1 слоев. С учетом сделанных ограничений возможно аналитическое решение уравнений Максвелла в каждом слое с целью определения M и нахождения поля в верхнем полупространстве. В такой постановке задача решена в работах [181, 182], где приводится выражение для M в виде:

$$M = (Z_0 - Z_1)(Z_0 + Z_1)^{-1}, \qquad (6.4.2)$$

здесь Z_1 — входной импеданс системы из N-1 слоев, $Z_0 = (\mu_0 \varepsilon_0^{-1})^{1/2}$ — импеданс верхнего полупространства. Там же приведено рекуррентное соотношение для вычисления Z_1 :

$$Z_{i} = Z_{i} \frac{Z_{i+1} + i Z_{i} tg(k_{i} \Delta z)}{Z_{i} + i Z_{i+1} tg(k_{i+1} \Delta z)},$$
(6.4.3)

где $k_i = \omega (\mu_i \varepsilon_i)^{\psi_2} c^{-1}$ — волновое число в *i*-м слое; $\omega = 2\pi f$, $Z_i = (\mu_i \varepsilon_i^{-1})^{\psi_2}$ — импеданс *i*-го слоя; Z_i , Z_{i+1} — входной импеданс системы слоев с *i*-го и I + 1-го по N - 1. Последовательное применение соотношения (6.4.3), начиная с нижнего слоя, обеспечивает вычисление коэффициента отражения M слоисто-неоднородной среды с произвольным числом слоев N. Ограничимся анализом соотношений (6.4.2) и (6.4.3) для однослойной и двух-слойной сред, считая, что $\mu_i = 1$ и $\varepsilon_0 = 1$. С учетом этих ограничений, согласно (6.4.3), коэффициент отражения M_1 радиоволн от однослойной среды можно записать в виде:

$$M_{1} = M_{01} + \frac{\left(1 - M_{01}^{2}\right) \cdot M_{12} \exp\left(-i 2k_{1} \Delta z_{1}\right)}{1 - M_{10}M_{12} \exp\left(-i 2k_{1} \Delta z_{1}\right)},$$
 (6.4.4)

где $M_{01} = \frac{\varepsilon_1^{1/2} - 1}{\varepsilon_1^{1/2} + 1}, \ M_{12} = \frac{\varepsilon_1^{1/2} - \varepsilon_2^{1/2}}{\varepsilon_1^{1/2} + \varepsilon_2^{1/2}}.$

Соответственно для двухслойной среды формула для коэффициента отражения *M*₂ принимает следующий вид:

$$M_{2} = \frac{M_{01} + M \exp(-2k_{1}\Delta z_{1})}{1 + M_{01}M \exp(-2k_{1}\Delta z_{1})},$$

$$M = \frac{M_{12} + M_{23}\exp(-i2k_{2}\Delta z_{2})}{1 - M_{12}M_{23}\exp(-i2k_{2}\Delta z_{2})}.$$
(6.4.5)

Рекуррентное выражение для коэффициента отражения радиоволн от многослойной среды рассматривается в работе [170]. Заметим, что коэффициент отражения *М* представляет собой частотно-зависимую функцию. Приведем результаты расчета для следующих моделей диэлектрической проницаемости.



Рис. 6.4.1. Основные виды границ раздела однородных сред



Рис. 6.4.2. Модель слоисто-неоднородной среды



Рис. 6.4.3. Модуль коэффициента отражения M(t) от однослойной среды (A), амплитуда функции M(t) (B)

Модель (А) однослойной среды в отсутствие электромагнитных потерь. Глубинная зависимость диэлектрической проницаемости $\varepsilon(z)$ для данной модели может быть задана следующим образом:

$$\varepsilon(z) = \begin{cases} 1, & z < 0 \\ \varepsilon_1, & 0 \le z < \Delta z_1 \\ \varepsilon_2, & \Delta z_1 \le z \end{cases}$$
(6.4.6)

где ε_1 и ε_2 действительные величины. Модуль коэффициента отражения |M(f)| от такой среды, представляющей собой, например, лед, лежащий на граните или базальте, при $\varepsilon_1 = 3,2$, $\varepsilon_2 = 9$, $\Delta z_1 = 2$ м показан на рис. 6.4.3(A). Функция |M(f)| является осциллирующей с периодом осцилляций $\Delta f = \frac{c}{2\varepsilon_1^{1/2}\Delta z_1}$.

Максимумы и минимумы $|M_1(f)|$ соответствуют коэффициенту отражения от однородного полупространства с диэлектрической проницаемостью ε_2 и $\varepsilon_1^2 \varepsilon_2^{-1}$, соответственно. Отметим, что при $k_1 \Delta z_1 = \frac{2\pi f \varepsilon_1^{V_2} \Delta z_1}{c} \rightarrow 0$ (длина волны в слое много больше толщины слоя) $|M(f)| \rightarrow (\varepsilon_2^{V_2} - 1)(\varepsilon_2^{V_2} + 1)^{-1}$. Положение максимумов, минимумов и период осцилляций |M(f)| позволяют оценить диэлектрическую толщину слоя Δz_1 и диэлектрические проницаемости ε_1 и ε_2 . Локализовать отражающие участки в модели $\varepsilon(z)$ удобно во временной области, анализируя амплитуду функции $M(t) = \int M(f) \exp(i2\pi t) d f$, которая показана на рис. 6.4.3(B). Характер поведения M(t) позволяет рассматривать ее как последовательность импульсных сигналов, отраженных верхней и нижней границами слоя. С этой точки зрения, следуя работе [183], представим M(f) в виде суммы бесконечной геометрической прогрессии:

$$M(f) = M_{01} + M_{12} \left(1 - M_{01}^{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \left(M_{01} M_{12}\right)^{n} \exp\left(-i4\pi (n+1) f \Delta z_{1} \varepsilon_{1}^{1/2} c^{-1}\right), \quad (6.4.7)$$

$$n = 0, 1, 2, ..., \left|M_{12} M_{01}\right| < 1.$$

Далее выполним интегрирование с учетом соотношения (6.4.6), получим

$$M(t) = M_{01}\delta(t) + M_{12}(1 - M_{01}^{2}) \sum_{n=0}^{\infty} (M_{01}M_{12})^{n} \delta(t - 2(n+1)\varepsilon_{t}^{1/2}\Delta z_{t}c^{-1}).$$
(6.4.8)

Первый член в правой части выражения (6.4.8) соответствует импульсу, отраженному верхней границей слоя. Его амплитуда равна $M_{01} = (\varepsilon_1^{1/2} - 1)(\varepsilon_1^{1/2} + 1)^{-1}$. Через время задержки, равное $\tau = 2\varepsilon_1^{1/2} \Delta z_1 c^{-1}$, придет импульс, отраженный нижней границей слоя с амплитудой $M(\tau) = M_{12}(1 - M_{01}^2)$. Далее в результате многократных отражений внутри слоя через кратное время τ будут следовать импульсы с последовательно уменьшающейся амплитудой. Измерив время задержки τ между сигналами, можно оценить диэлектрическую толщину каждого отраженного слоя.

Модель (В) двухслойной среды в отсутствие электромагнитных потерь. Глубинная зависимость диэлектрической проницаемости $\varepsilon(z)$ в этом случае описывается следующим образом:

$$\varepsilon(z) = \begin{cases} 1, & z < 0, \\ \varepsilon_1, & 0 \le z < \Delta z_1, \\ \varepsilon_2, & \Delta z_1 \le z < \Delta z_1 + \Delta z_2, \\ \varepsilon_3, & \Delta z_1 + \Delta z_2 \le z, \end{cases}$$
(6.4.9)

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ — действительные числа.

На рис. 6.4.4(A) показан модуль коэффициента отражения |M(f)| от такой среды при $\varepsilon_1 = 4$, $\varepsilon_2 = 16$, $\varepsilon_3 = 64$, $\Delta h_1 = 2M$, $\Delta h_2 = 3M$. Отметим сложный осциллирующий характер функции |M(f)|, которая при $k_1\Delta z_1 + +k_2\Delta z_2 = 2\pi f(\varepsilon_1^{V2}\Delta z_1 + \varepsilon_2^{V2}\Delta z_2)c^{-1} \rightarrow 0$ соответствует коэффициенту отражения от нижнего полупространства с диэлектрической проницаемостью ε_3 (длина волны в каждом слое много больше толщины слоя). Так же, как и ранее, проведем Фурье-преобразование |M(f)| во временную область. Амплитуда функции $M(t) = \int M(f) \exp(i2\pi t) df$, показана на рис. 6.4.4(B). Функция M(t) представляет собой сумму нескольких импульсных последовательностей. Первый импульс имеет амплитуду $(\varepsilon_1^{V2} - 1)(\varepsilon_1^{V2} + 1)^{-1}$ и соответствует отражению верхней границей первого слоя. Через время задержки $\tau = 2n\Delta z_1 \varepsilon_1^{V2} c^{-1} + 2m\Delta z_2 \varepsilon_2^{V2} c^{-1}$, (n = 1, 2, 3..., m = 1, 2, 3...), приходят импульсы, отраженные верхними границами второго слоя и нижнего полупространства.



Рис. 6.4.4. Модуль коэффициента отражения от двухслюйной среды (А), амплитуда функции M(t) (В)

Модель (А) диспергирующей однослойной среды. Рассмотрим среду, диэлектрическая проницаемость которой равна:

$$\varepsilon(z) = \begin{cases} 1, & z < 0, \\ \varepsilon_1, & 0 \le z < \Delta z_1, \\ \varepsilon_2, & \Delta z_1 \le z, \end{cases}$$
(6.4.10)

где ε_2 — действительная величина, ε_1 — комплексная. В приближении теории диэлектрических смесей, развитой в работе [169], будем считать, что слой, находящийся на нижнем полупространстве, является двухфазной системой с диэлектрической проницаемостью:

$$\varepsilon_1 = (1 - p_m) \varepsilon_g + p_m \varepsilon_m, \qquad (6.4.11)$$

где ε_g и ε_m — диэлектрические проницаемости основной среды и включений (примеси), p_m — объемная концентрация включений. В качестве примера рассмотрим модель слабо увлажненного ($p_m < 0.05$) грунта, представляющего собой смесь сухой породы, имеющей диэлектрическую проницаемость

$$\varepsilon_g = \varepsilon_g' - i\frac{\sigma_g}{f} \tag{6.4.12}$$

и свободной воды. Вода является полярной жидкостью, действительная и мнимая части её диэлектрической проницаемости ε_w описываются соотношениями Дебая

$$\varepsilon'_{w} = \operatorname{Re} \varepsilon_{w} = \varepsilon_{o} + \frac{\varepsilon_{s} - \varepsilon_{o}}{1 + f^{2} f_{r}^{-2}}, \quad \varepsilon''_{w} = \operatorname{Im} \varepsilon_{w} = \frac{f}{f_{r}} \frac{\varepsilon_{s} - \varepsilon_{o}}{1 + f^{2} f_{r}^{-2}} - \frac{2\sigma_{w}}{f} \quad (6.4.13)$$

Здесь ε_o носит название оптической диэлектрической проницаемости. Она описывает диэлектрическую проницаемость воды при высоких частотах, существенно превышающих частоту релаксации f_r~10-20 ГГц. Оптическая диэлектрическая проницаемость ε_o не зависит от температуры и проводимости и равна 5,5. При низких частотах действительная часть диэлектрической проницаемости равна ε_s . Это даёт основание параметр ε_s называть статической диэлектрической проницаемостью. Она слабо зависит от проводимости и может быть положена равной 80, σ_{*} является проводимостью воды и сильно зависит от её солёности и температуры. Последние слагаемые в правой части выражений (6.4.12) и (6.4.13) описывают омические потери при распространении электромагнитной волны, обусловленные токами проводимости, а σ_g и σ_w соответствуют удельной проводимости сухой породы и свободной воды в См·м⁻¹. В рамках модели ограничимся анализом дисперсионных соотношений (6.4.12) и (6.4.13), не рассматривая влияние таких параметров среды, как температура, давление, пористость. Отметим, что развиваемая в работах [169, 184] теория многофазовых систем учитывает абсорбцию влаги сухим диэлектриком, форму частиц воды, присутствующей в основной среде, и приводит к более сложному, чем (6.4.11) выражению для диэлектрической проницаемости. Тем не менее результаты численного анализа, выполненного на основе соотношений (6.4.11)—(6.4.13) качественно согласуются с результатами работы [166], объясняя экспериментально подтвержденный рост коэффициента затухания радиоволн в грунте с ростом объемной концентрации влаги. В соответствии с экспериментальными данными находятся также модельные

расчеты тангенса угла диэлектрических потерь в диапазоне метровых и дециметровых волн [172]. На основе соотношений (6.4.4) и (6.4.11)-(6.4.13) вычислим коэффициент отражения $M_2(f)$ радиоволн от модельной среды, задавая близкие к экспериментальным оценкам параметры. На рис. 6.4.5 показан модуль M(f) для следующих параметров модели $\Delta z_1 = 2M, \quad \varepsilon_2 = 64, \quad \varepsilon_g^{(1)} = 4, \quad \sigma^{(1)} = 10^{-3} \quad \text{Cm} \cdot \text{m}^{-1}, \quad \varepsilon_{\infty} = 5, 5, \quad \varepsilon_s = 88,$ $f_r = 60 \ \Gamma \Gamma$ ц, $\sigma^{(2)} = 10^{-2} \ \mathrm{Cm} \cdot \mathrm{m}^{-1}$, $p_m = 0.05 \ [169]$. Функция |M(f)| является осциллирующей, вследствие быстрого роста коэффициента затухания волны уровень осцилляций уменьшается, становясь пренебрежимо малым на частотах более 1 ГГц. Частотная зависимость коэффициента затухания и тангенса угла потерь радиоволн в диспергирующем слое представлена на рис. 6.4.6. Отметим, что для типичных значений электрических параметров грунтов в полосе частот 1–1000 МГц наблюдается минимум $tg\Delta$. Рост $tg\Delta$ от минимального значения происходит в результате возрастания омических потерь при соответствующем уменьшении частоты. В свою очередь увеличение частоты вызывает рост релаксационных потерь, обусловленных поляризацией молекул воды, преобладающее влияние поляризационных эффектов вызывает резкое увеличение коэффициента затухания радиоволн (см. рис. 6.4.6(В)). Представленные результаты показывают, что для зондирования подповерхностной структуры грунта наиболее приемлемым является метровый диапазон длин волн. При прочих равных условиях этот диапазон длин волн обеспечивает приемлемую глубину зондирования.







Рис. 6.4.6. Тангенс угла потерь (А) и коэффициент затухания в диспергирующей среде (В)

6.5. Подповерхностное зондирование грунта планет

Подповерхностная радиолокация является одним из немногих геофизических методов, применяемых для определения внутренней структуры грунта Земли и планет Солнечной системы. Области применения таких спутниковых радаров в настоящее время расширяются. С улучшением технологий производства аппаратуры и появлением более производительных алгоритмов

и средств обработки сигналов радар становится одним из важнейших приборов для исследования грунтов. Основное преимущество радиолокационного зондирования грунта с борта космического аппарата по сравнению с радиозондированием с поверхности заключается в возможности проведения глобального обследования подповерхностного слоя. Основным препятствием для широкого внедрения методов радиолокационного зондирования при исследовании земных грунтов является сильное поглощение радиоволн (в основном, из-за наличия влаги [173]). По этой причине методы спутниковой подповерхностной радиолокации применяются в основном для исследования грунта других планет. Ожидается, что для космических объектов, вода на которых либо отсутствует (Фобос [190]), либо находится в виде льда (кометы [191], Марс [190-193], спутники планет-гигантов [194], Луна [195, 196]), эти методы окажутся более эффективными. Вопросы подповерхностной радиолокации слоисто неоднородного грунта планет изложены в работе [32]. При малом поглощении существует возможность проникновения радиоволн в грунт на большие глубины и их отражения от внутренних границ.

В последние несколько лет многие страны начали активно применять радиолокационные методы для исследования грунта Луны. С 2007 г приступил к реализации планов освоения Луны Китай, запустив спутник «*CHANGE'E*». Япония произвела в конце 2007 г. запуск исследовательского спутника «*SELENE*», Индия в 2008 г. — «*CHANDRAYAAN*». В 2009 США отправили на лунную орбиту автоматический аппарат «*LUNAR RECONNAISSANCE ORBITER*». Цель этих исследований — геологическая разведка минерального состава лунного грунта, в первую очередь, поиск воды. Возможность существования подповерхностных пластов льда в полярных районах была выявлена при анализе данных, полученных аппаратурой, установленной на космических аппаратах «*CLEMENTINE*» и «*LUNAR PROSPECTOR*». Для подтверждения выдвинутой гипотезы в рамках российского проекта «ЛУНА-ГЛОБ» запланировано проведение радиолокационных исследований полярных областей с борта космического аппарата.

Сложность исследования грунта с борта космического аппарата заключается в том, что большинство планет и их спутников обладает более или менее плотной ионосферой. Информация о плазменных оболочках космических тел весьма ограничена. Для подповерхностного зондирования оптимально использовать диапазон метровых волн, обеспечивающих приемлемую глубину зондирования, но ионосфера для них может быть не прозрачна. В этом случае, в качестве компромисса, измерения проводят на ночной стороне космического тела, где электронная концентрация ионосферы меньше дневной. При необходимости разрабатываются методы коррекции ионосферного влияния для отраженных сигналов. Накопленные знания о земных природных средах служат априорной информацией для создания в первом приближении моделей диэлектрических параметров грунта планет. В космических исследованиях интерес представляет не только выяснение структуры приповерхностного слоя, но и определение диэлектрической проницаемости пород, слагающих этот слой.

Радары космического базирования целесообразно использовать для исследования обезвоженных или вымороженных сред — космических тел с малым поглощением радиосигнала. Поэтому, даже при ограниченном энергопотреблении, их потенциала оказывается достаточно для зондирования грунта с больших расстояний. Такие расстояния часто обусловлены особенностями постановки экспериментов в космосе: орбитой космического аппарата, невозможностью сближения с изучаемым объектом меньше заданного расстояния. Зондирование с больших расстояний требует применения радаров с высоким соотношением сигнал/шум, что достигается применением сигналов с большой длительностью импульса. В основном для этих целей применяют радары с ЛЧМ сигналами [185, 186] или с пошаговым изменением несущей частоты, как например, в радаре РЛК-М, предназначенным для зондирования грунта Марса [187]. Если диапазон расстояний при зондировании грунта меняется от единиц метров до десятков километров, то применение импульсов с большой длительностью становится невозможным, так как в космических радарах обычно используется одна антенна, поочередно работающая на передачу или на прием сигнала. Одним из инженерных решений проблемы «разного диапазона дальностей» является применение радиолокационных комплексов. В таком комплексе для каждого диапазона расстояний должен использоваться радар с оптимальными для него характеристиками сигнала и способом его формирования. Фактически это приводит к размещению на борту космического аппарата нескольких радаров, что не лучшим образом влияет на его весовые характеристики. В радаре ДПР, предназначенным для исследования грунта Фобоса [188, 189], предложен другой способ: на малых дальностях используется радиосигнал, представляющий собой непрерывную последовательность одиночных импульсов с длительностью, обеспечивающей необходимую для решения поставленной задачи разрешающую способность. На больших расстояниях используется сложный сигнал, задаваемый комбинацией моноимпульсов, сформированных по определенному закону. Такое построение аппаратуры позволяет решить проблему переменной высоты зондирования.

Известны несколько удачных попыток проведения экспериментов по радиолокационному зондированию грунта в космических условиях. Попытка выполнить глубинное радиолокационное зондирование Луны была сделана в 1972 г. во время полета космического корабля «АПОЛЛОН-17» вокруг Луны. Зондирование велось на частотах 5,3; 15,8; 158 МГц радиоимпульсами длительностью соответственно 240, 80, 8 мкс и с разрешением по глубине 300, 100, 10 м. С космического аппарата «АПОЛЛОН-17» было проведено несколько сеансов радиолокационного зондирования грунта Луны. В результате измерений получены сигналы, отраженные подповерхностными границами раздела грунта на глубинах 0,9 км, 1,4 км и 1,6 км [196]. Из-за высокой орбиты полета (110 км) освещаемая радиоволнами поверхность планеты была большой, и рельеф Луны затруднил интерпретацию экспериментальных данных.

Проведение экспериментов по зондированию грунта Фобоса планировалось с орбиты космических аппаратов серии «ФОБОС» [190]. При выполнении этого эксперимента аппарат должен был совершить сложный маневр, осуществив сближение с поверхностью спутника до высоты около 50 м. Для получения глубинных профилей грунта марсианского спутника Фобоса был создан радиолокационный комплекс РЛК-84, работавший в диапазонах частот 300-200, 150-90 и 4,7-5,3 МГц. При этом использовались радиоимпульсы наносекундной длительности, что должно обеспечивать высокую разрешающую способность по глубине на высоких частотах. Используя один из образцов прибора РЛК-84, сотрудниками Института радиотехники и электроники РАН и Специального конструкторского бюро ИРЭ РАН были проведены эксперименты по оценке мощности туфа в Армении и измерению глубины сезонного оттаивания мерзлых грунтов в Западной Сибири. Эти эксперименты проводились при установке приборов на вертолете. В дальнейшем работы были продолжены при подготовке проекта Марс-96 [187]. В этом проекте был разработан длинноволновый радар для зондирования грунта и ионосферы Марса в диапазоне рабочих частот 0.2-5 МГц. Период повторения импульсов в режиме подповерхностного зондирования варьировался в радаре от 3,2 мсек до 6,4 мсек. Аналогичный радар для зондирования грунта Марса был разработан для миссии Европейского космического агентства «МАРС-ЭКСПРЕСС». Радар предназначен для проведения радиолокационного эксперимента «MARSIS» [185]. Были использованы сигналы на четырех несущих частотах (1,8; 3,0; 4,0; 5,0 МГц) с линейной частотной модуляцией, длительность импульса излучения составила 0,5 мсек, частота девиации 1 МГц. В настоящее время с помощью радара «MARSIS» получены данные о структуре полярной области Марса. На рис. 6.5.1 представлены результаты обработки данных радара «MARSIS». Здесь хорошо видна слоистая структура полярной шапки планеты. Эти результаты, полученные научными группами России (нижний рисунок), Италии и США (верхний рисунок), использующими разные подходы при интерпретации данных измерений, находятся в согласии с модельным представлением структуры грунта Марса, они наглядно демонстрируют наличие подповерхностного слоя и возможности радара подповерхностного зондирования. На рисунке тонкая линия соответствует отражению от поверхности планеты, толстая — отражение от подповерхностного слоя грунта. На рисунке отражение от поверхности обозначено цифрой 1, от подповерхности — цифрой 2. Общая длина трассы зондирования составила примерно 700 км. Результаты интерпретации полученных данных свидетельствуют о наличии льда в полярной шапке Марса. По оценкам толщина полярной шапки около 5 км.



Рис. 6.5.1. Результаты зондирования полярной шапки Марса

В настоящее время для проекта «MARS RECONNAISSANCE ORBITER» американского космического агентства NASA разработан и находится на орбите радар «SHARAD», предназначенный для подповерхностного зондирования грунта Марса в диапазоне частот от 15 до 25 МГц [200]. В радаре используется ЛЧМ сигнал с девиацией частоты в полосе 10 МГц. Применение столь широкополосного сигнала позволяет обнаружить слоистую структуру грунта с высоким разрешением по глубине, результаты работы такого радара по зондированию полярной области Марса представлены в работах [200, 201]. Применение широкополосных сигналов для подповерхностного зондирования грунта планет является в настоящее время отличительной особенностью построения радаров, этот подход реализуется в настоящее время в российском проекте «ФОБОС-ГРУНТ». Одним из приборов, установленных на борту космического аппарата, является радар ДПР, работающий в диапазоне частот от 125 до 175 МГц. Отличительной особенностью его функционирования является возможность работать как на орбите, так и при снижении аппарата вплоть до его посадки. Схема проведения радиолокационного зондирования поверхности и подповерхностной структуры грунта Фобоса показана на рис. 6.5.2. Во время полета аппарата над поверхностью Фобоса или сближения с ним осуществляется излучение и прием отраженных радиосигналов. При приближении космического аппарата к Фобосу с высот примерно 100 км и ниже, вплоть до посадки, осуществляется зондирование выбранных участков поверхности фазокодомодулированными

импульсами длительностью от 26 нсек до 55 мксек. При полосе частот около 50 МГц обеспечивается точность определения дальности в свободном пространстве 3 м. Одновременно измеряется амплитуда и фаза отраженного сигнала, что позволяет оценить диэлектрическую проницаемость реголита — наружных покровов Фобоса. С поверхности Фобоса зондирование будет осуществляться сигналами малой длительности — 4 периода несущей частоты, 26 нсек.



Рис. 6.5.2. Радиолокационное зондирование грунта Фобоса

Таблица 6.5.1

Спутниковые радары подповерхностного зондирования

Объект зондирования	ЛУНА	МАРС	земля	
Радар Аппарат Год начала работы	VHF Apollo-17 1972	MARSIS Mars-Express 2005	SHARAD MRO 2005	РПЗ — —
Мощность в импульсе, Вт	<u> </u>	1,5-5	10	20–30
Частота, МГц	5,3; 15,8; 158,0	1,8; 3,0; 4,0; 5,0	15–25	50200
Длина дипольной антенны, м	30	40	20	10÷20
Девиация ЛЧМ сигнала, МГц	-	1	10	~50
Разрешение, м	300 ÷ 10	150	15	~3
Глубина зондирования, км	1,6	5	5	0,1

С 2004 г. Европейское космическое агентство осуществляет программу изучения комет «PO3ETTA». В рамках этой программы предполагается с помощью радиофизических методов провести в 2014 г. исследование внутренней структуры и диэлектрических характеристик материала кометы Чурюмова-Герасименко. Объявлено несколько проектов, связанных с изучением удаленных объектов Солнечной системы с запуском в 2013 г. космического аппарата к Плутону, Харону и объектам пояса Койпера, проекта JUPITER POLAR ORBITER WITH PROBE и запуск аппарата EUROPE GEOPHYSICAL EXPLORER [202]. Межпланетные станции планируется оснастить радиолокаторами для изучения поверхности и подповерхностных структур. Интенсивное использование радаров для изучения грунта планет свидетельствуют о целесообразности их применения для исследования грунта Земли. Такой радар должен использовать ЛЧМ сигнал с полосой девиации не менее 50 МГц и работать в диапазоне частот 50-200 МГц. В табл. 6.5.1 приведены краткие сведения об используемых радарах подповерхностного зондирования. Здесь же указаны и возможные параметры радара, который может быть разработан для зондирования грунта Земли. Такой радар эффективен для мониторинга состояния ледяных покровов и зоны вечной мерзлоты.

Пустая страница

Глава 7

Развитие бистатической радиолокации поверхности

7.1. Метод бистатического зондирования

Рассмотрим в этой краткой главе особенности бистатической локации поверхности. На рис. 7.1.1 показана типичная ситуация бистатической локации, где точки А2 и А1 соответствуют положениям излучателя и приемника сигналов, точка О — центр планеты, расстояния $r_1 = A_1 P_0$ и $r_2 = A_2 P_0$, точка P_0 соответствует области зеркального отражения волн, в которой $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, θ_2 и θ_1 — углы падения и отражения волн, линия P₁P₂ — траектория перемещения точки P₀ по поверхности. Излучатель радиоволн и приемный пункт разнесены, участок, существенный для рассеяния радиоволн, перемещается по поверхности. На этом рисунке показана ситуация, когда спутник — передатчик (точка A₂), расположенный на большой высоте, имеет антенну с шириной диаграммы направленности $\Delta \alpha_2$ и облучает большой участок поверхности S. Спутник-приемник (точка A₁) также имеет слабонаправленную антенну и принимает сигналы, рассеянные участком S, включающим точку Р₀. Точки A₁, A₂, Р₀ и центр Земли О лежат в одной плоскости. Будем различать два случая: когда точка Ро, соответствующая исследуемой области поверхности, расположена в плоскости A₁A₂O и когда область s не лежит в этой плоскости, а находится «сбоку» на некотором расстоянии P_iP₀. В первом случае (рис. 7.1.1) при использовании
даже немодулированных сигналов и антенн с широкой диаграммой направленности на поверхности можно выделить большой участок S. Во второй ситуации (рис. 7.1.2) для изучения малого участка s нужно использовать частотную и временную селекцию сигналов, т. е. модулированные волны. Рисунок 7.1.2 соответствует случаю, при котором на некоторых участках траектории спутники A_1 и A_2 двигаются по почти параллельным орбитам и они имеют высоконаправленные антенны, выделяющие относительно небольшой участок поверхности s. Ширина диаграммы направленности антенн по уровню половины мощности обозначена на рисунках как $\Delta \alpha_{1,2}$, а подспутниковые точки — B_1 и B_2 . Принятый в пункте A_1 сигнал дает сведения об изменчивости интегральной площади рассеяния σ_b вдоль линии P_1P_2 . Необходимо отметить, что в этой главе, в отличие от предыдущих, рассматривается другая характеристика поверхности σ_b , соответствующая падению волн под углом θ_2 и их рассеянию вперед под углом $\theta_1 + \theta_2$.

В пункте A_1 возможен прием сигналов, обусловленных рассеянием поверхностью (трасса $A_2P_iA_1$), и свободным распространением волн по



Рис. 7.1.1. Бистатическая радиолокация поверхности при слабонаправленных антеннах, большая область рассеяния S включает район Ро



Рис. 7.1.2. Почти параллельные орбиты спутников, малый участок поверхности S расположен вне района P₀

линии A_2A_1 . Из-за эффекта Доплера эти сигналы отличаются, что позволяет разделить их методом частотной селекции. Прием сигнала свободного распространения волн позволяет использовать его как опорный, калибровочный, что способствует получению точных значений σ_b и синхронизации модулированных сигналов, соответствующих распространению волн по этим двум трассам.

В общей задаче бистатической локации нужно определить следующие характеристики сигналов:

- интегральную мощность *W_s* сигнала, рассеянного поверхностью, на входе приемника,
- интегральную площадь $\sigma_b = \sigma_0 S$ рассеяния облучаемого участка поверхности,
- удельную площадь рассеяния σ_0 для разных поляризаций волн,
- разность частот ∆ƒ сигнала, рассеянного поверхностью, и сигнала свободного распространения волн,
- разность частот сигналов Δf_i , рассеянных разными малыми участками поверхности P_i ,
- ширину ΔF_s и форму $F_s(f)$ энергетического спектра рассеянных волн,
- разность времени $\Delta \tau_i$ распространения волн по трассам $A_2 P_i A_1$ для разных участков поверхности P_i и соответствующее распределение мощности $W(\tau)$.

Соотношение между мощностью W_S и мощностью передатчика W_0 , согласно § 1.1, имеет вид

$$W_{S} = \frac{G_{2} A_{1} \sigma_{b} W_{0}}{16\pi^{2} r_{1}^{2} r_{2}^{2}} = \frac{G_{1} G_{2} \lambda^{2} \sigma_{b} W_{0}}{64\pi^{3} r_{1}^{2} r_{2}^{2}}, \qquad (7.1.1)$$

где G_{1,2} — коэффициенты направленного действия антенн, A₁ — эффективная поверхность приемной антенны. Отметим, что σ_b зависит от диаграмм направленности антенн и характеристик рассеяния волн, а σ_0 не зависит от характеристик антенн и определяется только рассеивающими свойствами поверхности. Мощность принимаемого сигнала W_s, соответствующего отражению волн областью Ро, можно оценить при предположении гладкой сферической поверхности Земли. В этом случае σ_b и соответствующий коэффициент отражения по мощности η^2 выражаются формулами (1.2.21) и (1.2.22). Эти формулы справедливы, если диаграммы направленности $G_1(\alpha_1)$ и $G_2(\alpha_2)$ достаточно широки, так что облучается большой участок поверхности S, включающий точку P₀ (рис. 7.1.1). Учет неровностей поверхности приводит к сложным выражениям для σ_b или η^2 , однако численный анализ показывает, что окончательный результат дает несущественное отличие от случая гладкой сферы. Обратим внимание, что согласно этим формулам, σ_b пропорционально коэффициенту отражения Френеля от плоской поверхности M^2 . Поэтому σ_w и σ_{hh} будут пропорциональны коэффициентам Френеля для соответствующей поляризации $\sigma_{vv} \approx M_v^2$ и $\sigma_{bh} \approx M_h^2$, где индексы v и h соответствуют вертикальной и горизонтальной поляризации (см. таблицу 1.2.1). При «перекрестной» поляризации σ_{vb} и мощность W_S будут сильно зависить от характеристик неровностей поверхности. Учет неровностей поверхности при определении W_s обязателен в случае, когда область рассеяния Р, не совпадает с условным районом зеркального отражения волн Ро, т. е. когда точка Р, расположена сбоку от области Ро. Неровности поверхности оказывают определяющее влияние на формирование энергетического спектра рассеянных волн ΔF_s и на спектр временного запаздывания сигналов $T(\tau)$.

Рассмотрим сначала приведенный на рис. 7.1.1 случай, когда расстояние $r_2 \gg r_1$ и $r_2 > a$. В такой ситуации расстояния A_1A_2 и A_2P_0 много больше

радиуса планеты, линии A_1A_2 и A_2P_0 почти параллельны, а положение «центра» рассеивающей поверхности P_0 соответствует условию: угол падения равен углу отражения $\theta_2 = \theta_1 = 90^\circ - \psi$. В этом случае, согласно (1.2.21) и (1.2.22), коэффициент отражения по мощности η^2 и интегральная поверхность рассеяния σ_b выразятся следующими соотношениями:

$$\eta^{2} = \frac{M_{1,2}^{2} \sin \psi}{\left(\sin \psi + \frac{2r_{1}}{a}\right) \left(1 + \frac{2r_{1}}{a} \sin \psi\right)},$$

$$\sigma_{b} = \frac{4\pi M_{1,2}^{2} r_{1}^{2} \sin \psi}{\left(\sin \psi + \frac{2r_{1}}{a}\right) \left(1 + \frac{2r_{1}}{a} \sin \psi\right)}.$$
(7.1.2)
(7.1.3)

Здесь a — радиус планеты, ψ — угол скольжения, $M_{1,2}(\psi)$ — коэффициент отражения Френеля от плоской поверхности. В работе [231] дан анализ зависимостей коэффициента отражения от угла скольжения радиоволн $\eta^2(\psi)$ для разных значений диэлектрической проницаемости ε для ситуации, когда излучатель радиоволн — навигационный спутник GPS, а спутник-приемник сигналов имеет высоту 700 км.

Рассмотрим частотную структуру сигналов, считая, что излучается монохроматический сигнал. Из-за движения спутников со скоростями \vec{V}_1



Рис. 7.1.3. К оценке энергетического спектра рассеянных радиоволн

и \overline{V}_2 частота принимаемых радиоволн изменится на величину доплеровского смещения:

$$\Delta f_0 = f\left(\overrightarrow{V}_1 - \overrightarrow{V}_2\right) \cdot \overrightarrow{n}_0 c^{-1},$$

$$\Delta f_s = f\left(\overrightarrow{V}_1 - \overrightarrow{V}_2\right) \cdot \overrightarrow{m}_0 c^{-1},$$

$$\Delta f = \Delta f_0 - \Delta f_s.$$
(7.1.4)

Здесь \vec{m}_0 и \vec{n}_0 единичные векторы направлений P_0A_1 и A_2A_1 , Δf_0 доплеровское изменение частоты для трассы A2A1, а Δf_s — для волн рассеянных поверхностью (трасса A₂P₀A₁), Δf — разность этих частот. Из (7.1.4) следует, что доплеровское изменение частоты определяется углами между единичными векторами \vec{n}_0 и \vec{m}_0 направлений A_2A_1 и P_0A_1 , оно зависит от $\vec{V}_{1,2}$ и является относительно «медленной» функцией времени. В [231] приведены результаты теории и даны значения разности частот Δf для трасс спутник-спутник. Принимаемый сигнал, соответствующий рассеянию радиоволн, кроме медленного доплеровского изменения частоты $\Delta f_{\mathcal{S}}(t)$, будет иметь быстрые флуктуационные вариации δf и размытый энергетический спектр. Оценим ширину энергетического спектра по уровню половины мощности ΔF_s . Обратимся к рис. 7.1.3, где плоскость x, y соответствует участку поверхности, включающего точку P₀, а кривая — сечение неровной поверхности плоскостью у, г. Неровности поверхности будем характеризовать среднеквадратичными наклоном γ_1 и высотой δz . Если принять, что размер участка поверхности много меньше r_1 и r_2 , то можно считать, что на поверхность падает плоская волна под средним углом ψ , и имеются две плоские волны, соответствующие лучевым линиям A₂P_i и P_iA₁. Примем также условие, что γ_1 — мал и $\psi >> \gamma_1$. Из-за движения спутников точки P_0 и P_i движутся по поверхности со скоростью V_s , поэтому отраженная волна модулируется случайными флуктуациями фазы со среднеквадратичным значением δφ. За малый временной интервал δτ область рассеяния сместится на расстояние $l = V_s \delta \tau$, при этом произойдет отклонение фазы отраженного сигнала на величину $\delta \varphi = 4\pi \ \lambda^{-1} \delta z \sin \psi$. Так как среднеквадратичное отклонение высот неровностей от средней плоскости $\delta z = l \sin \gamma_1 \approx l \gamma_1$, то $\delta \varphi = 4\pi \lambda^{-1} l \gamma_1 \sin \psi = 4\pi \lambda^{-1} V_S \delta \tau \gamma_1 \sin \psi$ и следовательно флуктуации частоты

$$\delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\delta \varphi}{\delta \tau} = 2 V_s c^{-1} f \gamma_1 \sin \psi . \qquad (7.1.5)$$

Ширина энергетического спектра по уровню половины мощности $\Delta F_s \approx 2 \ \delta f$, поэтому она будет равна

$$\Delta F_s \approx 4 V_s c^{-1} f \gamma_1 \sin \psi . \qquad (7.1.6)$$

Более строгая теория приводит к такому же выражению для ΔF_s , но множитель равен 4,7.

Флуктуации высот δz имеют нормальное распределение, поэтому и распределение флуктуаций $\delta \varphi$ будет таким же, а энергетический спектр будет иметь гауссову форму:

$$\mathbf{F}(f_0 - f) = \frac{1}{\delta f \sqrt{2 \pi}} \exp\left(\frac{f_0 - f}{2 \delta f}\right)^2. \tag{7.1.7}$$

Из (7.1.6) и (7.1.7) следует, что при малых углах скольжения ψ спектр F($f_0 - f$) будет узким, а при $\psi \approx 80^\circ \div 90^\circ$ он имеет максимальное уширение $\Delta F_s \approx 4 V_s c^{-1} f \gamma_1$. Соотношение (7.1.6) позволяет по измерениям ΔF_s определить средний наклон неровностей поверхности γ_1 .

Из (7.1.2) или (7.1.3) видно, что по экспериментальным значениям коэффициента отражения η^2 или соответствующим значениям σ_b можно определить коэффициенты отражения Френеля $M_{1,2}$ и, следовательно, найти диэлектрическую проницаемость поверхностных пород ε . Определение ε будет эффективно, если использовать разные поляризации радиоволн и сформировать следующие поляризационные соотношения:

$$C_{1} = \frac{\sigma_{vv} - \sigma_{hh}}{\sigma_{vv} + \sigma_{hh}} \approx \frac{|M_{2} - M_{1}|}{M_{2} + M_{1}}$$
(7.1.8)

ИЛИ

$$C_2 = \frac{\sigma_{hh}}{\sigma_{vv}} \approx \frac{M_1}{M_2}.$$
 (7.1.9)

Здесь σ_{vv} и σ_{bh} — эффективная площадь рассеяния при согласованной вертикальной — vv и горизонтальной — hh поляризации радиоволн (см. таблицу 1.2.1). Значения σ_{vv} и σ_{hh} для неровной сферической поверхности и для гладкой сферы отличаются, поэтому вторые соотношения формул (7.1.8) и (7.1.9) являются приближенными. В работе [213] приведены результаты экспериментальной проверки применимости этих формул и показано, что на поляризационное соотношение (7.1.8) степень неровности поверхности влияет меньше, и, следовательно, по данным C₁ можно получить более точные значения ε . Заметим, что ε почвогрунтов сильно зависит от влажности поверхностного слоя. Можно полагать, что изучение реальной связи параметра C₁ с вариацией влажности почвогрунтов позволит разработать эффективную методику определения влажности, что важно для мониторинга сельскохозяйственных угодий.

Рассмотрим далее применения сигналов системы GPS модулированных по фазе. Сигнал, рассеянный поверхностью, выразим соотношением

$$U(t) = U_0 \exp\left[-i \left(2\pi f t + \varphi_i(t) + \varphi_\kappa(t) + \varphi_n(t)\right)\right], \quad (7.1.10)$$

где φ_i — фаза волн, рассеянных элементом поверхности P_i , φ_{κ} — модуляция псевдослучайной последовательностью с дискретными изменениями фазы 0⁰ и 180⁰; φ_n — флуктуации, обусловленные шумами. Существенно, что φ_i зависит от свойств рассеивающей поверхности, а φ_n — только от соотношения мощности сигнала и шума $W_s W_n^{-1}$ [220]. Для определения мощности сигнала при времени запаздывания $\Delta \tau$ относительно фиксированного момента τ_0 введем корреляционную функцию

$$B(\Delta \tau) = \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \ U^*(t + \Delta \tau) \ dt \ . \tag{7.1.11}$$

Здесь Т — временной интервал, за который определяется зависимость $B(\Delta \tau)$, а U^* — комплексно сопряженная величина. Функция $B(\Delta \tau)$ имеет при некоторой задержке $\tau_0 + \Delta \tau_0$ острый или размытый максимум, а время τ_0 соответствует распространению волн по трассе $A_2P_0A_1$. При достаточной мощности сигнала зависимость $B(\Delta \tau)$ должна отражать основные признаки рассеивающей поверхности.

В работах [214, 215, 216, 218] был проведен теоретический анализ зависимости $B(\Delta \tau)$ для случая рассеяния радиоволн морской поверхностью когда излучатель-спутник навигационной системы GPS. Взволнованная поверхность моря описывалась двухмасштабной моделью с наклонами неровностей поверхности $\gamma_{1,2}$ и гауссовой корреляционной функцией распределения высот δz . Структура морских волн анизотропна, параметры δz , l и γ_1 зависят от величины и направления приводного ветра v_w . Эти зависимости задавались в соответствии с эмпирическими формулами для случаев осуществления радиолокации «по ветру» и «против ветра». Рассеянное поле определялось методом Кирхгофа в предположении, что основной вклад в рассеянное поле дают крупномасштабные неровности поверхности. Этот метод описан во многих книгах, например в [8]. Теоретический анализ зависимости $B(\Delta \tau)$ в указанных работах был доведен до итоговой формулы только для частного случая почти вертикального зондирования $\theta \approx 0^\circ \div 5^\circ$ и малой высоты приемного пункта $H_1 < 15$ км, а для спутника-приемника с высотой $H_1 \ge 300$ км был проведен численный анализ при $\theta \approx 45^\circ$.

При определении поля рассеянных волн методом Кирхгофа важно ограничить участок поверхности, существенный для данной задачи. Оценим размеры малых участков поверхности s, соответствующих временной селекции сигналов при определении корреляционной функции $B(\Delta \tau)$. Введем плоскость ху, касательную к сферической поверхности Земли в точке Ро, начало координат ху совместим с этой точкой, ось оу расположим в плоскости A1A2O и укажем подспутниковые точки В1 и В2 (рис. 7.1.4 внизу). Сделаем довольно грубое приближение и рассмотрим участки *s* не на сфере, а на этой плоскости. На рис. 7.1.4 затемненным, сильно вытянутым овалом показана большая область («лунная дорожка»), существенная для формирования интегральной мощности рассеянных волн W_s. Размеры этой области зависят от средних наклонов взволнованной морской поверхности γ_1 и высот H₁, H₂. Пусть для точки P₀ минимальное время распространения волн по трассе $A_2P_0A_1$ равно $\tau_0 = (r_1 + r_1)c^{-1}$, тогда для произвольной точки P_i это время будет больше на $\Delta \tau$. Так как нас интересует структура функции $B(\tau_0 + \Delta \tau)$, то короткому интервалу времени $\Delta \tau$ будет соответствовать малый эллиптический участок s, соответствующий условию $r_{1i} + r_{2i} = (\tau_0 + \Delta \tau) c^{-1} = \text{const}$. Для высот спутников $H_1 = 300$ км, $H_2 = 20180$ км, $r_1 = 360$ км, $r_2 = 22400$ км, $\theta = 55^\circ$ и временного интервала $\Delta \tau = 1$ мкс эллиптический участок будет иметь продольный размер 8 км (по оси у) и поперечный 4,6 км (по оси х). Следовательно, размеры кольцевых

эллиптических участков, соответствующих нескольким коротким импульсам модуляции фазы, будут много меньше большой области «лунной дорожки». Это важное обстоятельство позволяет конкретизировать поверхность $s(\Delta \tau)$ и упростить определение рассеянного поля методом Кирхгофа. На рис. 7.1.4 вверху пунктиром показана условная зависимость $B(\tau_0 + \Delta \tau)$ при малой неровности поверхности (слабый ветер) и сплошной кривой — для случая сильного волнения (сильный ветер). Цифры по горизонтальной оси указывают время $\Delta \tau$, выраженное числом импульсов длительностью 1 мкс. Зависимость $B(\Delta \tau)$ соответствует мощности сигнала рассеянных волн для кольцевых эллиптических зон поверхности, соответствующих временным интервалам $\Delta \tau$. Она дает связь корреляционной функции со степенью неровности поверхности, что указывает на возможность определения скорости приводного ветра по характеру убывания $B(\Delta \tau)$ при $\Delta \tau \approx 1 \div 6$ мкс. Используя (7.1.1), получим соотношение

$$B(\Delta \tau) = \sum_{i=1}^{N} W_i(\Delta \tau) = \frac{W_0 \ \lambda^2}{64 \ \pi^3} \sum_{i=1}^{N} \int_{\Delta s_i} \frac{G_1(\alpha_1) \ G_2(\alpha_2) \ \sigma_{0i} \ ds}{r_1^2 \ r_2^2}, \quad (7.1.12)$$

где i = 1, 2, ...N номер кольцевой зоны, $G_{1,2}$ и $r_{1,2}$ зависят от положения точки P_i в пределах зоны на сферической поверхности Земли. Удельная площадь рассеяния σ_0 определяется углами падения θ_2 и рассеяния



Рис. 7.1.4. Эллиптические кольцевые зоны и распределение $B(\Delta \tau)$ для разной степени неровности поверхности



Рис. 7.1.5. К оценке разрешающей способности по поверхности при бистатической радиолокации

волн $\theta_1 + \theta_2$, поэтому она также зависит от координат точки P_i . В работах [216, 217, 218] приведены результаты численного анализа и экспериментальные зависимости $B(\Delta \tau)$ и на этой основе оценена реальная точность определение скорости приводного ветра методом бистатической радиолокации с использованием сигналов спутников GPS. Дополнительные возможности этот метод представляет, когда определяется удельная площадь рассеяния $\sigma_0(\Delta \tau, \Delta f_S)$ для разных значений запаздывания $\Delta \tau$ и доплеровского изменения частоты Δf_S . Карты $\sigma_0(\Delta \tau, \Delta f_S)$ с точной привязкой к географическим координатам дают наглядное представление о развитости волнения разных участков морской поверхности. В публикации [219] приведены первые экспериментальные результаты такого метода мониторинга волнения морской поверхности.

Оценим разрешающую способность на поверхности суши при использовании радара с синтезированной апертурой, когда спутник A_2 излучает сигналы с ЛЧМ, а приемный аппарат A_1 анализирует рассеянные сигналы (рис. 7.1.5). Радар-передатчик излучает сигнал, падающий на поверхность в точке P_i под углом θ_2 , а сигнал, отраженный под углом θ_1 , принимается приемником. Введем двугранный угол v между плоскостью визирования передатчика $A_2B_2P_i$ и соответствующей плоскостью приемника $A_1B_1P_i$. Рассмотрим малый плоский участок поверхности s, касательный к сферической поверхности Земли. Ось x совместим с направлением B_2P_i , z — это перпендикуляр к поверхности s. На этом рисунке укажем

систему координат изображения поверхности ху. В этих координатах разрешение по наземной дальности х равно

$$\delta x = c \left[\Delta F_m \left(\sin \theta_1 \cos \nu + \sin \theta_2 \right) \right]^{-1}, \qquad (7.1.13)$$

где ΔF_m — полоса частот ЛЧМ сигнала. Вначале рассмотрим простой случай с v = 0, когда плоскости визирования передатчика и приемника совпадают, причем точки А1 и А2 находятся по одну сторону относительно точки P_i . Заметим, что при $\theta_1 = \theta_2$ разрешение по координате x совпадает со случаем моностатической локации (см. формулу 4.1.3). При больших значениях одного из углов $\theta_{1,2}$, например, когда приемник A_1 находится на малой высоте H_1 ($\theta_1 \approx 90^\circ$), разрешение бистатической системы будет лучше, чем при моностатической съемке. Особый случай представляет геометрия радиолокационной съемки поверхности, когда приемник и передатчик находятся по разные стороны относительно области съемки и при этом $v = 180^{\circ}$ (рис. 7.1.2). В этом случае разрешение по поверхности будет хуже, чем при моностатической съемке, а при $\theta_1 = \theta_2$, (зеркальное отражение в точке P_0) имеем ноль в знаменателе (7.1.13), что указывает на потерю разрешения по дальности. Разрешение по оси у или азимутальное разрешение бу, как было показано в главе 4, зависит от ширины полосы доплеровских частот отраженного сигнала и скорости спутника. При определении бу ограничимся рассмотрением режима маршрутной съемки (см. гл. 4), когда ориентация антенны радара фиксирована в боковом направлении и угол между плоскостями визирования передатчика и приемника v = 0. Напомним, что для моностатической радиолокации ширина полосы доплеровских частот определяется квадратом диаграммы направленности антенны $G^{2}(\alpha)$, и в случае предельного синтеза апертуры антенны разрешение равно половине размера антенны радара D (см. формулу 4.1.13). Если в бистатической схеме ширина диаграммы направленности передатчика и приемника одинакова $G_1(\alpha) = G_2(\alpha)$ и скорости спутников равны, то разрешение по азимуту аналогично разрешению при моностатической локации. Далее рассмотрим случай, когда ширина диаграммы направленности антенны $G_{l}(\alpha)$ существенно больше $G_2(\alpha)$. Тогда ширина полосы доплеровских частот определяется только диаграммой направленности антенны передатчика $G_2(\alpha)$. При гауссовой аппроксимации формы диаграммы направленности $G_2(\alpha)$ её ширина в $\sqrt{2}$ раз больше, чем у $G_2^2(\alpha)$, тогда, с учетом соотношений главы 4, разрешение по координате у в схеме бистатической локации будет равно:

$$\delta y = 2^{-1.5} D \,. \tag{7.1.14}$$

Скорости передатчика и приемника могут отличаться, например, при размещении приемника на самолете или на наземном приемном пункте (см. пример из [225]), тогда $V_2 >> V_1$. Поскольку доплеровский сдвиг частоты определяется суммой радиальных скоростей приемника и передатчика, то ширина полосы доплеровских частот в этом случае будет примерно в 2 раза меньше, чем в моностатической схеме с радаром на спутнике. Предельное разрешение по азимуту в этом случае бистатической локации оказывается в $\sqrt{2}$ ниже, чем при моностатической:

$$\delta y = 2^{-0.5} D \,. \tag{7.1.15}$$

Более общие выражения для разрешения по поверхности бистатического радиолокатора приведены в работе [228].

Одним из достоинств бистатической схемы съемки могут быть более высокие энергетические характеристики. Рассмотрим энергетику бистатической локации при применении ЛЧМ сигналов. Покажем это с помощью сравнительного анализа соотношений сигнала и шума для бистатической и моностатической схем съемки. Отношение сигнала и шума F_2 в бистатической системе при использовании сигналов радара с синтезированной апертурой может быть записано, согласно (7.1.1) и (4.1.24), как

$$F_{2} = \frac{2^{0.5} W_{0} G_{1}(\alpha_{1}) G_{2}(\alpha_{2}) \lambda^{3} c \sigma_{0} T_{i} f_{r}}{256 \pi^{3} r_{2}^{2} r_{1}^{2} V_{2} \Delta F_{m} K_{b} T_{P} \sin \theta}, \qquad (7.1.16)$$

где W_0 — излучаемая мощность, $G_{1,2}(\alpha_{1,2})$ — коэффициент усиления антенн, r_1 и r_2 — расстояния от приемника и от передатчика до точки P_i , σ_0 — удельная эффективная площадь поверхности, T_i — длительность зондирующего импульса, f_r — частота повторения импульсов, K_b — постоянная Больцмана, T_p — шумовая температура приемника, V_2 — скорость спутника. Энергетический выигрыш бистатической схемы локации по сравнению с моностатической определяется отношением F_2 к F_1 :

$$F_2 F_1^{-1} \approx \frac{G_1(\alpha_1) r_2^2}{G_2(\alpha_2) r_1^2}.$$
 (7.1.17)

В работе [225], где в качестве передатчика использовался радар ENVISAT, а приемник располагался вблизи поверхности на расстоянии одного километра от зоны съемки, энергетический выигрыш только из-за отношения квадратов расстояний r_1 и r_2 составил около 50 дБ. Отметим, что соотношение (7.1.16) относится к практическому случаю, когда область рассеяния P_i находится сбоку относительно плоскости A_1OA_2 . Напомним, что точка О соответствует центру Земли. Если же исследуемая область совпадает с точкой P_0 , где $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ (рис. 7.1.1), то в схеме бистатической радиолокации будет большой выигрыш из-за сильного увеличения о в области зеркального отражения радиоволн.

7.2. Особенности многопозиционной радиолокации поверхности

Метод бистатической локации сначала был применен для изучения поверхности Луны, когда были осуществлены эксперименты в диапазоне метровых ($\lambda = 170$ см) и дециметровых ($\lambda = 32$ см) волн [203÷205]. Передатчики располагались на спутниках Луны, а прием сигналов осуществлялся в наземном Центре космической связи. При движении спутника большая рассеивающая область поверхности S перемещалась по видимой стороне Луны, при этом измерялись мощность сигналов и их энергетический спектр. По этим данным для разных районов Луны определялись коэффициент отражения η^2 и ширина спектра, а далее по (7.1.2) и (7.1.6) находились значения М, є и у1. При использовании модулированных сигналов удалось проследить изменение рельефа при пересечении точкой Р. крупных кратеров. С использованием спутников были осуществлены аналогичные эксперименты бистатической локации Венеры и получены сведения о неровности рельефа (параметр у1) и направлениях склонов хребтов [206÷208]. При бистатической локации Марса удалось проследить изменения коэффициента отражения при разной поляризации волн и найти диэлектрическую проницаемость є при движении области отражения волн через полярные шапки планеты [209, 210]. Обстоятельное описание бистатической локации Луны, Венеры и Марса дано в [211, 223].

Эксперименты бистатической локации земной поверхности были начаты с использованием подходящих, неспециализированных средств. В работе [212] описаны исследования характеристик сигналов, рассеянных морской поверхностью, на трассе аппарат МИР (излучатель) — геостационарный спутник (приемник) в ситуации, соответствующей рис. 7.1.1.

Высоты спутников H₁ и H₂ были равны 350 км и 36000 км, длина волны $\lambda = 32$ см, а угол скольжения ψ изменялся в пределах $3^{\circ} + 9^{\circ}$. При уменьшении угла ψ наблюдалось быстрое уменьшение коэффициента отражения η^2 : так при $\psi = 7^{\circ} \div 9^{\circ}$ зарегистрировано $\eta^2 = 0,07 \div 0,1$, а при $\psi = 3^{\circ} \div 5^{\circ}$ значение η^2 составляло $0,03 \div 0,06$. Вычисление η^2 по формуле (7.1.2) и результаты измерений находились в удовлетворительном соответствии. Была измерена разность частот сигналов, соответствующих свободному распространению и рассеянию волн. При уменьшении угла ψ от 9° до 3° разность частот Δf уменьшалась от 100 до 50 Гц, что соответствует расчетам по формуле (7.1.4). Результаты анализа энергетического спектра рассеянных волн оказались в хорошем соответствии с формулой (7.1.6), если положить $\gamma_1 = 1^{\circ} \div 1, 5^{\circ}$.

Развитие бистатической локации как метода мониторинга морской поверхности было направлено на выяснение возможностей определения уровня (средней высоты) поверхности, характеристик волнения и скорости приводного ветра. Для этой цели использовались модулированные сигналы навигационных спутников системы GPS, при этом прием рассеянных волн осуществлялся сначала на самолетах [214+217], а затем на спутнике [218, 219]. Эта навигационная система имеет 24 спутника с периодом обращения 11 ч. 58 минут, расположенных на шести круговых орбитах с высотой H₂ = 20180 км. Орбиты наклонены к плоскости экватора на 55°, а угол между плоскостями орбит спутников равен 60°. Радиокомплекс GPS включает рубидиевые или цезиевые стандарты частоты с относительной стабильностью (2÷5)·10⁻¹³, из которых формируется опорная частота и две несущие частоты $f_1 = 1575, 4$ МГц и $f_2 = 1227, 6$ МГц. Передатчик мощностью $W_0 = 50 \div 60$ Вт подключен к системе спиральных антенн, излучающих радиоволны с круговой правосторонней поляризацией. Мощность сигналов на поверхности при углах скольжения $\psi \approx 5^{\circ}$ на выходе полуволнового вибратора для частот f_1 и f_2 равны соответственно -160 дБ/Вт и -166 дБ/Вт. Сигналы промодулированы по фазе псевдослучайной последовательностью коротких импульсов длительностью $\Delta \tau = 1$ мкс. Фазовая модуляция сигналов осуществляется двумя видами кодов: С/А --- общедоступный код и Р --- высокоточный код. Фазомодулированный сигнал имеет регулярное изменение несущей частоты, обусловленное эффектом Доплера. Сложный сигнал GPS занимает две частотные полосы шириной по 20,46 МГц с центральными частотами f₁ и f₂. Приемник GPS имеет фазовую автоподстройку, что позволяет исключить медленное доплеровское изменение частоты $\Delta f_0(t)$. Подробное описание структуры системы GPS и особенностей модуляции сигналов приведено в работе [220]. Применение спутников GPS для мониторинга морской поверхности связано с возможностью высокоточных измерений задержки сигналов $\Delta \tau_i$, обусловленных рассеянием радиоволн разными участками

Р_i взволнованной поверхности (рис. 7.1.4). Во всех публикациях, посвященных развитию метода бистатической локации поверхности с помощью спутников GPS, отмечается, что малое отношение мощности сигнала и шумов является главным препятствием для практического применения этого метода. Для преодоления этой трудности на спутнике — приемнике необходимо установить антенну с коэффициентом направленного действия не менее 20 дБ.

Позже были осуществлены обширные исследования особенностей метода бистатической локации для целей «радиовидения» разных видов поверхности континентов. Принцип такого способа получения изображений состоит в нахождении распределения интенсивности сигналов, рассеянных от малых участков поверхности с их точной привязкой к координатам на Земле. Эта задача решается аналогично методу бокового обзора, описанному в четвертой главе. Отличие состоит в том, что в случае бистатической локации рассеяние радиоволн осуществляется «почти вперед» под углом $\theta_2 + \theta_1$, а при моностатической локации реализуется обратное рассеяние под углом θ . В случае бистатической и при моностатической радиолокации удельные площади рассеяния для одной и той же поверхности различны, поэтому и радиоизображения в этих случаях будут разными. Так, например, изображение озера при моностатической локации будет темным (очень малые σ_0), а при бистатической локации почти белым (большие значения σ_0). Волнение морской поверхности даст также сильно отличающиеся радиоизображения в этих двух случаях. В работах [221, 222] приведено сравнение изображений разных видов поверхностей, полученных методами моностатической и бистатической радиолокации, и показана высокая информативность совместного использования этих методов. При практическом применении этого метода на активном спутнике А₂ устанавливают радиолокатор бокового обзора, а на пассивном — А₁ имеется только приемная система (рис. 7.1.2).

Метод бистатической съемки поверхности с помощью радаров с синтезированной апертурой активно прорабатывается в последнее десятилетие. Некоторые примеры организации многопозиционной съемки радарами с синтезированной апертурой были упомянуты в разделе 4.4, где обсуждались варианты многоспутниковых систем с размещенными на разных спутниках передающей и приемной частями радара. Главное предназначение таких систем — проведение интерферометрических измерений рельефа. К настоящему времени с целью исследования возможностей этого метода реализовано несколько схем многопозиционной съемки с помощью спутниковых радиолокаторов с синтезированной апертурой. В качестве передающего элемента использовались спутниковые радары бокового обзора, а прием осуществлялся на самолете или на поверхности. Характерной особенностью таких экспериментов было то, что плоскости визирования передатчика и приемника практически совпадали (угол между плоскостями визирования v был равен 0⁰ или 180⁰).

Эксперименты с использованием спутникового радара-передатчика и самолетного приемника описаны в работе [224]. Прием осуществлялся специализированным приемником на самолете, летевшим вдоль трассы полета спутника в пределах максимума диаграммы направленности радара. Излучаемый космическим радаром «прямой» сигнал принимался самолетным приемником для целей синхронизации сигналов. Из-за сильного различия скоростей спутника и самолета, а также фиксированного направления приемной и передающей антенн бистатическая съемка поверхности была возможна в течение короткого интервала времени.

В работе [225] описано применение приемника С-диапазона, расположенного на малой высоте и принимающего сигналы спутниковых радаров ERS-2 и ENVISAT. Представляет интерес зондирование поверхности через слой растительности более длинноволновыми радарами[226]. В этой работе сигнал самолетного радара, работающего в диапазоне 28–73 МГц, принимался приемной антенной, расположенной на горе. Эксперимент показал возможность получения качественных радарных изображений поверхности через растительность. В эксперименте была продемонстрирована повышенная чувствительность бистатической системы за счет использования зеркальной компоненты отражения.

В 2003 году в Германии был реализован эксперимент с использованием радара-передатчика на одном самолете и радара-приемника — на другом [227]. Радиолокационная аппаратура работала в Х-диапазоне, в полосе частот 300 МГц. Самолеты имели одну и ту же скорость, летели параллельными курсами, благодаря чему время бистатической съемки было достаточно большим. Основной целью этого эксперимента было изучения влияния углов θ_1 и θ_2 на качество и информативность изображения. В этих сложных экспериментах было проведено сравнение радарных изображений, полученных как в схеме бистатической съемки так и при моностатической радиолокации.

При использовании спутникового и самолетного радара одной из проблем является сильное отличие в скоростях носителей, из-за чего время совместного наблюдения поверхности обычно невелико. Одним из способов увеличения времени совместного наблюдения поверхности и

увеличения за счет этого длины снимаемой полосы поверхности является сканирование антенн. В таких экспериментах требовалось осуществлять сложный доворот антенн так, чтобы области поверхности в пределах диаграмм перекрывались как можно дольше. Такие эксперименты, проведенные в 2007 г., описаны в [229].

Первая бистатическая спутниковая система наблюдения поверхности была реализована в Германии. Эта система TANDEM-X состоит из двух идентичных спутниковых радаров TERASAR-X, летящих практически на параллельных орбитах на расстоянии до 5 км друг от друга [230]. Возможность использовать каждый из радаров как передатчик и приемник позволяет организовать детальную бистатическую съемку рельефа.

Следует отметить, что метод бистатической локации с помощью спутниковых радаров бокового обзора находится на стадии развития. Проведенные эксперименты показали большую информативность этого метода мониторинга поверхности Земли.

Литература

- 1. Кондратьев К. Я. Метеорологическое зондирование атмосферы из космоса. Л.: Гидрометеоиздат. 1978.
- 2. Башаринов А. Е., Гурвич А. С., Егоров С. Т. Радиоизлучение Земли как планеты. М.: Наука. 1974.
- 3. Elachi C. Spaceborne Radar Sensing: Applications and Techniques. IEEE Press. 1988.
- 4. Мельник Ю. А. (ред.) Радиолокационные методы исследования Земли. М.: Советское радио. 1980.
- 5. Рис У. Основы дистанционного зондирования. М.: Техносфера. 2006.
- 6. Кутуза Б. Г., Данилычев М. В. Спутниковый мониторинг Земли. Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. В печати.
- 7. Яковлев О. И., Павельев А. Г., Матюгов С. С. Спутниковый мониторинг Земли. Радиозатменный мониторинг атмосферы и ионосферы. М.: URSS, 2010.
- 8. Яковлев О. И., Якубов В. П., Урядов В. П., Павельев А. Г. Распространение радиоволн. М.: URSS, 2012.
- 9. Басс Ф. Г., Фукс И. М. Рассеяние волн на статически неровной поверхности. М.: Наука. 1972.
- 10. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно неоднородных средах. М.: Мир. 1981. Т. 2.
- 11. Сколник М. (ред.) Справочник по радиолокации. М.: Советское радио. 1976. Т. 1 и Т. 2
- 12. Ulaby F. T., Dobson M. C. Hanbook of Radar scattering statistics for terrain. Nor Wood. MA.: Artech House. 1989.
- 13. Зубкович С. Г. Статистические характеристики сигналов, отраженных от земной поверхности. М.: Советское радио. 1970.
- 14. Яковлев О. И. Космическая радиофизика. М.: Научная книга. 1998.
- 15. Oguchi T. Electromagnetic wave propagation and scattering in rain and other hydrometeors //Proc. IEEE. 1983. V. 71. № 9. P. 1029.
- 16. Айвазян Г. М. Распространение миллиметровых и субмиллиметровых волн в облаках. Л.: Гидрометеоиздат. 1991.
- 17. Шарков Е. А. Обрушающиеся морские волны: Структура, электродинамика. М.: Научный Мир. 2009.
- 18. Ippolito L. I. Effects of propagation on 15,3 and 31,6 GHz earth space transmissions with the ATS-V satellite //Proc. IEEE. 1971. V. 59. № 2. P.189.
- 19. Ienkinson G. F. Tropical rain attenuation at 11 GHz on earth space measurements // Proc. IEEE. 1977. V. 65. № 3. P. 480.
- 20. Пожидаев В. Н. Расчет вероятностных распределений ослабления сантиметровых и миллиметровых радиоволн на трассах связи // Радиотех. и электрон. 1992. Т. 37. № 10. С. 1764.

- 21. Сухонин Е. В. Прогнозирование ослабления миллиметровых радиоволн в атмосфере // Итоги науки и техники. Радиотехника. Т. 41. М.: ВИНИТИ. 1990.
- 22. Андрианов В. А., Смирнов В. М., Кораблев Е. В., Горобец В. П. Методы коррекции атмосферной рефракции в космической геодезии // Геодезия и картография. 1993. № 12. С. 20.
- 23. Финкельштейн М. И. Основы раднолокации. М.: Радиосвязь. 1983.
- 24. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных сотрудников и инженеров. М.: Наука. 1978.
- 25. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское Радио. 1971.
- 26. Zieger A. R., D. W. Hancock, G. S. Hayne, C. L. Purdy. NASA radar altimeter for the TOPEX/POSEIDON project // Proc. IEEE, 1991. V. 79. № 6. P. 810.
- 27. Gay S. B. The average impulse response of a rough surface and its application // IEEE Trans. on Ann. and Propagation. 1977. V. AP-25. № 1. P. 67.
- 28. Hammond D. L., Mennella R. A., Walch E. J. Short pulse radar used to measure see surface wind speed and SWH // IEEE Trans. Ant. Prop., 1977. AP-25. № 1. P. 61.
- 29. Калинкевич А. А., Чернышев В. Ю. Влияние взволнованности моря на показания радиовысотомеров // Исследование Земли из космоса. 1992. № 1. С. 21.
- 30. Srocosz M. S. On the joint distribution of elevation and slopes for a nonlinear random sea // J. Geophys. Res. 1986. V. 91. № 9C. P. 995.
- 31. Melville W. K., et al. Measurements of electromagnetic bias in radar altimetry. // J. Geophys. Res. 1991. V. 96. № 3C. P. 4915.
- 32. Андрианов В. А. Подповерностная радиолокация слоисто-неоднородного грунта планеты // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37. № 1. С. 1937.
- 33. Жуковский А. П., Оноприенко Е. Н., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии. М.: Советское радио, 1979, 320 с.
- 34. Brown G. S. The average impulse response of a rough surface and its applications // IEEE Trans. Ant. Prop., 1977. AP-25. № 1. P. 67.
- 35. Chelton D. B., Walsh E. J., Macarthur J. L. Pulse compression and sea level tracking in satellite altimetry // J. Atm. Ocean. Techn., 1989. V. 6. P. 407.
- 36. Андрианов В. А., Смирнов В. М. Отражение радиоволн морской поверхностью при радиолокационном зондировании // Исследование Земли из космоса. 2000. № 2. С. 37.
- 37. Shum C., Yi Y., Cheng K., et al. Calibration of JASON-1 Altimeter over Lake Erie // Marine Geodesy, 2003. Vol. 26. P. 335.
- 38. Fellous J.-L. TOPEX / Poseidon: Service to Ocean Science for over 13 Years // Space Research Today. COSPAR's Information Bulletin. No 165. April 2006. P. 11.
- Brown G. S. Estimation of Surface Wind Speeds Using Satellite-Borne Radar Measurements at Normal Incidence // J. Geophys. Res., 1979. Vol. 84. № B8. P. 3974.
- 40. Chelton B. D., F. J. Wentz. Further Development of an Improved Altimeter Wind Speed Algorithm // J. Geophys. Res., 1986. Vol. 91. № C12. P. 14250.
- 41. Witter D. L., D. B. Chelton. A Geosat altimeter wind speed algorithm and a method for altimeter wind speed algorithm development // J. Geophys. Res., 1991. Vol. 96. № C5, P. 8853.
- 42. Cheng K. Radar Altimeter Absolute Calibration Using GPS Water Level Measurements / Report № 469. The Ohio State University, Columbus, USA, 2004.

- 43. Довиак Р., Зрнич Д. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеоиздат. 1988.
- 44. Мазин И. П., Хргиан А. Х. (ред.) Облака и облачная атмосфера. Л.: Гидрометеоиздат. 1989.
- 45. Стрэттон Д. А. Теория электромагнетизма. М.: ОГИЗ. 1948.
- 46. Ippolito L. I. Millimeter wave propagation and communications experiments at 20 and 30 GHz // IEEE Trans. On aerospace and electronic systems. 1975. V. AES-II. № 6. P. 1067.
- 47. Bartolome P. I. Propagation experiments of 11/14 GHz as part of the European communications satellite program // Proc. IEEE. 1977. V. 65. № 3. P. 475.
- 48. Dutton E. I., Kobayashi H. K., Dougherty H. T. An improved model for Earthspace microwave attenuation distribution prediction // Radio Sci. 1982. V. 17. № 6. P. 1360.
- 49. Macchiarella G. A comparative analysis of some prediction methods for rain attenuation statistics in earth-to-space links // Radio Sci. 1985. V. 20. № 1. P. 35.
- 50. Liao L., Meneghini R., Iguchi T. Simulations of mirror image returns of air/spaceborne radars in rain and their applications in estimating path attenuation // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. P. 1107.
- 51. Guy D., Hucke L., Creutin J. D. Attenuation in rain for X-and C-Band weather radar systems: sensitivity with respect to the drop site distribution // Journal of Applied Meteorology. 1999. V. 38. № 1. P. 57.
- 52. Meneghini R., Iguchi T., Kozu T., et al. Use of the surface reference technique for path attenuation estimates from the TRMM precipitation radar // Journal of Applied Meteorology. 2000. V. 39. № 12. P. 2053.
- 53. Takahashi N., Kuroiwa H., Kawanishi T. Four-year result of external calibration for precipitation radar of the tropical rainfall measuring mission satellite // IEEE Trans. Geosci. Remote Sencs. 2003. V. 41. № 10. P. 2398.
- 54. Dong-Bin S., North G. R., Bowman K. P. A summary of reflectivity profiles from the first year of TRMM radar data // Journal of Climate. 2000. V. 13. № 23. P. 4072.
- 55. Heymsfield G., Geerts B., Tian L. TRMM precipitation radar reflectivity profiles as compared with high-resolution airborne and ground-based radar measurements // Journal of Applied Meteorology. 2000. V. 39. № 12. P. 2080.
- 56. Eyal A. Systematic variation of observed radar reflectivity-rainfall rate relations in the tropics // Journal of Applied Meteorology. 2000. V. 39. № 12. P. 2198.
- 57. Bolen S. M., Chandrasekar V. Quantitative cross validation of space-based and ground-based radar observations // Journal of Applied Meteorology. 2000. V. 39. № 12. P. 2071.
- 58. Bolen S. M., Chandrasekar V. Methodology for aligning and comparing space borne radar and ground-based radar onservations // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2003. V. 20. № 5. P. 647.
- 59. Hirose M., Oki R., Shimizu S., et al. Finescale diurnal rainfall statistics refined from eight years of TRMM PR data // Journal of Applied Meteorology and Climatology. 2008. V. 47. № 2. P. 544.
- 60. Liao L., Meneghini R. Validation of TRMM precipitation radar through comparison of its multiyear measurements with ground-based radar // Journal of Applied Meteorology and Climatology. 2009. V. 48. № 4. P. 804.

- 61. Wang J., Wolff D. B. Comparisons of reflectivities from the TRMM precipitation radar and ground-based radar // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology. 2009. V. 26. № 5. P. 857.
- 62. Kozu T., Iguchi T., Shimomai T., Kashiwag N. Raindrop size distribution modeling from a statistical rain parameter relation and its application to the TRMM precipitation radar rain retrieval algorithm // Journal of Applied Meteorology and Climatology. 2009. V. 48. № 4. P. 716.
- Chandrasekar V., Li W., Zafar B. Estimation of raindrop size distribution from spaceborne radar observations // IEEE Trans. Geos. and Remote Sens. 2005. V. 43. № 5. P. 1078.
- 64. Tanelli E. S., Durden S. L., Pak K. S. Cloud profiling radar performance // Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. 2007. Jul. P. 5061.
- 65. Tanelli S., Durden S. L., Pak K. S., et al. Cloud-sat's cloud profiling radar after two years in orbit // IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens. 2008. V. 46. № 11. P. 1560.
- 66. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели, М: Сов. Радио, 1975.
- 67. Кровотынцев В. А., Милехин О. Е. Характеристики радиолокационного обратного рассеяния морских льдов Арктики по данным ИСЗ «Океан-О1» // Исследование Земли из космоса, 1998. № 2. С. 68.
- 68. Attema E. The Active Microwave Instrument on-board the ERS-1 satellite // Proc IEEE, 1991, P. 791.
- 69. Томиясу К. Радиолокационные станции с синтезированием апертуры и их применение для отображения поверхности океана: Методический обзор // ТИИЭР. 1978. Т. 66. № 5. С. 40.
- Александров Ю. Н., Дубровин В. М., Захаров А. И., и др. Создание радиолокационной карты планеты Венера // Проблемы современной радиотехники и электроники, М.: Наука, 1987. С. 46.
- 71. Johnson W. T. K. Magellan imaging radar mapping mission, Proc. IEEE, V 79, Issue 6, P. 777.
- 72. Bartusch M., H. J. Berg, O. Siebertz. The TanDEM-X Mission // Proc. of the 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2008), June 2-5, 2008// Friedrichshafen, Germany. V. 4, P. 27.
- 73. Papathanassiou K. P., Polarimetric SAR Interferometry // Doctoral Thesis, DLR-ForschungBericht, 1999.
- 74. Cloude S. R., Pottier E. An Entropy Based Classification Scheme for Land Applications of Polarimetric SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1997, V. 35. № 1, P. 68.
- 75. Krogager E. A new decomposition of the radar target scattering matrix // Electron. Lett. 1990, V. 26, № 18, P. 1525.
- 76. Арманд Н. А., Захаров А. И. Применение радаров с синтезированной апертурой для измерения угла поворота плоскости поляризации из-за эффекта Фарадея // Радиотехника и Электроника. 2006. Т. 51. № 10. С. 1210.
- 77. SAR: Synthetic aperture radar. Instrument panel report: Earth observing system reports, volume IIf /National Aeronautics and Space Administration (NASA). 1999.
- 78. Арманд Н. А., Волков А. М. и др. Перспективные отечественные спутниковые радары с синтезированной апертурой // Радиотехника и Электроника. 1999. Т. 44. № 4. С. 442.

- 79. Cumming I. G., Rabus B., Mercer B. Current interferometry results in Canada // Proc. of IEEE 2008 International Radar Conference (RADAR'08), 26-30 May 2008 / Rome, Italy. P. 1.
- 80. D'Errico M., Grassi M. and Vetrella S. A bistatic SAR mission for earth observation based on a small satellite // Acta Astronautica. 1996. V. 39, P. 837.
- 81. Freeman A. and Durden S. L. A Three-Component Scattering Model for Polarimetric SAR Data. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 36, № 3, May 1998. P. 963.
- Freeman A. SAR Calibration: An Overview // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1992, V. 30. № 6, P. 1107.
- Seguin G. Capabilities of Canada's planned Radarsat constellation // Proc. of the 6th European Conference on synthetic Aperture Radar (EUSAR-2006), 16-18 May 2006, Dresden, Germany, Electronic Proceedings on CD-ROM.
- Girard R., Plourde P., Seguin G. The RADARSAT constellation payload design // Proc. of IEEE 2007 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 2007). 23-28 July 2007 // Barcelona, Spain, P. 1387.
- 85. Cloude S. R., Pottier E. An Entropy Based Classification Scheme for Land Applications of Polarimetric SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1997, V. 35. № 1, P. 68.
- 86. van't Klooster C. G. M. On Space-based Synthetic Aperture Radar Antennas // Proc. of the 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR-2008), June 2-5, 2008 / Friedrichshafen, Germany. V. I, P. 19.
- 87. Krieger G., H. Fiedler, et al. Analysis of multistatic configurations for spaceborne SAR interferometry // IEE Proc. Radar Sonar Navigation. 2003, V. 150. № 3, P. 87.
- Krieger G., Moreira A., et al. TanDEM-X: A Satellite Formation for High Resolution SAR Interferometry // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2007.
 V. 45. № 11, P. 3317.
- 89. Le Toan T., A. Beadoin, J. Riom, and D. Guyon. Relating forest biomass to SAR data // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1992, V. 30. № 2, P. 403.
- 90. Krogager E. A new decomposition of the radar target scattering matrix. Electron. Lett., 1990, V. 26. № 18, P. 1525.
- 91. Massonnet D. Capabilities and Limitations of the Interferometric Cartwheel // IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing. 2001, V. 39. № 3, P. 506.
- Miller D. The TanDEM-X Satellite. Proc. of the 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2008), June 2-5, 2008 / Friedrichshafen, Germany. V. 4, P. 35.
- 93. Moccia A., S. Vetrella, R. Bertoni. Mission Analysis and Design of a Bistatic Synthetic Aperture Radar on board a Small Satellite // Acta Astronautica. 2000. V. 47. № 11, P. 819.
- Moccia A., Rufino G., et al. BISSAT: a bistatic SAR for Earth observation // Proc. of IEEE 2002 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS '02), June 24-28 / Toronto, Canada. V. 5, P. 2628.
- Moccia A., and Robustelli D. Bistatic and interferometric SAR evolution of the Italian COSMO-SkyMed constellation // Proc. of the 5th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR-2004), May 22-25 2004 / Ulm, Germany. V. I, P. 371.
- 96. Rosen P. A., Hensley S., et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry // Proc. IEEE, 2000, V. 88. № 3, P. 333.

- 97. Захаров А. И., Захарова Л. Н. Значимость информации о фазе отраженного сигнала при радиолокационном картировании земных покровов // Радиотехника, 2003. № 12. С. 70.
- Torre A., and Capece P. COSMO-SkyMed SAR Instrument Calibration Approach // Proc. of the 6th European Conference on synthetic Aperture Radar (EUSAR-2006), 16-18 May 2006 / Dresden, Germany, Electronic Proceedings on CD-ROM.
- 99. Torres R., Lokas S., et al. The TerraSAR-L mission and system // Proc. of IEEE 2004 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS '04), 20-24 September, 2004 / Anchorage, AK, USA. V. 7, P. 4519.
- 100. Ulaby F. SAR Biophysical Retrievals: Lessons Learned and Challenges to Overcome // Proc. of the 2 nd International Workshop on Retrieval of Bio- & Geophysical Parameters from SAR Data for Land Applications. 21–23 October 1998 / Noordwijk, Netherlands. SP-441. ISBN 92–9092–764-X, P. 19.
- 101. Verdone G. R., Viggiano R., et al. Processing algorithms for COSMO-SkyMed SAR sensor // Proc. of IEEE 2002 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS '02), June 24–28 / Toronto, Canada. V. 5, P. 2771.
- 102. Zink M., G. Krieger, et al. The TanDEM-X Mission Concept // Proc. of the 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2008), June 2–5, 2008 / Friedrichshafen, Germany. V. 4, P. 31.
- 103. Fielding E. J., Blom R. G., Goldstein R. M. Rapid subsidence over oil fields measured by SAR interferometry // Geophysical research letters. 1998. V. 25. № 17, P. 3215.
- 104. Gabriel A. K., Goldstein R. M., and Zebker H. A. Mapping small elevation changes over large areas: Differential radar interferometry // Journal of Geophysical Research. 1989. V. 94, P. 9183.
- 105. Xia Ye. Bam earthquake: Surface deformation measurement using radar interferometry // Acta Seismologica Sinica, 2005. V. 18. № 4, P. 451.
- 106. Zebker H. A., Rosen P. A., Goldstein R. M., Gabriel A., Werner C. L. On the derivation of coseismic displacement fields using differential radar interferometry: The Landers earthquake // Journal of Geophysical Research. 1994. V. 99, P. 19617.
- 107. Захаров А. И., Тугаринов П. В. Исследование динамики ледовых покровов побережья Антарктиды по данным интерферометрической съемки РСА «Алмаз-1» // Радиотехника. 1998. № 12. С. 63.
- 108. Кучерявенкова И. Л., Захаров А. И. Применение радарной интерферометрии для исследования динамики земных покровов и тропосферы // Исследование Земли из Космоса. 2002. № 3. С. 35.
- 109. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. М.: Радиотехника, 2005. 368 С.
- 110. Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2010. 655 С.
- 111. Захарова Л. Н., Захаров А. И. Сравнение некоторых современных методов разворота разности фаз в радиолокационной интерферометрии // Радиотехника и электроника, 2003. Т. 48. № 10. С. 1208.
- 112. Cloude S. R., Papathanassiou K. P. Polarimetric SAR Interferometry // IEEE Trans. GRS, 1998, V. 36, № 5, P. 1551.

- 113. Treuhaft R. N., Siqueria P. Vertical Structure of Vegetated Land Surfaces from Interferometric and Polarimetric Radar // Radio Science. 2000. V. 35, P. 141.
- 114. Ranson K. J., Sun G., Mapping Biomass of a Northern Forest Using Multifrequency SAR Data // IEEE Trans. GRS. 1994. V. 32, № 2, P. 388.
- 115. Dubois P. C., van Zyl J., Engman T. Measuring Soil Moisture with Imaging Radars // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing. 1995. V. 33, № 4, P. 915.
- 116. Long D. G., Skouson G. B. Calibration of spaceborne scatterometers using tropical rainforests // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1995. V. 34. № 2. P. 413.
- 117. Kunz L. B., Long D. G. Calibrating SeaWinds and QuikSCAT scatterometers using natural land targets // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2005. V. 43. № 2. P. 182.
- 118. Spencer M. W., Tsai W.-Y., Long D. G. High resolution measurements with a spaceborne Pencil-Beam scatterometer using combined Range / Doppler discrimination techniques // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2003. V. 41. № 3. P. 567.
- Moore R. K., Fung A. K. Radar determination of winds at sea // Proc. IEEE. 1979.
 V. 67. P. 1504.
- 120. Schroeder L. C., Boggs D. H., Dome G., et al. The relationship between wind vector and normalized radar cross section used to derive Seasat-A satellite scatterometer winds // J. Geophys. Res. 1982. V. 87 C. P. 3318.
- 121. Jones W. L., Schroeder L. C., Boggs D. H., et al. The Seasat-A satellite scatterometer: geophysical evaluation of remotely sensed wind vectors over the ocean // J. Geophys. Res. 1982. V. 87 C. P. 3297.
- 122. Hersbach H., Stoffelen A. and de Haan S. An imporoved C-band scatterometer ocean geophysical model function CMOD5 // J. Geophys. Res. 2007. V. 112.
- 123. Donelly W. J., Carswell J. R., McIntosh R. E. Revised ocean backscatter at C and Ku band under high wind conditions // J. Geophys. Res. 1999. V. 104. P. 11485.
- 124. Pierson W. J. Probabilities and statistics for backscatter estimates obtained by a scatterometer // J. Geophys. Res. 1989. V. 94. P. 9743.
- 125. Draper D. W., Long D. G. An advanced ambiguity selection algorithm for Seawinds // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2003. V. 41. № 3. P. 538.
- 126. Weissman D. E., Bourassa M. A., O'Brien J. J., Tongue J. Calibrating the QuikSCAT / SeaWinds radar for measuring rain rate over the oceans // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2003. V. 41. № 12. P. 2814.
- 127. Draper D. W., Long D. G. Simultaneous wind and rain retrieval using SeaWinds data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2004. V. 42. P. 1411 and Evaluating the effect of rain on SeaWinds scatterometer measurements // J. Geophys. Res. 2004. V. 109. C02005, doi: 10.1029/2002JC001741.
- 128. Sharma R., Sarkar A., Agarwal N., et al. A new technique for forecasting surface wind field from scatterometer observations // IEEE Transaction on Geoscience and Remote sensing. 2007. V. 45. № 3. P. 613.
- 129. Nie C., Long D. G. A C-band Wind/rain Backscatter Model // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2007. V. 45. № 3. P. 621.
- Isaksen L., Stoffelen A. ERS-skatterometer wind data impact on ECMWF's tropical cyclone forecasts // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1885.

- 131. Draper D. W., Long D. G. An assessment of SeaWinds on QuikSCAT wind retrieval // J. Geophys. Res. 2002. V. 107. № C12. P. 3212.
- 132. Gohin F., Cavanie A. A first try at identification of sea ice using the three beam scatterometer of ERS-1 // Int. J. Remote Sens. 1995. V. 16. P. 2031.
- 133. Remund Q. P., Long D. G. Large-Scale inverse ku-band backscatter modeling of sea ice // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2003. V. 41. № 8. P. 1821.
- 134. Ashcraft I. S., Long D. G. Observation and characterization of radar backscatter over Greenland // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2005. V. 43. № 2. P. 225.
- 135. Howell S., Tivy A., Yackel J. J., Scharien R. K. Application of a SeaWinds/ QuikSCAT sea ice melt algorithm for assessing melt dynamics in the Canadian Arctic Archipelago // J. Geophys. Res. 2006. V. 111. № C07025. doi:10.1029/ 2005JC003193.
- 136. Zhao Y., Liu A. K., Long D. G. Validation of sea ice motion from QuikSCAT with those from SSM/I and buoy // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2002. V. 40. № 6. P. 1241.
- 137. Haarpainter J., Tonboe R. T., Long D. G., VanWoert M. L. Automatic detection and validity of the sea ice edge: An application of enhanced resolution QuikScat/ SeaWinds data //IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2004. V. 42. № 7. P. 1433.
- 138. Haarpainter J., Spreen G. Use of enhanced-resolution QuikSCAT/SeaWinds data for operational ice services and climate research: sea ice endge, type, concentration, and drift // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2007. V. 45. № 10. P. 3131.
- 139. Haarpaintner J. Arctic-wide operational sea ice drift from enhanced-resolution QuikSCAT/SeaWinds scatterometry and its validation // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2006. V. 44. N. 1. P. 102.
- 140. Long D. G., Drinkwater M. D. Gryosphere applications of NSCAT data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. № 3. P. 1671 and Drinkwwater M. R., Long D. G., Bringham A. W. Greenland snow accumulation estimates from scatterometer data //J. Geophys. Res. PARCA Special Issue. 2001. V. 106. № D24. P. 33935.
- 141. Drinkwater M. R., Liu X. Seasonal to interannual variability in Antarctic sea-ice surface melt // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1827 and Early D. S. Azimutal modulation C-band scatterometer over southeren ocean sea ice // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1997. V. 35. № 5. P. 1201.
- 142. Wismann V. Monitoring of seasonal snowmelt in Greenland with ERS scatterometer data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1821.
- 143. Ezraty R., Cavanié A. Construction and evaluation of 12.5 km grin NSCAT backscatter Maps over Arctic sea ice // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. № 3. P. 1685.
- 144. Swift C. T. Seasat scatterometer observations of sea ice // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. № 2. P. 716.
- 145. Champion I. Simple modeling of radar backscattering over a bare soil: variation with incidence angle, frequency and polarization // J. Remote Sensing. 1996. V. 17. № 4. P. 783.

- 146. Oh Y., Sarabandi K., Ulaby F. T. An empirical model and an inversion technique for radar scattering from bare soil surfaces // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1992. V. 30. № 2. P. 370 and 2007. V. 45. № 3. P. 632.
- 147. Wagner W., Scipal K. Variability in ERS scatterometer measurements over land // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1777.
- 148. Abdel-Messeh M., Quegan S. Variability in ERS scatterometer measurements over land // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1767.
- 149. Wismann V. Monitoring of seasonal thawing in Siberia with ERS scatterometer data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1804.
- 150. Woodhouse I. H., Hoekman D. H. Determining land-surface parameters from the ERS wind scatterometer // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 1. P. 126.
- 151. Kimball J. S., McDonald K. C., Keyser A. C., et al. Application of the NASA scatterometer (NACAT) for determining the daily frozen and nonfrozen landscape of Alaska // Remote Sens. Environ. 2001. V. 75. P. 113.
- 152. Wagner W., Lemoine G., Rott H. A method for estimating soil moisture from ERS scatteromoter and soil data // Remote Sens. Environ. 1999. V. 70. № 2. P. 191 and Wagner W. Soil moisture retrival from ERS scatterometer data. Dissertation Ph. D. 1998.
- 153. Woodhouse I. H., Hoekman D. H. A model-based determination of soil moisture trends in Spanien with ERS scatterometer // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2000. V. 38. № 4. P. 1783.
- 154. Boisvert J. B., Gwyn Q. H. J., Chanzy A., et al. Effect of surface soil moisture gradients on modeling radar backscatter from bare fields // J. Remote Sens. 1997. V. 18. № 1. P. 153.
- 155. Champion I., Faivre R. Sensitivity of the radar signal to soil moisture: variation with incidence angle, frequency, and polarization // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1997. V. 35. № 3. P. 781.
- 156. Long D. G. Hardin P. Vegetation studies of the Amazon basin using enhanced resolution seasat scatterometer data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1994. V. 32. № 2. P. 449.
- 157. Wagner W., Lemoine G., Borgeud M., Rott H. A study of vegetation cover effects on ERS scatterometer data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. № 2. P. 938.
- 158. Schmullius C. C. Monitoring Siberian forests and agriculture with the ERS-1 wind scatterometer // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1997. V. 35. № 5. P. 1363
- Frolking S., Milliman T., McDonald K., et al. Evaluation of the SeaWinds scatteromoter for regional monitoring of vegetation phenology // J. Geophys. Res. 2006. V. 111. D17302. doi: 10.29/2005JD006588.
- 160. Pulliainen J. T., Mikkelä P. J., Hallikainen M. T., Ikonen J. P. Seasonal dynamics of C-band backscatter of boreal forests with applications to biomass and soil moisture monitoring // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1996. V. 34. № 3. P. 758.

- 161. Pulliainen J. T., Manninen T., Hallikainen M. T. Application of ERS-1 wind scatterometer data to soil frost and soil moisture monitoring in boreal forest zone // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1998. V. 36. № 3. P. 849.
- 162. Stephen H., Long D. G. Spatial and temporal behavior of microwave backscatter directional modulation over the Saharan ergs // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2007. V. 45. № 5. P. 1164.
- 163. Финкельштейн М. И., Мендельсон В. Л., Кутев И. А. Радиолокация слоистых земных покровов. М.: Сов. радио, 1977.
- 164. Darracott B. W., Lake M. I. An initial appraisal of ground probing radar for site investigations. Britain Ground Engineering, 1981, April, pp. 14.
- 165. Кротиков В. Д. Некоторые характеристики земных пород и их сравнение с характеристиками поверхностного слоя Луны //Изв. вузов. Радиофизика. 1962. Т. 5. № 6. С. 1057.
- 166. Лещанский Ю. И., Лебедев Г. Н., Шумилин В. Д. Электрические параметры песчаного и глинистого грунта в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн // Изв. Вузов. Радиофизика. 1971. Т. 14. № 4. С. 562.
- 167. Янковский К. П. Методика расчета максимальной глубины подповерхностного зондирования аэрокосмическими радарами // Исследование Земли из космоса. 2002. № 3. С. 105.
- 169. Tinga W. R., Voss W. A. G., Blossey D. F. Generalized approach to multiphase dielectric mixture theory // Journal of Applied Physics. 1973. V. 44. № 9. P. 3897.
- 170. Финкельштейн М. И., Кутев В. А., Золотарев В. П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986.
- 171. Комаров С. А., Миронов В. Л., Романов А. Н., Аэрокосмическое зондирование гидрологического состояния почв радиофизическими методами. Барнаул. Изд. Алт. ГУ, 1997.
- 172. Лещанский Ю. И., Ульянычев Н. В. Расчет электрических параметров песчано-глинистых грунтов на метровых — сантиметровых волнах // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1980. Т. 23. № 5. С. 529.
- 173. Арманд Н. А., Башаринов А. Е., Шутко А. М. Исследования природной среды радиофизическими методами // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1977. Т. 20. № 6. С. 809.
- 174. Комаров С. А., Миронов В. А. Микроволновое зондирование почв. Новосибирск. Изд. СО РАН, 2000.
- 175. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991.
- 176. Armand N. A., Polyakov V. M. Radio propagation and remote sensing of the environment. Roca Raton, London, New York, Washington, D. C., CRC PRESS, 2004.
- 177. Jackson T. J., McNairn H., Welts M. A., et al. First order surface roughness correction of active microwave observations for estimating soil moisture // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, 1997. V. 35. P. 1065.
- 178. Кулемин Г. П., Тарнавский Е. В. Пространственные статистические характеристики почвы // Радиофизика и электроника. 2003. Т. 8. № 1. С. 42.
- 179. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Основы теории рассеяния волн фрактальной поверхностью // Радиотех. и электрон. 2002. Т. 47. № 5. С. 517.
- 180. Андрианов В. А., Черная Л. Ф., Кокошкин А. В. Модель рассеяния радиоволн поверхностью Марса // Радиотех. и электрон. 1998. Т. 43. № 5. С. 559.

- 181. Подповерхностная радиолокация / Под ред. М. И. Финкельштейна. М.: «Радио и связь», 1994.
- 182. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: Наука. 1973.
- 183. Lytle R. J., Lager D. L. Using the natural-frequency concept in remote probing of the Earth // Radio Science. 1976. V. 13. № 3.
- 184. Tailor R. S. Dielectric properties of mixture // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1965. V. AP13. № 6.
- 185. Giovanni Picardi, Jeffrey J. Plaut, et al. Radar sounding of the surface of Mars. // Science. 2005. V. 310. P.1925.
- 186. Hall C. D., Cohen M. A., Walker N. P., Heliere F. Arno Wielders Radar sounders for Earth and the Planets. http://www.acras.org.uk/Workshop
- 187. Armand N. A., Nielsen E., Axford W. I., et al. The long wavelength radar on the Mars 94 orbiter // Adv. Space Res. 1995. V. 15(4). P. 163.
- 188. Арманд Н. А., Марчук В. Н., Смирнов В. М. и др. Радиолокационное зондирование грунта Фобоса в проекте «Фобос-Грунт» // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48. № 10. С. 1186.
- 189. Марчук В. Н., Смирнов В. М., Юшкова О. В. и др. Длинноволновый планетный радар. Радиолокационное зондирование грунта Фобоса в проекте «Фобос-Грунт» // Астрономический вестник. 2010. Т. 44. № 5. С. 451.
- 190. Арманд Н. А., Андрианов В. А., Бреус Т. К. и др. Исследования Фобоса и Марса радиолокационными методами, методические вопросы. М.: Фобос, Научно-методические аспекты исследований. 1986. С. 327.
- 191. Маров М. Я. Физические свойства и модели комет // Астрономический вестник. 1994. Т. 28. № 4-5. С. 5.
- 192. Андрианов В. А., Кибардина И. Н., Кузьмин Р. О. Глубинные профили диэлектрической проницаемости криолитосферы Марса // Астрономический вестник. 1993. Т. 27. № 6. С. 3.
- 193. Мороз В. И. Физика планеты Марс. М.: Наука, 1978.
- 194. Жарков В. Н., Карамурзов Б. С. Модели, фигуры и гравитационные моменты спутников Юпитера Ио и Европы // Письма в астрономический журнал. 2006. Т. 32. № 7. С. 549.
- 195. Ржевский В. В., Шварев В. В., Силин А. А. и др. Исследование физических свойств грунта «Луны-20» и его земных аналогов // Космические исследования. 1976. Т. 14. № 2. С. 187.
- 196. Leonard J. Porcello, Rolando L. Jordan, Jerry S. Zelenka, et. al. The Appolo Lunar Sounder Radar System // Proceedings of the IEEE. 1974. V. 62. № 6.
- 197. Imamura T., Iwata T., Ymamoto Z. et al. Initial results of the lunar ionosphere observation with Selene radio science // Lunar and Planetary Science. 2008 V. 39. P. 1659.
- 198. Мороз В. И., Хантресс В. Т., Шевалев И. Л. Планетные экспедиции XX века // Космические исследования. 2002. Т. 40. № 5. С. 451.
- 199. Галимов Э. М. Перспективы планетоведения // Наука в России. 2004. № 6. С. 4.
- 200. Seu R., Biccari D., Orosei R. et al. SHARAD: The MRO 2005 shallow radar // Planet Space Sci. 2004. № 52. P. 157.
- 201. Carter L. M., Campbell B. A., Watters T. R. et al. Shallow radar (SHARAD) sounding observations of the Medusae Fossae Formation Mars. Icarus 199 (2009). P. 295.
- 202. New Frontiers in Solar System / Solar System Exploration Survey, National Research Council — National Academies Press, Washington, D. C. 2003.

- 203. Яковлев О. И., Матюгов С. С., Швачкин К. М. Параметры рассеянных радиоволн и характер лунной поверхности по данным спутника Луна-14 // Радиотех. и электрон. 1970. Т. 15. № 7. С. 1339.
- 204. Матюгов С. С., Яковлев О. И., Грицайчук Б. В. Энергетический спектр радиоволн, излучаемых спутником Луны, при отражении от лунной поверхности // Радиотех. и электрон. 1971. Т. 16. № 9. С. 1545.
- 205. Зайцев А. Л., Каевицер В. И., Кучерявенков А. И. и др. Бистатическая радиолокация Луны с применением модулированного сигнала // Радиотех. и электрон. 1977. Т. 22. № 10. С. 2097.
- 206. Павельев А. Г., Колосов М. А., Яковлев О. И. и др. Об исследовании Венеры методом бистатической радиолокации // Радиотех. и электрон. 1978. Т. 23. № 10. С. 2017.
- 207. Кучерявенков А. И., Милехин О. Е., Павельев А. Г., Яковлев О. И. Результаты исследования пяти районов Венеры методом бистатической радиолокации // Космич. исслед. 1984. Т. 22. № 6. С. 895.
- 208. Павельев А. Г., Яковлев О. И., Ржига О. Н. и др. Бистатическая радиолокация северной полярной области Венеры с помощью спутника Венера-15 // Космич. исслед. 1990. Т. 28. № 1. С. 125.
- 209. Tang C. H., Book T. I., Grossy M. D. Bistatic radar measurements of electrical properties of the martian surface // J. Geophys. Res. 1977. V. 82. № 28. P. 4305.
- 210. Simpson R. A., Tyler G. L. Viking bistatic radar experiments // Icarus. 1981. V. 46. P. 361.
- 211. Павельев А. Г., Кучерявенков А. И. Двухпозиционное радиозондирование планет // Итоги науки и техники. М.: Радиотехника. 1994. Т. 44. С. 81.
- 212. Рубашкин С. Г., Павельев А. Г., Яковлев О. И. Отражение радиоволн поверхностью океана при бистатической локации с использованием двух спутников // Радиотех. и электрон. 1993. Т. 38. № 1. С. 447.
- 213. Singh D., Dubey V. Microwave bistatic polarization measurement for retrieval of soil moisture using an incidence angle approach // J. Geophys. Res. 2007. V. 4. P. 75.
- 214. Carrison J., Katzberg S., Hill M. Effect of sea roughness on bistatically scattered rang coded signals from the GPS // Geophys. Res. Lett. 1998. V. 25. № 13. P. 2257.
- 215. Zavorotny V., Voronovich A. Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2000. V. 38. No 2. P. 951.
- 216. Garrison J., Komjathy A., Zavorotny V., Katzberg S. Wind speed measurements using forward scattered GPS signals // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2002. V. 40. № 1. P. 50.
- 217. Elfouhaily T., Thompson D., Linstrom L. Delay—Doppler analysis of bistatically reflected signals from the ocean surface // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2002. V. 40. № 3. P. 560.
- 218. Lowe S., Brecque J., Zuffada C., et al. First spaceborne observation of an earth reflected GPS signal // Radio sci. 2002. V. 37. № 1.
- 219. Gleason S., Hodgart S., Sun Y, et. al. Detection and processing of bistatically reflected GPS signals from low Earth orbit for the purpose of ocean remote sensing // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2005. V. 43. № 6. P. 1229.

- 220. Яценко В. С. Основы спутниковой навигации. М.: Телеком. 2005.
- 221. Cassola M., Baumgartner S., Krieger G., Moreira A. Bistatic Terra SAR XF SAR spaceborne — airborne experiment // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2010. V. 48. № 2. P. 781.
- 222. Walterscheid I., Espeter T., Brenner R., et al. Bistatic SAR experiments with PAMIR and TerraSAR X-setup, processing and image results // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2010. V. 48. № 8. P. 3268.
- 223. Simpson R. Spacecraft studies of planetary surfaces using bistatic radar // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 1993. V. 31. № 2. P. 465.
- 224. Martinsek D., Goldstein R., Bistatic radar experiment // Proc. EUSAR, Friedrichshafen, Germany, May 1998.
- 225. Sanz-Marcos J., Lopez-Dekker P., Mallorqui J. J., et al. SABRINA: A SAR bistatic receiver for interferometric applications, IEEE Geosci. Remote Sens. Lett. 2007. V. 4. № 2. P. 307.
- 226. Barmettler A., Zuberbühler L., Meier E., et al. Swiss Airborne Monostatic and Bistatic Dual-Pol SAR Experiment at the VHF-Band // Proc. EUSAR, Friedrichshafen, Germany. June 2008. P. 139.
- 227. Nies H., Loffeld O., Natroshvili K. Analysis and Focusing of Bistatic Airborne SAR Data // IEEE Trans. Geosci. Remote sensing. 2007. V. 45. P. 3342.
- 228. Walterscheid I., Brenner A., Ender J. Geometry and system aspects for a bistatic airborne SAR-experiment // Proc. EUSAR, Ulm, Germany. May 2004. P. 567.
- 229. Nies H., Loffeld O., Natroshvili K., Kalkuhl M. The Bistatic Aspect of the Tan-DEM-X Mission // IGARSS 2007, Barcelona, Spain, July 2007. P. 631
- 230. Krieger G., Moreira A., Fiedler H., et al. TanDEM-X: A Satellite Formation for High Resolution SAR Interferometry // IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing. 2007. V. 45. P. 3317
- 231. Pavelyev A. G., Zhang K., Matyugov S. S., et al. Analytical model of bistatic reflections and radio occultation signals // Radio Science. 2011. V. 46. RS1009, doi:10.1029/2010RS004434

Представляем Вам следующие книги:

RSS:ru URSS:ru URSS:ru URSS:ru

Оптика

- Аутиан С. Г. Введение в физическую оптику.
- ✓ Майкельсон А.А. Исследование по оптике,
- ✓Саржевский А. М. Онтика. Полный курс.
- «Майзель С. О. Трансформация лучистой энергии в сетчатке человеческого глаза.
- ✓ Майзель С. О. Основы учения о цветах.
- «Шепелев А. В. Оптика. Готовимся к экзаменам, зачетам, коллоквнумам.
- ✓Федоров Ф. И. Оптика анизотропных сред.
- «Ланов Е.А. Познание цвета: Равнозначность цвета в цифровых системах.
- УШутов А. М. Методы оптической астроиоляриметрии.
- √Гончаренко А. М., Карпенко В. А. Основы теории оштических волноводов.
- УРусинов М. М. и др. Вычислительная оптика: Справочник.
- ✓ Русинов М. М. Техническая оптика.
- ✓ Русинов М. М. Несферические поверхности в оптике: Расчет, изготовление и контроль.
- ✓ Тарасов Л. В. Физика лазера.
- ✓ Тарасов Л. В. Четырнадцать лекций о лазерах.
- Гарасов Л. В. Физические основы квантовой электроники: Онтический диацазон.

<u>Электродинамика</u>

- УЭйхенвальд А.А. Теоретическая физика: Электромагнитное воле.
- √Силин В. П., Рухадзе А. А. Электромагнитные свойства плазмы и плазмоподобных сред.
- «Сачков И. Н. Электромагнетизм: Эффекты, история, парадигма.
- «Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радноволи.
- «Дорфман Я. Г. Магнитные свойства и строение вещества.
- у Френкель Я. И. Теорня явлений атмосферного электричества.
- «Квасников И.А. Введение в теорию электропроводности и сверхпроводимости.
- Зайцев Р. О. Днаграммные методы в теории сверхпроводимости и ферромагнетизма.
- «Самойлович А. Г. Термоэлектрические и термомагнитные методы превращения энергии.
- Гоклонский Н.А., Вырко С.А., Поденок С. Л. Статистическая физика полупроводников.
- *√Бочкарев Н. Г.* Магнитные поля в космосе.
- «Бардзокас Д. И. и др. Распространение воли в электромагнитоупругих средах.
- ✓ Баскаков С. И. Электродинамика и распространение радноволи.

Учебники и задачники по физике

- Учерняев А. П. Лекции по физике: Курс физики для медиков.
- ✓ Воронов В. К., Подоплелов А. В. Физика на переломе тысячелетий: Физика самоорганизующихся и уворядоченных систем. Новые объекты атомной и ядерной физики. Квантовая информация. Новейшие открытия в физике органического мира. ✓ Воронов В. К., Подоплелов А. В. Физика на переломе тысячелетий:

RSS:ru URSS:ru URSS:ru

- Конденсированное состояние.
- ✓ Кириллов В. М. и др. Решение задач по физике.



RSS FU

rss: ru

UK55.FU	URSS: NUMER URSS: NUMESSER
Представ	аляем Вам следующие книги:
продена	
Серия «НАУКУ	— ВСЕМ! Шедевры научно-популярной литературы»
✓ Перельман М. Е.	А почему это так? Физика вокруг нас.
✓ Перельман М. Е.	А почему это так? Физика в гостях у других маук.
√Фрова А. Почему	у происходит то, что происходит: Окружающий мир URSS
глазами ученого.	A ROBOLEV MINE AND A ROBOLEV A ARABAY
· Jac O. HUYCMY B	нотому. 5 черник физики в вопросах и ответах.
« Tupmmun 5. Jame « Tupmun B U Dum	лательная умянка, пли чизнка во время протулья. Населна парахочень софизики и запиматальные заласи. В 2 ил
Ланге В. П. Физи	лческие нарадокси, софизми и занимательние задачи. D 2 кп. Инастика листел и изброления в воменный обстеновка
V Juncos IO I Pa	аческие опити и насождения в дожанноя остановке. Ссизаці о фотоснитезе
Закгейм А Ю С	истемность — симметния — эколюция в физике, химии, био вогич
Точидловский И.	Я. Что можно в школе сделать и показать по физике.
<i>- Ушаков И.А.</i> Ис	тория науки сквозь призму озарений. В 8 кн.
Кн. 1. Пути позн	нания Вселенной.
Кн. 2. Сначала ()ыло число
кн. э. колдовст Кн. 4. От арифи	во гоомстрии. Істики до аптебры: Тайнственная страна Аль-Лжебр
Кн. 5. Вероятно	сть и статистика: Этот случайный, случайный, случайный мир
Кн. 6. От счетни	ах машин до ЭВМ: Как люди научили машины «думать».
Кн. 7. Покорени	е океана и неба: Икары и Ихтиандры.
Кн. 8. Покорени	е космоса: Небо без границ.
✓ Иванов Б. Н. Зап	(оны физики.
✓ //60/06 D. H. NIK 10 ФИЗИКИ КОСИС	ір физической гидродинамний: От проблем туроулентности
Куликовский П	ља. Г. Спревланик побите са астрономан
Гаков Л. Л., Печ	ейкина Ю.А. Парадоксальный мир невозможных фигур
H OITHNECKRX BL	люзнй.
✓ Попков В. И. Фи	ізнка н ее параднімы в датах н цитатах.
✓ Конобеев Ю. В. и	<i>и др.</i> (ред.) Физики продолжают шугить.
√Горобец Б.С. Со	етские физики шутят Хотя бывало не до шуток.
	Наши книги можно приобрести в магазинах:
	HAVIN - RIFMIN (H RANKEMANNA Havenandi me.v 56 Ter (408) 794.9846)
	«Библие-Глебис» (н. Либлица, ил. Мяснанцая, Б. Тел. (495) 625-2457)
Ten./danc:	«Московский ден инги» (н. Арбатская, ул. Невый Авбат. В. Тел. (455) 283-8242)
+7 (499) 724-25-45	«Молодая гвардия» (н. Полянка, ул. 5. Полянка, 28. Тел. (495) 238-5001,
(Imeresanantiti)	(495) 780-3370)
	«Дон научно-технической иниги» (Ленниский пр-т, 40. Тел. (495) 137-6019)
E-mail:	«дон линги на ладожскоя» (и. Бауманская, ул. Ладожская, б. стр. 1. Тол. (405) 267-0302)
	«Cont-Retention the second m. 28, Ten. (812) 448-2355)
nu p://ut/25,ru	«Княшный бро» (г. Кнез, шижный рынон «Петронка», ряд 62, несто 8
	(яанальон «Акаденікнига»). Тел. +38 (067) 273-5010)
	Сеть нагазника «Дом книги» (г. Екатеринбург, ул. Антона Валена, 12.
-	Ten (343) 793-5(11)

Уважаемые читатели! Уважаемые авторы!

Наше издательство специализируется на выпуске научной и учебной литературы, в том числе монографий, журналов, трудов ученых Российской академии наук, научно-исследовательских институтов и учебных заведений. Мы предлагаем авторам свои услуги на выгодных экономических условиях. При этом мы берем на себя всю работу по подготовке издания — от набора, редактирования и верстки до тиражирования и распространения.



Среди вышедших и готовящихся к изданию книг мы предлагаем Вам следующие:

- «Яковлев О. И., Якубов В. П., Урядов В. П., Павельев А. Г. Распространение радноволн.
- «Яковлев О. И., Павельев А. Г., Матюгов С. С. Спутниковый мониторииг Земли: Радиозатменный мониторииг атмосферы и ионосферы.
- Лрин Б. Скрытая реальность: Параллельные миры и глубинные законы Космоса.
- Грин Б. Элегантная Вселенная. Суперструны, скрытые размерности и понски окончательной теории.
- √Грин Б. Ткань космоса: Пространство, время в текстура реальности.
- УРэндала Л. Закрученные пассажи: Проинкая в тайны скрытых размерностей пространства.
- Локровский В. В. Космос, Вселенная, теория всего вочти без формул, или Как дошли до теории суперструи.
- Перельман М. Е. Наблюдения и озарения, или Как физики выявляют законы природы. В 2 кн.
- Леибах Б. Начальный курс теории струн.
- ✓ Вайнберг С. Мечты об окончательной теорин: Физика в ноисках самых фундаментальных законов природы.
- Пенроуз Р. Новый ум короля. О компьютерах, мышлении и законах физики.
- ✓ Воронов В. К., Подоплелов А. В., Сагдеев Р. З. Физика на нереломе тысячелетий. В 3 кн. Кн. 1. Физика самоорганизующихся и упорядоченных систем. Новые объекты атомной и ядерной физики. Квантовая информация. Новейшие открытия в физике органического мира.
- Кн. 2. Конденсированное состояние.
- Кн. 3. Физические основы нанотехнологий.
- √Фейнман Р. Фейнмановские лекции по физике. Тома 1-9; задачники.
- √Бисноватый-Коган Г.С. Релятнынстская астрофизика и физическая космология.
- ✓ Хван М. П. Неистовая Вселенная: от Большого взрыва до ускоренного расширения, от кварков до суперструн.
- ✓ Byrd Gene G., Chernin Arthur D., Valtonen Mauri J. Cosmology: Foundations and Frontiers.

S.ru URSS.ru URSS.ru URSS.ru

По всем вопросам Вы можете обратиться к нам: mea. +7 (499) 724-25-45 (многоканальный) или электронной почтой URSS@URSS.ru Полный каталог изданий представлен в интернет-магазине: http://URSS.ru

Научная и учебная литература

Александр Иванович ЗАХАРОВ

Кандидат технических наук, лауреат Государственной премии СССР.

Олег Изосимович ЯКОВЛЕВ

Профессор, академик Международной академии астронавтики, лауреат двух Государственных премий СССР.

Владимир Михайлович СМИРНОВ

Доктор физико-матемитических наук.

