

Волосюк В.К.  
Кравченко В.Ф.

**Статистическая  
теория  
радиотехнических  
систем  
дистанционного  
зондирования и  
радиолокации**



МОСКВА  
ФИЗМАТЛИТ ®

УДК 517.95; 530.1

ББК 22.311

В 68

Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. **Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации** / Под ред. В.Ф. Кравченко. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. — 704 с. — ISBN 978-5-9221-0895-9.

Рассмотрены основные характеристики рассеянного и собственного радиотеплового излучения природных сред. Дан анализ электродинамических моделей различных поверхностей Земли и окружающей атмосферы. Разработаны модели радиотехнических сигналов и их статистических характеристик в области регистрации антенными системами.

Изложены основы теории оптимальной пространственно-временной обработки рассеянных полей и полей собственного радиотеплового излучения. Сформулированы принципы построения и алгоритмического обеспечения современных активных, пассивных и комплексных активно-пассивных радиотехнических систем дистанционного зондирования, а также интерпретации получаемых с их помощью экспериментальных данных.

Приведены алгоритмы оптимальных и квазиоптимальных измерений электрофизических параметров поверхностей и атмосферы при активном, пассивном и комплексном активно-пассивном дистанционном зондировании. Даны алгоритмы оценки предельных погрешностей измерений этих параметров.

Представлены решения ряда задач картографирования и селекции целей с использованием классического и модифицированного методов синтеза апертуры антенны. Рассмотрены особенности применения атомарных функций и весовых окон Кравченко–Рвачева при обработке изображений.

Для научных работников, инженеров, аспирантов и студентов старших курсов, занимающихся задачами дистанционного зондирования и радиолокации.

Рецензенты:

академик РАН В. И. Пустовойт,

доктор физико-математических наук, профессор А. И. Козлов,

доктор физико-математических наук, профессор О. С. Литвинов

© ФИЗМАТЛИТ, 2008

ISBN 978-5-9221-0895-9

© В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, 2008

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	9
<b>Глава 1. Модели полей рассеяния и собственного радиотеплового излучения природных сред</b> .....	<b>15</b>
1.1. Интерпретационные задачи дистанционного зондирования. Значение моделей .....	16
1.2. Исходные соотношения .....	22
1.3. Электрофизические и диэлектрические характеристики подповерхностных сред .....	38
1.4. Электродинамическая модель плоской поверхности .....	40
1.5. Электродинамические модели слоистых земных покровов с плоскими границами .....	42
1.6. Электродинамические модели сред с полиномиальными и экспоненциальными законами изменения диэлектрической проницаемости .....	43
1.7. Электродинамическая модель плоской поверхности раздела со случайно-неоднородным изменением показателя преломления подповерхностной среды .....	45
1.8. Модель мелкомасштабной поверхности .....	50
1.9. Модели слоистых сред с шероховатыми границами .....	60
1.10. Модель крупномасштабной поверхности (приближение Кирхгофа) .....	63
1.11. Комбинированные модели .....	70
1.12. Модели полей, рассеянных на поверхностях, представляемых в виде совокупностей элементарных отражателей .....	75
1.13. Другие модели .....	78
1.14. Регрессионные (эмпирические) модели связи характеристик отраженных сигналов с параметрами поверхности .....	81
1.15. Анализ поля теплового излучения системы атмосфера – подстилающая поверхность. Учет атмосферы .....	89
1.16. Регрессионные модели связи характеристик радиотеплового излучения с параметрами поверхности .....	94
1.17. Модели пространственно-временных сигналов рассеянного и собственного излучения поверхностей .....	101
1.17.1. Спектральные преобразования широкополосных полей, их корреляционных функций и функций взаимной когерентности .....	101

1.17.2. Модели принимаемых сигналов при активном дистанционном зондировании .....	113
1.17.3. Модели сигналов при пассивном дистанционном зондировании .....	121
<b>Глава 2. Основные положения теории оптимальной пространственно-временной обработки радиотехнических сигналов .....</b>	<b>124</b>
2.1. Постановка задач оптимизации радиосистем .....	124
2.2. Конструирование функционалов плотностей вероятностей .....	129
2.2.1. Уравнение наблюдения. Функция правдоподобия для функционально-детерминированных моделей сигналов ...	130
2.2.2. Варианты представления уравнений наблюдения и функций правдоподобия для функционально-детерминированных моделей сигналов .....	135
2.2.3. Функционалы правдоподобия для моделей сигналов со случайными несущественными параметрами .....	146
2.2.4. Функционалы правдоподобия для стохастических моделей принимаемых сигналов .....	151
2.2.5. Метод комплексных огибающих .....	156
2.2.6. Сигнальные функции и функции неопределенности .....	160
2.2.7. Качество оценок параметров сигналов. Предельные погрешности .....	166
2.3. Перечень оптимизационных задач, решаемых в статистической теории радиосистем .....	172
2.3.1. Задачи обнаружения, различения и оценок постоянных значений параметров сигналов .....	172
2.3.2. Задачи распознавания образов и интерпретации экспериментальных данных .....	173
2.3.3. Задачи оценок процессов (задачи фильтрации) .....	174
2.3.4. Задачи комплексирования измерений .....	184
<b>Глава 3. Оптимизация радиотехнических измерений электрофизических параметров и статистических характеристик природных сред при активном дистанционном зондировании .....</b>	<b>191</b>
3.1. Оптимизация оценок параметров поверхностей при функционально-детерминированных моделях принимаемых сигналов .....	192
3.1.1. Алгоритмы оптимальных оценок .....	192
3.1.2. Расчеты предельных погрешностей оценок параметров поверхностей .....	198
3.1.3. Методика статистического моделирования .....	215

3.2. Статистические оценки параметров электродинамических моделей поверхностей при флуктуациях несущественных параметров принимаемых сигналов.....	222
3.2.1. Оценка параметров электродинамических моделей поверхностей при случайной фазе радиосигнала.....	224
3.2.2. Оценка параметров электродинамических моделей при случайной амплитуде и случайной фазе принимаемого сигнала.....	234
3.2.3. Оптимальная оценка эффективного сечения рассеяния (удельной ЭПР).....	238
3.2.4. Совместные оценки электрофизических параметров поверхности и ее статистических характеристик.....	241
3.2.5. Статистическое моделирование алгоритмов оценок параметров поверхностей при случайных амплитудах и фазах принимаемых сигналов.....	247
3.3. Оценка параметров поверхности по данным приема сигналов двух поляризаций с синхронными флуктуациями амплитуды и фазы.....	250
3.4. Оценки параметров стохастических электродинамических моделей поверхностей. Комплексование измерительных данных...	264
3.4.1. Оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы.....	264
3.4.2. Расчет предельных погрешностей оценок параметров стохастических электродинамических моделей.....	273
3.5. Оптимизация оценок пространственно-распределенных параметров поверхностей при их картографировании активными РЛС..	284
3.5.1. Голографическая система радиовидения.....	286
3.5.2. РЛС бокового обзора с синтезированной апертурой (РСА)	289
3.5.3. Расчет погрешностей.....	293
3.5.4. МАВ оценки.....	294
3.6. Синтез оптимальных алгоритмов оценок пространственно-распределенных электрофизических параметров и статистических характеристик поверхностей в скаттерометрических РЛС..	296
3.6.1. Исходные данные и алгоритмы максимального правдоподобия.....	297
3.6.2. Предельные погрешности измерений.....	302
3.6.3. Учет априорных сведений.....	303
3.7. Задача фильтрации наклонов $\Delta\theta_i(\mathbf{r})$ двухмасштабной поверхности.....	309
<b>Глава 4. Оптимизация оценок электрофизических параметров земных покровов по данным регистрации их собственного радиотеплового излучения.....</b>	<b>313</b>
4.1. Пассивные системы дистанционного зондирования.....	313
4.1.1. Особенности обработки сигналов радиотеплового излучения.....	314

4.1.2. Преобразование полей, их корреляционных функций и комплексных функций взаимной когерентности в спектральные характеристики протяженных источников широкополосного и сверхширокополосного излучения .....	322
4.1.3. Модели уравнений наблюдения и их статистические характеристики .....	330
4.1.4. Модель уравнения наблюдения при приеме радиотеплового излучения одиночной антенной .....	332
4.2. Оптимальные оценки постоянных значений электрофизических параметров и статических характеристик поверхностей в радиометрических системах стационарного типа .....	334
4.2.1. Оптимальные оценки параметров и статических характеристик поверхностей в радиометрах с одиночными антеннами .....	334
4.2.2. Расчет предельных погрешностей измерений в радиометрах с одиночными антеннами .....	342
4.3. Оптимизация оценок параметров поверхностей по данным приема собственного радиотеплового излучения в движущихся и сканирующих радиометрических системах .....	359
4.3.1. Синтез оптимальных алгоритмов и их исследование .....	360
4.3.2. Расчет ошибок фильтрации параметров излучающей поверхности .....	372
4.3.3. Ошибки фильтрации по методу максимального правдоподобия при наличии априорных сведений .....	373
4.3.4. Оценки МАВ. Комплексование измерителей радиометрических изображений поверхности .....	378
4.3.5. Вторичная обработка и квазиоптимальное комплексование радиометрических данных .....	383
4.3.6. Оптимальные оценки постоянных параметров в движущихся и сканирующих системах .....	386
4.4. Оптимальные оценки пространственно-распределенных параметров протяженных источников собственного радиотеплового излучения в широкополосных и сверхширокополосных системах апертурного синтеза .....	388
4.4.1. Решение уравнений правдоподобия. Структура многоканальной радиометрической системы .....	389
4.4.2. Особенности использования функций когерентности .....	399
4.4.3. Расчет предельных погрешностей оценок параметров .....	402

<b>Глава 5. Комплексирование активных и пассивных радиолокационных систем дистанционного зондирования</b> . . . . .	407
5.1. Оценка корреляционной связи отраженных сигналов и сигналов собственного излучения статистически неровных поверхностей раздела . . . . .	407
5.1.1. Коэффициент отражения и радиояркая температура при фиксированном состоянии поверхности . . . . .	409
5.1.2. Коэффициент корреляции условных средних $\langle K_{ml}   \lambda \rangle$ и $\langle T_{yl}   \lambda \rangle$ . . . . .	414
5.1.3. Расчет коэффициентов корреляции для модели двухмаштабной поверхности . . . . .	415
5.1.4. Коэффициенты корреляции при феноменологическом описании поверхностей . . . . .	421
5.2. Синтез оптимальных алгоритмов комплексной обработки полей рассеянного и собственного радиотеплового излучения поверхностей . . . . .	424
5.2.1. Комплексование при оценках постоянных параметров $\lambda$ . . . . .	424
5.2.2. Комплексование при оценках пространственно-распределенных параметров . . . . .	446
5.3. Особенности реализации некоторых методов совмещенных активно-пассивных измерений электрофизических параметров поверхностей . . . . .	451
<b>Глава 6. Синтез апертуры в задачах дистанционного зондирования и радиолокации</b> . . . . .	459
6.1. Модифицированный метод синтезирования апертуры . . . . .	460
6.1.1. Особенности восстановления удельной ЭПР как функции пространственных координат подстилающей поверхности . . . . .	460
6.1.2. Качественные показатели алгоритмов формирования и цифровой обработки первичных радиолокационных изображений в обзорных РЛС И РСА . . . . .	474
6.1.3. Сравнение алгоритмов вторичной обработки радиолокационных изображений . . . . .	482
6.2. Пространственно-временная обработка сигналов в многолучевых РСА с картографированием подповерхностных слоев почв . . . . .	497
6.2.1. Обработка сигналов при картографировании с возможностью селекции как верхнего покрова среды, так и ее подповерхностных слоев . . . . .	498
6.2.2. Оптимизация пространственно-временной обработки сигналов при подповерхностном картографировании на фоне мешающих отражений от верхней границы раздела сред . . . . .	508
6.3. Оптимизация пространственно-временной обработки сигналов, отраженных от движущихся воздушных целей, на фоне земной поверхности с учетом синтезирования апертуры . . . . .	523
6.3.1. Общее решение оптимизационной задачи . . . . .	523
6.3.2. Синтезирование апертуры по подвижным целям . . . . .	535

---

6.4. Продольный синтез апертуры в задачах оптимальной обработки сигналов .....	554
6.4.1. Обработка выходных сигналов одиночных антенн. Случай движущейся изотропной антенны .....	555
6.4.2. Продольный синтез апертуры в суммарно-разностных следящих системах .....	573
6.5. Оптимизация пространственно-временной обработки сигналов в когерентных многолучевых РЛС при картографировании высоты рельефа .....	592
6.5.1. Решение оптимизационной задачи .....	594
6.5.2. Пример практической реализации когерентно-импульсной многолучевой РСА .....	602
6.5.3. Многолучевая РСА с многочастотным сигналом .....	604
6.5.4. Особенности пространственно-временной обработки сигналов в интерферометрических системах .....	606
6.6. Весовые функции (окна) Кравченко и Кравченко–Рвачева в обработке радиолокационных изображений поверхностей и подповерхностных сред .....	613
6.6.1. Атомарные функции .....	613
6.6.2. Весовые функции Кравченко–Рвачева в задачах построения радиолокационных изображений при синтезировании апертуры .....	616
6.6.3. Оценка коэффициента контраста наблюдаемости воздушных целей и подповерхностных объектов на фоне земной поверхности .....	634
6.6.4. Весовые функции (окна) Кравченко и Кравченко–Рвачева в задачах селекции изображений подповерхностных слоев в многолучевых РСА .....	651
Литература .....	666



## ВВЕДЕНИЕ

Одним из стратегических направлений в развитии народно-хозяйственных комплексов многих стран являются космические исследования Земли, околоземного пространства, а также планет Солнечной системы. В частности, приоритетным направлением является создание самолетных и спутниковых радиотехнических средств дистанционного зондирования (ДЗ).

Так в последнее время все большее внимание уделяется применению радиотехнических средств аэрокосмического базирования для решения задач мониторинга окружающей среды и ее экологической защиты, а именно: разработки средств контроля состояния поверхности Земли и ее атмосферы, степени их загрязненности, а также оценок параметров и статистических характеристик, разработки средств сбора и передачи информации об экологическом состоянии морей, океанов, сельскохозяйственных угодий, ледовых покровов Арктики и Антарктики.

В связи с чрезвычайной важностью решения этих задач на современном этапе развития общества принципы построения таких радиотехнических средств и их функционирования все более широко входят в практику и требуют от специалистов новых методов математического моделирования протекающих в них физических процессов.

Об актуальности и важности решения этих задач свидетельствуют: исследования и запуски ИСЗ по программам “Океан” и “Сич” (Россия, Украина); проект “Природа”; результаты советско-американского эксперимента “Беринг”; исследования поверхности океана и динамики его взаимодействия с атмосферой по программе “Разрезы” (СССР); космическая система исследования Земли “Ресурс-01” (Россия); международная программа “Эквалант”; исследования, выполненные серией ИСЗ “Метеор” и “Космос”, станциями “Салют” и “Мир”; создание метеорологической системы на базе полярно-орбитальных космических аппаратов серии NOAA; системы геостационарных аппаратов GOES (Geostationary Operational Environmental Satellite); работы по программе EOS (Earth Observing System); исследования, выполненные системами ИСЗ “Тайрос” (США — Television Infra-Red Orbital Satellite), “Нимбус” (США), “Сисат” (США — Sea Satellite), “Лендсат” (США — Land Satellite), “Радарсат” (Канада-Radar Satellite), “Метеосат” (Европейское космическое агентство ESA — Meteorological Satellite), ERS (ESA — European Remote Sensing Satellite), “Инсат” (Индия — Indian Satellite), “Бхаскара” (Индия), космическими лабораториями “Скайлэб” и “Спейслэб”, многоразовыми транспортными

кораблями (МТТК) по программе “Спейс шаттл”, системами SPOT, TOPEX/POSEIDON, ENVISAT, METOP, MOS и др. [5]. а также различными автоматическими межпланетными станциями (АМС), предназначенными для исследований поверхности Луны, Венеры, Марса, его спутника Фобоса и др., снабженными различной фотографической многозональной оптико-электронной, а также микроволновой радиолокационной активной и пассивной аппаратурой. Использование последних имеет ряд преимуществ, связанных с возможностью зондирования поверхностей сквозь облака в сложных метеорологических условиях.

В частности, многоканальной радиометрической аппаратурой приема собственного излучения в микроволновом (СВЧ) диапазоне были оснащены ИСЗ “Космос-243” (1968), “Космос-384” (1978), “Космос-1500” (1983), “Океан” (1988–1994), “Нимбус-5” (1972), “Нимбус-5” (1975), “Бхаскара-1” (1979), “Бхаскара-2” (1981), “Сисат-А” (1978), МОС-1 (Япония — Marine Observation Satellite) (1978), ERS (1991–1995).

Активные РЛС (РЛС БО, РСА, скаттерометры) были установлены на ИСЗ “Космос-1500”, “Океан”(РЛС БО) “Сич”, “Алмаз-1” (РСА “Экор-А”, 1991), “Сисат-А” (РЛС БО, скаттерометр), “Скайлэб” (скаттерометр), “Аполлон-17” (РСА), МТТК “Спейс шаттл” (РСА SIR-A и SIR-B — Shuttle Imaging Radar), “Радарсат”(РСА, 1995), ERS-1, 2 (РСА, скаттерометр, 1991–1995), Envisat-1 (РСА, 1998), Metop-1 (РСА, 2001) и др.

В последние годы большое внимание уделяется проектам по созданию систем дистанционного зондирования на основе использования малых космических аппаратов [5] и микроспутников.

Естественно, что многочисленные исследования рассеивающих свойств и радиотеплового излучения земных покровов, а также конкретные практические задачи, важные для народного хозяйства, выполняются не только спутниковыми, но и различными самолетными комплексами. При этом следует отметить результаты исследований, полученные с помощью самолетных комплексов-лабораторий дистанционного зондирования ИКИ АН СССР, ИРЭ РАН (г. Москва), Главной геофизической обсерватории (ГГО) им. А.И. Воейкова, Арктического и Антарктического научно-исследовательского института (ААНИИ) (Санкт-Петербург), многоцелевого функционального самолетного комплекса радиотехнических средств дистанционного зондирования “Марс” (РБО-0,8, РБО-3, РСА-180) ИРЭ НАН Украины (г. Харьков) и др. [5, 14, 170, 184, 186, 248, 251].

Решение поставленных на современном этапе проблем потребовало разработки новых математических моделей и алгоритмов пространственно-временной обработки траекторных сигналов, а также совершенствования современных РСА и радиометров.

Отметим, что в конце 90-х годов началась разработка РСА нового поколения. Эти РСА по техническим параметрам значительно лучше своих предшественников. Они имеют высокое разрешение (единицы

метров), и используют платформы малого и среднего классов (масса 700...1500 кг). Спутники предполагается оснастить активными ФАР с двумерным электронным сканированием или параболическими управляемыми антеннами. Перспективные РСА смогут обеспечить съемку с высоким разрешением в телескопическом и стереополосовом режимах, используя кроме традиционных режимов работы азимутальное сканирование луча. Многофункциональные РСА будут работать в одно- и двухчастотных диапазонах с несколькими поляриметрическими каналами. Обычно используются С- или Х-диапазоны для достижения высокого разрешения. Дополнительным режимом работы РСА является селекция движущихся целей и интерферометрическая съемка. При этом размер снимаемого участка местности может меняться от 2...5 до 300...500 км, а разрешающая способность от единиц до 100...150 м. Применение широкополосных сигналов может дать сверхразрешение до 0,3 м.

Проектируются разворачиваемые в Космосе надувные панели солнечных батарей и антенны РСА с низким удельным весом, а соответственно меньшими массой платформы и РСА. Специалисты разрабатывают двухантенные системы для обеспечения высокоточных однопроходных интерферометрических съемок. Эти системы впервые испытаны на комплексе STR-C/X-SAR в 2000 г. во время полета КК Shuttle. Скорость передачи данных возрастает до 300...6000 Мбит/с. Основной чертой РСА нового поколения является достижение высоких технических характеристик при небольших финансовых затратах. К таким системам следует отнести КА с РСА Discoverer-2, Radar-1, Light SAR (США), Radar-2 (Канада), Terra SAR (Германия, Великобритания), МКА НПО машиностроения (Россия) и КА видимой разведки УНО (Япония).

Повышение информативности РСА происходит сразу по нескольким направлениям:

- 1) Создание средств радиолокационного наблюдения высокого и сверхвысокого разрешения до 0,1 м. Реализация этого направления (одного из основных) осуществляется на протяжении последних лет с применением различных методов, которые позволяют обеспечить расширение спектра зондирующего сигнала и совершенствование процедуры синтезирования апертуры антенны РЛС.

- 2) Разработка и практическая отработка методов радиолокационного наблюдения на больших площадях движущихся наземных объектов;

- 3) Обеспечение формирования изображений движущихся объектов, не уступающих по контрастности изображениям стационарных объектов.

- 4) Обеспечение одновременного формирования радиолокационного изображения местности с неподвижными и движущимися объектами. Реализация такой проблемы возможна с учетом общих физических

процессов синтезирования радиолокационных изображений и формирования отметок от движущихся целей, в основе которых лежит когерентное накопление траекторных сигналов на определенном временном интервале.

5) Улучшение обнаружительных свойств радиолокационной аппаратуры, работающей в режиме МТИ (Moving Target Indication), в отношении расширения диапазона скоростей движущихся объектов и снижения их предельно обнаруживаемой яркости.

Постоянно повышающиеся требования к точности измерений и достоверности интерпретации полученных данных диктуют необходимость поиска новых методов и решений, позволяющих повысить эффективность и результативность проводимых исследований.

Несмотря на то, что в области теории и практики дистанционного зондирования достигнуты весьма значительные результаты, все большую актуальность приобретают проблемы, связанные с разработкой новых методов и алгоритмов оценок параметров и статистических характеристик поверхностей и окружающей атмосферы, проблемы, связанные с разработкой высокоточных структур с высоким разрешением измерительных активных, пассивных и комплексных активно-пассивных систем с расширенными функциональными возможностями для решения многопараметрических задач, проблемы планирования экспериментов и выбора таких условий их проведения, которые смогут обеспечить минимальные или заданные погрешности измерений и достоверность интерпретации полученных данных.

Большинство существующих методов и средств дистанционных оценок параметров природных сред основано на вторичной обработке и интерпретации радиометрических и скаттерометрических измерений, и в них практически не затрагиваются вопросы сквозной оптимизации пространственно-временной обработки полей, начиная с момента их регистрации. Поэтому практически отсутствуют или выпадают из поля зрения многие особенности по выполнению необходимых действий над принятыми полями, которые позволяют в конечном итоге достичь высокой точности и разрешающей способности.

Отличительной особенностью данной книги является то, что в ней основное внимание уделено оптимизации сквозной обработки сигналов в активных, пассивных и комплексных активно-пассивных радиотехнических системах дистанционного зондирования, начиная от обработки исходных зарегистрированных полей, до получения окончательных оценок параметров и статистических характеристик природных сред с использованием моделей данных в виде исходных уравнений наблюдения как простых, так и сложных сигналов, в которых отражены (“вплетены”) соответствующие электродинамические или регрессионные модели рассеяния и радиотеплового излучения. При этом выполнены исследования и сформулированы рекомендации по обеспечению минимальных погрешностей измерений и по корректному разбиению

алгоритмов сквозной обработки сигналов на этапы первичной и вторичной обработки.

Книга состоит из шести глав. В первой главе рассмотрены основные характеристики рассеянного и собственного радиотеплового излучения природных сред, дан анализ различных электродинамических и регрессионных моделей поверхностей и окружающей атмосферы, представлены модели радиотехнических сигналов и их статистические характеристики в области регистрации антенными системами (уравнения наблюдения), необходимые для решения оптимизационных задач обработки сигналов при активном и пассивном радиолокационном зондировании природных сред. Предложены новые пространственно-временные преобразования,  $V_F$ ,  $V_F^{-1}$ ,  $V_{FL}$ ,  $V_{FL}^{-1}$ ,  $V_{\Phi 1}$ ,  $V_{\Phi 1}^{-1}$ ,  $V_{\Phi 2}$ ,  $V_{\Phi 2}^{-1}$ ,  $V_{\Phi L}$ ,  $V_{\Phi L}^{-1}$ , являющиеся обобщением преобразований Фурье, Френеля и Лапласа, применимые для работы с широкополосными и сверхширокополосными полями.

Во второй главе представлены основы теории оптимизации обработки сигналов в радиотехнических системах. Основное внимание уделено конструированию функционалов плотностей вероятностей и методам расчета потенциальных точностей оценок параметров сигналов.

Обсуждены типовые задачи оптимизации временной и пространственно-временной обработки сигналов, решаемые статистической теорией радиотехнических систем и, в частности, задачи оптимальной интерпретации данных дистанционного зондирования.

В третьей главе применительно к решению обратных задач активного дистанционного зондирования изложены методы, алгоритмы и структурные схемы систем оптимальных оценок параметров функционально-детерминированных моделей поверхностей, параметров и статистических характеристик моделей, характеризующихся наличием случайных несущественных параметров, а также параметров и статистических характеристик стохастических электродинамических и регрессионных моделей поверхностей. Представлены методы и алгоритмы оценок как постоянных параметров и статистических характеристик на исследуемой площади, так и пространственно-распределенных, являющихся функциями координат подстилающей поверхности как в стационарных, так и в движущихся РЛС бокового обзора, скаттерометрах и РСА. Анализируются предельные погрешности этих оценок в широком диапазоне условий проведения экспериментов, рассмотрена методика статистического моделирования предложенных алгоритмов и их аттестации.

В четвертой главе представлены решения задач оптимальной и квазиоптимальной обработки сигналов в стационарных радиометрических системах (неподвижных относительно поверхности Земли), в движущихся и сканирующих радиометрах, а также в широкополосных системах апертурного синтеза. Исследовано поведение предельных погрешностей оценок электрофизических параметров и статистических

характеристик природных сред в зависимости от условий проведения дистанционных измерений: углов визирования, поляризации, диапазонов частот и др.

В пятой главе представлена методика определения статистической связи коэффициентов рассеяния и радиояркостных температур поверхностей. Рассмотрены вопросы совместной оптимальной обработки рассеянных полей и полей собственного радиотеплового излучения в комплексных активно-пассивных системах дистанционного зондирования.

Шестая глава посвящена применению метода синтезирования апертуры в различных задачах дистанционного зондирования и радиолокации. Предложен модифицированный метод синтезирования апертуры, основанный на декорреляции принимаемых сигналов. Представлены решения задач подповерхностного картографирования для сред с высокой разрешающей способностью, задач синтеза апертуры применительно к селекции движущихся объектов на фоне отражений от земной поверхности, задач продольного синтеза, а также задач картографирования высот рельефа поверхностей.

## ГЛАВА 1

# МОДЕЛИ ПОЛЕЙ РАССЕЯНИЯ И СОБСТВЕННОГО РАДИОТЕПЛОвого ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИРОДНЫХ СРЕД

Эти модели, которые в дальнейшем будем просто называть электродинамическими или регрессионными (эмпирическими) моделями поверхностей, подповерхностных сред, атмосферы, слоистых покровов и др., являются исходной априорной информацией, дающей аналитическое описание принимаемых полей или их статистических характеристик и определяющей связь регистрируемых амплитуд или мощностей сигналов с электрофизическими, геометрическими и статистическими параметрами природных объектов дистанционного зондирования [1–4, 13–18, 27, 168, 185, 187, 196, 251].

Определение модели поля, рассеянного или излученного средой, и его статистического описания — наиболее сложный и ответственный этап при решении задач интерпретации [171]. Получить модели, которые давали бы полностью адекватное аналитическое описание большинства разновидностей реальных поверхностей и земных покровов практически невозможно. Это связано с большой сложностью решения электродинамических задач дифракции как при регулярных, так и при случайно-распределенных граничных условиях. Экспериментальные разработки моделей затруднены в связи со сложностью целенаправленного изменения электрофизических характеристик и геометрии рельефа реальных поверхностей.

Однако, как показывают многочисленные исследования [12, 13, 26, 29, 180, 214, 223, 224, 306, 313, 319, 326, 332], учет даже простейших зависимостей принимаемых полей или их статистических характеристик от структуры поверхности и ее электрофизических параметров приносит много дополнительной информации и дает возможность путем регистрации радиолокационных и радиотепловых полей различных поляризаций получать сведения о диэлектрической проницаемости, проводимости, геометрических характеристиках поверхности, которые, в свою очередь, позволяют определить температуру, влажность, соленость, плотность грунта, высотный профиль неровностей [1, 2, 15–18, 29, 223, 224, 232, 259, 272, 317] и др.

Результаты, достигнутые в области создания активных и пассивных РЛС с оптимальной пространственно-временной обработкой регистрируемых электромагнитных полей и высокой разрешающей способностью [20, 199, 202, 203, 205, 257, 258], позволяют ставить обратные

задачи высокоточных оценок параметров поверхностей и их радиолокационного картографирования с использованием данных электродинамических моделей и в значительной степени стимулировать развитие новых методов решения прямых электродинамических задач при моделировании более сложных поверхностей и реальных земных покровов [170, 209, 225, 226, 239, 248, 329, 331].

В данном разделе книги приведены исследования известных электродинамических (теоретических) и регрессионных (эмпирических, т. е. полученных экспериментальным путем) моделей с точки зрения их применимости для оценок электрофизических параметров и статистических характеристик поверхностей и окружающей атмосферы. Приведены также результаты разработок некоторых модификаций моделей в приближении малых возмущений и Кирхгофа, в частности, для поверхностей раздела двух сред с произвольными комплексными диэлектрическими проницаемостями [62].

Большинство существующих на сегодняшний день моделей созданы в предположении, что отраженные или излученные сигналы есть колебания фиксированных частот. Поэтому в заключительных разделах главы рассмотрены модели принимаемых сигналов в области их регистрации антеннами или антенными системами для общего случая, когда сигналы не являются монохроматическими, т. е. имеют произвольные виды модуляции при активном дистанционном зондировании. Для пассивных систем рассмотрены модели широкополосных и сверхширокополосных радиотепловых полей. Рассмотрены также для этих общих случаев корреляционные и спектральные характеристики рассеянных сигналов и сигналов радиотеплового излучения.

Приведены новые математические преобразования, предложенные В. К. Волосюком, являющиеся обобщением преобразований Фурье, Френеля и Лапласа и применимые для пространственно-временного анализа колебаний и систем их обработки в зонах Фраунгофера и Френеля. Рассмотрен ряд свойств этих преобразований, а также доказаны теоремы о связи корреляционных характеристик и функций взаимной когерентности со спектральными характеристиками случайных полей, являющиеся обобщением теорем Хинчина–Винера и Ван Циттерта–Цернике и применимые для математического описания широкополосных и сверхширокополосных волновых процессов [56–60, 64, 70].

### **1.1. Интерпретационные задачи дистанционного зондирования. Значение моделей**

Развитие средств обзора Земли и других планет с аэрокосмических носителей выдвигает все новые проблемы и задачи в области дистанционного зондирования (ДЗ), связанные с исследованием электрофизических, геометрических параметров и статистических характеристик поверхностей.



Это, прежде всего, задачи дальнейшего повышения точности измерений и разрешающей способности, достоверности интерпретации полученных данных, проблемы выбора оптимальных условий проведения экспериментов при их планировании, обеспечивающих минимальные или заданные погрешности измерений, проблемы, связанные с расширением функциональных возможностей средств зондирования. Знание точных значений параметров и статистических характеристик поверхностей необходимо для решения многих важнейших задач, связанных с изучением природных ресурсов, мониторингом и экологической защитой земных покровов и морской поверхности как в пределах отдельных стран, так и при решении глобальных задач в масштабах всей планеты.

Дистанционные исследования Земли и других планет Солнечной системы осуществляются практически во всех освоенных диапазонах электромагнитных волн, в том числе и в радиодиапазонах на основе приема рассеянных полей и собственного радиотеплового излучения поверхностей [1, 2, 167, 248, 251, 287, 292, 295]. Возможности выполнения этих исследований во многом обязаны тем обстоятельствам, что искомые параметры и статистические характеристики поверхности отображаются в комплексных амплитудах, характеристиках мощности, доплеровских сдвигах частот, корреляционных и спектральных характеристиках принятых сигналов [1, 2, 164, 203, 224, 259, 272].

В комплексной амплитуде отраженного сигнала заключена информация о диэлектрической проницаемости поверхности, ее проводимости, наклонах, физико-химических свойствах (плотности, солёности) и т. д. Измеряя эффективное сечение рассеяния (удельную эффективную поверхность рассеяния (ЭПР)) морской поверхности, можно оценить среднеквадратические уклоны волн, скорость ветра и балльность волнения.

Резонансно-диффузная компонента отраженного от океана сигнала позволяет оценить не только степень взволнованности поверхности, но и характер ее взаимодействия с атмосферой. Усредненная ширина импульса, отраженного от поверхности, несет информацию о средних высотах морских волн. По отрицательному яркостному контрасту изображения морской поверхности можно судить о наличии нефтяной пленки. По доплеровским смещениям и расширению спектральных линий отраженных сигналов определяются скорость движения морских волн и их период, скорости поверхностных течений и статистические характеристики ряби, зависящие от скорости приводного ветра и влияющие на динамику взаимодействия океана и атмосферы [232, 264, 309, 312, 316, 317, 329].

Практическая значимость дистанционных исследований природных сред велика в самых различных областях решения научных и народнохозяйственных задач.

Так, при решении задач изучения земной коры в геологии, гидрологии и гидрографии важнейшее значение имеют изображения рельефа поверхности, распределения его высот, наклонов, текстурные особенности, воспроизводящие совокупности геологических и топографических

образований различных форм, позволяющие определять зоны разломов, залегания жил рудных месторождений и др. На радиолокационных изображениях видны [248, 251, 287, 335, 336] береговые линии морей, озер, рек, болот, зоны увлажнения, водотоки, снежные покровы, что позволяет решать различные задачи гидрографии. Повторные анализы этих изображений имеют особое значение для изучения динамики развития побережий, определения ущерба, наносимого стихийными бедствиями, для контроля уровня воды в водохранилищах и др. По оценкам диэлектрических параметров поверхностей можно получать информацию о вещественном составе горных пород, их плотности и влажности. Используя свойства проникающей способности волн, можно решать задачи подповерхностного картографирования, выявлять геологические структуры под растительным покровом и рыхлыми слоями почв [8, 17, 37, 203, 213, 274, 280].

В интересах сельского хозяйства [170, 173, 251, 285, 306] радиолокационные методы и средства картографирования используются при измерениях влажности почв и их влагосодержания, оценках плотности посадки и степени зрелости сельскохозяйственных культур, для предсказания их урожайности, определения границ полей и их площадей (решения задач землеустройства).

Большое значение имеет ледовая разведка в водах Арктики и Антарктики [19, 248, 251]. Данные ледовой разведки необходимы для морского промысла, разработки наиболее безопасных маршрутов движения судов и судоходства в сложных ледовых условиях. Так, например, с помощью радиолокационной станции бокового обзора (РЛС БО) ИСЗ “Космос-1500”, созданной на базе разработок коллектива ИРЭ НАН Украины под руководством А.И. Калмыкова, были выполнены операции по спасению каравана судов в проливе Лонга (1983) и выведению судна “Михаил Сомов” из ледового плена в Антарктиде (1985). Радиолокационные изображения ледовых покровов и данные их параметров используются в гляциологии — науке о ледниках, в геокриологии — науке о вечной мерзлоте, в исследованиях характеристик дрейфующих льдов морей и океанов, ледовых покровов озер и рек.

Большое значение имеют измерения параметров поверхностей для решения многопараметрических задач метеорологии при определении интегрального содержания водяного пара в атмосфере, водозапасах облаков и дождей в системе “атмосфера — подстилающая поверхность” [15, 260, 310, 330, 332].

Данные первичной обработки могут рассматриваться как функции одной пространственной переменной (например, диаграмма направленности на движущемся спутнике ориентирована в фиксированном направлении, в частности, вертикально вниз) и как функции двух переменных (изображения, карты). Последние получают в РЛС БО, РСА, сканирующих радиометрах и др.

Таким образом, данные активных РЛС дистанционного зондирования содержат обширную информацию об электрофизических и геометрических характеристиках поверхности. Большую дополнительную

информацию об этих характеристиках дают пассивные радиотехнические системы дистанционного зондирования.

Комплекс задач, решаемых при разработке теории, а также при организации и использовании дистанционного радиолокационного зондирования поверхности Земли, обычно разделяют на три этапа.

1. Разработка математических моделей, связывающих электрофизические и геометрические характеристики поверхности с характеристиками рассеяния (отражения) поверхностью электромагнитных волн.

2. Составление уравнения наблюдения — математической модели колебания, поступающего с синтезированного раскрыва антенны на вход радиоприемного устройства. После этого определяются оптимальные и практически целесообразные алгоритмы преобразования наблюдений (регистрируемых данных) либо непосредственно в искомые характеристики рассеяния или излучения поверхности, либо в некоторые промежуточные данные на этапе первичной обработки сигналов, являющиеся на этапе вторичной обработки исходным материалом для решения задач интерпретации. По существу находятся оптимальные и практически целесообразные алгоритмы обработки наблюдаемых полей. Важным этапом является расчет качественных показателей используемых алгоритмов обработки наблюдений.

3. Интерпретация полученных данных, которая сводится к решению обратных задач оценок различных характеристик зондируемой поверхности по полученным характеристикам ее рассеяния (удельным ЭПР, радиоярким температурам, изображениям и т. п.). При этом возможна дополнительная обработка, преследующая цель обеспечения по возможности наиболее точного и полного определения требуемой конкретной характеристики зондируемой поверхности.

В общем случае под интерпретацией следует понимать любую обработку данных эксперимента с целью получения информации об интересующем объекте или явлении. Такая информация сосредоточена в электрофизических и геометрических параметрах природных сред и их статистических характеристиках. Это — диэлектрическая проницаемость поверхности, наклоны и высоты ее элементов, среднеквадратические высоты и радиусы корреляции неровностей, влажность почвы. Для атмосферы — это влажность, влагозапас, количество осадков, водозапас облаков и др. Моделями данных эксперимента могут быть как исходные уравнения наблюдения, так и модели результатов промежуточной, в частности, вторичной обработки — оценок комплексных амплитуд, спектров, удельных ЭПР, радиоярких температур и др.

В статистической теории обработки данных эксперимента различают качественную, количественную и сложную (качественно-количественную) интерпретации [171].

Качественная интерпретация — это оценка качественных характеристик объекта или явления, которая в простейшем случае сводится к установлению факта наличия объекта или явления, адекватного (в определенном смысле) предложенной модели. В результате такой интерпретации должен быть подтвержден или отвергнут факт наличия объекта или явления или должна быть подтверждена или отвергнута

выбранная модель. В более сложных случаях на основе  $M$  моделей производится различение  $M$  объектов или явлений. Эти задачи подобны классическим радиолокационным задачам обнаружения или различения  $M$  сигналов.

Количественная интерпретация сводится к задаче установления факта наличия объекта или явления с последующей оценкой параметров модели.

Сложная (качественно-количественная) интерпретация заключается в различении  $M$  объектов или явлений с последующей оценкой параметров  $M$  моделей.

Для решения задач интерпретации необходимо знание моделей описания различных природных сред с точки зрения формирования этими средами детерминированных или случайных полей и определения их амплитудно-фазовых, энергетических и статистических характеристик. В этих моделях должны быть отражены аналитические или регрессионные связи комплексных амплитуд регистрируемых полей и их статистических характеристик с электрофизическими параметрами и статистическими характеристиками природных сред.

Аналитические связи обычно задаются в виде электродинамических моделей рассеянных полей и полей собственного радиотеплового излучения, включающих в себя как связи с оцениваемыми параметрами их комплексных амплитуд, так и связи с этими параметрами их статистических характеристик (спектрально-корреляционных характеристик, удельных ЭПР, радиояркостных температур и др.)

Регрессионные (эмпирические) модели строятся экспериментальным путем на основе проведения предварительных многочисленных экспериментов, последующего построения уравнений регрессии и аналитического их описания. Для рассеянных полей (часто называют отраженных полей или сигналов) эти модели определены лишь применительно к монохроматическим зондирующим сигналам (сигналам косинусоидальной или синусоидальной формы).

В основе решения задач дистанционного зондирования и интерпретации их данных лежит пространственно-временная обработка принятых сигналов более сложной формы. Для активных радиолокационных систем — сигналы с различными видами модуляции, а для пассивных систем — это случайные узкополосные или широкополосные сигналы. Характеристики сигналов радиотеплового излучения на заданной частоте могут быть рассчитаны аналитически посредством определения моделей рассеянного излучения, учитывая соотношения

$$T_{\text{я}} = \chi T_0, \quad \chi + \rho = 1, \quad \chi = 1 - \rho,$$

где  $T_{\text{я}}$  — яркостная температура поверхности;  $T_0$  — термодинамическая температура поверхности;  $\rho$  — коэффициент интегрального рассеяния (отражения) радиоволн. Таким образом, коэффициент поглощения на заданной частоте и, следовательно, яркостная температура могут быть найдены из условия баланса мощностей поглощенных и рассеянных

волн, т. е. из условия  $\chi + \rho = 1$ , посредством расчета коэффициента интегрального рассеяния. Коэффициент интегрального рассеяния учитывает рассеяние волн по всем направлениям в верхней полусфере. Для определения результирующей радиояркой температуры необходимо просуммировать мощности рассеянных сигналов на всех частотах. В дальнейшем условие баланса мощностей  $\chi + \rho = 1$  положено в основу решения задач комплексирования обработки полей рассеянного и собственного излучения природных сред.

Однако знания этих электродинамических и регрессионных моделей недостаточно. Необходимо также дополнительное знание моделей регистрируемых сигналов в области их приема антеннами или антенными системами с учетом конкретной геометрии расположения исследуемой среды, приемника и передатчика РЛС, а также формы зондирующих сигналов или статистической структуры собственного излучения. Эти модели называют уравнениями наблюдения. В этих моделях уравнений наблюдения и в их статистических характеристиках должны быть отображены, “вплетены” указанные выше электродинамические или регрессионные модели рассеянных полей и полей собственного излучения, которые также могут быть описаны как в терминах комплексных амплитуд составляющих их спектров, так и их статистическими характеристиками. Эти модели составляют основу решения оптимизационных задач интерпретации данных дистанционного зондирования.

По аналогии с классическими задачами радиолокации, где рассматриваются уравнения наблюдения с полностью известными параметрами, модели с наличием несущественных случайных параметров (например, со случайной фазой, случайной амплитудой и фазой), а также стохастические модели, в задачах оптимальной интерпретации можно рассматривать подобные модели. Это соответственно функционально-детерминированные модели, характеризующиеся полностью известными математическими связями регистрируемых полей с искомыми параметрами. Это модели, характеризующиеся наличием несущественных параметров, например, случайной фазы и случайного амплитудного множителя. И, наконец, это стохастические модели принимаемых сигналов, необходимость введения которых обусловлена случайностью коэффициента отражения различных элементов поверхности и которые обычно описывают в терминах их статистических характеристик. В стохастических моделях принимаемых сигналов полезные их составляющие и помехи рассматриваются, как случайные процессы. Для моделей, представляемых нормальными случайными процессами, исчерпывающими их характеристиками являются математическое ожидание и корреляционная функция.

Последующие подразделы настоящей главы посвящены рассмотрению математических расчетных и эмпирических (регрессионных) моделей, связывающих электрофизические и геометрические параметры, характеристики поверхности с характеристиками рассеянных (отраженных) поверхностью электромагнитных волн, а также составлению уравнений наблюдения.

## 1.2. Исходные соотношения

Для исследования применимости электродинамических моделей поверхностей, моделей рассеянных или излученных полей и их статистических характеристик целесообразно вначале описать эти поля над границей раздела двух сред в общем виде, а также представить аналитические связи этих полей и их статистических характеристик с оцениваемыми параметрами и со статистическими характеристиками неровностей рельефа.

Так как радиотехнические сигналы представимы в соответствии с теорией преобразований Фурье в виде дискретной или континуальной совокупности спектральных составляющих, то описание электродинамических моделей и соответствующих аналитических связей целесообразно выполнить сначала для монохроматического колебания

$$\mathcal{E}_L(t) = \text{Re } \dot{E}_{0L} \exp(j\omega_0 t). \quad (1.2.1)$$

Считаем, что излучение исходит из точки  $A$  (рис. 1.2.1).

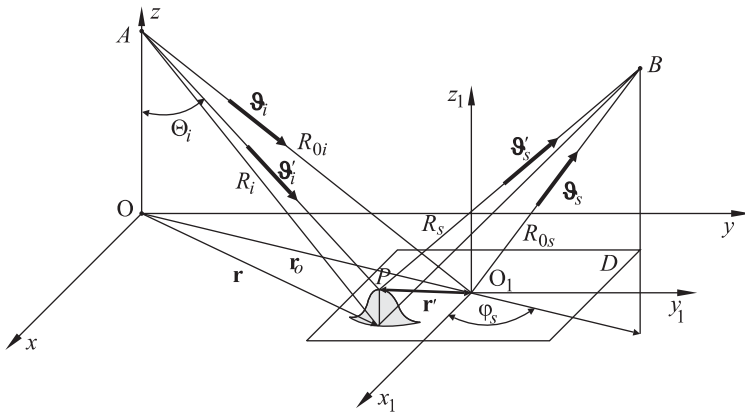


Рис. 1.2.1. Геометрия задачи рассеяния волн на неровной поверхности  $D$

Поле, рассеянное поверхностью  $D$ , регистрируется в точке  $B$ :

$$\dot{E}_k(t, B) = \dot{c} e^{j\omega_0 t} \int_D \dot{G}_{\text{изл}}(\mathbf{r}) \dot{F}_k(\mathbf{r}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_s) \frac{\exp[-jk(R_i + R_s)]}{R_i R_s} d\mathbf{r}, \quad (1.2.2)$$

где  $\mathbf{r}$  — координаты точек подстилающей поверхности, проходящей на среднем уровне относительно неровностей;  $R_i(\mathbf{r})$  — расстояние от точки излучения до точки  $\mathbf{r}$  на подстилающей поверхности, характеризующей координаты рассеивающей точки (высота возвышения точки  $P$  над точкой  $\mathbf{r}$ , пересчитанная в соответствующую фазовую задержку, входит в функцию  $\dot{F}_k(\mathbf{r}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_s)$ );  $R_s = R_s(\mathbf{r})$  — расстояние от точки  $\mathbf{r}$  до

точки  $B$ ;  $\dot{G}_{\text{изл}}[\vartheta_i(\mathbf{r})]$  — функция, характеризующая степень облучения поверхности и в пересчете к угловым координатам являющаяся диаграммой направленности передающей антенны;  $\vartheta_i, \vartheta_S$  — единичные векторы падения и рассеяния волн от точки с координатами  $\mathbf{r}$ ;  $\vartheta'_i, \vartheta'_S$  — аналогичные единичные векторы, соответствующие положению точки  $P$ .

Функция  $\dot{F}_k(\cdot)$  характеризует локальные рассеивающие свойства поверхности и по физическому смыслу соответствует отношению коэффициента рассеяния поля участком поверхности  $d\mathbf{r}$  к площади этого участка. Индексы  $L = (B, \Gamma), k = (BB, GB, \Gamma\Gamma, B\Gamma)$  указывают на вид поляризации колебаний (первый индекс в скобках для  $k$  соответствует поляризации принимаемых колебаний, второй — излучаемых). Вектор  $\lambda$  представляет собой совокупность электрофизических и геометрических параметров поверхности (диэлектрическая проницаемость, проводимость, влажность, производные изменения высот рельефа и др.). При неизвестном наклоне участка поверхности  $D$  (рис. 1.2.1) в число этих параметров могут быть включены составляющие векторов  $\vartheta_i, \vartheta'_i, \vartheta_S, \vartheta'_S$  и, в частности, углы  $\theta_i$  и  $\theta_S$ .

Символом  $\lambda$  будем в дальнейшем также обозначать длину волны электромагнитного излучения.

Если участок  $D$  находится в дальней зоне ( $\vartheta_i = \vartheta'_i, \vartheta_S = \vartheta'_S$ ) и в его пределах  $G_{\text{изл}}(\vartheta_i) = \text{const}$ , то

$$\dot{E}_k(t, B) = \frac{E_{L\text{ПАД}}}{2\sqrt{\pi}R_S} e^{j\omega_0 t} \int_D \dot{F}_k(\mathbf{r}, \lambda, \vartheta_i, \vartheta_S) e^{j\mathbf{q}_\perp(\mathbf{r}-\mathbf{r}_0)} d\mathbf{r}, \quad (1.2.3)$$

где  $\mathbf{q}_\perp$  — горизонтальная проекция вектора рассеяния  $\mathbf{q} = k(\vartheta_i - \vartheta_S)$ ;

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_\perp &= (q_x, q_y), & q_x &= k(\sin\theta_S \cos\varphi_S - \sin\theta_i), \\ & & q_y &= k \sin\theta_S \sin\varphi_S. \end{aligned} \quad (1.2.4)$$

Рис. 1.2.1 соответствует случаю бистатической радиолокации поверхности. При моностатической локации положение рассеивающих или излучающих элементов поверхности  $D$  иногда [275] характеризуют лишь направляющими косинусами (рис. 1.2.2)  $\vartheta_i = -\vartheta_S = \vartheta = (\vartheta_x = \cos\theta_x, \vartheta_y = \cos\theta_y), \vartheta_z = \sqrt{1 - \vartheta_x^2 - \vartheta_y^2}$ . Область  $D$  является областью регистрации поля и представляет собой либо сплошной раскрыв антенны, либо дискретный, заполненный элементами антенной решетки.

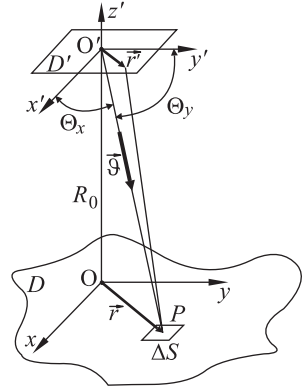


Рис. 1.2.2. Взаимное расположение области регистрации поля (раскрыва антенной системы,  $\mathbf{r}' = (x', y') \in D'$ ) и элемента рассеяния  $\Delta S$  (излучения) поверхности,  $\mathbf{r} = (x, y) \in D$

Для конкретных электродинамических моделей поверхностей функции  $\dot{F}_k$  находятся в результате решения прямых дифракционных задач при регулярных или случайно распределенных граничных условиях, например, в приближениях Кирхгофа или малых возмущений с учетом или без учета затенений и многократного рассеяния. При этом в большинстве случаев исходными являются скалярная и векторная формулы Кирхгофа, следующие из теоремы Грина.

Скалярная формула Кирхгофа

$$\psi_B = \frac{1}{4\pi} \int_D \left[ \psi_{\mathbf{r}} \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{-jkR_S}}{R_S} \right) - \frac{\partial \psi_{\mathbf{r}}}{\partial n} \frac{e^{-jkR_S}}{R_S} \right] d\mathbf{r}$$

позволяет найти поле  $\Psi_B$  в произвольной точке  $B$  (см. рис. 1.2.1) в области, ограниченной поверхностью  $D$ , через значения поля  $\partial \Psi_{\mathbf{r}}$  и его нормальной производной на этой поверхности ( $n$  — нормаль к поверхности в точке  $\mathbf{r}$ ). В качестве функции  $\Psi$  могут быть взяты составляющие векторов электрического  $\mathbf{E}$  или магнитного  $\mathbf{H}$  полей. Для бесконечно плоской поверхности двухчленная формула Кирхгофа может быть сведена к одночленной в зависимости от того, заданы ли на поверхности поле или его нормальная производная. В большинстве задач при нахождении электродинамических моделей рассеянных полей интегрирование по реальной поверхности для соответствующих граничных условий заменяется интегрированием по плоской или сферической поверхности, проходящей на некотором среднем уровне относительно неровностей. Эти поверхности называют подстилающими.

Для исследования векторных полей целесообразно пользоваться векторными формулами Кирхгофа (формулами Стрэттона–Чу [181, 190])

$$\dot{\mathbf{E}} = -\frac{1}{4\pi} \int_D \left\{ j\omega\mu_0 \left[ \mathbf{n}\dot{\mathbf{H}} \right] \varphi_{\mathbf{r}} - \left[ \left[ \mathbf{n}, \dot{\mathbf{E}} \right] \right] \text{grad } \varphi_{\mathbf{r}} - \left( \mathbf{n}\dot{\mathbf{E}} \right) \text{grad } \varphi_{\mathbf{r}} \right\} d\mathbf{r};$$

$$\dot{\mathbf{H}} = \frac{1}{4\pi} \int_D \left\{ j\omega\dot{\mathbf{E}} \left[ \mathbf{n}\dot{\mathbf{E}} \right] \varphi_{\mathbf{r}} - \left[ \left[ \mathbf{n}, \dot{\mathbf{H}} \right] \right] \text{grad } \varphi_{\mathbf{r}} + \left( \mathbf{n}\dot{\mathbf{H}} \right) \text{grad } \varphi_{\mathbf{r}} \right\} d\mathbf{r}, \quad (1.2.5)$$

где  $\mu_0$  — магнитная проницаемость свободного пространства;  $\dot{\mathbf{E}}$  — относительная диэлектрическая проницаемость;  $\varphi_{\mathbf{r}} = e^{-jkR_S/R_S}$  — функция Грина.

Поля  $\dot{\mathbf{E}}$  и  $\dot{\mathbf{H}}$ , входящие под знак интеграла, заданы на границе поверхности  $D$  и определяются из граничных условий

$$\left[ \left( \dot{\mathbf{E}}_1 - \dot{\mathbf{E}}_2 \right), \mathbf{n} \right] = \left[ \left( \dot{\mathbf{H}}_1 - \dot{\mathbf{H}}_2 \right), \mathbf{n} \right] = 0, \quad \text{при } z = h(\mathbf{r}), \quad (1.2.6)$$

где  $[\cdot]$  — векторное произведение;  $h$  — высота неровностей рельефа.



Падающее поле вертикальной или горизонтальной поляризации  $E_{\text{пад}}$ , а также принимаемое поле  $E_K$ , можно соответственно охарактеризовать векторами  $\dot{E}_{\text{пад}}$ ,  $\dot{E}_{\text{расс}}$  и матрицей  $\underline{E}_{\text{расс}}$ :

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\text{пад}} &= \left\| \begin{array}{c} \dot{E}_{\text{Впад}} \\ \dot{E}_{\text{Гпад}} \end{array} \right\|; & \dot{E}_{\text{расс}} &= \left\| \begin{array}{c} \dot{E}_{\text{Врасс}} \\ \dot{E}_{\text{Грасс}} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} \dot{E}_{\text{ВВ}} + \dot{E}_{\text{ВГ}} \\ \dot{E}_{\text{ГГ}} + \dot{E}_{\text{ГВ}} \end{array} \right\|; \\ \underline{E}_{\text{расс}} &= \left\| \begin{array}{cc} \dot{E}_{\text{ВВ}} & \dot{E}_{\text{ВГ}} \\ \dot{E}_{\text{ГГ}} & \dot{E}_{\text{ГВ}} \end{array} \right\|. \end{aligned} \quad (1.2.7)$$

Связь между этими полями устанавливается матрицей рассеяния  $\left\| \dot{S}_k \right\|$ ,

$$\begin{aligned} \left\| \begin{array}{c} \dot{E}_{\text{Врасс}} \\ \dot{E}_{\text{Грасс}} \end{array} \right\| &= \left\| \begin{array}{cc} \dot{S}_{\text{ВВ}} & \dot{S}_{\text{ВГ}} \\ \dot{S}_{\text{ГВ}} & \dot{S}_{\text{ГГ}} \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} \dot{E}_{\text{Впад}} \\ \dot{E}_{\text{Гпад}} \end{array} \right\|; \\ \underline{E}_{\text{расс}} &= \left\| \begin{array}{cc} \dot{S}_{\text{ВВ}} \dot{E}_{\text{Впад}} & \dot{S}_{\text{ВГ}} \dot{E}_{\text{Гпад}} \\ \dot{S}_{\text{ГВ}} \dot{E}_{\text{Впад}} & \dot{S}_{\text{ГГ}} \dot{E}_{\text{Гпад}} \end{array} \right\|. \end{aligned} \quad (1.2.8)$$

Компоненты матрицы  $\underline{E}_{\text{расс}}$  можно регистрировать отдельно, излучая поля поляризаций либо на различных частотах, либо раздельно во времени, сочетая прием сигналов соответствующих составляющих с частотным или временным разделением каналов.

Для представления поля в виде (1.2.3) элементы матрицы  $\left\| \dot{S}_k \right\|$  равны

$$\underline{S} = \left\| \dot{S}_k \right\| = \frac{1}{2\sqrt{\pi} R_S} \left\| \int_D \dot{F}_k(\mathbf{r}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S) e^{j\mathbf{q} \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)} d\mathbf{r} \right\|.$$

Если  $\dot{E}_{\text{В}} = \dot{E}_y$  и  $\dot{E}_{\text{Г}} = \dot{E}_x$  — комплексные составляющие (фазоры) вектора поляризации падающей или рассеянной волны, то векторы (1.2.8) называют векторами Джонса, а матрицу  $\left\| \dot{S}_k \right\|$  — матрицей Джонса.

Так как реальные поверхности характеризуются случайным распределением высоты и электрофизических параметров, то целесообразно, особенно когда угловые размеры неровностей значительно меньше ширины ДН передающей и приемной антенн, находить статистические эквиваленты полей, такие, как  $\langle \dot{E}_k \rangle$ ,  $\langle |\dot{E}_k|^2 \rangle$ ,  $\langle \dot{E}_{k1} \dot{E}_{k2}^* \rangle$  и другие, а также связи этих величин с искомыми параметрами поверхностей. Величина  $\langle |\dot{E}_k|^2 \rangle$  при совпадении статистического усреднения с усреднением во времени характеризует мощность колебаний, которая связана интегральным соотношением с эффективным сечением рассеяния  $\sigma_k^0(\mathbf{r}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S)$ , являющимся локальной характеристикой поверхности. Так же, как и функция  $\dot{F}_k(\mathbf{r}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S)$ , эффективное сечение рассеяния  $\sigma_k^0$  (при  $\boldsymbol{\vartheta}_i = -\boldsymbol{\vartheta}_S$  — удельная эффективная поверхность рассеяния (УЭПР)), как функция, представляет собой исходную математическую

зависимость, обеспечивающую определение параметров  $\lambda$  при решении соответствующей обратной задачи. В дальнейшем функцию  $\dot{F}_k(\mathbf{r})$  будем называть электродинамическим (комплексным) изображением поверхности, а функцию  $\sigma_k^0(\mathbf{r})$  — усредненным изображением.

Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) цели определяется соотношением  $\sigma_{\text{эф}} = 4\pi R^2 \Pi_A / \Pi_{\text{ц}}$ , где  $R$  — расстояние между приемной антенной и целью;  $\Pi_A$  — плотность потока мощности у антенны, изотропно (равномерно по сфере) рассеянного целью;  $\Pi_{\text{ц}}$  — плотность потока мощности поля, облучающего цель.

Удельная ЭПР  $\sigma^0$  равна отношению эффективной поверхности рассеяния к геометрической площади цели  $D$ :  $\sigma^0 = \sigma_{\text{эф}} / D$ .

При бистатистическом лоцировании, когда приемник и передатчик РЛС разнесены в пространстве, плотности потоков мощности определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \Pi_A &= \frac{P_{\text{расс}}}{4\pi R_S^2} = \frac{1}{2\rho} \langle |\dot{E}|^2 \rangle = \frac{1}{240\pi} \langle |\dot{E}|^2 \rangle; \\ \Pi_{\text{ц}} &= \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{изл}}(\vartheta_i)}{4\pi R_i^2} = \frac{|\dot{E}_{\text{пад}}|^2}{240\pi}, \end{aligned} \quad (1.2.9)$$

где  $P_{\text{расс}}$  — мощность поля, рассеянного поверхностью  $D$ ;  $P_{\text{изл}}$  — излучаемая мощность;  $\dot{E}$  — комплексная амплитуда напряженности рассеянного поля в точке приема;  $\rho = \sqrt{\varepsilon/\mu}$  — волновое сопротивление свободного пространства, равное для вакуума  $120\pi$  Ом (приблизительно этой же величине волновое сопротивление равно для земной атмосферы);  $\dot{E}_{\text{пад}}$  — комплексная амплитуда падающего поля вблизи поверхности (цели);  $G_{\text{изл}}(\vartheta_i)$  — коэффициент усиления передающей антенны по мощности. Тогда

$$\begin{aligned} \sigma_k^0 &= \left\{ 4\pi R_i^2 R_S^2 \langle |\dot{E}_k|^2 \rangle \right\} / \left\{ 60 P_{\text{изл}} G_{\text{изл}}(\vartheta_i) D \right\} = \\ &= \left\{ 4\pi R_S^2 \langle |\dot{E}_k|^2 \rangle \right\} / \left\{ |\dot{E}_{\text{пад}}|^2 D \right\}. \end{aligned} \quad (1.2.10)$$

В соответствии с (1.2.3)

$$\langle |\dot{E}_k(t)|^2 \rangle = \frac{|\dot{E}_{\text{пад}}|^2}{4\pi R_S^2} \iint_D R_{Fk}(\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \lambda, \vartheta_i, \vartheta_S) e^{j\mathbf{q}_{\perp}(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2)} d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2, \quad (1.2.11)$$

где  $R_{Fk}(\cdot) = \langle \dot{F}_k(\mathbf{r}_1, \dots) \dot{F}_k^*(\mathbf{r}_2, \dots) \rangle$ .

Для статистически однородной поверхности, имеющей радиус корреляции значительно меньший размеров участка  $D$ , на основании (1.2.10) запишем

$$\sigma_k^0 = \int_D R_{Fk}(\Delta\mathbf{r}, \lambda, \vartheta_i, \vartheta_S) e^{j\mathbf{q}_{\perp} \Delta\mathbf{r}} d\Delta\mathbf{r}. \quad (1.2.12)$$

Формально для бесконечных пределов интегрирования эффективное сечение рассеяния находится как двумерное преобразование Фурье от функции корреляции  $R(\cdot)$ .

Зависимость  $\sigma_k^0[\mathbf{q}_\perp(\boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S)]$ , как результат пространственного преобразования Фурье, свидетельствует об избирательном (резонансном) характере рассеяния поверхности при заданных направлениях  $\boldsymbol{\vartheta}_i$  и  $\boldsymbol{\vartheta}_S$ .

Учитывая, что мощность колебаний, принимаемых антенной

$$P_k = \Pi_A A_{\text{эф}}(\boldsymbol{\vartheta} = -\boldsymbol{\vartheta}_S) = \frac{1}{240\pi} \langle |\dot{E}_k|^2 \rangle \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_S),$$

получаем

$$\sigma_k^0 = \left\{ (4\pi)^3 R_i^2 R_S^2 P_k \right\} / \left\{ P_{\text{изл}} G(\boldsymbol{\vartheta}_i) G(\boldsymbol{\vartheta}_S) \lambda^2 D \right\},$$

где  $A_{\text{эф}}(\boldsymbol{\vartheta}_S)$ ,  $G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_S)$  — эффективная площадь и коэффициент усиления ( $\lambda$  — длина волны) приемной антенны.

При известном эффективном сечении рассеяния можно рассчитать мощность принятого сигнала от участка поверхности  $D$ :

$$P_k = [\lambda^2 / (4\pi)^3] \left\{ [P_{\text{изл}} G_{\text{изл}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_S) \sigma_k^0(\boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S) D] / R_i^2 R_S^2 \right\}.$$

Для статистически неоднородной поверхности  $\sigma_k^0 = \sigma_k^0(\mathbf{r})$ .

Тогда

$$P_k = \frac{\lambda^2 P_{\text{изл}}}{(4\pi)^3} \int_D \frac{G_{\text{изл}}[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] G_{\text{пр}}[\boldsymbol{\vartheta}_S(\mathbf{r})] \sigma_k^0(\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r}), \boldsymbol{\vartheta}_S(\mathbf{r}), \mathbf{r})}{R_i^2(\mathbf{r}) R_S^2(\mathbf{r})} d\mathbf{r},$$

$$\langle |\dot{E}_k|^2 \rangle = \frac{60 P_{\text{изл}}}{4\pi} \int_D \frac{G_{\text{изл}}[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] \sigma_k^0(\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r}), \boldsymbol{\vartheta}_S(\mathbf{r}), \mathbf{r})}{R_i^2(\mathbf{r}) R_S^2(\mathbf{r})} d\mathbf{r}.$$

Коэффициенты усиления  $G_{\text{изл}}$  и  $G_{\text{пр}}$  как характеристики направленности излучающей и принимающей антенн приведены к координатам подстилающей поверхности.

Выражение (1.2.9) позволяет также рассчитать амплитуду поля излучающей антенны у поверхности  $D$

$$|E_{\text{пад}}(\boldsymbol{\vartheta}_i)| = \sqrt{60 P_{\text{изл}} G_{\text{изл}}(\boldsymbol{\vartheta}_i)} / R_i.$$

В точке  $\mathbf{r}_0$  комплексная амплитуда поля

$$E_0 = \sqrt{60 P_{\text{изл}}} \dot{G}_{\text{изл}}(\boldsymbol{\vartheta}_{i0}) \exp\{-j(kR_{i0} - \varphi_0)\} / R_{i0},$$

где  $\dot{G}_{\text{изл}} = \sqrt{G_{\text{изл}}} e^{j\varphi_{\text{изл}}}$  — комплексный коэффициент усиления антенны (по напряженности поля);  $\varphi_0$  — начальная фаза излучения.

В матричном представлении совокупность эффективных сечений рассеяния поверхности для основных и перекрестных поляризаций

имеет вид

$$\|\sigma_k^0\| = \left\| \frac{4\pi R_S^2 \langle |\dot{E}_k|^2 \rangle}{|E_{L\text{пад}}|^2} \right\| = \left\| \frac{4\pi R_S^2 \langle |\dot{S}_k|^2 \rangle}{D} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \sigma_{\text{ВВ}}^0 & \sigma_{\text{ВГ}}^0 \\ \sigma_{\text{ГВ}}^0 & \sigma_{\text{ГГ}}^0 \end{array} \right\|. \quad (1.2.13)$$

Вводя вектор  $\mathbf{S}^+ = \left\| \begin{array}{cccc} \dot{S}_{\text{ВВ}}^* & \dot{S}_{\text{ВГ}}^* & \dot{S}_{\text{ГВ}}^* & \dot{S}_{\text{ГГ}}^* \end{array} \right\|$  и определяя средние значения

$$\langle \mathbf{S}\mathbf{S}^+ \rangle = \left\| \begin{array}{cccc} \beta\sigma_{\text{ВВ}}^0 & \langle \dot{S}_{\text{ВВ}}\dot{S}_{\text{ВГ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ВВ}}\dot{S}_{\text{ГВ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ВВ}}\dot{S}_{\text{ГГ}}^* \rangle \\ \langle \dot{S}_{\text{ВГ}}\dot{S}_{\text{ВВ}}^* \rangle & \beta\sigma_{\text{ВГ}}^0 & \langle \dot{S}_{\text{ВГ}}\dot{S}_{\text{ГВ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ВГ}}\dot{S}_{\text{ГГ}}^* \rangle \\ \langle \dot{S}_{\text{ГВ}}\dot{S}_{\text{ВВ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ГВ}}\dot{S}_{\text{ВГ}}^* \rangle & \beta\sigma_{\text{ГВ}}^0 & \langle \dot{S}_{\text{ГВ}}\dot{S}_{\text{ГГ}}^* \rangle \\ \langle \dot{S}_{\text{ГГ}}\dot{S}_{\text{ВВ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ГГ}}\dot{S}_{\text{ВГ}}^* \rangle & \langle \dot{S}_{\text{ГГ}}\dot{S}_{\text{ГВ}}^* \rangle & \beta\sigma_{\text{ГГ}}^0 \end{array} \right\|, \quad (1.2.14)$$

получим ковариационную матрицу рассеяния — важнейшую характеристику поверхности, используемую далее при составлении совместных функционалов плотностей вероятностей многомерных случайных процессов — рассеянных полей различных поляризаций.

След этой матрицы, являющийся ее инвариантом, с точностью до постоянного коэффициента  $\beta = D/(4\pi R_S^2)$ , равен полному эффективному сечению поверхности. Для моностатической радиолокации в силу равенства  $\dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$  детерминант этой матрицы равен нулю.

При решении задач поляриметрии также используют регулярную  $\underline{G}$  и усредненную  $\langle \underline{G} \rangle$  матрицы Грейвса. Полная плотность мощности рассеянного поля пропорциональна

$$\Pi \sim \dot{\mathbf{E}}_{\text{расс}}^+ \dot{\mathbf{E}}_{\text{расс}} = \left( \underline{\mathbf{S}} \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}} \right)^+ \left( \underline{\mathbf{S}} \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}} \right) = \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}}^+ \underline{\mathbf{G}} \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}};$$

$$\langle \Pi \rangle \sim \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}}^+ \langle \underline{\mathbf{G}} \rangle \dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}},$$

где

$$\underline{G} = \underline{S}^+ \underline{S} = \left\| \begin{array}{cc} |\dot{S}_{\text{ВВ}}|^2 + |\dot{S}_{\text{ГВ}}|^2 & \dot{S}_{\text{ВВ}}^* \dot{S}_{\text{ВГ}} + \dot{S}_{\text{ГВ}}^* \dot{S}_{\text{ГГ}} \\ \dot{S}_{\text{ВВ}} \dot{S}_{\text{ВГ}}^* + \dot{S}_{\text{ГВ}} \dot{S}_{\text{ГГ}}^* & |\dot{S}_{\text{ВГ}}|^2 + |\dot{S}_{\text{ГГ}}|^2 \end{array} \right\|; \quad (1.2.15)$$

$$\langle \underline{G} \rangle = \langle \underline{S}^+ \underline{S} \rangle = \left\| \begin{array}{cc} \beta(\sigma_{\text{ВВ}}^0 + \sigma_{\text{ГВ}}^0) & \langle \dot{S}_{\text{ВВ}} \dot{S}_{\text{ВГ}}^* \rangle + \langle \dot{S}_{\text{ГВ}} \dot{S}_{\text{ГГ}}^* \rangle \\ \langle \dot{S}_{\text{ВВ}} \dot{S}_{\text{ВГ}}^* \rangle + \langle \dot{S}_{\text{ГВ}} \dot{S}_{\text{ГГ}}^* \rangle & \beta(\sigma_{\text{ВГ}}^0 + \sigma_{\text{ГГ}}^0) \end{array} \right\|. \quad (1.2.16)$$

Важнейшей характеристикой частично поляризованных волн как рассеянных сигналов, так и радиотеплового излучения, является матрица когерентности

$$\dot{\Gamma} = \langle \dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^+ \rangle = \left\| \begin{array}{cc} \langle |\dot{E}_x|^2 \rangle & \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle \\ \langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle & \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle \end{array} \right\|. \quad (1.2.17)$$

Детерминант этой матрицы

$$\langle |\dot{E}_x|^2 \rangle \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle - \langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle \geq 0.$$

Равенство нулю соблюдается лишь тогда, когда эти величины являются неслучайными. В этом случае волна полностью поляризована и годографом вектора поляризации в общем случае является эллипс. В противном случае волна не поляризована или частично поляризована. Для полностью неполяризованных волн

$$\langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle = \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle = 0, \quad \langle |\dot{E}_x|^2 \rangle = \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle = P/2. \quad (1.2.18)$$

Детерминант и след матрицы когерентности  $\det \underline{\Gamma} = \lambda_1 \lambda_2$ ,  $\text{Sp} \underline{\Gamma} = \lambda_1 + \lambda_2$  являются ее инвариантами, не зависящими от выбора базиса, и  $\text{Sp} \underline{\Gamma} = P$ , где  $P$  — полная мощность колебаний  $E_B$  и  $E_G$ ;  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  — собственные значения матрицы  $\underline{\Gamma}$ .

Степень поляризации частично поляризованной волны характеризует отношение

$$\gamma = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \sqrt{1 - 4 \{ \det \underline{\Gamma} / (\text{Sp} \underline{\Gamma})^2 \}}. \quad (1.2.19)$$

При  $\gamma = 0$  волна полностью неполяризована, при  $\gamma = 1$  — полностью поляризована.

Для описания частично поляризованных волн наряду с матрицей когерентности используют вектор параметров Стокса

$$\mathbf{S}_T = \begin{pmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \langle |\dot{E}_x|^2 \rangle + \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle \\ \langle |\dot{E}_x|^2 \rangle - \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle \\ \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle + \langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle \\ j \left( \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle - \langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle \right) \end{pmatrix}. \quad (1.2.20)$$

Каждый параметр Стокса может быть определен как след произведения матриц когерентности на соответствующую матрицу Паули  $S_{iT} = \text{Sp}(\underline{\Gamma} \underline{\Pi}_i)$ ,  $i = 0, 3$ ,

$$\begin{aligned} \underline{\Pi}_0 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; & \underline{\Pi}_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}; \\ \underline{\Pi}_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; & \underline{\Pi}_3 &= \begin{pmatrix} 0 & j \\ -j & 0 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (1.2.21)$$

Кроме того, связь между параметрами Стокса и элементами матрицы когерентности, если последнюю представить в виде вектора

когерентности, может быть определена с помощью матрицы  $\underline{A}$

$$\begin{pmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & -j & j & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \langle |\dot{E}_x|^2 \rangle \\ \langle \dot{E}_x^* \dot{E}_y \rangle \\ \langle \dot{E}_x \dot{E}_y^* \rangle \\ \langle |\dot{E}_y|^2 \rangle \end{pmatrix}. \quad (1.2.22)$$

Для параметров Стокса справедливо соотношение  $(Q^2 + U^2 + V^2) \leq p^2 = I^2$ . Для полностью неполяризованных волн  $Q = U = V = 0$ , для полностью поляризованных волн приведенное неравенство превращается в равенство. Частично поляризованную волну можно представить в виде суммы полностью поляризованной и полностью неполяризованной компонент. Вектор Стокса в этом случае разбивается на два слагаемых:

$$\|I, Q, U, V\|^T = \left\| \sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}, 0, 0, 0 \right\|^T + \left\| I - \sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}, 0, 0, 0 \right\|^T. \quad (1.2.23)$$

Матрица когерентности и степень поляризации, выраженные через параметры Стокса, имеют вид

$$\underline{\Gamma} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} I + Q & U - jV \\ U + jV & I - Q \end{pmatrix}; \quad (1.2.24)$$

$$m = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I}.$$

Параметры Стокса практически ценны тем, что имеют одинаковую размерность и могут быть определены экспериментально.

Между параметрами Стокса на входе и выходе некоторой преобразующей системы, например, между параметрами падающего и рассеянного поверхностью излучения, связь устанавливается матрицей Мюллера  $\underline{M} = \underline{A} \underline{S} \underline{S}^+ \underline{A}^{-1}$ , где матрица  $\underline{A}$  определяется соотношением (1.2.22);  $\underline{S}$  — матрица Джонса.

Наряду с введенными характеристиками полей, чаще всего используемыми в активной радиолокации, целесообразно дополнительно рассмотреть характеристики, одинаково пригодные и для описания рассеянного излучения, и для описания полей собственного теплового электромагнитного излучения в пассивной радиолокации. Это позволит установить соотношения, связывающие характеристики отраженных сигналов и радиотеплового излучения одних и тех же участков исследуемых поверхностей с их электрофизическими параметрами, и выяснить возможность комплексирования активных и пассивных каналов приема радиоволн.

*Плотность и спектральная плотность излучения* (или рассеяния) волн элементом поверхности  $dS$  определяются отношением полной мощности и соответственно спектральной плотности мощности,

излученной или рассеянной в верхнюю полусферу этим элементом, к его площади (Вт/м и Вт/м<sup>2</sup>·Гц)

$$R = \frac{\partial P}{\partial S}; \quad R_f = \frac{\partial R}{\partial f} = \frac{\partial^2 P}{\partial S \partial f}.$$

*Сила излучения и спектральная сила излучения* — отношение потока мощности и соответственно спектрального потока мощности электромагнитных волн, распространяющихся в телесном углу  $d\Omega$ , к величине этого угла (Вт/ср·м<sup>2</sup>; Вт/ср·м<sup>2</sup>·Гц)

$$I = \frac{\partial P}{\partial \Omega}; \quad I_f = \frac{\partial I}{\partial f} = \frac{\partial^2 P}{\partial \Omega \partial f}; \quad d\Omega = \sin \theta \, d\theta \, d\varphi. \quad (1.2.25)$$

*Яркость излучения* (Вт/ср·м<sup>2</sup>) и *спектральная яркость излучения* (Вт/ср·м<sup>2</sup>·Гц)

$$B = \frac{\partial I}{\partial S_{\perp}} = \frac{\partial^2 P}{\partial \Omega \partial S \cos \theta}; \quad (1.2.26)$$

$$B_f = \frac{\partial I_f}{\partial S_{\perp}} = \frac{\partial^3 P}{\partial \Omega \partial f \partial S \cos \theta}. \quad (1.2.27)$$

*Плотность* (Вт/ср·м<sup>2</sup>) и *спектральная плотность мощности облучения* (Вт/ср·м<sup>2</sup>·Гц) площадки  $dS$  в телесном углу  $d\Omega$  на расстоянии  $R$  от источника имеют вид

$$\Pi = \frac{\partial P}{\partial S} = \frac{\partial P}{\partial \Omega} \frac{\partial \Omega}{\partial S_{\perp}} \cos \theta = \frac{I}{R^2} \cos \theta; \quad \Pi_f = \frac{I_f}{R^2}.$$

Полная мощность излученного или рассеянного в верхнюю полусферу поля площадкой  $dS$ :

$$dP_{\text{расс}} = dS \int_{\Omega_{\text{верх}}} B(\boldsymbol{\theta}_S) \cos \theta_S \, d\Omega_S.$$

Для теплового излучения яркость  $B$  является функцией направлений излучений  $\boldsymbol{\vartheta}_S$ ,  $B = B(\boldsymbol{\vartheta}_S)$ . Для рассеянного излучения яркость зависит как от направлений “подсвета” площадки  $dS$ , так и от направлений рассеяния,  $B(\boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S)$ . Если ввести понятие идеального рассеивателя  $dS$  всей падающей на него мощности излучения в верхнюю полусферу с постоянной яркостью  $B_0$ , то

$$dP_{\text{расс}} = dP_{\text{пад}} = dS B_0 \int_{\Omega_{\text{верх}}} \cos \theta_S \, d\Omega_S = \pi \cdot B_0 \, dS.$$

*Коэффициент интегрального отражения (альбедо)* [169]

$$K_{\text{И}} = \frac{dP_{\text{расс}}}{dP_{\text{пад}}} = \frac{1}{\pi} \int_{\Omega_{\text{верх}}} \rho(\boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S) \cos \vartheta_S \, d\Omega_S, \quad (1.2.28)$$

где  $\rho = B(\boldsymbol{\vartheta}_i, \boldsymbol{\vartheta}_S)/B_0$  — коэффициент яркости.

В литературе [233, 261] часто приводят видоизмененную формулу (1.2.28), полагая, что идеальный рассеиватель отражает энергию и в верхнюю, и в нижнюю полусферы так, что  $B' = B \cos \theta_S = B'_0 = \text{const}$ , тогда

$$K_{\text{И}} = \frac{dP_{\text{расс}}}{dP_{\text{пад}}} = \frac{\int_{\Omega_{\text{верх}}} B'(\vartheta_i, \vartheta_S) d\Omega_S}{B'_0 \int_{\Omega_{\text{верх}} + \Omega_{\text{нижн}}} d\Omega_S} = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_{\text{верх}}} K_{\text{расс}}(\vartheta_i, \vartheta_S) d\Omega_S, \quad (1.2.29)$$

где  $K_{\text{расс}}(\vartheta_i, \vartheta_S) = \frac{B'(\vartheta_i, \vartheta_S)}{B'_0} = 4\rho(\vartheta_i, \vartheta_S) \cos \theta_S$  — бистатический коэффициент рассеяния.

*Формула Рэлея–Джинса* устанавливает связь между яркостной температурой элемента и его спектральной яркостью на частоте  $f$ ,  $B_f(\vartheta) = 2kf^2c^{-2}T_{\text{я}}(\vartheta) = 2kT_{\text{я}}(\vartheta)/\lambda^2$ , здесь  $k$  — постоянная Больцмана.

В соответствии с законом Кирхгофа яркостная температура  $T_{\text{я}}$  пропорциональна термодинамической температуре  $T_0$ :  $T_{\text{я}} = \chi_0 T_0$ , где  $\chi_0$  — излучательная способность элемента, равная коэффициенту поглощения падающего на него электромагнитного излучения с направления  $\vartheta$ .

Из условия баланса падающей  $P_{\text{пад}}$ , рассеянной  $P_{\text{расс}}$  и поглощенной  $P_{\text{погл}}$  мощности

$$K_{\text{И}} + \chi = 1; \quad K_{\text{И}} = P_{\text{расс}}/P_{\text{пад}}; \quad \chi = P_{\text{погл}}/P_{\text{пад}} \quad (1.2.30)$$

находим

$$\chi = 1 - K_{\text{И}}; \quad T_{\text{я}} = (1 - K_{\text{И}})T_0. \quad (1.2.31)$$

Коэффициент интегрального рассеяния  $K_{\text{И}}$  определяется выражениями (1.2.28) и (1.2.29).

При приеме колебаний вертикальной и горизонтальной поляризаций

$$K_{\text{И(ВГ)}}(\vartheta) = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_{\text{ВЕРХ}}} [K_{\text{расс В(Г)}}(\vartheta_i, \vartheta_S) + K_{\text{расс ГВ(ВГ)}}(\vartheta_i, \vartheta_S)] d\Omega_S, \quad (1.2.32)$$

где  $K_{\text{расс ГВ(ВГ)}}$  — бистатический коэффициент рассеяния кроссполяризованной компоненты. Первый индекс при коэффициенте рассеяния кроссполяризованной компоненты соответствует поляризации принимаемого поля при отражении от поверхности колебаний, излученных вспомогательным источником, расположенным условно в точке регистрации радиотеплового излучения, второй — поляризации волн, излученных этим вспомогательным источником. Коэффициенты рассеяния могут быть рассчитаны при решении прямой дифракционной задачи для заданного вида электродинамической модели поверхности.



Эффективное сечение рассеяния, коэффициент рассеяния и коэффициент яркости рассеянного излучения связаны между собой следующим образом:

$$\sigma_k^0(\vartheta_i, \vartheta_S) = K_{\text{расск}}(\vartheta_i, \vartheta_S) \cos \theta_i = 4\rho_k(\vartheta_i, \vartheta_S) \cos \theta_i \cos \theta_S. \quad (1.2.33)$$

Характеристики радиотеплового излучения, как и характеристики сигналов, отраженных от различных типов поверхностей, рассчитывают, используя соответствующие электродинамические модели. Наиболее распространенными методами расчета характеристик радиотеплового излучения являются методы, основанные на работах М. Л. Левина, С. Н. Рытова [215, 219, 236, 243, 255].

В соответствии с методикой, предложенной М. Л. Левиным и С. Н. Рытовым, для решения задач определения характеристик радиотеплового излучения тел используют теорему взаимности и вводят сторонние случайные электрические и магнитные поля, которые действуют на микротоки и микрочастицы излучающей среды. При решении электродинамической дифракционной задачи взаимодействия полей с этой средой определяют в ней потери энергии. В частности, для расчета интенсивности радиоизлучения поверхности, приходящего в точку регистрации с заданного направления, помещают условно в эту точку электрический диполь, решают задачу дифракции созданного им поля и, рассчитывая потери в среде, определяют ее излучающую способность и радиояркостную температуру.

С учетом введенных характеристик рассеянных сигналов (1.2.10)–(1.2.13) для расчета мощностей принятых колебаний и величины  $\langle |\dot{E}_k|^2 \rangle$  возможны соответствующие записи выражений (1.2.29)–(1.2.32). Необходимо отметить, что (1.2.10)–(1.2.13) и (1.2.29)–(1.2.32) применимы и тогда, когда средняя относительно неровностей поверхность является крупномасштабной и эффективное сечение  $\sigma^0(\mathbf{r})$  — функция координат криволинейной поверхности  $D$ . В этом случае величины  $\langle |\dot{E}_k|^2 \rangle$ ,  $\sigma^0(\mathbf{r})$ ,  $T_{\text{я}}(\mathbf{r})$  следует рассматривать как статические характеристики нестационарных или пространственно-неоднородных случайных процессов (полей). Статистические оценки этих характеристик, учитывающие изменения наклонов элементов рельефа поверхности, могут быть выполнены лишь системами, обладающими высокой разрешающей способностью.

Для расчета мощности радиотеплового излучения в радиометрических системах с высоким разрешением целесообразно воспользоваться понятием яркости

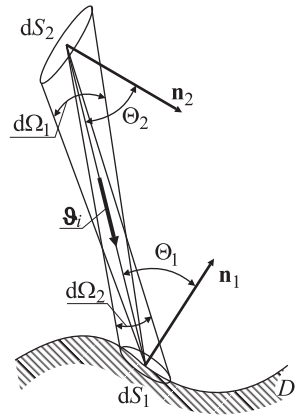


Рис. 1.2.3. К определению понятий яркости луча и яркости излучателя

луча [169]. Мощность излучения  $d^2P$  площадки  $dS_1$ , падающего на площадку  $dS_2$  (рис. 1.2.3), можно представить следующим выражением:

$$d^2P = d\Pi_2 dS_2 = \frac{\partial^2 P}{\partial S_{\perp 2}} \frac{\partial \Omega_1}{\partial \Omega_2} \cos \theta_2 dS_2 = \frac{dI}{r^2} \cos \theta_2 dS_2.$$

На основании (1.2.26) имеем

$$dI = B \cos \theta_1 dS_{\perp 1};$$

$$d^2P = B \frac{dS_1 \cos \theta_1 dS_2 \cos \theta_2}{r^2}.$$

Учитывая, что

$$\frac{dS_1 \cos \theta_1}{r^2} = d\Omega_2, \quad \frac{dS_2 \cos \theta_2}{r^2} = d\Omega_1,$$

получаем

$$d^2P = B d\Omega_1 dS_1 \cos \theta_1 = B d\Omega_2 dS_2 \cos \theta_2,$$

или

$$B = \frac{\partial^2 P}{\partial \Omega_1 \partial S_1 \cos \theta_1} = \frac{\partial^2 P}{\partial \Omega_2 \partial S_2 \cos \theta_2}.$$

В первом случае говорят о яркости излучателя — характеристике излучающей способности участка  $dS_1$ , во втором — о яркости луча — характеристике излучения, приходящего на элемент  $dS_2$  [169,172]. Если среда является непоглощающей, то яркость излучателя равна яркости луча.

Тогда спектральную плотность мощности излучения, принимаемого антенной от элемента  $dS_1$ , можно представить таким выражением

$$dP_{Af} = d\Pi_{Af}(\boldsymbol{\vartheta}_i) A_{\text{эфф}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) = B_f(\boldsymbol{\vartheta}_i) \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) d\Omega_2. \quad (1.2.34)$$

Мощность излучения от всей криволинейной поверхности  $D$  будет

$$P_{Af} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \int_{\Omega} B_f(\boldsymbol{\vartheta}_i) G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) d\Omega_2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} \int_D \frac{B_f[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] G_{\text{пр}}[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] \cos \theta_2(\mathbf{r})}{R_i^2(\mathbf{r})} d\mathbf{r}, \quad (1.2.35)$$

где  $d\Omega_2 = dS_1 \cos \theta_1 / R_i^2$ .

Соотношение между углами  $\theta_2(\boldsymbol{\vartheta}_i)$  и  $\theta_1$  иллюстрирует рис. 1.2.3.

В отличие от формул, приведенных в [15–18], данное выражение учитывает влияние криволинейной поверхности  $D$  на модуляцию индикатрисы излучения  $B_f[\boldsymbol{\vartheta}_2(\mathbf{r})]$  элементов поверхности  $d\mathbf{r}$ , наклоны которых изменяются соответственно изменениям рельефа.

В дальнейшем в зависимости от характера решаемой задачи пользуемся либо плоской, либо сферической подстилающей поверхностью  $\bar{D}$ , либо при анализе и синтезе радиолокационных систем с высокой

разрешающей способностью — криволинейной, описывающей крупномасштабный рельеф поверхности. Соответственно режимы радиолокационного картографирования поверхностей в последнем случае должны являться своеобразными режимами огибания крупномасштабного рельефа.

Выразим спектральную яркость  $B$  через яркостную температуру в соответствии с формулой Рэля–Джинса

$$P_{A_f} = \frac{k}{2\pi} \int_{\Omega} T_{\text{я}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}) d\Omega_2 = \frac{k}{2\pi} \int_D \frac{T_{\text{я}}[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] G_{\text{пр}}[\boldsymbol{\vartheta}_i(\mathbf{r})] \cos \theta_1(\mathbf{r})}{R_i^2(\mathbf{r})} d\mathbf{r}.$$

Одной из характеристик принимаемого излучения является антенная температура

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega} T_{\text{я}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) d\Omega. \quad (1.2.36)$$

Для реальных антенн

$$T_A = \frac{\eta}{2\pi} \int_{\Omega} T_{\text{я}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) d\Omega + T_0(1 - \eta).$$

Разбивая всю область приема излучения по главному и по боковым лепесткам и вычисляя средние антенные температуры в этих областях, получаем одну из основных формул радиометрии

$$T_A = T_{\Gamma} \eta (1 - \beta) + T_{\sigma} \eta \beta + T_0(1 - \eta),$$

где  $T_{\Gamma}$  — кажущаяся температура излучающего объекта, сглаженная (усредненная) главным лепестком ДН;  $\beta = \int_{\Omega_{\text{бок}}} G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) / \int_{\Omega=4\pi} G_{\text{пр}}(\boldsymbol{\vartheta}_i) d\Omega$  — коэффициент рассеяния приемной

антенны;  $T_{\sigma}$  — яркостная температура усредненного излучения фона по боковым и задним лепесткам;  $\eta$  — КПД антенны;  $T_0$  — термодинамическая температура антенно-волноводного тракта.

Важнейшими характеристиками излучения также являются матрица когерентности (1.2.17) и вектор параметров Стокса.

Если излучательная способность поверхности пропорциональна потерям мощности вспомогательной волны, то при расчетах этих потерь широко используются векторы и матрицы Джонса, матрицы Грейвса (1.2.15), (1.2.16) и ковариационная матрица рассеяния (1.2.14).

Для плоской волны потери могут быть определены соотношением [18]  $\mathbf{P} = \mathbf{E}_{\text{пад}}^T \mathbf{H} \mathbf{E}_{\text{пад}}^*$ . Эрмитова матрица потерь  $\mathbf{H}$  в некотором базисе, называемом нулевым, имеет диагональный вид

$$\mathbf{H}_0 = \left\| \begin{array}{cc} \chi_1 & 0 \\ 0 & \chi_2 \end{array} \right\|, \quad (1.2.37)$$

где значения (вещественные)  $\chi_1$  и  $\chi_2$  характеризуют излучательную способность объекта для ортогональных компонент вектора поляризации. Степень поляризации определяется соотношением, аналогичным (1.2.19)

$$m = \frac{\chi_1 - \chi_2}{\chi_1 + \chi_2} = \frac{T_{Я1} - T_{Я2}}{T_{Я1} + T_{Я2}}.$$

В частности, для рассматриваемой ниже плоской поверхности вертикальная и горизонтальная поляризация являются собственными и  $\chi_1 = \chi_V$ ,  $\chi_2 = \chi_H$ .

Вектор параметров Стокса для радиотеплового излучения объекта с точностью до постоянного коэффициента, связывающего элементы матрицы когерентности с соответствующими радияркостными температурами, может быть записан в виде

$$\mathbf{S}^T = \left\| T_{ЯГ} + T_{ЯВ}, T_{ЯГ} - T_{ЯВ}, (T_{Я135^\circ} - T_{Я45^\circ})/2, (T_{ЯКП}^{\text{Л}} - T_{ЯКП}^{\text{П}})/2 \right\|,$$

где  $T_{Я135^\circ}$  и  $T_{Я45^\circ}$  — яркостные температуры, измеренные радиометром с антенной, развернутой по отношению к направлению горизонтальной поляризации на  $135^\circ$  и  $45^\circ$ ;  $T_{ЯКП}^{\text{Л(П)}}$  — яркостные температуры, измеренные на круговой левой (правой) поляризации.

*Кажущаяся температура* излучающего объекта включает в себя истинную радиояркостную температуру и температуру, обусловленную подсветом излучения атмосферы, облаков, Солнца и др.

Рассмотрим кажущуюся температуру поверхности с учетом влияния собственного излучения атмосферы. Исходным для аналитического описания поля излучения системы атмосфера — поверхность является векторно-матричное интегродифференциальное уравнение переноса теплого излучения, записанное относительно параметров Стокса [260]

$$\frac{d\mathbf{S}_T(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r})}{dL} = -\underline{C}(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r})\mathbf{S}_T(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r}) + \int_{\Omega'} \underline{B}(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\alpha}', \mathbf{r})\mathbf{S}_T(\boldsymbol{\alpha}', \mathbf{r})d\Omega' + \mathbf{G}(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r}), \quad (1.2.38)$$

где производная по  $L$  берется вдоль направления  $\boldsymbol{\alpha}$  в трехмерной среде;  $\mathbf{r} = (x, y, z)$ ;  $\underline{C}(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r})$  — матрица ослабления вдоль направления  $\boldsymbol{\alpha}$ , обусловленная поглощением излучения;  $\underline{B}(\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\alpha}', \mathbf{r})$  — матрица рассеяния излучения из направлений  $\boldsymbol{\alpha}'$  в направления  $\boldsymbol{\alpha}$  (интегрирование осуществляется в полном телесном  $\Omega' = 2\pi$  углу по всем направлениям  $\boldsymbol{\alpha}'$ );  $\mathbf{G}(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r})$  — собственное излучение элементарного объема рассматриваемой среды в окрестности точки  $\mathbf{r}$ .

При решении большинства радиотеплолокационных задач интегральным членом в уравнении переноса излучения пренебрегают даже при наличии слабых осадков. Уравнение (1.2.38) распадается на независимые уравнения для радиояркостных температур горизонтальной и вертикальной поляризаций с соответствующими граничными условиями  $T_{ЯВ} = \chi_V \cdot T_{0П}$ ,  $T_{ЯГ} = \chi_H \cdot T_{0П}$  непосредственно на излучающей

поверхности

$$\frac{dT_{\text{ЯВ}(\Gamma)}(z, \theta)}{dz} = -\frac{\chi_A(z)}{\cos \theta} T_{\text{ЯВ}(\Gamma)}(z, \theta) + \frac{\chi_A(z)}{\cos \theta} T_{0A}(z), \quad (1.2.39)$$

где

$$\chi_A(z) = \chi_{\text{H}_2\text{O}}(z) + \chi_{\text{O}_2}(z) + \chi_W(z) + \chi_{\Gamma}(z) \quad (1.2.40)$$

— коэффициенты поглощения в молекулах водяного пара атмосферы, кислорода, облаках и осадках соответственно.

Слагаемое  $\chi_A(z)T_{0A}(z)$ , где  $T_{0A}(z)$  — термодинамическая температура атмосферы (профиль), соответствует слагаемому  $\mathbf{G}(\boldsymbol{\alpha}, \mathbf{r})$  в уравнении (1.2.38). Интегрируя это уравнение с учетом граничных условий на поверхности Земли, пренебрегая космическим излучением, а также предполагая квазизеркальный характер отражения волн от поверхности, получаем для нисходящего излучения:

$$T_{\text{Я}}^{\downarrow}(\theta, h_0) = \int_{h_0}^{\infty} \chi_A(z) T_{0A}(z) \exp \left\{ - \int_{h_0}^z \chi_A(z') \frac{dz'}{|\cos \theta|} \right\} \frac{dz}{|\cos \theta|}; \quad (1.2.41)$$

для восходящего излучения

$$\begin{aligned} T_{\text{ЯВ}(\Gamma)}^{\uparrow}(\theta, h_0) = & \chi_{\text{В}(\Gamma)}(\theta) T_{0\text{П}} \exp \left\{ - \int_0^{h_0} \chi_A(z) \frac{dz}{|\cos \theta|} \right\} + \\ & + \int_0^{h_0} \chi_A(z) T_{0A}(z) \exp \left\{ - \int_z^{h_0} \chi_A(z') \frac{dz'}{|\cos \theta|} \right\} \frac{dz}{|\cos \theta|} + \\ & + [1 - \chi_{\text{В}(\Gamma)}(\theta)] \int_0^{\infty} \chi_A(z) T_A(z) \times \\ & \times \exp \left\{ - \int_0^z \chi_A(z') \frac{dz'}{|\cos \theta|} \right\} \frac{dz}{|\cos \theta|} \exp \left\{ - \int_0^{h_0} \chi_A(z) \frac{dz}{|\cos \theta|} \right\}. \quad (1.2.42) \end{aligned}$$

Здесь  $h_0$  — уровень (высота) регистрации излучения;  $\chi_{\text{В}(\Gamma)}$  — излучательная способность поверхности; первый член в (1.2.42) характеризует излучение непосредственно самой поверхности, ослабленное поглощением в “столбе” атмосферы высотой  $h_0$ , второй — излучение этого столба атмосферы, третий член характеризует излучение всей атмосферы, переотраженное поверхностью и ослабленное при последующем распространении в восходящем направлении. Как будет показано далее, выражение (1.2.42) не только отражает реальный процесс, но и позволяет наряду с параметрами поверхности определять влагозапас атмосферы и облаков, скорость приводного ветра, среднюю интенсивность осадков и др. Заметим, что влияние атмосферы заметно в нижней части сантиметрового, в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах волн. В верхней части СМ-диапазона влиянием атмосферы можно пренебречь [15, 174, 246, 260].

### 1.3. Электрофизические и диэлектрические характеристики подповерхностных сред

Важнейшие характеристики среды — ее комплексная диэлектрическая проницаемость  $\dot{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' - j60\sigma$ , связанная с  $\epsilon''$  проводимостью ( $\sigma = \mathbf{I}/\mathbf{E} = \omega\epsilon_0\epsilon'' = \epsilon''/(60\lambda)$ ) и тангенс угла диэлектрических потерь ( $\operatorname{tg}\delta = \epsilon''/\epsilon' = 60\lambda\sigma/\epsilon'$ ). Здесь  $\mathbf{I}$  — плотность тока,  $\text{А}/\text{м}^2$ .

Запишем выражение для комплексной амплитуды плоской волны в слое подповерхностной среды на глубине  $z$ :  $\dot{E}(z) = \dot{E}_0 \exp\{-jkz\}$ . Здесь  $k = \omega\sqrt{\epsilon}\mu/c = \beta - j\alpha$  — комплексное волновое число.

Для большинства почв, водной поверхности, снежных и ледовых покровов можно считать, что магнитная проницаемость  $\mu = 1$ . Тогда  $\alpha = k_0 \operatorname{Im} \sqrt{\epsilon}$ ;  $k_0 = \omega/c = 2\pi/\lambda$ ;  $\beta = k_0 \operatorname{Re} \sqrt{\epsilon} = 2\pi/\lambda_c$ ;  $\lambda_c = \lambda/\operatorname{Re} \sqrt{\epsilon}$ . Волновой вектор  $k_0$  соответствует длине волны  $\lambda$  в свободном пространстве. Тогда

$$\dot{E}(z) = \dot{E}_0 e^{-\alpha z} e^{-i\beta z}. \quad (1.3.1)$$

Отношение

$$\Gamma = z^{-1} 20 \lg \left( \left| \dot{E}_0 \right| / \left| \dot{E}_z \right| \right) = z^{-1} 20 \lg e^{\alpha z} = 8,68\alpha = (54,6/\lambda \text{ (м)}) \operatorname{Im} \sqrt{\epsilon} \text{ (дБ/м)}$$

называется затуханием. Через параметры  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$ ,  $\operatorname{tg}\delta$  можно выразить

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \sqrt{\epsilon} &= \sqrt{\epsilon'} \sqrt{0,5 \left( \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} + 1 \right)} = (\sqrt{2})^{-1} \sqrt{\epsilon' + \sqrt{(\epsilon')^2 + (\epsilon'')^2}}; \\ \operatorname{Im} \sqrt{\epsilon} &= \sqrt{\epsilon'} \sqrt{0,5 \left( \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} - 1 \right)} = (\sqrt{2})^{-1} \sqrt{-\epsilon' + \sqrt{(\epsilon')^2 + (\epsilon'')^2}}. \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

Затухание для слабопроводящих сред (диэлектриков),  $\operatorname{tg}\delta \ll \ll 1$  (дБ/м),

$$\Gamma = 9,1 \cdot 10^{-2} \sqrt{\epsilon'} (\operatorname{tg}\delta) f \text{ (МГц)}, \quad (1.3.3)$$

для хорошо проводящих сред,  $\operatorname{tg}\delta \gg 1$ ,

$$\Gamma = 13 \cdot 10^{-2} \sqrt{\epsilon'} (\operatorname{tg}\delta) f \text{ (МГц)}. \quad (1.3.4)$$

Таким образом, электрофизические и диэлектрические свойства всего многообразия подповерхностных сред (различных почв, снежных покровов, льдов, песков, глин, суглинков, известняков, мерзлых грунтов и т.п.) можно характеризовать значениями диэлектрических проницаемостей  $\epsilon'$  и  $\epsilon''$ , проводимостей  $\sigma$ , значениями тангенса диэлектрических потерь  $\operatorname{tg}\delta$  или затухания  $\Gamma$  [32, 192, 216, 221, 311]. В свою очередь эти параметры зависят от других электрофизических, химических, механических параметров среды: солености, влажности, плотности грунта, его термодинамической температуры и др.

Например, для однородных диэлектриков в переменных полях зависимость диэлектрической проницаемости от частоты, температуры и других параметров может быть приближенно описана формулой Дебая и др. [15,16]

$$\varepsilon = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{CT} - \varepsilon_{\infty}}{1 + (2\pi \cdot f\tau)^2} - j2\pi \cdot f\tau \frac{\varepsilon_{CT} - \varepsilon_{\infty}}{1 + (2\pi \cdot f\tau)^2}, \quad (1.3.5)$$

где  $\varepsilon_{\infty} = \lim_{f \rightarrow \infty} \varepsilon'$ ;  $\varepsilon_{CT} = \lim_{f \rightarrow 0} \varepsilon'$ ;  $\tau = \alpha \exp(-bT_0)$ ;  $\tau$  — время релаксации, обусловленное процессом ориентации полярных молекул вдоль электрического поля;  $a$  и  $b$  зависят от характеристик молекул вещества.

Для морской воды зависимость от солености  $S$  [‰] (промилле) учитывается дополнительным слагаемым в формуле Дебая, равным  $2j\sigma_S f^{-1}$ , где  $\sigma_S$  — статическая проводимость соленого раствора как электролита. В [15] приведены типичные зависимости  $\varepsilon_{CT}$ ,  $\varepsilon_S$ ,  $\tau$  от температуры  $T_0$  и солености  $S$ .

С величиной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon'$  связана плотность вещества  $\rho$ :  $\sqrt{\varepsilon} = 1 + (a_0 + q \lg \lambda)\rho$ , где  $a_0$  и  $q$  — коэффициенты, зависящие от конкретных веществ [16].

Для силикатных пород в СМ-диапазоне имеет место простое соотношение

$$\sqrt{\varepsilon} = 1 + 0,5\rho, \quad (1.3.6)$$

которое использовалось при измерении плотности вещества на поверхности Луны [296].

Оценка увлажнения и солености льдов и различных почв может быть получена с использованием соотношения Винера–Вагнера [16] для многокомпонентных и, в частности, бинарных смесей

$$\frac{\varepsilon_{ВЛ} - 1}{\varepsilon_{ВЛ} + u} = P \frac{\rho_{ВЛ}}{\rho_{В}} \frac{\varepsilon_{В} - 1}{\varepsilon_{В} + u} + (1 - P) \frac{\rho_{ВЛ}}{\rho_{В}} \frac{\varepsilon_0 - 1}{\varepsilon_0 + u}, \quad (1.3.7)$$

где  $\varepsilon_{ВЛ}$ ,  $\varepsilon_{В}$ ,  $\varepsilon_0$  — диэлектрические проницаемости соответственно влажного вещества, воды и основы;  $P$  — процентное содержание влаги (влажность), %;  $\rho_{ВЛ}$ ,  $\rho_{В}$  — плотности увлажненного вещества и воды;  $u$  — коэффициент формы ( $2 \leq u \leq 10$ ).

В соответствии с экспериментальными данными [15, 16] действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости зависят от влажности  $P$  практически линейно при ее изменении от единиц до нескольких десятков процентов. В частности, для песчаных и глинистых почв

$$\varepsilon(P) = \varepsilon_0 + k(\lambda)P [\%].$$

В сантиметровом (СМ) диапазоне, например,  $k = 0,55 \dots 0,57$  [16, 233]. При измерении радиояростной температуры плоской поверхности ( $T_{Я} = \chi T_0$ ) можно оценить ее влажность, выражая излучательную способность через коэффициент отражения Френеля. При вертикальном зондировании

$$\chi = 4 \sqrt{\varepsilon_0 + k(\lambda)P} / (\sqrt{\varepsilon + k(\lambda)P} + 1)^2.$$

### 1.4. Электродинамическая модель плоской поверхности

Эта модель является простейшей (рис. 1.4.1) и практически применимой при выполнении критерия Рэлея ( $h < \lambda(16 \cos \theta_i)$ ), где  $h$  — высота неровностей. Результаты описания этой модели имеют очень большую практическую значимость, применимы при исследовании моделей слоистых сред, моделей поверхности с крупномасштабными неровностями в приближении касательной плоскости, описании средних значений полей, рассеянных мелкомасштабными неровностями, и др.

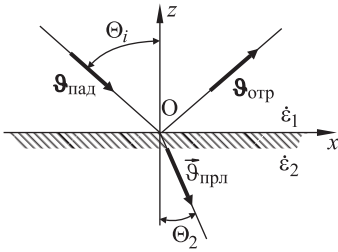


Рис. 1.4.1. Отражение и преломление волн на плоской границе раздела двух сред

Основными характеристиками этой модели поверхности являются коэффициенты отражения Френеля для колебаний плоских волн горизонтальной и вертикальной поляризации:

$$K_{fг} = \frac{\dot{E}_{0отр}}{\dot{E}_{0пад}} = \frac{\dot{H}_{0отр}}{\dot{H}_{0пад}} = \frac{\sqrt{\dot{\epsilon}_1} \cos \theta_i - \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}{\sqrt{\dot{\epsilon}_1} \cos \theta_i + \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}; \quad (1.4.1)$$

$$K_{fv} = \frac{\dot{\epsilon}_2 \cos \theta_i - \sqrt{\dot{\epsilon}_1} \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}{\dot{\epsilon}_2 \cos \theta_i + \sqrt{\dot{\epsilon}_1} \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i}}. \quad (1.4.2)$$

Комплексные амплитуды электрических полей падающей, отраженной и преломленной плоских волн соответственно будут

$$\dot{E}_0 \exp(j\omega \cdot t) \exp(-j\mathbf{k}\mathbf{R}), \quad (1.4.3)$$

где  $\mathbf{k} = k\boldsymbol{\vartheta}$ ;  $k = (\omega/c)\sqrt{\dot{\epsilon}} = (2\pi/\lambda)\sqrt{\dot{\epsilon}}$ ;  $\dot{\epsilon} = \epsilon' - i\epsilon''$ ;

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_{пад} &= \dot{\mathbf{E}}_{0пад} e^{-jk_1(x \sin \theta_i - z \cos \theta_i)}, \\ \dot{\mathbf{E}}_{отр} &= \dot{\mathbf{E}}_{0отр} e^{-jk_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)}, \\ \dot{\mathbf{E}}_{прел} &= \dot{\mathbf{E}}_{0прел} e^{-jk_2(x \sin \theta_2 - z \cos \theta_2)} = \\ &= \dot{\mathbf{E}}_{0прел} e^{-jk_1(x \sin \theta_i - z \sqrt{\dot{\epsilon}_2 - \dot{\epsilon}_1 \sin^2 \theta_i})}; \\ \sin \theta_2 &= (k_1/k_2) \sin \theta_i = \left( \sqrt{\dot{\epsilon}_1} / \sqrt{\dot{\epsilon}_2} \right) \sin \theta_i; \end{aligned} \quad (1.4.4)$$

$\boldsymbol{\vartheta} = (\cos \theta_x, \cos \theta_y = 0, \cos \theta_z)$  — единичный вектор.

В частном случае, когда над поверхностью раздела среда 1 — воздух ( $\dot{\epsilon}_1 \approx 1$  и  $\dot{\epsilon}_2 \approx \epsilon$ ), коэффициенты отражения Френеля имеют