

**Е.Р. Милютин, Г.О. Василенко, М.А. Сиверс,**

**А.Н.Волков, Н.В.Певцов**

**МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОЛЯ  
В СИСТЕМАХ СВЯЗИ  
ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

**Под редакцией Е.Р. Милютина**

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ**

**2003**

---

*Милютин Е.Р., Василенко Г.О., Сиверс М.А., Волков А.И., Певцов Н.В.* Методы расчета поля в системах связи дециметрового диапазона. СПб: Триада, 2003.

В книге приводятся и критически анализируются основные методы расчета поля в дециметровом диапазоне волн, даются рекомендации по применению тех или иных методов в конкретных условиях.

Книга может быть полезна инженерам, занимающимся проектированием сотовых систем связи, а также преподавателям и студентам вузов, специализирующимся в этой области.

ISBN 5-901178-12-2

© Милютин Е.Р., Василенко Г.О., Сиверс М.А., Волков А.И., Певцов Н.В.

Редактор *Е.Ю.Пономарева*

---

23

Подписано к печати 07.07.2003

Объем 10 печ. л. Тираж 500 экз. Зак.

---

# СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие .....	5
Перечень условных обозначений, сокращений, терминов .....	7
Введение .....	8
1. Механизмы распространения дециметровых волн .....	12
1.1. Энергетические соотношения при распространении радиоволн в свободном пространстве .....	—
1.2. Область, существенная при распространении энергии радиоволн .....	14
1.3. Отражение и рассеяние волн .....	17
1.4. Дифракция волн .....	22
2. Эффекты, возникающие при распространении дециметровых волн в приземном слое атмосферы .....	29
2.1. Ослабление в атмосфере .....	—
2.2. Ослабление в естественных и искусственных объектах .....	34
2.3. Замирания .....	40
2.4. Рефракция .....	43
2.5. Поляризация .....	49
3. Расчет дифракционного ослабления напряженности поля в фиксированных линиях связи .....	50
3.1. Общие сведения .....	—
3.2. Методы расчета дифракционных потерь на клиновидных препятствиях .....	51
3.2.1. Метод Дейгаута .....	—
3.2.2. Метод Эпштейна-Петерсона .....	53
3.2.3. Метод Джованелли .....	—
3.2.4. Экспериментальная проверка методов .....	54
3.3. Методы расчета дифракционных потерь на цилиндрических препятствиях .....	57
3.4. Рекомендация ITU-R P.526 .....	60
4. Расчет напряженности поля в службах вещания и сотовых системах мобильной связи .....	65
4.1. Расчет напряженности поля эмпирическими методами .....	—
4.1.1. Метод расчета статистических характеристик сигналов в службах вещания и подвижной связи согласно Рекомендации ITU-R P.1546 .....	—
4.1.2. Расчет ослабления сигнала с помощью моделей Окамура и Хата .....	80
4.1.3. Расчет ослабления сигнала с помощью модели Ли .....	82
4.1.4. Необходимость калибровки эмпирических моделей .....	83
4.1.5. Минимальный набор измерений .....	—
4.1.6. Выбор модели .....	85
4.1.7. Калибровка модели .....	88
4.2. Расчет напряженности поля детерминистскими методами .....	91
4.2.1. Модель Икегами .....	92
4.2.2. Модель Ксиа .....	93
4.2.3. Модель Уолфшиша-Икегами .....	94

4.2.4. Модифицированная модель .....	97
4.2.5. Рекомендация ITU-R P.1411 .....	101
4.2.6. Многолучевые методы.....	105
4.3. Методика расчета напряженности поля.....	113
4.3.1. База данных и ее применение для расчетов .....	–
4.3.2. Алгоритм построения профиля трассы и карты потерь с использованием геоинформационной базы данных.....	116
4.3.3. Интерпретация основных слоев ЦКМ при расчете потерь распространения .....	119
4.3.4. Расчет коэффициента усиления антенны .....	124
4.3.5. Алгоритм расчета напряженности поля.....	126
4.4. Сопоставление методов расчета .....	132
4.4.1. Описание территории измерений .....	–
4.4.2. Сравнение результатов измерений и расчета по статистическим моделям .....	133
4.4.3. Сравнение результатов измерений и расчета по детерминистским моделям .....	134
4.4.4. Сопоставление результатов измерений и расчетов для ситуации прямой видимости .....	137
5. Расчет напряженности поля в спутниковых системах связи.....	138
5.1. Общие сведения .....	–
5.2. Распространение в условиях городской застройки .....	139
5.3. Затенение лесными массивами.....	141
5.4. Затенение рельефом .....	142
5.5. Расчет затенений на реальных территориях с применением детализированной базы данных .....	143
6. Особенности планирования систем связи, работающих в дециметровом диапазоне волн .....	146
6.1. Цели и этапы планирования .....	–
6.2. Построение предварительного частотно-территориального плана .....	148
6.2.1. Определение размеров одной соты .....	–
6.2.2. Влияние различных факторов на размеры соты и уровень соканальных помех .....	151
6.2.3. Определение емкости сети .....	155
Литература.....	157

## Предисловие

Сотовые системы связи (ССС) переживают в настоящее время период бурного роста. По темпам прироста абонентов они заметно превосходят традиционные системы телефонии. Достижения современной технологии позволяют осуществить переход к СССР третьего поколения и успешно решать различные аппаратурные задачи. Наиболее серьезные трудности в процессе проектирования СССР возникают при определении уровня напряженности поля в зоне обслуживания системы. Этот вопрос освещался неполно в целом ряде недавно вышедших изданий, посвященных СССР, либо не ставился вообще. В тоже время в зарубежных изданиях расчет напряженности поля рассматривается достаточно подробно. Однако весьма часто рекомендации, даваемые в этих работах, очень противоречивы и, к тому же, в большей части, они, как правило, недоступны для основной массы российских инженеров-связистов, поскольку публикуются в узкоспециализированных технических журналах.

Предлагаемая книга стремится ликвидировать этот пробел. В ней приводятся и критически анализируются основные методы расчета поля в дециметровом диапазоне волн, даются рекомендации по применению тех или иных методов в конкретных условиях.

Книга может быть полезна инженерам, занимающимся проектированием СССР, а также преподавателям и студентам вузов, специализирующимся в этой области.

Книга состоит из введения и шести разделов.

Введение содержит краткий исторический очерк, посвященный развитию методов расчета напряженности поля дециметрового диапазона волн (ДМВ).

В разд. 1 рассматриваются общие вопросы распространения радиоволн. В сжатой форме излагается вывод основных расчетных энергетических соотношений в свободном пространстве, формулируется понятие о зонах Френеля, приводятся выражения для коэффициентов Френеля и рассматриваются механизмы дифракции волн на препятствиях.

В разд. 2 рассматриваются эффекты, возникающие при распространении радиоволн в земной атмосфере. Здесь приводятся краткие данные о составе и строении тропосферы, анализируются такие эффекты, как ослабление волн в «чистой» атмосфере, рефракция, замирания и деполяризация. Кроме того, рассматривается ослабление волн в естественных и искусственных объектах, и приводятся данные о коэффициенте ослабления дециметровых волн в основных строительных материалах и конструкциях.

Материалы разд. 1 и 2 являются исходными для основного содержания книги.

Разд. 3 книги посвящен расчету напряженности поля для фиксированных линий связи в наиболее сложном случае — отсутствие прямой видимости между передающей и приемной антеннами. Анализируются методы расчета поля при наличии на трассе препятствий, аппроксимруемых клином или цилиндром.

В разд. 4 выполнен анализ методов расчета поля в службах вещания и СССР. Рассматриваются различные ситуации, возникающие при реализации линий связи в указанных системах. В этом разделе детально исследуются методы расчета поля с помощью различных моделей распространения волн, дана классификация методов и их сравнение. Приводятся рекомендации по применению тех или иных методов на конкретных трассах. Сопоставляются теоретические и экспериментальные данные о напряженности поля.

В разд. 5 рассматриваются вопросы ослабления поля в земных объектах спутниковых систем связи, получающих сейчас все большее развитие.

Наконец, в разд. 6 кратко излагаются основы частотно-территориального планирования на примере транкинговой системы стандарта TETRA.

Разделение труда авторов в книге следующее: Е.Р. Милютиним написаны предисловие, введение, разд. 1 и 2, а также совместно с А.Н. Волковым выполнено общее редактирование книги; Г.О. Василенко — разд. 3, 4 и 5; М.А. Сиверсом — разд. 6; А.Н. Волков и Н.В. Певцов принимали участие в написании отдельных подразделов разд. 1, 3, 5, 6.

Авторы осознают, что книга не свободна от недостатков, и с благодарностью примут все замечания, которые следует направлять по адресу: 191186, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, 61, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича.

## Перечень условных обозначений, сокращений, терминов

АПК	–	абсолютно поглощающий клин;
АС	–	абонентская станция;
АФТ	–	антенно-фидерный тракт;
БС	–	базовая станция;
ВП	–	вертикальная поляризация;
ГИС	–	геоинформационная система;
ГП	–	горизонтальная поляризация;
ГТД	–	геометрическая теория дифракции;
ДМВ	–	дециметровые волны;
ДН	–	диаграмма направленности (антенны);
МС	–	мобильная станция;
ЗО	–	зона обслуживания;
ИК	–	импедансный клин;
ИПК	–	идеально проводящий клин;
МНК	–	метод наименьших квадратов;
ПРД	–	передатчик;
ОВЧ	–	очень высокая частота;
ПРМ	–	приемник;
ПВ	–	прямая видимость;
РРЛ	–	радиорелейная линия;
РПДУ	–	радиопередающее устройство;
РЭС	–	радиоэлектронное средство;
СВЧ	–	сверхвысокая частота;
СКО	–	среднеквадратическое отклонение;
ССС	–	система сотовой связи
УВЧ	–	ультравысокая частота;
УКВ	–	ультракороткие волны;
ЦКМ	–	цифровая карта местности;
ЧНН	–	час наибольшей нагрузки;
ЧТП	–	частотно-территориальное планирование;
ЭМС	–	электромагнитная совместимость;
ETSI	–	European Telecommunications Standards Institute (Европейский институт стандартов связи);
ITU	–	International Telecommunications Union (Международный Союз Электросвязи).

Проблема исследования закономерностей распространения УКВ и, в частности, дециметровых волн в условиях города является весьма актуальной, так как развитие общества неизбежно влечет, с одной стороны, рост числа и размеров городов, а, с другой, — необходимость качественной связи для передачи больших объемов информации преимущественно в черте города.

Современный крупный город с точки зрения распространения радиоволн представляет сложную неоднородную структуру, простирающуюся иногда на десятки километров. Теоретические расчеты напряженности поля УКВ в городе весьма затруднены, поскольку приходится одновременно учитывать механизмы отражения, дифракции и рассеяния волн.

Одно из первых соотношений для расчета напряженности поля УКВ было предложено Джонсом по результатам его же экспериментов в Нью-Йорке на частоте 44 и 61 МГц. В основу была положена формула для расчета напряженности поля в свободном пространстве, дополненная экспоненциальным множителем, учитывающим поглощение в зданиях, которые представлялись в виде эквивалентного поглощающего слоя. Однако наличие в расчетном соотношении трех, до некоторой степени произвольных постоянных, существенно затрудняло его использование.

Выдающийся советский ученый академик Б.А. Введенский, внесший громадный вклад в дело изучения распространения УКВ, предложил совместно с А.Г. Аренбергом использовать для расчета поля в городе квадратичную формулу, добавив множитель ослабления, который определялся из экспериментальных данных и находился в диапазоне значений 0.25–1.5. Наличие одной постоянной позволяло проще описывать различные условия распространения поля в городе и делало применение этой формулы более приемлемым, нежели формулы Джонса. Однако дальнейшие экспериментальные исследования показали, что реальная зависимость напряженности поля от расстояния не совпадает с той, которую дает квадратичная формула. Эксперименты также показали, что вышеупомянутые соотношения не учитывают тип застройки городской территории и характерные условия размещения антенн, которые подразделяются на следующие:

1. Приемная антенна расположена вне здания, ниже уровня крыш (в пп. 1–3 предполагается, что передающая антенна находится выше уровня крыш). При этом различают следующие ориентации улиц:

а) радиально ориентированные, направление которых совпадает с направлением распространения радиоволн;

- б) поперечные, направление которых перпендикулярно направлению распространения радиоволн;
  - в) произвольно ориентированные;
  - г) группа произвольно расположенных зданий.
2. Приемная антенна расположена внутри здания.
  3. Приемная антенна расположена выше уровня крыш окружающих домов.

4. Передающая и приемная антенны расположены ниже уровня крыш окружающих домов.

Во всех вышеперечисленных пунктах следует различать случаи связи с мобильными и стационарными объектами.

При выполнении условий п. 1, а поле в месте приема в пренебрежении переизлучения от крыш окружающих зданий образуется за счет интерференции прямого и отраженного лучей. Вычисления показывают, что для ДМВ размеры малой оси первой зоны Френеля (области, где в основном формируется энергия отраженного луча) составляют самое большее несколько десятков метров, и, как правило, меньше ширины большинства городских магистралей. Поэтому расчеты напряженности поля можно проводить по интерференционным формулам.

Для поперечных улиц задача об определении напряженности поля была решена в предположении, что стены зданий являются абсолютно поглощающими, а влияние земли не учитывалось. Тогда задача сводится к расчету дифракционного поля на широкой щели, прорезанной в плоском экране. Измерения, проведенные на частоте 535 МГц, показали, что экспериментальные результаты отличаются от теоретических не более чем на 10 %, а также то, что распределение напряженности поля в различных пунктах города независимо от застройки и расположения относительно передатчика подчиняется логарифмически нормальному закону.

Все вышеприведенные соотношения получены из обобщения результатов экспериментов по исследованию напряженности поля и дают некие средние значения данной величины. Они не позволяют определить напряженность поля в каждой произвольно выбранной точке. В.Ф. Чепура предложил модифицировать формулу для средних значений таким образом, чтобы рассчитанная по ней напряженность поля имела место для определенного процента пунктов приема в городе и, следовательно, попытался теоретически установить статистические закономерности пространственного распределения напряженности.

Если на начальном этапе исследования распространения ДМВ в городе проводились, в основном, в целях обеспечения передачи телевизионных сигналов, то интенсивное развитие ССС в последние десятилетия

вновь вызвало повышенный интерес к методам расчета поля, учитывающим, по возможности, все физические механизмы образования поля в месте приема.

Стандартным методом определения медианы радиополя в настоящее время является использование в том или ином виде графиков Окамура. Этот метод позволяет в какой-то степени учесть некоторые особенности городской застройки. В ряде случаев (при расположении АС на расстоянии свыше 10 км от БС) для расчета применяются так называемые «кривые распространения», приведенные в Рекомендациях ITU-R. Использование графиков вызывает определенные затруднения при проведении вычислений и, кроме того, эмпирические модели имеют ограничения по диапазону частот, высоте антенн и т. п., поэтому предпринимались попытки аппроксимации графических зависимостей и получения на этой основе аналитических выражений.

Подобные аналитические модели были предложены К. Олсбруком и Дж. Парсонсом, а также М. Хата. Модель COST 231-Хата рекомендована ETSI для диапазона 1500–2000 МГц.

Применение всех указанных моделей ограничено тем обстоятельством, что они были разработаны на основе измерений в конкретных районах и на определенных частотах.

В настоящее время наряду с традиционным статистическим описанием волн в городе (статистические методы) создаются детерминистские модели, основанные на применении геометрической оптики и геометрической теории дифракции и учитывающие реальную застройку городских районов (детерминистские методы). Уровень развития вычислительной техники сделал возможным по городской застройке применение при расчете поля в городе компьютерных баз данных, содержащих координаты, высоты и контуры зданий, рельеф местности и т. д.

Детерминистские модели Уолфиша-Икегами и Ксиа рекомендованы ITU-R для применения в городских условиях. Эти модели учитывают вероятность прихода сигнала на антенну АС несколькими путями.

Однако очевидно, что даже в самой современной детерминистской модели невозможно предусмотреть все разнообразие условий распространения радиоволн.

В последнее время был предложен комплексный подход к расчету поля волны, в котором были совмещены статистические и детерминистские методы следующим образом: влияние множества объектов, далеко отстоящих от АС, оценивалось статистическим методом, а ближних, создающих зоны радиотени, — детерминистским.

Все вышеизложенное позволяет говорить о заметном прогрессе в понимании сложного механизма распространения радиоволн в различных условиях и об отражении этого прогресса в современных методах расчета поля.

# 1. МЕХАНИЗМЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

## 1.1. Энергетические соотношения при распространении радиоволн в свободном пространстве

На радиолинии связного типа без ретрансляторов плотность потока энергии (вектор Пойнтинга), которую создает передатчик в месте приема при распространении волны в однородной, изотропной, непоглощающей среде

$$\Pi = \frac{P_1 g_l l_l}{4\pi r^2}, \quad (1.1)$$

где  $P_1$  — мощность передатчика,  $g_l$  — коэффициент усиления передающей антенны в направлении на приемник,  $l_l$  — коэффициент полезного действия фидера передающей станции,  $r$  — длина трассы.

Тогда мощность, поступающая на вход приемника,

$$P_r = \Pi S_e l_r,$$

где  $S_e$  — действующая площадь приемной антенны, т. е. площадь фронта падающей волны, из которой антенна эффективно извлекает энергию и выделяет ее в согласованную нагрузку,  $l_r$  — коэффициент полезного действия фидера приемника.

Следовательно,

$$P_r = P_1 g_l g_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 l_l l_r, \quad (1.2)$$

где  $\lambda$  — длина волны. Не снижая общности рассуждений, можно положить  $l_l = l_r = 1$  и ввести понятие о потерях распространения в свободном пространстве [1]

$$l_F = \frac{P_r g_l g_r}{P_1} = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4\pi r f}{c} \right)^2, \quad (1.3)$$

где  $f$  и  $c$  — частота волны и скорость света соответственно. Эти потери обусловлены естественной убылью плотности потока энергии с увеличением расстояния.

Выражая потери распространения в свободном пространстве в децибелах с представлением частоты в МГц и расстояния  $R$  в километрах, получаем

$$L_F = 32.45 + 20 \lg(f) + 20 \lg(R). \quad (1.4)$$

Если же интерес представляет напряженность поля, В/м, то в свободном пространстве она определяется из легко получаемого соотношения

$$e_F = \frac{\sqrt{30 p_{eirp}}}{r},$$

где  $p_{eirp}$  — эквивалентная изотропно излучаемая мощность (Э.И.И.М., е.и.г.р.) — произведение мощности, подводимой к антенне, на коэффициент усиления этой антенны в заданном направлении относительно изотропной антенны, Вт, или в чаще используемых на практике единицах, мкВ/м,

$$e_F = \frac{173 \cdot 10^3 \sqrt{p_{eirp}}}{R},$$

где  $p_{eirp}$  в кВт.

При  $p_{eirp} = 1$  кВт и  $R = 1$  км  $E_F = 104.7$  дБ(мкВ/м).

Иногда коэффициент усиления, мкВ/м, определяется относительно коэффициента усиления полуволнового вибратора, тогда

$$e_F = \frac{222 \cdot 10^3 \sqrt{p_{erp}}}{R},$$

где  $p_{erp}$  — эквивалентная излучаемая мощность (е.г.р.) — произведение мощности, подводимой к антенне, на коэффициент усиления этой антенны в заданном направлении относительно полуволнового вибратора ( $g_{l,\lambda/2}$ ), кВт.

При  $p_{erp} = 1$  кВт и  $R = 1$  км  $E_F = 106.9$  дБ(мкВ/м).

Коэффициенты усиления антенны относительно изотропной антенны и полуволнового вибратора связаны следующим соотношением:

$$G[\text{дБ}] = G_{\lambda/2}[\text{дБ}] + 2.15 \text{ дБ}.$$

Таким образом, используя понятие об основных потерях распространения в свободном пространстве, можно, например, определить мощность, поступающую на вход приемника, дБВт, учитывая, что  $l_p, l_r < 1$

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{st} - L_{sr} - L_F, \quad (1.5)$$

где  $P_t$  — мощность на выходе передатчика, дБВт;  $G_t(G_r)$  — коэффициент усиления передающей (приемной) антенны, дБ;

$L_{st}(L_{sr}) = 10 \lg[l_t(l_r)]$  — потери в антенно-фидерном тракте (АФТ) передатчика (приемника), дБ.

При вычислении мощности или напряженности поля в месте приема из (1.5) следует исключить параметры, относящиеся к приемнику,  $G_r$  и  $L_r$ , причем напряженность поля и мощность связаны соотношением

$$P_r = E - 20 \cdot \log f - 107.2, \quad (1.6)$$

где  $E$  — напряженность поля в точке приема, дБ(мкВ/м);  $f$ , МГц. Для перехода к величинам мощности в дБмВт (дБм) константу следует уменьшить на 30 дБ.

В заключение этого подраздела заметим, что в процессе распространения радиоволн в любой среде, а особенно в условиях города, возникают дополнительные потери, которые в сумме с потерями свободного пространства образуют так называемые полные потери распространения,  $L$  (далее просто потери распространения).

Из приведенных выше выражений видно, что напряженность поля в точке приема однозначно определяется потерями распространения при известных характеристиках приемопередающего оборудования. Следовательно, модели, описывающие потери распространения в какой-либо среде, могут быть использованы для вычисления напряженности поля в различных точках среды.

## 1.2. Область, существенная при распространении энергии радиоволн

При распространении радиоволн в свободном пространстве необходимо установить те области пространства, которые вносят основной вклад в создание поля в месте приема. Вопрос об области пространства, существенной при распространении энергии волны, решается на основе принципа Гюйгенса с помощью построения зон Френеля.

Согласно принципу Гюйгенса в его простейшей формулировке каждая точка фронта волны (созданной первичным источником) является источником вторичной сферической волны и, следовательно, волновая поверхность заменяется системой вторичных источников (виртуальных излучателей).

Построение зон Френеля проще всего проиллюстрировать следующим примером [2].

Пусть в месте передачи  $A$  расположен изотропный излучатель, создающий сферический фронт волны, зафиксированной в некоторый момент времени (рис. 1.1) на трассе  $AB$ ,  $B$  — точка приема. Каждая из прямых  $BN_1$ ,  $BN_2$  и т. д. отличается от соседней на величину  $\lambda/2$ , так что  $BN_n = l_2 + n\lambda/2$ . Это семейство прямых формирует на плоскости рисун-

ка конические поверхности, имеющие основой  $N_1N_1'$ ,  $N_2N_2'$  и т. д. Пересечения конических поверхностей со сферой образуют систему концентрических окружностей, вид на которые со стороны точки приема показан на рис. 1.2. Площади, заключенные между соседними окружностями, называются зонами Френеля, причем их нумерация ведется от центра. Первая зона представляет часть сферы, ограниченную окружностью, а зоны высших порядков — кольцевые области на сферическом фронте волны.

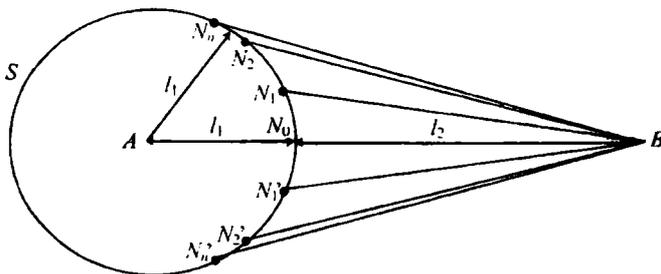


Рис. 1.1. К построению зон Френеля

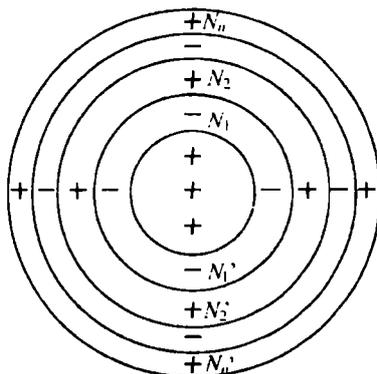


Рис. 1.2. Нумерация зон Френеля

Особенностью виртуальных излучателей, расположенных в пределах каждой зоны, является то, что в среднем создаваемые ими фазы колебаний в месте приема совпадают, тогда как фазы колебаний, создаваемых излучателями соседних зон, будут также в среднем отличаться на  $180^\circ$ , что соответствует разности хода лучей в  $\lambda/2$ .

Для определения параметров зон Френеля ограничимся небольшой частью сферической поверхности, которую можно представить в виде плоскости (рис. 1.3).

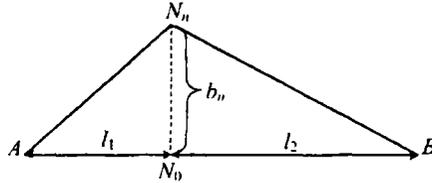


Рис. 1.3. К определению параметров зон Френеля

По условию построения зон Френеля

$$AN_n + N_nB = l_1 + l_2 + n \cdot \lambda / 2. \quad (1.7)$$

Из треугольника  $AN_nN_0$  и  $BN_0N_n$  имеем, с учетом того, что  $b_n \ll l_1$  и  $b_n \ll l_2$ ,

$$A \cdot N_n = \sqrt{l_1^2 + b_n^2} \approx l_1 + b_n^2 / (2 \cdot l_1),$$

$$B \cdot N_n = \sqrt{l_2^2 + b_n^2} \approx l_2 + b_n^2 / (2 \cdot l_2).$$

Подставив эти выражения в (1.7), получаем

$$b_n = \sqrt{\frac{l_1 l_2 n \lambda}{l_1 + l_2}}. \quad (1.8)$$

Отсюда радиус первой зоны Френеля

$$b_1 = \sqrt{\frac{l_1 l_2 \lambda}{l_1 + l_2}}.$$

В продольном разрезе вдоль трассы первая зона Френеля, как и все другие зоны, представляет эллипсоид вращения, фокусы которого находятся в точках передачи и приема (рис. 1.4).

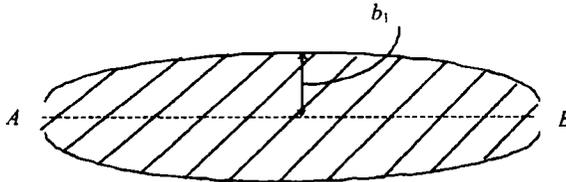


Рис. 1.4. Продольное сечение зон Френеля

Из курсов оптики известно, что действия соседних зон взаимно компенсируются в точке приема, причем чем больше порядковый номер зоны,

тем полное компенсация. В итоге такой парной компенсации не скомпенсированным остается действие примерно половины первой зоны.

Таким образом, с некоторым запасом первая зона Френеля и ограничивает область пространства, существенно участвующего в распространении энергии волны.

Иногда, особенно при расчетах радиорелейных линий (РРЛ), используют понятие минимальной зоны

$$b_{\min} = \sqrt{\frac{1}{3} \frac{\ell_1 \ell_2 \lambda}{\ell_1 + \ell_2}}.$$

В дальнейшем тексте этой книги за существенную область будет приниматься первая зона Френеля.

### 1.3. Отражение и рассеяние волн

При распространении в городе радиоволны взаимодействуют с различными материалами, входящими в конструкцию зданий или покрытие городских территорий. Процесс подобного взаимодействия характеризуется двумя, в общем случае, комплексными коэффициентами Френеля – коэффициентом отражения  $R$  и коэффициентом прохождения  $T$ , которые представляют соответственно отношения отраженной от материала и прошедшей внутрь его волн к падающей волне.

Коэффициенты Френеля в случае немагнитных сред, а таковыми является большинство строительных материалов, зависят от длины и поляризации волны ( $h$  – горизонтальная (ГП) или перпендикулярная,  $v$  – вертикальная (ВП) или параллельная поляризация), электрических параметров сред и углов падения и преломления (рис. 1.5).

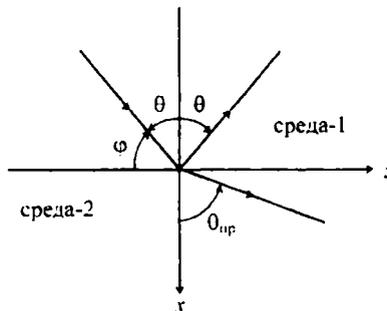


Рис. 1.5. Падение плоской волны на границу раздела сред

Общие соотношения, характеризующие падение плоской волны на плоскую поверхность раздела диэлектрических сред, записываются в виде

$$R_h = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_{\text{пр}}}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_{\text{пр}}}, \quad (1.9)$$

$$R_v = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_{\text{пр}} - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_{\text{пр}} + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta}, \quad (1.10)$$

$$T_h = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_{\text{пр}}}, \quad (1.11)$$

$$T_v = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_{\text{пр}} + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta}. \quad (1.12)$$

где  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$  — соответственно относительные диэлектрические проницаемости первой и второй сред,  $\theta$  и  $\theta_{\text{пр}}$  — углы падения и преломления волны.

В (1.9)–(1.12) часто бывает удобным исключить угол преломления. Для этого используется закон Снеллиуса

$$\cos \theta_{\text{пр}} = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_{\text{пр}}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 - \sin^2 \theta_{\text{пр}}}}{n_{21}},$$

где  $n_{21} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}}$  — относительный показатель преломления второй и первой сред. На рис. 1.6 показана зависимость коэффициента отражения для наиболее часто используемых при строительстве материалов.

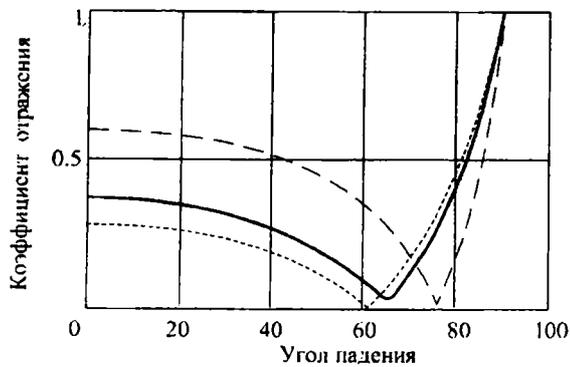
Если первая среда воздух с  $n_1 = \sqrt{\epsilon_1} \approx 1$  и применяются более употребительные в теории распространения радиоволн углы скольжения  $\psi = 90^\circ - \theta$ , то для коэффициентов Френеля получаем

$$R_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}}, \quad (1.13)$$

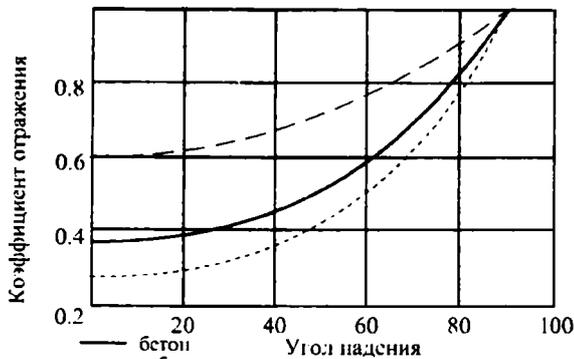
$$R_v = \frac{\epsilon_2 \sin \psi - \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}}{\epsilon_2 \sin \psi + \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}}, \quad (1.14)$$

$$T_h = \frac{2 \sin \psi}{\sin \psi + \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}},$$

$$T_v = \frac{2\sqrt{\epsilon_2} \sin \psi}{\epsilon_2 \sin \psi + \sqrt{\epsilon_2 - \cos^2 \psi}} \quad (1.15)$$



а)



б)

Рис. 1.6. Зависимость коэффициента отражения от угла падения:  
а) горизонтальная поляризация, б) вертикальная поляризация

$$(1.16)$$

В диапазоне ДМВ необходимо принимать во внимание комплексность диэлектрической проницаемости второй среды и в (1.13)–(1.16) величину  $\epsilon_2$  следует заменить на  $\tilde{\epsilon} = \epsilon - j\epsilon'$ , мнимая часть которой,  $\epsilon'$ , описывает потери в материале

$$\epsilon' = 60\lambda\sigma, \quad (1.17)$$

где  $\sigma$  — электрическая проводимость материала поверхности отражения.

Глубина проникновения волн во вторую среду

$$h = \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{|\tilde{\epsilon}|} \sin(\delta/2)},$$

где  $\operatorname{tg}(\delta/2)$  — тангенс угла потерь.

Значения параметров  $\epsilon$  и  $\sigma$  для ряда материалов и покрытий приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Материал (поверхность)	$\epsilon$	$\sigma$ , См/м
Бетон	4.4÷4.6	0.025÷0.035
Асбест	3.1	$25 \cdot 10^{-4}$
Кирпич	15÷17	$(7 \div 8) \cdot 10^{-5}$
Асфальт	3.18	0.001
Сухая земля	4÷7	0.001
Обычная земля	15	0.005
Мокрая земля	25÷30	0.02
Морская вода при 20°C	80	4.3
Пресная вода	81	$10^{-2} \div 10^{-3}$

Коэффициенты Френеля были получены в предположении, что отражающая поверхность является идеально гладкой, но в действительности это допущение не оправдывается как при падении волны на поверхность Земли, так и на стены зданий.

При наличии неровностей на отражающей поверхности на них происходит рассеяние энергии падающей волны в различных направлениях и в итоге плотность потока энергии отраженной волны в направлении, зеркальном падению, уменьшается и отражение приобретает свойства диффузного.

Для оценки степени влияния неоднородности на вид отражения (зеркальное или диффузное) служит критерий Рэлея, согласно которому, если высота неровности

$$\Delta h \leq \frac{\lambda}{(8+16) \sin \psi}, \quad (1.18)$$

то отражение от поверхности можно считать зеркальным, в противном случае — диффузным.

Следует заметить, что критерий (1.18) является приближенным, так как он не учитывает поляризацию волны и форму неровностей, но, тем не менее, этот критерий достаточно эффективен, и если отражающая поверхность имеет приблизительно гауссовское распределение высот неровностей, то ослабление отраженной волны может быть учтено с помощью коэффициента [3]

$$p_s = \exp\left(-\frac{\Delta\Phi^2}{2}\right), \quad (1.19)$$

где  $\Delta\Phi = (4\pi\Delta h \sin \psi)/\lambda$ ,  $\Delta h$  — стандартное отклонение гауссовского распределения высоты.

Из (1.18) следует, что увеличение длины волны или уменьшение угла скольжения приводит к тому, что зеркальное отражение будет наблюдаться при больших высотах неровностей. Если же угол скольжения превышает  $2-3^\circ$ , то, как правило, ДМВ будут испытывать диффузное отражение от поверхности Земли. Это, в частности, приводит к тому, что для открытых трасс на практике в интерференционных формулах вместо коэффициента отражения  $R_{h(v)}$  используют либо коэффициент  $R_{эф} = R_{h(v)} \cdot p_s$ , либо коэффициент  $R_{эф}$ , определенный из экспериментальных данных, причем  $R_{эф} < R_{h(v)}$ .

Хотя допущение о гладкой отражающей поверхности является до определенной степени идеализацией, все же полученные с этим допущением интерференционные формулы достаточно широко используются для расчета напряженности поля. Формулы выведены для так называемых «поднятых антенн» и при условии, что длина трассы  $R$  много больше высот передающей  $h_t$  и приемной  $h_r$  антенн. Результат интерференции прямой и отраженной волн зависит от разности хода  $\Delta r = 2h_t h_r / R$ . Так как отражение от земли обычно дает фазовый сдвиг, соответствующий примерно половине длины волны (коэффициент отражения близок к  $-1$ ), интерференционный минимум наблюдается в случае  $\Delta r = n\lambda$ , где  $n$  — целое, а максимум, когда  $n$  — полуцелое число. Точку отражения, соответствующую  $\Delta r = \lambda/2$ , т. е.  $R = 4h_t h_r / \lambda$ , иногда называют точкой перегиба [4].

Для  $R \gg 4h_t h_r / \lambda$  при наличии плоской поверхности с высоким коэффициентом отражения потери распространения можно оценить с помощью формулы Б.А. Введенского [5]:

$$L_p = 120 - 20 \lg(h_t h_r) + 40 \lg(R), \quad (1.20)$$

которая, как указывалось ранее, использовалась в качестве исходной для расчета поля (потерь) в городе.

В условиях застройки чаще более важным становится отражение от стен зданий, нежели от земли. Отражения от стен могут происходить под различными углами, и предположение о зеркально отражающей поверхности оказывается недопустимым. Несмотря на то, что электрические свойства грунта и строительных материалов хорошо известны, поскольку при строительстве применяется смесь или комбинации различных материалов (например армированный бетон), а также полые материалы (блоки), при расчете по возможности следует использовать конкретные эмпирические данные.

## 1.4. Дифракция волн

Дифракция — один из механизмов, за счет которого происходит распространение радиоволн в условиях отсутствия прямой видимости. Данное явление в нашем случае можно определить, как затекание части энергии, переносимой волной, в теневые области, созданные различными препятствиями.

На многих трассах встречаются одно или несколько отдельных препятствий, и целесообразно определить потери, вызванные ими. Чтобы выполнить такие расчеты, необходимо идеализировать форму препятствий, аппроксимируя их формой клина с определенной толщиной, либо объемными гладкими препятствиями с хорошо обозначенным радиусом кривизны на вершине. В тех случаях, когда прямая трасса между конечными пунктами намного короче дифракционной трассы, следует рассчитывать дополнительные потери (потери расходимости), обусловленные именно дифракционной трассой [6].

Самым простым способом аппроксимации формы препятствия является представление его в виде ребра. Дифракция на ребре описана Френелем с помощью принципа Гюйгенса.

Ребро представляет собой широкий непрозрачный экран в плоскости, перпендикулярной трассе (рис. 1.7). Согласно принципу Гюйгенса поле в теневой зоне является суперпозицией полей, создаваемых источниками вторичных волн, расположенных над ребром, в так называемой «поверхности Гюйгенса».

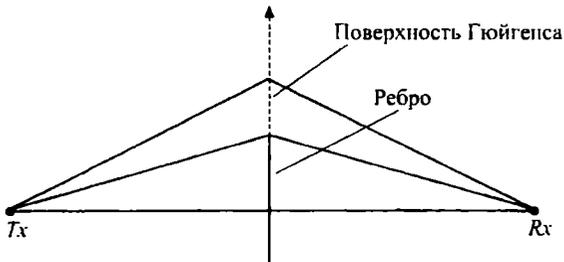


Рис. 1.7. Дифракция на ребре

Окончательный результат может быть выражен через потери, указывающие на уменьшение напряженности поля за счет дифракции. В децибелах они записываются следующим образом:

$$L_{ke} = -20 \lg \left\{ \frac{E_d}{E_i} \right\} = -20 \lg \{F(v)\}, \quad (1.21)$$

где  $E_d$  — дифракционное поле,  $E_i$  — падающее поле и

$$F(v) = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp\left(\frac{j\pi t^2}{2}\right) dt \quad \text{— интеграл Френеля.} \quad (1.22)$$

Параметр дифракции  $v$  может быть выражен через геометрические характеристики трассы (рис. 1.8).

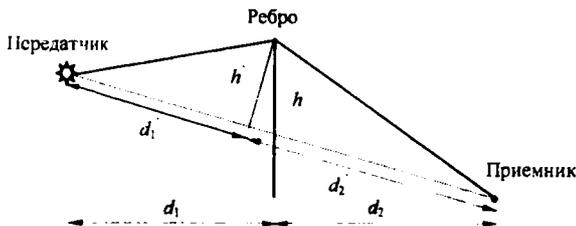


Рис. 1.8. Геометрия трассы

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1' + d_2')}{\lambda d_1' d_2'}}, \quad (1.23)$$

здесь  $h$  — эффективная высота ребра. Во многих практических случаях  $d_1, d_2 \gg h$ , тогда справедливо выражение

$$v \approx h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}. \quad (1.24)$$

Для более наглядного представления процессов дифракции можно использовать понятие зон Френеля. Из затенения препятствием той или иной части первой зоны Френеля делается вывод о влиянии препятствия на распространение. Когда препятствие занимает  $0.6 \times$  первой зоны, тем самым касаясь так называемой минимальной зоны, параметр  $v$  равен примерно  $-0.8$ , и дифракционные потери на препятствии будут равны  $0$  дБ. Другим важным значением является  $L_{ke}(0) = -6$  дБ, когда вершина ребра расположена прямо на линии визирования между приемником и передатчиком. Зависимость дифракционного ослабления поля от параметра дифракции приведена на рис. 1.9, [7].

Аппроксимация препятствия ребром дает наименьшую точность при наивысшей скорости расчета. Во многих случаях дифракция на препятствиях, таких как здания и холмы, может быть представлена как дифракция на ребрах. На рис. 1.10 показана геометрия трассы с препятствием на пути распространения волны, причем в случае а) препятствие перекрывает линию визирования, а в случае б) не перекрывает.

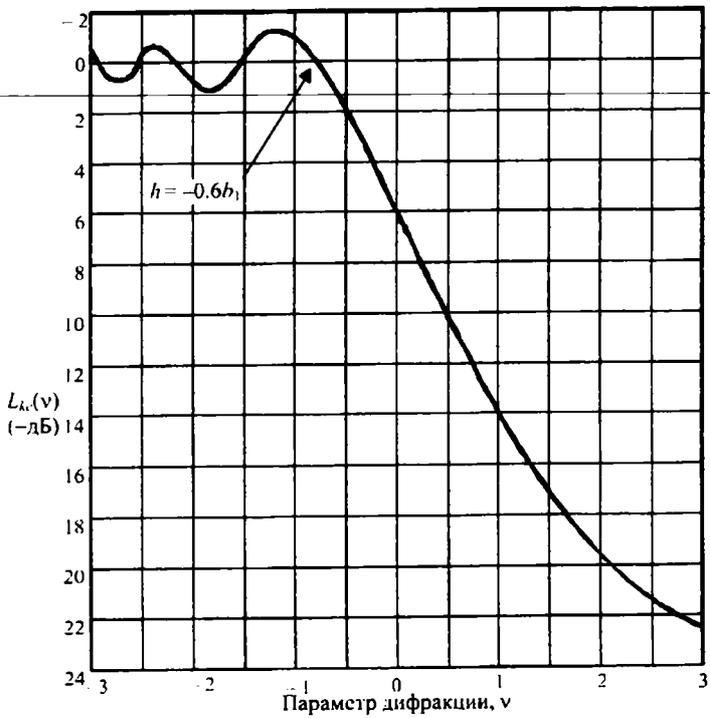


Рис. 1.9. Потери при дифракции на ребре

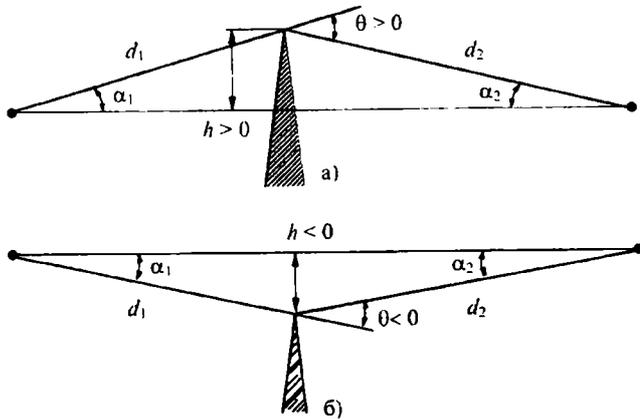


Рис. 1.10. Трасса с одним препятствием

Оценить ослабление, создаваемое этим препятствием, можно, используя упрощенную формулу

$$L_D(v) = 6.9 + 20 \lg \left( \sqrt{(v-0.1)^2 + 1} + v - 0.1 \right), \quad (1.25)$$

где

$$v = \theta \sqrt{\frac{2}{\lambda \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}}. \quad (1.26)$$

Иногда требуется принимать во внимание структуру препятствия, включая и материал, из которого оно состоит. При аппроксимации препятствия эквивалентным клином (рис. 1.11) дифракционное поле представляется как [8]:

$$E_d = D E_i A_d, \quad (1.27)$$

где

$$E_d = \begin{bmatrix} E_d^v \\ E_d^h \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} D_v & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix}, \quad E_i = \begin{bmatrix} E_i^v \\ E_i^h \end{bmatrix}. \quad (1.28)$$

Здесь рассматривается параллельная  $v$  и перпендикулярная  $h$  составляющие полей по отношению к плоскости падения. Фактор распространения  $A_d$  определяется из следующих соотношений:

$$A_d = \left\{ \begin{array}{l} 1/\sqrt{R'} \quad \text{— для падающей плоской волны,} \\ \sqrt{R_i/R'(R'+R_i)} \quad \text{— для падающей сферической волны} \end{array} \right\} \quad (1.29)$$

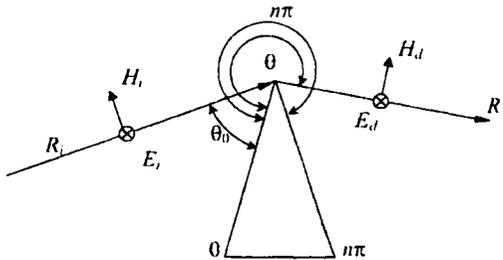


Рис. 1.11. Дифракция на клине

$D_{v,h}$  — коэффициенты дифракции.

Коэффициент дифракции для случая абсолютно поглощающего клина (АПК) вычисляется по формуле [9]:

$$D = \frac{-\exp(j\pi/4)}{\sqrt{2\pi k}} \left[ \frac{1}{\pi - |\theta - \theta_0|} + \frac{1}{\pi + |\theta - \theta_0|} - \frac{\text{sign}(\pi - |\theta - \theta_0|)}{2|\cos(\theta - \theta_0)/2|} (1 - F'(2\xi^2)) \right], \quad (1.30)$$

где функция  $F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-it^2} dt$ , выражается через интеграл Френеля (1.22), а  $\xi = \sqrt{k l} \cos(\theta - \theta_0/2)$ ,  $k = 2\pi/\lambda$  и  $l = R'R_1/(R' + R_1)$ . Геометрические параметры приведены на рис. 1.11.

В случае импедансного клина (ИК) может быть использовано представление коэффициентов дифракции, предложенное Келлером (ВП волны относительно плоскости падения):

$$D = \frac{-\exp(j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi k}} \left( \cot\left(\frac{\pi + [\theta - \theta_0]}{2n}\right) F\gamma(kla^+(\theta - \theta_0)) + \cot\left(\frac{\pi - [\theta - \theta_0]}{2n}\right) F\gamma(kla^-(\theta - \theta_0)) + R_{v0} \cot\left(\frac{\pi + [\theta + \theta_0]}{2n}\right) F\gamma(kla^+(\theta + \theta_0)) + R_{v0} \cot\left(\frac{\pi - [\theta + \theta_0]}{2n}\right) F\gamma(kla^-(\theta + \theta_0)) \right) \quad (1.31)$$

где коэффициенты отражения Френеля  $R_{v0}$  и  $R_{v\pi}$  определяются для углов  $\theta_0$  и  $\pi - \theta$  соответственно.

$$a^\pm(\delta) = 2 \cos^2\left(\frac{2\pi N^\pm - \delta}{2}\right), \quad (1.32)$$

$$N^\pm = \text{int}\left(\frac{\delta \pm \pi}{2\pi}\right), \quad \delta = \theta \pm \theta_0.$$

Для случая ГП относительно плоскости падения в коэффициент дифракции (1.31) необходимо подставлять  $R_h$  вместо  $R_v$ .

Заменяя коэффициенты отражения на  $-1$ , тем самым можно перейти к случаю идеально проводящего клина (ИПК).

Реальные препятствия не всегда могут быть аппроксимированы эквивалентными клиньями или ребрами. Так, моделирование клином препятствия с протяженной вершиной обычно приводит к недооценке ослабления.

При наличии в той или иной степени закругленной вершины препятствия оно может быть аппроксимировано сферой. Для вычисления дифракционных потерь на сферических препятствиях необходимо решение уравнений Максвелла, которое в форме конечных комплексных рядов было получено Ван-дер-Подем и Бремером [10]. Для уменьшения времени вычисления можно использовать упрощение данного решения, предложенное Воглером [11].

Цилиндры также могут применяться для моделирования некоторого вида препятствий. В [7] предлагается приближенный метод вычисления дифракционных потерь на цилиндрическом препятствии (рис. 1.12)

$$A = L_D(v) + T(m, n). \quad (1.33)$$

Здесь  $L_D(v)$  — дифракционные потери, вносимые эквивалентным ребром, вершина которого образована пересечением касательных, проведенных к цилиндрическому препятствию со стороны передающей и приемной антенн. Эти потери определяются по (1.25).  $T(m, n)$  — дополнительные потери, связанные с округлой формой препятствия радиусом  $a_{11}$ :

$$T(m, n) = (8.2 + 12.0n)m^b, \quad (1.34)$$

где

$$b = 0.73 + 0.27[1 - \exp(-1.43n)], \quad (1.35)$$

$$m = a_{11} \left[ \frac{d_1 + d_2}{d_2 d_1} \right] / \left[ \frac{\pi a_{11}}{\lambda} \right]^{1/3}, \quad n = h \left[ \frac{\pi a_{11}}{\lambda} \right]^{2/3} / a_{11}. \quad (1.36)$$

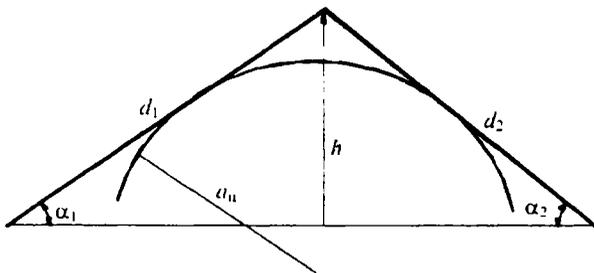


Рис. 1.12. Цилиндрическое препятствие

Здания иногда представляются как сильно шероховатая поверхность для волн, распространяющихся над ними. Но в условиях средней и плотной застройки здания сильно затеняют друг друга. Таким образом, их вклад в ослабление поля не может быть оценен через учет отражений от шероховатой поверхности с помощью коэффициентов отражения Френеля.

Одно или несколько зданий могут быть представлены в виде трехмерных объектов, но большое количество зданий целесообразно представлять как совокупность ребер. Если они имеют примерно одну высоту и находятся друг от друга на равном расстоянии, то распространение радиоволны над ними будет иметь сходство с распространением над пересеченной местностью с зависимостью от расстояния  $1/R^4$  [12].

Например, для систем сухопутной подвижной связи необходимо, в конечном счете, рассматривать попадание волн, распространяющихся над зданиями, на уровень улицы за счет дифракции на крышах соседних зданий и отражений от стен близлежащих строений. Если здания располагаются в виде рядов с небольшими интервалами между рядами, необходимо в первую очередь рассматривать дифракцию на ближайшей к приемнику крыше. В ряде случаев сильное влияние может оказать отражение от стены ближнего здания в направлении от передатчика БС. В случае больших интервалов между строениями вклад в поле на уровне улиц могут вносить несколько дифракционных и отраженных волн. В условиях плотной высотной застройки уровень сигнала, принимаемого абонентом, тем выше, чем более улица ориентирована в направлении на БС. В пригородной местности с менее высотной застройкой влияние данного фактора сказывается слабее, но значительный вклад в ослабление поля вносят деревья [13].

## 2. ЭФФЕКТЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН В ПРИЗЕМНОМ СЛОЕ АТМОСФЕРЫ

### 2.1. Ослабление в атмосфере

Основными факторами, вызывающими ослабление энергии волны в приземном слое атмосферы — тропосфере, являются:

- 1) ослабление в газах, входящих в состав тропосферы;
- 2) ослабление в гидрометеорах (дожди, снег, туман и т. д.) и других метеорологических явлениях.

Ослабление вследствие поглощения в газах носит как резонансный, так и нерезонансный характер. Нерезонансное поглощение вызывается расходом энергии волны на преодоление взаимного трения молекул, обладающих электрическим и магнитным моментами и совершающих колебательные движения под воздействием поля волны, поэтому нерезонансное поглощение достигает максимума при совпадении частоты волны с собственными частотами колебаний молекул. Резонансное поглощение обусловлено переходом атомов и молекул газов в более высокое энергетическое состояние за счет прямого поглощения энергии волны, в результате чего возникают линии и полосы поглощения.

Наиболее существенный вклад в этот вид поглощения вносят кислород и пары воды, суммарное ослабление, дБ, в которых на трассе вычисляется как [13]

$$A_a = \gamma R = (\gamma_O + \gamma_{H_2O}) R, \quad (2.1)$$

где  $\gamma_O$  и  $\gamma_{H_2O}$  — соответственно погонное ослабление в кислороде и парах воды. На рис. 2.1 показаны зависимости от частоты погонного ослабления в воздухе и водяном паре с плотностью  $7.5 \text{ г/м}^3$ .

Значение погонного ослабления в кислороде воздуха, дБ/км, для  $f \leq 54 \text{ ГГц}$  рассчитывается по формуле

$$\gamma_O = \left[ \frac{7.34 r_p^2 r_i^3}{f^2 + 0.36 r_p^2 r_i^2} + \frac{0.3429 b \gamma'_O(54)}{(54 - f)^a + b} \right] f^2 \times 10^{-3}, \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \gamma'_O(54) &= 2.128 r_p^{1.4954} r_i^{-1.6032} \exp[-2.5280(1 - r_i)], \\ a &= \ln(\eta_2/\eta_1)/\ln 3.5, \quad b = 4^a/\eta_1, \\ \eta_1 &= 6.7665 r_p^{0.5050} r_i^{0.5106} \exp[1.5663(1 - r_i)] - 1, \\ \eta_2 &= 27.8843 r_p^{-0.4908} r_i^{0.8491} \exp[0.5496(1 - r_i)] - 1, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где  $f$  — частота, ГГц,  $r_p = p/1013$ ,  $r_t = 288/(273+t)$ ,  $p$  — атмосферное давление, гПа,  $t$  — температура, °С.

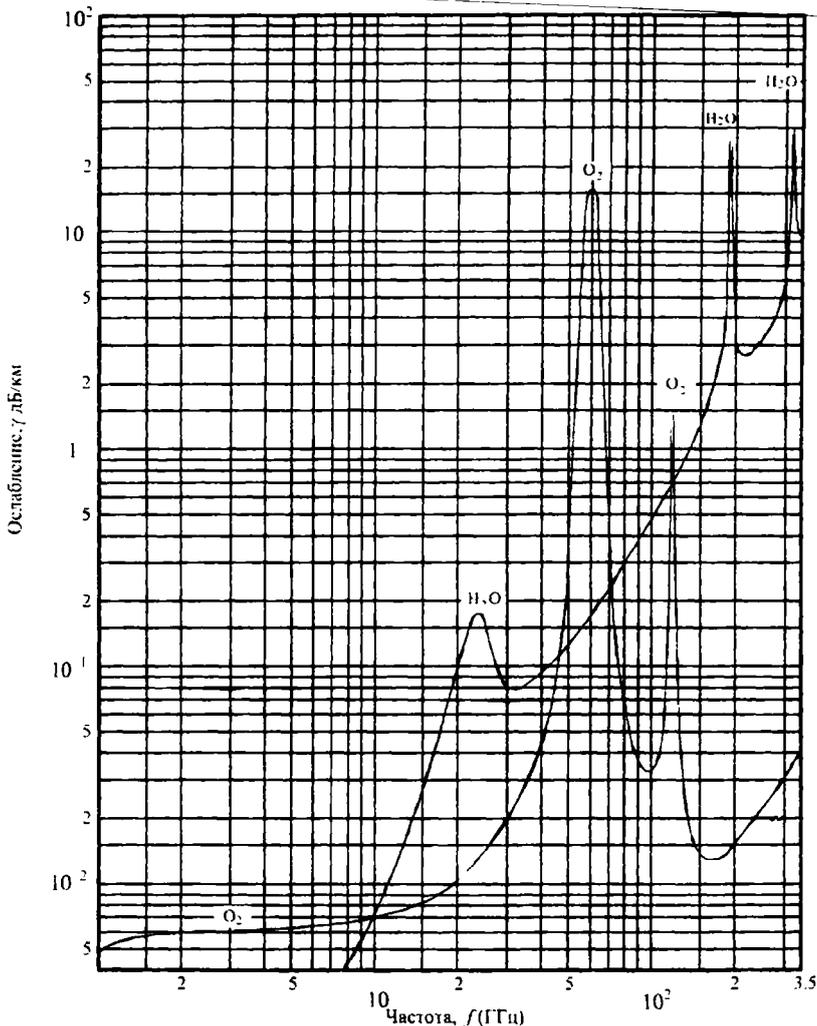


Рис. 2.1. Зависимость погонного ослабления в кислороде и водяном паре от частоты

Погонное ослабление в водяном паре  $\gamma_{H_2O}$ , дБ/км, для  $f \leq 350$  ГГц определяется по формуле

$$\gamma_{H_2O} = \left[ \frac{3.27 \times 10^{-2} r_i + 1.67 \times 10^{-3} \frac{\rho r_i^7}{r_p} + 7.7 \times 10^{-4} f^{0.5} + \frac{3.79}{(f - 22235)^2 + 981 r_p^2 r_i}}{11.73 r_i + \frac{4.01 r_i}{(f - 18331)^2 + 1185 r_p^2 r_i} + \frac{10.44 r_p^2 r_i}{(f - 325153)^2 + 10.44 r_p^2 r_i}} \right] \times (2.4)$$

$$\times f^2 \rho r_p r_i \times 10^{-4},$$

где  $\rho$  - плотность водяного пара ( $\text{г/м}^3$ ).

Для наземных трасс можно считать содержание кислорода и водяного пара постоянным вдоль трассы, тогда как на наклонных трассах оно меняется и зависит от угла места  $\Delta$ , связанного с зенитным углом  $\theta$  как  $\Delta = 90^\circ - \theta$ .

Из рис. 2.1 и (2.2)–(2.4) следует, что ослабление в кислороде и парах воды для ДМВ очень мало.

Ослабление энергии волны гидрометеорами вызывается одновременно поглощением и рассеянием электромагнитной энергии каплями воды в жидком и твердом состояниях. Величина ослабления зависит от соотношения между размерами частиц и длиной волны, электрических параметров капли и от микрофизических характеристик гидрометеоров.

Наибольшее ослабление радиоволны гидрометеорами наблюдается в дождях, поскольку, во-первых, капли дождя значительно больше капель тумана и облаков и, во-вторых, ослабление, вызванное жидкими частицами, заметно превосходит ослабление, обусловленное твердыми частицами (град, снег) такого же размера ввиду резкого различия диэлектрической проницаемости. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только ослабление, вносимое дождями.

Ослабление нарастает при увеличении интенсивности дождя (увеличении числа и размеров дождевых капель), а также при увеличении размеров дождевого очага на трассе распространения. Если размеры капель и расстояние между ними постоянно, то принимаемая мощность  $P_r$  убывает с расстоянием, пройденным через слой дождя  $r$ , экспоненциально,

$$P_r(r) = P_r(0) \{ \exp(-\alpha r) \}, \quad (2.5)$$

где  $\alpha$  — коэффициент ослабления;

$$\alpha = \int_0^\infty N(D) C(D) dD, \quad (2.6)$$

здесь  $N(D)$  — число капель диаметром  $D$ ,  $C(D)$  — эффективное поперечное сечение ослабления (зависит от частоты). Потери в дБ при этом выражаются как

$$L = 10 \lg \frac{P}{P_r} = 4.34 \alpha r = \gamma r. \quad (2.7)$$

Распределение размеров капель предполагается экспоненциальным [14]:

$$N(D) = N_0 \left[ \exp \left( -\frac{D}{D_m} \right) \right], \quad (2.8)$$

где  $N_0$  и  $D_m$  параметры (последний зависит от интенсивности осадков  $I$  мм/ч)

Для низких частот  $C(D) \propto D^3/\lambda$ . Для более высоких частот ослабление медленнее нарастает с увеличением частоты, что обусловлено значительным вкладом рассеяния. В общем случае поперечное сечение ослабления вычисляется с помощью теории рассеяния Ми.

Наиболее распространенным методом нахождения ослабления в дожде является эмпирический, в котором считается, что  $\gamma$ , дБ/км, зависит от интенсивности дождя  $I$  следующим образом:

$$\gamma = a I^b, \quad (2.9)$$

где  $a$  и  $b$  функции частоты и температуры [15].

При распространении под углами к поверхности Земли, значительно меньшими  $90^\circ$ , необходимо принимать в расчет вариации и конечные размеры дождевого очага. Данный эффект учитывается с помощью добавочного множителя  $s$  в формуле для ослабления, уменьшающего длину пути  $R$ , который также называют коэффициентом локализации дождя

$$L = a I^b s R. \quad (2.10)$$

При расчете ослабления в дожде следует учитывать не только общее количество осадков, но и время, за которое данное количество выпадает. Так, при одинаковом количестве осадков, выпадающих во время сильной грозы и в течение нескольких дождливых дней со средней интенсивностью дождя, последний случай может вызвать меньшее время неготовности линии связи.

Обычно рассматривают величину ослабления в дожде в течение 0,01% «среднего» года (53 мин)

$$L_{0.01} = a I_{0.01}^b s_{0.01} R. \quad (2.11)$$

ITU-R рекомендует при этом использовать эмпирическую оценку [16]

$$s_{0.01} = \left( 1 + R \sin \theta / 35 \exp \left( -0.01 I_{0.01} \right) \right)^{-1}. \quad (2.12)$$

Значение ослабления в дожде в течение другого процента времени  $T$  (от 0.001 до 5%) находят из

$$L_T = L_{0.01} \cdot 0.12T^{-(0.546+0.43\lg T)} \quad \text{при } 0.001 \leq T < 1,$$

$$L_T = L_{0.01} \left( \frac{T}{0.01} \right)^{-(0.655+0.033\ln(T) - 0.045\ln(L_{0.01}))} \quad \text{при } 1 \leq T \leq 5. \quad (2.13)$$

Значение  $L_{0.01}$ , мм/ч, зависит от географического расположения трассы, карта распределения интенсивности представлена в [17].

Для территории России в ЛОНИИР В.А. Антипенко разработан метод определения интенсивности дождя и коэффициента локализации по упрощенным формулам, исходными данными для которых являются географические координаты местности. Аппроксимация с погрешностью менее 10% зависимостей коэффициента локализации от длины трассы  $R$  и значения интенсивности дождей, используемых в отечественных [18–21] и зарубежных [17] источниках, представлена выражением

$$I_T = 2.085 \cdot 10^4 \cdot (\text{Ш})^{-2} \cdot (\text{Д} + 25)^{-0.3} \cdot T^x, \quad (2.14)$$

$$x = -0.5397 + 3.051 \cdot 10^{-3} [\lg T]^2,$$

$$s_T = [1 + 3.5088 \cdot 10^{-2} \lg(0.19I_T) \cdot R^4]^{-1}, \quad (2.15)$$

$$A = 0.33 + 0.545 \cdot \lg(0.19I_T)$$

Здесь Ш и Д соответственно широта и долгота центра трассы в градусах. Выражения (2.14), (2.15) справедливы при  $0.0008 < T < 0.05$ .

Эффект замираний из-за дождей может быть уменьшен с помощью территориального разнесения приемных антенн на расстояние большее, чем средний размер дождевого очага для конкретной территории.

Песок и пыль, содержащиеся в воздухе, ослабляют электромагнитные волны так же, как и гидрометеоры. Характеристики ослабления в частицах песка и пыли можно рассчитать для сантиметровых волн с помощью теории рассеяния Рэлея и теории Ми для более коротких волн. Данных о статистике песчаных и пыльных бурь в настоящее время недостаточно, чтобы произвести точные расчеты ослабления, но их влияние, как ожидается, будет крайне незначительным для большинства пунктов.

Погонное ослабление, дБ/км, в песчаных и пыльных бурях обратно пропорционально видимости. Уровни ослабления в значительной степени зависят от содержания влаги. Для вероятных значений распределения размеров частиц величина ослабления составляет приблизительно 0.03 и 0.15 дБ/км на частотах 14 и 37 ГГц соответственно для сухих частиц и видимости в пределах 100 м. Для влажных частиц (содержание влаги 20%) соответствующие значения составляют приблизительно 0.65 и 1.5 дБ/км.

Лабораторные измерения на частоте 10 ГГц для смоделированных условий песчаной и пыльной бурь показывают, что для концентраций менее  $10^{-5}$  г/см<sup>3</sup> коэффициенты ослабления не превосходят 0.1 дБ/км для песка и 0.4 дБ/км — для частиц глины.

Из всего вышесказанного вытекает, что для ДМВ с учетом сравнительно небольшой протяженности трасс ССС ослаблением в атмосфере можно пренебречь. Однако для систем абонентского радиодоступа, либо для РРЛ, работающих в нижней части диапазона ДМВ на трассах длиной свыше 10 км, ослабление в атмосфере оказывает заметное влияние.

## 2.2. Ослабление в естественных и искусственных объектах

Основное ослабление энергии волн в условиях города вызывают различного рода здания и строения [22, 23].

Из данных табл. 1.1 следует, что в диапазоне ДМВ строительные материалы и покрытия классифицируются как диэлектрики с потерями. Напряженность электрической компоненты волны, распространяющейся в такой среде,

$$\dot{E} = \dot{E}_m e^{-\alpha r} e^{-j\beta r}$$

где  $\beta$  — фазовый коэффициент,  $\alpha$  — коэффициент затухания,  $r$  — путь, пройденный волной в среде,  $\dot{E}_m$  — амплитуда волны.

Величину затухания в стенах и межэтажных перекрытиях зданий можно вычислить с использованием известных формул, зная материал постройки, но, как уже отмечалось выше, в элементах зданий сочетаются в определенных пропорциях различные материалы. Поэтому при определении ослабления целесообразно исходить из экспериментальных данных для различных конструкций. В частности, в [24] показано, что ослабление в стенах зданий зависит от состояния материала (сухой, влажный) и в некоторых случаях от поляризации волны, тогда как частота волны и толщина стен слабо влияют на потери (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Частота, ГГц	Потери в сухой стене, дБ		
	деревянной, ВП/ГП	кирпичной, ВП и ГП	железобетонной, ВП и ГП
0.06	—	—	8.5÷10
0.7	2/4	—	6÷12
1.0	—	4.5÷6	—
2.7	3.5/8	5÷8	6÷12

В той же работе приводятся данные по потерям в межэтажных перекрытиях (табл. 2.2).

Таблица 2.2

Частота, ГГц	Потери в межэтажном перекрытии, дБ	Примечание
0.05...0.1	10÷15	Многоэтажное железобетонное здание (офис)
0.3	8	
2.7	12	
5	16	
2.7	7.5	Кирпичное 3-этажное здание (офис)

Однако в работах других авторов отмечается достаточно сильная зависимость от частоты. Во всяком случае, по общему мнению, в диапазоне ДМВ все крупные здания для приемников, расположенных за ними, образуют зоны тени, куда не проникает прямая волна.

Что касается растительности, то при некоторых обстоятельствах затухание в растительной среде становится важным как для наземных систем, так и для систем земля-воздух [22, 25]. Однако широкий диапазон условий распространения, видов растительного покрова и типов листвы создают трудности в разработке обобщенных процедур прогнозирования.

При расчете дополнительных потерь распространения за счет растительности следует разделять три основные ситуации:

- приемник и передатчик расположены в лесу;
- один из терминалов находится в лесу;
- приемник и передатчик расположены вне лесного массива, но лес оказывает затеняющее воздействие.

В первом случае (рис. 2.2) возможно использование погонного затухания, дБ/м, обусловленного в основном рассеянием энергии волны при прохождении сквозь растительность.

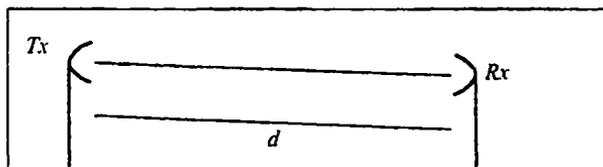


Рис. 2.2. Распространение волны в растительности при нахождении терминалов внутри растительного покрова

Дополнительные потери от растительности, дБ, вычисляются с помощью выражения [25]

$$A_{ev} = A_m(1 - \exp(-d\gamma/A_m)), \quad (2.16)$$

где  $d$  — длина отрезка трассы, проходящего через лес, м;  $\gamma$  — погонное затухание для очень короткого участка трассы (не более 50 м для ДМВ), (дБ/м);  $A_m$  — максимальное затухание при прохождении через лес.

Величина погонного затухания и максимальное затухание зависят от плотности расположения деревьев и от вида растительности. Максимальное затухание зависит также от диаграммы направленности антенны терминала внутри леса и вертикального расстояния от антенны до вершины деревьев.

На рис. 2.3 приведена аппроксимация величины погонного затухания на частотах от 30 МГц до 30 ГГц для вертикальной и горизонтальной поляризации волн [25]. Данные относятся только к дополнительному затуханию, вносимому лесистой местностью при прохождении через нее луча, и представляют собой приблизительное значение, среднее для всех типов лесистой местности.

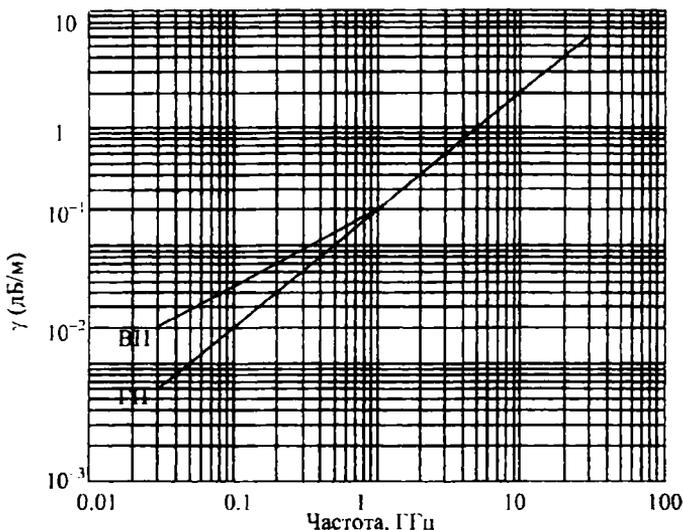


Рис. 2.3. Зависимость погонного ослабления в растительности от частоты

В табл. 2.3 приведены средние значения погонного ослабления волн для частот  $f=0.2...1$  ГГц в лиственном лесу средней плотности [26].

Таблица 2.3

Сезон	Ослабление волн при поляризации, дБ/м	
	горизонтальная	вертикальная
Лето (с листвой)	0.14...0.25	0.21...0.29
Осень (без листвы)	0.12...0.24	0.15...0.27

На частотах выше 1 ГГц не установлена четкая зависимость от поляризации, тогда как на более низких частотах значимым фактором может оказаться вертикальная структура лесистой местности (стволы деревьев). На частотах порядка 10 ГГц затухание в листве деревьев оказывается на 20% больше, дБ/м, чем для деревьев в отсутствие листвы. Увеличение ослабления на частотах ниже 10 ГГц в лиственных породах деревьев в летнее время по сравнению с зимним периодом объясняется сезонными изменениями диэлектрических свойств древесины, а не опаданием листьев [22]. Кроме того, могут иметь место изменения величины затухания, связанные с движением листвы, например из-за ветра.

Измерения в диапазоне частот 900–1800 МГц, проведенные в Бразилии, позволили получить частотную зависимость  $A_m$ :

$$A_m = 0.18 f^{0.752}, \quad (2.17)$$

где  $f$  в МГц. При этом средняя высота деревьев была 15 м, а высота приемной антенны 2,4 м.

Для каждого региона необходимо определять свое значение  $A_m$ , т. е. характерную частотную зависимость, что очевидно при сравнении значений, полученных из рис. 2.3 и табл. 2.3.

Если только один из терминалов располагается в лесу (рис. 2.4), появляется возможность возникновения поверхностной волны, которая распространяется над лесом [27]. При этом лес можно сравнивать с диэлектрической средой с соответствующей диэлектрической проницаемостью и проводимостью.

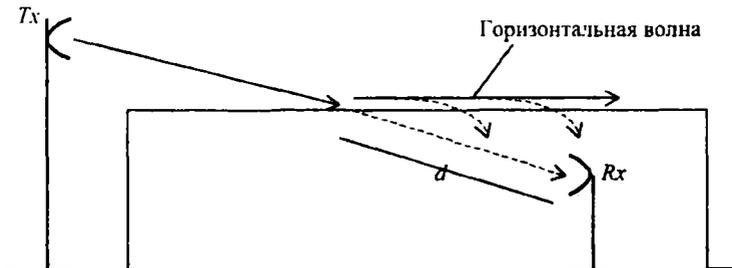


Рис. 2.4. Распространение волн в растительности при нахождении одного из терминалов внутри растительного покрова

Исследования показывают зависимость параметров этого эквивалентного диэлектрика от содержания влаги в листве и густоты леса. Горизонтальная волна распространяется вдоль границы между вершиной леса и воздухом над ней [6] и непрерывно рассеивает энергию обратно вниз в лесной массив при потерях на расходимость пучка  $1/d^2$  для электрического поля.

Как показывают расчеты, вклад такой волны следует учитывать только в том случае, если потери для основной волны значительны (более  $\approx 30$  дБ) [22].

В ситуации, когда ни один из терминалов не расположен внутри слоя растительности (рис. 2.5), но растительный слой оказывает затеняющее воздействие, поле в точке приема формируется в основном за счет «прямой» и дифракционной волн. Дифракционная волна создается краем лесного массива и аналогична дифракции волнового пучка [28] на поглощающей полуплоскости, рассматриваемой в [7].

В данном случае для волн коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов может быть применена двухлучевая модель формирования сигнала в тени лесопаркового массива [28]. Модули комплексных амплитуд «прямой» —  $I_S$  и дифракционного —  $I_D$  полей выражаются через интегралы

$$I_{\begin{pmatrix} S \\ D \end{pmatrix}} = \begin{pmatrix} v \\ \infty \\ 0 \\ v \end{pmatrix} \exp \left( \frac{jk}{2} \left( \frac{(z-h_t)^2}{r_1} + \frac{(z-h_r)^2}{r_2} \right) \right) dz, \quad (2.18)$$

где  $k$  — волновое число,  $H$  — высота деревьев,  $h_t$ ,  $h_r$  — высоты передающей и приемной антенн.

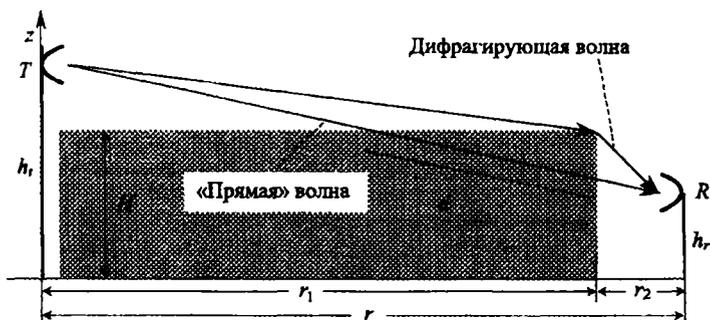


Рис. 2.5. Распространение в случае затенения растительностью

В случае направленных антенн необходимо подставить в интегралы выражения для нормированных диаграмм направленности.

Согласно [28] функция ослабления описывается выражением

$$L = \left\{ 1 + \left[ \frac{|I_s|}{|I_d|} q \right]^2 \exp(-\gamma d) + 2 \cos(k\Delta r) \left[ \frac{|I_s|}{|I_d|} q \right] \exp\left(-\frac{\gamma d}{2}\right) \right\}^{1/2}, \quad (2.19)$$

где  $q$  — отношение реальных длин путей дифракционной и «прямой» волн,  $d$  — эффективная протяженность трассы «прямой» волны,  $\Delta r$  — разность хода для волн.

При расположении приемной антенны за краем лесопарка, когда имеется прямая видимость (ПВ) на трассе распространения, двухлучевое распространение вырождается в однолучевое.

Величина  $\gamma$  сильно зависит от сезонных условий, и для густого лиственного леса в летний период полученные значения погонного ослабления близки к данным [25]. В зимний период значения погонного коэффициента ослабления для лиственного леса в 3–5 раз меньше. Для хвойных деревьев погонное ослабление не зависит от времени года [29].

Для систем связи, обеспечивающих абонентский радиодоступ на частотах выше 5 ГГц, разработана эмпирическая модель расчета ослабления волны при ее прохождении сквозь растительность [25]. Расчет построен на определении минимального региона засветки —  $A_{\min}$ , который в случае направленных антенн определяется как

$$A_{\min} = \min(h_1, h_2, h_v) \times \min(w_1, w_2, w_v) = \\ = \min\left(2r_1 \tan\left(\frac{\varphi_l}{2}\right), 2r_2 \tan\left(\frac{\varphi_r}{2}\right), h_v\right) \times \min\left(2r_1 \tan\left(\frac{\theta_l}{2}\right), 2r_2 \tan\left(\frac{\theta_r}{2}\right), w_v\right), \quad (2.20)$$

здесь  $\varphi_l, \varphi_r, \theta_l, \theta_r$  — ширина основных лепестков ДН приемной и передающей антенн.

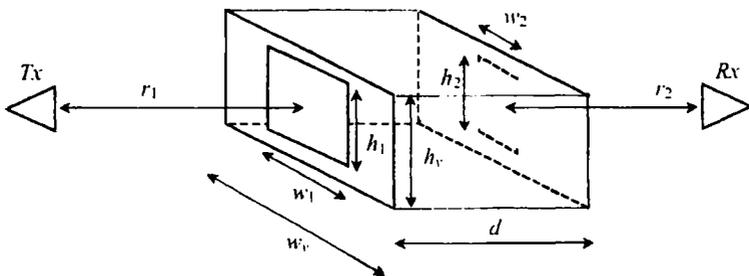


Рис. 2.6. Геометрические параметры для определения  $A_{\min}$

Ослабление прошедшей волны вычисляется как

$$A_{\text{scat}} = (b/f^c)d + k \left( 1 - \exp \left\{ \frac{-(af - b/f^c)d}{k} \right\} \right), \quad (2.21)$$

где

$$k = k_0 - 10 \lg \left( A_0 \left( 1 - \exp \left\{ \frac{-A_{\text{min}}}{A_0} \right\} \right) \left( 1 - \exp \{-R_f f\} \right) \right), \quad (2.22)$$

$f$  в ГГц, а параметры  $a, b, c, k_0, R_f$  приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Параметр	Листва	Отсутствие листвы
$a$	0.2	0.16
$b$	1.27	2.59
$c$	0.63	0.85
$k_0$	6.57	12.6
$R_f$	0.0002	2.1
$A_0$	10	10

Результирующее ослабление в точке расположения приемной антенны определяется как минимум из  $A_{\text{scat}}$ , дифракционных потерь на верхней кромке лесного массива и дифракционных потерь на боковых кромках.

### 2.3. Замирания

Сигнал в мобильных ССС подвержен сильным замираниям, приводящим к случайным изменениям уровня принимаемого сигнала во времени и пространстве. В самом общем виде наличие замираний объясняется тем, что для условий города характерна сложная интерференционная картина, которую создает в месте приема множество волн с различными амплитудами и фазами. Картина, создаваемая волнами, образовавшимися в результате действия всех механизмов распространения, находится в динамике вследствие перемещения мобильного средства.

Принято связывать замирания с так называемыми глобальными и локальными областями перемещения мобильного приемника, которые составляют соответственно несколько сот и единиц метров и создают медленные и быстрые замирания.

Медленные замирания обусловлены крупными препятствиями, средний размер которых в направлении, перпендикулярном распространению волны, много больше длины волны. Для ДМВ указанный вид замираний создается в основном объектами рельефа, застройки и масси-

вов растительности, т. е. чередованием теневых и освещенных зон на пути движения мобильного объекта.

Изменение напряженности поля в зонах радиотени от таких объектов, как горы и большие холмы, можно определить детерминистскими методами, а в случае препятствий меньшего размера (плавные неоднородности рельефа, деревья, дома) необходимо привлечение статистических методов. Распределение вариаций напряженности поля в зонах тени, создаваемых значительным числом препятствий, подчиняется логарифмически нормальному закону

$$p(u) = \frac{1}{\sigma u \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\ln^2(u/u^*)}{2 \cdot \sigma^2}\right), \quad (2.23)$$

где  $\ln(u)$  и  $\ln(u^*)$  — соответственно уровень и его среднее значение в дБ,  $\sigma$  — стандартное отклонение этого уровня.

Медиана логнормального распределения может быть найдена детерминистскими методами, в то время как стандартное отклонение определяется статистически и лежит в диапазоне от 3 до 10 дБ [30], причем с ростом частоты и с увеличением нерегулярности местности имеется тенденция к увеличению  $\sigma$ .

Быстрые или многолучевые замирания обусловлены отражениями как от нерегулярностей рельефа, так и рассеиванием от зданий и других объектов. Волны, приходящие на АС с разных направлений, интерферируют между собой, тем самым порождая быстрые замирания принимаемого сигнала при движении абонента. Расстояние между участками с аналогичными замираниями определяется как  $\Delta r = \lambda/[2 \sin(\vartheta/2)]$ , где  $\vartheta$  — угол между направлениями распространения двух волн. Таким образом, полуволновое повторение картины замираний является следствием интерференции двух волн, приходящих с противоположных направлений.

При быстрых замираниях различают два случая. Когда отсутствует ПВ между БС и АС и поле принимаемого сигнала формируется как сумма полей примерно равных амплитуд (рис. 2.7), тогда изменение уровня результирующего сигнала подчиняется распределению Рэлея [31]

$$p(u) = \frac{u}{a^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2 \cdot a^2}\right), \quad (2.24)$$

где  $u$  и  $a$  — соответственно мгновенное и среднее значения уровня. Функция (2.24) не является симметричной относительно точки  $u = a$  и как следствие: среднее значение, медиана и действующее значение не совпадают.

Если же один из интерферирующих сигналов превосходит по величине другие (обычно прямой или сильный отраженный сигналы) (рис. 2.8), то вариации уровня суммарного сигнала подчиняются распределению Райса.

$$p(u) = \frac{u}{a^2} \exp\left(-\frac{u^2 + u_s^2}{2 \cdot a^2}\right) I_0\left(\frac{uu_s}{a^2}\right), \quad (2.25)$$

где  $u_s$  — уровень доминирующего сигнала,  $I_0(x)$  — модифицированная функция Бесселя первого порядка нулевой степени.

Данные измерений амплитуды быстрых замираний подтверждают справедливость их аппроксимации в случае наличия и отсутствия ПВ распределением Райса и Рэлея соответственно [8].

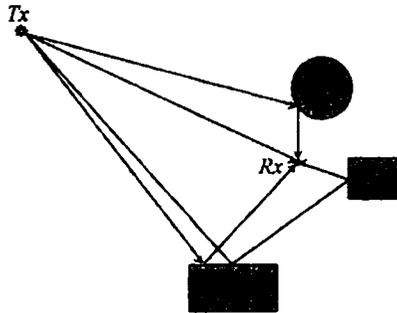


Рис. 2.7. Многолучевое распространение при наличии ПВ

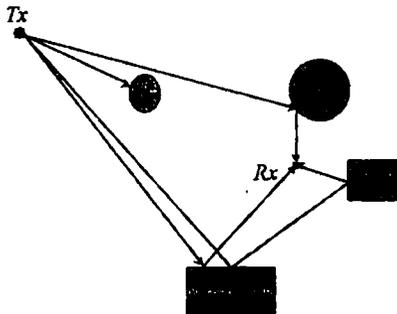


Рис. 2.8. Многолучевое распространение в отсутствии ПВ

В условиях застроенной территории и движущихся абонентов ситуации ПВ и отсутствия ПВ чередуются. Медиану поля можно представить в виде комбинации логнормального и рэлеевского распределений с обобщенным стандартным отклонением

$$\sigma_R = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots},$$

где вклады различных девиаций могут быть в зависимости от обстановки обусловлены затенениями, замираниями, другими потерями, которые удобно рассматривать отдельно (например потери в растительности). Если целью является оценка надежности связи при данном покрытии, то должен быть учтен вклад ошибок прогноза потерь распространения.

Воздействие быстрых замираний ослабляется путем увеличения передаваемой мощности или применением разнесенного приема. В случае цифровой передачи информации уменьшению их влияния способствует кодирование и коррекция ошибок принимаемого сообщения.

Если информация передается в цифровом виде с высокой скоростью, то интерес вызывает величина задержки распространения сигнала. Создающейся эффект подобен явлению реверберации, известному в акустике. Величина задержки распространения определяется временем, в течение которого принимается эхо-сигнал значительного уровня. Если величина задержки  $T$ , то биты информации не могут посылаться быстрее чем  $1/T$ . Скорость не может быть увеличена при наращивании мощности передатчика, так как уровень эха тоже нарастает. Если не применяется разнесенный прием или кодирование, то максимальная скорость передачи будет  $1/8T$  [30].

Ряд измерений, проведенных в различной местности, показал, что средняя величина задержки в условиях города составляет 1,3 мкс, в пригороде — 0,5 мкс. Более высотная городская застройка является сильно отражающей и порождает множественный отраженный сигнал на расстояниях в сотни метров. При этом величина задержки варьируется от 1 до 7 мкс. Меньшие величины наблюдаются в ситуациях расположения антенн БС ниже уровня крыш [32]. Для горных районов возможно появление значительных эхо-сигналов с задержками 30–40 мкс [33].

## 2.4. Рефракция

Как известно, диэлектрическая проницаемость атмосферы плавно меняется с высотой. Радиолуч, распространяющийся в такой среде, испытывает постепенное искривление траектории движения. Такое явление называется рефракцией. Радиус кривизны луча определяется вертикальным градиентом относительной диэлектрической проницаемости

$$g = \frac{d\varepsilon}{dh}. \quad (2.26)$$



Учет нелинейности функции  $\epsilon(h)$ , а также изменений величины  $\epsilon$  вдоль трассы производится с помощью понятия эффективного вертикального градиента  $g_{эф}$ , под которым понимают такое постоянное по высоте значение градиента, при котором напряженность в месте приема будет такой же, как и в случае реального изменения  $\epsilon$  на трассе.

Статистические распределения значений  $g_{эф}$  для большинства районов бывшего СССР приближенно можно описать с помощью нормального закона со средним значением  $\bar{g}_{эф}$  и стандартным отклонением  $\sigma$ .

Величины этих параметров для различных районов в соответствии с картой районирования (рис. 2.9) приведены в табл. 2.5, 2.6 [18].

Таблица 2.5

	Климатический район	Летние месяцы		Зимние месяцы	
		$\bar{g}, 10^{-8}/\text{м}$	$\sigma, 10^{-8}/\text{м}$	$\bar{g}, 10^{-8}/\text{м}$	$\sigma, 10^{-8}/\text{м}$
1	Северо-Запад Европейской территории бывшего СССР (ЕТС) (Кольский полуостров, Карелия, Прибалтика, Белоруссия)	-9	7	-8	3
	Северо-Восток ЕТС (Архангельская обл., республика Коми)			-10	5
2	Центральные районы ЕТС	-10	8	-8	5
3	Юго-Запад ЕТС (Курская и Воронежская области, Украина и Молдавия за исключением приморских районов)	-9	7,5	-7	3,5...4
4	Степные районы Поволжья, Дона, Краснодарского и Ставропольского краев, степные районы Крыма	-8	8,5	-7	4,5...5,5
5	Восточные районы средней полосы ЕТС	Область повышенной рефракции			
		0	16		
		Область субрефракции			
		-9	7		

	Климатический район	Летние месяцы		Зимние месяцы	
		$\bar{g}, 10^{-8}/\text{м}$	$\sigma, 10^{-8}/\text{м}$	$\bar{g}, 10^{-8}/\text{м}$	$\sigma, 10^{-8}/\text{м}$
6	Оренбургская обл. и прилегающие районы Юго-Востока ЕТС	-6	7	-9	3,5...4
7	Р-ны Прикаспийской низменности	-13	10	-12	6,5
8	Прикаспийские районы Средней Азии и Апшеронский п-ов, районы крупных оазисов и орошаемых земель Средней Азии	-11	11	-7,5	6
9	Пустынные р-ны Средней Азии (Устьурт, Кызылкум, Каракумы)	-6	11		
10	Пустынные районы Южного Казахстана	-8	10	-10	5,5
11	Степная полоса Южной Сибири и Казахстана	-7	9	-15	5,5
12	Средняя полоса Западно-Сибирской низменности	-10	9		
13	Восточная Сибирь (Якутия, Красноярский край)	-7	9	-15	6,5
14	Прибайкалье (прибрежные районы)	-8	8	-9	4,5
15	Забайкалье (континент. районы)	(6...10)	10	-(10...12)	7...8
16	Приамурье, Приморье, Сахалин	-11	8,5	-8	8,5
17	Субарктический пояс Сибири	-7	7	-15	6
18	а) Приморские районы Украины б) Черноморское побережье Кавказа	Область повышенной рефракции			
		(10...11)	9...10		
		Область субрефракции			
		-10	6		

Таблица 2.6

Номер района в соответствии с табл.2.1	$\bar{g}, 10^{-8}/\text{м}$	$\sigma, 10^{-8}/\text{м}$	Соответствующие месяцы года
4, включая приморские степные районы 15	-7	9,5	март, октябрь, ноябрь
7	-7	9	октябрь-декабрь
11	-15	5,5	ноябрь-март
13	-16	6,5	ноябрь-март
15	-(10...12)	7...8	зимние месяцы
17	-15	6	ноябрь-март
18 6	-9	8	октябрь, ноябрь, март, апрель

**Примечание.** В табл. 2.5, 2.6 не приводятся параметры распределения для некоторых южных морских, приморских, пустынных и ряда горных районов. Распределение  $g$  в южных приморских районах зачастую аппроксимируется более сложными законами, а в горных районах сильно зависит от местных условий.

При линейном изменении функции  $\epsilon(h)$  в зависимости от  $g$  различают следующие виды рефракции: положительная ( $g < 0$ ) и отрицательная ( $g > 0$ ). Частным случаем положительной рефракции является стандартная рефракция, в основу которой положено среднее значение  $\bar{g}_{\text{эф}} = -8 \cdot 10^{-8}, 1/\text{м}$ .

Эффект рефракции необходимо учитывать в основном на трассах длиной свыше нескольких десятков километров, и, например для сотовых подвижных служб, его необходимо принимать во внимание скорее при оценке внутрисистемной ЭМС и повторного использования частот, нежели при расчете радиопокрытия ССС. Однако при проектировании РРЛ данный эффект может внести заметные поправки в расчеты. Обычной процедурой оценки стандартной атмосферной рефракции является введение коэффициента рефракции  $k_2 \cdot 4/3$ , на который необходимо умножить реальный радиус Земли. В результате получается эквивалентный радиус Земли  $a_2$ , при использовании которого отпадает необходимость рассматривать криволинейную траекторию распространения волны. Изменяя коэффициент  $k_2$ , можно учесть различные виды атмосферной рефракции. Большим значениям  $k_2$  соответствуют условия повышенной рефракции и больший уровень поля для малого процента времени наблюдения.

При расчетах величин, связанных с надежностью связи (например дифракционных замираний), следует для тех районов, где указаны две

пары параметров распределения, использовать значения для области субрефракции. При расчетах уровней поля для малого процента времени наблюдения (например напряженности поля, создаваемой источником помех) следует использовать значения для области повышенной рефракции.

Проектирование РРЛ ведется исходя из условий выполнения норм на качественные показатели в наиболее неблагоприятные месяцы. В большинстве районов бывшего СССР — это летнее время. Для некоторых специфических районов необходимо учитывать распределение  $g_{\text{эф}}$  для других месяцев года (табл. 2.2), поскольку они могут повлиять на выбор высот антенных опор или ухудшить качественные показатели по сравнению с летними месяцами.

При проектировании интервалов, проходящих в граничных областях, расчеты следует производить по усредненным значениям  $\bar{g}_{\text{эф}}$  и  $\sigma$ .

Параметры распределений  $g_{\text{эф}}$  получены при длине трасс 50...60 км. При изменении длины интервала дисперсия  $\sigma$  несколько меняется: незначительно в области повышенной рефракции и более существенно в области субрефракции. На коротких трассах возможно значительное увеличение  $\sigma$ , так как в отличие от повышенной рефракции субрефракция часто носит местный характер.

Вследствие этого на коротких трассах закон распределения  $g_{\text{эф}}$  отличается от нормального. Однако приближенно для упрощения расчетов можно считать закон распределения нормальным, причем:

- 1) средний градиент  $\bar{g}_{\text{эф}}$  постоянен для всех  $R$ ;
- 2) стандартное отклонение  $\sigma(R) \approx \sigma$  при  $R \geq 50$  км;
- 3) при  $R < 50$  км:
  - а) в области повышенной рефракции  $\sigma(R) \approx \sigma$ ;
  - б) в области субрефракции  $\sigma(R)$  можно определять по формуле [18]

$$\sigma(R) \approx \left( 10 \cdot 10^{-8} + \frac{\bar{g}_{\text{эф}}}{3.1} \right) \left( \frac{1}{y} - 1 \right) + \frac{\sigma}{y}, \quad (2.27)$$

где  $y = \frac{k_3(R)}{k_3} = k_3(R) \left( 1 + \frac{ag_{\text{эф}}}{2} \right)$ ;  $k_3(R)$  — коэффициент рефракции, соответствующий  $g_{\text{эф}}(R)$ ;  $k_3$  — коэффициент рефракции при  $R \approx 50$  км;  $a$  — геометрический радиус Земли, равный 6370 км.

При оценке увеличения уровня сигнала для очень малого процента времени следует применять методы, изложенные в [34], с использованием значений градиентов индекса рефракции для различных районов,

приведенных в [35]. Приближенная оценка увеличения напряженности поля может быть получена с помощью выражения

$$0.5(\Delta N - 40), \quad (2.28)$$

где  $\Delta N$  — градиент индекса рефракции.

## 2.5. Поляризация

Вопрос о поляризации, а точнее о деполяризации принимаемой волны в городе, является одним из самых сложных и наименее изученных. Объясняется это тем, что отраженные и рассеянные от различных объектов волны создают в месте приема составляющие поля, ортогональные компонентам излученного. Поэтому степень деполяризации волны зависит в основном от типа застройки. Весьма показательным являются в этом плане экспериментальные данные о величине максимальной развязки, под которой понимается отношение напряженности поля поляризации излучаемой волны к напряженности поля ортогональной поляризации [22]. Наибольшая величина максимальной развязки, т. е. минимальная деполяризация, отмечалась на трассе прямой видимости, причем по мере увеличения трассы отношение дисперсии кроссполяризационной компоненты к дисперсии основной постепенно возрастает. При отсутствии ПВ и по мере увеличения затенений деполяризация тоже увеличивалась.

Было установлено также, что исходная поляризация проявляется все же более четко в случае ВП и более слабо в случае ГП.

Таким образом, ввиду наличия на городских трассах всех типов составляющих ортогональной поляризации можно заключить, что в любой точке приема поле будет в той или иной степени эллиптически поляризованным, причем параметры эллипса и его ориентация изменяются на расстоянии, зависящем от масштаба интерференционных замираний.

### 3. РАСЧЕТ ДИФРАКЦИОННОГО ОСЛАБЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В ФИКСИРОВАННЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

#### Общие сведения

Сигнал, испытавший дифракционное ослабление, является основным видом сигнала в фиксированных системах связи, таких как РРЛ и системы абонентского радиодоступа. Подобные системы используются для обеспечения высокоскоростной передачи данных с высокой надежностью. Антенны станций обычно располагаются на мачтах высотой несколько десятков метров, чтобы обеспечить условия прямой видимости или наибольшее приближение к ним, при этом высокая направленность антенн позволяет снизить влияние многолучевого распространения сигнала на качество связи.

Для расчета потерь распространения с использованием методов теории дифракции разработаны различные способы аппроксимации неровностей местности и застройки. Во многих случаях профиль местности заменяется последовательностью выступающих неоднородностей, которые далее могут быть представлены идеальными клиновидными или закругленными препятствиями. Большинство экспериментальных данных свидетельствует о том, что лишь немногие из препятствий вносят значительный вклад в формирование поля [6].

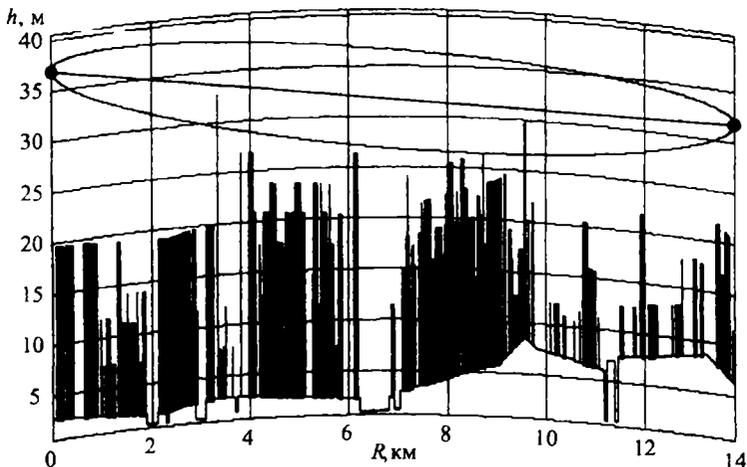


Рис. 3.1. Профиль трассы

Для вычисления потерь распространения необходимо построение профиля трассы между антеннами передатчика и приемника, для чего требуется привлечение картографической базы данных (рис. 3.1).

Если в базе данных нет информации о высотности конкретных строений (карта кварталов) или лесных массивов, то к высотам объектов, лежащих на построенном профиле, рекомендуется добавить 10 м [36].

Во многих фиксированных линиях, особенно работающих на частотах порядка нескольких десятков ГГц, допустимый запас по потерям слишком мал, чтобы позволить препятствиям вносить даже незначительное (доли дБ) ослабление. Поэтому линии такого типа должны быть спроектированы так, чтобы на трассе обеспечить не только прямую видимость, но и свободную от препятствий существенную зону Френеля. Для линий, работающих на более низких частотах (единицы ГГц), радиус существенной зоны может оказаться слишком большим, чтобы избежать попадания препятствий в эту зону.

### **3.2. Методы расчета дифракционных потерь на клиновидных препятствиях**

В случае, когда препятствия имеют остроконечные вершины и достаточные поперечные размеры, чтобы не учитывать распространение волн вокруг них, возможна аппроксимация таких препятствий рядом полуплоскостей (ребер).

Полные дифракционные потери вычисляются как сумма потерь от каждого препятствия плюс некоторые добавки, зависящие от геометрии трассы.

Излагаемые далее методы прогнозирования дифракционных потерь основаны на общей теории дифракции. Широко используемые методы Дейгаута [37], Эпштейна-Петерсона [38], Джованелли [39] учитывают дифракционные потери от одного или нескольких клиновидных препятствий (ребер) на местности.

#### ***3.2.1. Метод Дейгаута***

Метод Дейгаута подразумевает вычисление потерь для каждого ребра в отсутствии остальных. Ребро, вносящее наибольшие потери, идентифицируется как главное препятствие на трассе, и его вклад в общие потери вычисляется согласно (1.21) или (1.25). Далее, главное препятствие становится как бы терминалом, тем самым трасса разделяется на подпути, потери на которых рассматриваются таким же образом. Разделение трассы на подпути продолжается до тех пор, пока все препятствия на трассе не будут рассмотрены.

Параметр дифракции  $\nu$  можно записать как функцию геометрических параметров трассы

$$\nu(d_1, d_2, h) = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}, \quad (3.1)$$

где  $d_1$  и  $d_2$  — расстояния от передатчика и приемника до ребра,  $h$  — эффективная высота ребра.

Согласно методу Дейгаута для трассы, представленной на рис. 3.2, полные дифракционные потери

$$L = L_{ke}(\nu(d_1, d_2, h_1)) + L_{ke}(\nu(d_1 + d_2, d_3 + d_4, h_2)) + L_{ke}(\nu(d_3, d_4, h_3)) \equiv L_{ke1} + L_{ke2} + L_{ke3}. \quad (3.2)$$

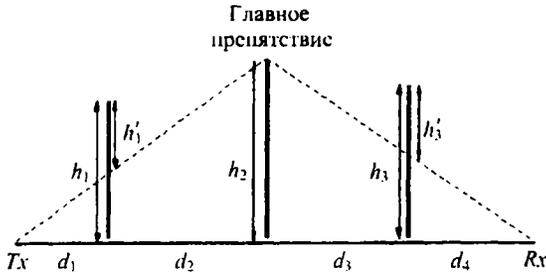


Рис. 3.2. К расчету по методу Дейгаута

Метод Дейгаута, как показывают экспериментальные данные [40], часто переоценивает потери на группе клиновидных препятствий. Каусбруком [41] была предложена некоторая поправка, которая позволяет в ряде случаев увеличить точность метода Дейгаута при наличии на трассе максимум трех препятствий.

С учетом этой поправки дифракционные потери

$$L' = L - C_1 - C_2, \quad (3.3)$$

где

$$C_1 = (6 + L_{ke1} - L_{ke2}) \sqrt{\frac{d_1(d_3 + d_4)}{(d_1 + d_2)(d_2 + d_3 + d_4)}}, \quad (3.4)$$

$$C_2 = (6 + L_{ke3} - L_{ke2}) \sqrt{\frac{d_4(d_1 + d_2)}{(d_1 + d_2 + d_3)(d_3 + d_4)}}. \quad (3.5)$$

В данном методе на подпутьях рассматриваются только те препятствия, которые возвышаются над линией прямой видимости.

### 3.2.2. Метод Эшштейна-Петерсона

Метод Эшштейна-Петерсона может быть легко распространен на любое число ребер. Он состоит в применении теории дифракции для одиночного клиновидного препятствия последовательно к двум препятствиям, когда вершина первого препятствия действует как источник дифракции для второго препятствия (рис. 3.3).

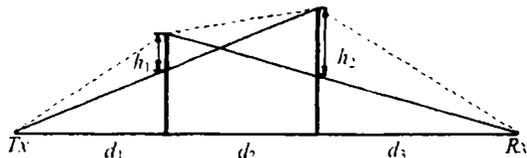


Рис. 3.3. К расчету по методу Эшштейна-Петерсона

Первая дифракция связана с расстояниями  $d_1$ ,  $d_2$  и возвышением  $h_1$ , вторая — с расстояниями  $d_2$ ,  $d_3$  и возвышением  $h_2$ . Миллингтон [42] показал, что метод Эшштейна-Петерсона дает расхождение с экспериментом, поэтому к сумме потерь на препятствиях нужно добавить поправочный коэффициент  $L_c$ , учитывающий, что препятствия разделены расстоянием  $d_2$ .

Полные дифракционные потери находятся из выражения

$$L = L_{ke}(v(d_1, d_2, h_1)) + L_{ke}(v(d_2, d_3, h_2)) + L_c, \quad (3.6)$$

где

$$L_c = 10 \lg \left[ \frac{(d_1 + d_2)(d_3 + d_2)}{d_2(d_1 + d_3 + d_2)} \right]. \quad (3.7)$$

Метод особенно полезен, когда оба препятствия дают сравнимые потери.

### 3.2.3. Метод Джованелли

Метод Джованелли представляет собой модификацию метода Дейгаута. Он также может быть применен для большого количества ребер. Для случая, показанного на рис. 3.4, главным препятствием является первое ребро.

Высоты ребер, используемые в расчетах, определяются как

$$h'_1 = h_1 - \frac{d_1(h_2 + (h_2 - h_1)d_3/d_2)}{d_1 + d_2 + d_3} \quad (3.8)$$

и

$$h'_2 = h_2 - \frac{d_2 h_1}{d_2 + d_3}. \quad (3.9)$$

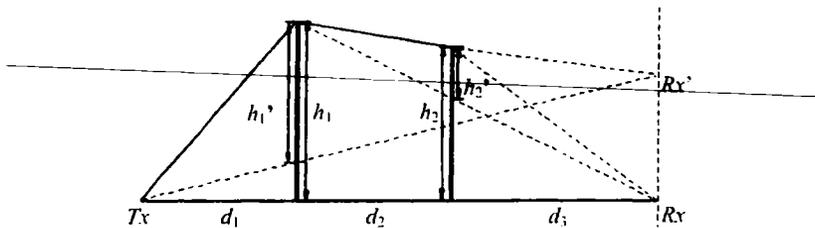


Рис. 3.4. К расчету по методу Джованелли

Вычисление потерь проводится с помощью выражения

$$L = L_{ke}(v(d_1, d_2 + d_3, h_1')) + L_{ke}(v(d_2, d_3, h_2')).$$

Метод не удовлетворяет теореме взаимности, т. е. при перестановке местами передатчика и приемника дифракционные потери будут отличаться от ранее полученных, что является явным недостатком метода.

### 3.2.4. Экспериментальная проверка методов

В данном подразделе рассмотрено применение вышеописанных методов к расчету потерь для условий распространения на трассе, типичной для плотной городской застройки. Антенна передающей станции находилась на высоте 42 м, превосходящей средний уровень окружающих зданий. Приемная антенна располагалась на высоте 1.5 м над уровнем земли и перемещалась на различные расстояния относительно передатчика.

Профиль трассы и точки, в которых проводилось измерение поля, схематически показаны на рис. 3.5. Выбор трассы производился таким образом, чтобы возможные дифракционные потери сигнала на боковых кромках зданий заведомо превышали дифракционные потери на крышах зданий.

На рис. 3.6 для точек трассы приводится результат расчета потерь распространения с помощью приведенных методов. Значение потерь вычислялось как сумма дифракционных потерь и потерь свободного пространства. На этом же рисунке даются измеренные величины потерь распространения вместе с доверительными интервалами в каждой из точек (доверительная вероятность 0.95).

Точность прогноза по каждому из указанных методов может быть оценена с помощью табл. 3.1, в которой приведены значения максимального и минимального отклонения результатов расчета и измерений, среднее значение и стандартное отклонение ошибки расчета. Такой набор параметров позволяет судить о точности расчета конкретного метода.

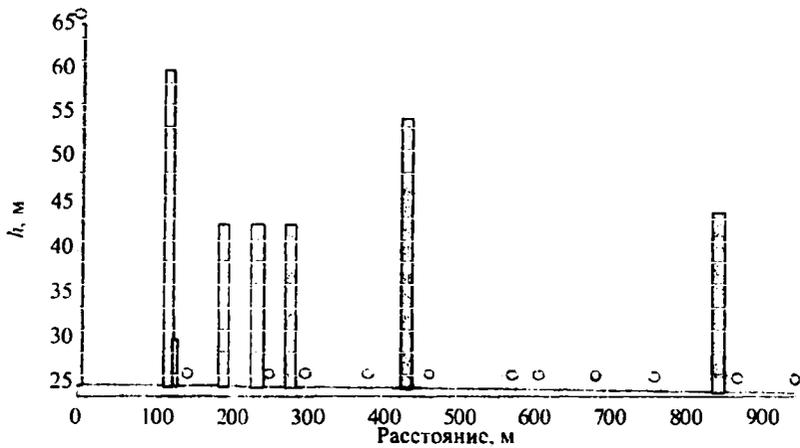


Рис. 3.5. Профиль трассы измерений

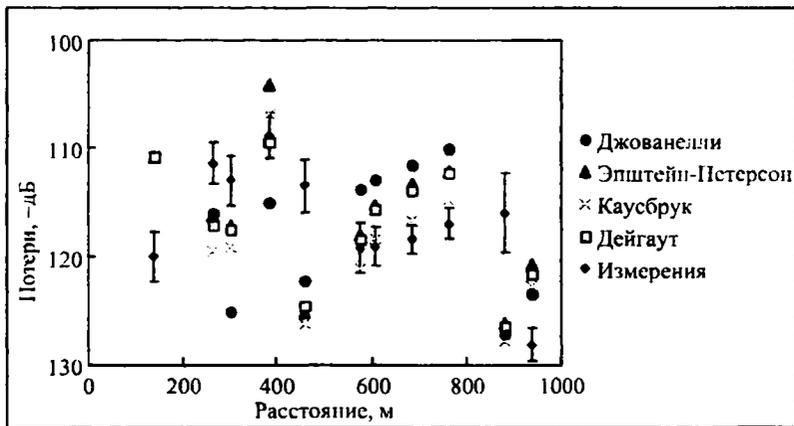


Рис. 3.6. Сопоставление методов расчета

Таблица 3.1

Метод	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
Дейгаута	11.1	-9.3	0.3	6.5
Каусбрука	12.8	-9.3	1.8	6.8
Эпштейна-Петерсона	11.7	-9.3	-0.5	6.8
Джованелли	12.1	-9.3	0.3	7.9

Из данных табл. 3.1 и рис. 3.6 видно, что метод Дейгаута как с точки зрения среднего, так и с позиций СКО ошибки прогноза потерь распространения является наилучшим для рассматриваемой трассы. Поправки к данному методу, предложенные Каусбруком, а также его модификация, развитая Джованелли, только ухудшают качество прогноза, тогда как поправка Миллингтона в методе Эпштейна-Петерсона улучшает точность прогноза по этому методу при наличии на трассе препятствий, вызывающих затенения примерно одного уровня (разность менее 5 дБ).

При сравнении точности расчета дифракционных потерь по выше-названным методам с привлечением экспериментальных данных необходимо помнить о возможности формирования сигнала в точках измерений за счет отражений от окружающих зданий. На указанной трассе такая ситуация складывается в точках, удаленных от передатчика на 300 и 460 м, в которых наблюдается значительная переоценка потерь с помощью всех применяемых методов. Исключив указанные точки из рассмотрения, точность прогноза можно оценить с помощью табл. 3.2.

Таблица 3.2

Метод	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
Дейгаута	10.5	-9.3	-1.4	5.8
Каусбрука	11.9	-9.3	0.6	6.2
Эпштейна-Петерсона	10.2	-9.3	-2.3	5.8
Джованелли	11.3	-9.3	-1.9	6.9

Как видно из данных табл. 3.2, наилучшая точность по паре показателей среднее-СКО остается за методом Дейгаута.

Из сказанного выше можно заключить, что в случае распространения сигнала в условиях плотной городской застройки при значительной величине затенений, создаваемых зданиями, предпочтение следует отдавать методу Дейгаута.

Применение изложенных методов, как показывают расчеты, представленные в [8], ограничивается количеством препятствий, лежащих выше линии прямой видимости между передатчиком и приемником. Все

описанные методы дают неудовлетворительный прогноз дифракционных потерь в случае наличия на трассе распространения значительного числа препятствий ( $N > 5$ ), особенно когда ребра (здания) параллельны друг другу.

Применение данных методов для расчета потерь распространения при построения радиопокрытия в мобильных системах связи имеет ряд ограничений:

- Препятствия на трассах не должны создавать сильное затенение.
  - Поперечные размеры препятствий должны превышать их высоту, чтобы исключить боковую дифракцию.
  - Количество препятствий на трассе не должно превышать 5.
  - Дифракционная составляющая в принимаемом сигнале должна превалировать над отраженными и рассеянными компонентами сигнала.
- Указанные ограничения делают весьма сложным применение приведенных методов для построения общего радиопокрытия в системах мобильной связи.

### 3.3. Методы расчета дифракционных потерь на цилиндрических препятствиях

Методы расчета потерь распространения над многочисленными закругленными препятствиями полностью пока не разработаны и требуют дополнительных исследований. Некоторые методы аппроксимации препятствий рассмотрены в [43].

В методе, предложенном в [44], производится построение линии гипотетического пути распространения, огибающего вершины затеняющих препятствий. Каждое препятствие в данном случае моделируется цилиндром, что иллюстрируется на рис. 3.7. Вся трасса разделяется на подинтервалы, содержащие лишь одно затеняющее препятствие. Для каждого из указанных препятствий рассчитывается значение ослабления  $A_{ц}$  согласно (1.33), после чего рассчитывается значение поправки  $C_N$ , зависящее от взаимного расположения препятствий на интервале [44]

$$C_N = \sqrt{\frac{P_a}{P_b}}, \quad (3.11)$$

где:

$$P_a = (s_1)_1 \prod_{i=1}^N [(s_2)_i] \left( (s_1)_1 + \sum_{j=1}^N [(s_2)_j] \right), \quad (3.12)$$

$$P_b = (s_1)_1 (s_2)_N \prod_{i=1}^N [(s_1)_i + (s_2)_i], \quad (3.13)$$

где  $(s_1)_l$  — расстояние от вершины препятствия до вершины предыдущего препятствия или антенны, если препятствие первое;  $(s_2)_i$  — расстояние от вершины препятствия антенны до вершины следующего препятствия или антенны, если препятствие последнее.

Значение суммарных дифракционных потерь, дБ, на множестве препятствий записывается:

$$L_{\text{Дифр}\Sigma} = \sum_{i=1}^N (A_{\text{ц}})_i + (L'_{\text{Дифр}})_1 + \sum_{i=1}^N (L''_{\text{Дифр}})_i - 20 \log C_N. \quad (3.14)$$

Здесь  $(A_{\text{ц}})_i$  — потери дифракции для  $i$ -го цилиндрического препятствия, дБ;  $(L'_{\text{Дифр}})_1$  — потери на подинтервале между передающей антенной и первым препятствием, вносимые полузатеняющим препятствием с максимальным закрытием, дБ;  $(L''_{\text{Дифр}})_i$  — потери на подинтервале между границами  $i$ -го и  $(i+1)$ -го препятствий или приемной антенной, вносимые полузатеняющим препятствием с максимальным закрытием, дБ.

Значения  $L'_{\text{Дифр}}$  и  $L''_{\text{Дифр}}$  рассчитываются по (1.25) при подстановке вместо  $L(\nu)$  соответствующих обозначений.

Радиус  $a_{\text{ц}}$  аппроксимирующего цилиндра определяется:

$$a_{\text{ц}} = \frac{d_{\text{ц}}}{|\tan(\alpha_1) - \tan(\alpha_2)|} (1 - e^{-4\nu})^{\frac{1}{3}}, \quad (3.15)$$

где  $d_{\text{ц}}$  — расстояние между границами цилиндрического препятствия, м;  $\alpha$  — разница между углами наклона касательных к препятствию, рад;  $\nu$  — параметр дифракции (рис. 3.7).

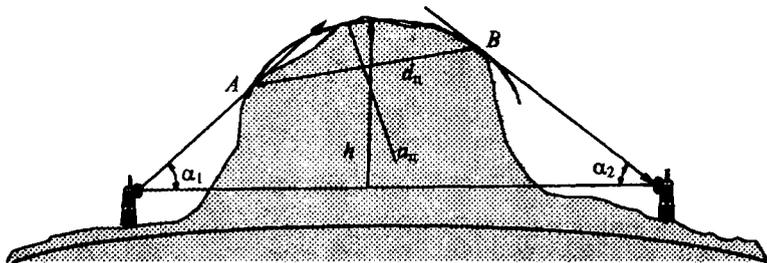


Рис. 3.7. К определению радиуса цилиндрического препятствия

Применение данного метода для практических задач сопряжено с выбором параметров и критериев, оценивающих протяженность препятствий вдоль профиля для дальнейшей их аппроксимации телами клиновидной или цилиндрической формы.

Для классификации препятствий служат следующие величины:

– минимальное расстояние между ближайшими границами двух соседних препятствий, при котором они будут рассматриваться как отдельные препятствия;

– максимальное расстояние между точками касаний линиями гипотетических лучей, исходящих от источника и приемника, рассматриваемого препятствия, при котором оно будет считаться клиновидным. При этом источником и приемником могут быть как передающая и приемная антенны, так и вершины соседних препятствий, а при расстояниях больших, чем выбранное, вершина препятствия будет аппроксимироваться поверхностью цилиндра (рис. 3.8).

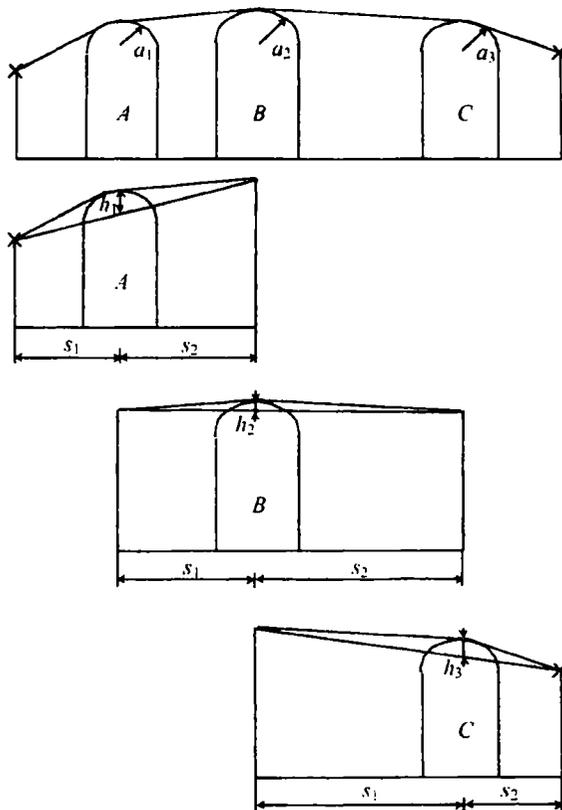


Рис. 3.8. К расчету ослабления за счет дифракции на последовательности препятствий

Процедура выбора указанных параметров облегчается при наличии экспериментальных данных о дифракционных потерях на конкретных трассах.

### 3.4. Рекомендация ITU-R P.526

В тексте данной рекомендации описано несколько способов оценки дифракционных потерь на различных препятствиях.

При распространении на большие расстояния, а также, когда детали рельефа трассы неизвестны, расчет дифракционного поля производится для гладкой сферической Земли. Для данной ситуации в рекомендации предложено два метода вычисления: численный и графический. Оба метода основаны на использовании одной и той же аппроксимации, т. е. на учете первого члена формулы, приведенной в [45], и дают приемлемую точность прогноза, даже если земля не является гладкой, но при этом размеры неоднородностей не должны превышать размеров первой зоны Френеля (наибольшего размера).

Электрические характеристики поверхности земли учитываются с помощью нормированного коэффициента проводимости земной поверхности  $K$ , определяемого формулами

$$K_H = 0,36(a_s f)^{-1/3} \left[ (\epsilon - 1)^2 + (18000\sigma/f)^2 \right]^{-1/4} \quad (3.16)$$

для ГП и

$$K_V = K_H \left[ \epsilon^2 + (18000\sigma/f)^2 \right]^{1/2} \quad (3.17)$$

для ВП. Здесь  $a_s$  — эквивалентный радиус земли, км;  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость почвы;  $\sigma$  — удельная проводимость, См/м;  $f$ , МГц.

Типичные величины  $K$  показаны на рис. 3.9, а значения  $\sigma$  и  $\epsilon$  разных видов почв приведены на рис. 3.10 и 3.11.

Если  $K$  меньше 0.001, то электрические параметры земли не существенны для определения поля.

Для  $K > 0.001$  формулы для расчета ослабления поля имеют следующий вид

$$V = 20 \lg \frac{E}{E_0} = F(X) + G(Y_1) + G(Y_2). \quad (3.18)$$

В обозначениях, применяемых на практике,

$$X = 2,2\beta f^{1/3} a_s^{-2/3} R, \quad Y = 9,6 \cdot 10^{-3} \beta f^{2/3} a_s^{-1/3} h, \quad (3.19)$$

где  $R$  — длина трассы, км;  $h$  — высота антенны над сферической поверхностью, м;  $\beta$  — параметр, зависящий от свойств поверхности и поляризации:

$$\beta = \frac{1 + 1,6K^2 + 0,75K^4}{1 + 4,5K^2 + 1,35K^4}. \quad (3.20)$$

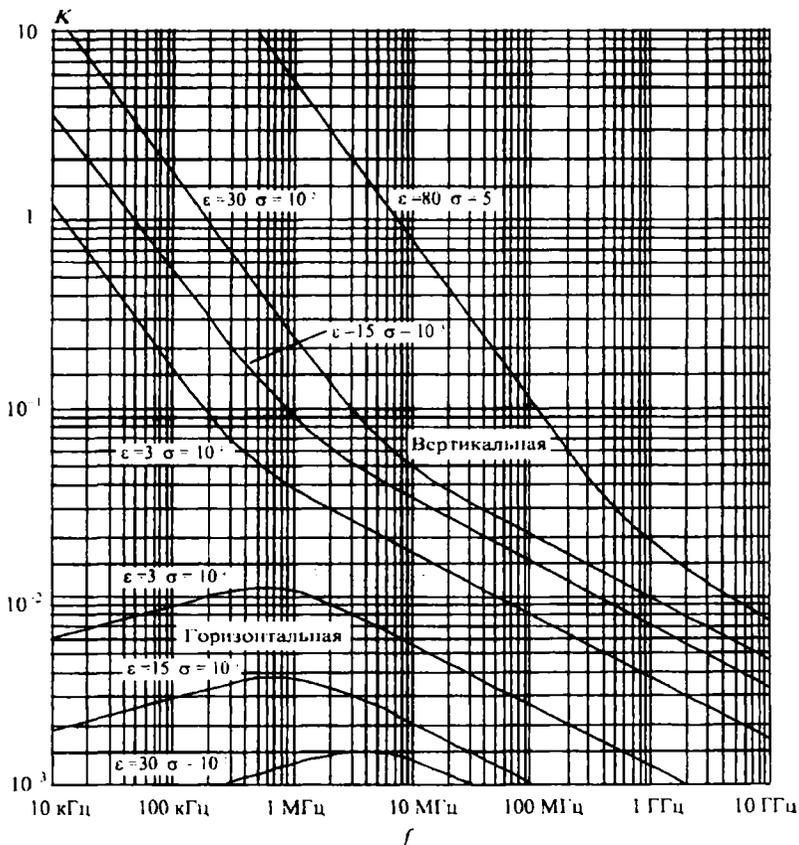


Рис. 3.9. Нормированный коэффициент проводимости поверхности.  $K$

При горизонтальной поляризации волн для всех частот и при вертикальной для  $f > 20$  МГц над Землей и для  $f > 300$  МГц над морем  $\beta$  можно считать равным 1.

Для вертикальной поляризации  $f < 20$  МГц над Землей и  $f < 300$  МГц над морем  $\beta$  необходимо рассчитывать по (3.20), однако  $K$  в этом случае можно приближенно определить как

$$K^2 = 6.89 \frac{\sigma}{k_3^{2/3} f^{5/3}}, \quad (3.21)$$

где  $k_3$  — коэффициент рефракции.

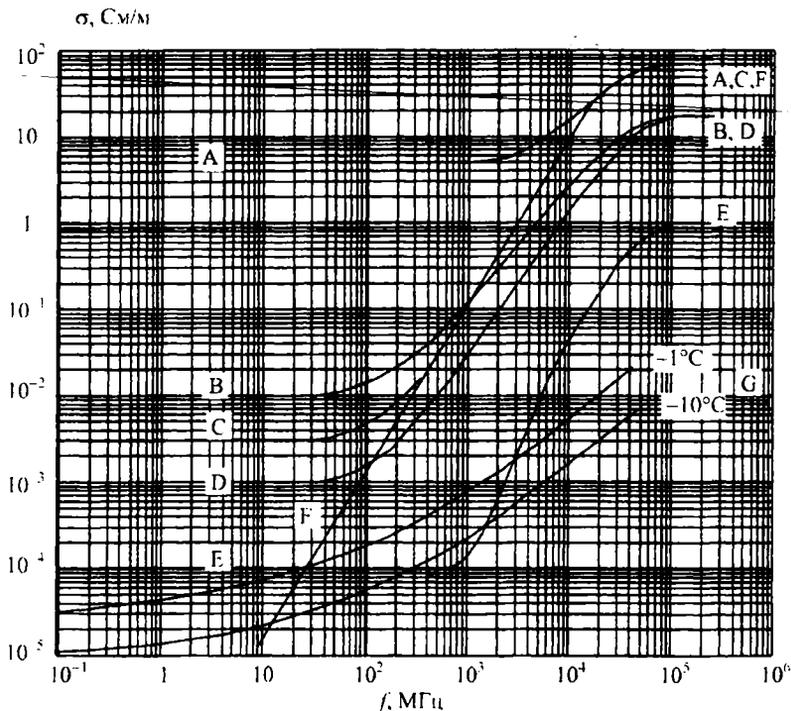


Рис. 3.10. Зависимость электрической проводимости поверхности Земли от частоты (А – морская вода средней солености при  $20^\circ\text{C}$ ; В – влажная почва; С – пресная вода при  $20^\circ\text{C}$ ; D – почва средней сухости; Е – очень сухая почва; F – чистая вода,  $20^\circ\text{C}$ ; G – лед)

Слагаемое  $F(X)$  в (3.18) определяется формулой

$$F(X) = 11 + 10 \lg(X) - 17.6X, \quad (3.22)$$

а слагаемые, определяемые высотами антенн, вычисляются как

$$G(Y) = 17.6 \cdot (Y - 1.1)^{1/2} - 5 \cdot \lg(Y - 1.1) - 8 \quad \text{для } Y > 2, \quad (3.23)$$

$$G(Y) = 20 \cdot \lg(Y + 0.1Y^3) \quad \text{для } 10K < Y < 2, \quad (3.24)$$

$$G(Y) = 2 + 20 \cdot \lg(K) + 9 \cdot \lg(Y/K) [\lg(Y/K) + 1] \quad \text{для } K/10 < Y < 10K, \quad (3.25)$$

$$G(Y) = 2 + 20 \cdot \lg(K) \quad \text{для } Y < K/10. \quad (3.26)$$

В рекомендации также приведено несколько методов расчета ослабления поля на различных препятствиях. Ослабление на простейшем из них — ребре, вычисляется по (1.25).

Уточнение результатов прогноза проводится с помощью дополнительного учета потерь, связанных с протяженностью препятствия вдоль

направления распространения волны. Точность данного метода зависит в основном от процедуры получения радиуса кривизны вершины препятствия.

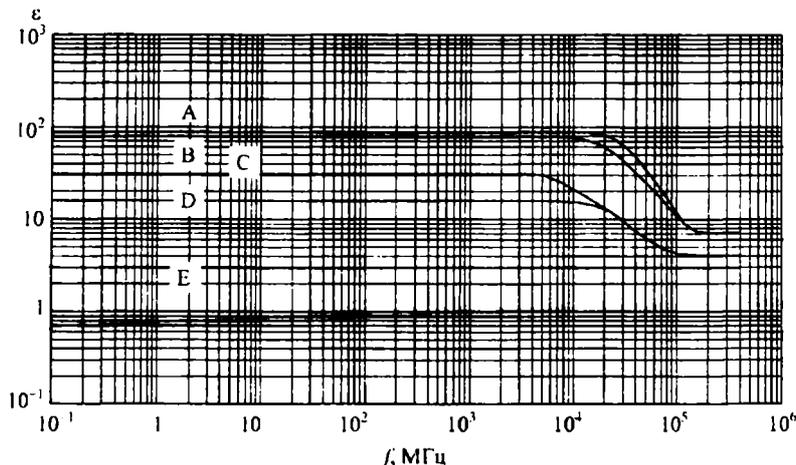


Рис. 3.11. Зависимость относительной диэлектрической проницаемости поверхности Земли от частоты

Для расчета потерь на двух препятствиях предложено использовать следующие методы: первый — это метод Эпштейна-Петерсона с коррекцией Миллингтона (п. 3.2.2), а в случае наличия преобладающего препятствия рекомендуется применять метод Дейгаута. Оба метода могут быть использованы для оценки дифракции на закругленных препятствиях. Для расчета дифракционных потерь на нескольких препятствиях предложено использовать метод Дейгаута для трех препятствий (п. 3.2.1) с учетом эмпирической коррекции, полученной при анализе большого числа измерений в Соединенном Королевстве.

В рекомендации описываются потери на препятствии, которое аппроксимировано клином с определенным углом раствора. При этом выражения для коэффициентов дифракции совпадают с (1.31), а поле в теневой области находится из (1.27), в котором

$$E_i = E_i \cdot \exp(-jkR_i)/R_i, \quad D = D_{v,h} \cdot \exp(-jkR'). \quad (3.27)$$

В рекомендации также дается способ оценки интеграла Френеля:

$$\int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-jt^2} dt = \sqrt{\pi/2} A(x), \quad (3.28)$$

$$A(x) = \left. \begin{array}{l} \left\{ \frac{1-j}{2} - \exp(-jx) \sqrt{\frac{x}{4}} \sum_{n=0}^{11} \left[ (a_n + jb_n) \left( \frac{x}{4} \right)^n \right] \right. \\ \left. - \exp(-jx) \sqrt{\frac{4}{x}} \sum_{n=0}^{11} \left[ (c_n + jd_n) \left( \frac{4}{x} \right)^n \right] \right. \end{array} \right\}, \quad (3.29)$$

а коэффициенты  $a, b, c, d$  представлены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

$A_0 =$	+1.595769140	$b_0 =$	-0.000000033	$c_0 =$	+0.000000000	$d_0 =$	+0.199471140
$A_1 =$	-0.000001702	$b_1 =$	+4.255387524	$c_1 =$	-0.024933975	$d_1 =$	+0.000000023
$A_2 =$	-6.808568854	$b_2 =$	-0.000092810	$c_2 =$	+0.000003936	$d_2 =$	-0.009351341
$A_3 =$	-0.000576361	$b_3 =$	-7.780020400	$c_3 =$	+0.005770956	$d_3 =$	+0.000023006
$A_4 =$	+6.920691902	$b_4 =$	-0.009520895	$c_4 =$	+0.000689892	$d_4 =$	+0.004851466
$A_5 =$	-0.016898657	$b_5 =$	+5.075161298	$c_5 =$	-0.009497136	$d_5 =$	+0.001903218
$A_6 =$	-3.050485660	$b_6 =$	-0.138341947	$c_6 =$	+0.011948809	$d_6 =$	-0.017122914
$A_7 =$	-0.075752419	$b_7 =$	-1.363729124	$c_7 =$	-0.006748873	$d_7 =$	+0.029064067
$A_8 =$	+0.850663781	$b_8 =$	-0.403349276	$c_8 =$	+0.000246420	$d_8 =$	-0.027928955
$A_9 =$	-0.025639041	$b_9 =$	+0.702222016	$c_9 =$	+0.002102967	$d_9 =$	+0.016497308
$A_{10} =$	-0.150230960	$b_{10} =$	-0.216195929	$c_{10} =$	-0.001217930	$d_{10} =$	-0.005598515
$A_{11} =$	+0.034404779	$b_{11} =$	+0.019547031	$c_{11} =$	+0.000233939	$d_{11} =$	+0.000838386

В освещенной области необходимо учитывать вклад в поле прямой и дифракционной волн. Таким образом

$$E = \begin{cases} E_d + \frac{\exp(-jkR)}{R} & \text{для } \theta < \theta_0 + \pi, \\ E_d & \text{для } \theta \geq \theta_0 + \pi, \end{cases} \quad (3.30)$$

где  $R$  — прямое расстояние между источником и приемником.

# РАСЧЕТ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В СЛУЖБАХ ВЕЩАНИЯ И СОТОВЫХ СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

## 4.1. Расчет напряженности поля эмпирическими методами

Две наиболее общие модели распространения (модели свободного пространства и плоской земли) в сочетании с моделями дифракции на различных видах препятствий являются основными составляющими прогноза потерь распространения. Однако их использование подразумевает наличие детальной информации об элементах подстилающей поверхности (цифровой карты зданий, растительного слоя, особенностей рельефа).

Один из доступных способов оценки всего комплекса механизмов распространения — использование эмпирических моделей, которые получены на основе усреднения большого объема экспериментальных данных.

Суть большинства эмпирических моделей прогноза потерь, дБ. может быть представлена с помощью общего выражения

$$L = 10n \lg R + K, \quad (4.1)$$

которое означает, что ослабление поля принимаемого сигнала является логарифмической функцией расстояния с некоторым параметром наклона  $n$  (экспонентой потерь) плюс некоторый параметр сдвига  $K$ , который, в свою очередь, зависит от ряда факторов, рассмотренных ниже. Каждая модель имеет собственный набор  $n$  и  $K$ , а также свои условия применимости.

Некоторые из моделей представлены графически в виде кривых, полученных статистическим усреднением большого набора экспериментальных данных. Наиболее широко применяемыми моделями такого типа являются модель Окамура [46] и модель, изложенная в Рекомендации ITU-R P.1546 (далее по тексту P.1546) [34].

Эти модели дают возможность рассчитать медианное значение поля даже при отсутствии цифровой карты с высоким разрешением, однако качество прогноза радиопокрытия при этом снижается.

### *4.1.1. Метод расчета статистических характеристик сигналов в службах вещания и подвижной связи согласно Рекомендации ITU-R P.1546*

Статистические распределения напряженности поля по местоположению и во времени аппроксимируются логарифмически нормальным

законом, параметрами которого являются медиана и стандартное отклонение.

Приведенные в данной Рекомендации кривые приняты для прогнозирования напряженности поля в полосе частот от 30 до 3000 МГц и расстояния от 1 до 1000 км и описывают уровни напряженности, создаваемые полуволновым диполем мощностью в 1 кВт, как функции от различных параметров. Высота излучающей антенны варьируется в пределах 10–1200 м относительно подстилающей поверхности. От высоты подстилающей поверхности также зависит высота приемной антенны. Приводятся кривые для наземных трасс и кривые, описывающие напряженность поля на трассах, проходящих над теплыми и холодными морями.

Кривые распространения представляют следующую функциональную зависимость медианы напряженности поля:

$$E_0 = F(R, f_{оп}, h_1, t), \quad (4.2)$$

где  $R$  — расстояние между передатчиком и приемником, км;  $f_{оп}$  — опорная частота (100, 600, 2000 МГц);  $h_1$  — высота подвеса передающей антенны, м;  $t$  — процент времени, в течение которого напряженность поля превышает прогнозируемый уровень (50%, 10%, 1%).

#### *Максимальный уровень поля*

Значения напряженности поля, полученные по кривым, в сочетании с различного рода коррекциями и поправками не должны превышать максимально возможного значения напряженности поля  $E_{max}$ . Данное значение для наземных трасс ограничено величиной напряженности поля при распространении радиоволны в свободном пространстве, дБ(мкВ/м):

$$E_{max} = E_F = 76.9 + P_t - 20 \cdot \lg(R), \quad (4.3)$$

для морских трасс, дБ(мкВ/м):

$$E_{max} = E_F + 2.38 \cdot [1 - \exp(-R/8.94)] \cdot \lg(50/t), \quad (4.4)$$

для смешанных трасс, дБ(мкВ/м):

$$E_{max} = E_F + \frac{R_{sea}}{R} [2.38 \cdot [1 - \exp(-R/8.94)] \cdot \lg(50/t)], \quad (4.5)$$

где  $R_{sea}$  — общая длина участков трассы, проходящих над морем.

#### *Высота подвеса передающей антенны*

Высота передающей антенны, используемая в расчетах, зависит от типа и длины трассы.

Для морских трасс  $h_1$  — это высота над уровнем моря (при этом необходимо, чтобы  $h_1 > 1$  м)

Для наземных трасс эффективная высота передающей антенны  $h_{eff}$  определяется как высота над средним уровнем земли на участке трассы от 3 до 15 км в направлении от передатчика на приемник. Для трасс короче 15 км полезно знать высоту подстилающей поверхности в месте установки антенны передатчика  $h_{clm}$ , тогда высота этой антенны  $h_a$  отсчитывается от данной поверхности. Если же  $h_{clm}$  не известна, то для коротких трасс  $h_a$  принимается равной высоте антенны над уровнем земли (высота мачты). В случае, когда  $h_a$  оказывается величиной отрицательной, следует применять поправочный коэффициент на угол просвета местности.

Окончательное значение  $h_1$ , м, которое необходимо использовать при определении уровня поля по кривым, относящимся к наземным трассам,

для трасс свыше 15 км вычисляется следующим образом:

$$h_1 = h_{eff}, \quad (4.6)$$

для трасс короче 15 км:

при отсутствии карты местности

$$h_1 = h_a \text{ м}, \quad R \leq 3 \text{ км}, \quad (4.7)$$

$$h_1 = h_a + (h_{eff} - h_a)(R - 3)/12 \text{ м}, \quad 3 \text{ км} < R < 15 \text{ км},$$

при наличии карты местности

$$h_1 = h_a + (h_b - h_a)R/15 \text{ м}, \quad (4.8)$$

здесь  $h_b$  — высота антенны над уровнем земли, усредненная по интервалу  $[0.2R, R]$ .

#### **Поправка на высоту передающей антенны**

Для отрицательных значений эффективной высоты передающей антенны необходимо использовать поправочный коэффициент, зависящий от угла просвета местности со стороны передатчика. В этом случае  $h_1$  принимается равной 0.

При наличии карты местности величина угла просвета  $\theta_{lca}$  определяется линией визирования антенн, от которой он отсчитывается, и линией, которая проходит над всеми препятствиями, удаленными на расстоянии не более 15 км от передатчика в направлении на приемник. В общем случае указанный угол может принимать как положительные, так и отрицательные значения (рис. 4.1), но при отрицательном значении высоты подвеса антенны передатчика он всегда положителен. Поправочный коэффициент  $K_{\theta_{lca}}$ , соответствующий полученному значению угла просвета, вычисляется согласно выражению

$$K_{\theta_{lca}} = L_D(v') - L_D(v), \quad (4.9)$$

где  $L_D(v)$  вычисляется по (1.25) и

$$v' = 0.036\sqrt{f}, \quad v = 0.065\theta_{lca}\sqrt{f}, \quad (4.10)$$

здесь  $f$  в МГц, значение угла выражается в градусах и принадлежит диапазону  $[-0,8, 40^\circ]$ . Для случая  $\theta_{lca} > 40^\circ$  и  $\theta_{lca} < -0,8^\circ$  коррекция производится для значений  $40^\circ$  и  $-0,8^\circ$ . При вычислении напряженности поля коэффициент  $K_{\theta_{lca}}$  следует добавить к правой части (4.2).

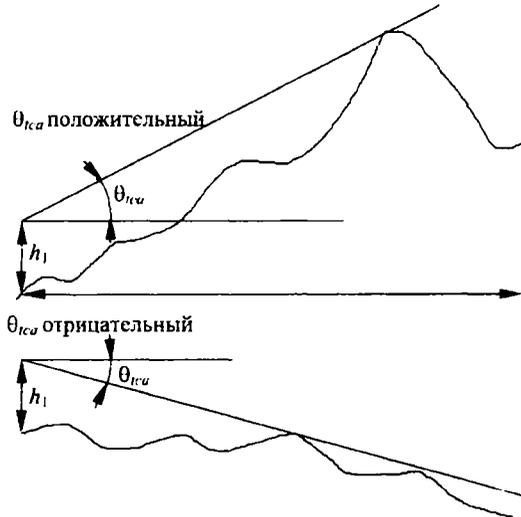


Рис. 4.1. Определение угла просвета местности

В случае, когда имеется цифровая карта местности, вычисление угла просвета со стороны передатчика при отрицательных значениях эффективной высоты передающей антенны позволяет в значительной степени повысить точность прогноза уровня напряженности поля. Поправочный коэффициент, соответствующий полученному углу просвета, можно помимо (4.9) определить из рис. 4.2.

При отрицательных значениях эффективной высоты передающей антенны и отсутствии цифровой карты можно использовать поправку на угол эффективной высоты траектории луча над поверхностью земли  $\theta_{eff}$  (рис. 4.3). Данная поправка явно не учитывает перепады уровня местности, но позволяет получить более достоверный прогноз уровня поля.  $\theta_{eff}$ , град., вычисляется согласно выражению

$$\theta_{eff} = \arctan(-h_1/9000), \quad (4.11)$$

а сама поправка

$$K_{\theta_{eff}} = 6.03 - L_D(v), \quad (4.12)$$

при этом

$$v = k_v \theta_{eff},$$

$$k_v = 1.35 \text{ для } 100 \text{ МГц}, \quad (4.13)$$

$$k_v = 3.31 \text{ для } 600 \text{ МГц},$$

$$k_v = 6.00 \text{ для } 2000 \text{ МГц}.$$

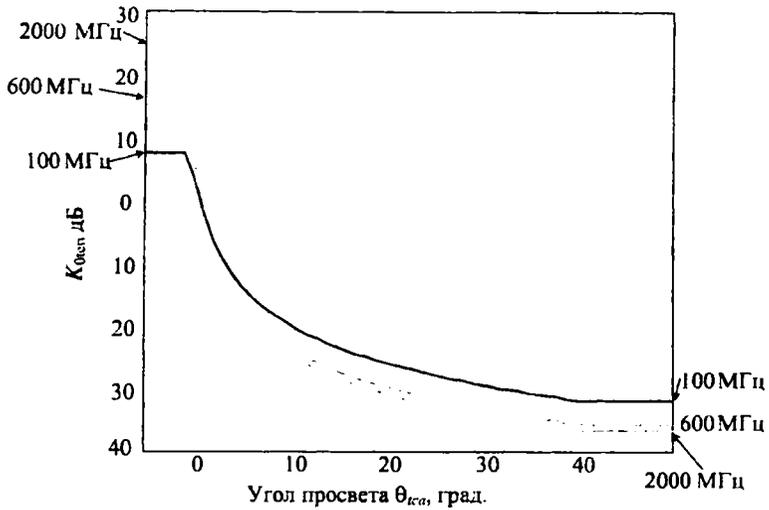


Рис. 4.2. Коэффициент коррекции на угол просвета местности

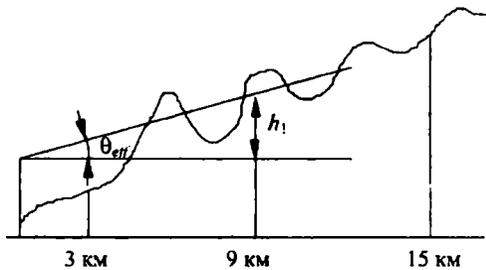


Рис. 4.3. Эффективный угол просвета местности

Значение  $h_1$  определяется выражением (4.7). Полученную поправку следует прибавлять к напряженности поля, вычисленной при  $h_1=0$ .

### **Смешанные трассы**

В Рекомендации предложена пошаговая процедура определения напряженности поля для трасс, содержащих наземные и морские отрезки. При этом высота подвеса антенны передатчика  $h_1$  для морских участков приравнивается к высоте подвеса для наземных участков, определенных с помощью ранее приведенных (4.6)–(4.8). Однако если  $h_1 < 3$  м, то для наземных участков выбирается именно  $h_1$ , а для морских участков —  $h_1=3$  м:

а) определяется общая длина наземных частей трассы  $R_l$ ;

б) вычисляется параметр  $\Delta$ :

$$\begin{aligned} \Delta &= R_l \cdot [E_{land}(1\text{км}) - E_{sea}(1\text{км})], \quad \text{если } R_l < 1\text{км}, \\ \Delta &= E_{land}(R_l) - E_{sea}(R_l), \quad \text{если } R_l \geq 1\text{км}; \end{aligned} \quad (4.14)$$

в) определяется величина

$$E_{mix}(R) = E_{sea}(R) + \Delta; \quad (4.15)$$

г) выявляется разность между полученным значением и значением напряженности поля для наземной трассы:

$$\Delta E = E_{mix}(R) - E_{land}(R); \quad (4.16)$$

д) определяется коэффициент, отражающий степень значимости наземного участка,

$$\chi = 0.3 + 0.7 \cdot \exp\left[-\left(0.0001 \cdot R_l^{2.42} - 0.0003527 h_1\right)\right]; \quad (4.17)$$

е) вычисляется конечная напряженность поля для смешанной трассы:

$$E = E_{land}(R) + \Delta E \cdot \chi. \quad (4.18)$$

### **Высота подвеса приемной антенны**

Приведенные в Рекомендации кривые напряженности поля для наземных трасс соответствуют некоторой номинальной высоте подвеса приемной антенны  $H$ , м, которая представляет собой не что иное, как высоту подстилающей поверхности  $h_{clut}$  в месте расположения приемника (10 м — для пригородной зоны, 20 м — для городской местности и 30 м — для плотной городской застройки). Для морских трасс считается, что  $h_2=10$  м и  $H=10$  м.

Если реальная высота приемной антенны отличается от указанных величин, то в напряженность поля необходимо внести соответствующую поправку  $K_H$ . В случае наземной трассы следует прежде всего найти модифицированную высоту подстилающей поверхности  $H'$ , м,

$$\begin{aligned}
 H' &= H && \text{для } h_1 \leq 6.5R + H, \\
 H' &= (1000RH - 15h_1)/(1000R - 15) && \text{для } h_1 > 6.5R + H,
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

где  $h_1$  в метрах и  $R$  в км.

Если приемник расположен в городской черте, то поправка вычисляется, дБ,

$$K_H = 6.03 - L_D(v) \quad \text{для } h_2 < H', \tag{4.20}$$

$$K_H = (3.2 + 6.2 \cdot \lg(f)) \lg(h_2/H') \quad \text{для } h_2 \geq H' \tag{4.21}$$

и

$$\begin{aligned}
 v &= 0.0108 \sqrt{f \cdot h_{dif} \cdot \theta_{cluf}}, \\
 h_{dif} &= H' - h_2, \text{ м}, \\
 \theta_{cluf} &= \arctan(h_{dif} / 27), \text{ град.}, \\
 f &, \text{ МГц.}
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

Если приемная антенна расположена в сельской или открытой местности, то для любой высоты  $h_2$  применяется поправка (4.21).

Для морских трасс и  $h_2 > 10$  м следует использовать (4.21) и  $H' = 10$  м.

Вычисление поправки  $K_H$  для морских трасс и  $h_2 < 10$  м связано с выявлением длины части трассы, на которой в существенную зону Френеля, построенную между приемной и передающей антеннами, поверхность моря не попадает. Для высот передающей и приемной антенн, равных соответственно  $h_1$  и 10 м, длина трассы,  $R_{10}$ , при которой еще выполняется указанное условие, соответствует значению функции, определяемой как

$$D_{06}(f, h_1, h_2 = 10) = \max \left[ \frac{D_f D_h}{D_f + D_h}, 0.001 \right] \text{ км}, \tag{4.23}$$

где

$$\begin{aligned}
 D_f &= 0.0000389 f h_1 h_2 \text{ км}, \\
 D_h &= 4.1(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ км}, \\
 f &, \text{ МГц.}
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

Если длина трассы равна или превышает  $R_{10}$ , то для вычисления поправки снова необходимо применить (4.21) в сочетании с  $H' = 10$  м.

При  $R < R_{10}$  корректирующая поправка, дБ, вычисляется согласно выражению:

$$K_H = 0, \quad R < R_{h_2}, \tag{4.25}$$

$$K_H = (C_{10}) \cdot \lg(R/R_{h_2}) / \lg(R_{10}/R_{h_2}), \quad R_{h_2} < R < R_{10}, \tag{4.26}$$

где  $C_{10}$  — поправка для требуемой высоты подвеса приемной антенны  $h_2$  на расстоянии  $R_{10}$ , вычисленная по (4.21) при  $H' = 10$  м и  $R_{h_2} = D_{06}(f, h_1, h_2)$ .

Следует отметить, что Рекомендация не может быть использована для вычисления напряженности поля, если высота подвеса приемной антенны составляет менее 1 м для наземных трасс и менее 3 м для морских трасс.

Поправка для коротких городских и пригородных трасс

Для городских и пригородных трасс необходимо учесть ослабление поля при распространении над застройкой. Для случая равновысотной застройки и отсутствия значительных перепадов рельефа соответствующая поправка к полю определяется из выражения

$$K_b = -3.3(\lg(f))(1 - 0.85 \lg(R))(1 - 0.46 \lg(1 + h_a - H)). \quad (4.27)$$

Поправка справедлива, когда  $R < 15$  км и  $h_a - H < 150$ .

#### *Угол просвета местности со стороны приемной антенны*

При высоких требованиях к точности расчета потерь распространения следует дополнительно применять поправку на угол просвета местности со стороны приемной антенны  $K'_{\theta_{тса}}$ . Наличие ЦКМ в этом случае является необходимым требованием. Величина угла просвета  $\theta'_{тса}$  определяется линией, проходящей над всеми препятствиями (рельефом), удаленными на расстояние не более 16 км от приемника в направлении на передатчик и линией визирования антенн. Поправочный коэффициент  $K'_{\theta_{тса}}$ , соответствующий полученному значению угла просвета, вычисляется согласно (4.9). Данный коэффициент следует добавить к напряженности поля.

#### *Изменение индекса рефракции*

Известно, что напряженность поля варьируется в различных климатических регионах. Наблюдается корреляция значений напряженности поля с вертикальным градиентом индекса рефракции в пределах первого километра высоты атмосферы над уровнем земли.

Кривые напряженности поля, приведенные в Рекомендации, базируются на измерениях, проведенных в регионах с умеренным климатом. Значение напряженности поля не может быть с их помощью точно предсказано в регионах мира, где рефракция значительно отличается от соответствующей умеренному климату.

Кривые напряженности поля получены при базовых значениях градиента  $\Delta N_0$ :

- для полей, превышаемых в 50% времени:  $\Delta N_0 = -43.3$  N ед/км,
- для полей, превышаемых в 10% времени:  $\Delta N_0 = -141.9$  N ед/км,
- для полей, превышаемых в 1% времени:  $\Delta N_0 = -301.3$  N ед/км.

Внесение поправки на вертикальный атмосферный градиент индекса рефракции можно связать с применением нижеследующего метода расчета с использованием информации о градиенте для любого региона мира из [35].

В этом методе определяется разность градиентов  $\Delta$  согласно

$$\Delta = \Delta N_0 - \Delta N,$$

где  $\Delta N$  – градиент для конкретного региона, полученный из [35].

Если  $\Delta N < -301.3$ , то для любого расстояния  $R$  к максимальной напряженности поля (4.3) либо (4.4) добавляют поправку, дБ,

$$\delta E_{\max} = 0.007(-301.3 - \Delta N) \cdot \{1 - \exp(-R/50)\} \cdot \exp(-R/6000). \quad (4.28)$$

Если же  $\Delta N \geq -301.3$ , то никакого изменения максимальной напряженности полей не производится.

Затем определяется масштабный коэффициент  $D$  согласно

$$\begin{aligned} D &= 14.94 - 6.693 \cdot 10^{-6} \cdot (1494 - \Delta)^2, & \text{если } \Delta > 0, \\ D &= 0.08 \cdot \Delta, & \text{если } \Delta \leq 0. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Для самой нижней кривой в семействе ( $h_1 = 10$  м) поправка, дБ, добавляемая к полю,  $\delta E_1$ , рассчитывается как

$$\delta E_1 = D \cdot \{1 - \exp(-R/50)\} \cdot \exp(-R/6000). \quad (4.30)$$

Если необходимо, то значение  $\delta E_1$  должно быть ограничено следующим образом:

а) чтобы откорректированное значение напряженности поля не превышало откорректированного значения максимальной напряженности поля;

б) если  $\Delta$  больше нуля, то так, чтобы разность между откорректированным значением максимальной напряженности поля и значением напряженности поля для  $h_1=10$  м не была больше, чем для неоткорректированных кривых. Заметим, что это условие не должно применяться, когда  $\Delta$  меньше нуля.

Для того чтобы значения напряженности поля для других значений  $h_1$  занимали такое же пропорциональное положение между максимальной напряженностью поля и напряженностью поля для  $h_1=10$  м, как соответствующее значение напряженности поля для неоткорректированных кривых, их коррекция производится с использованием выражения

$$E'_n = E'_1 + (E_n - E_1) \cdot (E'_{\max} - E'_1) / (E_{\max} - E_1), \quad (4.31)$$

где  $E_n$  — напряженность поля для значений  $h_1$  больших, чем 10 м (штрихами отмечены откорректированные значения напряженности поля).

## ***Расчет поправки, зависящей от заданного процента пунктов приема***

Методы прогнозирования зоны обслуживания предназначены для того, чтобы описать статистику условий приема по всей данной области, а не в какой-либо отдельной точке. Интерпретация такой статистики зависит от размеров рассматриваемой зоны.

Когда один конец радиотрассы фиксирован, а другой - подвижен, потери на трассе будут непрерывно меняться с изменением места расположения мобильного терминала в соответствии со всем многообразием влияющих воздействий. Удобно разделить эти воздействия на три основные категории. Это будут изменения, связанные:

– с *многолучевым распространением*. Изменения сигнала будут происходить на расстояниях порядка длины волны из-за набега фазы в связи с эффектами многолучевого распространения, например, отражения от земли, зданий и т. д.;

– с *локальными препятствиями на поверхности земли*. Изменения сигнала будут происходить из-за локальных препятствий на поверхности земли, например, зданий, деревьев, в масштабе размеров этих объектов. Эти изменения, как правило, значительно больше, чем изменения, связанные с многолучевым распространением;

– с *характером профиля трассы*. Изменения сигнала также будут происходить из-за изменений в геометрии всей трассы распространения, например, наличия холмов и т. д. В целом, исключая очень короткие трассы, масштаб этих изменений будет значительно больше, чем изменений, вызванных препятствиями на поверхности земли.

В ОВЧ и УВЧ диапазонах вариации места расположения обычно оцениваются для зон в виде квадратов со стороной порядка 100...200 м, иногда с дополнительным требованием, что зона — плоская. Важным моментом является то, будет ли влияние геометрии трассы на изменения в рассматриваемой зоне значительным.

Как отмечалось ранее, распределение напряженности поля в зонах тени, создаваемых локальными препятствиями на поверхности земли, является логнормальным (по крайней мере, в городской и пригородной зонах).

Необходимо отметить, что сигнал может быть подвержен селективным замираниям, в связи с чем необходима информация о ширине рабочей полосы сигнала.

Таким образом, для определения напряженности поля, превышаемой в  $q\%$  мест, к медиане необходимо добавить поправочный член:

$$K_{\text{terra}} = Q_i(q/100) \cdot \sigma_L(f), \quad (4.32)$$

где  $Q(x)$  — обратная интегральная функция распределения вероятности и  $\sigma_L$  — стандартное отклонение от среднего значения, величина которого для цифровых систем с шириной полосы менее 1 МГц и аналоговых систем является функцией частоты, дБ:

$$\sigma_L = \text{const} + 1.6 \cdot \lg(f). \quad (4.33)$$

Для мобильных систем в городской зоне величина  $\text{const}$  составляет 2.1 дБ в пригородной зоне, а в условиях холмистой местности  $\text{const}=3.8$ . Для аналоговых систем  $\text{const} = 5.1$  дБ.

Для цифровых систем связи, имеющих ширину рабочей полосы равную или более 1 МГц, стандартное отклонение составляет 5.5 дБ во всем рассматриваемом в Рекомендации диапазоне частот.

Рекомендация справедлива, если величина  $q$  варьируется в пределах от 1 до 99%. При этом корректна следующая аппроксимация:

$$\begin{aligned} Q_i(x) &= T(x) - \xi(x), & \text{для } x \leq 0.5, \\ Q_i(x) &= -[T(1-x) - \xi(1-x)], & \text{для } x > 0.5, \end{aligned} \quad (4.34)$$

где

$$\begin{aligned} T(x) &= \sqrt{[-2 \ln(x)]}, \\ \xi(x) &= \frac{[(C_2 \cdot T(x) + C_1) \cdot T(x)] + C_0}{[(D_3 \cdot T(x) + D_2) \cdot T(x) + D_1] \cdot T(x) + 1}. \end{aligned} \quad (4.35)$$

Значения  $C_i$  и  $D_i$  приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

$C_0$	$C_1$	$C_2$	$D_0$	$D_1$	$D_2$
2.515517	0.802853	0.010328	1.432788	0.189269	0.001308

Поправка  $K_{\text{terra}}$  не применяется в случае морских трасс.

### **Интерполяция и экстраполяция напряженности поля как функции высоты подвеса антенны передатчика**

Если высота подвеса антенны передатчика  $h_1 \in (10, 3000]$  м и не равна одной из восьми высот, для которых в Рекомендации представлены кривые напряженности поля, необходимо провести интер-/экстраполяцию напряженности поля, дБ(мкВ/м), полученную из двух кривых:

$$E = E_{\text{inf}} + (E_{\text{sup}} - E_{\text{inf}}) \cdot \lg(h_1/h_{\text{inf}}) \cdot \lg(h_{\text{sup}}/h_{\text{inf}}), \quad (4.36)$$

где  $h_{\text{inf}} - 600$  м, если  $h_1 > 1200$  м, иначе ближайшая высота, меньшая  $h_1$ ;  
 $h_{\text{sup}} - 1200$  м, если  $h_1 > 1200$  м, иначе ближайшая высота, большая  $h_1$ ;  
 $E_{\text{inf}}$  — напряженность поля для  $h_{\text{inf}}$  и требуемого расстояния;  
 $E_{\text{sup}}$  — напряженность поля для  $h_{\text{sup}}$  и требуемого расстояния.  
 Для высот подвеса более 3000 м Рекомендация не действительна.

Метод экстраполяции при  $h_1 \in [0, 10)$  м различается для наземных и морских трасс.

~~Для наземных трасс.~~

Определяется функция радиогоризонта для гладкой земли  $R_H(h) = 4.1\sqrt{h}$ .

Напряженность поля, дБ(мкВ/м):

$$\begin{aligned} E &= E_{10}(R_H(10)) + E_{10}(R) - E_{10}(R_H(h_1)) \quad \text{для } R < R_H(h_1), \\ E &= E_{10}(R_H(10) + R - R_H(h_1)) \quad \text{для } R \geq R_H(h_1), \end{aligned} \quad (4.37)$$

где  $E_{10}(x)$  — напряженность поля по кривой  $h_1=10$  м на расстоянии  $x$ .

Для морских трасс.

С помощью (4.23) для приемной антенны высотой 10 м определяют расстояния, на которых существенная зона Френеля остается полностью свободной при условии, что базовая станция поднята на высоту  $h_1$ :

$$D_{h1} = D_{06}(f, h_1, 10), \quad (4.38)$$

и высоту 20 м

$$D_{20} = D_{06}(f, 20, 10). \quad (4.39)$$

Напряженность поля в дБ(мкВ/м):

$$\begin{aligned} E &= E_{\max} \quad \text{для } R < D_{h1}, \\ E &= E_{D_{h1}} + (E_{D_{20}} - E_{D_{h1}}) \cdot \lg(R/D_{h1}) / \lg(D_{20}/D_{h1}) \quad \text{для } D_{h1} < R \leq D_{20}, \\ E &= E'(1 - F_s) + E''F_s, \quad \text{для } R \geq D_{20}, \end{aligned} \quad (4.40)$$

где  $E_{\max}$  — максимальная напряженность поля для морских трасс (4.4);

$E_{D_{h1}}$  —  $E_{\max}$  для расстояния  $D_{h1}$ ;

$$E_{D_{20}} = E_{10}(D_{20}) + (F_{20}(D_{20}) - E_{10}(D_{20})) \cdot \lg(h_1/10) / \lg(20/10); \quad (4.41)$$

$E_{20}(x)$  — напряженность поля по кривой  $h_1=20$  м на расстоянии  $x$ ;

$$E' = E_{10}(R) + (E_{20}(R) - E_{10}(R)) \cdot \lg(h_1/10) / \lg(20/10); \quad (4.42)$$

$E''$  — напряженность поля на расстоянии  $R$ , полученная для наземной трассы при экстраполяции по (4.37);  $F_s = 1 - D_{20}/R$ .

**Интерполяция и экстраполяция напряженности поля как функции частоты**

В случае, если частота сигнала отличается от опорных частот Рекомендации (100, 600, 2000 МГц), необходимо выполнить процедуру интер-/экстраполяции напряженности поля.

Для наземных трасс и в случае, когда распространение происходит над морской поверхностью на частоте, превышающей 100 МГц, напряженность поля, дБ(мкВ/м), вычисляется как:

$$E = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \cdot \lg(f/f_{inf}) \cdot \lg(f_{sup}/f_{inf}), \quad (4.43)$$

где  $f$  — частота сигнала (МГц);

$f_{inf}$  — нижняя опорная частота (100 МГц, если  $f < 100$  МГц, 600 МГц, если  $f > 2000$  МГц);

$f_{sup}$  — верхняя опорная частота (600 МГц, если  $f < 100$  МГц, 2000 МГц, если  $f > 2000$  МГц);

$E_{inf}$  — напряженность поля для  $f_{inf}$ ,

$E_{sup}$  — напряженность поля для  $f_{sup}$ .

Для частот более 2000 МГц результат экстраполяции должен быть ограничен на  $E_{max}$ .

Если:

1) трасса является морской,

2)  $f < 100$  МГц,

3) требуемое расстояние меньше, чем расстояние, на котором еще остается незатененной существенная зона Френеля для частоты 600 МГц, т. е.  $R < D_{06}(600, h_1, 10)$ ,

тогда напряженность поля вычисляется как:

$$E = E_{max} \quad \text{для } R \leq R_f, \quad (4.44)$$
$$E = E_{R_f} + (E_{R_{600}} - E_{R_f}) \cdot \lg(R / R_f) / \lg(R_{600} / R_f) \quad \text{для } R > R_f,$$

где  $E_{max}$  — максимальная напряженность поля для морских трасс (4.4) на расстоянии  $R$ ;  $E_{R_f}$  — это  $E_{max}$  для расстояния  $R_f$ ,

$$R_{600} = D_{06}(600, h_1, 10), \quad (4.45)$$

$$R_f = D_{06}(f, h_1, 10), \quad (4.46)$$

$E_{R_{600}}$  — напряженность поля на расстоянии  $R_{600}$  для требуемой частоты, полученная при экстраполяции по (4.43).

**Интерполяция напряженности поля как функции требуемого процента времени**

Напряженности поля, дБ(мкВ/м), для конкретного процента времени  $t \in (1, 10)$  %, либо  $t \in (10, 50)$  % интерполируются между номиналами 1 % и 10 %, либо 10 % и 50 % с помощью выражения

$$E = [E_{sup}(Q_{inf} - Q_t) + E_{inf}(Q_t - Q_{sup})] / (Q_{inf} - Q_{sup}), \quad (4.47)$$

где  $t$  — требуемый процент времени;

$t_{in}$  — нижний номинальный процент;

$t_{sup}$  — верхний номинальный процент;

$E_{inf}$  — напряженность поля для  $t_{inf}$ ;

$E_{sup}$  — напряженность поля для  $t_{sup}$ ;

$$Q_t = Q_i(t/100), \quad Q_{inf} = Q_i(t_{inf}/100), \quad Q_{sup} = Q_i(t_{sup}/100).$$

Экстраполяция за пределы диапазона от 1 % до 50 % Рекомендацией не предусмотрена.

## *Процедура применения поправок и механизмов интер-/экстраполяции Рекомендации*

Пошаговая процедура, приведенная ниже, подразумевает корректировку полученных с помощью кривых значений напряженности поля.

0) Кривые напряженности поля в целом либо конкретные значения напряженности поля могут быть скорректированы для районов с условиями рефракции, отличными от нормальных ((4.30), (4.31)). При этом следует также провести коррекцию максимальной напряженности поля ((4.3), (4.4)).

1) Определяется тип трассы: наземная, проходящая над теплым морем, проходящая над холодным морем, смешанная. Если трасса смешанная, то ей соответствуют два типа путей распространения, подразделяемых на первый и второй, при этом в ходе применения процедуры шаг 10 выполняется. В случае однородной трассы ей присваивается первый тип и шаг 10 игнорируется.

2) Для требуемого процента времени  $t \in [1, 50]\%$  определяются два номинала:

– для  $t \in (1\%, 10\%)$  нижний и верхний номиналы выбираются равными 1 и 10 соответственно;

– для  $t \in (10\%, 50\%)$  нижний и верхний номиналы выбираются равными 10 и 50 соответственно.

Если требуемый процент времени равен 1 или 10 или 50%, он принимается в качестве нижнего номинала и процесс интерполяции на шаге 9 не требуется.

3) Для требуемой частоты  $f \in [30, 3000]$  МГц определяются два номинала:

– для  $f < 600$  МГц нижний и верхний номиналы выбираются равными 100 и 600 МГц соответственно;

– для  $f > 600$  МГц нижний и верхний номиналы выбираются равными 600 и 2000 МГц соответственно.

Если требуемая частота равна 100 или 600, или 2000 МГц, она выбирается в качестве нижнего номинала и процесс интер-/экстраполяции на шаге 8 не требуется.

4) Для первого типа трассы выполняются шаги 5–10.

5) Для нижнего номинала процентов времени выполняются шаги 6–9.

6) Для нижнего частотного номинала выполняются шаги 7, 8.

7) В месте расположения приемной антенны (50 % мест, подстилающая поверхность высотой  $H$  относительно поверхности земли) оп-

ределяется напряженность поля, создаваемая на заданном расстоянии антенной передатчика:

7.1) Для передатчика с высотой подвеса антенны  $h_1 \geq 10$  м выполняются шаги 7.1.1–7.1.2.

7.1.1) Если высота подвеса равна одной из высот 10, 20, 37.5, 75, 150, 300, 600, 1200 м, то напряженность поля, превышаемая в 50 % мест, для приемника, расположенного в условиях подстилающей поверхности с высотой  $H$  на расстоянии  $R$  от передатчика, определяется непосредственно из кривых. При этом выполнение шага 7.1.2 не требуется.

7.1.2) Если высота подвеса не равна ни одной из опорных высот, проводится интер-/экстраполяция (4.36). Результат ограничивается максимумом поля ((4.3) либо (4.4) в зависимости от типа трассы).

7.2) Для передатчика с высотой подвеса антенны  $h_1 < 10$  м напряженность поля определяется с помощью (4.37) либо (4.40) в зависимости от типа трассы, причем в случае отрицательной высоты  $K$  величине поля добавляется поправка  $K_{двса}$ , вычисляемая в зависимости от наличия либо отсутствия цифровой карты местности согласно (4.9) либо (4.12) соответственно.

8) Если требуемая частота не равна нижнему номиналу, определенному на шаге 3, то шаг 7 повторяется для верхнего номинала частот. Два полученных значения напряженности поля используются в процессе интер-/экстраполяции по (4.43) или (4.44).

9) Если требуемый процент времени не совпадает с нижним номиналом, определенным на шаге 2, то шаги 6–8 повторяются для верхнего номинала процентов времени. Два полученных значения напряженности поля используются в процессе интерполяции согласно (4.47).

10) Для смешанной трассы необходимо выполнить пошаговую процедуру (4.14)–(4.18). Перед этим требуется определить напряженность поля для трассы второго типа с помощью последовательности шагов 5–9. Если трасса проходит над холодными и над теплыми морями, все морские участки должны рассматриваться как теплые моря.

11) Если высота подвеса приемной антенны не равна высоте окружающей ее подстилающей поверхности, то необходимо откорректировать полученные значения напряженности поля с помощью поправки  $K_N$ , вычисленной согласно (4.20) либо (4.21) для наземных трасс. Для морских трасс следует использовать (4.25) либо (4.26).

12) В случае коротких наземных трасс, расположенных в городской или пригородной местности, следует откорректировать полученные значения напряженности поля с помощью поправки  $K_b$  (4.27).

13) Если трасса является наземной и имеется цифровая карта местности, возможно проведение уточнения напряженности поля с помощью поправки на угол закрытия со стороны приемной антенны  $K'_{\theta_{\text{тца}}}$ .

14) В случае наземных трасс, когда требуется определить величину напряженности поля для процента мест, отличного от 50%, следует использовать поправку  $K_{\text{terr}}$  (4.32).

15) Полученный результат следует ограничить максимумом, вычисленным согласно (4.3) — для наземных, (4.4) — для морских и (4.5) — для смешанных трасс.

16) В случае необходимости пересчет полученной величины напряженности поля, дБ, в потери распространения осуществляется согласно выражению

$$L = 139 - E + 20 \cdot \lg f. \quad (4.48)$$

#### 4.1.2. Расчет ослабления сигнала с помощью моделей Окамура и Хата

Эмпирическая модель Окамура широко применяется при планировании систем подвижной связи, поэтому часто вместо терминов «передатчик» и «приемник» используются термины базовая и абонентская станции, соответственно БС и АС. Модель получена в результате анализа огромного набора экспериментальных значений напряженности поля. Эксперименты проводились в диапазоне УВЧ и ОВЧ на местности с различным рельефом и растительностью. Модель содержит графическое представление напряженности поля при условиях распространения типичных для районов вокруг Токио, среди которых имелись зоны с плотной и средней застройкой, а также районы сельской и открытой местности. Центральные частоты диапазонов, в которых производились измерения: 150, 400, 900, и 1.500 МГц.

Уравнения, основанные на упрощенной модели Окамура, были предложены Хата [47]. Они представляют собой аппроксимацию «кривых распространения» Окамура. Условия применимости модели Окамура-Хата: частотный диапазон (100–1500 МГц), расстояние от передатчика (1–20 км), высота подвеса передающей антенны (30–200 м) над уровнем земли. Ограничения по дальности уменьшают возможность применения модели Окамура-Хата при планировании сотовых систем связи. В [48] верхняя граница применимости модели по дальности увеличена до 100 км. Высотное ограничение вносит свои коррективы в использование модели в горных районах. Появление сотовых систем связи, работающих на частотах около 2 ГГц, стимулировало появление модели COST 231 – Хата, которая применяется в диапазоне (1.5–2 ГГц). Основные выражения для расчета ослабления поля приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Наименование модели	Условия применимости	Описание зоны, дополнительные условия	Расчетное уравнение
Окамура-Хата	$f = 150 \dots 1000$ МГц $h_b = 30 \dots 200$ м	Средний и малый город	$L_1 = 68,75 - 13,82 \lg h_b + 27,72 \lg f - (1,11 \lg f - 0,7) h_m + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
	$h_m = 1 \dots 10$ м $R = 1 \dots 20$ км	Большой город, $f \leq 200$ МГц	$L_2 = 70,65 - 13,82 \lg h_b + 26,16 \lg f - 8,29 [\lg(1,54 h_m)]^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
		Большой город, $f \geq 400$ МГц	$L_3 = 74,52 - 13,82 \lg h_b + 26,16 \lg f - 3,2 [\lg(11,75 h_m)]^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
		Пригород	$L_4 = 63,35 - 13,82 \lg h_b + 27,72 \lg f - 2(\lg f / 28)^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R - (1,11 \lg f - 0,7) h_m$
		Сельская местность	$L_5 = 32,81 - 13,82 \lg h_b + 46,05 \lg f - 4,78(\lg f)^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R - (1,11 \lg f - 0,7) h_m$
		Открытая местность	$L_6 = 27,81 - 13,82 \lg h_b + 46,05 \lg f - 4,78(\lg f)^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R - (1,11 \lg f - 0,7) h_m$
COST 231 – Хата	$f = 1500 \dots 2000$ МГц $h_b = 30 \dots 200$ м $h_m = 1 \dots 10$ м	Средний город и пригородный центр с умеренной плотностью посадки деревьев	$L_7 = 45,5 - 13,82 \lg h_b + 35,4 \lg f - (1,11 \lg f - 0,7) h_m + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
	$R = 1 \dots 20$ км	Центр столичного города	$L_8 = 48,5 - 13,82 \lg h_b + 35,4 \lg f - (1,11 \lg f - 0,7) h_m + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
		Сельская местность	$L_9 = 9,56 - 13,82 \lg h_b + 53,73 \lg f - (1,11 \lg f - 0,7) h_m - 4,78(\lg f)^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$
		Открытая местность	$L_{10} = 4,56 - 13,82 \lg h_b + 53,73 \lg f - (1,11 \lg f - 0,7) h_m - 4,78(\lg f)^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_b) \lg R$

Как и другие эмпирические модели, модель Окамура-Хата дает удовлетворительный прогноз радиопокрытия при ее применении на территориях, условия распространения на которых схожи с оригинальными. Границы применимости модели могут быть расширены путем калибровки модели.

Основными величинами, определяющими медиану напряженности поля в модели, являются мощность передатчика, рабочая частота, высоты приемной и передающей антенн, длина трассы. «Простота» модели в то же время влияет на точность прогноза радиополя. Одним из основных положений модели является эффективная высота антенны передатчика БС над окружающей территорией. Значение эффективной высоты антенны БС уточняется следующим образом [49]:

$$h_{b\text{эфф}} = \begin{cases} h_b + H_{\text{БСМ}} - H_{\text{МСМ}}, (H_{\text{БСМ}} > H_{\text{АСМ}}); \\ h_b, (H_{\text{БСМ}} \leq H_{\text{АСМ}}), \end{cases}$$

где  $h_b$  — высота антенны БС над землей;  $H_{\text{БСМ}}$  — высота местности над уровнем моря в пункте установки БС;  $H_{\text{АСМ}}$  — высота местности над уровнем моря в месте нахождения АС с высотой антенны над уровнем земли, равной  $h_m$ .

Модели учитывают медленные замирания сигнала при распространении над различными территориальными зонами, которые условно разделяются на:

– «большой» город (плотная застройка зданиями, не менее 50 % которых имеют 5 этажей и более, а некоторые можно отнести к «небоскрегам»);

– «средний и малый» город (плотная застройка зданиями, более 50 % которых имеют 4, 5 этажей);

– пригород, крупный населенный пункт (низкая плотность застройки жилых домов и хозяйственных построек высотой 3,4 этажа);

– сельская местность (наличие открытых участков, длиной не менее 300 м, чередующихся с 1, 2-этажными домами).

открытая местность (открытые участки местности с возможным наличием отдельно стоящих деревьев).

#### 4.1.3. Расчет ослабления сигнала с помощью модели Ли

Модель Ли – еще одна достаточно широко используемая эмпирическая модель, которая может быть непосредственно записана в форме (4.1) [49]

$$L = 10n \lg R + K_0 - 20 \lg h_{\text{эфф}} - 10 \lg h_m + 59. \quad (4.49)$$

Параметры  $n$  и  $K_0$  приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Зона	$n$	$K_0$ , дБ
Сельская	2,35	49
Пригородная	3,84	61,7
Городская		
Токио	3,05	84
Нью-Йорк	4,8	77

#### 4.1.4. Необходимость калибровки эмпирических моделей

Все эмпирические модели получены из анализа некоторого набора экспериментальных измерений и поэтому «настроены» на те условия, в которых проводился эксперимент. Применение модели расчета для среды со значительно отличающимися условиями может привести к недопустимым ошибкам прогноза. Повышение качества прогноза достигается посредством набора измерений и адаптации к конкретным условиям распространения. Адаптация или калибровка эмпирической модели заключается в определении значений экспоненты потерь  $n$  и параметра сдвига  $K$  для конкретной территории на основании экспериментальных данных.

Степень отличия прогнозируемой величины медианы поля от наблюдаемой для калиброванной модели лежит в пределах  $\pm 5$  дБ, что приемлемо для многих случаев, в особенности для случая наземных подвижных служб, когда данная величина сравнима с потерями на замирания и затенения. Но если данная модель используется без предварительной настройки, точность прогноза может ухудшиться до  $\pm(15 \dots 20)$  дБ, что недопустимо.

#### 4.1.5. Минимальный набор измерений

Прежде чем применять эмпирическую модель для конкретного района, желательно на этой же территории получить набор экспериментальных данных о напряженности поля в выбранном районе. Для этого используют сигнал от уже существующих радиостанций (БС сотовой подвижной системы связи, пейджинговая радиостанция). В целях получения более достоверной информации для калибровки модели необходимо производить измерения, по крайней мере, от двух-трех передатчиков. Желательно также, чтобы условия распространения на трассах от этих передатчиков были типичными для всего покрываемого региона (плотность застройки и растительности, нерегулярность рельефа). Рекомендуется проводить измерения на 15–20 различных расстояниях от передатчика. Для каждого из таких расстояний проводится 5–10 изме-

рений на различных направлениях от передающей станции для получения должной оценки медианы поля. Если передающая антенна является направленной, необходимо, чтобы тестируемый участок располагался в направлении главного лепестка ДН антенны. Антенна приемника должна быть поднята на характерную высоту (1,5–2 м для подвижной связи). Наиболее удобно производить такие измерения на имеющихся радиальных направлениях (дороги, магистрали, улицы) внутри рассматриваемого региона через определенные интервалы (например, 0,5 км). Один из возможных наборов точек измерений показан на рис. 4.4.

В каждой точке измеренная медиана поля должна быть записана как значение функции расстояния до передатчика. Расстояние может

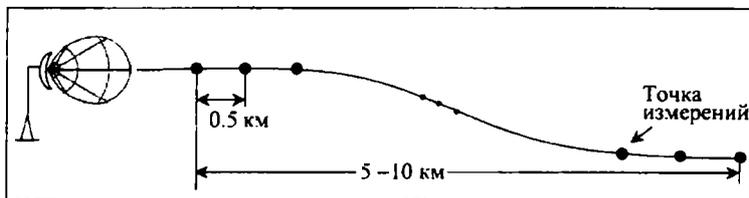


Рис. 4.4. Пример выбора точек для измерений

быть измерено различными способами, например с помощью карты приемлемого масштаба. Полученные результаты сопоставляются с результатами расчета по различным моделям. Если модель будет использоваться в различных частотных диапазонах, то целесообразно проведение измерений для соответствующих рабочих частот.

Оценка качества прогноза, полученного при использовании модели или сравнении нескольких моделей между собой, выполняется с помощью статистического анализа, например методом наименьших квадратов (МНК). Согласно этому методу модель наиболее соответствует некоторой выборке экспериментальных данных, если обеспечивается следующее условие [50]:

$$Z \equiv \sum_{i=1}^m [y'_i - \varphi(x_i, a, b, c, \dots)]^2 = \min, \quad (4.50)$$

здесь  $y'_i$  — экспериментальные результаты для точек  $x_i$ ;

$m$  — номер измерения;

$\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$  — результат моделирования для точек  $x_i$  и параметров передатчика  $a, b, c, \dots$

Заменяя  $\varphi(x_i, a, b, c, \dots)$  величинами поля для различных моделей и используя весь набор экспериментальных данных, можно судить об оп-

ределсной предпочтительности какой-либо модели. Наиболее адекватной моделью будет та, которая удовлетворяет условию (4.50) большее количество раз.

#### 4.1.6. Выбор модели

Ниже приводится пример расчета ослабления поля по трем эмпирическим моделям на пригородных трассах, а также процедура выбора наиболее адекватной модели.

Карта территории приведена на рис. 4.5.

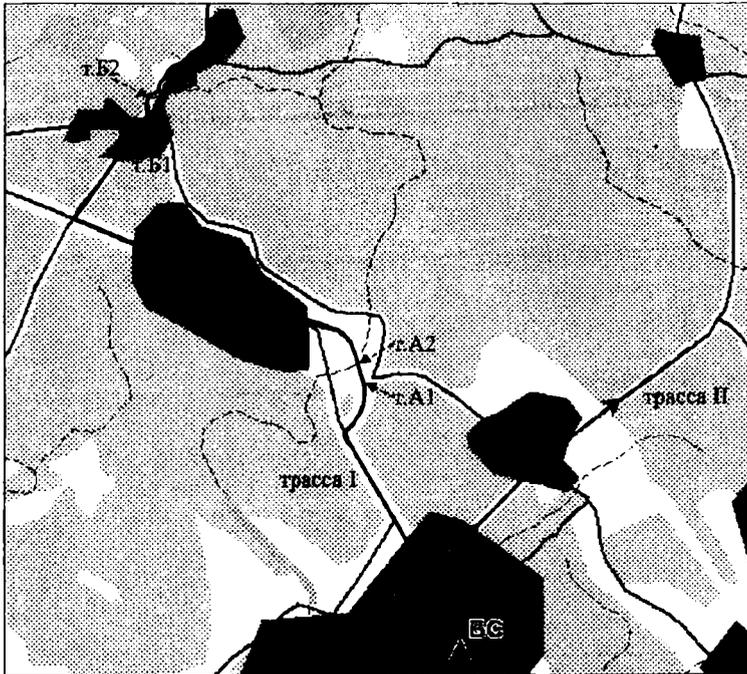


Рис. 4.5. Схема трасс

Точки трасс, в которых проводились измерения уровня сигнала, выбирались исходя из изложенных в предыдущем пункте требований, а также из необходимости исследования сигнала в местах с относительно резким для выбранной местности изменением рельефа. Территориальная зона, на которой располагались трассы, может быть отнесена к пригородному типу.

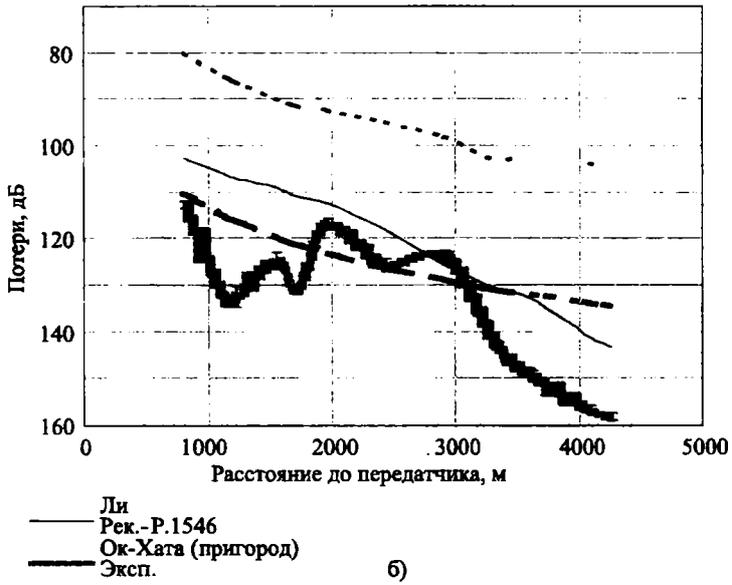
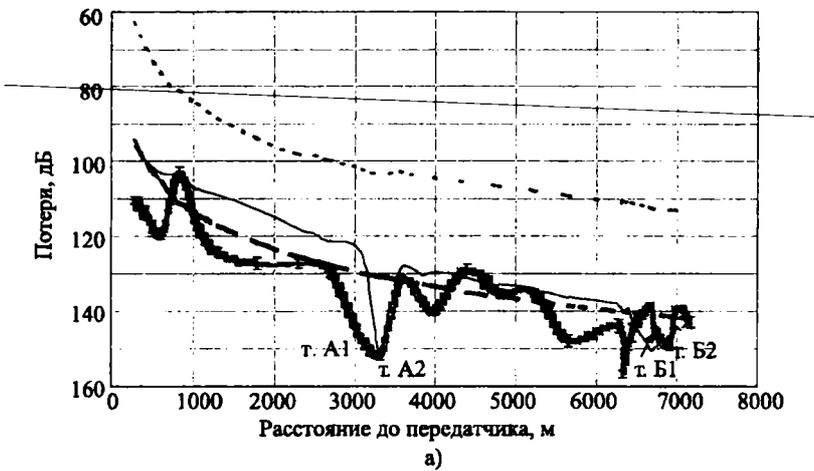
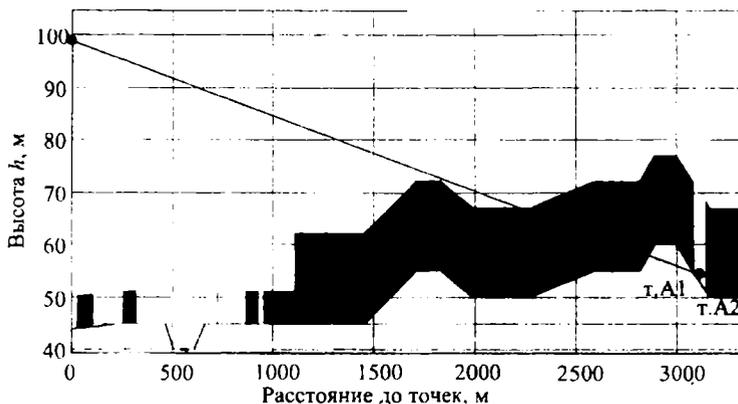


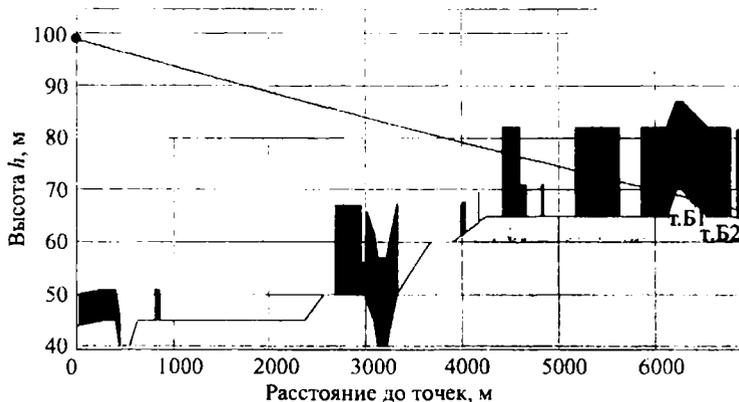
Рис. 4.6 Результаты моделирования и измерений для: а) трассы I, б) трассы II

Передатчик имел следующие параметры: рабочая частота  $f=950$  МГц, высота антенны над уровнем земли в месте установки —  $h_b=54$  м. Эффективная высота антенны передатчика вычислялась для

каждого местоположения приемной антенны, имеющей высоту подвеса  $h_m=1,5$  м.



а)



б)

Рис. 4.7. К определению угла просвета местности со стороны приемной антенны

Экспериментальные данные подвергались компьютерной обработке, в ходе которой измеренная медиана сигнала в каждой точке трасс сопоставлялась с усилением передающей антенны в данном направлении, что позволило выявить медиану потерь.

На рис. 4.6 приводятся экспериментальные кривые потерь распространения с доверительными интервалами (надежность 0.95) и данные

моделирования для трассы I и трассы II, а на рис. 4.7, а, б показано определение угла просвета местности для некоторых точек измерения А и Б на трассе I.

Оценка точности вычисления ослабления сигнала по моделям: Ли, Рек.-Р.1546, Окамура-Хата выполнена с помощью данных, приведенных в табл. 4.4 и характеризующих ошибку прогноза.

Таблица 4.4

Модель	Трасса I				Трасса II			
	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
Ли	-22.4	-48.1	-34.0	7.4	-24.1	-53.5	-39.7	10.2
Р.1546	-3.1	-37.3	-6.7	8.0	-10.8	-40.6	-12.8	8.5
Ок-Хата (пригород)	7.3	-21.2	-5.2	7.2	6.5	-23.9	-9.8	10.6

Из табл. 4.4 видно, что все модели в той или иной степени недооценивают потери на выбранной трассе, при этом модель Окамура-Хата наиболее соответствует эксперименту, так как имеет наилучшие показатели в паре СКО-средняя ошибка прогноза.

В данном примере рассмотрены всего две трассы. Для повышения точности прогноза следует выбирать, по крайней мере, три различных трассы. После получения набора экспериментальных данных на нескольких трассах делается окончательный выбор в пользу той или иной модели ослабления сигнала, для чего необходимо применить МНК (4.50). Для увеличения точности прогноза модель должна быть подвергнута калибровке, процедура которой приводится далее.

#### 4.1.7. Калибровка модели

Если при сравнении результатов расчета и эксперимента выявлено, что точность выбранной модели недостаточна, то это говорит о необходимости ее калибровки. Для этого предварительно следует привести математическое выражение модели к виду (4.1). Теперь вопрос о калибровке становится вопросом корректировки параметров  $n$  и  $K$ .

В качестве примера рассмотрим процесс калибровки модели Окамура-Хата для пригородной зоны, выражение медианы потерь для которой

$$L = 63.35 - 13.82 \lg(h_b) + 27.72 \lg(f) - 2(\lg(f/28))^2 - (1.1 \lg(f) - 0.7)h_m + (4.51) + (44.9 - 6.55 \lg h_b) \lg(R), \quad (4.51)$$

где  $h_b$  и  $h_m$  — высоты антенн БС и АС. Параметр  $K$  и экспонента потерь  $n$  могут быть представлены как

$$\begin{aligned}
K &= 63.35 - 13.82 \lg(h_b) + 27.72 \lg(f) - 2(\lg(f/28))^2 - \\
&\quad - (1.11 \lg(f) - 0.7)h_m + K', \\
n &= n'(4.5 - 0.66 \lg(h_b)).
\end{aligned}
\tag{4.52}$$

Необходимая калибровка может быть произведена путем изменения параметра  $K'$  и  $n'$ , которые в случае некалиброванной модели равны 0 и 1 соответственно. Статистическая оценка параметров находится из выражения

$$\begin{aligned}
\frac{\sum x_i^2 \sum l_i - \sum x_i \sum l_i x_i}{m \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} &= K_{\text{эксп}}; \\
\frac{m \sum l_i x_i - \sum x_i \sum l_i}{m \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} &= n_{\text{эксп}}.
\end{aligned}
\tag{4.53}$$

Уравнение (4.53) позволяет вычислить параметры  $K'$  и  $n'$  из набора экспериментальных данных ( $x_i = \lg R_i$ ;  $l_i = P_b + G_b - L_{\text{эфт}} + G_m - p_i$ ,  $i = 1 \dots m$ ), где  $P_b$  - мощность, излучаемая передатчиком, дБВт,  $G_b$  - усиление антенны передатчика в направлении на приемную антенну,  $L_{\text{эфт}}$  - потери в антенно-фидерном тракте,  $G_m$  - усиление приемной антенны,  $p_i$  - принимаемая мощность сигнала, дБВт. Исходя из (4.51)–(4.53) получаем:

$$\begin{aligned}
K' &= K_{\text{эксп}} - 63.35 + 13.82 \lg(h_b) - 27.72 \lg(f) + 2(\lg(f/28))^2 + \\
&\quad + (1.11 \lg(f) - 0.7)h_m, \\
n' &= \frac{n_{\text{эксп}}}{(4.5 - 0.66 \lg(h_b))}.
\end{aligned}
\tag{4.54}$$

С точки зрения калибровки, модели Окамура-Хата и Ли имеют преимущество перед моделью Р.1546, так как в них легко выделить экспоненту потерь. Поэтому в последней производится подбор только дополнительного множителя ослабления  $K'$ .

На рис. 4.8 приводятся кривые потерь распространения для пригородных трасс (рис. 4.5), полученные с помощью описанных выше моделей, подвергнутых процедуре калибровки.

Следует отметить, что в некоторых точках трасс (точки А1, А2 и Б1, Б2) ход экспериментальной зависимости ослабления сигнала хорошо соответствовал модели Р.1546. Данное обстоятельство вызвано учетом в этих точках дополнительных потерь, связанных с затенением приемной антенны АС рельефом местности. При этом, как показало моделирование, вычисление поправки на угол закрытия со стороны приемной антенны  $K'_{\theta_{\text{тса}}}$ , при положительных значениях угла просвета местности со стороны АС, целесообразно проводить не с помощью (4.9), а с применением (1.25). Поскольку указанная поправка не привязана жестко к самой модели, то возможно ее применение и в других моделях. Так,

для точек А1, А2, Б1 и Б2 в медиану потерь модели Окамура-Хата вносятся поправки на угол закрытия рельефом местности со стороны приемной антенны.



Рис. 4.8. Результаты калибровки для: а) трассы I, б) трассы II

Модель	$K'$	$n'$	Трасса I				Трасса II			
			Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
Ли	36.70	1.06	14.3	-11.4	2.7	7.4	13.3	-15.3	-2.3	10.0
Рек.- Р.1546	9.75	-	20.5	-13.7	2.9	8.0	13.2	-16.6	-2.8	8.5
Ок-Хата (пригоро- д)	8.04	0.85	15.7	-12.8	1.6	5.8	13.1	-11.9	-2.2	9.4

Из рис. 4.8 и табл. 4.5 видно, что применение калибровки заметно улучшает точность прогноза потерь распространения по всем моделям, а внесение детерминистской поправки на угол закрытия в модель Окамура-Хата делает ее применение на указанных трассах наиболее предпочтительным.

Окончательные выводы о той, либо иной степени соответствия модели реальной ситуации можно делать, только исходя из анализа радиопокрытия нескольких передатчиков для разных частот. Параметры  $K'$  и  $n'$  также должны определяться по совокупности измерений на различных трассах.

#### 4.2. Расчет напряженности поля детерминистскими методами.

Хотя эмпирические модели широко используются на практике, они обладают рядом недостатков:

- они могут быть использованы для территориальных условий, сходных с теми, в которых были получены основополагающие экспериментальные данные;
- среда распространения должна быть жестко классифицирована, например «большой город», что по-разному трактуется в разных странах;
- модели не рассматривают сути механизмов (дифракции, отражения), влияющих на распространение;
- эмпирические модели неприменимы для сред со значительной нерегулярностью (например, для местности с большими перепадами рельефа).

Когда макросотовая система связи работает в условиях городской застройки, основным вклад в распространение радиоволн вносит многократная дифракция на крышах зданий. Дифракция происходит также и на углах зданий, но волны, подвергшиеся данному воздействию, имеют тенденцию к большему ослаблению из-за значительного количества препятствий. Угол прихода фронта волны на крыши зданий для типичных высот антенн БС и расстояний в макросотах составляет не более 1–3. В данной ситуации форма препятствий практически не влияет на процесс дифракции, важной становится только величина затенения (параметр дифракции  $\nu$ ). Таким образом, возможна аппроксимация препятствий рядом эквивалентных ребер.

В настоящее время предложено несколько детерминистских моделей, учитывающих многократную дифракцию на ряде зданий. Используя данные о расположении и о высотности застройки, модели позволяют вычислять потери распространения. Качество прогноза зависит от многих факторов, в частности, от того, насколько упрощения и предположения, введенные в модели, применимы к конкретной ситуации.

#### 4.2.1. Модель Икегами

В модели сделана попытка построить полностью детерминистский прогноз напряженности поля в точках выбранной территории [51]. Используя детальную карту застройки, определяется путь лучей, проходящих в точку расположения приемника, с учетом высоты и расположения конкретных зданий. Рассматриваются также однократно отраженные от стен зданий лучи, но потери, связанные с данным явлением, считаются фиксированными. Явление дифракции учитывается путем аппроксимации ближайшего к АС здания эквивалентным ребром. Отраженный и дифракционный лучи суммируются, при этом потери

$$L_E = -5.8 - 10 \lg(w) + 10 \lg(f) + 20 \lg(h_{roof} - h_m) + L_{cri} - 10 \lg(1 + 3/L_r^2), \quad (4.55)$$

где  $h_{roof}$  — высота зданий, м;  $w$  — ширина дорог, м;  $L_{cri} = 10 \lg(\sin \varphi)$  — поправка на ориентацию улицы, дБ ( $\varphi$  — угол между направлением улицы и направлением от АС к БС);  $L_r = 0.5$  — потери при отражении, дБ. В модели предполагается, что АС расположена на середине улицы и что угол дифракции много больше угла прихода луча от БС на кромку здания.

Сравнение результатов прогноза и эксперимента для частот 200, 400 и 600 МГц показывают, что модель в основном правильно оценивает изменение поля вдоль улицы. Предположение о слабой зависимости поля от положения АС в поперечном к улице направлении подтверждает

ется многочисленными измерениями [51]. Удовлетворительный прогноз потерь наблюдается при различной ширине и направленности улицы.

При всех своих достоинствах модель имеет один серьезный недостаток. В ней никак не учтена высота подвеса антенны БС, что приводит к недооценке потерь на больших расстояниях от БС. Кроме того, уменьшение напряженности поля при увеличении частоты, принятое в модели, дает слишком оптимистический прогноз.

#### 4.2.2. Модель Ксиа

В данной модели ситуация упрощается предположением о равновысотности застройки и одинаковых расстояниях между зданиями [52]. При использовании модели требуется подробная карта жилой застройки с планами отдельных домов.

Модель Ксиа учитывает явление дифракции. В ней поле от точечного источника сферической волны распространяется до приемника, находящегося на уровне улицы, затененной соседними зданиями. Дифракция от крыши соседнего с АС здания представляет собой цилиндрическую волну и описывается методами геометрической теории дифракции (ГТД). Множественная дифракция на рядах зданий формируется последовательностью рассеивателей и не описывается прямыми методами ГТД. Математическое выражение для такой дифракции получено Л. Бертони в [53].

Согласно модели Ксиа потери находятся из выражения

$$L = L_f + L_{rts} + L_{msd}, \quad (4.56)$$

где  $L_{rts}$  описывает потери за счет дифракции с крыши соседнего здания на улицу, на которой находится АС, а также потери при рассеивании, дБ;  $L_{msd}$  описывает множественную дифракцию на крышах зданий, дБ. Введя следующие параметры:  $b$  — расстояние между зданиями, м;  $x$  — расстояние от стены соседнего здания до АС, м, получаем второй член (4.56):

$$L_{rts} = -10 \lg \left[ \frac{\lambda}{2\pi^2 \sqrt{(h_{roof} - h_m)^2 + x^2}} \left| \frac{1}{\theta'} - \frac{1}{2\pi + \theta'} \right|^2 \right], \quad (4.57)$$

где

$$\theta' = \tan^{-1} \left( \frac{(h_{roof} - h_m)}{x} \right). \quad (4.58)$$

На основании выводов [53] потери, обусловленные множественной дифракцией на рядах зданий, записываются в виде

$$L_{msd} = -10 \lg |Q_N^2|, \quad (4.59)$$

где фактор  $Q_N$  может быть выражен через функции Воерсма [54]:

$$Q_N = \sqrt{N} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{q!} (2g\sqrt{2\pi})^q I_{N-1,q}, \quad (4.60)$$

здесь  $N$  — количество дифракционных экранов, а  $g$  — параметр:

$$g = (h_b - h_{roof}) \sqrt{\frac{1}{b\lambda}}, \quad (4.61)$$

который в зависимости от положения антенны БС относительно уровня крыш имеет различный знак.

Наиболее простой случай будет, когда антенна БС расположена на уровне крыш зданий и  $g$  равен нулю, тогда фактор  $Q_N$  равен  $1/N$ .

Данная методика расчета потерь распространения позволяет производить расчет потерь для систем связи, в которых удаление БС от АС составляет порядка нескольких сот метров. Однако в основе своей она исходит из предположения, что территория характеризуется равновысотной застройкой с равноотстоящими зданиями, что в большинстве случаев не выполняется. Не принимается во внимание и то, что улицы могут иметь одностороннюю застройку. Данные расчета потерь для систем с антеннами БС, расположенными ниже уровня крыш, имеют расхождение с экспериментом [52].

### 4.2.3. Модель Уолфиша-Икегами

В этой модели (рис. 4.9) частично используются результаты двух предыдущих моделей [55].

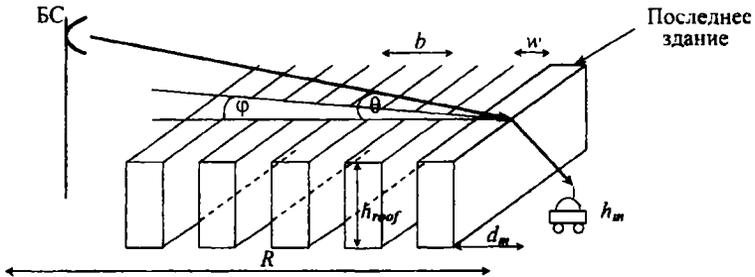


Рис. 4.9. Геометрия для модели Уолфиша-Икегами

Модель рекомендована ИТУ-R для расчета макро- и микросотовых систем с различной высотой антенны БС для  $f = 800 \dots 2000$  МГц,  $R = 0.02 \dots 5$  км,  $h_m = 1.3$  м,  $h_b = 4 \dots 50$  м [55].

В случае отсутствия прямой видимости между БС и АС основные потери распространения вычисляются по (4.56). Потери за счет дифракции с крыши соседнего здания  $L_{rfs}$  находятся из (4.55), но поправка на ориентацию улицы варьируется:

$$\begin{aligned} L_{cri} &= -10 + 0.354\varphi && \text{при } 0^\circ \leq \varphi < 35^\circ; \\ L_{cri} &= 2.5 + 0.075(\varphi - 35) && \text{при } 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ; \\ L_{cri} &= 4.0 - 0.114(\varphi - 55) && \text{при } 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ; \end{aligned} \quad (4.62)$$

потери при дифракции на рядах зданий (ребер)

$$L_{msd} = l_1 + l_2 + l_3 \lg(R) + l_4 \lg(f) - 9 \lg(b), \quad (4.63)$$

где

$$l_1 = \begin{cases} -18 \lg(1 + h_b - h_{roof}) & \text{при } h_b > h_{roof}, \\ 0 & \text{при } h_b \leq h_{roof}, \end{cases}$$

$$l_2 = \begin{cases} 54 & \text{при } h_b > h_{roof}, \\ 54 - 0.8(h_{roof} - h_b) & \text{при } h_b \leq h_{roof} \text{ и } R \geq 0.5, \\ 54 - 1.6R(h_{roof} - h_b) & \text{при } h_b \leq h_{roof} \text{ и } R < 0.5, \end{cases}$$

$$l_3 = \begin{cases} 18 & \text{при } h_b > h_{roof}, \\ 18 - 15(h_b - h_{roof}) & \text{при } h_b \leq h_{roof}, \end{cases}$$

$$l_4 = \begin{cases} -4 + 0.7(f/925 - 1) & \text{для пригорода,} \\ -4 + 1.5(f/925 - 1) & \text{для большого города.} \end{cases}$$

Из условий применимости данной модели следует возможность ее использования для расчета потерь в микросотовых системах связи. Однако есть ряд серьезных замечаний, которые ставят под сомнение возможность использования модели при расположении антенн БС ниже уровня крыш.

Во-первых, модель не учитывает дифракцию на боковых ребрах зданий, и не принимаются в расчет возникающие при этом дифракционно-отраженные компоненты поля.

Во-вторых, на малых расстояниях от БС наблюдается существенное различие в поведении сигналов разной поляризации. Это объясняется в основном отличиями в условиях отражения от стен зданий [22].

Кроме того, модель предназначена для расчета потерь распространения на трассе, на которой имеется большое количество экранирующих препятствий. При этом число самих препятствий явно не учитывается (член  $L_{msd}$ ), а расчет производится в предположении, что на пути распространения имеется достаточное количество зданий, дальнейшее

увеличение которых не приводит к существенному увеличению дифракционных потерь. Это количество может быть оценено как  $N_s \approx \lambda / w\theta^2$  в случае равноудаленных зданий [8], либо как  $N_s \approx \lambda / b\theta^2$  при разных расстояниях между зданиями. Графики зависимости достаточного количества зданий при различных углах прихода и расстояниях между зданиями приведены на рис. 4.10.

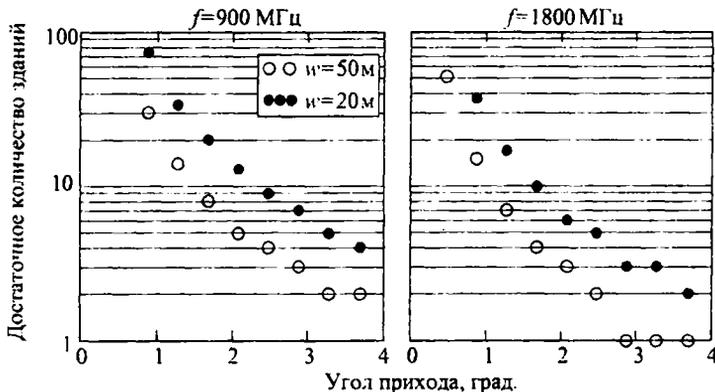


Рис. 4.10. Зависимость  $N_s$  от угла прихода и расстояния между зданиями

Из рисунка видно, что с уменьшением расстояния между зданиями значение  $N_s$  увеличивается. При углах прихода, близких к 0 (расположение антенны БС на уровне крыш), зависимость потерь распространения от количества зданий становится монотонной функцией.

Наибольшим недостатком данной модели в целом является то, что в ней не учитывается разновысотность застройки, а принимается во внимание только средняя высота зданий. Таким образом в зависимости от ситуации получается либо слишком оптимистический, либо пессимистический прогноз потерь.

Поправка на ориентацию улиц, применяемая в данной модели, в ряде случаев оказывает негативное воздействие с точки зрения качества прогноза. Данный эффект особенно будет сказываться в той части территории, о которой справедливо говорить, что поле в основном определяется механизмом дифракции с крыш, а ориентация улицы не совпадает с ориентацией зданий, формирующих улицу. Кроме того, на любой территории, имеющей застройку, могут возникать места, на которых поле будет определяться дифракцией с крыш, но не последнего здания, а, например, зданий, более близких к БС, но имеющих доминирующую высоту.

#### 4.2.4. Модифицированная модель

##### Определение среднего уровня крыши

В описанных детерминистских моделях используется параметр, характеризующий средний уровень высот зданий. При отсутствии подробной базы данных можно воспользоваться статистической оценкой распределения высот зданий. Наиболее точно для городской территории данное распределение может быть аппроксимировано логнормальным законом с плотностью распределения [8]

$$p(h_{roof}) = \frac{1}{h_{roof} \sqrt{2\pi} \sigma_{roof}} \exp\left(-\frac{\ln^2(h_{roof}/h^*)}{2 \cdot \sigma_{roof}^2}\right), \quad (4.64)$$

где  $\ln h^*$  — среднее значение  $\ln h_{roof}$ , м;  $\sigma_{roof}$  — стандартное отклонение.

Использование данного параметра приемлемо для ситуации равновысотной застройки. Следует отметить, что присутствие на трассе распространения зданий с доминирующими высотами приводит к некорректному вычислению потерь распространения по моделям, использующим понятие среднего уровня крыш. При наличии на пути распространения волны зданий с высотами, значительно меньшими среднего уровня, необходимо исключить их из расчета по причине малого влияния на распространение. Эта процедура производится с помощью построения первой зоны Френеля вдоль линии визирования антенн БС и наиболее затеняющего (главного) препятствия для АС. Здания, попавшие в объем первой зоны, могут быть идентифицированы, как существенные для формирования поля в точке приема. Общее число этих зданий  $N$ , кстати, даст величину, непосредственно используемую в модели Ксиа.

##### Уточнение ослабления за счет последовательной дифракции

При равновысотной застройке возможны две ситуации, которые требуют различных способов учета последовательной дифракции.

В ситуации, при которой количество зданий, вносящих вклад в формирование поля (определяется при построении зон Френеля) больше  $N_s$ , член  $L_{msd}$  в (4.56) представляется (4.63).

При  $N < N_s$ , необходимо принимать во внимание числа зданий на трассе распространения, а также расстояния между ними. Для равноотстоящих зданий расчет потерь при последовательной дифракции производится по (4.59), (4.60). В случае небольших отличий в интервалах между зданиями можно воспользоваться средним значением  $b$  в (4.61).

Для антенн БС, расположенных выше уровня крыш зданий, возможно использование аппроксимации [56]

$$\varrho_N = 3.502g_p - 3.327g_p^2 + 0.962g_p^3,$$

где  $g_p = \frac{g}{N} \approx \frac{(h_b - h_{roof})}{1000 \cdot R} \sqrt{\frac{b}{\lambda}}$ .

В случае сильного различия между высотами зданий построение первой зоны Френеля является необходимым. Данный подход позволит не учитывать препятствия, несущественные для распространения, тем самым уменьшая объем ненужных вычислений.

Установленное число зданий используется для вычисления потерь за счет последовательной дифракции по (4.59).

*Уточнение потерь при дифракции с крыши последнего здания и отражения от окружающих зданий*

При вычислении данного вида потерь по (4.55), (4.57) предполагается, что потери при отражении от зданий являются постоянной величиной, однако на практике в зависимости от материала зданий эта величина существенно меняется. Во многих современных базах данных, применяемых при расчетах радиопокрытия систем связи, наряду с географическими и геометрическими характеристиками местности, содержится ряд дополнительных сведений, в частности, информация о характере конструктивного материала застройки.

Для определения дифракционно-отраженной составляющей потерь предлагается воспользоваться уравнениями для падающего на полуплоскость поля, при этом ослабление поля, являющегося суммой дифракционной и отраженной компонент, записывается в следующем виде [56]:

$$L_{rs} = -10 \lg \left[ \frac{\lambda}{4\pi^2} \left\{ \frac{\left| \frac{1}{\theta'_1} - \frac{1}{2\pi + \theta'_1} \right|^2}{\sqrt{(h_{гн} - h_m)^2 + x^2}} + \frac{|R_{h,v}|^2 \left| \frac{1}{\theta'_2} - \frac{1}{2\pi + \theta'_2} \right|^2}{\sqrt{(h_{гн} - h_m)^2 + (2W - x)^2}} \right\} \right], \quad (4.65)$$

где  $\theta'_1$  и  $\theta'_2$  — углы дифракции и падения соответственно,  $x$  — расстояние до главного препятствия,  $W$  — расстояние между дифракционным и отражающим экранами (рис. 4.11).

Второе слагаемое в фигурных скобках (4.65) описывает поле мнимого источника с амплитудой, пропорциональной коэффициенту отражения для волны определенной поляризации. Его появление связано с наличием отражения от расположенного за АС здания, при отсутствии которого данное слагаемое обращается в 0.

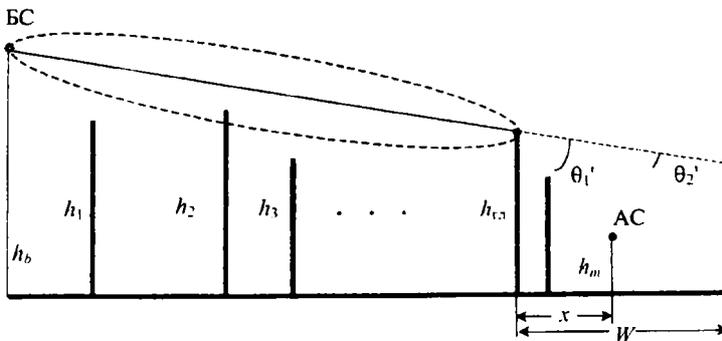


Рис. 4.11. К определению потерь

Значение коэффициента отражения (рис. 1.6) определяется исходя из диэлектрической проницаемости и проводимости для наиболее часто используемых при строительстве материалов.

На рис. 4.12 приведены зависимости дифракционно-отраженной составляющей потерь от ширины дорог (частоты 900, 1800 МГц), рассчитанные по модели Уолфиша-Икегами и по (4.65).

Немаловажным фактором является учет того, что отражающая поверхность зданий не является сплошной, а, как правило, имеет некоторый процент оконных блоков. Поскольку информация неизвестна в большинстве случаев, то используется некоторый дополнительный эмпирический множитель в коэффициенте отражения Френеля [22]. Его значение зависит от расположения АС относительно отражающей поверхности и от размеров оконных проемов. В результате отраженная волна ослабляется в среднем на 2–4 дБ.

#### *Потери при наличии прямой видимости*

Многочисленные измерения, проведенные в различных работах, показывают, что применение формулы ослабления в свободном пространстве для вычисления потерь распространения при ПВ между ВС и АС не корректно и ведет к серьезной недооценке потерь, которые увеличиваются при удалении АС от ВС.

Европейским институтом стандартов связи (ETSI) в рассматриваемом случае рекомендуется использовать для определения потерь выражение, в котором

$$L = 42.6 + 20 \lg(f) + 26 \lg(R), \quad (4.66)$$

однако в этом выражении не отражена зависимость потерь от высот подвеса антенн БС и АС.

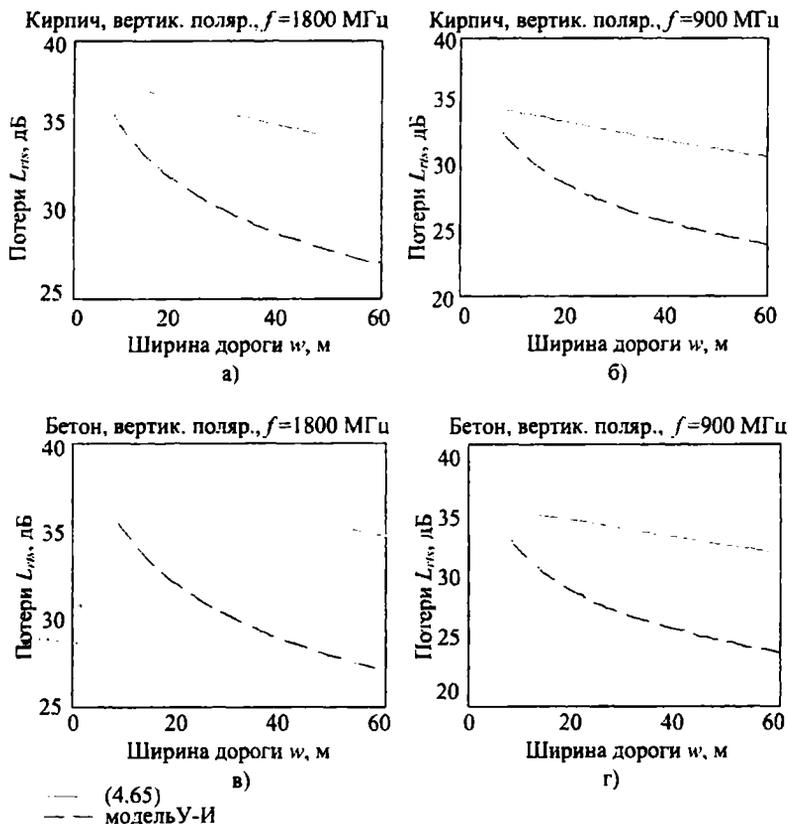


Рис. 4.12. Зависимость дифракционно-отраженной составляющей потерь от ширины дороги

Опираясь на экспериментальные результаты (см. ниже), предлагается применять в ситуации ПВ между БС и АС формулу потерь Окамура-Хата (COST 231) для сельской местности при  $f > 1$  ГГц и формулу потерь Окамура-Хата для пригородной местности при  $f < 1$  ГГц. Соответствующие формулы приведены в табл. 4.2.

#### 4.2.5. Рекомендация ITU-R P.1411

В данной Рекомендации [58] (далее по тексту Рек.-Р.1411) приводятся методы расчета ослабления мощности радиоволн, рекомендуемые при планировании систем радиосвязи с РЭС малого (около 1 км) радиуса действия вне помещений в диапазоне 300 МГц–100 ГГц. Типичными представителями систем радиосвязи, удовлетворяющими условиям применения данной Рекомендации, являются сотовые системы с микросотовой структурой (радиус соты 0.1–0.5 км) или с малыми макросотами (0.5–3 км), а также частично системы абонентского радиодоступа.

Радиоволна при распространении на таких коротких трассах испытывает воздействие скорее со стороны зданий и деревьев, нежели со стороны неоднородностей рельефа. Четыре возможные ситуации расположения БС и АС приведены на рис. 4.13.

Установка антенн базовых станций на крышах зданий, подобно

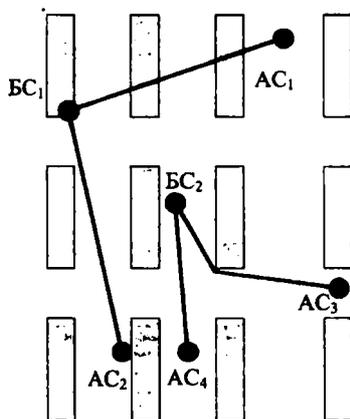


Рис. 4.13. Возможные варианты расположения БС и АС

БС<sub>1</sub>, типична для сотовой системы связи с малыми макросотами, в которой при отсутствии ПВ (между БС<sub>1</sub> и АС<sub>1</sub>) распространение происходит преимущественно над крышами зданий. Расположение базовых станций ниже уровня крыш, как БС<sub>2</sub>, характерно для микросотовых систем. Здесь распространение сигнала происходит внутри «каньона» улиц, и создаваемое поле определяется дифракцией на боковых кромках и отражением от стен зданий.

При расчетах потерь распространения на трассах между АС и БС<sub>1</sub> и на трассах между АС и БС<sub>2</sub> необходимо разделять случаи наличия и отсутствия ПВ.

### **Распространение над крышами зданий (отсутствие ПВ)**

В данной ситуации предлагается использовать модель, являющуюся симбиозом моделей Уолфиша-Икегами и Ксиа. Расчет потерь проводится согласно (4.56), первая составляющая в котором определяется потерями в свободном пространстве (1.4).

Второй член (4.56) вычисляется согласно аналогичному (4.55) (модель Икегами) с той лишь разницей, что к правой его части добавлена константа, равная 8,7 дБ.

Вычисление члена  $L_{msd}$ , описывающего множественную дифракцию на крышах зданий, сопряжено с определением расстояния, на котором поле считается «установившимся»:

$$R_s = \frac{\lambda r^2}{(h_b - h_{roof})^2}. \quad (4.67)$$

Полученный параметр  $R_s$  необходимо сравнить с длиной части трассы  $l$ , на которой расположены здания. Для городских территорий характерно  $l \approx r$ .

Для  $l > R_s$  вычисление  $L_{msd}$  проводится согласно (4.63).

Для  $l < R_s$  предлагается использовать (4.59), где

$$Q_N = \begin{cases} 2.35 \left( \frac{\Delta h_b}{r} \sqrt{\frac{b}{\lambda}} \right)^{0.9} & \text{для } h_b > h_r, \\ \frac{b}{r} & \text{для } h_b \approx h_r, \\ \frac{b}{2\pi r} \sqrt{\frac{\lambda}{\rho}} \left( \frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta} \right) & \text{для } h_b < h_r, \end{cases} \quad (4.68)$$

$$\theta = \arctan \left( \frac{\Delta h_b}{b} \right), \quad (4.69)$$

$$\rho = \sqrt{\Delta h_b^2 + b^2}. \quad (4.70)$$

### **Распространение внутри «каньона» улицы (отсутствие ПВ)**

В отсутствии прямой видимости, когда обе антенны расположены ниже уровня крыш, необходимо учитывать дифракционные и отраженные волны (рис. 4.14).

Потери распространения, дБ, в данном случае рассчитываются как

$$L = -10 \lg (10^{L_r/10} + 10^{L_d/10}), \quad (4.71)$$

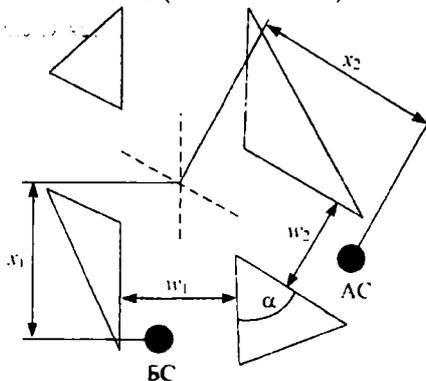


Рис. 4.14. К расчету в отсутствие ПВ

где  $L_r$  — потери отражения, дБ:

$$L_r = -20 \lg (x_1 + x_2) + x_1 x_2 \cdot \frac{F(\alpha)}{w_1 w_2} - 20 \lg \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right), \quad (4.72)$$

$$F(\alpha) = \begin{cases} -41 + 110\alpha & \text{для } \alpha \leq 0.33, \\ -13.94 + 28\alpha & \text{для } 0.33 < \alpha \leq 0.42, \\ -5.33 + 7.51\alpha & \text{для } 0.42 < \alpha \leq 0.71, \\ 0 & \text{для } \alpha > 0.71. \end{cases} \quad (4.73)$$

Дифракционные потери, дБ:

$$L_d = -10 \lg [x_1 x_2 (x_1 + x_2)] + 2D_a + 0.1 \left( 90 - \alpha \frac{180}{\pi} \right) - 20 \lg \left( \frac{4\pi}{\lambda} \right), \quad (4.74)$$

$$D_a \approx - \left( \frac{40}{2\pi} \right) \left[ \arctan \left( \frac{x_2}{w_2} \right) + \arctan \left( \frac{x_1}{w_1} \right) - \frac{\pi}{2} \right]. \quad (4.75)$$

### **Распространение внутри каньона улицы (наличие ПВ)**

Потери распространения в данном случае определяются с помощью модели двойного спада. При этом для УВЧ диапазона нижняя граница потерь задается следующей формулой:

$$L_{LoS} = L_{bp} + \begin{cases} 20 \lg \left( \frac{r}{R_{bp}} \right) & \text{для } r \leq R_{bp}, \\ 40 \lg \left( \frac{r}{R_{bp}} \right) & \text{для } r > R_{bp}, \end{cases} \quad (4.76)$$

где  $R_{bp}$  — расстояние от БС до точки перегиба, определяемое как

$$R_{bp} \approx \frac{4 h_b h_m}{\lambda}. \quad (4.77)$$

Аппроксимация верхней границы задается следующим выражением:

$$L_{LoS,l} = L_{bp} + 20 + \begin{cases} 25 \lg \left( \frac{r}{R_{bp}} \right) & \text{для } r \leq R_{bp}, \\ 40 \lg \left( \frac{r}{R_{bp}} \right) & \text{для } r > R_{bp}, \end{cases} \quad (4.78)$$

где  $L_{bp}$  — значение основных потерь в точке перегиба, есть

$$L_{bp} = \left| 20 \cdot \lg \left( \frac{\lambda^2}{8 \cdot \pi \cdot h_b \cdot h_m} \right) \right| \quad (4.79)$$

Для СВЧ ( $f < 15$  ГГц) диапазона расстояние от БС до точки перегиба определяется эффективной высотой дороги, на которой находится АС,  $h_s$ , в свою очередь, зависящей от наличия около АС таких объектов, как автомобили и прохожие. При этом расстояние до указанной точки задается следующей формулой:

$$R_{bp} \approx \frac{4(h_b - h_s)(h_m - h_s)}{\lambda}. \quad (4.80)$$

Для оценочных вычислений можно положить  $h_s = 1,5$  м.

Когда  $h_m > h_s$ , аппроксимация нижней и верхней границы потерь проводится с помощью (4.76) и (4.78) соответственно, но при этом

$$L_{bp} = \left| 20 \cdot \lg \left( \frac{\lambda^2}{8 \cdot \pi \cdot (h_b - h_s)(h_m - h_s)} \right) \right| \quad (4.81)$$

Когда же  $h_m \leq h_s$ , точка перегиба отсутствует. Пространство около БС ( $R \leq R_s$ ) характеризуется потерями, подобным потерям в УВЧ диапазоне, но уже на незначительном удалении экспонента потерь становится равной 3. Поэтому аппроксимация нижней границы потерь для  $R \geq R_s$  представляется как

$$L_{LoS,l} = \left| 20 \lg \left( \frac{\lambda}{2\pi R_s} \right) \right| + 30 \lg \left( \frac{r}{R_s} \right), \quad (4.82)$$

аппроксимация верхней границы потерь для  $R \geq R_s$

$$L_{LoS,u} = \left| 20 \lg \left( \frac{\lambda}{2\pi R_s} \right) \right| + 20 + 30 \lg \left( \frac{r}{R_s} \right). \quad (4.83)$$

Величина  $R_s$  определена экспериментально и примерно равна 20 м.

Для частот, превышающих 10 ГГц, точка перегиба, как следует из (4.77), лежит далеко за пределами 1 км (границы действия Рекоменда-

ции). Это означает, что на трассе в пределах этого расстояния экспонента потерь будет равна 2. Однако на данных частотах дополнительно необходимо учитывать ослабление в газах и дождях.

#### *4.2.6. Многолучевые методы*

Развитие микросотовых систем продиктовано желанием уменьшить размеры сот в тех районах, где имеется большая абонентская нагрузка. Обслуживание абонентов при ограниченном частотном ресурсе обуславливает высокую степень повторения частот. Следовательно, необходимо иметь небольшие зоны обслуживания БС, в которые попадает ограниченное число пользователей. Требование по зоне обслуживания может быть частично удовлетворено с помощью регулирования высот подвеса антенн БС. Обычно в микросотах антенны БС располагаются на уровне фонарных столбов (4–7 м) или на стенах зданий. Кроме положения БС сильное влияние на радиопокрытие оказывают электрические характеристики и форма окружающих зданий, поэтому форма радиопокрытия далека от круговой. Применение направленных антенн позволяет в некоторой степени контролировать форму зон обслуживания БС. Основные механизмы распространения, действующие в данных условиях: распространение в свободном пространстве в сочетании с многократным отражением от различных объектов и земного покрова, а также дифракция на вертикальных ребрах зданий. Дифракцию на крышах необходимо учитывать при анализе помех в системе.

Статистический подход при расчете потерь распространения в микросотовых структурах хотя и облегчает задачу, но одновременно с этим может привести к значительным ошибкам в определении уровня ослабления. Так, согласно многочисленным экспериментальным данным, экспонента потерь, в зависимости от характера городской застройки, может иметь разную величину при одинаковых высотах подвеса антенн:  $n=2.4\div 4.6$  для 900 МГц,  $n=2.3\div 4.1$  для 1900 МГц на главных улицах (улицах с БС),  $n=2.6\div 4.6$  для 900 МГц,  $n=3.0\div 4.8$  для 1900 МГц на боковых улицах [59]. Кроме того, экспонента потерь испытывает значительные колебания даже при распространении в застройке со сходными характеристиками.

Определение положения точки излома, используемой при расчетах по (4.77), не всегда является корректным. При расположении антенны БС вблизи стен домов сначала будет происходить касание первой зоны Френеля стен зданий, а потом поверхности земли. Точное определение расстояния до точки излома возможно только при наличии экспериментальных данных [60].

Таким образом, статистические методы расчета потерь распространения при отсутствии экспериментальных данных могут дать лишь

приблизительный прогноз. Более точный результат следует ожидать при детерминистском подходе, использующем лучевую картину поля и методы равномерной теории дифракции.

При моделировании распространения в микросотах полезным может оказаться разделение на случаи наличия и отсутствия ПВ, так как в первом случае ситуация поддается обобщению в значительно большей степени, чем во втором.

#### *Модель улицы при наличии прямой видимости*

Волны, отраженные от стен зданий, вносят значительный вклад в формирование поля наряду с прямым, а также отраженным от земли сигналом. Типичный случай представлен на рис 4.15. Предполагается, что БС и мобильная АС находятся внутри главной улицы, окруженной с обеих сторон зданиями с плоскими стенами.

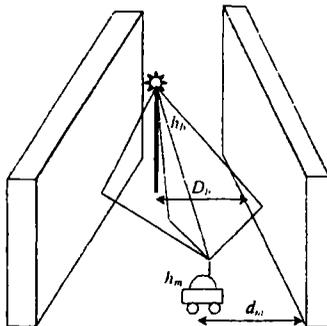


Рис. 4.15. Распространение сигнала вдоль улицы при наличии ПВ

Ослабление поля, дБ, формируемого прямым и тремя отраженными сигналами, можно записать как

$$L = -20 \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi} \left| \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + R_{h,v} \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} + R_{v,h} \frac{e^{-jk r_3}}{r_3} + R_{v,h} \frac{e^{-jk r_4}}{r_4} \right| \right), \quad (4.84)$$

где  $r_i$  — длина пройденного пути для каждого луча, а коэффициенты отражения Френеля зависят от поляризации волны источника и типа отражающей поверхности. Необходимые параметры дорожного покрытия можно определить с помощью табл. 1.1.

Результаты расчетов потерь распространения по четырехлучевой модели при различных поляризациях приведены на рис 4.16.

Из рисунка видно, что многолучевость порождает большие провалы в уровне поля, что может серьезно повлиять на качество связи.

На рис. 4.17 приведены данные расчета потерь распространения для вертикально поляризованной волны по различным моделям в случае прямой видимости между БС и АС.

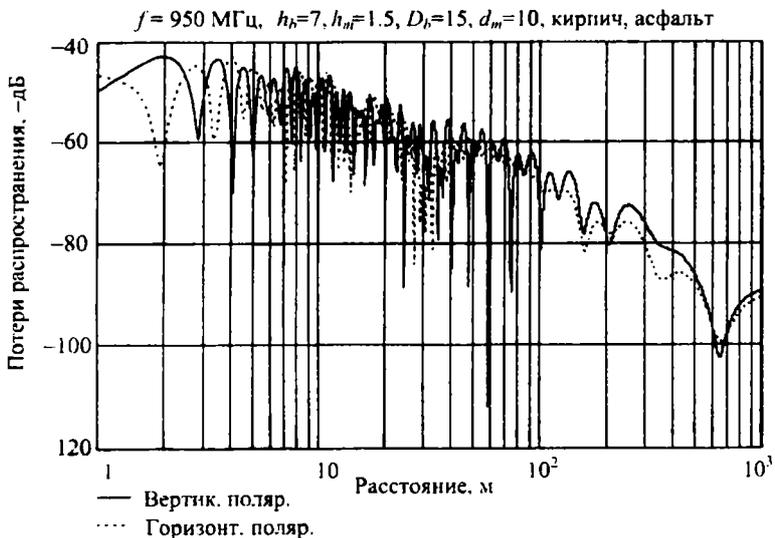


Рис. 4.16. Прогноз потерь по четырехлучевой модели для городской улицы (ПВ)

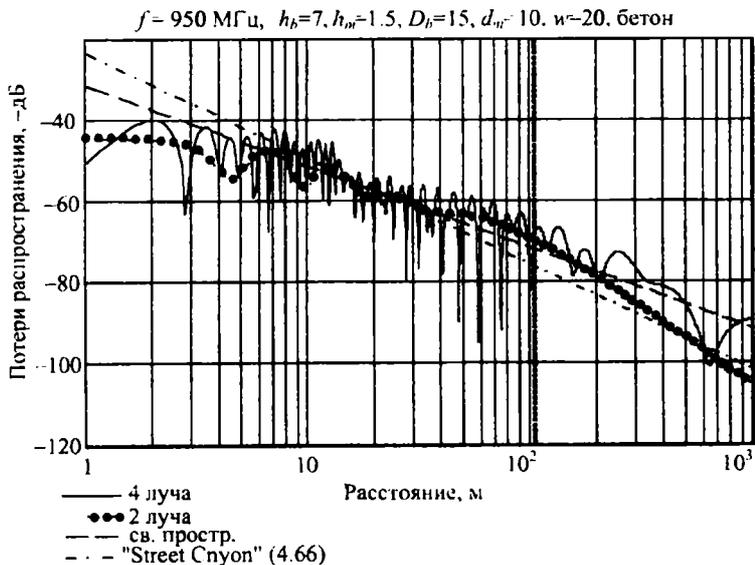


Рис. 4.17. Прогноз потерь по различным моделям для городской улицы (ПВ, вертикал. поляризация)

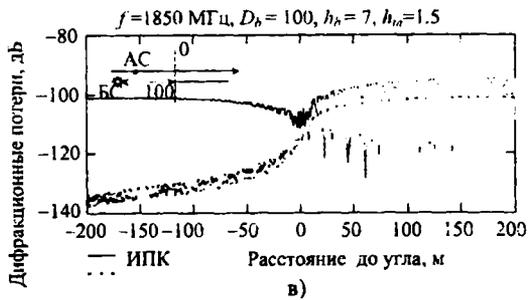
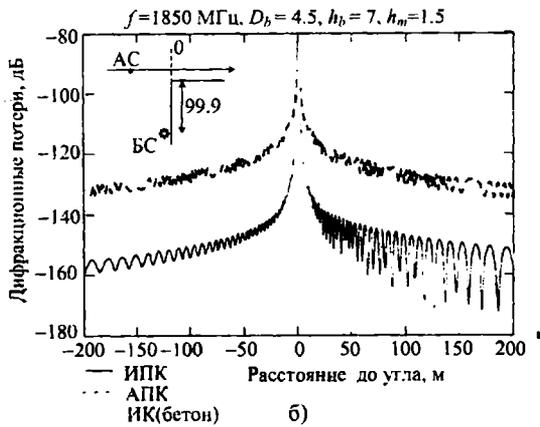
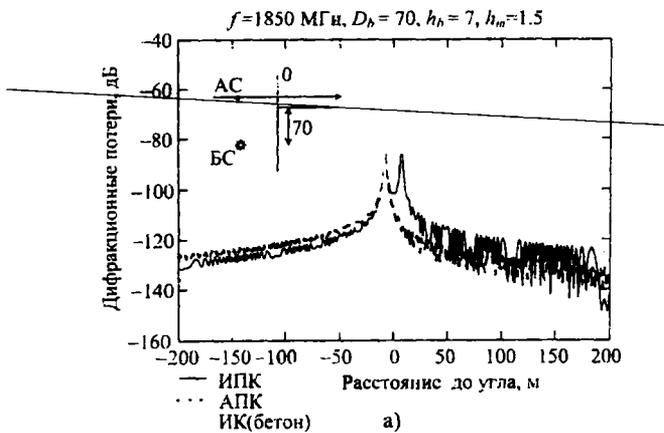


Рис. 4.18. Зависимости дифракционных потерь от расстояния вдоль боковой улицы

### *Потери распространения при отсутствии прямой видимости*

В случае отсутствия ПВ сигнал может распространяться за счет:

- дифракции на крышах,
- дифракции на вертикальных кромках зданий,
- отражения и рассеивания на стенах зданий.

При относительно малых расстояниях между приемной и передающей станциями и малой высоте подвеса антенны БС угол дифракции на крышах оказывается большим, что приводит к значительному ослаблению сигнала. Таким образом, основной вклад в распространение вносят последние две группы механизмов, значимость которых колеблется в зависимости от геометрии окружающих зданий. Однако на больших расстояниях дифракция на крышах зданий вновь становится преобладающим механизмом, чему способствует значительное ослабление сигналов при многократных отражениях и многократной дифракции на вертикальных ребрах зданий.

Для вычисления дифракционных потерь можно воспользоваться коэффициентами дифракции Келлера (1.31) для ИК, либо коэффициентом дифракции для АПК (1.30).

В качестве примера на рис. 4.18,а,б,в приведены дифракционные потери на боковой кромке здания, моделируемого клином с различными свойствами. Здесь расстояние от угла здания до БС принималось равным 100 м. Отличия, наблюдаемые в результатах расчета, носят количественный характер, качественно картина не меняется.

Для расчета суммарного поля можно использовать многолучевое представление поля (4.84) в сочетании с дифракционными потерями.

На рис. 4.19 представлены наиболее типичные для городской застройки виды перекрестков. Расчетные кривые потерь распространения для различных точек расположения АС на боковой улице приводятся на рис. 4.20,а,б. Вычисления для БС<sub>1</sub> и БС<sub>2</sub> производились с использованием описанных в разд. 1 дифракционных коэффициентов. При этом принимались во внимание однократные отражения от стен и земли. Учет большего количества отражений не приводит к серьезному изменению общей картины, но при этом значительно увеличивает время расчета.

При описании реальной ситуации необходимо учитывать, что вероятность прихода в точку приема  $n$  раз отраженного луча будет значительно выше, чем вероятность прихода луча, испытавшего  $n+1$  отражение. Это обстоятельство обусловлено неидеальностью поверхности зданий, а также наличием оконных и дверных проемов, что приводит к рассеянию падающего излучения. Таким образом, стремление учесть

как можно большее количество лучей является не совсем оправданным и с точки зрения приближения к реальным условиям распространения.

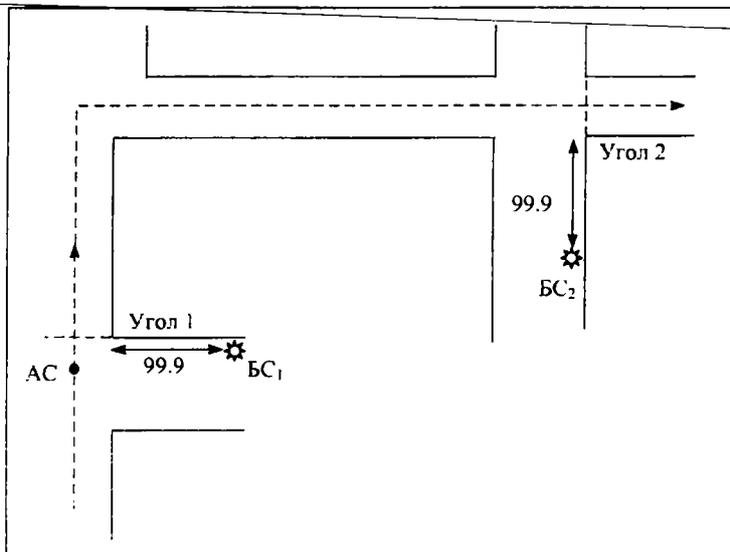


Рис. 4.19. Типы городских перекрестков

Для решения узкого круга задач, например в случае, когда поверхности зданий являются достаточно гладкими и имеют высокий коэффициент отражения, можно воспользоваться обобщенным коэффициентом отражения [6]:

$$S = R_m^q(\psi)R_s^l(\varphi), \quad (4.85)$$

где  $R_m^q(\psi)$  и  $R_s^l(\varphi)$  — коэффициенты отражения на главной и боковой улицах соответственно,  $\psi$  и  $\varphi$  — углы между лучом и отражающей поверхностью,  $q$  и  $l$  — количество отражений. Мощность, переносимая  $n$  лучами, достигшими передатчика, будет

$$P_r = \sum_{i=1}^n \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{S_i^2}{R_i^2} P_t + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{S_i S_j}{R_i R_j} \cos(\Delta_i - \Delta_j) P_t. \quad (4.86)$$

Здесь  $(\Delta_i - \Delta_j)$  — разность фаз двух лучей. Очевидно, что на боковую улицу попадут лучи, вышедшие из передатчика в определенном диапазоне углов  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  и отразившиеся одинаковое число раз. Определяющий коэффициент  $\alpha_i$  как

$$\alpha_i = \frac{\alpha_{2i} - \alpha_{1i}}{\pi}, \quad (4.87)$$

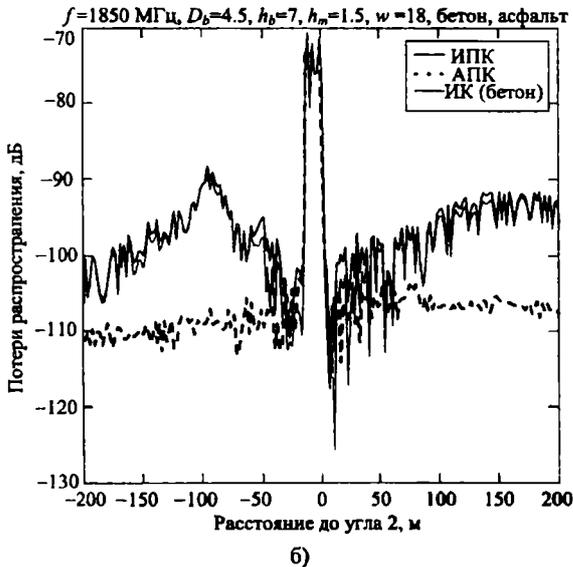
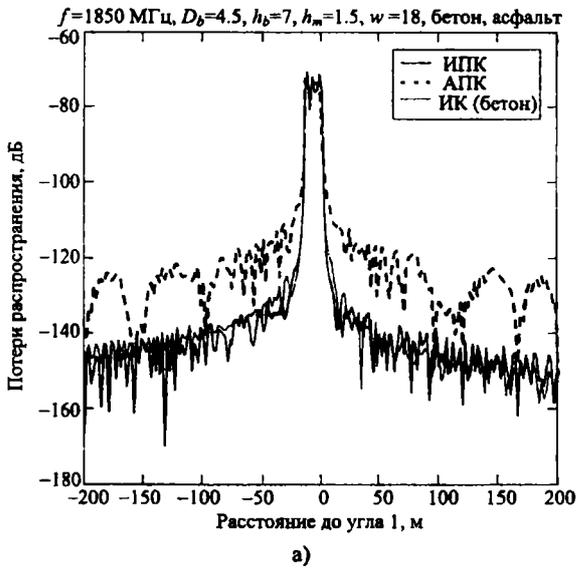


Рис. 4.20. Потери при нахождении АС на боковой улице

средние потери можно записать в виде

$$L_r = \left| 10 \lg \left\{ \sum_{i=1}^n \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{S_i^2}{R_i^2} \alpha_i \right\} \right|. \quad (4.88)$$

Множественная дифракция рассчитывается путем перемножения соответствующих коэффициентов дифракции для клина с выбранными свойствами. При этом скорость вычисления может быть значительно (в несколько раз) повышена, если воспользоваться аппроксимацией интеграла Френеля для большого параметра  $\xi$ .

Чтобы оценить границы применимости аппроксимации, необходимо рассмотреть поведение параметра  $\xi$ . Для  $\xi \geq 3$  третий член в квадратных скобках (1.30) с хорошей точностью можно положить равным нулю, так как

$$F(\xi) = \frac{\exp(j\pi/4)}{\sqrt{2\pi\xi}} + O(\xi^{-3}), \quad (4.89)$$

а в (1.31) положить  $|F(\xi)| \approx (\sqrt{2\pi\xi})^{-1}$ . При этом точность вычисления потерь лежит в пределах  $\pm 1$  дБ. Если нужна более высокая точность, то можно сузить границу, например до  $\xi \geq 5$ .

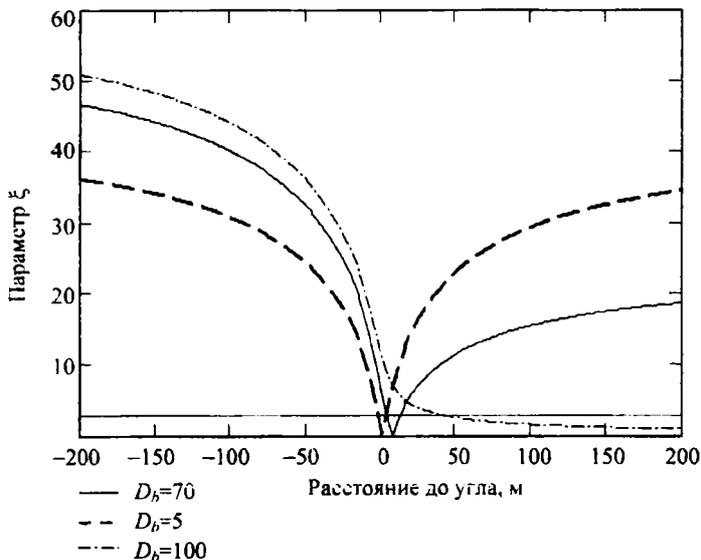


Рис. 4.21. Зависимость параметра  $\xi$  от расстояния АС от угла здания

Зависимость параметра  $\xi$  от расположения АС относительно угла здания приведена на рис. 4.21. Из указанного рисунка видно, что только при непосредственной близости БС к геометрическому продолжению одной из граней угла (случай  $D_b=100$  м) появляется область значительных размеров, в которой указанная аппроксимация неприменима.

### 4.3. Методика расчета напряженности поля

#### 4.3.1. База данных и ее применение для расчетов

На затухание радиосигнала влияет множество факторов: неровности рельефа местности, проводимость почвы, которая повышается с ростом ее влажности, высота и характер леса на трассе распространения, высота и плотность застройки, градиент индекса рефракции в нижнем слое атмосферы и ряд других обстоятельств. Параметры потерь распространения оказываются связанными с географическими объектами, которые можно отобразить на карте. Объем информации, представляющей достаточно полное описание параметров среды распространения, значительно превосходит объем, доступный человеку для восприятия и обработки непосредственно. Можно описывать эту совокупность данных небольшим количеством обобщенных параметров, что и делалось до недавнего времени, но такие модели не позволяют получить требуемую точность прогноза распространения.

Для хранения и обработки больших массивов данных (цифровых карт), связанных с фиксированными точками земной поверхности, используются геоинформационные системы (ГИС). Сегодня с помощью ГИС можно существенно повысить точность прогноза распространения радиоволн над поверхностью земли.

Цифровая карта представляет собой базу данных, в которой хранится информация, отнесенная к точкам на земной поверхности. Это может быть, например, высота места над уровнем моря, если речь идет о карте рельефа. ГИС позволяет редактировать геообъекты, отображать геоданные на экране монитора, рисовать карту, формировать запросы к геоинформационной базе и представлять их результаты в виде таблиц (текстовое представление) или карт (графическое представление).

Известно два формата цифровых карт: растровый и векторный. Карта растрового формата (матричная) представляет собой набор записей данных, отнесенных к ячейкам, образующим на карте прямоугольную сетку с равномерным шагом. В такой карте геоинформация хранится «поточечно» и обладает большой избыточностью, так как одинаковая информация повторяется. Степень избыточности возрастает при росте

детализации карты. Например, информация о высоте места всех точек водной поверхности одинакова, но она все равно будет храниться в базе данных.

В отличие от растровых карт, векторные карты хранят информацию не об отдельных ячейках, а о географических объектах. В качестве объектов такой карты могут выступать отдельные точки, прямые, ломаные, многоугольники, масштабируемые надписи. Карта хранит информацию о географических координатах каждой точки объекта (вершины многоугольников, ломаных линий) и сопроводительные данные к этому объекту. Такая карта не страдает избыточностью, легко масштабируется и позволяет менять картографическую проекцию практически без потери точности геоинформации. Наоборот, смена проекции растровой карты может исказить ее прямоугольный растр, а приведение к новому растру искажает геоданные.

У растровой карты элементом доступа к данным является элемент растра (ячейка), а у векторной — географический объект.

Обычно в векторной цифровой карте геоданные хранятся в масштабе 1:1. Цифровая карта может состоять из несколько слоев, каждый из которых содержит однородную информацию.

Для расчета потерь распространения требуется специально подготовленная векторная карта региона размещения планируемой сети связи. При этом слоями данной карты, непосредственно используемыми при расчете потерь сигнала, являются:

- слой линий высоты уровня местности;
- слой жилой застройки, содержащий очертания кварталов или отдельных зданий с указанием типа застройки (городская, пригородная, сельская) и высоты зданий;
- слой водоемов (с возможным указанием солености воды);
- слой лесных массивов с указанием высоты леса.

**Линии высоты уровня местности.** Слой содержит информацию о рельефе местности, используемую в моделях распространения радиоволн. Рельеф оказывает сильное влияние на основные потери передачи. Точность представления (шаг по высоте между соседними линиями уровня) должна быть в пределах 5–10 м. Использование карт с более крупным шагом по высоте снижает точность прогноза.

**Жилая и промышленная застройка.** Этот слой содержит информацию о размещении и высоте (этажности) отдельных зданий или кварталов, которая используется в моделях распространения радиоволн. На основании данных этого слоя определяются территориальные зоны, в

которых должна обеспечиваться двусторонняя радиосвязь — зона обслуживания сети связи.

**Водоемы.** При распространении над водной поверхностью из-за отсутствия затеняющих препятствий радиоволны затухают медленнее, чем в случае распространения над поверхностью суши. Важной особенностью распространения над водой является присутствие сильного отраженного сигнала ввиду возможности зеркального отражения от воды. Отражение от земной поверхности чаще всего носит диффузный характер, кроме того отраженный луч может затеняться препятствиями. Соленость воды и ее температура влияют на характер распространения и также учитываются в моделях распространения над водой.

**Лесные массивы и парки.** Древесная растительность сокращает дальность связи в сухопутной подвижной службе, так как высота размещения антенны мобильной радиостанции значительно ниже высоты деревьев. Лесной массив затеняет приемную антенну и наблюдается явление дифракции на кромке леса, а при распространении сквозь кроны деревьев радиосигнал поглощается листвой, рассеивается стволами и ветвями. При некоторых условиях над лесом может возбуждаться поверхностная волна, концентрирующая энергию радиополя, в результате чего потери распространения падают. Характер распространения над лесом зависит от высоты, плотности размещения и породы деревьев. Один из способов, удовлетворительно учитывающий влияние растительности на потери распространения, предложен ниже.

Кроме обязательных слоев цифровая карта может содержать произвольное число дополнительных информационных слоев, которые не используются в процессе расчета, но облегчают интерпретацию его результатов. Среди вспомогательных слоев можно выделить следующие.

**Слой проводимости почвы.** Проводимость почвы оказывает влияние на процесс распространения радиоволн, главным образом на формирование отраженного луча, и должна учитываться в моделях потерь распространения.

**Слой градиента индекса рефракции.** Индекс рефракции подвержен суточным и сезонным изменениям. Карта среднесезонного значения градиента индекса рефракции в совокупности с другими параметрами позволяет построить статистическую модель влияния рефракции на надежность приема. Влияние фактора рефракции на надежность приема в сетях сухопутной подвижной службы невелико и может не учитываться в отличие от сетей радиорелейной связи.

**Слой интенсивности дождя.** Ослабление радиоволн в дожде существенно сказывается только на высоких частотах (выше 10–15 ГГц).

Снижение надежности связи из-за потерь в гидрометеорах необходимо учитывать только в сетях радиорелейной связи.

~~Слой автомобильных и железных дорог. Данные используются~~ при расчетах радиопокрытия магистралей. Кроме того, объекты этого слоя могут быть применены для дробления объектов, содержащихся в карте застройки, если та, в свою очередь, содержит информацию о кварталах.

#### *4.3.2. Алгоритм построения профиля трассы и карты потерь с использованием геоинформационной базы данных*

Ввиду невозможности расчета потерь, имеющих место для каждой точки предполагаемого местоположения абонентов подвижной сети связи, с одной стороны, и точки установки БС, с другой, — расчету потерь распространения должна предшествовать так называемая разметка территории. В ходе процедуры разметки производится разбиение территории на фрагменты. Внутри каждого из таких фрагментов напряженность поля, создаваемая конкретной БС, считается постоянной. В соответствии с этим потери распространения на трассе, связывающей данную БС и точки внутри фрагмента территории, также принимаются постоянными. Величина потерь (напряженности поля) присваивается каждому фрагменту по результатам расчета потерь в отсчетной точке профиля, проходящего через фрагмент.

Алгоритм вычисления потерь распространения состоит из двух частей, одна из которых — непосредственное построение совокупности профилей, другая — расчет потерь для отдельного профиля. Возможно несколько вариантов процедуры построения совокупности профилей. Наиболее распространено радиальное построение указанной совокупности для каждой БС (рис. 4.22), [36].

Недостатком данного метода является то, что при наличии на интересующей территории нескольких БС на каждую точку, на которой предполагается нахождение АС, будут накладываться по одному сектору карты потерь от каждой БС. И размеры, и пространственная ориентация указанных секторов, зависящие от взаимного местоположения АС и БС, будут в той или иной степени отличаться друг от друга. Следовательно, построенная карта потерь (радиопокрытие) может рассматриваться только как промежуточная, требующая дальнейшей обработки.

Другими недостатками радиального метода построения профилей являются избыточность расчетных точек вблизи БС и одновременно их нехватка на большом удалении от БС. При этом уменьшение шага по азимуту и расстоянию вместе с устранением одного недостатка резко обостряет другой.

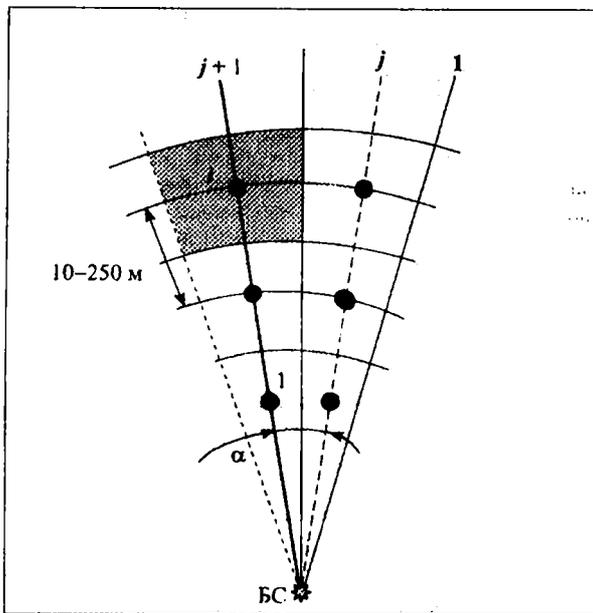


Рис. 4.22. К построению совокупности профилей

Подобных недостатков не возникает при использовании другого подхода к построению совокупности профилей и карты потерь. В качестве фрагментов территории, на которых уровень ослабления сигнала считается постоянным, можно рассматривать квадратные ячейки сетки с размером стороны от 10 до 250 м [62].

Данная сетка может выступать отдельным слоем ЦКМ, элементами которой и являются ячейки, каждой из которых соответствует информация о потерях на трассах для всех БС. Алгоритм построения радиопокрытия при предложенном подходе:

- поместить в специальный слой ЦКМ точку, соответствующую месту установки БС;
- задать высоты подвеса и азимуты антенн БС (приемных и передающих);
- задать размер ячейки квадратной сетки;
- поместить в специальный слой ЦКМ сетку с указанным размером ячейки (границы сетки определяются выбранной зоной охвата сети БС, каждой ячейке соответствует свой идентификационный номер  $i=1..n$ );
- определить координаты всех точек, соответствующих центрам ячеек;

- выделить трассу, соединив точку установки БС и центр ячейки с идентификатором  $i=1$  (рис. 4.23);
- определить координаты всех точек пересечения выделенной трассы с изолиниями рельефа местности, с начальными и конечными точками водных объектов, объектов застройки и лесных массивов;
- в точке 1 рассчитать потери распространения (напряженность поля) в соответствии с выбранной моделью;
- по аналогии построить трассы и рассчитать потери (напряженность поля) для всех последующих точек  $i$  ( $i=2..n$ );
- каждой ячейке сопоставить квадрат территории с уровнем потерь, равным потерям в ее центральной точке.

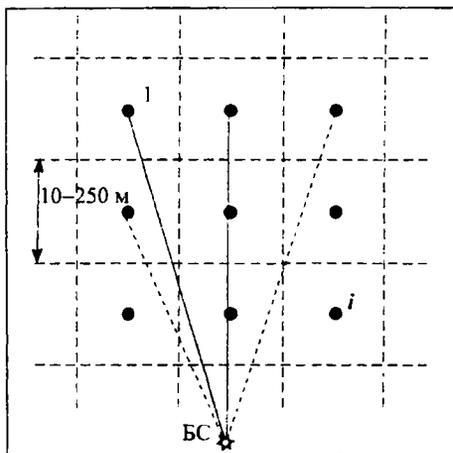


Рис. 4.23. Сетка ЦКМ

При наличии точной карты застройки зданий и сооружений и использовании детерминистской модели расчета потерь распространения можно производить расчет не только в точках центров ячеек, но и в узлах сетки. В этом случае уровень потерь для каждого фрагмента территории будет вычисляться, как среднее из нескольких значений (четыре узла и центр).

Подобный способ позволяет некоторым образом сгладить перепад уровней потерь в соседних ячейках, если те, например, находятся в областях с различной степенью затенения. Такая ситуация часто возникает на территории с высотной застройкой. В этом случае точка, лежащая на профиле, не проходящем через здание, но расположенном вблизи него, будут соответствовать значительно меньшие потери, нежели такой же точке соседнего профиля, проходящего через данное здание. Применение описанного метода увеличит потери в точке с меньшим затенением

и, наоборот, уменьшит потери в более затененной точке, что соответствует реальной картине распределения уровня сигнала. Кроме того, этот способ призван скомпенсировать отсутствие учета явления боковой дифракции в различных моделях потерь.

#### **4.3.3. Интерпретация основных слоев ЦКМ при расчете потерь распространения**

Для приемлемого качества прогноза потерь распространения требуется обязательно иметь, как минимум, два слоя цифровой карты: линии высоты уровня местности и застройки. При наличии лесопарковых зон на выбранной территории прогноз потерь может быть улучшен за счет введения слоя лесных массивов и парков.

##### **Рельеф местности**

Рельеф местности в ЦКМ представляется с помощью замкнутых ломаных линий, каждая из которых описывает изолинию высоты.

Правильность расчета величины затухания сигнала на трассе зависит от точности метода расчета и задания исходных данных, т. е. от адекватного воспроизведения реальных условий, возникающих на данной трассе распространения.

Требования к качеству прогноза определяют метод прогноза и параметры исходных данных. Степень учета влияния рельефа местности на точность прогноза потерь позволяет разделить модели на несколько типов:

- не учитывающая информацию о рельефе местности;
- использующая параметры уровня неровности рельефа  $\Delta h$  и эффективной высоты передающей антенны;
- с точной оценкой данных о рельефе (определяется величина затенения, вносимого различными препятствиями, и их удаление);
- аналогичная предыдущей, но с учетом статистических поправок в величине затухания для конкретных условий распространения.

Данная классификация позволяет сформулировать некоторые общие рекомендации использования различных методов в практических расчетах в зависимости от специфики решаемых задач.

##### **Жилая и промышленная застройка**

Данный слой ЦКМ может содержать объекты, описывающие отдельные здания или целые кварталы. В связи с этим возможно разделение на классы моделей, использующих информацию:

- о кварталах;
- об отдельных зданиях;
- смешанного типа.

Модели самого первого класса, как правило, являются статистическими и воспринимают слой цифровой карты только как типы подстилающих поверхностей. Данные модели могут работать и с картой отдельных строений, однако применение их в этом случае экономически нецелесообразно из-за высокой сложности и большего времени оцифровки и, соответственно, высокой стоимости изготовления цифровой карты, тогда как качество прогноза потерь может улучшиться незначительно.

Детерминистские модели расчета потерь применяются только в случае наличия ЦКМ, содержащей слой с информацией об отдельных зданиях и сооружениях. При этом информация о застройке данными моделями интерпретируется по-разному. Поэтому модели данного класса разделяются на подклассы:

- использующие сведения только об усредненных характеристиках застройки (средней высоте, среднем расстоянии между объектами застройки), а также усредненное положение АС;
- аналогичные предыдущим, но учитывающие информацию о количестве зданий на трассе распространения;
- учитывающие реальное расположение АС и конкретные высоты объектов застройки (с возможным анализом протяженности объектов);
- учитывающие электрические свойства и форму объектов застройки.

К последнему подклассу моделей принадлежат так называемые многолучевые модели распространения, применяемые для расчета потерь в микросотовых системах связи. Данный подкласс моделей может быть выделен в отдельный класс, так как требования к ЦКМ в случае их применения значительно возрастают как по точности оцифровки, так и по введению дополнительных сведений об объектах.

Общие требования к слою застройки можно сформулировать в виде отдельных положений:

- застройка должна быть представлена в виде отдельных замкнутых областей (регионов);
- области не должны перекрываться;
- каждая область должна описывать только один топологический объект;
- каждая область должна содержать информацию о высотности (этажности) соответствующего топологического объекта. В случае наличия квартальной застройки должен быть указан ее тип (сельская, пригородная, городская).
- для областей, описывающих здания и сооружения, в качестве дополнительной информации можно указывать тип конструкционного

материала либо непосредственные значения проводимости и диэлектрической проницаемости.

Чем большее количество факторов, влияющих на потери распространения, принимается во внимание в модели прогноза потерь распространения, тем более жесткие требования предъявляются к ЦКМ и, в частности, к слою застройки.

Точность изготовления и полнота информации, соответствующие той или иной ЦКМ, налагают ограничения на применение различных моделей с точки зрения качества прогноза.

#### **Слой лесных массивов и парков**

Наряду с рельефом местности и застройкой объекты растительного покрова способны оказывать серьезное влияние на формирование уровня сигнала. Это обстоятельство делает совершенно необходимым присутствие среди расчетных слоев ЦКМ слоя, описывающего отдельные объекты растительного покрова, особенно в ситуации, когда слой застройки содержит информацию об отдельных зданиях.

В случае, когда в слое застройки представлена информация о кварталах, отсутствие слоя растительности несколько компенсируется. Однако практически во всех статистических моделях распространения медиана потерь и среднеквадратическое отклонение сигнала от медианы для подстилающих поверхностей типа застройка и растительный покров в той или иной степени различаются.

Отсутствие слоя растительности при наличии в слое застройки информации о зданиях и объектах может привести к серьезным отклонениям результатов прогноза от реального значения затухания сигнала. В тоже время отразить в ЦКМ все многообразие растительного покрова, влияющего на распространение, не представляется возможным. Так например, на растровых картах (первоисточниках получения ЦКМ) изображаются в основном объекты растительного покрова большой площади (леса, парки, сады), объекты же меньшей площади (скверы, аллеи) и тем более отдельные деревья изображаются редко.

Таким образом, в качестве исходных материалов для изготовления ЦКМ необходимо выбирать по возможности наиболее информативные.

Учет ослабления сигнала растительными покровами при расчете радиопокрытия статистическими методами осуществляется путем вычисления медианы потерь для подстилающей поверхности соответствующего типа.

В случае использования детерминистского подхода необходимо рассматривать растительность как объект, обладающий затеняющими свойствами. Данное условие фактически требует использования отдель-

ной модели для анализа ослабления в растительном покрове наряду с ~~моделью расчета медианы потерь распространения~~, учитывающую рельеф и застройку территории. Это требование может значительно усложнить построение радиопокрытия по причине многократного увеличения времени расчета и в плане синхронизации результатов, полученных с помощью разных моделей.

В сложившейся ситуации одним из путей решения вопроса видится адаптация уже существующих моделей или введение новых для вычисления потерь распространения по всем (расчетным) слоям ЦКМ одновременно.

Прежде всего необходимо определить вид препятствий, аппроксимирующих объекты слоя растительности, и затем пользоваться полученной аппроксимацией при расчете.

Одним из возможных способов аппроксимации кромки леса является ее представление в виде ребра. При этом потери внутри растительности следует соотносить с дифракционными потерями на мнимой кромке леса (ребре), находящейся от точки приема на расстоянии, равном среднему расстоянию между деревьями для данного вида растительного покрова.

Для подтверждения справедливости указанных аппроксимаций выполнялся расчет дифракционных потерь на кромке леса, который далее сравнивался с результатами измерений, проведенных в летний и осенний периоды. Одновременно производились измерения и внутри растительного покрова.

В качестве источника сигнала использовалась БС действующей сети сотовой связи (частота 950 МГц) с известными параметрами излучения и характеристикой передающей антенны. Анализ экспериментальных данных позволяет сделать некоторые выводы:

- в ходе эксперимента не было выявлено четкой зависимости затухания сигнала от наличия лиственного покрова;
- можно говорить о некотором увеличении медианы потерь на трассах в летний период в среднем на 1 дБ;
- на трассах не было отмечено появления значительного проникающего сквозь растительность сигнала даже при небольшой толщe деревьев и их невысокой плотности;
- на флуктуации сигнала заметное влияние оказывают погодные факторы, и в частности: скорость ветра и осадки.

Условия проведения эксперимента в различное время года выбирались максимально сходными друг с другом (температура +10...14°C,

относительная влажность  $\approx 70\%$ , скорость ветра 6...8 м/с). Сравнение данных расчета и эксперимента показало:

- оценка медианы сигнала на выбранных трассах с помощью суммы потерь свободного пространства и дифракционных потерь на клиновидных препятствиях оказывается несмещенной;
- значение среднеквадратического отклонения расчетного значения потерь от экспериментального не превысило 4.1 (3.2) дБ в период наличия (отсутствия) лиственного покрова.

Таким образом, при оценке потерь распространения возможна аппроксимация препятствий типа кромки леса эквивалентной идеально поглощающей полуплоскостью. И следовательно, объекты леса могут учитываться при расчете потерь аналогично зданиям, т. е. с помощью одной детерминистской модели (кроме многолучевых). Поэтому к объектам растительного покрова при составлении соответствующего слоя ЦКМ необходимо предъявлять требования, подобные требованиям к слою застройки:

- объекты растительности должны быть представлены в виде отдельных замкнутых областей;
- области не должны перекрываться;
- каждая область должна описывать только один топологический объект;
- каждая область должна содержать информацию о высоте соответствующего топологического объекта.

Практически во всех детерминистских моделях расчета потерь распространения, за исключением многолучевых, здания представляются в виде непрозрачных для радиоволны объектов. В подавляющем большинстве случаев данное упрощение справедливо, так как поле вне зданий формируется в основном за счет эффектов, не связанных с проникновением электромагнитной волны в здания. Справедливо это и с той точки зрения, что абоненты могут располагаться на различных этажах зданий, а для учета этого обстоятельства потребовалась бы коррекция эффективной высоты антенны АС, т. е. коррекция на изначально принимаемый при расчете параметр. Применение данного упрощения для объектов растительного покрова (городские парки, скверы и т. п.), с точки зрения учета потенциально возможных мест появления абонентов, приведет к неопределенностям в уровнях потерь на территориях большой площади.

Таким образом, необходимо предъявлять дополнительное требование к объектам лесных массивов и парков:

– каждая область должна содержать информацию о среднем расстоянии между деревьями для соответствующего топологического объекта.

Указанное расстояние определяет положение АС относительно мнимой кромки леса, на которой происходит дифракция.

Данная информация получается либо из растровой карты, либо с помощью сопоставления типа растительного покрова с типом классификатора. Информация может быть нулевой, что соответствует огромным дифракционным потерям, и, следовательно, объект не будет радиопрозрачным.

#### 4.3.4. Расчет коэффициента усиления антенны

При вычислении напряженности поля необходимо определить усиление приемопередающих антенн в заданном направлении. Для этого ДН антенны моделируется суммой двух функций, одна из которых зависит от угла в горизонтальной плоскости, а вторая — в вертикальной:

$$Gain\_dBi(\alpha, \beta) = Go\_dBi + Diag\_H(\alpha) + Diag\_V(\beta),$$

где  $Gain\_dBi(\alpha, \beta)$  — коэффициент усиления антенны в заданном направлении выражается обычно либо как отношение значения напряженности электрического поля в данном направлении к значению напряженности поля в направлении максимального усиления;  $Go\_dBi$  — значение максимального усиления антенны;  $Diag\_H(\alpha)$  — нормированная функция усиления антенны в горизонтальной плоскости;  $Diag\_V(\beta)$  — нормированная функция усиления антенны в вертикальной плоскости.

Файл описания ДН имеет широко распространенный текстовый формат.

```
{;}[<конец строки>]
![Название антенны:]{;}[<текст названия>]<конец строки>
![Усиление, дБи]{;}<число><конец строки>
!{ Г[оризонтальная диаграмма типа] | В[ертикальная диаграмма типа] }{;}{P_DB|E_01}<конец строки>
!{X{;},Y{;},XO={;}<число>{;},YO={;}<число>{;},GO={;}<число> | G{;},A[{_d[eg] | d[eg]]}]} <конец строки>
[<число>{;}<число><конец строки>]...
!{ В[ертикальная диаграмма типа] | Г[оризонтальная диаграмма типа] }{;}{P_DB|E_01}<конец строки>
!{X{;},Y{;},XO={;}<число>{;},YO={;}<число> | G{;},A[{_d[eg] | d[eg]]}]} <конец строки>
[<число>{;}<число><конец строки>]...
![Конец] <конец строки>
```

При данном подходе к описанию ДН каждой точке диаграммы сопоставляется пара значений угол–усиление. Усиление для ДН по мощности выражается в децибелах и нормировано на 0 дБ. Усиление для ДН по полю выражается в «разах» и нормировано на 1.

Так как количество точек в ДН ограничено, для корректного вычисления усиления в заданном направлении необходимо провести интерполяцию ДН, чтобы для любого выделенного направления получить коэффициент усиления. Кроме того, необходимо учитывать механический наклон, высоту подвеса и ориентацию антенны.

#### ***Расчет коэффициента усиления антенн в отсутствии ЦКМ***

Если ЦКМ отсутствует, то коэффициенты усиления антенн вычисляются как усиление антенн вдоль линии визирования антенн, т. е. вдоль линии, непосредственно соединяющей фокусы антенн.

#### ***Расчет коэффициента усиления антенн при наличии ЦКМ***

При наличии ЦКМ процесс определения коэффициентов усиления антенн варьируется в зависимости от типа ЦКМ (типа информации в слоях карты) и географической ситуации.

Вне зависимости от типа ЦКМ при наличии ПВ коэффициенты усиления антенн вычисляются вдоль линии визирования.

Если на трассе имеются затенения рельефом местности, то следует определять углы визирования наиболее затеняющего препятствия в соответствующем направлении (на приемник или передатчик) со стороны как приемной, так и передающей антенн. Определенные таким образом углы следует использовать при вычислении нормированных функций усиления антенн в вертикальной плоскости. При доминирующем затенении рельефом местности влияние застройки и лесных массивов на коэффициент усиления можно не учитывать.

Если на трассе затенение рельефом местности отсутствует, но линия визирования перекрывается застройкой, то в случае, если застройка представлена кварталами, указанное перекрытие игнорируется и коэффициенты усиления антенн определяются в направлении линии визирования. При наличии же в слое застройки информации о зданиях и сооружениях следует, как и в случае препятствий рельефа, определять углы визирования наиболее затеняющего препятствия застройки в соответствующем направлении.

Перекрытие линии визирования объектами лесных массивов и парков при расчете коэффициентов усиления антенн не учитывается.

#### *Алгоритм выбора модели потерь распространения*

Алгоритм, приведенный на рис. 4.24, являет собой необходимые обобщенные условия применения той или иной модели (метода) расчета потерь распространения, поскольку каждая модель имеет свои границы применимости (по частоте, расстоянию, высотам подвеса приемной и передающей антенн, территориальным условиям).

Ниже приведены пояснения к некоторым элементам алгоритма.

#### *Блок 2*

На частотах ниже примерно 30 МГц наиболее серьезный вклад в ослабление поля вносят крупные неоднородности рельефа местности, такие как холмы, при этом застройка влияет на величины напряженности полей за препятствием в значительно меньшей степени [22]. По мере увеличения частоты влияние застройки на ослабление сигнала наряду с влиянием неоднородностей рельефа местности становится более значимым и на частотах выше 100 МГц им нельзя пренебречь.

#### *Блок 1*

При расчете потерь распространения на трассах с большим перепадом уровня местности следует использовать методы расчета дифракционного ослабления сигнала, для которых необходимо наличие ЦКМ (слой рельефа).

#### *Блок 7*

Классификация местности по типам приведена в п. 4.1.2. Местность, покрывая лесными массивами большой площади (50% и более), должна быть отнесена либо к городскому, либо к пригородному типу. По данным измерений ослабления сигнала на частотах менее 1 ГГц такая местность более соответствует пригородному типу, для частот выше 1 ГГц характер ослабления сигнала более соответствует городскому типу.

#### *Блоки 6, 23, 27*

В случае сельской либо открытой местности затенения и медленные замирания сигнала могут быть вызваны в основном малыми неоднородностями рельефа местности (*Блок 1* пройден по «Нет»), при этом наличие ЦКМ позволяет учесть эти изменения путем поправок в моделях Рек.-Р.1546 либо модели Хата (п 4.1.7). В зависимости от наличия или отсутствия информации о рельефе местности определяется эффективная высота подвеса антенны передатчика.



Если местность не является сельской либо открытой, следовательно, значительная ее площадь занята застройкой. При отсутствии слоя застройки в ЦКМ прогноз потерь распространения возможен только эмпирическими методами с возможными поправками на углы просвета при наличии слоя рельефа местности.

*Блок 9*

Слой застройки может нести различную информацию (п. 4.3.3), в зависимости от которой при расчете следует применять эмпирические, либо детерминистские модели потерь распространения.

*Блок 12*

Слой застройки, в том числе, может содержать кварталы или более крупные объекты, такие как границы населенных пунктов, причем последний вид указанного слоя ЦКМ не является информативным с точки зрения описания затенений на трассах распространения.

*Блок 16*

Квартальная карта застройки хотя и описывает местность более детально, нежели карта с границами населенных пунктов, но все же несет только усредненную информацию о территории. Таким образом, если построенный профиль имеет участки, проходящие по кварталам какого-либо типа, нельзя сказать точно: имеется ли на трассе прямая видимость либо нет. Однако если профиль таких участков не содержит и затенение рельефом отсутствует, то на основании данного вида ЦКМ можно утверждать, что на трассе возникнут условия, близкие к условиям ПВ.

*Блок 33*

После построения профиля местности по ЦКМ, содержащей в слое застройки информацию о кварталах, проводится классификация профиля.

Классификация профиля конкретной трассы (рис. 4.25), т. е. отношение его к городскому, пригородному, сельскому или типу, соответ-

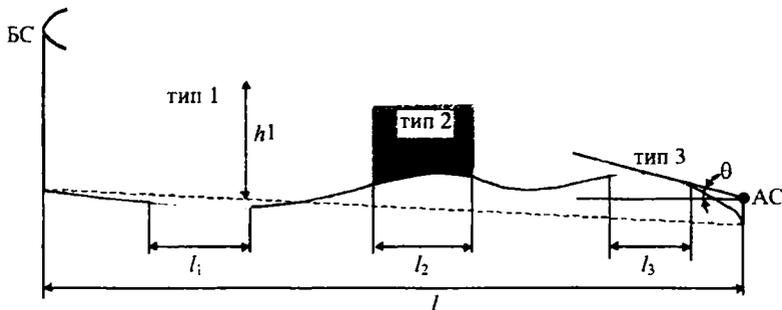


Рис. 4.25. К вычислению потерь по модели Окамура-Хата

вующему открытой местности, производится в соответствии с представленным на рис. 4.26 алгоритмом.

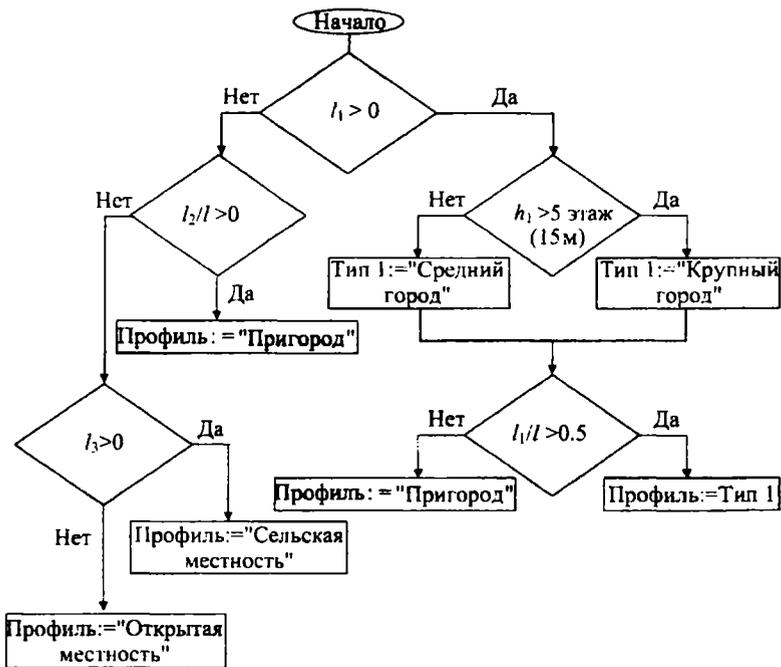


Рис. 4.26. Алгоритм классификации профиля

Потери рассчитываются по соответствующей типу профиля формуле ослабления для эффективной высоты передающей антенны. После этого, в случае, когда рельеф местности вносит затенение, производится вычисление дополнительной поправки на угол просвета местности со стороны приемной антенны.

*Блоки 19, 20, 36, 37, 38*

При наличии ПВ и расстояниях менее 1 км можно обратиться к соответствующему разделу Рек.-Р.1411 (п. 4.2.5), однако, исходя из экспериментальных измерений для рассматриваемых в данной ветви алгоритма частот, более верным будет применение предложенного способа вычисления потерь (п. 4.2.4).

*Блок 11*

Имея информацию о зданиях и сооружениях, необходимо определиться с выбором детерминистской модели расчета и в первую очередь

следует оценить высоту подвеса передающей антенны над ближайшим окружением (застройкой).

*Блоки 15, 31*

Когда антенны расположены ниже уровня крыш окружающих зданий на небольшом удалении друг от друга, поле будет определяться в основном явлениями отражения от стен и боковой дифракции на вертикальных кромках зданий. Таким образом, для расчета следует применять многолучевые модели, справедливые как для ПВ, так и для ситуации отсутствия ПВ. При значительном расстоянии между приемником и передатчиком основную роль в формировании поля будет играть дифракция на крышах зданий, и поэтому необходимо использовать модели, описывающие потери при данном явлении.

В случае ПВ можно прибегнуть к помощи Рек.-Р.1411 с ограничениями, указанными в описании *блоков 19, 20, 36, 37, 38*.

*Блок 14*

При расположении антенны передатчика выше или на уровне крыш окружающих зданий либо при расстоянии между низкоподнятыми антеннами более примерно 1 км для выбора модели расчета потерь необходима проверка ситуации на наличие ПВ.

*Блоки 18, 30, 34*

В зависимости от равномерности застройки применяются различные модели. Если застройка имеет сильную неравномерность по расположению и высоте, применение моделей, использующих понятие среднего уровня крыш и равноудаленности зданий, может привести к значительной погрешности расчета.

*Блоки 3, 22*

На частотах выше примерно 3 ГГц (данная величина довольно условна) прогноз потерь распространения без ЦКМ, содержащей все расчетные слои, практически невозможен, ввиду специфики поведения радиоволн указанных частот. Исключение, пожалуй, могут составлять только открытые (с учетом рефракции) трассы для высокоподнятых (над подстилающей поверхностью) антенн, хотя даже в этом случае необходимо учитывать возможные отражения от подстилающей поверхности.

*Блок 24*

На данных частотах, особенно для частот выше 10 ГГц, ослабление в атмосферных газах нельзя не учитывать при распространении на любых трассах.

Ослабление в дождях является функцией времени ввиду конечного времени выпадения осадков, поэтому данный вид потерь учитывается в

основном при расчете систем связи, к которым предъявляются высокие требования по надежности и устойчивости. При расчете же мешающих сигналов данный вид потерь не учитывается.

#### *Блок 4*

Поскольку в городских условиях возможно появление многократно отраженных сигналов значительной мощности, происходит разделение на городские и загородные трассы.

#### *Блок 5*

При расположении приемной и передающей антенн выше уровня крыш окружающих зданий количество лучей, участвующих в формировании поля, резко падает.

#### *Блок 25*

Распространение в условиях города между приемником и передатчиком с малыми высотами подвеса антенн на частотах выше примерно 5 ГГц (данная величина довольно условна) будет происходить в основном за счет отражений от стен зданий и прямых лучей. Дифракционный сигнал ввиду множественности препятствий и больших углов будет сильно ослаблен. Таким образом, следует использовать многолучевые модели, учитывающие только отраженные лучи с эффективным коэффициентом отражения.

#### *Блок 10*

На открытых трассах в минимальную зону Френеля препятствия не попадают, и, следовательно, потери при отсутствии отражений рассчитываются по формуле свободного пространства. При наличии отражений необходимо оценивать уровень сигнала по интерференционной формуле.

#### *Блоки 13, 29*

В случае, если препятствия попадают в минимальную зону Френеля, но не перекрывают линии визирования антенн, трасса считается полуоткрытой, в противном случае — закрытой.

#### *Блоки 17, 21, 32, 39, 35*

В зависимости от количества препятствий на трассе используются различные методы вычисления дифракционного ослабления сигнала.

#### ***Процедура расчета напряженности поля***

1) Определить местоположение антенн приемной и передающей станций, мощность передатчика, потери в трактах приема и передачи.

2) В случае наличия ЦКМ построить профиль трассы (п. 4.3.2). При отсутствии ЦКМ следует определить расстояние между пунктами передачи и приема.

3) С помощью алгоритма, приведенного на рис. 4.24, выбрать модель расчета потерь распространения и с ее помощью рассчитать ослабление сигнала на трассе между приемником и передатчиком.

4) Определить коэффициенты усиления в заданном направлении приемной и передающей антенн (п. 4.3.4).

5) Определить напряженность поля или мощность сигнала в точке приема с помощью (1.5), (1.6) и найденной величины потерь распространения (подставляется в (1.5)).

#### 4.4. Сопоставление методов расчета

##### 4.4.1. Описание территории измерений

Для оценки точности расчета потерь распространения по различным моделям проводились экспериментальные исследования в Санкт-Петербурге на частотах 460, 950 и 1850 МГц. Эксперимент на частотах 460 и 1850 МГц выполнен в меньшем объеме, чем на частоте 950 МГц, поскольку многое в закономерностях поведения радиосигнала является общим для этих частот.

Использовались передатчики БС действующих сетей сотовой связи с высотами подвеса антенн 25–65 м, приемной антенной являлась четвертьволновая вибраторная антенна, высота которой над уровнем земли составляла 1,5 м. Приемником сигнала служил спектраллизатор, который записывал уровни принимаемого сигнала на жесткий магнитный носитель.

Общее количество точек на 14 трассах измерений, проходящих по городской территории, составило около двух тысяч. При этом в каждой точке в течение 20 с производилось 10 отсчетов уровня сигнала. Трассы условно разделены по частотам: для 950 МГц — трассы 1–7, для 1850 МГц — трассы 8–10, для 460 МГц — трассы 11–14.

Район измерений, в котором располагались трассы 1–4, а также трасса 8, характеризовался плотной городской застройкой со средней высотой домов около 15 м. Растительный покров практически отсутствовал.

Трассы 5–7, 9–14 находились в спальнях районах города с большими перепадами высот домов (12–45 м), причем внутри и по периметру кварталов располагались большие массивы зеленых насаждений высотой до 18 м.

#### 4.4.2. Сравнение результатов измерений и расчета по статистическим моделям

В данном пункте приведено сопоставление ослабления сигнала, полученного в результате анализа экспериментальных данных для трасс измерений, описанных выше, и расчетов по модели Окамура-Хата (COST-Хата). Результат представлен в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Номер трассы	Окамура-Хата				Окамура-Хата (ЦКМ)				Окамура-Хата (ЦКМ+калибровка)			
	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
1	27.8	-18.7	-1.2	9.3	13.6	-22.4	-3.2	9.2	11.2	-16.6	-2.2	6.9
2	26.9	-5.9	11.3	7.3	23.5	-4.4	7.0	6.1	10.3	-11.5	-1.2	4.6
3	15.0	-10.3	2.5	6.8	18.4	-3.5	7.8	6.6	10.9	-12.0	0.6	6.3
4	26.5	-7.4	1.8	6.1	18.4	-5.9	5.1	6.0	9.9	-7.7	-0.2	4.5
5	23.5	-14.8	5.0	7.5	19.4	-13.3	2.9	7.5	11.0	-11.5	-0.5	5.2
6	17.6	-11.9	1.9	7.1	15.0	-13.1	-1.4	6.1	10.5	-11.7	-1.6	5.4
7	28.6	-10.1	3.3	8.7	15.9	-18.2	-0.8	7.9	15.1	-7.8	1.1	5.5
8	37.3	-6.2	3.4	9.2	16.4	-12.9	-5.5	5.9	10.6	-7.4	0.2	4.6
9	36.1	-4.2	7.9	8.4	29.6	-1.0	8.5	6.7	13.7	-9.4	0.3	5.1
10	36.9	-5.4	5.5	8.7	30.1	-10.0	5.4	7.0	14.9	-8.2	2.1	5.9
11	13.7	-13.3	0.0	7.1	9.4	-13.2	-2.3	5.5	11.8	-11.7	0.1	5.7
12	18.4	-13.9	0.7	6.9	12.3	-13.9	-0.7	5.1	11.4	-9.7	0.4	4.2
13	9.0	-17.4	-3.9	6.5	8.8	-17.4	-6.1	5.1	14.2	-12.3	-2.2	5.5
14	12.4	-14.6	-6.2	5.6	7.7	-11.3	-3.8	4.2	9.1	-10.4	-2.9	4.0

Расчет потерь распространения с помощью указанной модели производился в двух вариантах: с использованием ЦКМ, содержащей информацию о квартальной застройке (классификация профилей рис. 4.27), и без ЦКМ. Последний вариант подразумевает применение формул Хата для подстилающей поверхности — средний город.

Данные, полученные в ходе измерений, позволяют провести калибровку моделей Окамура-Хата и COST-Хата. Уточненные параметры модели приводятся в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Частоты	950 МГц		1850 МГц		460 МГц		
	Большой город	Средний город	Центр города	Средний город	Большой город	Средний город	Пригород
$K'$	0.7	-5.6	-0.8	-5.4	5.0	3.1	-2
$n'$	1.2	0.67	1.03	1.03	1.1	0.58	1.33

Из табл. 4.6 видно, что на частоте 950 МГц применение калибровки в сочетании с использованием ЦКМ значительно повышает точность прогноза. Более того, применение указанной процедуры приводит к тому, что качество прогноза данной модели в ряде случаев делает ее использование наиболее предпочтительным среди всего ряда статистических и детерминистских моделей.

Сравнение проведенных расчетов с данными измерений показывает, что применение ЦКМ для вычисления потерь распространения на частоте 1850 МГц в большей мере улучшает точность прогноза, нежели на частоте 950 МГц. В тоже время, как и на более низких частотах, калибровка модели наряду с применением ЦКМ уменьшает показатели средней ошибки и СКО.

На частоте 450 МГц выигрыш от применения ЦКМ гораздо более значителен, чем выигрыш от калибровки модели.

#### *4.4.3. Сравнение результатов измерений и расчета по детерминистским моделям*

Расчет проводился для моделей: Уолфиша-Икегами, Ксиа, а также модифицированной модели. При этом ослабление сигнала по модифицированной модели вычислялось с привлечением (4.65) и геометрических построений рис. 4.11. В ходе расчетов использовалась ЦКМ, в слое застройки которой содержалась информация о зданиях и сооружениях.

Результаты расчетов и измерений представлены в табл. 4.8: Приведены значения максимального и минимального отклонения результатов расчета и измерений, среднее значение и стандартное отклонение ошибки прогноза. При этом результаты расчета и измерений сравнивались для точек, в которых отсутствует прямая видимость между АС и БС.

При расчете потерь распространения по модели Уолфиша-Икегами принималась во внимание средняя высота зданий на каждом конкретном профиле для всех расчетных точек выбранных трасс. Источником информации о высотности застройки (отдельных зданий) являлся соответствующий слой ЦКМ, который также использовался и для вычисления ширины улицы, на которой находится АС. В связи с необходимостью наличия информации об ориентации улиц был сформирован дополнительный слой ЦКМ.

Из табл. 4.8 видно, что модель Уолфиша-Икегами уменьшает потери на трассах. Стандартное отклонение при этом на разных частотах колеблется в пределах 5.2–8.2 дБ. Наибольшее несоответствие результатов расчета и экспериментальных данных наблюдается в тех местах

трасс, где ввиду характера застройки наибольший вклад в уровень сигнала вносит дифракция на боковых кромках зданий. Так как в модели используется средняя высота зданий на территории (трассе), в значительном проценте мест, в которых высота затеняющих объектов отличается от принятой средней величины, происходит серьезное отклонение вычисленного значения потерь от экспериментальных измерений. Особенно сильно данное обстоятельство сказывается в условиях разновысотной застройки.

Таблица 4.8

Номер трассы	Модифицированная модель				Модель Уолфиша-Икегами				Модель Ксиа			
	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
1	8.7	-15.1	-2.4	6.0	19.7	-18.1	-6.2	8.2	27.8	-9.2	3.1	7.9
2	12.2	-10.1	1.6	5.4	16.3	-13.1	1.8	6.8	22.5	0.3	12.1	5.3
3	10.0	-9.0	-0.1	5.8	7.1	-17.2	-3.9	6.9	15.4	-8.3	4.2	6.4
4	11.8	-7.7	0.7	4.8	7.1	-20.1	-4.5	5.3	13.9	-4.7	3.6	4.9
5	22.3	-11.8	-0.2	6.0	17.3	-15.9	0.6	7.6	24.8	-7.7	10.5	6.6
6	11.7	-13.6	-3.3	5.3	8.3	-13.0	-2.6	5.2	23.9	-5.5	8.1	6.9
7	12.8	-11.9	0.6	6.1	15.8	-13.3	-2.3	6.8	27.3	-7.0	5.7	7.0
8	6.1	-10.4	-3.8	4.3	3.1	-18.3	-10.8	5.5	3.5	-13.5	-6.8	4.2
9	14.9	-4.8	4.5	5.5	12.1	-9.0	0.9	5.5	20.7	-3.3	7.1	5.9
10	8.8	-5.1	2.1	5.0	7.1	-14.6	-5.9	7.4	18.4	-3.9	6.3	5.4
11	13.3	-10.2	-2.1	4.4	6.4	-21.8	-8.8	6.9	18.1	-9.6	1.3	6.3
12	14.5	-15.2	-0.1	6.0	10.1	-19.2	-4.4	6.1	23.7	-9.5	5.8	6.6
13	7.9	-16.5	-5.8	5.9	10.1	-21.0	-3.7	7.9	20.1	-8.5	7.2	7.2
14	4.7	-16.2	-6.7	4.7	4.3	-29.1	-13.9	6.9	13.2	-12.3	-3.5	5.1

Использование информации об ориентации улиц является недостатком модели по ряду причин:

- требование составления дополнительного слоя ЦКМ;
- возможность неоднозначной трактовки поправки на ориентацию улиц в местах их пересечения;
- сложность вычисления величины поправки для внутриквартальных территорий.

Наряду с вышеперечисленными недостатками существенное значение имеет тот факт, что во многих местах территорий, где поле определяется волной, дифрагирующей на крышах затеняющих зданий, данная поправка будет оказывать отрицательное, с точки зрения прогноза потерь, воздействие. Это обстоятельство может быть обусловлено несопадением ориентации улицы и затеняющего препятствия. В табл. 4.9 приведены параметры, характеризующие точность расчета по модели

Уолфиша-Икегами для частоты 950 МГц в следующих случаях: при использовании поправки на ориентацию улицы, на которой находится АС; при применении данной поправки с точки зрения ориентации последнего затеняющего препятствия; при применении данной поправки с точки зрения ориентации главного (для каждого конкретного профиля на исследуемой трассе) затеняющего препятствия.

Таблица 4.9

Номер трассы	Улица				Последнее препятствие				Главное препятствие			
	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО	Макс.	Мин.	Сред.	СКО
1	19.7	-18.1	-6.2	8.2	14.8	-18.1	-5.8	7.0	21.0	-18.1	-5.2	7.9
2	16.3	-13.1	1.8	6.8	16.3	-13.1	1.6	6.9	16.9	-14.5	2.9	6.8
3	7.1	-17.2	-3.9	6.9	7.0	-17.2	-3.8	6.7	7.0	-17.2	-3.5	6.5
4	7.1	-20.1	-4.5	5.3	7.0	-20.1	-5.2	5.5	7.0	-18.1	-4.3	5.3
5	17.3	-15.9	0.6	7.6	18.8	-26.9	2.2	7.6	18.8	-26.9	2.2	7.7
6	8.3	-13.0	-2.8	5.2	7.1	-11.4	-2.7	4.7	7.6	-11.4	-2.5	4.7
7	15.8	-13.3	-2.3	6.8	16.1	-13.7	-2.4	6.9	16.1	-13.7	-2.1	6.7

Из данных приведенной таблицы следует, что применение поправки на ориентацию либо главного, либо последнего препятствия в среднем по всем трассам немного улучшает качество прогноза. Одновременно с этим устраняются вышеперечисленные недостатки.

Как и в случае применения модели Уолфиша-Икегами расчет потерь распространения по модели Ксия выполнялся на основании вычисления средней высоты зданий на каждом конкретном профиле. При этом устанавливалось количество зданий на каждом профиле, а также геометрические параметры трассы, относящиеся к взаимному расположению АС и препятствий, влияющих на распространение.

Из табл. 4.8 видно, что модель Ксия несколько завышает потери на трассах, что особенно проявляется в условиях неравномерной застройки. Стандартное отклонение при этом изменяется в пределах 4.2–7.9 дБ. Сравнение данных эксперимента и расчета показывает, что модель Ксия позволяет получить более точный прогноз, чем модель Уолфиша-Икегами.

В ходе расчета по модифицированной модели производился анализ профиля, построенного вдоль линии, соединяющей фокусы антенн БС и АС.

Расчет компоненты  $L_{msd}$  выполнялся по аналогии с моделью Ксия, однако при этом во внимание принимались только здания, попадающие в первую зону Френеля, построенную вдоль линии, соединяющей фокус антенны БС и вершину главного препятствия на профиле. Расчет ди-

фракционно-отраженной компоненты потерь осуществлялся согласно (4.65) на основании анализа взаимного расположения главного затеняющего препятствия, АС и потенциального отражателя с возможным учетом его свойств. Для выявления местоположения отражающего экрана проводилось дополнительное продолжение профиля за АС до первого пересечения с объектом застройки.

Модифицированная модель, с точки зрения сочетания показателей СКО—средняя ошибка, обеспечивает наилучшее качество прогноза потерь распространения среди рассмотренных детерминистских моделей и, следовательно, является наиболее предпочтительной.

#### *4.4.4. Сопоставление результатов измерений и расчетов для ситуации прямой видимости*

В ходе эксперимента на трассах 1–14, описанных выше, фиксировалось наличие ПВ в точках измерений. На указанных частотах проводились дополнительные измерения на городских трассах, которые также выбирались из условия обеспечения ПВ. Здесь под прямой видимостью понимается отсутствие затенений зданиями и сооружениями, а также объектами растительности и рельефом местности, при этом линия визирования антенн БС и АС (высота подвеса 1.5 м) в некоторых точках перекрывалась отдельно стоящими деревьями, телеграфными столбами, рекламными щитами, т. е. объектами, которые не нанесены на растровые карты (первоисточники ЦКМ).

Сравнение результатов расчета и измерений для условий ПВ показало, что на частотах 950 и 1850 МГц наилучшее приближение к реальной ситуации дает применение формулы ослабления Хата (COST-Хата) для подстилающей поверхности типа — сельская местность. При этом средняя ошибка лежит в пределах от –2 до –6 дБ, а среднеквадратическая ошибка составляет порядка 5.5 дБ. Применение при расчетах формулы ослабления в свободном пространстве, формул Рек.-Р.1411 (4.76), (4.78), а также формулы ослабления, предложенной ETSI (4.66), ведет либо к серьезной недооценке потерь, либо к значительно менее правильному описанию спада уровня сигнала по мере удаления от передатчика (СКО > 6.5 дБ), либо к обоим недостаткам вместе взятым.

На частоте 460 МГц примерно одинаковый, с точки зрения пары показателей среднее—СКО, порядок качества прогноза позволяют получить формула ослабления Хата для подстилающей поверхности типа — пригород и (4.66). Средняя ошибка формулы Хата колеблется в пределах от –3 до –6 дБ, при СКО ≈ 4.2...5.8 дБ, показатели же качества прогноза согласно (4.66) составляют: среднее от –11 до –16 дБ, при СКО 4.5 дБ.

## 5. РАСЧЕТ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

### 5.1. Общие сведения

Использование спутниковых группировок для обеспечения связи с наземными подвижными объектами позволяет достичь значительно большей зоны охвата по сравнению с сухопутными системами подвижной связи. Зоны обслуживания, образуемые сфокусированными лучами от каждого спутника, формируют на земной поверхности так называемые мегасоты. Сигнал принимается на земле под очень большими углами возвышения, поэтому только сильно затеняющие препятствия вносят существенный вклад в потери распространения. Атмосферные эффекты, поглощение и рассеяние в газах и дождях становятся значительными лишь в сантиметровом и миллиметровом диапазонах.

Спутниковые системы обычно классифицируются согласно высотам орбит. Низкоорбитальные системы (орбита 500–2000 км) требуют большого числа спутников для обслуживания всей территории Земли (например «Иридиум» — 66 спутников с орбитой 780 км). Спутники среднеорбитальных систем имеют высоты орбит около 5000–12000 км, и, следовательно, для покрытия земной поверхности необходимо меньшее число спутников (12 — в системе «Одиссея» с орбитой 10370 км). Для обеспечения той же зоны охвата можно использовать всего три геостационарных спутника (орбита 36000 км). Большие высоты этих спутников приводят к значительным потерям распространения в свободном пространстве (при частоте 1.5 ГГц — около 186 дБ), соответственно требуется высокая мощность передатчиков на спутнике и АС.

В случае орбит, отличных от геостационарной, позиция спутника меняется относительно точки на Земле и потери становятся функцией времени. Кроме того, движение спутника приводит к появлению эффекта Доплера, также зависящего от времени. Доплеровский сдвиг может быть компенсирован перенастройкой приемника или передатчика.

Наряду с большими потерями в свободном пространстве значительный вклад в ослабление сигнала могут внести затенения, вызванные различными объектами земной поверхности: зданиями, деревьями, особенностями рельефа. При этом проявляются такие механизмы распространения как отражение, рассеяние, дифракция, многолучевость.

В спутниковых подвижных системах связи углы, под которыми приходит волна на АС (минимум 4°), намного превышают углы прихода в наземных системах связи. Поэтому затенения создаются препятствиями, расположенными в непосредственной близости от пунктов приема.

Например, когда АС находится на застроенной территории только наиболее затеняющее здание (в отличие от наземных служб) в направлении на спутник вносит существенный вклад в потери распространения. Так как АС движется вдоль улиц, ослабление, вызванное затенениями, является быстро меняющимся процессом.

Ввиду вышеперечисленных эффектов наблюдается частая смена ситуаций наличия и отсутствия прямой видимости, что является причиной изменения статистики быстрых замираний, тесно связанной с процессом затенений. Таким образом, быстрые замирания и затенения возможно рассматривать как единый процесс, в котором параметры замираний (среднее значение сигнала и т. п.) зависят от времени.

## 5.2. Распространение в условиях городской застройки

На рабочих частотах мобильных спутниковых систем связи здания, расположенные вдоль дорог, могут рассматриваться как импедансные ребра, на которых происходит дифракция радиоволны. При этом считается, как и ранее (подразд. 1.4), что ребро вносит значительный вклад в ослабление, если оно попадает, по крайней мере, в минимальную зону Френеля.

Для расчета ослабления в случае, изображенном на рис. 5.1, можно воспользоваться соображениями, изложенными в подразд. 1.4 и 3.2.



Рис. 5.1. Распространение в условиях городской застройки

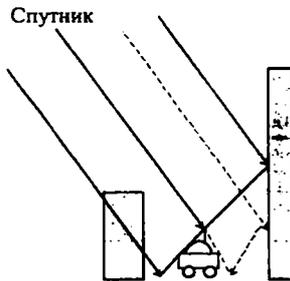


Рис. 5.2. Распространение в условиях городской застройки (отраженный луч)

В случае нахождения АС между зданиями (рис. 5.2) требуется принимать во внимание отражения от стен зданий. При этом предполагается, что необходимо учитывать только однократно отраженные волны, а лучи, отраженные более одного раза (штриховая линия), можно не учитывать ввиду их сильного ослабления. Интерференция прямого и однократно отраженных лучей приводит к значительным замираниям, зависящим от местоположения АС.

На рис. 5.3 показаны геометрические параметры улицы, на которой находится АС. Прямой луч приходит на улицу с произвольного направления. Улица окружена домами, высота которых меняется случайным образом. Наиболее точно распределение высот зданий на застроенной территории, как уже отмечалось, может быть аппроксимировано лог-нормальным законом [8] с плотностью распределения (4.64).

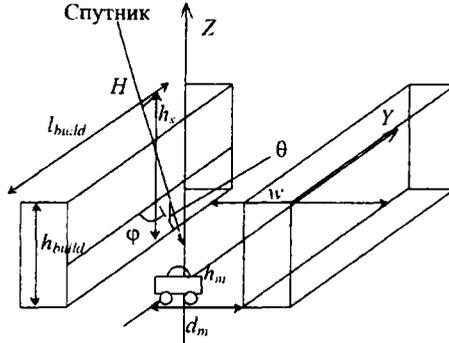


Рис. 5.3. Геометрические параметры трассы

Суммарные дифракционные потери от  $N$  экранов

$$L_d(v_z, v_y) = \frac{j+1}{2} \sum_{i=1}^N \left\{ \int_{v_{z1_i}}^{\infty} \exp\left(\frac{j\pi v_z^2}{2}\right) dv_z \int_{v_{y1_i}}^{v_{y2_i}} \exp\left(\frac{j\pi v_y^2}{2}\right) dv_y \right\}, \quad (5.1)$$

где

$$v_{z1_i} = (h_{build_i} - h_s) \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad v_{z2_i} = \infty, \quad (5.2)$$

$$v_{y1_i} = (l_{build_i} - y_{1i}) \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad v_{y2_i} = (l_{build_i} - y_{2i}) \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}$$

Здесь  $h_{build}$  и  $l_{build}$  — высота и длина каждого здания на улице, величина  $h_s$  — определяется азимутом  $\varphi$  и углом места  $\theta$  спутника,  $d_1$  — расстояние от спутника до здания,  $d_2$  — расстояние от здания до АС, от положения которой зависят величины  $y_1$  и  $y_2$ . В декартовой системе координат с началом отсчета в точке расположения АС координаты спутника

$$z_{спут} = H \sin \theta + h_s, \quad y_{спут} = H \cos \theta \cos \varphi, \quad (5.3)$$

$$d_1 = H - d_m / \cos \theta \sin \varphi \equiv H - d_2,$$

где  $H$  — расстояния от спутника до АС.

Если высоты домов известны, то можно непосредственно произвести расчет дифракционной составляющей полей. В противном случае следует воспользоваться статистической оценкой распределения высот зданий с определенными значениями средней высоты (средняя высота зданий в конкретной местности) и стандартного отклонения.

Отраженное поле складывается из полей, отраженных стенами зданий и землей. Необходимо учитывать, что угол скольжения (падения) при расчете отражений зданиями будет формироваться как углом места, так и азимутом спутника, в отличие от отражения от земли, при котором все будет определяться углом места.

Значения комплексной диэлектрической проницаемости для земли и различных конструкционных материалов определяются из табл. 1.1.

В конечном итоге полные потери в любой точке улицы могут быть представлены

$$L = L_0 + L_d + k_r L_r, \quad (5.4)$$

где коэффициент  $k_r$  — равен 1 в случае существования отражений и — нулю при их отсутствии, потери  $L_0$  могут быть найдены исходя из ослаблений в свободном пространстве, в атмосферных газах, в осадках, прочих (деполяризация, ионосферные эффекты [8]).

### 5.3. Затенение лесными массивами

Затенение деревьями, как и в случае зданий, также оказывается значительным, если объекты растительности находятся в области существенной зоны Френеля. Возможны два способа учета данного вида затенений: эмпирический, описанный в [63], и физико-статистический (подразд. 2.2).

Изложенный в [63] метод дает оценку глубины замираний, вызванных придорожными деревьями, в зависимости от угла места  $\theta$  спутника и процента мест вдоль трассы  $P$ . Данная модель справедлива для частотного диапазона 0.8–20 ГГц, углов места  $7^\circ$ – $60^\circ$ , процентов мест 1–80%.

Ослабление для частоты 1.5 ГГц и процентов мест 1–20%, дБ,

$$L(P, \theta) = -(3.44 + 0.0975\theta - 0.002\theta^2) \ln P + (-0.443\theta + 34.76), \quad (5.5)$$

где  $\theta$  в градусах,  $P$  в процентах.

Пересчет на другую частоту (из диапазона 0.8–20 ГГц), дБ, осуществляется следующим образом:

$$L(P, \theta, f_2) = L(P, \theta) \exp \left\{ 1.5 \left[ \frac{1}{\sqrt{f_1}} - \frac{1}{\sqrt{f_2}} \right] \right\}, \quad (5.6)$$

где  $f_1, f_2$  в ГГц и  $f_1=1.5$ . Для пересчета в диапазон процентов мест 20–80%, дБ, используется формула

$$L(P, \theta, f_2) = \frac{L(20\%, \theta, f_2)}{\ln 4} \ln\left(\frac{80}{P}\right). \quad (5.7)$$

Во всех выражениях для углов места, меньших  $20^\circ$ , необходимо подставлять величину  $\theta = 20^\circ$

В случае нахождения АС вне объектов растительного покрова и при наличии информации об их высоте, расчет ослабления, вызванного лесными массивами, предпочтительнее проводить с помощью модели дифракции на верхней кромке леса. Указанные объекты рассматриваются как непрозрачные экраны и для расчета дополнительных потерь затенения следует воспользоваться (5.1).

При нахождении АС внутри растительного покрова можно воспользоваться выражением для погонного ослабления, приведенного в подразд. 2.2. Ослабление может быть дополнительно скорректировано для лиственных лесов с помощью эмпирической поправки [64], а именно: для периодов наличия лиственного покрова ослабление вычисляется из (2.16) в дБ, а в случае отсутствия листвы его значение, дБ, уточняется, исходя из выражения [64]

$$L_{\text{лист}} = 0.351 + 6.825(L_{\text{нет.лист}})^{0.578}. \quad (5.8)$$

Использование данной поправки справедливо при условии:  $1 < L_{\text{нет.лист}} < 15$  дБ и  $8 < L_{\text{лист}} < 32$  дБ. Однако при малом угле возвышения спутника над территорией обслуживания величина затухания из-за большой длины трассы, проходящей через растительный покров, будет значительной. В этом случае необходимо воспользоваться методом дифракции на «мнимой» кромке леса (п. 4.3.3), для чего требуется информация о плотности растительности.

#### 5.4. Затенение рельефом

Ослабление, вызванное затенением рельефом местности, вычисляется в зависимости от того, чем аппроксимируются неровности местности.

В случае аппроксимации неровностей клиновидными препятствиями расчет ослабления поля производится согласно (1.25). При этом значение параметра дифракции определяется, исходя из (1.23).

В случае цилиндрической аппроксимации особенности рельефа ослабление вычисляется согласно (1.33).

При нахождении в области существенной зоны Френеля нескольких препятствий расчет ослабления производится с помощью методов, описанных в подразд. 3.2, 3.3. Выбор метода осуществляется на основе анализа величин ослаблений, вносимых каждым отдельным препятствием.

## 5.5. Расчет затенений на реальных территориях с применением детализированной базы данных

Для расчета потерь распространения с помощью детерминистских методов требуется детальное описание территории обслуживания. В качестве цифровой модели местности может выступать ЦКМ, в которой содержится информация о квартальной застройке или застройке зданий, информация о рельефе местности, а также информация об объектах растительности и водных объектах.

При наличии карты квартальной застройки корректная оценка потерь затенения с помощью предложенной модели дифракции на ряде экранов возможна на различного вида дорогах и трассах, разделяющих кварталы.

Если в распоряжении проектировщика имеется карта, содержащая информацию о зданиях, появляется возможность оценки потерь затенения и на внутриквартальной территории.

На рис. 5.5–5.8 представлены результаты расчетов затенений, вносимых различными препятствиями, расположенными на земной поверхности. Расчет производился для участков территории Санкт-Петербурга, схематическое изображение которых приведено на рис. 5.4,а,б.

Для расчета дифракционного ослабления на различного рода препятствиях использовалась ЦКМ. К цифровой карте, содержащей слои застройки, рельефа и растительности, предъявляются требования, аналогичные приведенным в подразд. 4.3.

При расчетах использовались реальные данные о группировке спутников геостационарных и с высокоэллиптической орбитой (значение большой полуоси орбиты, наклонение орбиты, эксцентриситет, гринвичская долгота восходящего узла, аргумент перигея, эксцентрическая аномалия). На основании этих данных были получены углы азимута и места для различных расчетных зон.

Спутники можно подразделять по углам прихода их луча на территорию: 5, 20° для спутников 1, 2 соответственно.

Как и в случае систем сухопутной подвижной связи, окончательное представление результатов расчета возможно с помощью построения карты потерь. При этом отличие от случая макросот будет только в модели расчета ослабления радиоволн. В остальном процедура построения карты потерь будет аналогична процедуре для макросотовой системы.

## **6. ОСОБЕННОСТИ ПЛАНИРОВАНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ, РАБОТАЮЩИХ В ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН**

### **6.1. Цели и этапы планирования**

Быстрое развитие сетей сотовой связи, как фиксированной, так и мобильной, сделали весьма актуальным вопрос о рациональном использовании радиоспектра высокочастотного диапазона, в связи с чем возникла необходимость оптимального частотно-территориального планирования сетей радиосвязи (ЧТП). ЧТП предусматривает выбор структуры (конфигурации) сети, места установки БС, выбор типа, высоты и ориентации антенн, распределение частот между БС.

Для уменьшения капитальных затрат должна осуществляться оптимизация частотно-территориального плана, т. е. разработка плана, обеспечивающего заданную зону обслуживания (ЗО), емкость сети, требуемое качество обслуживания при минимальном числе БС и минимальном числе используемых частот.

Целью ЧТП является:

- обеспечение покрытия (охвата) требуемой ЗО или дальности связи с требуемым качеством передачи сообщений;
- обеспечение емкости для обслуживания телефонной нагрузки с требуемой надежностью;
- минимизация стоимости инфраструктуры сети связи с учетом требований и возможностей заказчика.

ЧТП для систем сотовой подвижной связи включает:

- разработку плана размещения БС в заданной территориальной зоне;
- разработку плана распределения БС (секторов) по частотно-совместимым группам;
- адаптацию планов к условиям территориальных и частотных ограничений требуемой зоны обслуживания;
- присвоение частот БС сети в пределах выделенного частотного ресурса при минимизации внутрисистемных помех в совмещенном и смежных каналах и обеспечении заданной пропускной способности;
- уточнение состава оборудования базовых станций.

Оптимальное ЧТП осуществляется методом последовательных приближений, начиная с оценки предварительного частотного плана с дальнейшим изменением частотных и энергетических факторов.

Исходными данными для расчета параметров сети являются:

- площадь требуемой ЗО сети ( $S$ , кв. км);
- число пользователей (абонентов) в ЗО ( $N_a$ );

- число радиоканалов (дуплексных пар рабочих частот), выделенных оператору ( $N_{\text{рк}}$ );
- число каналов, приходящихся на одну несущую (для стандарта TETRA  $n_a = 4$ , для стандарта GSM  $n_a = 8$ );
- число каналов, используемых для управления и сигнализации ( $N_{\text{упр}}$ );
- допустимая вероятность блокирования вызова (отказа в обслуживании) в час наибольшей нагрузки (ЧНН)  $P_{\text{бл}}$  (в соответствии с требованиями  $P_{\text{бл}} = 1 \dots 5\%$ );
- активность одного абонента в ЧНН  $A_{\text{ср}}$  (в соответствии с требованиями  $A_{\text{ср}} = 0.01 \dots 0.05$  Эрл).

Важным моментом является построение предварительного частотно-территориального плана сотовой сети (первая стадия проектирования). При этом принимается постоянная плотность абонентского трафика на территории обслуживания и, соответственно, размеры всех сот сети. Морфоструктура местности считается однотипной (открытая местность, пригородный район либо городская застройка). Для повышения точности предварительного плана сети всю территорию обслуживания можно условно разбить на фрагменты, где сформулированные выше допущения можно считать приемлемыми. Сущность первой стадии сводится, во-первых, к определению размеров ЗО одной БС (одной соты) в зависимости от бюджета потерь в линиях БС→АС и АС→БС, высот и направленности антенн, морфоструктуры местности. Во-вторых, к наложению полученного сотового шаблона на карту местности, тем самым, к определению необходимого количества БС. В-третьих, к распределению выделенного частотного ресурса между БС (сотами) в целях обеспечения требуемой емкости сети.

Полученный в результате на первой стадии проектирования частотно-территориальный план дает общее представление о ЗО и внутри-системной электромагнитной совместимости радиосредств. Это связано в основном с использованием упрощенной модели распространения радиоволн. Для определения реального очертания ЗО БС на следующей стадии проектирования необходимо применение моделей, более детально учитывающих условия распространения радиоволн, в сочетании с использованием ЦКМ и измерениями уровня сигнала на реальных территориях размещения АС.

После инсталляции сети она постоянно оценивается на соответствие достаточно часто меняющимся требованиям. При этом проводятся:

- проверка правильности ЧТП;

– коррекция частотно-территориального плана в соответствии с жалобами абонентов;

– совершенствование сети в части расширения зоны обслуживания и изменения количества абонентов, и т. д.

В процессе функционирования сеть нуждается в постоянной ревизии, так как обычно число абонентов возрастает. В конечном счете, сеть исчерпывает имеющиеся резервы и требуется ее расширение, сводящееся к увеличению числа БС. Увеличение числа каналов обычно не производится, так как получить дополнительные каналы весьма сложно и дорого. При описанном выше расширении необходимо повторение процесса ЧТП.

## 6.2. Построение предварительного частотно-территориального плана

### 6.2.1. Определение размеров одной соты

Рассмотрим в качестве примера стандарт TETRA, для которого, в частности, выделен диапазон частот 410–430/450–470 МГц.

Определение размеров одной соты начинается с нормирования мощности, радиопередающих устройств (РПДУ) БС и АС относительно величины 1 мВт. Формула нормирования имеет вид

$$P_t = 10 \lg(p_t) + 30. \quad (6.1)$$

Эквивалентная изотропная излучаемая РПДУ БС или АС мощность, дБм, определяется выражением

$$P_{eirp} = P_t + G_t - L_{st}. \quad (6.2)$$

Потери в АФТ передачи, дБ, в свою очередь равны

$$L_{st} = B_F + B_C + B_{CO} + B_D, \quad (6.3)$$

где  $B_F$  — потери в фидере, ведущем от РПДУ к антенне,  $B_C$  — потери в комбайнере,  $B_{CO}$  — потери в коплере,  $B_D$  — потери в дуплексере.

Изображенная на рис. 6.1 структурная схема РПДУ БС поясняет, что представляют собой некоторые величины в (6.2) и (6.3). Собственно РПДУ БС состоит из нескольких приемопередающих модулей. В состав входят также:

– комбайнеры - специальные фильтры, которые должны обеспечить как сложение мощностей отдельных модулей на общую нагрузку (антенну), так и развязку выходов относительно друг друга, чтобы предотвратить появление интермодуляционных искажений. Комбайнеры выполняются либо на объемных резонаторах, либо с помощью гибридно-пленочной технологии. Потери в данном устройстве изменяются в пределах от 2 до 8 дБ и зависят не только от технологии изготовления,

но и от количества передающих модулей и величины отстройки между рабочими частотами модулей;

– коплер – сумматор мощностей отдельных групп передатчиков БС (название происходит от слова couple – объединять). В современных БС чаще всего используется малое количество РПДУ (два, три).

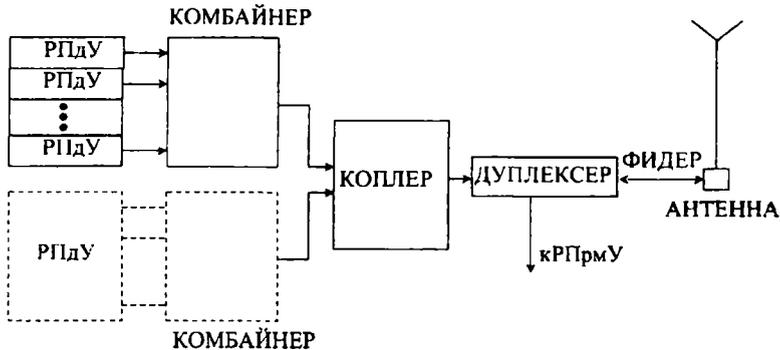


Рис. 6.1. Структурная схема РПДУ БС

Дополнительные потери в тракт передачи вносит антенный коммутатор (дуплексер), необходимый при работе приемных и передающих устройств на общую антенну ( $B_D \cong 1$  дБ).

Для АС можно пренебречь потерями в фидере, так как он очень короткий, либо вообще отсутствует ( $B_F = 0$ ). Поскольку комбайнеры и коплеры в АФТ АС отсутствуют, то  $B_C$  и  $B_{CO}$  равны нулю. Таким образом для АС  $L_{st}=0$ , также  $L_{sr}=0$

В дальнейшем рассмотрим встречающийся на практике случай использования одной стойки РПДУ в БС. В этом случае коплер отсутствует и  $B_{CO}=0$ . Используя типовое значение  $B_F=1.5$  дБ и  $B_C=3.5$  дБ, потери в АФТ, ведущем от РПДУ к антенне БС ( $L_{st}$ ), в среднем можно принять равным 6 дБ (2.5 дБ при отсутствии комбайнера). При этом на БС  $L_{sr}=2.5$  дБ.

Значения усредненных коэффициентов усиления антенн БС и АС соответственно можно полагать равными 8 дБ и 0 дБ.

Большинство стандартов транкинговых систем радиосвязи предусматривают выпуск автомобильных АС, для них значения потерь составляют:

$$B_F=B_{CO}=B_{CO}=0 \text{ дБ}, B_D=1 \text{ дБ}, G_{r(r)}=0 \text{ дБ}.$$

Если в качестве примера взять мощность БС —  $p_t=25$  Вт, автомобильной АС —  $p_t=10$  Вт и носимой АС —  $p_t=3$  Вт, что соответствует,

например, станциям фирмы Motorola или Simoco Frequentis, то соответственно получим  $P_{\text{дир}} = 46 \text{ дБм}; 39 \text{ дБм}; 33.8 \text{ дБм}$ .

Необходимая мощность сигнала на приемной антенне для обеспечения уверенного приема может быть вычислена с помощью выражения

$$P_{\text{min}} = P_s - G_r + L_{sr} + \Delta, \quad (6.4)$$

где  $P_s$  — чувствительность приемника, дБм;  $\Delta$  — поправочный коэффициент, обеспечивающий заданную вероятность превышения мощности сигнала на входе антенны приемника относительно среднего значения.

Коэффициент  $\Delta$  вводится в целях обеспечения устойчивой связи. Все модели распространения радиоволн между БС и АС и наоборот не в состоянии учитывать в полном объеме разнообразие механизмов, приводящих к изменению сигнала на входе приемника. Обычно во всех моделях используют усредненные значения статистических характеристик сигналов. Это означает, что в 50% случаев уровень электромагнитного поля может быть выше значения, предсказанного в модели, а в 50% — ниже, т. е. при  $\Delta=0$  можно полагать, что в 50% случаев сигнал ниже уровня чувствительности приемника, а в 50% — выше.

Изменение уровня сигнала имеет нормальное распределение [65]. Если уровень сигнала измеряется в децибелах, то распределение вероятностей появления того или иного уровня сигнала подчиняется логарифмически-нормальному закону. СКО для этого закона в модели Окамура-Хата на частоте 450 МГц можно принять равными 7.5 и 5.5 дБ для пригородной и городской местности соответственно.

Большинство систем наземной связи с подвижными объектами рассчитываются на 90% уровень надежности. Это означает, что с вероятностью 0.9 уровень принимаемого сигнала должен быть выше порогового уровня чувствительности приемника. Для обеспечения такого качества связи предусматривается введение определенного коэффициента надежности  $k$ . Тогда произведение этого множителя на СКО и будет величиной  $\Delta$ . Значения этих коэффициентов для различных уровней надежности приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Надежность связи, %	90	95	99	99,99
Множитель надежности $k$	1.28	1.64	2.3	3.73

Таким образом, при расчете потерь распространения по модели Окамура-Хата для РЭС, работающих в диапазоне 450 МГц, величина  $\Delta$  для пригорода равна 9.6 дБ, а для города — 7 дБ.

Чувствительность приемников БС и АС стандарта TETRA, выпускаемых различными фирмами, в среднем равна соответственно  $-105$  дБм и  $-103$  дБм.

Коэффициент усиления приемных антенн ( $G_p$ ) при передаче по нисходящей ветви БС→АС —  $0$  дБ, наоборот, по восходящей АС→БС —  $8$  дБ.

Коэффициент потерь в цепях между антенной и приемниками ( $L_{sr}$ ) может быть принят для БС равным  $6$  дБ, а для АС —  $1$  дБ.

Таким образом, подставляя в (6.4) приведенные выше значения коэффициентов, получим значения необходимых мощностей на приемных антеннах БС и АС сети стандарта TETRA, рассматриваемой в качестве примера. Для случая передачи от БС к АС в условиях пригорода значение мощности  $P_{\min} = -92.4$  дБм, а для случая передачи от АС к БС  $-97.4$  дБм. Для условий города соответствующие значения будут равны соответственно  $-94.2$  дБм и  $-99.2$  дБм.

Допустимый уровень потерь на трассе распространения радиоволн ( $L$ ) определяется разностью:

$$L = P_{\text{eirp}} - P_{\text{min}} . \quad (6.5)$$

Используя соответствующие выражения из табл. 4.1, можно рассчитать приближенную зависимость потерь от расстояния.

Получая из (6.5) значение допустимого уровня потерь на трассе распространения, можно определить радиус соты. При этом, поскольку энергетический потенциал нисходящей связи БС→АС ( $138.4$  дБ пригорода и  $140.9$  дБ для города) выше, чем для восходящей связи АС→БС ( $131.2$  дБ для пригорода и  $133.7$  дБ для города), оценка дальности связи должна производиться для направления АС→БС.

Продолжая рассматривать в качестве примера систему связи на основе стандарта TETRA, с учетом значений величин  $h_b=30$  м,  $h_m=1.5$  м, получим дальность связи для случая носимых АС мощностью  $3$  Вт:

в условиях города —  $2.7$  км,

в условиях пригорода —  $4.0$  км.

### **6.2.2. Влияние различных факторов на размеры соты и уровень соканальных помех**

Проведенные расчеты не учитывают ослабления электромагнитного поля в случае расположения абонента в автомобиле или внутри здания. Точное определение указанного ослабления крайне затруднительно и зависит от расположения абонента (например у окна или вдали от него), материала стен, которые обладают разной проницаемостью для

электромагнитных волн (железобетон, кирпич, дерево и др.). Ослабление поля в соответствии с экспериментальными данными колеблется в пределах от 8 до 15 дБ. Выбрав среднее значение 12 дБ, получим значения дальности связи: для города — 1.25 км и пригорода — 1.8 км.

В системах транкинговой и сотовой связи часто используются методы разнесенного приема, которые являются наиболее простыми и дешевыми при реализации. Они, как известно, основаны на организации разных путей передачи сигналов. В случае разнесенного приема применяется одна передающая и несколько приемных антенн (обычно две). Использование метода автовыбора, т. е. выбора пути с наибольшим уровнем сигнала, обеспечивает улучшение помехоустойчивости.

В транкинговых сетях этот метод может быть реализован на БС и иногда на автомобильных АС. Практика показывает, что его использование приводит к увеличению отношения сигнал-помеха в среднем на 4 дБ. Последнее эквивалентно улучшению чувствительности приемника БС при передаче от АС к БС. Тогда дальность связи возрастает в условиях города до 3.6 км, пригорода — до 5.2 км. Если АС расположена в автомобиле или здании, соответственно имеем 1.6 км, 2.4 км.

Как отмечалось ранее, многолучевое распространение приводит к быстрым замираниям сигналов. Периодичность этих замираний в пространстве при перемещении АС составляет около полуволны несущей частоты. Для стандарта ТЕТРА, где средняя частота 440 МГц, эта периодичность равна 30–40 мс. Период замираний 20–30 мс при скорости АС 50 км/ч. При меньших скоростях замирания сигнала из-за большей длительности периода растягиваются на большее время, что повышает вероятность ухудшения связи.

Одной из мер борьбы с этим явлением может быть режим скачков частоты (frequency hopping). Его сущность состоит в псевдослучайной перестройке несущей частоты, значение которой выбирается из выделенного системе связи набора частот. Различаются медленные и быстрые скачки по частоте. При медленных скачках период изменения частоты много больше скорости передачи сообщений (медленная перестройка), при быстрых - скорость смены частоты превышает скорость передачи сообщений (быстрая перестройка). Поскольку рэлеевские замирания частотно зависимы, то высока вероятность того, что при перестройке несущей частоты на новой частоте замирания отсутствуют. Следовательно, снижается вероятность длительных замираний и, соответственно, групповых ошибок (большое число ошибочных символов, следующих в сообщении подряд).

Если не используется режим «скачков частоты», то желательно увеличить чувствительность приемников на 3 дБ, чтобы компенсировать возможное ухудшение связи при медленном движении абонентов.

Подтверждением правильности предлагаемой методики оценки размеров одной соты являются расчеты и их экспериментальная проверка, выполненные для аппаратуры TETRA производства Motorola.

При проведении экспериментов антенна БС была установлена на телебашне в Санкт-Петербурге на высоте 200 м. Мощность РПДУ БС и АС были равны 25 и 3 Вт соответственно. На рис. 6.2 приведены расчетные (пунктир) и экспериментальные (сплошная линия) результаты.



Рис. 6.2. Расчетные (пунктир) и экспериментальные (сплошная линия) результаты



а)



б)

Рис. 5.4. Участки территорий:

а) город с высотными зданиями; б) город со средневысотной застройкой

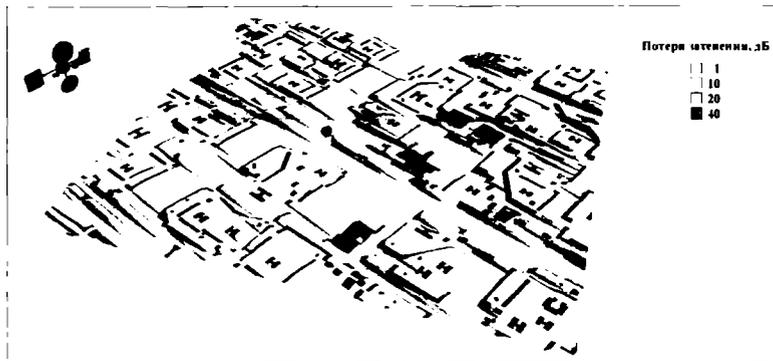


Рис. 5.5. Город с высотными зданиями, спутник 1

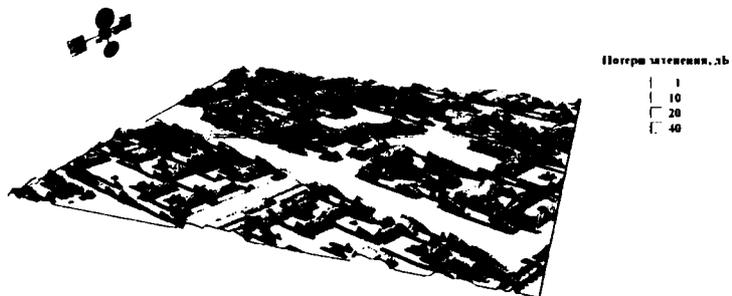


Рис. 5.6. Город с высотными зданиями, спутник 2

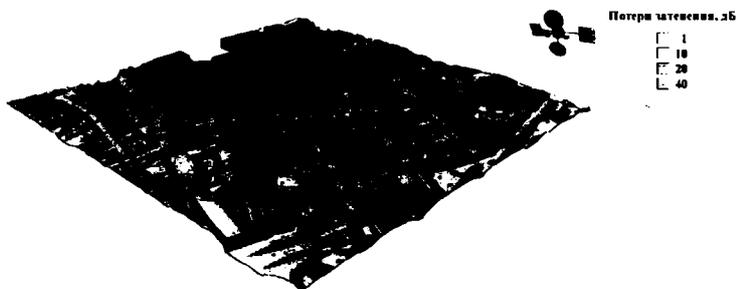


Рис. 5.7. Город со средневысотной застройкой, спутник 1



Рис. 5.8. Город со средневысотной застройкой, спутник 2

Следует отметить, что в направлении на юг и восток совпадение расчетных и экспериментальных результатов вполне удовлетворительное, чего нельзя сказать о направлениях на север и запад. Это объясняется экранирующим влиянием металлоконструкций телебашни, так как антенна с круговой диаграммой направленности была расположена с юго-восточной стороны башни.

В случае повторного использования частот в сотах, отстоящих друг от друга на определенном расстоянии, необходимо определить уровень соканальных помех, т. е. помех по совпадающим частотным каналам. В цифровых системах стандарта TETRA допустимый уровень соотношения сигнал-помеха, необходимый для обеспечения достаточно надежной связи, равен 19 дБ.

Рассмотрим случай использования транкинговой связи на транспорте.

На рис. 6.3 изображено несколько сот, расположенных вдоль транспортной магистрали. Анализируется случай, когда БС расположены в центре сот и антенны их передатчиков имеют круговые диаграммы направленности. Помеха, создаваемая передатчиком соты *a*, имеет максимальный уровень на краю соты *b* (звездочка на рисунке). В то же время сигнал в соте *b* минимален при передаче от АС к БС в центре соты. Таким образом, точка в центре соты *b*, обозначенная двумя звездочками, имеет наихудшее соотношение сигнал-помеха. Если в этой точке отношение сигнал-помеха не превосходит 9 дБ, то в соте *b* могут быть повторно использованы частотные каналы соты *a*.

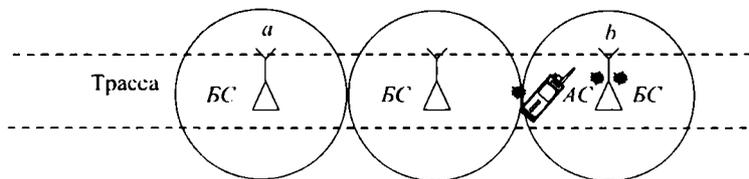


Рис. 6.3. Расположение сот в сети TETRA

Конкретизируем случай сети стандарта TETRA, БС которой расположены вдоль трассы, как изображено на рис. 6.3. Будем полагать, что высота подвеса антенн БС и носимой АС составляет 30 и 1.5 м соответственно, а энергетические характеристики оборудования РЭС совпадают с ранее приведенными. Полагая, что местность является сельской (СКО модели Окамура-Хата как и для пригорода равна 7.5 дБ), радиус соты составит в этом случае 9.1 км. Сигнал БС соты *a* при прохождении к соте *b* в точку, обозначенную звездочкой, расположенную на расстоя-

нии 27.3 км ослабевает на 148 дБ. Сигнал БС соты *b* ослабевает в точке «звездочка» на БС 131 дБ. Мощности сигналов на приемной антенне АС в точке «звездочка» от БС соты *a* и *b*, будут равны –109 и –92 дБм соответственно. Разница между ними –17 дБ, что и является отношением сигнал–помеха. Указанное значение не обеспечивает уверенного приема. Таким образом, может быть сделан вывод, что соты с одинаковыми частотными каналами должны быть расположены друг от друга через две, а не через одну соту, как показано на рис. 6.3.

### *6.2.3. Определение емкости сети*

В системах мобильной связи АС при соединении производит поиск свободного канала связи. При этом основным является вопрос, какова вероятность того, что АС найдет все каналы занятыми, если в распоряжение определенного числа абонентских станций предоставлено ограниченное число каналов связи. Если же это событие произошло, то какова вероятность того, что время ожидания освобождения какого-либо канала будет больше заданного значения?

При определении емкости сети следует учитывать, что транкинговые сети связи могут реализовать два алгоритма обслуживания: с отказом и с ожиданием. В первом случае абонент при исходящем вызове, услышав сигнал «занято», вынужден повторять операцию вызова, пока не освободится один из каналов связи. Во втором - при невозможности немедленного выхода на связь (все каналы заняты) заявка (вызов) ставится в очередь до освобождения одного из каналов.

Основными критериями оценки качества работы системы с отказами, с точки зрения потребителя, является вероятность отказа в связи (вероятность блокирования вызова). В случае системы связи с ожиданием — время ожидания предоставления связи.

Мерой, характеризующей емкость системы, является объем реализованной нагрузки за некоторый период времени. Это сумма всех длительностей занятия каналов связи в течение определенного периода времени. Обычно используется понятие интенсивности нагрузки за период времени, в течение которого объем изменяется. Таким образом, интенсивность нагрузки - это средняя активность радиообмена за единицу времени.

В случае обслуживания с отказом (в стандарте TETRA и в сотовых системах связи используется именно такой принцип работы) вероятность блокирования вызова вычисляется с помощью «В-формулы Эрланга»:

$$P_{\text{бл}} = \frac{1}{1 + N_{\text{траф}} \cdot A^{-N_{\text{траф}}} \cdot \exp(A) \cdot \Gamma(N_{\text{траф}}, A)}, \quad (6.6)$$

где  $N_{\text{траф}}$  — число каналов передачи информации (трафика);

$A$  — абонентская нагрузка, равная произведению количества абонентов на  $A_{\text{ср}}$ , Эрл.

$\Gamma(N_{\text{траф}}, A)$  — неполная гамма-функция Эйлера:

$$\Gamma(N_{\text{траф}}, A) = \int_A^{\infty} t^{N_{\text{траф}}-1} e^{-t} dt. \quad (6.7)$$

Выражение (6.6) используется для определения необходимого количества радиоканалов в зависимости от ожидаемой нагрузки на соту заданной допустимой вероятности блокирования вызова в ЧНН. Результаты расчетов по (6.6) представлены в табл.6.2.

Таблица 6.2

$N_{\text{траф}}$	$P_{\text{бл}}, \%$					
	1	2	3	5	10	20
1	0.01010	0.02041	0.03093	0.05263	0.11111	0.25000
4	0.86942	1.09230	1.25890	1.52460	2.04540	2.94590
8	3.12760	3.62710	3.98650	4.54300	5.59710	7.36920
12	5.87600	6.61470	7.14100	7.95010	9.47400	12.03600
16	8.87500	9.82840	10.50500	11.54400	13.50000	16.80700
20	12.03100	13.18200	13.99700	15.24900	17.61300	21.63500
24	15.29500	16.63100	17.57700	19.03100	21.78400	26.49900

Из данных табл. 6.2 следует, что увеличение числа каналов передачи информации приводит, при одном и том же значении вероятности блокирования вызова, к резкому увеличению допустимой абонентской нагрузки.

## ЛИТЕРАТУРА

1. ITU-R Recommendations. 1999. P. 341-5.
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. -М.: Связь, 1972.
3. Beckmann P., Spizzichino A. The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces.- USA, Norwood, Artech, 1987.
4. ITU-R Recommendations. 2001. P.1411-1.
5. Введенский Б.А., Аренберг А.Г. Распространение ультракоротких радиоволн. – М.: Связьрадиоиздат, 1938.
6. Отчеты МККР. 1990. Приложение к т. V. Отчет 1145.
7. ITU-R Recommendations. 2001. P. 526-7.
8. Saunders S. R. Antennas and propagation for wireless communication systems. – New York: Wiley, 1999.
9. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн. – М.: Мир, 1978.
10. Van de Pol B., Bremmer H. The diffraction of electromagnetic waves from an electrical point source round a finitely conducting sphere, with application to radiotelegraphy and the theory of the rainbow Phil.Mag. 1937. XXIV. P. 141–176 (part 1) and 825–862 (part 2).
11. Vogler L.E. Calculation of groundwave attenuation in the far diffraction region // Radio Sci. – 1964. –V. 68D. – № 7.
12. Piazzzi L., Bertoni H.L Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications // IEEE Trans. Ant. Propag. – 1998. – V. 46. – № 8.
13. ITU-R Recommendations. 1999. P. 676–3.
14. Marshal J. S. The distribushion of raindrops with size // Metrology. – 1948. – № 5.
15. ITU-R Recommendations. 1999. P. 838–1.
16. ITU-R Recommendations. 2001. P. 618–7.
17. ITU-R Recommendations. 2001. P. 837–3.
18. Методика расчета трасс аналоговых и цифровых РРЛ прямой видимости. Т. 1, 2 / НИИР. – М., 1987.
19. Калинин А.И. Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиoliniй. – М.: Связь, 1979.
20. Справочник по радиорелейной связи/Н.Н. Каменский и др.; Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981.
21. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. – М.: Радио и связь, 1990.
22. Распространение УКВ в городах // Итоги науки и техники. – 1991. –Т.42. (Сер. Радиотехника)
23. Ikegami F. Propagation factors controlling mean field strength on urban streets// IEEE Trans. Ant. Propag. – 1984. – V. 32. – № 8.
24. Троицкий В.И, Шур А.А. Особенности распространения радиоволн УВЧ и СВЧ диапазонов внутри зданий // Электросвязь. – 1998. – № 8.
25. ITU-R Recommendations. 2001. P. 833-3.
26. Пономарев Л.И, Манкевич Т.Л. Моделирование радиотрасс мобильных систем связи // Зарубежная радиоэлектроника. – 1999. – № 8.

27. Tamir T. On Radio-wave propagation in forest environments // IEEE Trans. Ant. Propag. – 1967. – V. 15. – № 12.

28. Андреев Г.А и др. Характеристики поля пучка миллиметровых волн в тени лесопарковой зоны // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 11.

29. Андреев Г.А, Потапов А.А. Миллиметровые волны в радиолокации // Зарубежная радиотехника. – 1984. – № 11.

30. Parsons J. D. The Mobile Radio Propagation Channel.- USA, New York: Wiley, 1992.

31. ITU-R Recommendations. 1997. P. 1057.

32. Bultitude R.J.C. Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 MHz // IEEE J. Selected Areas Comm.- 1989. – V. 7. – № 1.

33. Mohr W. Wideband propagation measurements of mobile radio channels in mountainous areas in the 1800 MHz frequency range // 43rd IEEE Veh. Tech. Conf Record.- – 1993. – May.

34. ITU-R Recommendations. 2001. P. 1546.

35. ITU-R Recommendations. 2001. P. 453-8.

36. В. Ю. Бабков, М. А. Вознюк, П.А. Михайлов. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование / СПбГУТ. – СПб, 2000.

37. Deygout J. Multiple knife-edge diffraction of microwaves // IEEE Trans. Ant. Propag. – 1966. – V. 14. – № 4.

38. Epstein J., Peterson Donald W. An experimental study of wave propagation at 850 Mc. // Proc. IRE. – 1953. – V. 41. – № 5.

39. Giovanelli C.L. An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction // IEEE Trans. Ant. Propag. – 1984. – V. 32. – № 3

40. Ding. Prediction of hilly terrain diffraction loss experienced by microwaves // IEEE Int. Conf. Commun.-N.Y.-1992.- V.6.

41. Causebrook J.H. Medium wave propagation in built-up area // Proc. IRE. – 1978. – V. 125. – № 9.

42. Millington G. et al. Double knife-edge diffraction in field strength predictions // Proc. IRE. – 1962. – V. 109. – № 16.

43. Whitteker J. Diffraction over multiple rounded obstacles // Radio Science. – 1988. – V. 19. – № 1

44. ITU-R Recommendations. 1994. P. 526-4.

45. ITU-R Recommendations. 1997. P. 368-7.

46. Okumura J. et al. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service // Rev. Inst. Elec. Eng. – 1968. – V. 16. – № 9,10.

47. Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile services // IEEE Trans. Vehicular Technology. – 1980. – V. 29. – № 3.

48. ITU-R Recommendations. 1999. P.529-3.

49. Lee W.Y. Mobile communications design fundamentals – McGraw Hill, N. Y.- 1995.

50. Medeisis A. Adaptation of the universal propagation prediction models to address the specific propagation conditions and the needs of spectrum managers // IEEE AP 2000, Millenium Conf. on. Davos. 2000, 9–14 April.

51. Ikegami F. et al. Theoretical prediction of mean field strength on urban mobile radio // IEEE Trans. Ant. Propag. – 1991. – V. 39. – № 3.

52. Xia H.H. A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 1997. – V. 46. – № 4.
53. Bertoni H.L. Diffraction of cylindrical and plan waves by an array of absorbing half screens // *IEEE Trans. Ant. Propag.* – 1988. – V. 40. – № 2.
54. Boersma J. Computation of Fresnel integrals // *Math. Comput.* – 1960. – V. 14.
55. Walfish J. and Bertoni H.L. A theoretical model of UHF propagation in urban environments // *IEEE Trans. Ant. Propag.* – 1988. – V. 38. – № 12.
56. Bertoni H.L. Effect of terrain on path loss in urban environments for wireless applications // *IEEE Trans. Ant. Propag.* – 1998. – V. 46. – № 8. – P. 1138–1147.
57. Dongsoo H. et al. Comment on diffraction loss of rooftop-to-street in COST 231-Walfisch-Ikegami model // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 1999. – V. 48. – № 5.
58. ITU-R Recommendations. 2001. P.1411-1.
59. Xia H.H. Microcellular propagation characteristics for personal communications in urban and suburban environments // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 1994. – V. 43. – № 3.
60. Feurestein M. J. et al. Path loss, delay spread, and outage models as a functions of antenna height for microcellular system design // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 1994. – V. 43. – № 3.
61. Erceg V. Urban and suburban out-of-sight propagation modeling // *IEEE Com. Magazine.* – 1992. – V. 39. – № 6.
62. Милютин Е.Р., Василенко Г. О. Использование технологий геоинформационных систем для расчета радиопокрытия сотовых систем связи // *Вестник связи.* – 2003. – № 5.
63. ITU-R Recommendations. 1997. P.681-3.
64. Goldhirh J. et al. Propagation effects for land mobile satellite systems: overview of experimental and modeling results // *NASA reference publication 1274.* – 1992. – Feb.
65. Быховский М.А. Частотное планирование сотовых сетей подвижной радиосвязи // *Электросвязь.* – 1993. – № 8.