

Раздел 2. Распространение радиоволн

Лекции 1-2. Особенности распространения радиоволн в системах мобильной связи

Введение.

Последние десятилетия характеризуются быстрым внедрением сотовых систем подвижной связи, предназначенных для передачи подвижным абонентам телефонных сообщений и цифровых данных [1-7]. В таких системах связи территория обслуживания (город, регион) делится на большое число рабочих зон (сот), внутри которых связь между мобильными и базовыми станциями осуществляется по радиоканалу. Размеры сот в крупных городах составляют около 2 км, а при увеличении числа абонентов могут быть уменьшены до 0,5 км. В пригородных зонах радиус сот может возрасти до десятков километров и ограничиваться расстоянием прямой видимости антенны базовой станции. Ограниченность радиуса действия дает возможность организовать сотовую сеть, в которой одни и те же частотные каналы могут использоваться в различных несмежных участках сот. Наряду с сотовыми системами внедряются системы персональной радиосвязи, которые характеризуются микро- и пикосотовой структурой с радиусом зон от нескольких сотен до 10-60 м. Такие системы работают, как правило, в диапазоне миллиметровых радиоволн и позволяют эффективно обслуживать офисы, магазины, вокзалы и другие объекты.

При организации сети сотовой связи для определения оптимального места установки и числа базовых станций, а также для решения других задач необходимо уметь рассчитывать характеристики сигнала в любой точке пространства в пределах всей зоны обслуживания. Городская среда создает специфические условия для распространения радиоволн. Теневые зоны, многократные отражения и рассеяние волн формируют многолучевые поля со сложной интерференционной структурой и резкими пространственными изменениями уровня сигнала. Многолучевой характер распространения радиоволн, когда в точку приема приходят волны с разных направлений и с разными временными задержками, порождает явления межсимвольной интерференции при передаче кодовых последовательностей. Искажения сигнала, обусловленные межсимвольной интерференцией, могут вызывать серьезное ухудшение характеристик системы и качества высокоскоростной передачи цифровой информации, если длительность задержки превышает длительность символа. Необходимой предпосылкой для разработки эффективных систем связи, работающих в городской среде, является глубокое знание характеристик многолучевого канала распространения.

Любую радиотрассу можно представить в виде набора нескольких основных путей, по которым сигнал от антенны базовой станции доходит до антенны мобильного телефона и наоборот. На каждом из этих путей находятся различные объекты, влияющие на распространение радиоволн. В городских условиях можно выделить следующие основные элементы:

- направляющие структуры (проспекты, улицы, участки рек, контактные линии городского электротранспорта и др.);
- отдельное здание или группы зданий;
- поверхность Земли и препятствия на ней (автомобили, столбы, заборы и т.п.);
- участки растительности (парки, скверы, дворовые насаждения и пр.).

Моделирование влияния перечисленных объектов на распространения радиоволн можно осуществлять различными способами: детерминированными, статистическими и комбинированными. К первым относят в основном методы геометрической оптики, физической и геометрической теорий дифракции, метод параболического уравнения, а также численные методы электродинамики. Они позволяют произвести расчеты напряженности поля с большой степенью точности, но предъявляют высокие требования к точности задания модели среды. Статистические методы учитывают случайный характер распределения неоднородностей среды, оказывающих влияние на процесс распространения радиоволн. Эти методы позволяют предсказать некоторые средние характеристики сигналов.

В курсе лекций предлагается краткий обзор основных особенностей распространения радиоволн в системах мобильной связи и описаны модели, используемые для расчета радиотрасс.

1. Антенны

Антенна является одним из основных элементов системы беспроводной связи [8]. В современных системах мобильной связи широко используются различные типы антенн (дипольные, зеркальные, рупорные, микрополосковые и многие другие), а также антенные решетки. В качестве простейшей модели передающей антенны, используемой при анализе радиоканала, рассматривается **изотропный излучатель** – идеальная антенна, излучающая электромагнитные волны во всех направлениях равномерно. Для изотропного излучателя плотность потока мощности на расстоянии S_r от антенны определяется формулой

$$S_r(r) = \frac{P_\Sigma}{4\pi r^2}, \quad (1.1)$$

где P_Σ – излучаемая мощность. Для реальных антенн характерно неравномерное распределение излучаемой мощности в пространстве, определяемое **диаграммой направленности**.

В качестве численной характеристики направленных свойств антенны вводится коэффициент направленного действия (КНД). **Коэффициент направленного действия** – это число, которое показывает во сколько раз мощность излучения антенны в данном направлении больше мощности излучения гипотетической изотропной (ненаправленной) антенны, отнесенной к единице телесного угла при условии равенства мощностей излучения обеих антенн.

Коэффициент усиления антенны есть число, которое показывает, во сколько раз мощность излучения антенны в данном направлении больше мощности излучения изотропной антенны, отнесенной к единице телесного угла, при условии равенства мощностей, подводимых к антеннам.

Коэффициент полезного действия (КПД) антенны – отношение мощности излучения антенны к мощности, подводимой к антенне.

Эффективная площадь антенны A просто связана с ее коэффициентом усиления G

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G. \quad (1.2)$$

Для изотропного излучателя $G = 1$, поэтому

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi}. \quad (1.3)$$

Обычно излучаемая антенной мощность сравнивается либо с мощностью изотропного излучателя (Effective Isotropic Radiated Power), либо с мощностью, излучаемой полуволновым диполем (Effective Radiated Power).

В первом случае – $EIRP = P_T G_T$.

Во втором случае – $ERP = \frac{P_T G_T}{1,64}$.

На практике используются следующие единицы измерения коэффициента усиления антенны: dBi и dBd (dBi=dBd+2,15 dB).

Следовательно, $ERP = EIRP - 2,15 \text{ dB}$.

В Таблице 1.1 в качестве примера приведены значения ширины луча зеркальной антенны с параболическим отражателем на частоте 12 ГГц.

Таблица 1.1

Диаметр зеркала, м	Ширина луча, градусы
0,5	3,5
0,75	2,33
1,0	1,75
1,5	1,166
2,0	0,875
2,5	0,7
5,0	0,35

В Таблице 1.2 для сравнения приведены значения коэффициента усиления и эффективной площади для некоторых типов антенн.

Таблица 1.2

Тип антенны	Эффективная площадь, м ²	Коэффициент усиления
Изотропный излучатель	$\lambda^2 / 4\pi$	1
Элементарный диполь	$1,5\lambda^2 / 4\pi$	1,5
Полуволновый диполь	$1,64\lambda^2 / 4\pi$	1,64
Рупорная антенна (площадь раскрыва A)	$0,81A$	$10A / \lambda^2$
Зеркальная (с параболическим отражателем)	$0,56A$	$7A / \lambda^2$
Турникетная	$1,15\lambda^2 / 4\pi$	1,15

2. Канал связи

В теории связи важным понятием является **канал связи**. Обычно под каналом связи понимают ту часть системы связи, которая включает источник информации, устройство кодирования и модуляции, передающее устройство, физический канал (среду распространения сигнала), приемник с устройствами обработки информации и получатель информации [6]. Анализ канала связи включает **бюджет канала** – расчет потерь энергии сигнала, связанных с физическими процессами, протекающими в устройствах и среде распространения. Бюджет – это метод оценки, позволяющий определить достоверность передачи системы связи. Среда распространения или электромагнитный тракт связи, соединяющий передающее и приемное устройства называются **каналом**. Каналы могут представлять собой проводники, коаксиальные и оптоволоконные кабели, волноводы, а также атмосферу, ионосферу или другую среду, в которой распространяются радиоволны. В последнем случае говорят о **радиоканале**. В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением радиоканала.

2.1. Бюджет канала связи

Достоверность передачи информации определяется несколькими факторами, среди которых можно выделить **отношение сигнал/шум**, а также искажения сигнала, вызванные **межсимвольной интерференцией**. В цифровой связи вероятность ошибки зависит от нормированного отношения E_b / N_0 , где E_b – энергия бита, N_0 – спектральная плотность мощности шума. Уменьшение отношения сигнал/шум может быть вызвано снижением мощности сигнала, повышением мощности шума или мощности сигналов, интерферирующих с полезным сигналом. Эти механизмы называются, соответственно, **потерями** (ослаблением) и **шумом** (интерференцией). Ослабление может происходить в результате поглощения энергии сигнала, отражения части энергии сигнала или рассеяния. Существуют несколько источников шумов и интерференции – тепловой шум, галактический шум, атмосферные и промышленные помехи, перекрестные и интерферирующие сигналы от других источников.

Перечислим некоторые причины потерь.

1. Потери, связанные с ограничением полосы канала.
2. Межсимвольная интерференция.
3. Модуляционные потери.
4. Интермодуляционные искажения.
5. Поляризационные потери.
6. Пространственные потери.
7. Помехи соседнего канала.
8. Атмосферные и галактические шумы.
9. Собственные шумы приемника.
10. Потери в антенно-фидерном тракте.

При анализе радиоканала часто используется **модель свободного пространства**. В рамках этой модели предполагается, что в канале отсутствуют такие процессы, как отражение, преломление, поглощение, рассеяние и дифракция радиоволн. Если рассматривается распространение радиоволн в атмосфере, то она предполагается однородной и удовлетворяющей указанным выше условиям. Предполагается, что земная поверхность находится достаточно далеко от радиотрассы, так что ее влиянием можно пренебречь. Модель свободного пространства является эталонной при анализе

распространения радиоволн на различных трассах. В рамках этой модели энергия сигнала зависит только от расстояния между передатчиком и приемником и убывает обратно пропорционально квадрату расстояния.

Анализ бюджета канала начинается, как правило, с дистанционного уравнения, связывающего мощность на входе приемного устройства с излучаемой передатчиком мощностью. На первом этапе рассматривается ненаправленная антенна, равномерно излучающая в телесном угле 4π стерадиан – **изотропный излучатель**. Плотность мощности на расстоянии r от излучателя определяется выражением

$$S_r(r) = \frac{P_\Sigma}{4\pi r^2}, \quad (2.1)$$

где P_Σ – мощность, излучаемая передающей антенной. Принимаемая мощность может быть записана в виде

$$P_R = S_r(r)A = \frac{P_T A}{4\pi r^2}, \quad (2.2)$$

где A – эффективная площадь приемной антенны. Существует простая связь между коэффициентом усиления антенны G и ее эффективной площадью

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A, \quad (2.3)$$

где λ – длина волны. Для изотропного излучателя $G=1$ и эффективная площадь однозначно определяется длиной волны [8]

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi}. \quad (2.4)$$

Для идеальных передающей и приемной антенн (с изотропными диаграммами направленности) дистанционное уравнение может быть записано в виде

$$P_R = \frac{P_\Sigma}{(4\pi r / \lambda)^2} = \frac{P_\Sigma}{L}, \quad (2.5)$$

где L – суммарные потери в свободном пространстве, определяемые формулой

$$L = (4\pi r / \lambda)^2. \quad (2.6)$$

Если для передачи и приема сигнала используются направленные антенны, то уравнение (2.5) принимает вид

$$P_R = \frac{P_T G_R G_T}{L}. \quad (2.7)$$

где P_T – мощность, подводимая к передающей антенне, G_T и G_R – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн.

Из выражения (2.6) следует, что суммарные потери в свободном пространстве зависят от длины волны (частоты). Это связано с тем, что величина L определена для идеальной приемной антенны с изотропной диаграммой направленности, для которой $G_T = 1$. В действительности, из простых геометрических соображений следует, что в свободном пространстве мощность является функцией расстояния и не зависит от частоты.

Для расчета мощности принимаемого сигнала может быть использована одна из четырех приведенных ниже формул [6]

$$P_R = \frac{P_T G_T A_R}{4\pi r^2}, \quad (2.8)$$

$$P_R = \frac{P_T A_T A_R}{\lambda^2 r^2}, \quad (2.9)$$

$$P_R = \frac{P_T A_T G_R}{4\pi r^2}, \quad (2.10)$$

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi r)^2}. \quad (2.11)$$

Здесь A_T и A_R – эффективные площади передающей и приемной антенн. На первый взгляд, эти формулы определяют различные зависимости принимаемой мощности от длины волны (частоты). В действительности коэффициент усиления и эффективная площадь антенны связаны через длину волны. Поэтому противоречия в формулах нет. Для системы связи с заданными антеннами (т.е. с определенными эффективными площадями антенн) удобно пользоваться формулой (2.9). При этом видно, что принимаемая мощность увеличивается с ростом частоты.

Одной из основных характеристик радиоканала является величина потерь, определяемая отношением мощности, подводимой к передающей антенне P_T к мощности на выходе приемной антенны P_R

$$L = \frac{P_T}{P_R}. \quad (2.12)$$

Обычно величину потерь измеряют в децибелах.

$$L, \text{ dB} = 10 \lg \frac{P_T}{P_R}. \quad (2.13)$$

В свободном пространстве для идеальных антенн

$$L, \text{ dB} = 20 \lg(4\pi r / \lambda) = 20 \lg(f) + 20 \lg(r) - 147,56. \quad (2.14)$$

В общем случае

$$L, \text{ dB} = 20 \lg(f, \text{ МГц}) + 20 \lg(r, \text{ км}) - 10 \lg(G_T) - 10 \lg(G_R) + 32,44. \quad (2.15)$$

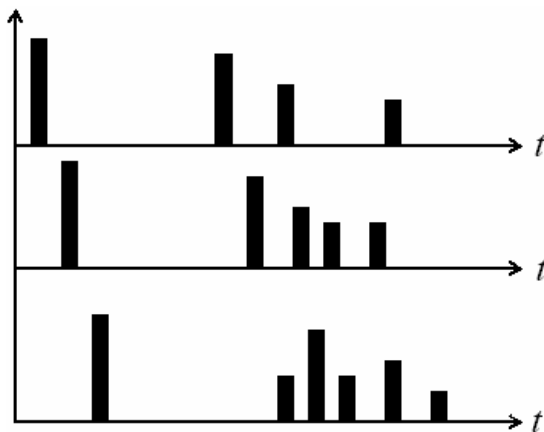
Используя соотношение (2.11) можно оценить дальность связи или **максимальную зону обслуживания**

$$r_{\max} = \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{P_{R \min}}} \cdot \frac{\lambda}{4\pi} = \sqrt{\frac{P_T G_T G_R}{P_{R \min}}} \cdot \frac{c}{4\pi f}. \quad (2.16)$$

В формуле (2.16) $P_{R \min}$ – минимальная мощность на входе приемника, обеспечивающая необходимое качество радиосвязи.

2.2. Характеристики канала

При передаче коротких импульсных сигналов по каналу связи возникают искажения, связанные с наличием нескольких путей распространения сигнала от передающей антенны к приемной, с изменением во времени характеристик канала и другими причинами. При передаче очень короткого импульса принимаемый сигнал может выглядеть как последовательность импульсов. Примеры принятого сигнала показаны на рис. 2.1. Одной из характеристик такого многолучевого канала является время рассеяния



сигнала. Изменение во времени условий распространения сигнала может приводить к изменению амплитуд отдельных принимаемых импульсов, относительной задержки этих импульсов и даже числа импульсов.

Рассмотрим влияние канала на переданный сигнал, который представим в виде

$$s(t) = \text{Re} [s_l(t) e^{i\omega t}]. \quad (2.17)$$

Рис. 2.1

При многолучевом распространении каждой траектории соответствуют свои значения времени задержки и затухания сигнала. При этом принимаемый сигнал можно представить в виде

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)), \quad (2.18)$$

где $\alpha_n(t)$ – множитель ослабления, $\tau_n(t)$ – время задержки, соответствующие n -му лучу. В результате подстановки (2.17) в (2.18) получаем

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \right] e^{i\omega t} \right\}. \quad (2.19)$$

Из (2.19) следует, что низкочастотная огибающая принимаемого сигнала имеет вид

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)), \quad (2.20)$$

т.е. эквивалентный низкочастотный сигнал $r_l(t)$ является откликом эквивалентного низкочастотного канала на эквивалентный низкочастотный сигнал $s_l(t)$. Для такого эквивалентного низкочастотного канала можно ввести импульсную характеристику

$$h(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)), \quad (2.21)$$

которая является откликом в момент времени t на δ -импульс, поданный на вход в момент $t - \tau$.

Рассмотрим передачу немодулированного сигнала на частоте ω . В этом случае $s_l(t) = 1$ для всех t и вместо (2.20) получаем

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\theta_n(t)} = x(t) - iy(t), \quad (2.22)$$

где

$$\theta_n(t) = \omega\tau_n(t), \quad x(t) = \sum_n \alpha_n(t) \cos \theta_n(t), \quad y(t) = \sum_n \alpha_n(t) \sin \theta_n(t).$$

Таким образом, принимаемый сигнал можно рассматривать как сумму переменных во времени векторов, имеющих амплитуды $\alpha_n(t)$ и фазы $\theta_n(t)$. Значительные изменения $\alpha_n(t)$, приводящие к заметным вариациям принимаемого сигнала, могут возникать только при наличии существенных изменений в условиях распространения сигнала. В то же время изменения фазы $\theta_n(t)$ на 2π радиан происходят при изменении τ_n на малую величину $2\pi/\omega$, что возможно при относительно малых вариациях параметров канала. Как правило, временные задержки сигналов, связанные с многолучевостью, изменяются с различной скоростью и случайным образом. Это означает, что принимаемый сигнал $a_l(t)$ можно считать случайным процессом. При наличии большого количества лучей $a_l(t)$ можно рассматривать как комплексный гауссовский случайный процесс.

В многолучевых каналах наблюдаются изменения во времени фаз сигналов $\theta_n(t)$. При определенных соотношениях фаз сигналы, приходящие вдоль разных траекторий могут взаимно компенсироваться, при других – усиливаться. Наблюдаемые вариации амплитуды принимаемого сигнала, обусловленные нестационарностью канала, называются **замирениями**.

В том случае, когда импульсная характеристика $h(\tau; t)$ моделируется как комплексный гауссовский случайный процесс с нулевым средним, огибающая $|h(\tau; t)|$ в любой момент времени распределена по Релею. В этом случае канал называют **каналом с релеевскими замирениями**. При наличии вдоль трассы распространения фиксированных рассеивателей или отражателей сигнала в дополнение к случайно перемещающимся рассеивателям $h(\tau; t)$ нельзя моделировать процессом с нулевым средним. В этом случае огибающая $|h(\tau; t)|$ имеет райсовское распределение, и канал называют **каналом с райсовскими замирениями**.

Если передается узкополосный сигнал с полосой $\Delta\omega$ и взаимные задержки сигналов удовлетворяют условию $\max|\tau_m - \tau_n| \ll 1/\Delta\omega$, то говорят о модели **однолучевого канала**. В однолучевой модели сигнала разность фаз на различных частотах близка к

нулю. Это приводит к **неселективным по частоте замираниям** сигнала. При $\max|\tau_m - \tau_n| \gg 1/\Delta\omega$ говорят о **многолучевом канале**. В этом случае разности фаз сигналов на различных частотах могут существенно отличаться, что приводит к **селективным по частоте замираниям**.

Предположим, что процесс $h(\tau; t)$ стационарен в широком смысле. Определим автокорреляционную функцию следующим образом:

$$\phi(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)], \quad (2.23)$$

где E – среднее значение.

В большинстве случаев характеристики сигналов, пришедших в точку приема различными путями, некоррелированы. При этом говорят о некоррелированном рассеянии. Тогда

$$\frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (2.24)$$

При $\Delta t = 0$ автокорреляционная функция $\phi(\tau; 0) = \phi(\tau)$ представляет собой среднюю мощность на выходе канала как функцию времени задержки τ . По этой причине $\phi(\tau)$ называют интенсивностью многолучевого профиля или спектром мощности задержек канала. В общем случае $\phi(\tau; \Delta t)$ определяет среднюю мощность на выходе канала как функцию времени задержки τ и разницы моментов наблюдения Δt . Типичный вид функции $\phi(\tau)$ приведен на рис. 2.2. Область значений τ , в которой $\phi(\tau)$ существенно отличается от нуля называют **многолучевым рассеянием** сигнала и обозначают T_m .

Характеристику многолучевого канала можно определить не только во временной, но и в частотной области. Применяя преобразование Фурье к функции $h(\tau; t)$, получаем передаточную функцию

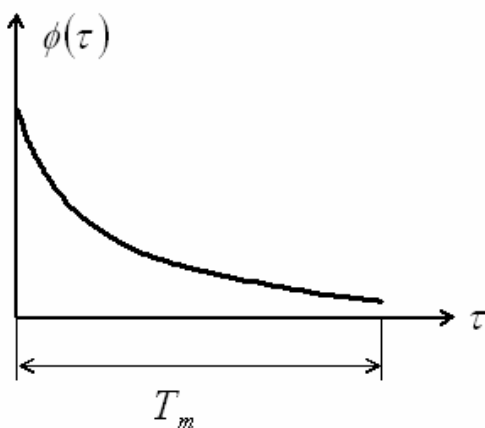


Рис. 2.2

$$H(\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau; t) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (2.25)$$

В предположении, что канал стационарен в широком смысле, определим корреляционную функцию

$$\Phi(\omega_1, \omega_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[H^*(\omega_1; t)H(\omega_2; t + \Delta t)]. \quad (2.26)$$

Поскольку $H(\omega; t)$ является преобразованием Фурье от функции $h(\tau; t)$, функции $\Phi(\omega_1, \omega_2; \Delta t)$ и $\phi(\tau; \Delta t)$ также

связаны преобразованием Фурье. В этом нетрудно убедиться, рассмотрев соотношения

$$\begin{aligned}
\Phi(\omega_1, \omega_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] e^{i(\omega_1\tau_1 - \omega_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{i(\omega_1\tau_1 - \omega_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau_1; \Delta t) e^{-i\Delta\omega\tau_1} d\tau_1 = \\
&= \Phi(\Delta\omega; \Delta t),
\end{aligned} \tag{2.27}$$

где $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$. При условии некоррелированного рассеяния $\Phi(\Delta\omega; \Delta t)$ является совместной корреляционной функцией канала в частотной и временной областях. На практике ее можно измерить путем передачи по каналу двух синусоидальных сигналов, разнесенных по частоте на $\Delta\omega$, и измерения взаимной корреляции двух отдельно принимаемых сигналов с временной задержкой между ними Δt .

При $\Delta t = 0$ связь между корреляционными функциями упрощается

$$\Phi(\Delta\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau) e^{-i\Delta\omega\tau} d\tau. \tag{2.28}$$

Типичный вид функций $\Phi(\Delta\omega)$ и $\phi(\tau)$ изображен на рис. 2.3. Функция $\Phi(\Delta\omega)$ обеспечивает возможность определения частотной когерентности канала. Как следствие

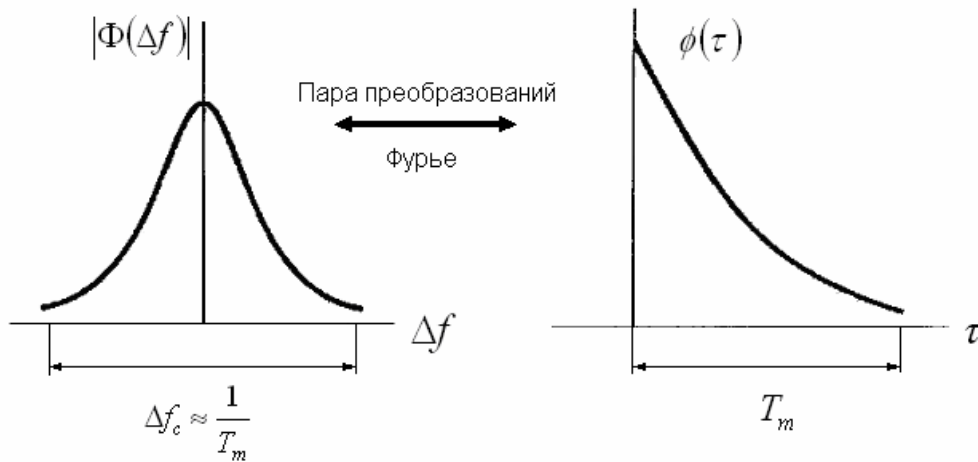


Рис. 2.3

преобразования Фурье между $\Phi(\Delta\omega)$ и $\phi(\tau)$, обратная величина многолучевого рассеяния является мерой частотной когерентности канала. **Полоса когерентности** определяется выражением

$$\Delta\omega_c = \frac{1}{T_m}. \tag{2.29}$$

Таким образом, два синусоидальных сигнала с разностью частот $\Delta\omega$, превышающей $\Delta\omega_c$, ведут себя различно в канале. Если $\Delta\omega_c$ мало по сравнению с полосой передаваемого сигнала, то канал называют **частотно селективным**. При этом

сигнал существенно искажается в канале. С другой стороны, если полоса когерентности велика по сравнению с полосой передаваемого сигнала, канал называют **частотно неселективным**.

Обратим внимание на временные характеристики канала, описываемые параметром Δt в $\Phi(\Delta\omega; \Delta t)$. Изменения характеристик сигнала во времени свидетельствуют о доплеровском рассеянии, и, возможно, о сдвиге спектральных линий. Рассмотрим преобразование Фурье функции $\Phi(\Delta\omega; \Delta t)$ по переменной Δt

$$S(\Delta\omega; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\Delta\omega; \Delta t) e^{-i2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t, \quad (2.30)$$

где λ – доплеровская частота. При $\Delta\omega = 0$ из (2.30) следует

$$S(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\Delta t) e^{-i2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t, \quad (2.31)$$

Функция $S(\lambda)$ определяет спектр мощности и дает интенсивность сигнала как функцию доплеровской частоты. Поэтому $S(\lambda)$ называется **доплеровским спектром мощности канала**.

Если характеристики канала не изменяются во времени, то $\Phi(\Delta t) = K = const$, и $S(\lambda) = K\delta(\lambda)$. Следовательно, если характеристики сигнала не меняются во времени, то расширения спектра сигнала не наблюдается.

Область значений λ , в которой $S(\lambda)$ существенно отлична от нуля, называют **доплеровским рассеянием** в канале и обозначают B_d . Обратная величина

$$\Delta t_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.32)$$

называется **временем когерентности**. Ясно, что канал с медленными изменениями во времени имеет большую временную когерентность или, что эквивалентно, малое доплеровское рассеяние. Рис. 2.4 иллюстрирует соотношение между $\Phi(\Delta t)$ и $S(\lambda)$.

Введем функцию $S_1(\tau; \lambda)$ как преобразование Фурье функции $\phi(\tau; \Delta t)$ по

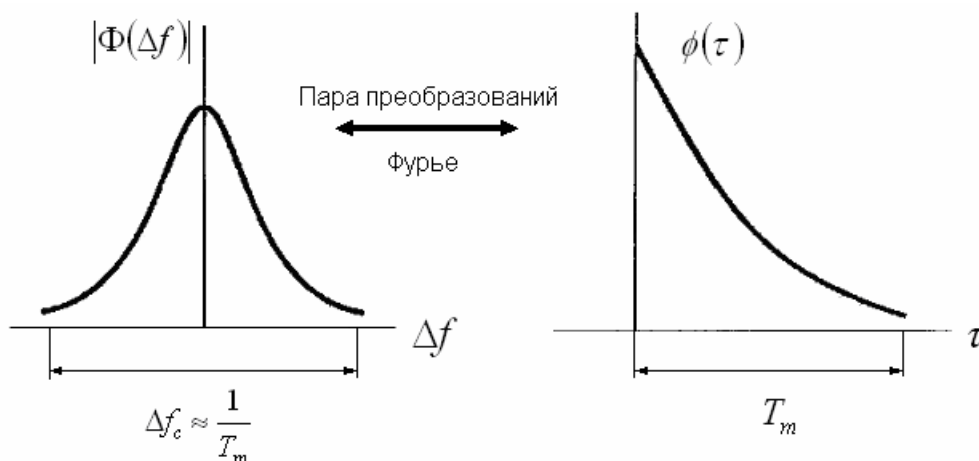


Рис. 2.4

переменной Δt

$$S_1(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau; \Delta t) e^{-i2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t. \quad (2.33)$$

Из (2.33) следует, что $S_1(\tau; \lambda)$ и $S(\Delta\omega; \lambda)$ являются парой преобразований Фурье

$$S_1(\tau; \lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\Delta\omega; \lambda) e^{-i\tau\Delta\omega} d\Delta\omega. \quad (2.34)$$

Функции $S_1(\tau; \lambda)$ и $\Phi(\Delta\omega; \Delta t)$ связаны двойным преобразованием Фурье

$$S_1(\tau; \lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\Delta\omega; \Delta t) e^{-i2\pi\lambda\Delta t} e^{i\Delta\omega\tau} d\Delta t d\Delta\omega. \quad (2.35)$$

Функция $S_1(\tau; \lambda)$ называется **функцией рассеяния канала**. Она определяет меру средней мощности на выходе канала как функцию времени задержки τ и доплеровской частоты.

При описании многолучевого распространения радиоволн используются различные статистические модели канала. При наличии на пути распространения сигнала большого числа рассеивателей, как уже указывалось выше, используется гауссова модель. Огибающая характеристики канала в любой момент времени имеет **релеевское распределение вероятностей**, а фаза распределена равномерно в интервале $(0, 2\pi)$. Релеевское распределение можно записать в виде

$$p_R(r) = \frac{2a}{\Omega} e^{-r^2/\Omega}, \quad (2.36)$$

где $\Omega = E(R^2)$. Релеевское распределение характеризуется единственным параметром $E(R^2)$.

Альтернативной статистической моделью для огибающей характеристики канала является **m-распределение Накагами**. В отличие от распределения Релея с единственным параметром, m-распределение Накагами является двухпараметрическим. Оно включает параметр m и второй момент $\Omega = E(R^2)$. Как следствие, m-распределение позволяет более гибко и точно оценить статистику наблюдаемых сигналов. Его можно использовать для условий замираний в канале, которые являются более глубокими, чем определяемые законом распределения Релея. Распределение Накагами включает распределение Релея как частный случай (m=1).

Распределение Райса также имеет два параметра s и σ^2 . Параметр s называется параметром нецентральности в эквивалентном хи-квадрат распределении. Он определяет мощность не замирающей сигнальной компоненты, иногда называемой зеркальной (регулярной) компонентой принимаемого сигнала.

2.3. Замирания в каналах связи

В каналах мобильной связи наблюдаются замирания сигналов двух типов – крупномасштабное и мелкомасштабное замирания. **Крупномасштабное замирание**

отражает среднее ослабление мощности сигнала или потери в тракте вследствие распространения на большое расстояние. Крупномасштабное замирание определяется наличием вдоль трассы распространения таких объектов, как холмы, леса, здания рекламные щиты и т.д. Статистика крупномасштабного замирания позволяет приблизительно рассчитать потери в тракте как функцию расстояния. В этом случае мощность принимаемого сигнала уменьшается с расстоянием по степенному закону, а отклонения от среднего значения определяются логарифмически нормальным распределением. **Мелкомасштабное замирание** – это значительные вариации амплитуды и фазы сигнала на масштабах порядка длины волны. Мелкомасштабное замирание проявляется как расширение сигнала во времени (временное рассеяние) и нестационарное поведение канала. В системах мобильной связи параметры канала изменяются во времени из-за движения передатчика или приемника. Мелкомасштабное замирание называется релейским, если прямая видимость между передатчиком и приемником отсутствует, а сигнал в точку приема приходит в результате многократных отражений от различных объектов. Огибающая такого сигнала статистически описывается с помощью релейской функции плотности вероятности. Если преобладает прямой сигнал (между передатчиком и приемником есть прямая видимость), то огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса.

Крупномасштабное замирание принято рассматривать как пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнала. Оно определяется, как правило, путем усреднения сигнала по интервалу, превышающему 10-30 длин волн. В этом случае мелкомасштабные флуктуации (главным образом релейские) отделяются от крупномасштабных вариаций (обычно с логарифмически нормальным распределением).

Основными физическими процессами, определяющими характер распространения сигнала в системах мобильной связи, являются отражение, дифракция и рассеяние (см. рис. 2.5).

- Отражение радиоволн происходит при наличии на трассе гладкой поверхности с размерами, намного превышающими длину волны радиочастотного сигнала. В системах мобильной связи отражение радиоволн может происходить от земной поверхности, стен зданий, мебели или оборудования внутри помещений.
- Дифракция радиоволн наблюдается при наличии между передатчиком и приемником объекта с размерами, превышающими длину волны, и препятствующего прямому распространению сигнала. В результате дифракции радиоволны могут достигать приемной антенны в отсутствие прямой видимости между передатчиком и приемником. В городских условиях радиоволны дифрагируют на краях зданий, автомобилях и многих других объектах.
- Рассеяние встречается при наличии шероховатой поверхности или объектов, размеры которых малы по сравнению с длиной волны. В условиях города рассеяние радиоволн может происходить на фонарных столбах, дорожных знаках, деревьях и т.п.

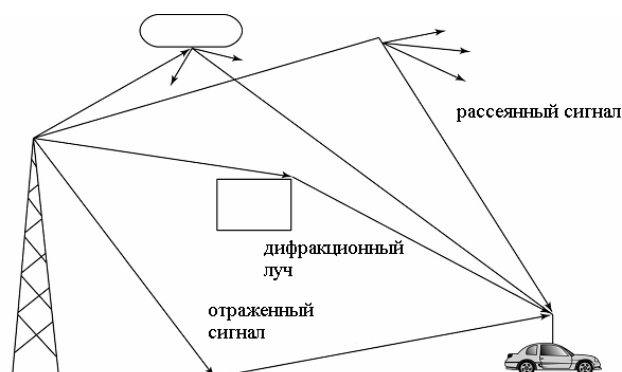


Рис. 2.5

Представим переданный сигнал в комплексной форме записи

$$s(t) = \text{Re}[g(t)\exp(i\omega t)], \quad (2.37)$$

где $\text{Re}[\dots]$ – знак действительной части выражения $[\dots]$, ω – несущая частота сигнала, $g(t)$ – комплексная огибающая сигнала $s(t)$. Огибающую удобно представить в виде

$$g(t) = |g(t)|\exp(i\varphi(t)) = R(t)\exp(i\varphi(t)) \quad (2.38)$$

где $R(t)$ – модуль огибающей, а $\varphi(t)$ – ее фаза. Для сигнала с частотной или фазовой модуляцией $R(t)$ будет постоянной величиной.

В процессе распространения сигнала на трассе происходит изменение огибающей сигнала, которая в этом случае может быть записана в следующем виде:

$$\tilde{g}(t) = \alpha(t)e^{-i\theta(t)}g(t), \quad (2.39)$$

где множитель $\alpha(t)e^{-i\theta(t)}$ характеризует затухание сигнала на трассе. Амплитуда модифицированной огибающей (2.39) может быть представлена в виде произведения трех сомножителей

$$\alpha(t)R(t) = m(t) \cdot r_0(t) \cdot R(t). \quad (2.40)$$

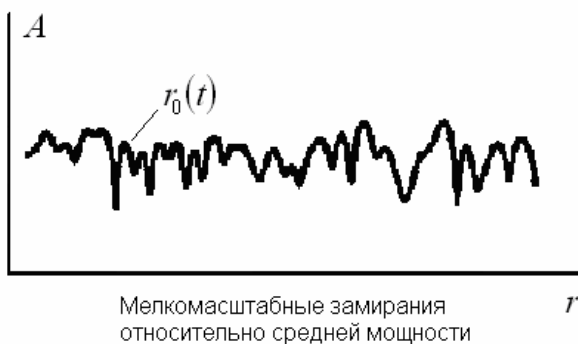
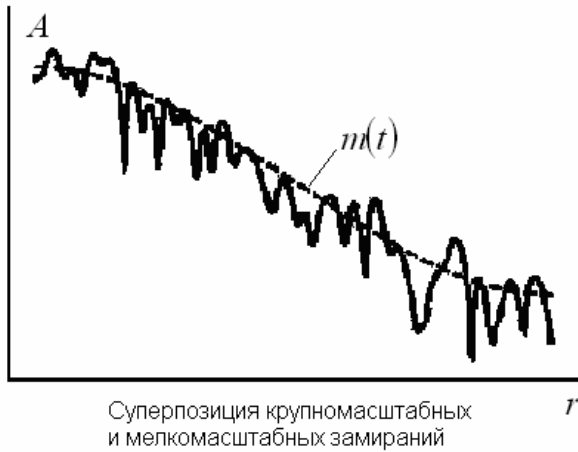
Здесь $m(t)$ – множитель, описывающий крупномасштабное замирание огибающей, $r_0(t)$ – мелкомасштабное замирание. Иногда $m(t)$ называют локальным средним или **логарифмически нормальным замиранием**, поскольку его значения можно статистически описывать с помощью логарифмически нормальной функции распределения вероятностей. При этом выраженное в децибелах значение $m(t)$ будет описываться гауссовой функцией распределения вероятностей. Множитель $r_0(t)$ описывает **релеевское замирание**. На рис. 2.6 схематически показаны крупномасштабные и мелкомасштабные замирания сигнала. Предполагается, что передается немодулированная волна, т.е. в любой момент времени $R(t) = 1$. Характерное смещение антенны, соответствующее мелкомасштабным замираниям, примерно равно половине длины волны. Локальное среднее $m(t)$ можно оценить путем усреднения огибающей сигнала по 10-30 длинам волн. Логарифмически нормально распределенное замирание является относительно медленно меняющейся функцией местоположения приемной антенны. Для мобильного приемника замирания в пространстве эквивалентны временным вариациям сигнала.

Крупномасштабные замирания

Для систем мобильной связи Окумурай [10] было проведено большое число измерений затухания на трассах различной протяженности для различных высот передающей и приемной антенн. На основе результатов измерений Хата [11] предложил эмпирические формулы, позволяющие рассчитать затухание сигнала. Результаты измерений и теоретических расчетов показывают, что среднее значение потерь растет с ростом расстояния r между передающей и приемной антеннами пропорционально некоторой степени расстояния

$$\bar{L}(r) \propto \left(\frac{r}{r_0}\right)^n, \quad (2.41)$$

где r_0 – некоторое начальное расстояние, соответствующее некоторой точке в дальней



зоне передающей антенны. Обычно r_0 выбирается равным 1 км для макросот, 100 м – для микросот и 1 м – для пикосот. Показатель степени n в свободном пространстве равен 2. При распространении вдоль улиц или в коридорах зданий, где наблюдается волноводный механизм распространения радиоволн n может быть меньше 2. При наличии препятствий n больше двух. Обычно потери выражаются в децибелах

$$\bar{L}(r) = L(r_0) + 10n \lg\left(\frac{r}{r_0}\right), \quad (2.42)$$

где $L(r_0)$ – затухание на трассе прямой видимости длиной r_0 .

График зависимости $\bar{L}(r)$ в логарифмическом масштабе представляет собой прямую линию,

тангенс угла наклона которой равен $10n$. На рис. 2.7 показаны потери в зависимости от расстояния, измеренные в нескольких городах Германии. Здесь потери измерялись относительно начального расстояния $r_0 = 100$ м. Из рис. 2.7 видно, что разброс величины потерь на различных трассах может быть значительным. Измерения показывают, что потери являются случайной величиной, имеющей логарифмически нормальное распределение в окрестности среднего значения. Таким образом, потери можно представить в следующем виде

$$L(r) = L(r_0) + 10n \lg\left(\frac{r}{r_0}\right) + X_\sigma, \quad (2.43)$$

где X_σ – случайная гауссова величина с нулевым средним и среднеквадратичным отклонением σ . Значение X_σ зависит от местоположения приемной антенны и расстояния между приемником и передатчиком. Обычные значения X_σ – это 6-10 дБ, в ряде случаев и больше.

Таким образом, для статистического описания потерь вследствие крупномасштабного замирания при расположении корреспондирующих пунктов на

определенном расстоянии необходимы следующие параметры: 1) эталонное расстояние r_0 , 2) показатель степени n и 3) среднеквадратичное отклонение X_σ .

Мелкомасштабное замирание

Предположим, что перемещение приемной антенны происходит в ограниченной области пространства так, что влияние крупномасштабного замирания можно не учитывать, т.е. множитель $m(t)$ в (2.40) равен единице. Пусть сигнал в точку приема

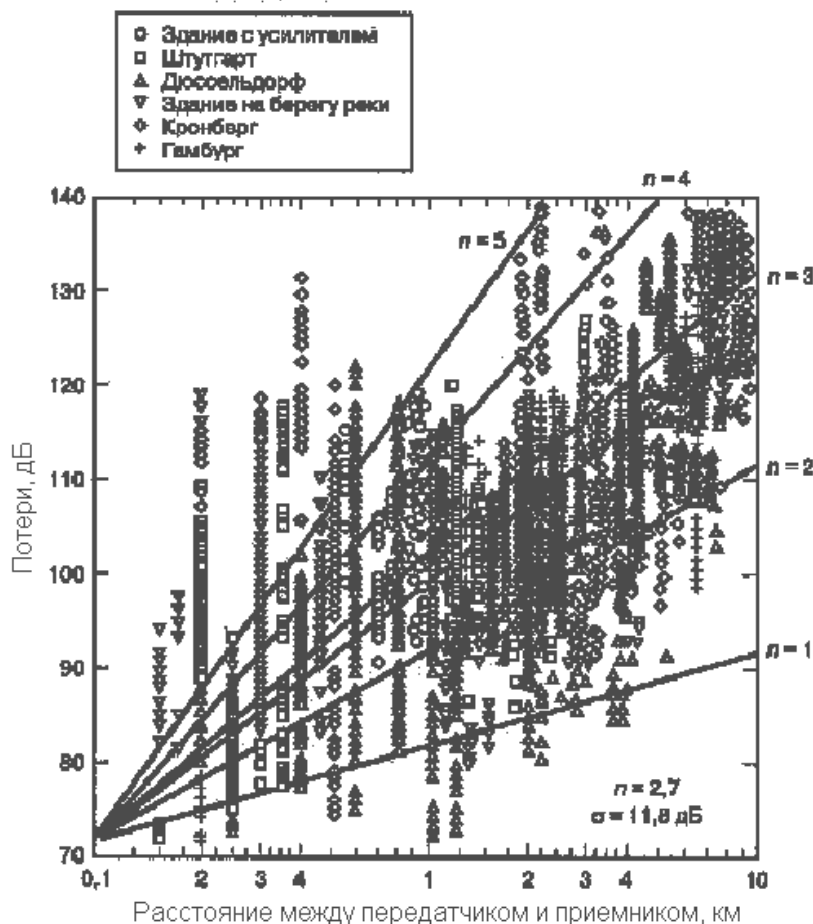


Рис. 2.7

приходит различными путями в результате отражения от многих объектов, расположенных вдоль радиотрассы (многолучевое распространение). С каждой траекторией распространения сигнала связано свое время задержки $\tau_n(t)$ и свой амплитудный множитель $\alpha_n(t)$. Принимаемый сигнал в этом случае можно записать в виде

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)]. \quad (2.44)$$

Подставляя (2.37) в (2.44), получаем

$$\begin{aligned}
r(t) &= \operatorname{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) g[t - \tau_n(t)] \right\} e^{i\omega[t - \tau_n(t)]} \right) = \\
&= \operatorname{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)] \right\} e^{i\omega t} \right)
\end{aligned} \tag{2.45}$$

Следовательно, огибающая принимаемого сигнала имеет вид

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]. \tag{2.46}$$

Рассмотрим передачу немодулированного сигнала (несущей) на частоте ω . В этом случае $g(t) = 1$, и из (2.46) получаем

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\omega\tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\theta_n(t)}, \tag{2.47}$$

где $\theta_n(t) = \omega\tau_n(t)$. Сигнал (2.47) состоит из суммы переменных во времени векторов, имеющих амплитуду $\alpha_n(t)$ и фазу $\theta_n(t)$. Заметим, что фаза сигнала изменяется на 2π радиан при изменении задержки τ_n на величину $2\pi/\omega = 1/f$. Например, при значении несущей частоты сигнала $f = 900$ МГц задержка составляет всего 1,1 нс. Такое изменение времени задержки соответствует изменению длины пути распространения радиоволн в свободном пространстве на 33 см.

Выражение (2.47) можно записать в более компактном виде

$$z(t) = \alpha(t) e^{-i\theta(t)}. \tag{2.48}$$

Здесь $\alpha(t)$ – результирующая амплитуда, а $\theta(t)$ – результирующая фаза. На рис. 2.8 показан пример интерференции двух сигналов (прямого и отраженного), приводящей к мелкомасштабным замираниям. Отраженный сигнал имеет меньшую по сравнению с прямым сигналом амплитуду и фазовый сдвиг, связанный с увеличением пути распространения. Отраженные сигналы можно описать с помощью ортогональных компонентов $x_n(t)$ и $y_n(t)$, где

$$x_n(t) + iy_n(t) = \alpha_n(t) e^{-i\theta_n(t)}. \tag{2.49}$$

Если количество таких компонентов велико и ни один из них не преобладает (такая ситуация имеет место при отсутствии прямого сигнала), то в фиксированный момент времени переменные $x_r(t)$ и $y_r(t)$, являющиеся результатом суммирования всех $x_n(t)$ и $y_n(t)$, соответственно, будут иметь гауссову функцию распределения вероятностей. Эти ортогональные компоненты дают мелкомасштабное замирание r_0 , определенное в (2.50).

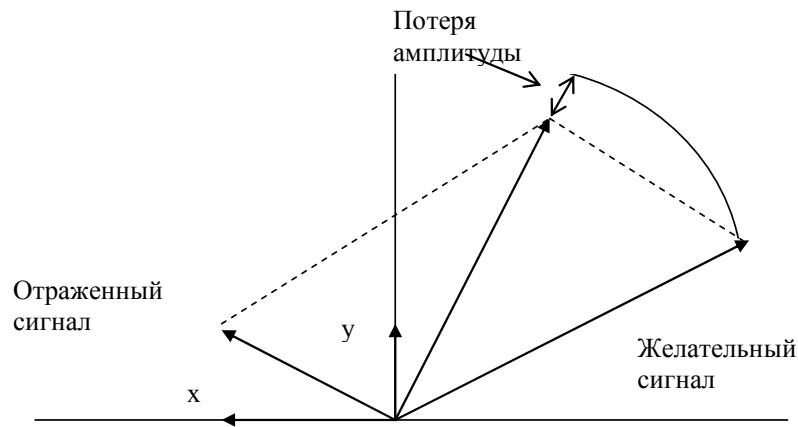


Рис. 2.8

При немодулированной несущей r_0 является модулем $z(t)$

$$r_0(t) = \sqrt{x_r^2(t) + y_r^2(t)}. \quad (2.50)$$

Если принимаемый сигнал является суммой множества отраженных сигналов и значительного по амплитуде прямого сигнала (при наличии прямой видимости между передающей и приемной антеннами), то амплитуда огибающей в этом случае имеет райсовскую функцию распределения плотности вероятности

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r_0^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0, A \end{cases}. \quad (2.51)$$

В этом случае замирания называют райсовскими. Здесь $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. При движении приемника величина r_0 меняется со временем, но в любой фиксированный момент времени – это случайная величина, являющаяся положительным действительным числом. Поэтому, описывая функцию плотности вероятности, зависимость от времени можно опустить. При этом параметр σ^2 имеет смысл средней мощности многолучевого сигнала, A – так называемый зеркальный компонент. Распределение Райса часто записывают через параметр K , определяемый как отношение мощности зеркального компонента к мощности многолучевого сигнала

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2}. \quad (2.52)$$

При уменьшении зеркального компонента до нуля распределение Райса стремится к распределению Релея

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0 \end{cases}. \quad (2.53)$$

Релеевский замирающий компонент иногда называют случайным, рассеянным или диффузным. Таким образом, распределение Релея описывает канал в отсутствии зеркального компонента.

Мелкомасштабное замирание проявляется двумя способами:

1. путем расширения цифровых импульсов сигнала,
2. посредством переменного во времени поведения канала, вызванного движением мобильной станции.

Каждый из возможных механизмов замираний можно рассматривать в двух

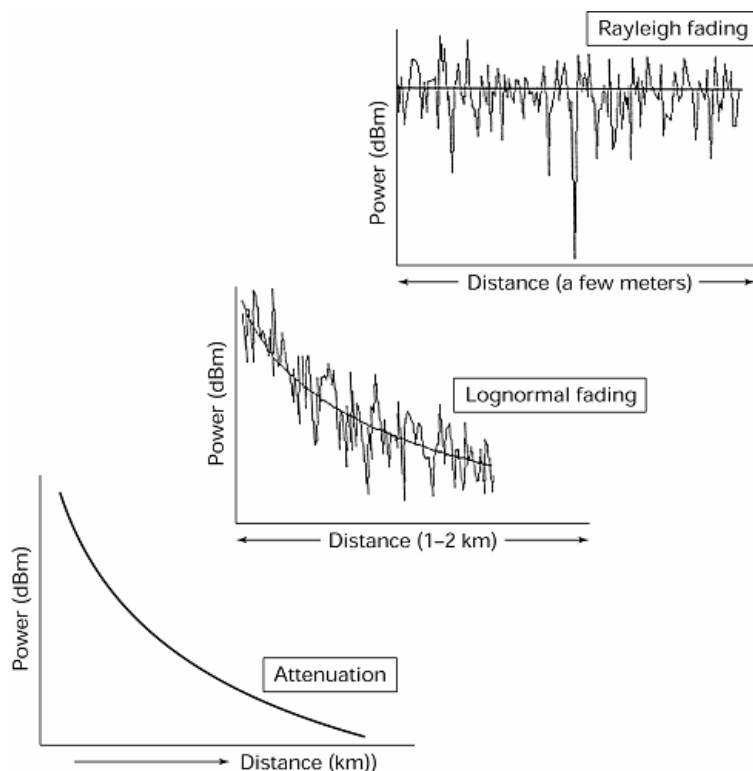


Рис. 2.9

областях – временной и частотной. Во временной области расширение сигнала, связанное с многолучевостью, характеризуется **временем задержки**, а в частотной области – **полосой когерентности**. Подобным образом нестационарный механизм во временной области будет характеризоваться **временем когерентности** сигнала, а в частотной области – скоростью замирания или **доплеровским расширением**.

На рис. 2.9 приведены характерные зависимости амплитуды принимаемого сигнала при наличии замираний.

3. Модели, используемые для описания распространения радиоволн в системах беспроводной связи

3.1. Распространение вдоль плоской поверхности Земли.

Простейшая модель свободного пространства имеет ограниченные пределы применимости и используется, как правило, для грубых оценок мощности принимаемого сигнала в условиях прямой видимости между передающей и приемной антеннами, когда прямая волна является доминирующей. При распространении радиоволн вблизи земной поверхности более адекватной является **двухлучевая** модель, основанная на **отражательных формулах** [12-16]. В соответствии с отражательной трактовкой

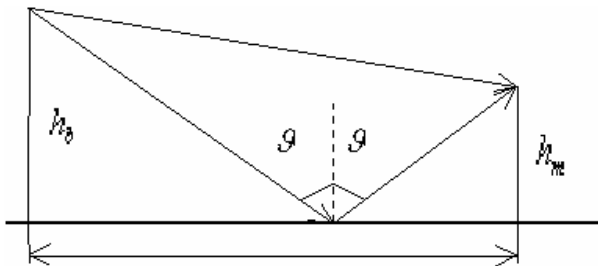


Рис. 3.1

электромагнитное поле расположенного вблизи плоской границы раздела двух сред излучателя можно представить в виде суперпозиции двух волн – прямой волны и волны, отраженной от границы раздела.

Выражение для мощности принимаемого сигнала в этом случае можно представить в виде

$$P_R = P_{R0} |1 - \exp(ik\Delta r)|^2, \quad (3.1)$$

где P_{R0} – мощность прямой волны, Δr – разность хода между прямой и отраженной волнами, k – волновое число. Если расстояние между корреспондирующими пунктами удовлетворяет условию

$$r \gg \sqrt{h_b h_m}, \quad (3.2)$$

где h_b и h_m – высоты передающей и приемной антенн, то разность хода можно представить в виде

$$\Delta r = \sqrt{(h_b + h_m)^2 + r^2} - \sqrt{(h_b - h_m)^2 + r^2} \approx \frac{2h_b h_m}{r}. \quad (3.3)$$

При этом вместо (3.1) получаем

$$P_R = P_{R0} \left(\frac{4\pi h_b h_m}{\lambda r} \right)^2 \quad (3.4)$$

или

$$P_R = P_T G_T G_R \frac{h_b^2 h_m^2}{r^4}. \quad (3.5)$$

Как следует из (3.5) наличие границы раздела двух сред приводит к более быстрому (по сравнению со свободным пространством) убыванию принимаемой мощности с расстоянием. При этом выражение для потерь можно представить в виде

$$L, \text{дБ} = 40 \lg(r) - 10 \lg(G_T) - 10 \lg(G_R) - 20 \lg(h_b h_m), \quad (3.6)$$

3.2. Влияние шероховатости земной поверхности

Обычно на земной поверхности имеются неровности рельефа, наличие которых влияет на характер распространения радиоволн, в частности, приводит к рассеянию радиоволн. Получим критерий, позволяющий оценить возможность пренебрежения шероховатостью земной поверхности [15].

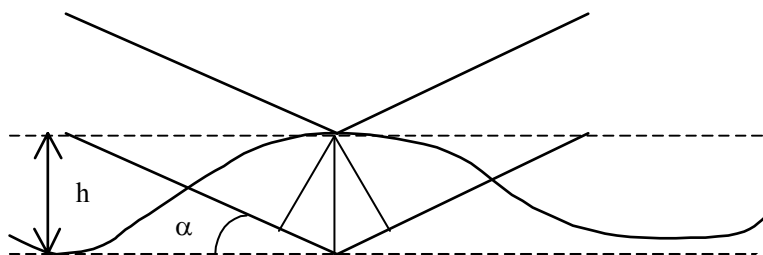


Рис. 3.2

Пусть плоская электромагнитная волна отражается от поверхности с неровностями, наибольшая высота которых равна h (рис. 3.2). Оценим разность фаз волн, отраженных от вершины неровности и от ее

основания

$$\Delta\varphi = k_0 \cdot 2h \sin \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2h \sin \alpha. \quad (3.7)$$

Потребуем, чтобы эта разность фаз не превышала значения $\Delta\varphi_{\max} = \pi/2$. Из условия $\Delta\varphi < \Delta\varphi_{\max}$ получаем неравенство, определяющее возможность пренебрежения шероховатостью земной поверхности при исследовании отражения от нее радиоволн

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin \alpha}. \quad (3.8)$$

Последнее неравенство носит название **критерия Релея**. При радиосвязи с удаленными корреспондентами $\alpha \ll 1$ и критерий Релея принимает следующий вид:

$$h < \frac{\lambda}{8\alpha}. \quad (3.9)$$

Так при $\lambda = 10$ см и $\alpha = 5^\circ$ получаем $h_{\max} = \lambda/8\alpha = 14$ см. Если же $\alpha = 0,5^\circ$, то $h_{\max} = 1,4$ м. Если критерий Релея не выполняется, то при расчетах отражения радиоволн от поверхности Земли необходимо вводить эффективный коэффициент отражения.



Рис. 3.3

Пусть плоская электромагнитная волна падает на неровную пологую поверхность, форма которой задается функцией $h(x)$. В соответствии с принципом Кирхгофа такую поверхность можно представить совокупностью плоских площадок, от которых происходит зеркальное отражение волн. Сдвиг фаз, отраженных от этих площадок волн, по отношению к

волне, зеркально отраженной от средней плоскости $z = 0$ (т.е. при $h(x) = 0$), определяется выражением

$$\Delta\varphi(x) = k_0 \cdot 2h(x)\cos\vartheta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2h(x)\cos\vartheta, \quad (3.10)$$

где ϑ – угол падения волны. При этом напряженность электрического поля в отраженной волне может быть записана в следующем виде:

$$E_{refl} = E_{inc} f(\vartheta) \exp(ik_0 \cdot 2h(x)\cos\vartheta). \quad (3.11)$$

Пусть $h(x)$ – случайная функция, характеризуемая плотностью вероятности $w(x)$. Тогда среднее значение E_{refl} (когерентная составляющая поля) может быть представлена в виде

$$\bar{E}_{refl} = E_{inc} f(\vartheta) \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(ik_0 \cdot 2h \cos\vartheta) w(h) dh. \quad (3.12)$$

Здесь коэффициенты отражения волны $f(\vartheta)$ от всех площадок считаются одинаковыми. Полагая, что величина $h(x)$ распределена по нормальному закону

$$w(h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} \exp\left(-\frac{h^2}{2\delta^2}\right), \quad (3.13)$$

где δ – среднеквадратичное отклонение величины $h(x)$, и интегрируя (3.12), получаем коэффициент отражения волны от шероховатой поверхности

$$\bar{f}(\vartheta) = \frac{\bar{E}_{refl}}{E_{inc}} = f(\vartheta) \exp\left(-8\pi^2 \left[\frac{\delta}{\lambda}\right]^2 \cos^2\vartheta\right). \quad (3.14)$$

Из (3.14) следует, что коэффициент отражения от шероховатой поверхности заметно уменьшается с увеличением отношения δ/λ .

3.3. Влияние одиночных препятствий

При распространении радиоволн вдоль земной поверхности в сильно пересеченной местности, в городских условиях или внутри зданий часто отсутствует прямая видимость между передающей и приемной антеннами. В этих случаях прямой волны нет, и сигнал в приемную антенну может попасть, в частности, в результате дифракции волн на различных препятствиях. В качестве примера рассмотрим особенности распространения радиоволн при наличии одиночного препятствия между корреспондирующими пунктами. Предположим, что размеры препятствия в перпендикулярном трассе направлении велики по сравнению с размером сечения области, существенной для распространения прямой волны. Пусть также радиус кривизны вершины препятствия также меньше сечения указанной области (зоны Френеля). В этих условиях препятствие можно рассматривать как непрозрачный экран, на крае которого происходит дифракция волн. Расчеты дифракционного поля могут быть проведены в **приближении Кирхгофа**. В соответствии с **принципом Гюйгенса-Френеля** поле в точке наблюдения может быть представлено как

поле вторичных источников, расположенных на плоскости, совпадающей с плоскостью экрана. При этом предполагается, что в той части плоскости, где экран отсутствует поле такое же, как и в отсутствие экрана, а в области экрана поле равно нулю. Известно, что решение указанной задачи дифракции сводится к вычислению **интегралов Френеля**.

Рассмотрим дифракцию на крае тонкого экрана, расположенного на расстояниях r_1 и r_2 от передатчика Т и приемника R (рис. 3.4). Разность хода дифракционного и прямого лучей может быть записана в виде

$$\Delta r = \frac{h^2}{2} \cdot \frac{(r_1 + r_2)}{r_1 r_2}, \quad (3.15)$$

где h – высота препятствия. Введем параметр v , определяемый выражением

$$v = h \sqrt{\frac{2(r_1 + r_2)}{\lambda r_1 r_2}} = 2 \sqrt{\frac{\Delta r}{\lambda}}. \quad (3.16)$$

Тогда разность фаз между прямым и дифракционным лучом равна $\Delta \varphi = \frac{\pi}{2} v^2$. Поле в точке наблюдения определяется выражением

$$E = E_0 \frac{1+i}{2} \int_v^{\infty} \exp\left(-i \frac{\pi}{2} t^2\right) dt. \quad (3.17)$$

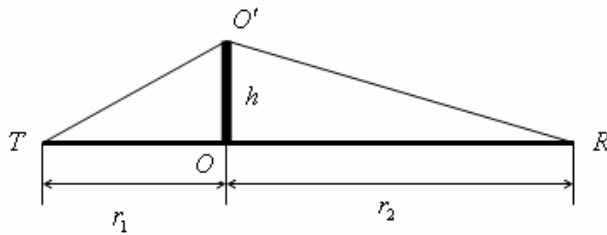


Рис. 3.4

Заметим, что в случае закрытой трассы, показанной на рис. 3.4 высота препятствия h относительно прямой TR, соединяющей передающую и приемную антенны, положительна. При этом положительно значение параметра v . В случае открытой трассы, когда

край препятствия находится ниже прямой TR, нижний предел интеграла в (3.17) отрицателен.

На практике используют следующие приближенные формулы для вычисления **дифракционных потерь** [4]:

$$L(v) = \begin{cases} 0, & v \leq -1; \\ 20 \lg(0,5 - 0,62v), & -0,8 < v < 0; \\ 20 \lg[0,5 \exp(-0,95v)], & 0 < v < 1; \\ 20 \lg \left[0,4 - (0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2)^{1/2} \right], & 1 < v < 2,4; \\ 20 \lg \left(\frac{0,225}{v} \right) & v > 2,4 \end{cases} \quad (3.18)$$

3.4. Влияние нескольких препятствий

При наличии нескольких препятствий, расположенных между передающей и приемной антеннами, для расчета дифракционных потерь используются различные модели [2-4].

Модель Биллингтона

В рамках этой модели несколько препятствий заменяется одним препятствием в виде непрозрачного экрана, как это показано на рис. 3.5.

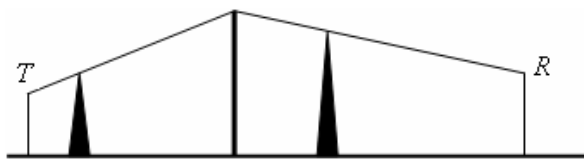


Рис. 3.5

Модель Эпштейна –Петерсона

При расчетах дифракционных потерь рассматривается последовательная дифракция на каждом из препятствий, которое заменяется непрозрачным экраном.

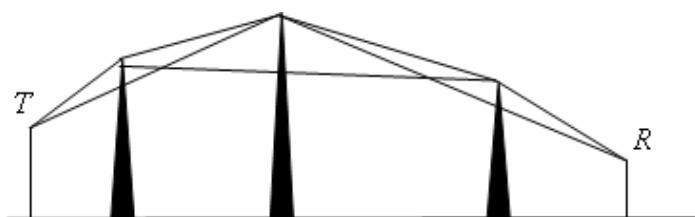


Рис. 3.6

Существуют и другие эмпирические модели, позволяющие рассчитать потери на закрытых трассах при наличии нескольких препятствий между передающей и приемной антеннами [1-4].

3.5. Распространение радиоволн внутри зданий

Модели, используемые при описании канала связи внутри зданий, отличаются от традиционных моделей канала мобильной связи в двух аспектах:

- размеры зоны покрытия существенно меньше, чем в городских условиях;
- условия распространения радиоволн более многообразны.

Распространение радиоволн внутри зданий в основном определяется следующими параметрами:

- планировкой здания;
- строительными материалами;
- типом здания.

Основные явления при распространении внутри зданий те же, что и в условиях города:

- отражение;
- дифракция;
- поглощение;
- рассеяние.

Уровень сигнала зависит от того, открыты или закрыты двери в комнатах, от того, где расположены антенны (на уровне стола или под потолком). Внутри зданий множество стен и перегородок, различных предметов, которые существенно влияют на формирование структуры электромагнитного поля как внутри, так и вне здания.

Обычно стены и перегородки внутри зданий делятся на два типа:

- «жесткие» стены, являющиеся частью конструкции здания;

- «мягкие» стены – перегородки, которые могут перемещаться. Как правило, высота этих перегородок меньше высоты стен в комнате.

Стены и перегородки внутри зданий выполняются, как правило, из различных строительных материалов с разными электрическими свойствами. Это затрудняет создание общей модели, пригодной для использования в зданиях различных типов.

Затухание при распространении между разными этажами определяется:

- внешними размерами и материалом здания;
- конструкцией перекрытий;
- внешним окружением;
- количеством окон в здании и характером поверхности стен.

Потери внутри зданий определяются выражением

$$L(r) = L(r_0) + 10n \lg \frac{r}{r_0} + X_\sigma, \quad (3.19)$$

где

n – зависит от типа здания и окружающих построек;

X_σ – случайная величина, подчиняющаяся нормальному распределению с дисперсией σ .

Эта модель дает величину потерь, отличающуюся от измеренной в процессе эксперимента не более чем на 4 дБ.

При распространении радиоволн между этажами описывается формулой

$$L(r) = L(r_0) + 10n_{SF} \lg \left(\frac{r}{r_0} \right) + FAF, \quad (3.20)$$

где n_{SF} – показатель степени, характеризующий распространение в пределах одного этажа,

FAF – фактор затухания между этажами.

Предыдущая формула может быть представлена в другом виде

$$L(r) = L(r_0) + 10n_{MF} \lg \left(\frac{r}{r_0} \right), \quad (3.21)$$

где n_{MF} – показатель степени, характеризующий распространение между этажами.

3.6. Геометрическая оптика и геометрическая теория дифракции

Для расчета уровня принимаемого сигнала в условиях городской застройки или внутри зданий часто применяется **лучевой подход** (метод геометрической оптики) [17-21]. При этом суммарное поле в месте расположения приемной антенны представляется в виде суммы сферических волн, приходящих к приемной антенне различными путями. Среди возможных путей выделяются **прямые лучи** (при наличии прямой видимости между передающей и приемной антеннами), а также лучи многократно **отраженные** от различных поверхностей (стен зданий, перегородок, пола или потолка внутри помещений). Основную сложность при использовании лучевого метода представляет отыскание всех возможных лучей, приходящих в заданную точку. Для решения этой задачи обычно используются два различных метода. В основе первого метода лежит метод изображений, в соответствии с которым строится система изображений (мнимых источников) реального излучателя в плоскостях стен, пола и других объектов, расположенных вблизи излучателя. Далее определяются зоны видимости каждого

мнимого источника, и производится суммирование полей различных мнимых источников. Второй метод основан на расчете траекторий волн выходящих в различных направлениях из источника с учетом законов отражения и преломления. Основную трудность при этом представляет поиск лучей, попадающих в приемную антенну.

При расчете характеристик сигналов, отраженных от различных поверхностей, необходимо знание электрических свойств отражающих поверхностей, т.е. относительной диэлектрической проницаемости и проводимости различных строительных материалов и конструкций. Некоторые сведения об этих параметрах можно найти в работах [22-24].

В рамках метода геометрической оптики не удастся рассчитать уровень принимаемого сигнала в области тени. Здесь на помощь приходит **геометрическая теория дифракции** [25]. В рамках геометрической теории дифракции наряду с отражением и преломлением постулируются еще другие способы образования лучей. Во всех случаях, когда при падении первичного поля на объект возникает граница свет-тень для обычных лучей, т.е. когда геометрооптическое решение претерпевает разрыв, постулируется образование дополнительных **дифракционных лучей**, компенсирующих эти разрывы. Дифракционные лучи порождаются лучами первичных волн, касающимися тела или попадающими на изломы поверхности тела (ребра, острия). Сформулируем основные законы геометрической теории дифракции.

1) Дифракционные лучи порождаются:

- а) лучами, падающими на неоднородные участки тела – острия, ребра, линии разрыва кривизны;
- б) лучами, касающимися тела.

Иными словами, дифракционные лучи порождаются только теми лучами падающего поля, которые образуют границы свет – тень.

2) Каждый луч первичного поля, удовлетворяющий первому условию, порождает бесконечное множество дифракционных лучей. При падении луча первичного поля на острие дифракционные лучи уходят от него во всех направлениях, тем самым образуя сферическую волну. При падении луча на ребро дифракционные лучи в каждой точке ребра образуют конус. Угол раствора конуса равен углу между касательной к ребру и падающим лучом.

- а) Закон образования дифракционных лучей в области тени гладкого выпуклого тела отличается от закона образования лучей у острий и ребер. В этом случае дифракционные лучи срываются с поверхности теневой части тела. Дифракционные волны этого типа получили название **волн соскальзывания**.
- б) Каждый луч падающей волны, касающийся тела, порождает на поверхности тела «поверхностный» луч, который является на поверхности тела геодезической линией. Его направление в месте образования совпадает с направлением падающего луча. Множество лучей волн соскальзывания отрывается по касательной от семейства поверхностных лучей.

3) Амплитуда дифракционного луча пропорциональна амплитуде порождающего его первичного луча в точке падения.

$$а) u_d = D \frac{\exp(iks)}{\sqrt{J}} u_i, \quad (3.22)$$

4) где u_i – амплитуда падающей волны, J – расходимость лучевой трубки, D – коэффициент дифракции, s – эйконал. Коэффициент дифракции определяется локальными особенностями геометрии тела в окрестности падающего луча (в случае острий или ребер) или геометрией тела в окрестности падающего луча между точкой падения и точкой отрыва для дифракционного луча (в случае гладкого тела).

Обобщенный лучевой метод, основанный на использовании наряду с обычными геометрическими лучами дифракционных лучей, широко используется для расчетов структуры электромагнитного поля как внутри зданий, так и в условиях городской застройки при отсутствии прямой видимости между передающей и приемной антеннами [26-29].

Список литературы к лекциям 1,2

1. Blaunstein N. Radio propagation in cellular networks. Artech House: Boston, London, 2000. – 386 p.
2. Yacoub M.D. Foundations of mobile radio engineering. CRC Press.: Boca Raton, 1993. – 481 p.
3. Lee W.C.Y. Mobile communications engineering. McGraw-Hill.: N.Y., 1982.
4. Lee W.C.Y. Mobile cellular telecommunications. McGraw-Hill.: N.Y., 1995. – 684 p.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ./ Под ред. В.И. Журавлева – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
6. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У.К. Джейкса. М.: Связь. 1979. – 520 с.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
8. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 640 с.
9. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия. 1975.
10. Okumura J. et.al. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. Rev. ins. Elec. Eng., 1968, v.16, no. 9-10, p. 825-873.
11. Nata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service. IEEE Trans. Veh. Technol., 1980, v. VT-29, no. 3, p. 317-325.
12. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. Радио, 1972. – 464 с.
13. Черенкова Е.Л., Чернышев О.В. Распространение радиоволн.–М.: Радио и связь, 1984.– 272 с.
14. Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1967. –268 с.
15. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: АН СССР. 1961. – 546 с.
16. Введенский Б.А., Аренберг А.Г. Вопросы распространения ультракоротких волн. М.: Сов. Радио, 1948.
17. Zhang W. Formulation of multiple diffraction by trees and buildings for radio propagation predictions for local multipoint distribution service. J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol., 1999, v. 104, no. 6, pp. 579-585.
18. Lawton M.C., MacGeehan J.P. The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments, IEEE Trans. Vehic. Tech., 1994, vol. 14, pp. 955-969.
19. McKown J.W., Hamilton R.L. Ray tracing as a design tool for radio networks. IEEE Network Magazine. 1991, v. 5, no. 6, pp. 27-30.
20. Seidel S.Y., Rappaport T.S. Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1994, vol. 43, no. 4, pp. 879-891.
21. Suzuki H., Mohan A.S. Ray tube tracing method for predicting indoor channel characteristics map. Electronics Letters. 1997, vol. 33, no. 17, pp. 1495-1496.

22. Ladrom O., Feurstein M.J., Rappaport T.S. A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1996, v. 44, pp. 341-351.
23. Honcharenko W., Bertoni H.L. Transmission and reflection characteristics at concrete block walls in the UHF bands proposed for future PCS. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1994, v. 42, pp. 232-239.
24. Guinas I., Sanchez M.G. Building material characterization from complex transmissivity measurements at 5.8 GHz. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2000, v. 48, pp. 1269-1271.
25. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М.: Связь, 1978. – 248 с.
26. Zhang W. A wide-band propagation model based on UTD for cellular mobile radio communications. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1997, v. 45, no. 11, pp. 1669-1678.
27. Torrico S.A., Bertoni H.L., Lang R.H. Modeling tree effects on path loss in a residential environment. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1998, v. 46, no. 6, pp. 872-880.
28. Tan S.Y., Tan H.S. A microcellular communications propagation model based on UTD and multiple image theory, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 1996, v. 44, no. 12, pp. 1317-1326.
29. Erceg V., Ghassemzadeh S., Taylor M., Li D., Schilling D.L. Urban/suburban out-of-sight propagation modeling. *IEEE Communications Magazine*. 1992, June 1992, pp. 56-61.