

## 第 2 章 移动通信电波传播与传播预测模型

本章主要介绍移动通信电波传播的基本概念和原理，并介绍常用的几种传播预测模型。首先介绍电波传播的基本特性，在此基础上介绍影响电波传播的 3 种基本机制：反射、绕射和散射。然后较详细地介绍移动无线信道及其特性参数，给出常用的几种传播预测模型和使用方法。最后介绍中继协同信道及其建模的一些基本概念。

- 理解电波传播的基本特性；
- 了解 3 种电波传播的机制；
- 掌握自由空间和阴影衰落的概念；
- 掌握多径衰落的特性和多普勒频移；
- 掌握多径信道模型的原理和多径信道的主要参数；
- 掌握多径信道的统计分析及多径信道的分类；
- 掌握多径衰落信道的特征量的概念和计算；
- 了解衰落信道的建模和仿真；
- 理解传播损耗和传播预测模型的基本概念，理解几种典型模型；
- 了解中继协同信道的基本概念。

### 2.1 电波传播的基本特性及其研究方法

#### 2.1.1 电波传播的基本特性

移动通信的首要问题就是研究电波的传播特性，掌握移动通信电波传播特性对移动通信无线传输技术的研究、开发和移动通信的系统设计具有十分重要的意义。移动通信的信道是指基站天线、移动用户天线和收发天线之间的传播路径，也就是移动通信系统面对的传播环境。总体来说，移动通信的传播环境包括地貌、人工建筑、气候特征、电磁干扰、通信体移动速度和使用的频段等。无线电波在此环境下传播表现出了几种主要传播方式：直射、反射、绕射和散射，以及它们的合成。图 2.1 描述了一种典型的信号传播环境。

移动通信系统的传播环境的各种复杂因素本身可能与时间有关，收发两端的位置也是随机的和时变的，因而移动信道是时变的随机参数信道。信道参数的随机变化导致接收信号幅度和相位的随机变化，这种现象称为衰落。

无线电波在这种传播环境下受到的影响主要表现在如下几个方面：随信号传播距离变化而导致的传播损耗，即自由空间传输损耗；由于传播环境中的地形起伏、建筑物及其他障碍物对电磁波的遮蔽所引起的损耗，一般称为阴影衰落；无线电波在传播路径上受到周围环境中地形

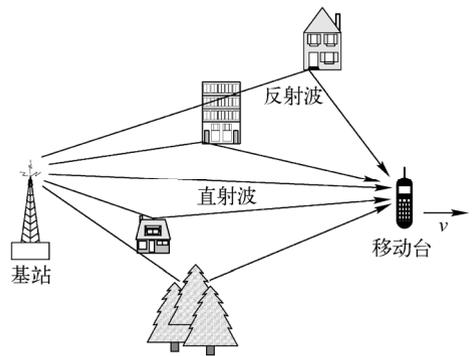


图 2.1 一种典型的信号传播环境

地物的作用而产生的反射、绕射和散射，使得其到达接收机时是从多条路径传来的多个信号的叠加，这种多径传播所引起的信号在接收端幅度、相位和到达时间的随机变化将导致严重的衰落，即所谓多径衰落。

另外，移动台在传播径向方向的运动将使接收信号产生多普勒(Doppler)效应，其结果会导致接收信号在频域的扩展，同时改变了信号电平的变化率。这就是所谓的多普勒频移，它的影响会产生附加的调频噪声，出现接收信号的失真。

通常在分析、研究无线信道时，常常将无线信道分为大尺度(Large-Scale)传播模型和小尺度传播模型两种。大尺度模型主要用于描述发射机与接收机(T-R)之间的长距离(几百或几千米)上信号强度的变化。小尺度模型用于描述短距离(几个波长)或短时间(秒级)内信号强度的快速变化。通常在同一个无线信道中大尺度衰落和小尺度衰落是同时存在的，如图 2.2 所示。

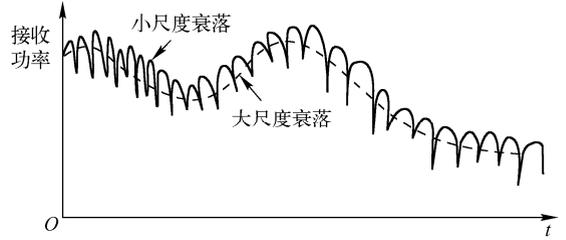


图 2.2 无线信道中的大尺度和小尺度衰落

根据发送信号与信道变化快慢程度的不同，无线信道的衰落又可分为长期慢衰落和短期快衰落。一般而言，大尺度表征了接收信号在一定时间内的均值随传播距离和环境的变化而呈现的缓慢变化，小尺度表征了接收信号短时间内的快速波动。

因此，无线信道的衰落特性可用下式描述

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t) \quad (2.1)$$

式中， $r(t)$  为信道的衰落因子； $m(t)$  为大尺度衰落； $r_0(t)$  为小尺度衰落。

大尺度衰落是由移动通信信道路径上的固定障碍物(建筑物、山丘、树林等)的阴影引起的，衰减特性一般服从  $d^{-n}$  律，平均信号衰落和关于平均衰落的变化具有对数正态分布的特征。利用不同测试环境下的移动通信信道的衰落中值计算公式，可以计算移动通信系统的业务覆盖区域。从无线系统工程的角度看，传播衰落主要影响无线区的覆盖。

小尺度衰落由移动台运动和地点的变化而产生，主要特征是多径。多径产生时间扩散，引起信号符号间干扰；运动产生多普勒效应，引起信号随机调频。不同的测试环境有不同的衰落特性。而多径衰落严重影响信号传输质量，并且是不可避免的，只能采用抗衰落技术来减小其影响。

### 2.1.2 电波传播特性的研究方法

理论上来说，电波传播的基本细节可以通过求解带边界条件的麦克斯韦方程得到。边界条件反应了传播环境中各种因素的影响。然而表征传播环境的各种复杂因素就是一个复杂的问题，甚至无法得到必要的参数；求解带有复杂边界条件的麦克斯韦方程涉及非常复杂的计算，因而通常采用一次近似的方法分析电波的传播特性，以避免上述问题。

常用的近似方法是射线跟踪。根据电波在各种障碍物表面上的反射、折射等特性，计算出到达接收端的电波受到的影响。最简单的射线跟踪模型是两径模型，通常是一个直射路径和一个地面反射路径，接收信号是这两个路径信号的叠加。

很多复杂的传播环境不能用射线跟踪模型描述。此时，一般要对传播环境进行实际测量，根据实际测量数据，建立经验模型，如奥村模型、哈塔模型等。

本章将分析无线移动通信信道中信号的场强，概率分布及功率谱密度，多径传播与快衰

落, 阴影衰落, 时延扩展与相关带宽, 以及信道的衰落特性, 包括平坦衰落和频率选择性衰落, 衰落率与电平通过率, 电平交叉率, 平均衰落周期与长期衰落, 衰落持续时间, 以及衰落信道的数学模型。另外, 介绍主要的用于无线网络工程设计的无线传播损耗预测模型。

## 2.2 自由空间的电波传播

自由空间是指在理想的、均匀的、各向同性的介质中, 电波传播不发生反射、折射、绕射、散射和吸收现象, 只存在电磁波能量扩散而引起的传播损耗。在自由空间中, 设发射点处的发射功率为  $P_t$ , 以球面波辐射; 设接收的功率为  $P_r$ , 则有

$$P_r = \frac{A_r}{4\pi d^2} P_t G_t \quad (2.2)$$

式中,  $A_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$ ,  $\lambda$  为工作波长,  $G_t$  和  $G_r$  分别为发射天线和接收天线增益,  $d$  为发射天线和接收天线间的距离。

自由空间的传播损耗  $L$  定义为

$$L = P_t / P_r \quad (2.3)$$

当  $G_t = G_r = 1$  时, 自由空间的传播损耗可写成

$$L = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.4)$$

若以分贝 (dB) 表示, 则有

$$[L] = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d \quad (2.5)$$

式中,  $f$  (MHz) 为工作频率,  $d$  (km) 为收发天线间距离。

需要指出的是, 自由空间是不吸收电磁能量的介质。实质上自由空间的传播损耗是指: 球面波在传播过程中, 随着传播距离的增大, 电磁能量在扩散过程中引起的球面波扩散损耗。电波的自由空间传播损耗是与距离的平方成正比的。实际上, 接收机天线所捕获的信号能量只是发射机天线发射能量的一小部分, 大部分能量都散失掉了。

**【例 1】** 对于自由空间路径损耗模型, 求使接收功率达到 1dBm 所需的发射功率。假设载波频率  $f = 5\text{GHz}$ , 全向天线 ( $G_t = G_r = 1$ ), 距离分别为  $d = 10\text{m}$  及  $d = 100\text{m}$ 。

**解:** 由于  $G_t = G_r = 1$ , 所以由式 (2.5) 有

$$L = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d$$

求出发射和接收端距离分别为 10m 和 100m 自由空间的路径损耗, 然后依据式 (2.3)

$$L = P_t / P_r$$

即

$$P_t (\text{dBm}) = L + P_r$$

求出所需要的发射功率。

$$\text{当 } d = 10\text{m} \text{ 时} \quad L = 32.45 + 20 \lg(5 \times 10^3) + 20 \lg(10 \times 10^{-3}) = 66.43$$

$$P_t (\text{dBm}) = L + P_r = 67.43\text{dBm}$$

$$\text{当 } d = 100\text{m} \text{ 时} \quad L = 32.45 + 20 \lg(5 \times 10^3) + 20 \lg(100 \times 10^{-3}) = 126.43$$

$$P_t (\text{dBm}) = L + P_r = 127.43\text{dBm}$$

另外要说明一点, 在移动无线系统中通常接收电平的动态范围很大, 因此常常用 dBm 或

dBW 为单位来表示接收电平, 即

$$P_r(\text{dBm}) = 10 \lg P_r(\text{mW})$$

$$P_r(\text{dBW}) = 10 \lg P_r(\text{W})$$

## 2.3 3 种基本电波传播机制

一般认为, 在移动通信系统中影响传播的 3 种最基本的机制为反射、绕射和散射。

- 反射发生在地球表面、建筑物和墙壁表面, 当电磁波遇到比其波长大的物体时就会发生反射。反射是产生多径衰落的主要因素。
- 当接收机和发射机之间的无线路径被尖利的边缘阻挡时会发生绕射。由阻挡表面产生的二次波分布于整个空间, 甚至绕射于阻挡体的背面。当发射机和接收机之间不存在视距路径时, 围绕阻挡体也产生波的弯曲。视距路径(LOS, Line Of Sight)是指移动台可以看见基站天线; 非视距(NLOS)是指移动台看不见基站天线。
- 散射波产生于粗糙表面、小物体或其他不规则物体。在实际的移动通信系统中, 树叶、街道标志和灯柱等都会引起散射。

### 2.3.1 反射与多径信号

#### 1. 反射

电磁波的反射发生在不同物体界面上, 这些反射界面可能是规则的, 也可能是不规则的; 可能是平滑的, 也可能是粗糙的。为了简化, 考虑反射表面是平滑的, 即所谓理想介质表面。如果电磁波传输到理想介质表面, 则能量都将反射回来。图 2.3 示出了平滑表面的反射。

入射波与反射波的比值称为反射系数。反射系数与入射角  $\theta$ 、电磁波的极化方式及反射介质的特性有关。

反射系数可表示为

$$R = \frac{\sin \theta - z}{\sin \theta + z} \quad (2.6)$$

式中  $z = \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2 \theta} / \epsilon_0$  (垂直极化),  $z = \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2 \theta}$  (水平极化)

$$\epsilon_0 = \epsilon - j60\sigma\lambda$$

式中,  $\epsilon$  为介电常数,  $\sigma$  为电导率,  $\lambda$  为波长。

#### 2. 两径传播模型

移动传播环境是复杂的, 实际上由于众多反射波的存在, 在接收机端是大量多径信号的叠加。为了使问题简化, 首先考虑简单的两径传播情况, 然后再研究多径的问题。

图 2.4 所示为有一条直射波和一条反射波路径的两径传播模型。图中  $A$  表示发射天线,  $B$  表示接收天线,  $AB$  表示直射波路径,  $ACB$  表示反射波路径。在接收天线  $B$  处的接收信号功率可表示为

$$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 G_r G_t \left| 1 + R e^{\Delta\varphi} + (1-R) A e^{\Delta\varphi} + \dots \right|^2 \quad (2.7)$$

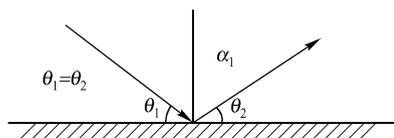


图 2.3 平滑表面的反射

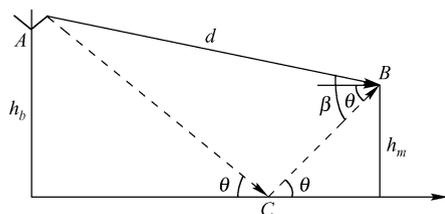


图 2.4 两径传播模型

式中，在绝对值号内，第一项代表直射波，第二项代表地面反射波，第三项代表地表面波，省略号代表感应场和地面二次效应。

在大多数场合，地表面波的影响可以忽略，则式(2.7)可以简化为

$$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 G_r G_t \left| 1 + R e^{j\Delta\varphi} \right|^2 \quad (2.8)$$

式中， $P_r$  和  $P_t$  分别为接收功率和发射功率； $G_r$  和  $G_t$  分别为基站和移动台的天线增益； $R$  为地面反射系数，可由式(2.6)求出； $d$  为收发天线距离； $\lambda$  为波长； $\Delta\varphi$  为两条路径的相位差，且有

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta l / \lambda \quad (2.9)$$

$$\Delta l = (AC + CB) - AB \quad (2.10)$$

### 3. 多径传播模型

考虑  $N$  个路径时，式(2.8)可推广为

$$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 G_r G_t \left| 1 + \sum_{i=1}^{N-1} R_i \exp(j\Delta\varphi_i) \right|^2 \quad (2.11)$$

当多径数目很大时，已无法用式(2.11)准确计算出接收信号的功率，必须用统计的方法计算接收信号的功率。

#### 2.3.2 绕射

在发送端和接收端之间有障碍物遮挡的情况下，电波绕过遮挡物传播称为绕射现象。绕射通常会引起电波的损耗。损耗的大小与遮挡物的性质，以及与传播路径的相对位置有关。

绕射现象可由惠更斯(Huygens)-菲涅耳原理来解释，即波在传播过程中，行进中的波前(面)上的每一点，都可作为产生次级波的点源，这些次级波组合起来形成传播方向上新的波前(面)。绕射由次级波的传播进入阴影区而形成。阴影区绕射波场强为围绕阻挡物所有次级波的矢量和。

图 2.5 是对惠更斯-菲涅耳原理的一个说明。

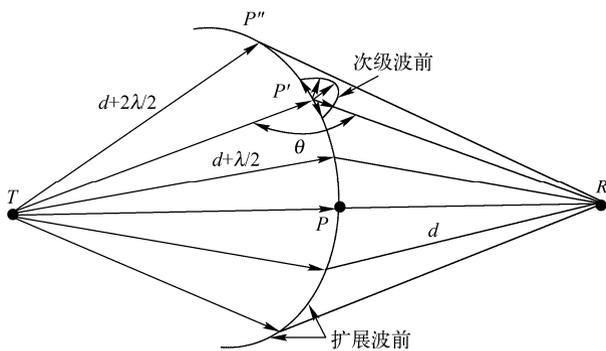


图 2.5 惠更斯-菲涅耳原理说明

由图 2.5 可以看出，在  $P'$  点处的次级波前中，只有夹角为  $\theta$  (即  $\angle TP'R$ ) 的次级波前能到达接收点  $R$ 。在  $P$  点， $\theta=180^\circ$ ；对于扩展波前上的其他点， $\theta$  将在  $0^\circ \sim 180^\circ$  之间变化。 $\theta$  的变化决定了到达接收点的辐射能量的大小。显然  $P''$  点的二次辐射波对  $R$  处接收信号电平的贡献小于  $P'$  点的。

若经由  $P'$  点的间接路径比经由  $P$  点的直接路径  $d$  长  $\lambda/2$ ，则这两条信号到达  $R$  点后，由于相位相差  $180^\circ$  而相互抵消。如果间接路径长度再增加  $\lambda/2$  波长，则通过这条间接路径的信号到达  $R$  点与直接路径信号 (经由  $P$  点) 是同相叠加的；间接路径的继续增加，经这条路径的信号就会在接收点  $R$  交替抵消和叠加。

上述现象可用菲涅耳区来解释。菲涅耳区表示从发射点到接收点次级波的路径长度比直接路径长度大  $n\lambda/2$  的连续区域。图 2.6 示意了菲涅耳区的概念。

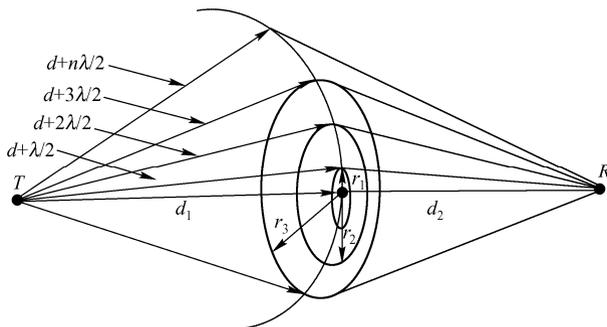


图 2.6 菲涅耳区无线路径的横截面

经过推导可得出，菲涅耳区同心圆的半径为

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.12)$$

当  $n=1$  时，就得到第一菲涅耳区半径。通常认为，在接收点处第一菲涅耳区的场强是全部场强的一半。若发射机和接收机的距离略大于第一菲涅耳区，则大部分能量可以到达接收机。

建立了上述概念后，就可以利用基尔霍夫 (Kirchhoff) 公式求解从波前点到空间任何一点的场强：

$$E_R = \frac{-1}{4\pi} \int_s \left[ E_s \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{e^{-jkr}}{r} \right) - \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\partial E_s}{\partial n} \right] ds \quad (2.13)$$

式中， $E_R$  为波面场强， $\frac{\partial E_s}{\partial n}$  为与波面正交的场强导数。

在实际计算绕射损耗时，很难给出精确的结果。为了估计计算方便人们常常采用一些典型的绕射模型。

### 2.3.3 散射

当无线电波遇到粗糙表面时，反射能量由于散射而散布于所有方向，这种现象称为散射。散射给接收机提供了额外的能量。散射发生的表面常常是粗糙不平的。

前面提到的反射一般采用平滑的表面，而散射发生的表面常常是粗糙不平的。给定入射角  $\theta_i$ ，则得到表面平整度的参数高度为

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.14)$$

式中， $\lambda$  为入射电波的波长。

若平面上最大的突起高度  $h < h_c$ ，则可认为该表面是光滑的；反之，认为该表面是粗糙

的。计算粗糙表面的反射时需要乘以散射损耗系数  $\rho_s$ ，以表示减弱的反射场。Ament 提出表面高度  $h$  是具有局部平均值的高斯 (Gaussian) 分布的随机变量，此时

$$\rho_s = \exp \left[ -8 \left( \frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.15)$$

式中， $\sigma_h$  为表面高度的标准差。

当  $h > h_c$  时，可以用粗糙表面的修正反射系数表示反射场强：

$$\Gamma_{\text{rough}} = \rho_s \Gamma \quad (2.16)$$

## 2.4 阴影衰落的基本特性

阴影衰落是由移动无线通信信道传播环境中的地形起伏、建筑物及其他障碍物对电波传播路径的阻挡而形成的电磁场阴影效应。阴影衰落的信号电平起伏是相对缓慢的，又称为慢衰落。其特点是衰落与无线电传播地形和地物的分布、高度有关。图 2.7 示意了阴影衰落。

阴影衰落一般表示为电波传播距离  $r$  的  $m$  次幂与表示阴影损耗的正态对数分量的乘积。移动用户和基站之间的距离为  $r$  时，传播路径损耗和阴影衰落可以表示为

$$l(r, \zeta) = r^m \times 10^{\zeta/10} \quad (2.17)$$

式中， $\zeta$  为阴影产生的对数损耗 (dB)，服从零平均和标准偏差为  $\sigma$  dB 的对数正态分布。

当用 dB 表示时，式 (2.17) 变为

$$10 \lg l(r, \zeta) = 10m \lg r + \zeta \quad (2.18)$$

人们将  $m$  称为路径损耗指数，实验数据表明  $m=4$ ，标准差  $\sigma=8$  dB，是合理的。



图 2.7 阴影衰落

## 2.5 多径传播模型

### 2.5.1 多径衰落的基本特性

移动无线信道的主要特征是多径传播。多径传播是由于无线传播环境的影响，在电波传播路径上产生了反射、绕射和散射，这样当电波传输到移动台的天线时，信号不是从单一路径来的，而是由许多路径来的多个信号的叠加。因为电波通过各个路径的距离不同，所以各个路径电波到达接收机的时间不同，相位也就不同。不同相位的多个信号在接收端叠加，有时是同相叠加而加强，有时是反相叠加而减弱。这样接收信号的幅度将急剧变化，即产生了所谓的多径衰落。多径衰落将严重影响信号的传输质量，所以研究多径衰落对移动通信传输技术的选择和数字接收机的设计尤为重要。

按照对大尺度衰落和小尺度衰落的分类，这里所讨论的属于小尺度衰落。

多径衰落的基本特性表现为信号幅度的衰落和时延扩展。具体地说，从空间角度考虑多径衰落时，接收信号的幅度将随着移动台移动距离的变动而衰落，其中本地反射物所引起的多径效应表现为较快的幅度变化，而其局部均值是随距离增加而起伏的，反映了地形变化所引起的衰落及空间扩散损耗；从时间角度考虑，由于信号的传播路径不同，所以到达接收端的时间也

就不同，当基站发出一个脉冲信号时，接收信号不仅包含该脉冲，还包括此脉冲的各个延时信号。这种由于多径效应引起的接收信号中脉冲的宽度扩展现象称为时延扩展。一般来说，模拟移动通信系统主要考虑多径效应引起的接收信号的幅度变化；数字移动通信系统主要考虑多径效应引起的脉冲信号的时延扩展。

基于上述多径衰落特性，在研究多径衰落时从以下几个方面进行：研究无线信道的数学描述方法；考虑无线信道的特性参数；根据测试和统计分析的结果，建立移动无线信道的统计模型；考察多径衰落的衰落特性参数。

## 2.5.2 多普勒频移

当移动体在  $x$  轴上以速度  $v$  移动时会引起多普勒频率漂移，如图 2.8 所示。

此时，多普勒效应引起的多普勒频移可表示为

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (2.19)$$

式中， $v$  为移动速度； $\lambda$  为波长； $\alpha$  为入射波与移动台移动方向之间的夹角； $v/\lambda = f_m$ ，为最大多普勒频移。

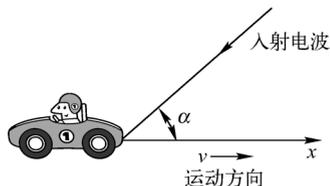


图 2.8 多普勒频移示意

由式 (2.19) 可以看出，多普勒频移与移动台运动的方向、速度，以及无线电波入射方向之间的夹角有关。若移动台朝向入射波方向运动，则多普勒频移为正(接收信号频率上升)；反之，若移动台背向入射波方向运动，则多普勒频移为负(接收信号频率下降)。信号经过不同方向传播，其多径分量将造成接收机信号的多普勒扩散，因而增加了信号带宽。

## 2.5.3 多径信道的信道模型

多径信道对无线信号的影响表现为多径衰落特性。通常可以将信道视为作用于信号上的一个滤波器，因此可通过分析滤波器的冲激响应和传递函数得到多径信道的特性。

设传输信号  $x(t) = \text{Re}\{s(t)\exp(j2\pi f_c t)\}$  (2.20)

式中， $f_c$  为载频。当此信号通过无线信道时，会受到多径信道的影响而产生多径效应。假设第  $i$  径的路径长度为  $x_i$ 、衰落系数(或反射系数)为  $a_i$ ，则接收到的信号可表示为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_i a_i x\left(t - \frac{x_i}{c}\right) = \sum_i a_i \text{Re}\left\{s\left(t - \frac{x_i}{c}\right) \exp\left[j2\pi f_c \left(t - \frac{x_i}{c}\right)\right]\right\} \\ &= \text{Re}\left\{\sum_i a_i s\left(t - \frac{x_i}{c}\right) \exp\left[j2\pi\left(f_c t - \frac{x_i}{\lambda}\right)\right]\right\} \end{aligned} \quad (2.21)$$

式中， $c$  为光速； $\lambda = c/f_c$  为波长。

经简单推导可以得出接收信号的包络：

$$y(t) = \text{Re}\{r(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.22)$$

式中， $r(t)$  为接收信号的复数形式，即

$$r(t) = \sum_i a_i \exp\left(-j2\pi \frac{x_i}{\lambda}\right) s\left(t - \frac{x_i}{c}\right) = \sum_i a_i \exp(-j2\pi f_c \tau_i) s(t - \tau_i) \quad (2.23)$$

式中， $\tau_i = x_i/c$  为时延。

$r(t)$  实质上是接收信号的复包络模型, 是衰落、相移和时延都不同的各个路径的总和。

上面的讨论忽略了移动台的移动情况。考虑移动台移动时, 由于移动台周围的散射体较杂乱, 则多径的各个路径长度将发生变化。这种变化会导致每条路径的频率发生变化, 产生多普勒效应。

设路径  $i$  的到达方向和移动台运动方向之间的夹角为  $\theta_i$ , 则路径的变化量为

$$\Delta x_i = -vt \cos \theta_i \quad (2.24)$$

这时信号输出的复包络将变为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_i a_i \exp\left(-j2\pi \frac{x_i + \Delta x_i}{\lambda}\right) s\left(t - \frac{x_i + \Delta x_i}{c}\right) \\ &= \sum_i a_i \exp\left(-j2\pi \frac{x_i}{\lambda}\right) \exp\left(j2\pi \frac{v}{\lambda} t \cos \theta_i\right) s\left(t - \frac{x_i}{c} + \frac{vt \cos \theta_i}{c}\right) \end{aligned} \quad (2.25)$$

简化式 (2.25), 忽略信号的时延变化量  $\frac{vt \cos \theta_i}{c}$  在  $s\left(t - \frac{x_i}{c} + \frac{vt \cos \theta_i}{c}\right)$  中的影响 (因为  $\frac{vt \cos \theta_i}{c}$  的数量级比  $\frac{x_i}{c}$  小得多), 但  $\frac{vt \cos \theta_i}{c}$  在相位中不能忽略, 则

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_i a_i \exp\left[j2\pi\left(\frac{v}{\lambda} t \cos \theta_i - \frac{x_i}{\lambda}\right)\right] s\left(t - \frac{x_i}{c}\right) \\ &= \sum_i a_i \exp\left[j2\pi\left(f_m t \cos \theta_i - \frac{x_i}{\lambda}\right)\right] s(t - \tau_i) \\ &= \sum_i a_i \exp[j(2\pi f_m t \cos \theta_i - 2\pi f_c \tau_i)] s(t - \tau_i) \\ &= \sum_i a_i s(t - \tau_i) \exp[-j(2\pi f_c \tau_i - 2\pi f_m t \cos \theta_i)] \end{aligned} \quad (2.26)$$

式中,  $f_m$  为最大多普勒频移。

式 (2.26) 表明了多径和多普勒效应对复基带传输信号  $s(t)$  施加的影响。

$$\text{令} \quad \psi_i(t) = 2\pi f_c \tau_i - 2\pi f_m t \cos \theta_i = \omega_c \tau_i - \omega_{D,i} t \quad (2.27)$$

式中,  $\tau_i$  为第  $i$  条路径到达接收机的信号分量的增量延迟, 它随时间变化。增量延迟是指实际延迟减去所有分量取平均的延迟。因此  $\omega_c \tau_i$  表示了多径延迟对随机相位  $\psi_i(t)$  的影响。 $\omega_{D,i} t$  表示多普勒效应对  $\psi_i(t)$  的影响。在任何时刻  $t$ , 随机相位  $\psi_i(t)$  都可产生对  $r(t)$  的影响, 从而引起多径衰落。

进一步分析式 (2.26) 可得

$$r(t) = \sum_i a_i s(t - \tau_i) e^{-j\psi_i(t)} = s(t) * h(t, \tau) \quad (2.28)$$

式中,  $s(t)$  为复基带传输信号;  $h(t, \tau)$  为信道的冲激响应; 符号  $*$  表示卷积。图 2.9 所示为这种等效的冲激响应的信道模型。

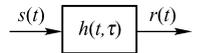


图 2.9 等效冲激响应模型

其中冲激响应可表示为

$$h(t, \tau) = \sum_i a_i e^{-j\psi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.29)$$

式中,  $a_i$ 、 $\tau_i$  为第  $i$  个分量的实际幅度和增量延迟; 相位  $\psi_i(t)$  包含了在第  $i$  个增量延迟内一个多径分量所有的相移;  $\delta(\bullet)$  为单位冲激函数。

假设信道冲激响应具有时不变性, 或者至少在一小段时间间隔或距离内具有保持不变, 则

信道冲激响应可以简化为

$$h(\tau) = \sum_i a_i e^{-j\psi_i(\tau)} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.30)$$

此冲激响应完全描述了信道特性。研究表明，相位  $\psi_i$  服从  $[0, 2\pi]$  的均匀分布，多径信号的个数、每个多径信号的幅度(或功率)，以及时延需要进行测试，找出其统计规律。此冲激响应模型在工程上可用抽头延迟线实现。

## 2.5.4 多径信道的主要描述参数

由于多径环境和移动台运动等因素的影响，使得移动信道对传输信号在时间、频率和角度上造成了色散。通常用功率在时间、频率及角度上的分布来描述这种色散，即用功率延迟分布(PDP, Power Delay Profile)描述信道在时间上的色散；用多普勒功率谱密度(DPSD, Doppler Power Spectral Density)描述信道在频率上的色散；用角度谱(PAS, Power Azimuth Spectrum)描述信道在角度上的色散。定量描述这些色散时，常用一些特定参数来描述，即所谓多径信道的主要参数。

### 1. 时间色散参数和相关带宽

#### (1) 时间色散参数

这里讨论的多径信道时间色散参数，是用平均附加时延  $\bar{\tau}$  和 rms 时延扩展  $\sigma_\tau$ ，以及最大附加时延扩展(XdB)描述的。这些参数是由功率延迟分布  $P(\tau)$  来定义的。功率延迟分布是一个基于固定时延参考  $\tau_0$  的附加时延  $\tau$  的函数，通过对本地瞬时功率延迟分布取平均得到。

平均附加时延  $\bar{\tau}$  定义为

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.31)$$

rms 时延扩展  $\sigma_\tau$  定义为

$$\sigma_\tau = \sqrt{E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2} \quad (2.32)$$

式中

$$E(\tau^2) = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.33)$$

最大附加时延扩展(XdB)定义为，多径能量从初值衰落到比最大能量低  $X(\text{dB})$  处的时延。也就是说，最大附加时延扩展定义为  $\tau_x - \tau_0$ ，其中  $\tau_0$  是第一个到达信号的时刻， $\tau_x$  是最大时延值，该期间到达的多径分量不低于最大分量减去  $X\text{dB}$ (最强多径信号不一定在  $\tau_0$  处到达)。实际上最大附加时延扩展(XdB)处定义了高于某特定门限的多径分量的时间范围。

在市区环境中常将功率延迟分布近似为指数分布，如图 2.10 所示。

其指数分布为

$$P(\tau) = \frac{1}{T} e^{-\tau/T} \quad (2.34)$$

式中， $T$  是常数，为多径时延的平均值。

为了更直观地说明平均附加时延  $\bar{\tau}$  和 rms 时延扩展  $\sigma_\tau$ ，以及最大附加时延扩展(XdB)的概念，图 2.11 示出了典型的对最强路径信号功率的归一化时延扩展谱。图中， $T_m$  为归一化的最大附加时延扩展(XdB)； $\tau_m$  为归一化平均附加时延  $\bar{\tau}$ ； $\Delta$  为归一化 rms 时延扩展  $\sigma_\tau$ 。

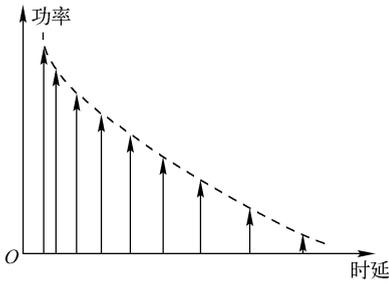


图 2.10 功率延迟分布示意

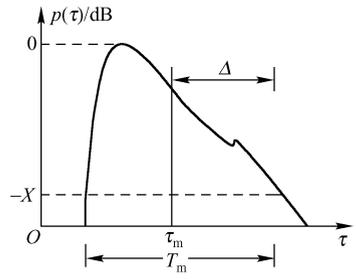


图 2.11 典型的归一化时延扩展谱

## (2) 相关带宽

与时延扩展有关的另一个重要概念是相关带宽。当信号通过移动信道时，会引起多径衰落。我们自然会考虑，信号中不同频率分量通过多径衰落信道后所受到的衰落是否相同。频率间隔靠得很近的两个衰落信号存在不同时延，这可使两个信号变得相关。使得这一情况经常发生的频率间隔取决于时延扩展  $\sigma_\tau$ 。这一频率间隔称为“相干” (coherence) 或“相关” (correlation) 带宽 ( $B_c$ )。

为了说明问题简单起见，先考虑两径的情况。

图 2.12 示出了两条路径信道模型。第一条路径信号为  $x_i(t)$ ，第二条路径信号为  $rx_i(t)e^{j\omega\Delta(t)}$ ， $r$  为比例常数， $\Delta(t)$  为两径时延差。

$$\text{接收信号为} \quad r_0(t) = x_i(t)(1 + re^{j\omega\Delta(t)}) \quad (2.35)$$

两路径信道的等效网络传递函数为

$$H_c(j\omega, t) = \frac{r_0(t)}{x_i(t)} = 1 + re^{j\omega\Delta(t)} \quad (2.36)$$

$$\text{信道的幅频特性为} \quad A(\omega, t) = |1 + r \cos \omega\Delta(t) + jr \sin \omega\Delta(t)| \quad (2.37)$$

所以，当  $\omega\Delta(t) = 2n\pi$  时 ( $n$  为整数)，两径信号同相叠加，信号出现峰点；而当  $\omega\Delta(t) = (2n+1)\pi$  时，双径信号反相相减，信号出现谷点。幅频特性曲线如图 2.13 所示。

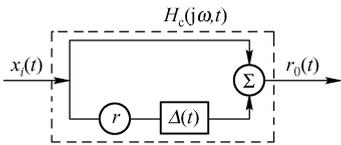


图 2.12 两条路径信道模型

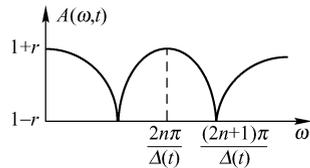


图 2.13 通过两条路径信道的接收信号幅频特性曲线

由图 2.13 可见，相邻两个谷点的相位差  $\Delta\varphi = \Delta\omega \cdot \Delta(t) = 2\pi$ ， $\Delta\omega = 2\pi / \Delta(t)$  或  $B_c = \Delta\omega / 2\pi = 1 / \Delta(t)$ 。两相邻场强为最小值的频率间隔是与两径时延  $\Delta(t)$  成反比的。

实际上，移动信道中的传播路径通常是多条而不止两条，且由于移动台处于运动状态，因此当考虑多径时  $\Delta(t)$  应为 rms 时延扩展  $\sigma_\tau(t)$ 。上面从时延扩展出发比较直观地说明了相关带宽的概念，但由于  $\sigma_\tau(t)$  是随时间变化的，所以合成信号的振幅的谷点和峰点在频率轴上的位置也随时间变化，使得信道的传递函数变得复杂，很难准确地分析相关带宽的大小。通常的做法是先考虑两个信号包络的相关性，当多径时其 rms 时延扩展  $\sigma_\tau(t)$  可以由大量实测数据经过统计处理计算出来，这样再确定相关带宽，这也说明相关带宽是信道本身的特性参数，与信号无关。

下面来说明当考虑两个信号包络的相关性时，推导出的相关带宽。

设两个信号的包络为  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$ ，频率差为  $\Delta f = |f_1 - f_2|$ ，则包络相关系数为

$$\rho_r(\Delta f, \tau) = \frac{R_r(\Delta f, \tau) - \langle r_1 \rangle \langle r_2 \rangle}{\sqrt{[\langle r_1^2 \rangle - \langle r_1 \rangle^2][\langle r_2^2 \rangle - \langle r_2 \rangle^2]}} \quad (2.38)$$

式中， $R_r(\Delta f, \tau)$  为相关函数，有

$$R_r(\Delta f, \tau) = \langle r_1, r_2 \rangle = \int_0^\infty r_1 r_2 p(r_1, r_2) dr_1 dr_2 \quad (2.39)$$

若信号衰落服从瑞利分布，则可以计算出

$$\rho_r(\Delta f, \tau) \approx \frac{J_0^2(2\pi f_m \tau)}{1 + (2\pi \Delta f)^2 \sigma_r^2} \quad (2.40)$$

式中， $J_0(\cdot)$  为零阶 Bessel 函数， $f_m$  为最大多普勒频移。

不失一般性，可令  $\tau = 0$ ，于是式(2.40)可简化为

$$\rho_r(\Delta f) \approx \frac{1}{1 + (2\pi \Delta f)^2 \sigma_r^2} \quad (2.41)$$

从式(2.41)可见，当频率间隔增加时，包络的相关性降低。通常，根据包络的相关系数  $\rho_r(\Delta f) = 0.5$  来测度相关带宽。例如， $2\pi f \sigma_r = 1$ ，得到  $\rho_r(\Delta f) = 0.5$ ，相关带宽为

$$\Delta f = 1/(2\pi \sigma_r) \quad (2.42)$$

即相关带宽为

$$B_c = 1/(2\pi \sigma_r) \quad (2.43)$$

根据衰落与频率的关系，将衰落分为两种：频率选择性衰落和非频率选择性衰落。后者又称为平坦衰落。

频率选择性衰落是指传输信道对信号不同的频率成分有不同的随机响应，信号中不同频率分量衰落不一致，引起信号波形失真。

非频率选择性衰落是指信号经过传输信道后，各频率分量的衰落是相关的，具有一致性，衰落波形不失真。

是否发生频率选择性衰落或非频率选择性衰落要由信道和信号两方面来决定。对于移动信道来说，存在一个固有的相关带宽。当信号的带宽小于相关带宽时，发生非频率选择性衰落；当信号的带宽大于相关带宽时，发生频率选择性衰落。

对于数字移动通信来说，当码元速率较低、信号带宽小于信道相关带宽时，信号通过信道传输后各频率分量的变化具有一致性，衰落为平坦衰落，信号的波形不失真；反之，当码元速率较高、信号带宽大于信道相关带宽时，信号通过信道传输后各频率分量的变化是不一致性的，衰落为频率选择性衰落，将引起波形失真，造成码间干扰。

## 2. 频率色散参数和相关时间

频率色散参数是用多普勒扩展来描述的，而相关时间是与多普勒扩展相对应的参数。与时延扩展和相关带宽不同的是，多普勒扩展和相关时间描述的是信道的时变特性。这种时变特性或是由移动台与基站间的相对运动引起的，或是由信道路径中的物体运动引起的。

当信道时变时，信道具有时间选择性衰落，这种衰落会造成信号的失真。这是因为发送信号在传输过程中，信道特性发生了变化。信号尾端时的信道特性与信号前端的信道特性发生了变化，不一样了，就会产生时间选择性衰落。

### (1) 多普勒扩展

假设发射载频为  $f_c$ ，接收信号是由许多径过多普勒频移的平面波合成的，即是由  $N$  个平

面波合成的。当  $N \rightarrow \infty$  时，接收天线在  $\alpha \sim \alpha + d\alpha$  角度内的入射功率趋于连续。

再假设  $p(\alpha)d\alpha$  表示在角度  $\alpha \sim \alpha + d\alpha$  内的入射功率， $G(\alpha)$  表示接收天线增益，则入射波在  $\alpha \sim \alpha + d\alpha$  内的功率为

$$b \cdot G(\alpha) \cdot p(\alpha) \cdot d\alpha \quad (2.44)$$

式中， $b$  为平均功率。

考虑多普勒频移时，则接收的频率为

$$f(\alpha) = f = f_c + f_m \cos \alpha = f(-\alpha) \quad (2.45)$$

式中， $f_c$  为载波频率。

用  $S(f)$  表示功率谱，则

$$S(f)|df| = b|p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)| \cdot |d\alpha| \quad (2.46)$$

式中， $d|f(\alpha)| = f_m |-\sin \alpha| |d\alpha|$ 。又由式(2.45)可知， $\alpha = \arccos \left[ \frac{f - f_c}{f_m} \right]$ ，则可推导出

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \left( \frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} S(f) &= \frac{b}{|df(\alpha)|} [p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)] \cdot |d\alpha| \\ &= \frac{b[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left( \frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}}, \quad |f - f_c| < f_m \end{aligned} \quad (2.48)$$

对  $b$  归一化，并设  $G(\alpha) = 1$ ， $p(\alpha) = 1/2\pi$ ， $-\pi \leq \alpha \leq \pi$ ，得到典型的多普勒功率谱为

$$S(f) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}}, \quad |f - f_c| < f_m \quad (2.49)$$

由于多普勒效应，接收信号的功率谱展宽到  $f_c - f_m \sim f_c + f_m$ 。

图 2.14 示出了多普勒扩展功率谱，即多普勒扩展。

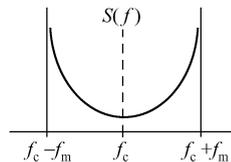


图 2.14 多普勒扩展功率谱

在应用多普勒频谱时，通常假设以下条件成立：

① 对于室外传播信道，大量接收信号波到达后均匀地分布在移动台的水平方位上，每个时延间隔的仰角为 0。假设天线方向图在水平方位上是均匀的。在基站一侧，一般来说，到达的接收波在水平方位上处于一个有限的范围内。这种情况的多普勒扩展由式(2.49)表示，称为典型(CLASS)多普勒扩展。

② 对于室内传播信道，在基站一侧，对于每个时延间隔，大量到达的接收波均匀地分布在仰角方位和水平方位上。假设天线是短波或半波垂直极化天线，此时天线增益  $G(\alpha) = 1.64$ 。这种情况的多普勒扩展由式(2.50)表示，称为平坦(FLAT)多普勒扩展，有

$$S(f) = 1/2f_m, \quad |f - f_c| \ll f_m \quad (2.50)$$

## (2) 相关时间

相关时间是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均值。也就是说，相关时间是指一段时间间隔，在此间隔内，两个到达信号具有很强的相关性，换句话说，在相关时间内信道特性没有明显的变化。因此相干时间表征了时变信道对信号的衰落节拍，这种衰落是由多普勒效应引起的，并且发生在传输波形的特定时间段上，即信道在时域具有选择性。一般称这种由多普勒效应而在时域产生的选择性衰落为时间选择性衰落。时间选择性衰落对数字信号误码有明显的影 响，为了减小这种影响，要求基带信号的码元速率远大于信道的相关时间。

时间相关函数  $R(\Delta\tau)$  与多普勒功率谱  $S(f)$  之间是傅里叶变换关系, 即

$$R(\Delta\tau) \leftrightarrow S(f) \quad (2.51)$$

所以多普勒扩展的倒数就是对信道相关时间的度量, 即

$$T_c \approx 1/f_D \approx 1/f_m \quad (2.52)$$

式中,  $f_D$  为多普勒扩展(有时也用  $B_D$  表示), 即多普勒频移。当入射波与移动台移动方向之间的夹角  $\alpha=0$  时, 式(2.52)成立。

与讨论相关带宽的方法类似, 如果以信号包络相关度为 0.5 来定义相关时间, 则相关时间的计算如下。

令式(2.40)中  $\Delta f=0$ , 则

$$\rho_r(0, \tau) \approx J_0^2(2\pi f_m \tau) \quad (2.53)$$

因此 
$$\rho_r(0, T_c) \approx J_0^2(2\pi f_m T_c) = 0.5 \quad (2.54)$$

可推出 
$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.55)$$

式中,  $f_m$  为最大多普勒频移。

由相关时间的定义可知, 时间间隔大于  $T_c$  的两个到达信号受到信道的影响各不相同。例如, 移动台的移动速度为 30m/s, 信道的载频为 2GHz, 则相关时间为 1ms。所以为了保证信号经过信道后不会在时间轴上产生失真, 就必须保证传输的符号速率大于 1kb/s。

另外, 在测量小尺度电波传播时, 要考虑选取适当的空间取样间隔, 以避免连续取样值有很强的时间相关性。一般认为, 式(2.55)给出的  $T_c$  是一个保守值, 所以可以选取  $T_c/2$  作为取值的时间间隔, 以此求出空间取样间隔。

在现代数字通信中, 比较粗糙的方法是规定  $T_c$  为式(2.52)和式(2.55)的几何平均作为经验关系:

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.56)$$

### 3. 角度色散参数和相关距离

由于无线通信中移动台和基站周围的散射环境不同, 使得多天线系统中不同位置的天线经历的衰落不同, 从而产生了角度色散, 即空间选择性衰落。与单天线的研究不同, 在对多天线研究过程中, 不仅要了解无线信道的衰落、延时等变量的统计特性, 还需了解有关角度的统计特性, 如到达角度和离开角度等, 正是这些角度的原因才引发了空间选择性衰落。角度扩展和相关距离是描述空间选择性衰落的两个主要参数。

#### (1) 角度扩展

角度扩展(AS, Azimuth Spread)  $\Delta$  是用来描述空间选择性衰落的重要参数, 它与角度功率谱(PAS)  $p(\theta)$  有关。

角度功率谱是信号功率谱密度在角度上的分布。研究表明, 角度功率谱(PAS)一般为均匀分布、截短高斯分布和截短拉普拉斯分布。

角度扩展  $\Delta$  等于角度功率谱  $p(\theta)$  的二阶中心矩的平方根, 即

$$\Delta = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\theta - \bar{\theta})^2 p(\theta) d\theta}{\int_0^\infty p(\theta) d\theta}} \quad (2.57)$$

式中

$$\bar{\theta} = \frac{\int_0^{\infty} \theta p(\theta) d\theta}{\int_0^{\infty} p(\theta) d\theta} \quad (2.58)$$

角度扩展  $\Delta$  描述了功率谱在空间上的色散程度，角度扩展在  $[0, 360^\circ]$  区间分布。角度扩展越大，表明散射环境越强，信号在空间的色散度越高；反之，角度扩展越小，表明散射环境越弱，信号在空间的色散度越低。

## (2) 相关距离

相关距离  $D_c$  是指信道冲激响应保证有一定相关度的空间距离。在相关距离内，信号经历的衰落具有很大的相关性。在相关距离内，可以认为空间传输函数是平坦的；如果天线元素放置的空间距离比相关距离小得多，即

$$\Delta x \ll D_c \quad (2.59)$$

则信道就是非空间选择性信道。

## 2.5.5 多径信道的统计分析

这里所述的多径信道的统计分析，主要讨论多径信道的包络统计特性。一般而言，根据不同的无线环境，接收信号的包络服从瑞利分布和莱斯分布。另外，还有一种具有参数  $m$  的 Nakagami- $m$  分布，参数  $m$  取不同的值时对应的分布也不相同，因此更具有广泛性。

### 1. 瑞利分布

设发射信号是垂直极化的，并且只考虑垂直波时，场强为

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + \theta_n) \quad (\text{实部}) \quad (2.60)$$

式中， $\omega_c$  为载波频率； $E_0 \cdot C_n$  为第  $n$  个入射波(实部)的幅度； $\theta_n = \omega_n t + \phi_n$ ， $\omega_n$  为多普勒频率漂移， $\phi_n$  为随机相位 ( $0 \sim 2\pi$  均匀分布)。

假设：① 发射机和接收机之间没有直射波路径；

② 有大量的反射波存在，且到达接收机天线的方向角是随机的 ( $0 \sim 2\pi$  均匀分布)；

③ 各个反射波的幅度和相位都是统计独立的。

通常在离基站较远、反射物较多的地区是符合上述假设的，则  $E_z$  可以表示为

$$E_z = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t \quad (2.61)$$

式中  $T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_n t + \phi_n)$ ， $T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(\omega_n t + \phi_n)$

$T_c(t)$  和  $T_s(t)$  分别为  $E_z$  的两个角频率相同的相互正交的分量。当  $N$  很大时， $T_c(t)$  和  $T_s(t)$  是大量独立随机变量之和。根据中心极限理论，大量独立随机变量之和接近于正态分布，因而  $T_c(t)$  和  $T_s(t)$  是高斯随机过程。对应固定时间  $t$ ， $T_c$  和  $T_s$  为随机变量。 $T_c, T_s$  具有零平均和等方差：

$$\langle T_c^2 \rangle = \langle T_s^2 \rangle = E_s^2 / 2 = \langle |E_z|^2 \rangle \quad (2.62)$$

$\langle |E_z|^2 \rangle$  是关于  $\alpha_n, \phi_n$  的总体平均， $C_n, T_s, T_c$  是不相关的， $\langle T_s \cdot T_c \rangle = 0$ 。

由于  $T_c$  和  $T_s$  是高斯过程，因此，其概率密度为

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b}} e^{-\frac{x^2}{2b}} \quad (2.63)$$

式中,  $b = E_0^2/2$  为信号的平均功率,  $x = T_c$  或  $T_s$ 。

由于  $T_s$  和  $T_c$  是统计独立的, 则  $T_c$  和  $T_c$  的联合概率密度为

$$p(T_s, T_c) = p(T_s)p(T_c) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{T_s^2 + T_c^2}{2\sigma^2}} \quad (2.64)$$

式中,  $\sigma^2 = b = E_0^2/2$ 。

为了求出接收信号的幅度和相位分布, 将  $p(T_s, T_c)$  变为  $p(r, \theta)$ , 即将式(2.64)的直角坐标变换为极坐标的形式。

$$\text{令} \quad r = \sqrt{(T_s^2 + T_c^2)}, \quad \theta = \arctan T_s / T_c \quad (2.65)$$

$$\text{则} \quad T_c = r \cos \theta, \quad T_s = r \sin \theta \quad (2.66)$$

$$\text{由雅可比行列式} \quad J = \frac{\partial(T_c, T_s)}{\partial(r, \theta)} = \begin{vmatrix} \cos \theta - r \sin \theta \\ \sin \theta r \cos \theta \end{vmatrix} = r \quad (2.67)$$

$$\text{所以} \quad p(r, \theta) = p(T_c, T_s) \cdot |J| = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.68)$$

$$\text{式(2.68)对} \theta \text{积分, 得} \quad p(r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{2\pi} r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0 \quad (2.69)$$

$$\text{式(2.68)对} r \text{积分, 得} \quad p(\theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2.70)$$

所以信号包络  $r$  服从瑞利分布(见式(2.69)),  $\theta$  在  $0 \sim 2\pi$  内为均匀分布。其中,  $\sigma$  是包络检波之前所接收的电压信号的均方根值(rms),  $\sigma^2 = E_0^2/2$  为接收信号包络的时间平均功率,  $r$  是幅度。

不超过某一特定值  $R$  的接收信号的包络的概率分布(PDF)为

$$P(R) = p_i(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.71)$$

瑞利分布的均值  $r_{\text{mean}}$  及方差  $\sigma^2$  分别为

$$r_{\text{mean}} = E[r] = \int_0^R r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.72)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E[r^2] - E^2[r] = \int_0^R r^2 dr - \frac{\sigma^2}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.73)$$

满足  $P(r \leq r_m) = 0.5$  的  $r_m$  值称为信号包络样本区间的中值。由式(2.71)可以求出  $r_m = 1.777\sigma$ 。

瑞利分布的概率密度曲线如图 2.15 所示。

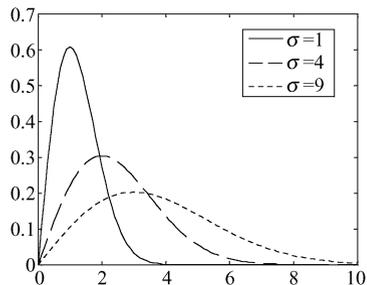


图 2.15 瑞利分布的概率密度曲线

## 2. 莱斯分布

当接收信号中有视距传播的直达波信号时, 视距信号成为主接收信号分量, 同时还有不同角度随机到达的多径分量叠加在这个主信号分量上, 这时的接收信号就呈现为莱斯分布, 甚至高斯分布。但当主信号减弱达到与其他多径信号分量的功率一样, 即没有视距信号时, 混合信号的包络又服从瑞利分布。所以, 在接收信号中没有主导分量时, 莱斯分布就转变为瑞利分布。

莱斯分布的概率密度表示为

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma}} I_0\left(\frac{A^2}{\sigma^2}\right); \quad A \geq 0, r \geq 0 \quad (2.74)$$

$$p(r) = 0, \quad r < 0 \quad (2.75)$$

式中,  $A$  是主信号的峰值;  $r$  是衰落信号的包络,  $\sigma$  为  $r$  的方差;  $I_0(\bullet)$  是零阶第一类修正贝塞尔函数。贝塞尔分布常用参数  $K$  来描述,  $K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ , 定义为主信号的功率与多径分量方差之比, 即

$$K(\text{dB}) = 10 \lg \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.76)$$

$K$  值是莱斯因子, 完全决定了莱斯分布。当  $A \rightarrow 0, K \rightarrow -\infty$  时, 莱斯分布变为瑞利分布。很显然, 强直射波的存在使得接收信号包络从瑞利变为莱斯分布; 当直射波进一步增强 ( $\frac{A}{2\sigma^2} \gg 1$ ) 时, 莱斯分布将向高斯分布趋近。图 2.16 示出了莱斯分布的概率密度曲线。

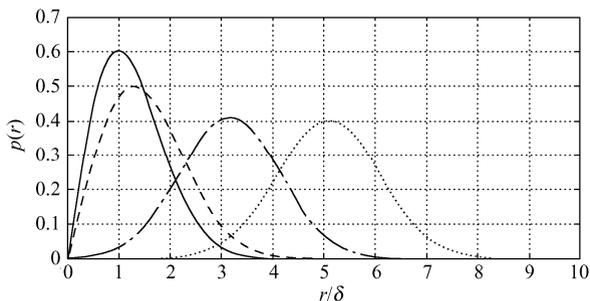


图 2.16 莱斯分布的概率密度曲线

注意: 莱斯分布适用于一条路径明显强于其他多径的情况, 但并不意味这条径就是直射径。在非直射系统中, 如果源自某一个散射体路径的信号功率特别强, 信号的衰落也会服从莱斯分布。

### 3. Nakagami-m 分布

Nakagami-m 分布由 Nakagami 在 20 世纪 40 年代提出, 通过基于场测试的实验方法, 用曲线拟合, 达到近似分布。研究表明, Nakagami-m 分布对于无线信道的描述具有很强的适应性。

若信号的包络  $r$  服从 Nakagami-m 分布, 则其概率密度函数为

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right) \quad (2.77)$$

式中,  $m = E^2(r^2)/\text{var}(r^2)$ , 为  $\geq 1/2$  的实数;  $\Omega = E(r^2)$ ;  $\Gamma(m) = \int_0^\infty x^{m-1} e^{-x} dx$ , 为伽马函数。

对于功率  $s = r^2/2$  的概率密度函数, 则有

$$p(s) = \left(\frac{m}{\bar{s}}\right)^m \frac{s^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{ms}{\bar{s}}\right) \quad (2.78)$$

式中,  $\bar{s} = E(s) = \Omega/2$ , 为信号的平均功率。

$$m = 1 \text{ 时} \quad p(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2}{\Omega}\right) = \frac{r}{\bar{s}} \exp\left(-\frac{2r^2}{\bar{s}}\right) \quad (2.79)$$

Nakagami-m 分布成为瑞利分布。

另外, Nakagami-m 分布可以用  $m$  (一般称为形状因子) 和莱斯因子  $K$  之间的关系来确定, 即

$$m = \frac{(K+1)^2}{2K+1} \quad (2.80)$$

当  $m$  较大时, Nakagami-m 分布接近高斯分布。

## 2.5.6 多径衰落信道的分类

前面详细讨论了信号通过无线信道时, 所产生的多径时延、多普勒效应, 以及信号的包络所服从的各种分布等。由此导致了信号通过无线信道时, 经历了不同类型的衰落。移动无线信道中的时间色散和频率色散可能产生 4 种衰落效应, 这是由信号、信道以及发送频率的特性引起的。

概括起来这 4 种衰落效应是: 由于时间色散导致发送信号产生的平坦衰落和频率选择性衰落; 根据发送信号与信道变化快慢程度的比较, 也就是频率色散引起的信号失真, 可将信道分为快衰落信道和慢衰落信道。

### 1. 平坦衰落和频率选择性衰落

如果信道带宽大于发送信号的带宽, 且在带宽范围内有恒定增益和线性相位, 则接收信号就会经历平坦衰落过程。在平坦衰落情况下, 信道的多径结构使发送信号的频谱特性在接收机内仍能保持不变, 所以平坦衰落也称为频率非选择性衰落。平坦衰落信道的条件可概括为

$$B_s \ll B_c \quad (2.81)$$

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (2.82)$$

式中,  $T_s$  为信号周期(信号带宽  $B_s$  的倒数);  $\sigma_\tau$  为信道的时延扩展;  $B_c$  为相关带宽。

如果信道具有恒定增益和相位, 其带宽范围小于发送信号带宽, 则此信道特性会导致接收信号产生选择性衰落。此时, 信道冲激响应具有多径时延扩展, 其值大于发送信号波形带宽的倒数。在这种情况下, 接收信号中包含经历了衰减和时延的发送信号波形的多径波, 因而将产生接收信号失真。频率选择性衰落是由信道中发送信号的时间色散引起的。这种色散会引起符号间干扰。

对于频率选择性衰落而言, 发送信号的带宽大于信道的相关带宽。由频域可以看出, 不同频率获得不同增益时, 信道就会产生频率选择。产生频率选择性衰落的条件为

$$B_s > B_c \quad (2.83)$$

$$T_s < \sigma_\tau \quad (2.84)$$

通常若  $T_s \leq 10\sigma_\tau$ , 可认为该信道是频率选择性的, 但这一范围依赖于所用的调制类型。

### 2. 快衰落信道和慢衰落信道

当信道的相关时间比发送信号的周期短, 且基带信号的带宽  $B_s$  小于多普勒扩展  $B_D$  时, 信道冲激响应在符号周期内变化很快, 从而导致信号失真, 产生衰落, 此衰落为快衰落。所以信号经历快衰落的条件为

$$T_s > T_c \quad (2.85)$$

$$B_s < B_D \quad (2.86)$$

当信道的相关时间远远大于发送信号的周期, 且基带信号的带宽  $B_s$  远远大于多普勒扩展  $B_D$  时, 信道冲激响应变化比要传送的信号码元的周期低很多, 可以认为该信道是慢衰落信