

本章将探究窄带无线信道的大尺度衰落和小尺度衰落的产生原因和统计特性；介绍常用的窄带信道模型，主要包括两径模型、瑞利(Rayleigh)模型和莱斯(Rice)模型；掌握大尺度和小尺度衰落余量的概念和计算方法；理解多普勒谱的产生原因和衰落的时间相关性。

### 3.1 概述

第2章介绍了无线电波传播机制和路径损耗模型。图3-1给出了实测接收场强随距离的变化。由图3-1可知，随着收发距离的增加，接收场强整体降低，这与路径损耗随收发距离增大而增大的变化规律相符合。但接收场强并不是单调下降，在局部还存在一些波动，称为衰落(Fading)。衰落可分为两大类：小尺度衰落和大尺度衰落。

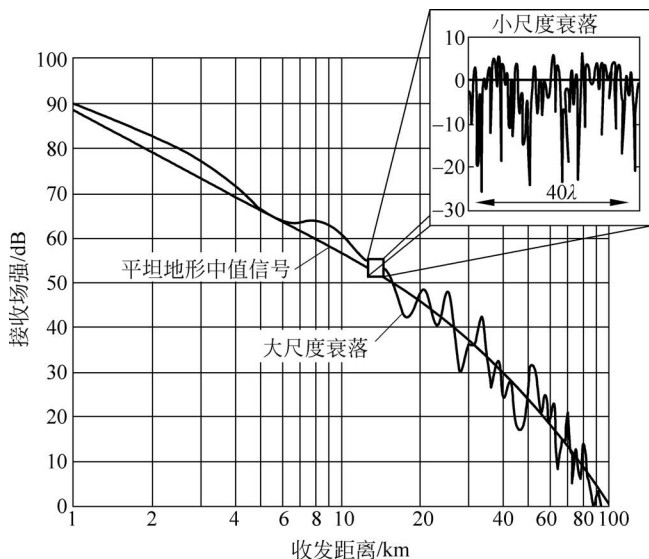


图 3-1 接收场强变化

#### 3.1.1 小尺度衰落

如图3-1右上角的局部放大图所示，在很小的范围，如约40个波长的范围内，接收场强会围绕一个局部平均值发生若干次起伏（幅度超过20dB）。由于每次波动基本上在大约一



个波长范围内,因此称为小尺度衰落(Small-Scale Fading,SSF)。

小尺度衰落产生的主要原因是信道的多径传播和移动导致的多普勒频移;衰落类型包括瑞利衰落、莱斯衰落、Nakagami- $m$ 衰落等。相关内容将在下文中详细介绍。由于小尺度衰落的变化速率较快,因此有的文献中也称为快衰落。

### 3.1.2 大尺度衰落

如图 3-1 所示,在几百个波长范围内,接收功率会围绕平均值发生一定的波动,因为这种波动发生在相对小尺度衰落更大的空间范围上,因此称为大尺度衰落(Large-Scale Fading,LSF)。

大尺度衰落主要是由于地形地物等障碍物的遮挡导致,使得在距发射机相同距离的不同位置上(如图 3-2 中 B 至 C 这段区域由于遮挡,接收功率明显低于其他区域),接收功率存在一定的波动,因此也称为阴影衰落(Shadowing Fading)。

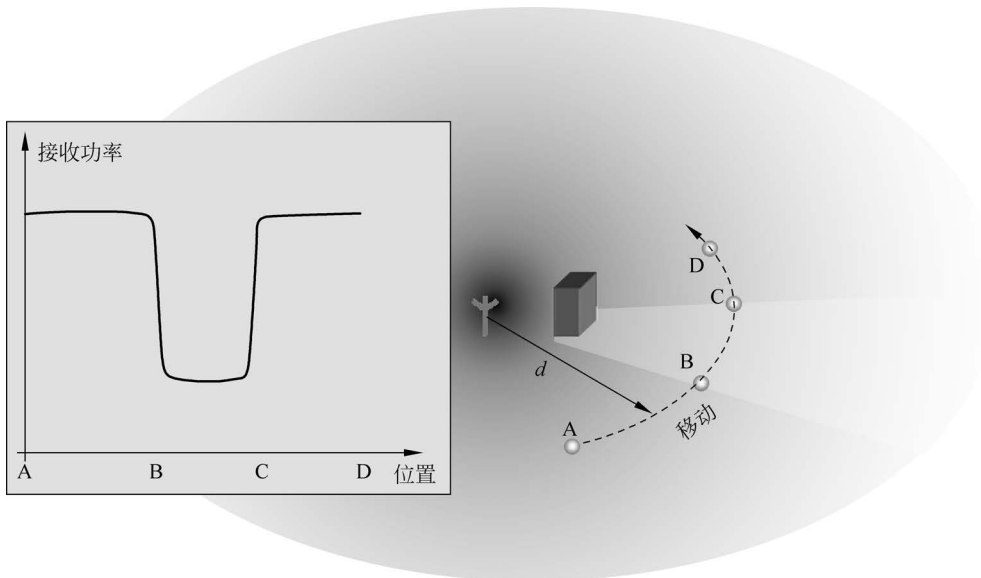


图 3-2 阴影衰落示意图

由小尺度衰落和大尺度衰落的分析可知,电波传播和无线信道有明显的随机特性,因此通常采用统计分布加以描述。下面首先介绍大尺度衰落的统计分布特性。

## 3.2 阴影衰落

### 3.2.1 阴影衰落统计分布

阴影衰落中影响信号场强波动的因素主要包括障碍物的大小、位置和介电特性等,这些因素都是未知且随机变化的,因此一般采用统计模型表征这种衰落。最常用的模型为对数正态(Log-Normal)阴影模型,即阴影衰落的分贝值  $L_{SF} |_{dB}$  服从正态分布,概率密度函数为

$$p(L_{SF} |_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{SF} |_{dB}} \exp \left[ -\frac{(L_{SF} |_{dB} - \mu_{SF} |_{dB})^2}{2\sigma_{SF}^2 |_{dB}} \right] \quad (3-1)$$

其中,  $\sigma_{\text{SF}} |_{\text{dB}}$  为阴影衰落分贝值的标准差;  $\mu_{\text{SF}} |_{\text{dB}}$  为阴影衰落分贝值的均值。

对于不同电波传播场景和不同频率,  $\sigma_{\text{SF}}$  的值不尽相同。一般而言, 在障碍物较多、几乎不存在 LoS 路径的场景中,  $\sigma_{\text{SF}}$  相对较大, 可达 4~10dB; 而在开阔场景中, 障碍物较少, LoS 路径广泛存在,  $\sigma_{\text{SF}}$  则相对较小, 一般为 2~4dB。

简便起见, 常将阴影衰落的均值吸收到路径损耗中, 这样阴影衰落服从零均值的对数正态分布, 即  $\mu_{\text{SF}} = 0$ 。在工程应用中, 也经常将阴影衰落与路径损耗合并考虑, 认为是路径损耗本身的波动。

此外, 阴影衰落具有位置相关性, 即空间上相距  $d$  的两个位置阴影衰落值具有相关性, 这也是阴影衰落的重要特性。一般认为阴影衰落相关系数服从负指数模型, 即

$$\rho(d) = \exp(-|d|/d_{\text{cor}}) \quad (3-2)$$

其中,  $d_{\text{cor}}$  为相关距离, 即相关系数下降到  $1/e$  时两个位置间的距离, 相关距离一般为几十米。

### 3.2.2 阴影衰落余量

由于阴影衰落的存在, 即使接收机与基站距离不变, 接收功率也不完全相同。因此, 直接根据路径损耗公式计算得到的接收功率可以近似认为是平均值。图 3-3 分别给出了考虑和不考虑阴影衰落时的接收功率等高线。在考虑阴影衰落后, 大致可以认为只有约 50% 时间(或位置)上瞬时接收功率可以超过平均值。因此, 如果不预留任何余量, 则约有 50% 的情况, 无线通信系统无法正常工作, 这显然是无法接受的。

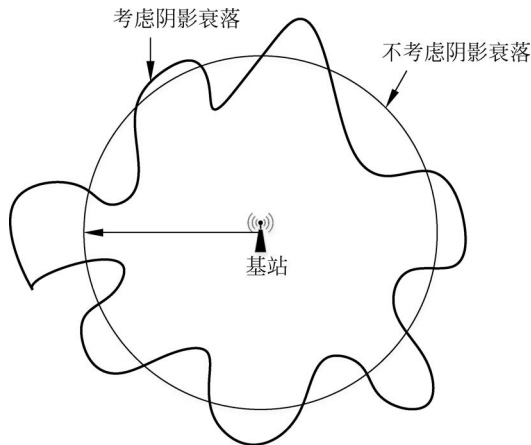


图 3-3 接收功率等高线

因此, 为了保证系统具有较好的性能, 必须在路径损耗公式计算得到的路径损耗基础上, 追加一个余量, 称为衰落余量, 即需要考虑更恶劣一些的情况, 这样才能确保接收功率以较高概率(如 90%、95% 或 99%)超过这个值。

阴影衰落余量定义为

$$M |_{\text{dB}} = L_{\text{max}} |_{\text{dB}} - \bar{L} |_{\text{dB}} \quad (3-3)$$

其中,  $L_{\text{max}} |_{\text{dB}}$  为系统可接受的最大路径损耗;  $\bar{L} |_{\text{dB}}$  为路径损耗均值, 即根据路径损耗公式计算得到的值。

中断概率(Outage Probability)定义为实际路径损耗(考虑阴影衰落) $L|_{\text{dB}}$  大于可接受的最大路径损耗的概率,即

$$P_{\text{out}} = P\{L|_{\text{dB}} > L_{\text{max}}|_{\text{dB}} = \bar{L}|_{\text{dB}} + M|_{\text{dB}}\} \quad (3-4)$$

中断概率如图 3-4 中的拖尾部分所示。显然,阴影衰落余量越大,中断概率越小,系统正常工作的概率越大。然而,较大的衰落余量,也意味着更大的发射功率,或者更小的基站覆盖范围,会造成网络建设和运营成本的增加。因此,需要根据系统性能要求,合理设置衰落余量。

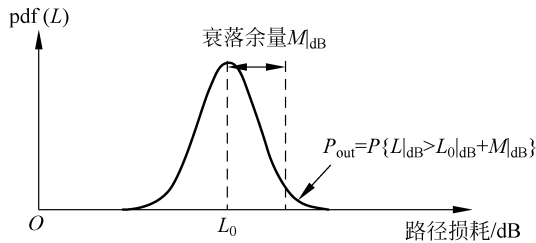


图 3-4 阴影衰落余量与中断概率

**【例 3-1】** 距发射机距离  $d$  的各处的路径损耗均值  $L_0 = 127\text{dB}$ , 阴影衰落服从零均值、标准差  $\sigma_{\text{SF}} = 7\text{dB}$  的对数正态分布。若系统能够接受的最大路径损耗为  $135\text{dB}$ , 求在此距离上由阴影衰落引起的中断概率, 并判断系统性能是否能满足中断概率不超过  $10\%$  的要求。如果无法满足, 衰落余量应该增加到多少? 如果阴影衰落标准差减小到  $5\text{dB}$ , 则所需的衰落余量又为多少? (不考虑小尺度衰落。)

**解** 衰落余量为

$$M|_{\text{dB}} = L_{\text{max}}|_{\text{dB}} - L_0|_{\text{dB}} = 135 - 127 = 8\text{dB}$$

阴影衰落服从零均值、 $\sigma_{\text{SF}} = 7\text{dB}$  的对数正态分布, 因此, 有

$$P_{\text{out}} = \int_M^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{SF}}|_{\text{dB}}} \exp\left[-\frac{(L_{\text{SF}}|_{\text{dB}})^2}{2\sigma_{\text{SF}}^2|_{\text{dB}}}\right] dL_{\text{SF}}|_{\text{dB}}$$

进行积分换元, 将阴影衰落转换为零均值、 $\sigma_{\text{SF}} = 1$  的标准正态分布, 则

$$P_{\text{out}} = \int_{\frac{M}{\sigma_{\text{SF}}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy = Q\left(\frac{M}{\sigma_{\text{SF}}}\right)$$

其中,  $Q(x) = P(X > x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$  为正态分布的截止概率。

可得中断概率为

$$P_{\text{out}} = Q\left(\frac{M}{\sigma_{\text{SF}}}\right) = Q\left(\frac{8}{7}\right) = 0.127 = 12.7\%$$

因此,  $8\text{dB}$  的阴影衰落余量无法满足中断概率不超过  $10\%$  的系统性能要求。

要满足系统性能要求, 需要进一步增大衰落余量。

由

$$P_{\text{out}} = Q\left(\frac{M}{\sigma_{\text{SF}}}\right) = Q\left(\frac{M}{7}\right) = 0.1$$

可得衰落余量  $M = 9\text{dB}$ , 即需要  $9\text{dB}$  的衰落余量, 才能满足系统  $10\%$  中断概率的要求。

另外, 如果阴影衰落标准差减小到  $5\text{dB}$ , 则

$$P_{\text{out}} = Q\left(\frac{M}{\sigma_{\text{SF}}}\right) = Q\left(\frac{M}{5}\right) = 0.1$$

可得  $M=6.4\text{dB}$ 。这意味着对于一定的中断概率,阴影衰落标准差越小,所需的衰落余量也越小。

### 3.3 多径效应

在实际环境中,无线电波通常会通过直射、反射、透射、绕射、散射等多种机制进行传播,无线电波经过不同的传播路径到达接收机,称为多径(Multipath)。在多径环境中,接收信号实际上是各传播路径信号的矢量叠加。下面介绍简单的两径模型。

假设发射信号为单载波信号(窄带信号),有

$$E_{\text{TX}}(t) = A \cos(2\pi f_c t) \quad (3-5)$$

其中,  $A$  为发射信号的幅值;  $f_c$  为载频。

信道经过两条不同的路径到达接收机,两条路径的接收信号分别为

$$E_{\text{RX1}}(t) = E_1 \cos(2\pi f_c t - 2\pi d_1 / \lambda)$$

和

$$E_{\text{RX2}}(t) = E_2 \cos(2\pi f_c t - 2\pi d_2 / \lambda)$$

其中,  $E_1$  和  $E_2$  为两条路径接收信号的幅值;  $2\pi d_1 / \lambda$  和  $2\pi d_2 / \lambda$  分别为两条路径的相位滞后;  $d_1$  和  $d_2$  为两条路径的长度。注意,这里没有考虑反散射导致的相移。

为了研究方便,一般将射频信号表示为等效基带(复)信号。

路径 1 接收信号为

$$E_{\text{RX1}} = E_1 \exp(-jk_0 d_1)$$

路径 2 接收信号为

$$E_{\text{RX2}} = E_2 \exp(-jk_0 d_2)$$

其中,  $k_0 = 2\pi / \lambda$  为波数。

两条路径的接收信号在接收机处矢量叠加,由于相位不同,当相位差绝对值小于  $\pi/2$  时,发生相长(Constructively)干涉,相互加强;反之,则发生相消(Destructively)干涉,信号相互削弱。

这一现象与托马斯·杨双缝干涉实验类似。1801年,英国物理学家托马斯·杨将光束照射于两条相互平行的狭缝,如图 3-5 所示。经过两个狭缝的光相互干涉,在屏幕上显示出系列亮条纹与暗条纹相间的图样,如图 3-6 所示。

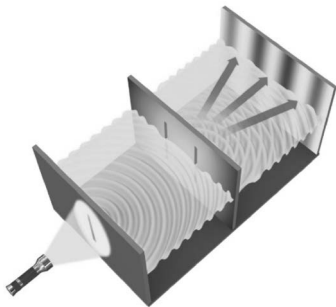


图 3-5 双缝干涉实验

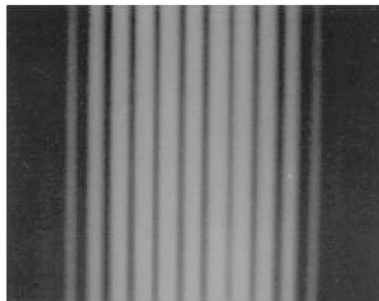


图 3-6 双缝干涉条纹



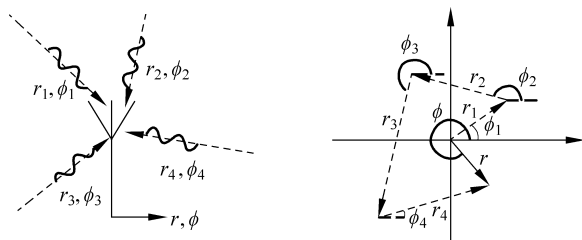
第 3-2 集  
微课视频

可以想象,如果接收机处于屏幕中的亮条纹处,接收功率较强;而如果处于暗条纹处,则接收功率会严重下降,即接收功率发生剧烈波动。由于相邻明暗条纹的间距与波长相当,因此称为小尺度衰落。

### 3.4 瑞利衰落

3.3 节讨论了最简单的两条路径的情况。而在实际环境中,路径数要多得多,传播情况更为复杂。

假定信道中有  $N$  条路径,且其中没有主导分量,每个路径信号的幅度和相位随机变化,且相互独立。接收信号是各路径信号的矢量叠加。图 3-7 给出了一个包括 4 条路径的情况。



$$r \exp(j\phi) = r_1 \exp(j\phi_1) + r_2 \exp(j\phi_2) + r_3 \exp(j\phi_3) + r_4 \exp(j\phi_4)$$

图 3-7 无主导分量时 4 条路径信号的合成

显然,接收信号的实部和虚部分别为各路径信号实部和虚部之和。由于每条路径幅值和相位都相互独立,因此实部  $\text{Re}(r)$  和虚部  $\text{Im}(r)$  相互独立,且都是很多随机变量的和。

由于没有主导分量,因此根据中心极限定理,当路径数  $N$  趋于无穷时,接收信号的实部和虚部服从正态分布,且均值均为 0,方差相等,三维分布如图 3-8 所示。

接收功率则服从卡方(Chi-Square)分布,接收信号幅度  $r$  服从如图 3-9 所示的瑞利分布(Rayleigh Distribution),因此称为瑞利衰落。接收信号幅度  $r$  的概率密度函数为

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r < \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (3-6)$$

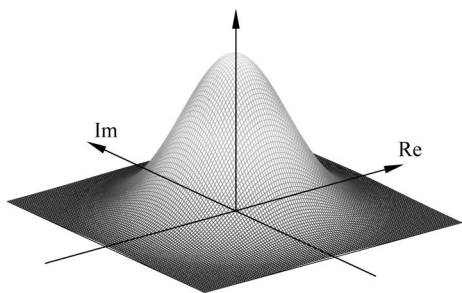


图 3-8 无主导分量时信号衰落三维分布(瑞利衰落)

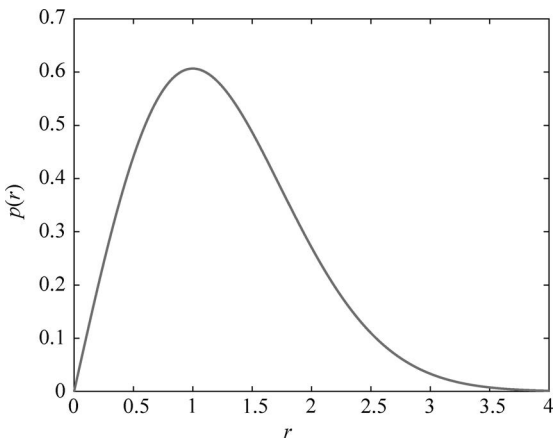


图 3-9 瑞利衰落幅度分布



其中,  $\sigma^2$  为接收信号实部与虚部的方差。

相位  $\varphi$  服从  $[0, 2\pi)$  上的均匀分布, 概率密度函数为

$$p(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq \varphi < 2\pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3-7)$$

3.2.2 节介绍了为了对抗阴影衰落造成的系统性能恶化, 通常需要留出一定的余量。同样地, 针对小尺度衰落, 也需要一定的衰落余量, 即小尺度衰落余量。

当信道为瑞利衰落时, 可得中断概率为

$$P(r < r_{\min}) = \int_0^{r_{\min}} p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{1}{M}\right) \quad (3-8)$$

其中,  $r$  为接收信号幅度;  $r_{\min}$  为系统能够正常工作的最小接收信号幅度;  $p(r)$  为  $r$  的概率密度函数;  $M$  为衰落余量, 即平均接收功率与正常工作所需的最小接收功率之比(对数域为差)。

**【例 3-2】** 假定信道为瑞利衰落, 请问需要多大的衰落余量才能保证中断概率为 1%? 当衰落余量分别为 3dB、6dB 和 20dB 时, 中断概率分别是多少?

**解** 由  $P(r < r_{\min}) = 1 - \exp\left(-\frac{1}{M}\right) = 0.01$  可得  $M = 100 = 20\text{dB}$ 。

同理可得, 衰落余量  $M = 3\text{dB}$  时, 中断概率 0.393; 衰落余量  $M = 6\text{dB}$  时, 中断概率 0.221; 衰落余量  $M = 20\text{dB}$  时, 中断概率 0.01。

### 3.5 莱斯衰落

假定无线信道中有  $N$  条路径, 其中存在稳定的(非衰落)的主导分量, 最常见的就是视距路径。显然, 接收信号的实部和虚部仍然为各路径信号实部和虚部之和。同样, 根据中心极限定理, 当路径数  $N$  趋于无穷时, 接收信号的实部和虚部服从正态分布。

由于接收信号中包含主导分量, 不失一般性地, 将主导分量放到实部正半轴上。因此, 如图 3-10 所示, 接收信号实部和虚部正态分布的均值分别为  $A$  和 0, 其中  $A$  为主导分量的幅度。

接收信号幅度  $r$  服从如图 3-11 所示的莱斯分布(Rice Distribution), 因此称为莱斯衰落。接收信号幅度  $r$  概率密度函数为

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

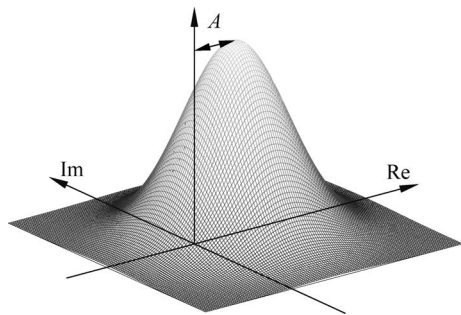


图 3-10 有主导分量时信号衰落三维分布(莱斯衰落)



其中,  $A$  为主导分量的幅度;  $\sigma^2$  为非主导分量(反/散射信号的合成信号)实部/虚部的方差;  $I_0$  为零阶第一类修正贝塞尔函数。

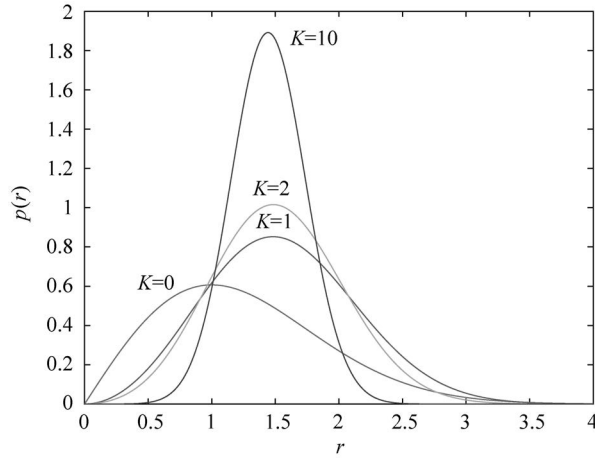


图 3-11 莱斯衰落幅度分布

通常采用莱斯  $K$  因子刻画莱斯信道, 莱斯  $K$  因子定义为主导分量与非主导分量功率之比, 即

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (3-10)$$

不同莱斯  $K$  因子的衰落幅度分布如图 3-11 所示。显然,  $K$  值越大, 即主导分量相对于非主导分量的功率越强, 此时无线信道越趋近于无衰落, 趋近于高斯分布; 而当  $K=0$  时, 则意味着没有主导分量, 即为瑞利衰落, 因此瑞利衰落可以认为是莱斯衰落在  $K=0$  时的特例。

由于主导分量的存在, 莱斯衰落中相位不再服从均匀分布, 而是以主导分量的相位为中心的非常均值的正态分布, 如图 3-12 所示。

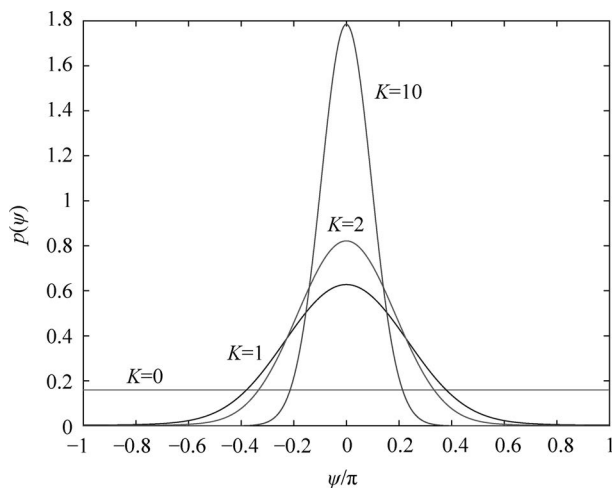


图 3-12 莱斯衰落相位分布

接收信号相位  $\psi$  概率密度函数为

$$p(\psi) = \frac{[1 + \sqrt{\pi K} \exp(K \cos^2(\psi)) \cos(\psi)][1 + \operatorname{erf}(\sqrt{K} \cos(\psi))]}{2\pi \exp(K)} \quad (3-11)$$

其中,  $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt$  为误差函数。

## 3.6 Nakagami- $m$ 衰落

Nakagami- $m$  最早于 1960 年被提出,用于模拟无线通信中的衰落信道,简称为 Nakagami 衰落,也是得到广泛应用的衰落模型。接收信号包络  $r$  的概率密度函数为

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right), \quad r \geq 0 \quad (3-12)$$

其中,  $m = \frac{\Omega^2}{(r^2 - \Omega)^2}$  为衰落参数;  $\Omega = E(r^2)$  为信号平均功率;  $\Gamma(m)$  为伽马函数。

Nakagami- $m$  分布更具一般性,改变  $m$  的值,可以转变为多种衰落模型。例如,当  $m=1$  时,衰落退化为瑞利衰落;令  $m = (K+1)^2 / (2K+1)$ ,则近似为莱斯因子为  $K$  的莱斯衰落;  $m = \infty$  则代表无衰落。

一些城区场景的无线信道测量结果显示, Nakagami- $m$  分布与实测数据有很好的拟合程度。

## 3.7 多普勒频移与信道时变特性

### 3.7.1 多普勒频移

当发射机、接收机或周边的反散射体存在相对运动时,接收信号的频率  $f$  相对发射频率  $f_0$  会发生偏移,即  $f = f_0 + f_d$ ,其中  $f_d$  为频移。由于这一现象最早由奥地利物理学家多普勒发现,因此称为多普勒频移(Doppler Shift)。在研究中,通常假设只有接收机移动。

多普勒频移计算式为

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos\theta \quad (3-13)$$

其中,  $f_0$  为发射信号频率;  $v$  为发射机与接收机之间的相对速度;  $\theta$  为接收机运动方向与信号来波方向的夹角;  $c$  为光速。

如图 3-13 所示,当接收机迎着无线信号来波方向运动时,多普勒频移  $f_d$  为正,接收信号频率将高于发射信号频率;当接收机背对无线信号来波方向运动时,多普勒频移  $f_d$  为负,接收信号频率将低于发射信号频率。当  $\theta = 90^\circ$  时,即接收机垂直于无线信号来波方向运动时,多普勒频移  $f_d$  为 0。

而最大多普勒频移为

$$f_{d,\max} = f_0 \frac{v}{c} \quad (3-14)$$

表 3-1 给出了无线通信系统在一定工作频段和移动速度下的最大多普勒频移。显然,频率越高,运动速度越快,最大多普勒频移的值越大。例如,当复兴号列车以 350km/h 高速



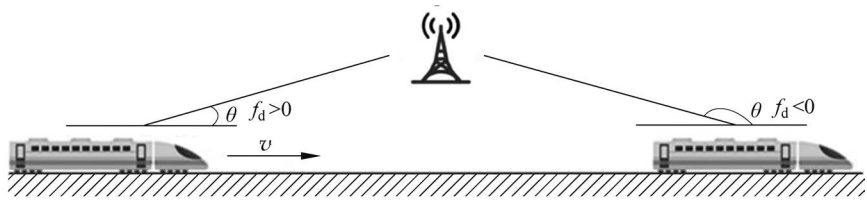


图 3-13 多普勒频移

行驶时,对于 3.5GHz 的 5G 系统,最大多普勒频移  $f_{d,\max} = 1134\text{Hz}$ ,当子载波间隔为 30kHz 时,约为子载波间隔的 3.78%。此时,接收机如果不采用有效的频率校正技术,将会导致接收信号发生失真,造成系统性能的恶化。这是很多旅客反映乘坐高铁时网速下降,甚至出现中断的一个重要原因。未来无线通信系统使用的频率将更高,多普勒频移也将更大。多普勒频移已经成为无线通信系统需要解决的重要问题之一。

表 3-1 最大多普勒频移

无线通信系统	工作频段	移动速度/( $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$ )	最大多普勒频移/Hz
GSM	900MHz	80	66.7
WLAN	5.2GHz	5	24.1
LTE	2.6GHz	350	843
5G	3.5GHz	350	1134
毫米波通信	38GHz	80	4222

**【例 3-3】** 在高速铁路高架桥场景中,假定始终存在视距路径。基站覆盖半径  $D_s = 1000\text{m}$ ,基站距铁轨垂线距离  $D_{\min} = 50\text{m}$ ,列车移动速度  $v = 350\text{km/h}$ ,如图 3-14 所示。对于 3.5GHz 的 5G 系统,请画出列车从进入基站覆盖范围到离开的全过程中,视距路径的多普勒频移的变化规律。

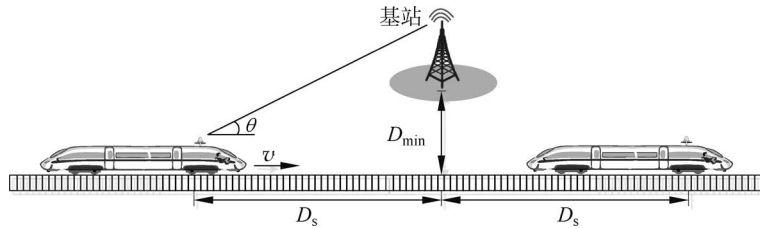


图 3-14 高速铁路高架桥场景中网络部署示意图

**解** 视距路径与列车运动方向的夹角  $\theta$  随着列车的移动(时间)而变化,为

$$\cos\theta(t) = \frac{D_s - vt}{\sqrt{D_{\min}^2 + (D_s - vt)^2}}, \quad 0 < t \leq 2D_s/v \quad (3-15)$$

将式(3-15)代入式(3-13),可得视距路径多普勒频移的变化规律,如图 3-15 所示。当列车靠近基站时,多普勒频移为正值;通过基站时,多普勒频移为 0;而远离基站时,多普勒频移为负值。即在列车通过基站的过程中,多普勒频移经历由正向负的跳变,多普勒频移具有显著的动态特性。

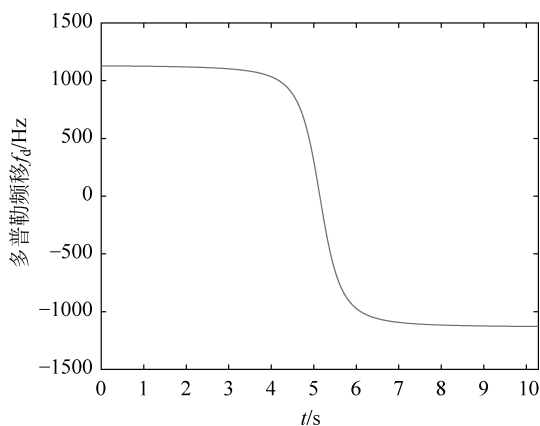


图 3-15 高速铁路高架桥场景视距路径多普勒频移

### 3.7.2 多普勒谱

在多径环境中,不同路径的信号到达接收机的方向不同,因此具有不同的多普勒频移。图 3-16 给出了 4 条路径及其接收信号频率。当多径数趋于无穷时,各径的多普勒频移的高散谱线扩展成为连续的多普勒谱(Doppler Spectra),从而造成接收信号频域上的扩展,即多普勒扩展(Doppler Spread)。

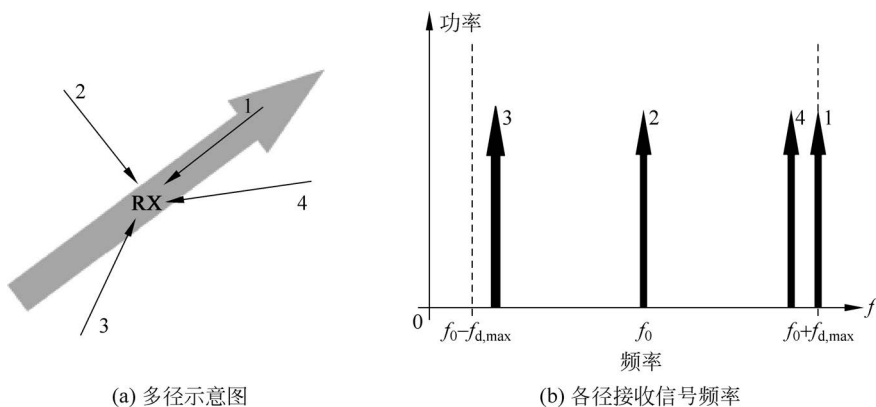


图 3-16 多径环境中的多普勒频移

在不同的多径环境中,具有不同的多普勒谱。常见的多普勒谱包括经典谱、莱斯谱、均匀谱和高斯谱等。

#### 1. 经典谱

当不存在视距路径,反/散射体均匀分布在移动台周围,接收信号从水平面上均匀入射,而接收天线是垂直偶极子天线时,多普勒谱为经典谱(Classic Spectrum, CLASS 谱),也称为 Jakes 谱,功率谱密度定义为

$$S_D(f) = \frac{A}{\pi f_{d,max} \sqrt{1 - (f/f_{d,max})^2}}, \quad f \in (-f_{d,max}, f_{d,max}) \quad (3-16)$$

其中,  $A$  为归一化系数,使平均功率不发生变化。

经典谱具有典型的“浴缸”形状,而且在  $\pm f_{d,max}$  处存在奇点,如图 3-17 所示。很有意

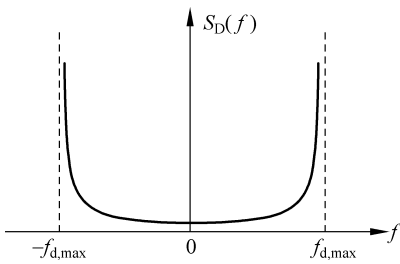


图 3-17 经典谱

思的是,在水平面均匀的人射角,却导致高度非均匀的多普勒谱。经典谱是当前应用非常广泛的多普勒谱。

## 2. 莱斯谱

莱斯(RICE)谱可以认为是在经典谱的基础上增加了主导分量(一般为视距路径)对应的多普勒谱线,如图 3-18 所示。例如,在 COST 207 模型中,功率谱定义为

$$S_D(f) = \frac{0.41}{\pi f_{d,\max} \sqrt{1 - (f/f_{d,\max})^2}} + 0.91\delta(f - f_{\text{shift}}), \quad f \in (-f_{d,\max}, f_{d,\max}) \quad (3-17)$$

其中,  $f_{\text{shift}} = 0.7f_{d,\max}$  为视距路径的多普勒频移;  $\delta$  为冲激函数。

莱斯谱的应用非常普遍。但需要注意的是,在一些信道模型中(如 COST 207),假定视距分量与移动方向的夹角始终为  $\theta = \pi/4$ ,因此  $f_{\text{shift}} = \cos(\pi/4)f_{d,\max} \approx 0.7f_{d,\max}$ 。然而这一假定在某些场景中并不成立,应根据实际夹角计算  $f_{\text{shift}}$ 。

## 3. 均匀谱

当不存在视距路径,接收信号入射角在三维空间均匀分布,即在垂直面和水平面都服从  $[0, 2\pi)$  的均匀分布,而且接收天线为全方向天线时,多普勒谱为均匀谱,如图 3-19 所示。功率谱定义为

$$S_D(f) = \frac{1}{2f_{d,\max}}, \quad f \in [-f_{d,\max}, f_{d,\max}] \quad (3-18)$$

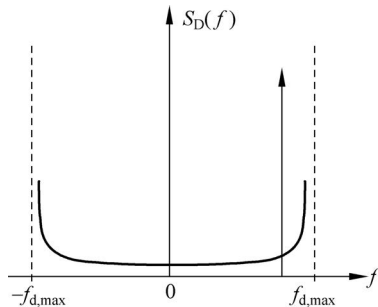


图 3-18 莱斯谱

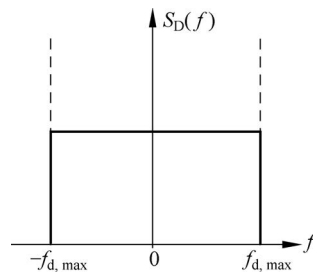


图 3-19 均匀谱

## 4. 高斯谱

当散射体相对较为集中,且距发射机较远时,多普勒谱为高斯谱。根据多径时延的不同,可将高斯谱分为高斯 I 型谱(GAUS I)和高斯 II 型谱(GAUS II),如图 3-20 所示。

当  $500\text{ns} < \tau \leq 2\mu\text{s}$  时,为高斯 I 型谱,功率谱定义为

$$S_D(f) = G(A, -0.8f_{d,\max}, 0.05f_{d,\max}) + G(A_1, 0.4f_{d,\max}, 0.1f_{d,\max}) \quad (3-19)$$

其中,  $A_1$  比  $A$  低 10dB;  $G(A, f_1, f_2) = A \exp\left[-\frac{(f-f_1)^2}{2f_2^2}\right]$ 。

当  $\tau > 2\mu\text{s}$  时,为高斯 II 型谱,功率谱定义为

$$S_D(f) = G(B, -0.7f_{d,\max}, 0.1f_{d,\max}) + G(B_1, 0.4f_{d,\max}, 0.15f_{d,\max}) \quad (3-20)$$

其中,  $B_1$  比  $B$  低 15dB。

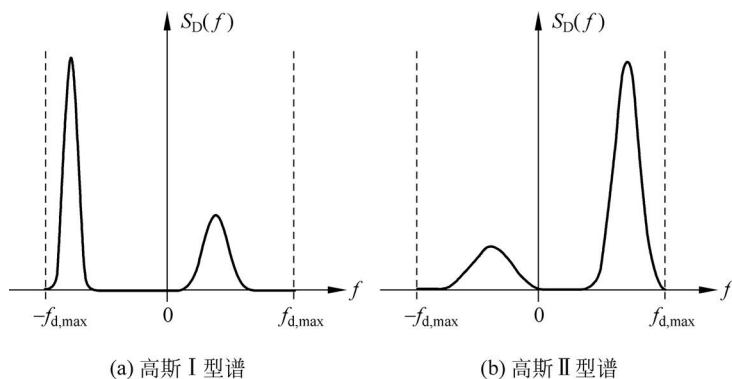


图 3-20 高斯谱

### 3.7.3 信道时变特性

#### 1. 信道自相关函数

通常用信道的自相关函数,即  $t$  时刻和  $t + \Delta t$  时刻信道衰落的相关性,描述信道的时变特性,也就是信道随时间变化的特性。

信道同向分量  $I(t)$  的归一化相关函数为

$$\frac{\overline{I(t)I(t + \Delta t)}}{I(t)^2} = J_0(2\pi f_{d,\max} \Delta t) \quad (3-21)$$

其中,  $J_0$  为第一类零阶贝塞尔函数。

将  $f_{d,\max} = f \frac{v}{c}$  代入式(3-21),可得

$$\frac{\overline{I(t)I(t + \Delta t)}}{I(t)^2} = J_0\left(2\pi f \frac{v}{c} \Delta t\right) = J_0\left(2\pi \frac{\Delta d}{\lambda}\right) \quad (3-22)$$

其中,  $\Delta d = v \Delta t$ , 即接收机在  $\Delta t$  时间内的位移;  $\lambda$  为载波波长。

而同向分量  $I(t)$  和正交分量  $Q(t)$  则完全不相关,即

$$\overline{I(t)Q(t + \Delta t)} = 0 \quad (3-23)$$

包络  $r(t)$  的归一化相关函数为

$$\frac{\overline{r(t)r(t + \Delta t)}}{r(t)^2} = J_0^2(2\pi f_{d,\max} \Delta t) = J_0^2\left(2\pi \frac{\Delta d}{\lambda}\right) \quad (3-24)$$

显然,移动速度越快,信道的时变相关性越小,信道变化越快。可以想象,当坐在高速列车上,看向窗外,会发现窗外的景色像打开了视频的快进一样,变化非常快。

图 3-21 给出了包络相关函数与接收机位移的关系。由图 3-21 可知,随着接收机位移  $\Delta d$  的增加,包络相关函数并不是严格单调下降,而是在震荡中下降。

如果定义包络相关系数等于 0.5,即认定为不相关,那么对应的  $\Delta d/\lambda$  约为 0.18,即移动台只要移动  $0.18\lambda$ ,信道就可以认为不再相关;如果定义包络相关系数为 0 才是不相关,那么对应  $\Delta d/\lambda = 0.38$ ,即移动台需要移动  $0.38\lambda$  的距离,信道就完全不相关。

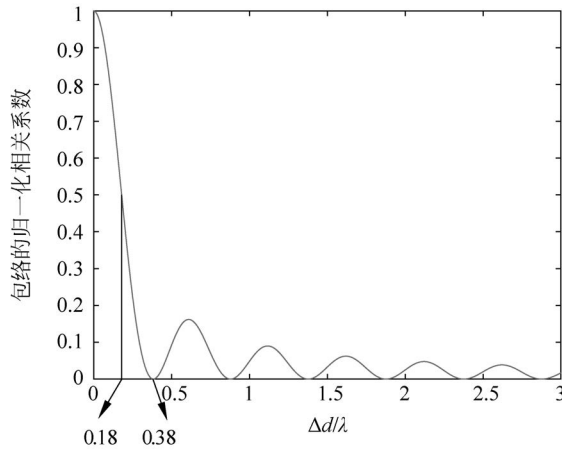


图 3-21 包络的归一化相关系数

衰落深度为低于平均功率一定值(如 10dB、20dB)的概率(用于确定衰落余量)。衰落深度部分地反映了衰落的分布特性,还需要参数反映衰落的快慢。

## 2. 电平通过率

通常采用电平通过率(Level Crossing Rate, LCR)刻画接收电平的变化速率。电平通过率定义为接收信号包络在单位时间内(通常为 1s)以正斜率通过某一电平  $r$ (可称为门限电平、规定电平和参考电平)的期望次数。以图 3-22 为例,接收信号包络在单位时间  $T$  内以正斜率通过门限电平  $r$  共 3 次。

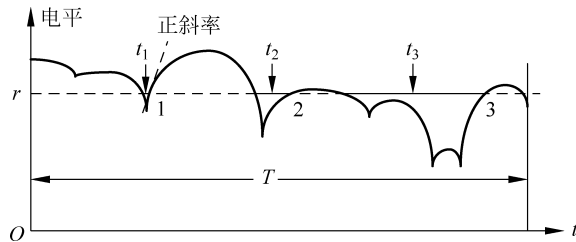


图 3-22 电平通过率示意图

对于瑞利衰落经典谱,电平通过率为

$$N_R(r) = \sqrt{\frac{\Omega_2}{\pi\sigma^2}} \frac{r}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left[-\left(\frac{r}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2\right] \quad (3-25)$$

其中,  $\Omega_n = (2\pi)^n \int_{-f_{d,\max}}^{f_{d,\max}} S_D(f) f_d^n df_d$  为多普勒(角频率)谱的  $n$  阶距( $n$ -th Moments)。对

于瑞利衰落经典谱,有  $\Omega_0 = \sigma^2$ ,  $\Omega_2 = \frac{1}{2}\sigma^2(2\pi f_{d,\max})^2$ 。

图 3-23 给出了瑞利衰落经典谱情况下的电平通过率。电平通过率随门限电平  $r$  的增加而逐步增加,当门限电平  $r = \frac{r_{\text{RMS}}}{\sqrt{2}} = \sigma$  时,电平通过率取得最大值  $\sqrt{\pi} \exp(-1/2) f_{d,\max}$ ; 继续增大门限电平,电平通过率将急剧下降。

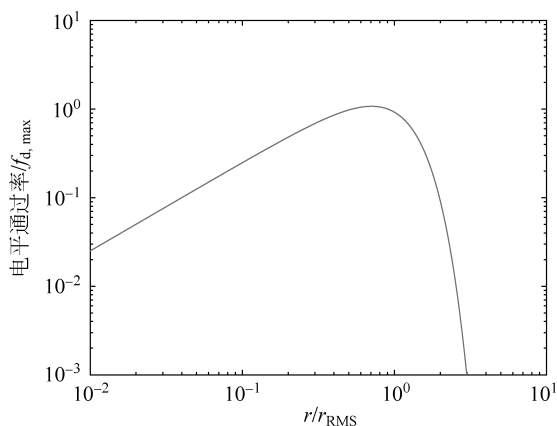


图 3-23 瑞利衰落经典谱情况下的电平通过率

### 3. 平均衰落持续时间

平均衰落持续时间(Average Duration of Fades, ADF)为每次接收信号包络低于门限电平  $r$  的平均持续时间,定义为

$$\text{ADF}(r) = \frac{\text{cdf}(r)}{N_{\text{R}}(r)} \quad (3-26)$$

其中,  $\text{cdf}(r)$  为单位时间中接收信号包络低于门限电平  $r$  的时间;  $N_{\text{R}}(r)$  为电平通过率,即单位时间内低于门限的次数。

对于经典谱,根据包络的累计概率函数  $\text{cdf}(r) = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\Omega_0}\right)$ , 由  $\text{ADF}(r) = \frac{\text{cdf}(r)}{N_{\text{R}}(r)}$ , 可得平均衰落持续时间。

图 3-24 给出了瑞利衰落经典谱情况下的平均衰落持续时间。平均衰落持续时间随着门限电平  $r$  的增加而逐步增加。

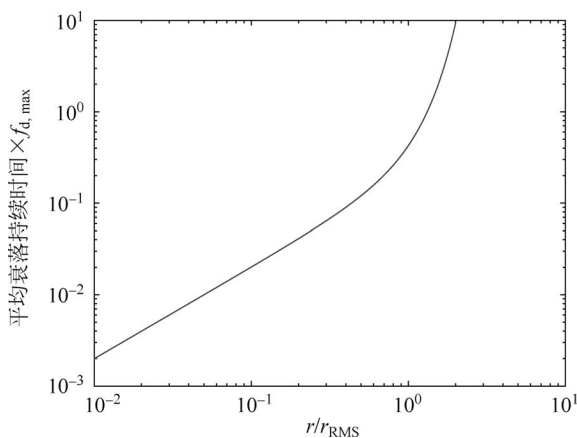


图 3-24 瑞利衰落经典谱情况下的平均衰落持续时间

**【例 3-4】** 假定某 5G 系统工作频率为 3.5GHz, 移动速度为 40km/h, 信道为瑞利衰落

多普勒经典谱,求门限电平  $r$  分别取  $\frac{\sqrt{2\Omega_0}}{10}$ 、 $\frac{\sqrt{2\Omega_0}}{2}$  和  $\sqrt{2\Omega_0}$  时的电平通过率和平均衰落持续时间。

解 最大多普勒频移为

$$f_{d,\max} = f_0 \frac{v}{c} = 129.6 \text{ Hz}$$

由式(3-25)和(3-26)可得电平通过率和平均衰落持续时间,如表 3-2 所示。可见随着门限电平  $r$  的增大,电平通过率并不是一定增大,但平均衰落持续时间则单调增加。随着最大多普勒频移  $f_{d,\max}$  增大,电平通过率线性增长,而平均衰落持续时间则呈倒数下降。多普勒频移越大,信道衰落的时间相关性越小,信道时变特性越显著。

表 3-2 电平通过率和平均衰落持续时间

$r$	$N_R(r)$	$\text{cdf}(r)$	$\text{ADF}(r)/\text{ms}$
$\frac{\sqrt{2\Omega_0}}{10}$	32.2	0.01	0.31
$\frac{\sqrt{2\Omega_0}}{2}$	126.5	0.22	1.74
$\sqrt{2\Omega_0}$	119.5	0.63	5.27



第 3-6 集  
微课视频

### 3.8 系统链路预算

在无线网络规划中,通常采用链路预算技术确定发射功率和小区覆盖范围,进行基站优化选址。

在进行链路预算时,需要根据无线电波传播环境、工作频段及收发天线高度,确定应采用的路径损耗模型。本书第 2 章介绍了当前常用的几种路径损耗模型。本节链路预算中均采用对数路径损耗模型。

对于时分双工(TDD)系统,根据上、下行信道的互易性,一般可认为上行链路和下行链路的路径损耗和经历的衰落是相同的。但由于基站所采用的射频器件的性能指标要优于移动台,因此基站接收机(上行链路接收机)的噪声系数通常要明显低于移动台接收机(下行链路接收机)。而且,移动台受供电能力和成本的限制,发射功率一般也远低于基站发射功率。因此,上行和下行链路预算一般需要分别进行。

为了更加直观地表示链路预算全过程,一般采用图或表的方式。下面用两个例子介绍链路预算。

**【例 3-5】** 考虑某 5G 系统下行链路。载波频率为 3.5GHz,基站发射功率为 40W,基站天线增益为 17dB;移动台接收灵敏度为 -93dBm,移动台天线增益为 1dB;衰落余量(包含大尺度和小尺度衰落余量)为 20dB。采用对数路径损耗模型,断点距离基站 10m,路径损耗因子为 3.8。求基站信号的最大覆盖距离。

解 链路预算过程如图 3-25 所示。

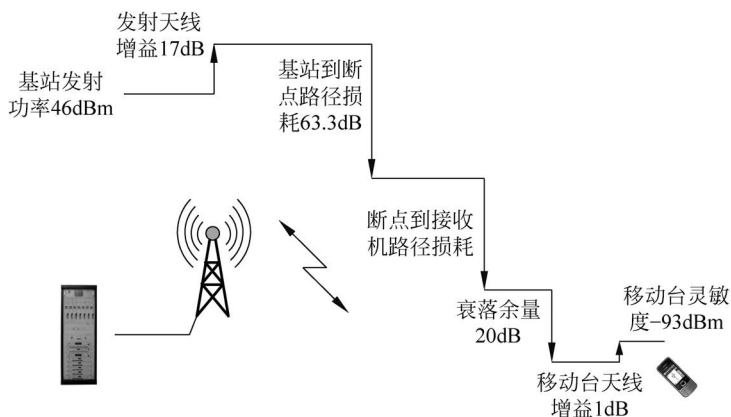


图 3-25 例 3-5 链路预算过程

对于 TX: 基站发射功率为  $40\text{W} = 46\text{dBm}$ , 基站天线增益为  $17\text{dB}$ , 因此全向有效辐射功率(EIRP)为  $46 + 17 = 63\text{dBm}$ 。

对于 RX: 移动台灵敏度为  $-93\text{dBm}$ , 移动台天线增益为  $1\text{dB}$ , 衰落余量为  $20\text{dB}$ , 因此最小接收功率为  $-93 - 1 + 20 = -74\text{dBm}$ , 允许的路径损耗为  $63 - (-74) = 137\text{dB}$ 。

基站到断点  $10\text{m}$  路径损耗为

$$L_1 = 32.4 + 20\lg(f |_{\text{MHz}}) + 20\lg(d |_{\text{km}}) = 63.3\text{dB}$$

因此, 断点以外的路径损耗为

$$L_2 = 137 - 63.3 = 73.7\text{dB}$$

由对数路径损耗模型

$$L_2 = 10n\lg(d/10) = 73.7\text{dB}$$

可得基站信号的最大覆盖距离  $d = 870\text{m}$ 。

**【例 3-6】** 考虑城市宏蜂窝(3D-UMa)场景中的 4G 系统的上行链路, 假定存在 LoS。载波频率为  $2600\text{MHz}$ , 基站的接收灵敏度为  $-110\text{dBm}$ , 基站天线高度为  $25\text{m}$ , 天线增益为  $18\text{dB}$ , 馈线损耗为  $0.5\text{dB}$ , 阴影衰落余量  $8.6\text{dB}$ , 其他余量合计为  $20\text{dB}$ 。用户终端天线高度为  $1.5\text{m}$ , 天线增益为  $0.5\text{dB}$ , 用户终端(UE)的发射功率为  $23\text{dBm}$ 。如果只考虑上行链路, 则最大收发距离为多少?

**解** 对于 RX: 基站的接收灵敏度为  $-110\text{dBm}$ , 基站天线增益为  $18\text{dB}$ , 馈线损耗为  $0.5\text{dB}$ , 阴影衰落余量  $8.6\text{dB}$ , 其他余量合计为  $20\text{dB}$ 。因此, 最小接收功率为  $-110 - 18 + 0.5 + 8.6 + 20 = -98.9\text{dBm}$ 。

对于 TX: 用户终端发射功率为  $23\text{dBm}$ , 天线增益为  $0.5\text{dB}$ , 因此  $\text{EIRP} = 23 + 0.5 = 23.5\text{dBm}$ 。

可得, 上行链路允许的最大路径损耗为  $23.5 - (-98.9) = 122.4\text{dB}$ 。

根据 3GPP 4G 系统路径损耗模型, 可得  $d_{3D} = 1655\text{m}$ 。

当传播条件为 NLoS 时, 其他参数保持不变, 建筑物平均高度  $h = 20\text{m}$ , 街道宽度  $W = 20\text{m}$ , 尝试再次计算最大收发距离。