

Ch6 车辆通信的无线信道及物理层技术

6.1 无线信道概述

无线通信系统的研发很大程度上可以说是在根据无线信道的特征对收发机的工作方式进行针对性的设计,从而达到传输特定业务所需要的可靠性和高效性要求。无线信道根据通信的环境不同通常会存在很大的差异。无线信号的频率、收发机间的距离、天线的高度和信号传播环境等因素都会对接收信号的平均功率造成影响,通常我们使用大尺度衰落来建模这种影响;而多径、收发机的运动、环境中其他物体的运动和信号的带宽等因素会对接收机在极小范围内移动时接收信号的瞬时功率变化造成影响,通常我们使用小尺度衰落来建模这种影响。本节将介绍无线信道的上述基本知识,从而帮助大家更好地学习本章的其他内容。

6.1.1 大尺度衰落

大尺度衰落用来描述发射机和接收机长距离或长时间范围内的信号场强变化。大尺度衰落包括路径损耗和阴影衰落两种类型。

6.1.1.1 路径损耗

路径损耗,或称传播损耗,是指电波在空间传播所产生的损耗,它是由发射功率的辐射扩散及信道的传播特性造成的,反映宏观范围内接收信号功率均值的变化。路径损耗可以定义为有效发射功率和平均接收功率之间的差值。常见路径损耗模型有自由空间模型、对数距离路径损耗模型、奥村-哈塔(Okumura-Hata)路径损耗模型和 COST 231-Hata 等。下面对它们逐一作简要介绍。

自由空间模型:用于预测接收机和发射机之间完全无阻挡的视距路径时接收信号的场强。当自由空间中收发机距离为 d 时,接收机天线的接收功率由 Friis 公式给出

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (6.1)$$

其中, P_t 是发射功率; $P_r(d)$ 是以收发机间距离 d 为参数的接收功率; G_t 是发射天线增益; G_r 是接收天线增益; L 是与传播无关的系统损耗因子,通常归因于传输线衰减、滤波损耗和天线损耗,数值上 $L \geq 1$; λ 为波长。天线增益与天线物理尺寸决定的有效截面 A_e 有关,有效截面越大,天线增益越大。

值得注意的是,Friis 自由空间模型仅当收发机距离 d 满足远场通信时才适用。远场距离或称为 Fraunhofer 距离 d_f 定义为

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (6.2)$$

其中, D 是天线的最大物理线性尺寸。

在自由空间模型中,根据路径损耗的定义可知,自由空间的路径损耗可以表示为

$$L_p = 10 \lg \frac{P_t}{P_r} = -10 \lg \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \text{ dB} \quad (6.3)$$

从公式(6.3)不难发现,对自由空间无线通信而言,每当收发机间距离或传输信号使用的频率增加1倍时,路径损耗增加6dB。

对数距离路径损耗模型:实际情况中,收发机之间的信道通常不会是只有直射路径的自由空间传播。在这种情况下,基于理论和测试的传播模型研究指出,平均路径损耗 $\bar{L}_p(d)$ 是收发机间距离 d 的函数,它与 d 和参考距离 d_0 之间的比值的 κ 次方成正比,用数学表达式可以表示为

$$\bar{L}_p(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^\kappa, d \geq d_0 \quad (6.4)$$

或者等价地表示为

$$\bar{L}_p(d) = \bar{L}_p(d_0) + 10\kappa \lg \frac{d}{d_0} \text{ dB}, d \geq d_0 \quad (6.5)$$

其中, κ 称为路径损耗指数,典型的取值范围为[2,6]。显然,从(6.1)可知,自由空间中 $\kappa=2$ 。

奥村-哈塔 (Okumura-Hata) 路径损耗模型:是通过将在日本东京测量得到的数据进行曲线拟合后得到的,它适用于室外宏蜂窝环境。在这个模型中,路径损耗可以表示为如下参数的函数:1) 载波频率 $f_c \in [150, 1500]\text{MHz}$; 2) 基站天线高度 $h_b \in [30, 200]\text{m}$, 移动台天线高度 $h_m \in [1, 10]\text{m}$;以及3) 基站与移动台之间的距离 $d \in [1, 20]\text{km}$ 。奥村-哈塔模型中,以dB为单位的路径损耗可表示为

$$L_p(d) = \begin{cases} A + B \lg(d) & \text{市区} \\ A + B \lg(d) - C & \text{市郊} \\ A + B \lg(d) - D & \text{开阔地区} \end{cases} \quad (6.6)$$

其中,

$$A = 69.55 + 26.16 \lg(f_c) - 13.82 \lg(h_b) - a(h_m) \quad (6.7)$$

$$B = 44.9 - 6.55 \lg(h_b) \quad (6.8)$$

$$C = 5.4 + 2[\lg(f_c / 28)]^2 \quad (6.9)$$

$$D = 40.94 + 4.78[\lg(f_c)]^2 - 18.33 \lg(f_c) \quad (6.10)$$

且 $a(h_m)$ 是移动台天线高度的校正因子,对于中小城市由下式给出

$$a(h_m) = [1.1 \lg(f_c) - 0.7]h_m - [1.56 \lg(f_c) - 0.8] \quad (6.11)$$

对于大城市而言

$$a(h_m) = \begin{cases} 8.29[\lg(1.54h_m)]^2 - 1.1 & f_c < 300\text{MHz} \\ 3.2[\lg(11.75h_m)]^2 - 4.97 & f_c \geq 300\text{MHz} \end{cases} \quad (6.12)$$

COST 231-Hata 路径损耗模型：在蜂窝系统的演进历程中，随着所使用的频率越来越高，路径损耗模型也需要相应的更新，COST 231-Hata 路径损耗模型就是在这样的背景下诞生的。科学和技术研究欧洲协会（EURO-COST）把奥村-哈塔（Okumura-Hata）模型进一步扩展到了 2GHz，所得到的传播模型表达式称为 COST 231-Hata 模型。与 Okumura-Hata 模型一样，COST 231-Hata 模型也是以 Okumura 等人的测试结果作为根据。它通过对较高频段的 Okumura 传播曲线进行分析，得到下面以 dB 为单位的的路径损耗公式：

$$L_p(d) = 46.3 + 33.9\lg(f_c) - 13.82\lg(h_b) - a(h_m) + (44.9 - 6.55\lg h_b)\lg d + C_M \quad (6.13)$$

其中 C_M 是城市修正因子，在中等城市和郊区环境时 $C_M=0\text{dB}$ ，在市中心环境时 $C_M=3\text{dB}$ ，其他参数的取值范围和奥村-哈塔模型中参数的取值范围相同。

6.1.1.2 阴影衰落

理论上认为，对于相同的收发距离，路径损耗也相同。但实践中往往发现，相同收发距离的不同接收点上的接收功率却存在较大变化，甚至同一接收点上的接收功率在不同时间点上也可能产生较大波动。这一现象的原因主要在于影响大尺度衰落的另一个重要因素——阴影衰落。

无线电波在传播路径上遇到起伏地形、建筑物和树木等障碍物的阻挡，在障碍物的后面会形成电波的阴影区。阴影区的信号场强较弱，当移动台在运动中穿过阴影区时，就会造成接收信号场强中值的缓慢变化，通常把这种现象称为阴影效应。研究表明阴影衰落的统计规律近似服从对数正态分布。设 $\varepsilon_{(\text{dB})}$ 为零均值、

标准方差为 σ_ε 的高斯分布随机变量（单位为 dB）， $\varepsilon_{(\text{dB})}$ 的概率密度函数为

$$f_{\varepsilon_{(\text{dB})}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varepsilon} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_\varepsilon^2}\right) \quad (6.14)$$

令 $L_p(d)$ 表示带有阴影衰落的总的路径损耗，则在 dB 单位下满足

$$\begin{aligned} L_p(d) &= \bar{L}_p(d) + \varepsilon_{(\text{dB})} \\ &= \bar{L}_p(d_0) + 10\kappa \lg \frac{d}{d_0} + \varepsilon_{(\text{dB})} \text{ dB}, d \geq d_0 \end{aligned} \quad (6.15)$$

由于阴影衰落是叠加在路径损耗之上的，且阴影衰落服从对数正态分布，因此，对于到发射机特定距离的某位置的以 dB 为单位的的路径损耗来说，也是一个服从正态分布的随机变量。

6.1.2 小尺度衰落

小尺度衰落简称衰落，指无线电信号在短时间或短距离传播后其幅度、相位和多径时延的快速变化。小尺度衰落与信号的多径传播密切相关，当同一个传输信号经过多个路径传播到达接收端，它们所合成的信号的幅度和相位都可能发生剧烈变化，其程度取决于多径波的强度、相对传播时间和传播信号的带宽。小尺度衰落存在三个主要效应：1) 经过短距和短时传播后信号强度可能急速变化；2) 在不同多径信号上存在时变的多普勒频移所引起的随机频率调制；3) 多径传播时延引起的时间扩展。接下来，我们从多径信号的接收模型、信道的时间扩展特性和移动引起的信道时变性三个方面展开介绍。

6.1.2.1 线性时变信道模型

大尺度衰落和小尺度衰落是共同以乘性衰落的形式作用于被传输的信号。假设收发机的距离控制在一定范围之内，使大尺度衰落的影响是常数（这里考虑单位值）。同时考虑发射机和移动的接收机之间存在 N 条散射路径，根据电磁波的传播特性可知，每条路径对应一个时变传播时延 $\tau_n(t)$ 和一个时变的幅度衰减

$\alpha_n(t)$ 。令传输信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = \text{Re}\{g(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (6.16)$$

其中 $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部， f_c 是载波频率， $g(t)$ 称为 $s(t)$ 的复包络。如果忽略噪声影响，信道输出端的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \\ &= \text{Re}\left\{\left\{\sum_{n=1}^N \alpha_n(t) g[t - \tau_n(t)]\right\} e^{j2\pi f_c [t - \tau_n(t)]}\right\} \\ &= \text{Re}\left\{\left\{\sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]\right\} e^{j2\pi f_c t}\right\} \end{aligned} \quad (6.17)$$

相应地，接收信号的等效基带信号可以从(6.17)中得到为

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)] \quad (6.18)$$

当发送的信号为冲激函数时，得到的信号输出通常用符号 $h(\tau, t)$ 表示：

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (6.19)$$

在通信系统研究中 $h(\tau, t)$ 称为线性时变信道的冲激响应，表示信道在 t 时刻对于 $t - \tau$ 时刻作用于信道的输入冲激的响应，(6.19)中 τ 表示传播的时延。

接下来我们给出小尺度衰落导致接收信号幅度和相位发生的变化。考虑多径时延扩展远小于符号间隔的情况，那么(6.18)可以近似为

$$\tilde{r}(t) \approx \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} g[t - \bar{\tau}] \quad (6.20)$$

设 $Z_C(t)$ 和 $-Z_S(t)$ 分别表示复信道增益的实部和虚部，使得 $Z(t) = Z_C(t) - jZ_S(t)$ ，那么

$$Z_C(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cos \theta_n(t) \quad (6.21)$$

$$Z_S(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \sin \theta_n(t) \quad (6.22)$$

其中， $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ 。而信道引起的幅度衰落和载波相位失真可以分别表示为

$$\alpha(t) = \sqrt{Z_C^2(t) + Z_S^2(t)} \quad (6.23)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1}[Z_S(t) / Z_C(t)] \quad (6.24)$$

小尺度的衰落特征取决于收发机之间是否有直射路径。我们把有直射路径的散射环境称为 LOS 散射环境，反之我们称为 NLOS 散射环境。当 N 充分大时，利用中心极限定理，可以证明在 NLOS 散射环境下，包络服从参数为 σ_Z^2 的瑞利分布：

$$f_\alpha(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma_Z^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_Z^2}\right), & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (6.25)$$

且 $E[\alpha] = \sigma_Z \sqrt{\pi/2}$ ， $E[\alpha^2] = 2\sigma_Z^2$ 。相位失真服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布：

$$f_\theta(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}, & 0 \leq x \leq 2\pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6.26)$$

值得注意的是(6.25)和(6.26)中表示幅度和相位的变量都去掉了参数 t ，这是因为这里我们并不关心幅度值和相位值发生的时间。

类似地，可以证明在 LOS 散射环境下，包络服从莱斯分布：

$$f_\alpha(x) = \frac{x}{\sigma_Z^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_Z^2}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\alpha_0^2}{2\sigma_Z^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{\alpha_0 x}{\sigma_Z^2}\right), x \geq 0 \quad (6.27)$$

其中， α_0^2 表示 LOS 直射路径的信号功率， $I_0(\cdot)$ 表示零阶修正的第一类贝塞尔函数。莱斯分布中有一个重要的变量称为 K 因子，定义为

$$K = \frac{\text{LOS分量功率}}{\text{所有其他散射分量的总功率}} = \frac{\alpha_0^2}{2\sigma_Z^2} \quad (6.28)$$

分析可知：当 K 趋于零时，莱斯分布趋于瑞利分布；当 K 趋于无穷时，只有视距主导分量起作用，因此无线信道趋于高斯白噪声信道。

莱斯分布相位失真服从以下分布：

$$f_{\theta}(x) = \frac{1}{2\pi} \exp(-K) + \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{\pi}} (\cos x) \exp(-K \sin^2 x) [1 + \operatorname{erf}(\sqrt{K} \cos x)] \quad (6.29)$$

其中， $\operatorname{erf}(\cdot)$ 表示误差函数， $x \in [-\pi, \pi]$ 。

6.1.2.2 信道的时间扩展特性

正如在信道的线性时变模型中介绍的，接收机收到的来自不同路径的同一发送信号会有不同的时延和幅度衰减，这一现象在接收端来看可以被认为是发送的信号在时间上被扩展了，或者称为信道的时间扩展特性。事实上，我们通常更习惯用功率延迟分布来刻画这一现象。图 6.1 是某一室内环境下测得的功率延迟分布结果，它记录了接收机在不同延迟时间收到的来自发送机的多径传输信号的接收功率（这里用第一根径的接收功率作了归一化）。

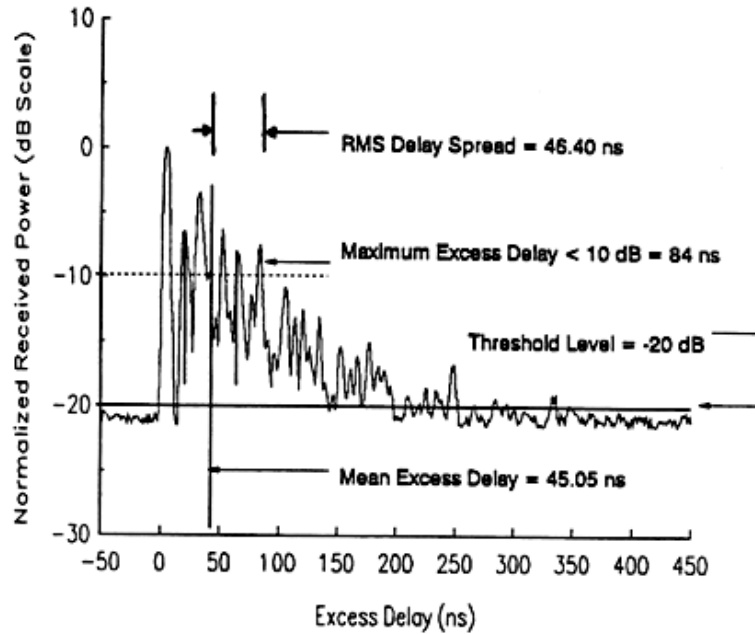


图 6.1 某室内功率延迟分布测量结果

功率延迟分布本质上是在帮助我们认识“对一个已传输的冲激，平均接收功率如何随时间延迟 τ 变化”的问题。如果我们用 $P(\tau)$ 来表示信道的功率延迟分布，那么我们可以用它的一阶矩（或称为平均附加时延）或二阶矩的平方根（或称为均方根时延扩展）来刻画信道的时间扩展特性。平均附加时延的定义为

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=1}^N P(\tau_n) \tau_n}{\sum_{n=1}^N P(\tau_n)} \quad (6.30)$$

均方根时延扩展的定义为

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (6.31)$$

其中， N 表示多径的个数， $\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{n=1}^N P(\tau_n) \tau_n^2}{\sum_{n=1}^N P(\tau_n)}$ 。此外，最大附加时延（X dB）也是一个经常用于描述功率延迟分布的参数，它被定义为多径能量从初始衰落到低于最大能量 X dB 处的时延。

需要注意的是，功率延迟分布 $P(\tau)$ 与频率分隔相关函数 $R(\Delta f)$ 互为傅里叶变

换对关系。所以当我们知道了信道的功率延迟分布后，等价于我们可以刻画出“频率差为 $\Delta f = f_1 - f_2$ 的两个接收信号的相关性是什么”。当然，我们也可以通过多次传输一对频率间隔为 Δf 的正弦信号，并对接收信号的复频谱进行互相关计算来得到上述问题的答案，但是功率延迟分布帮我们简化了这一计算。因此，由功率延迟分布得到的时间扩展参数也一定与信道的频域特征存在某种联系。为此，接下来我们介绍相干带宽的概念。

相干带宽 B_C 是一个频率范围的统计量，在该带宽内能通过信号的所有频率成分，并获得等量增益和线性相位。换言之，在相干带宽范围内信号谱分量的幅值有很强的相关性，或在该范围内信道对谱分量的影响是相似的（可以有衰落也可以无衰落）。通常，很多文献会用最大附加时延 T_m 的倒数来刻画相干带宽

$$B_C \approx 1/T_m \quad (6.32)$$

考虑到具有相同最大附加时延的信道也可能有完全不同的功率延迟分布，所以用均方根时延扩展来刻画相干带宽也是常用的方法：

$$B_C \approx 1/(2\pi\sigma_\tau) \quad (6.33)$$

最后，我们明确与相干带宽或信道的时间扩展特性有关的一种衰落信道分类。如果信号的带宽小于相干带宽，我们把这种信道称为平坦衰落信道（或频率非选择性衰落信道）；反之，我们称其为频率选择性衰落信道。信号经过频率选择性衰落信道时，因为不同频点的信道特性不同，所以在频域上看接收信号会出现失真，在时域上看则会出现码间干扰。因为信号的带宽是符号周期 T_s 的倒数，所以上述判断准则也可以在时域进行：如果符号周期远大于信道的时延扩展，我们把这种信道称为平坦衰落信道；反之，我们称其为频率选择性衰落信道。

6.1.2.3 移动引起的信道时变性

时延扩展和相干带宽是用于描述信道时间色散特性的两个重要参数，但是它们并没有提供描述信道因为发射机和接收机之间的相对移动或环境中其他物体的运动而造成的信道时变特性。多普勒扩展和信道相干时间是描述小尺度内信道时变特性的两个重要参数。

多普勒扩展 B_D 是由移动无线信道的时变速率所引起的频谱展宽程度的度量值。多普勒扩展被定义为接收信号的多普勒频谱为非零值的一个频率范围。当发送信号是频率为 f_c 的正弦信号时，接收信号频谱即多普勒频谱在 $f_c - f_d$ 至 $f_c + f_d$ 范围内存在分量，其中 f_d 是最大多普勒频移。可见频谱扩展的大小由 f_d 决定，它是移动台的相对速度 v 、移动台运动方向与散射波到达方向之间夹角 ϑ 的函数：

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos\vartheta = \frac{vf_c}{c} \cos\vartheta \quad (6.34)$$

其中， λ 是信号的波长， c 是光速。

考虑均匀散射环境，Clarke 模型给出了发送连续波信号，接收天线是一个垂直的具有恒定方向增益且信号到达角在 $(0, 2\pi]$ 内均匀分布情况下的信号多普勒扩展谱结果 $S(f)$ ，它满足

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_d}\right)^2}}, & f \in (f_c - f_d, f_c + f_d) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6.35)$$

需要注意的是，如图 6.2 所示，多普勒扩展谱 $S(f)$ 与信道的时分隔相关函数 $R(\Delta t)$ 互为傅里叶变换对关系。所以当我们知道了信道的多普勒扩展谱后，等价于我们可以刻画出“信道对时间差为 $\Delta t = t_1 - t_2$ 的两个正弦波的响应的相关性是什么”。接下来我们介绍相干时间的概念。

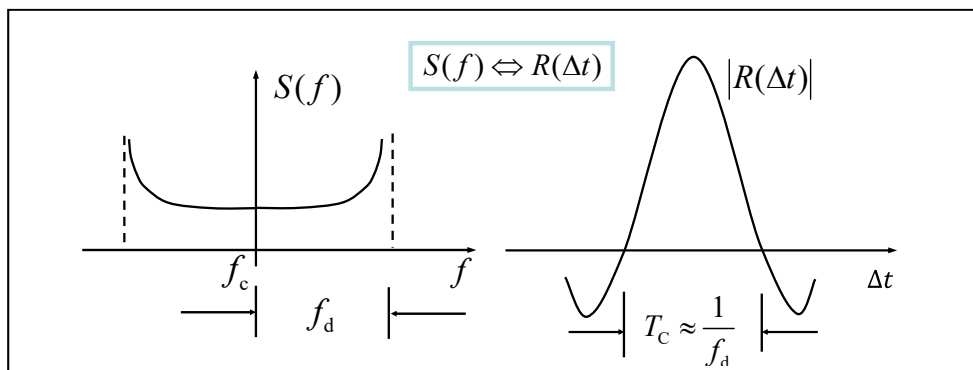


图 6.2 多普勒扩展谱与信道的时分隔相关函数

相干时间 T_c 是一个时间度量，在这个期望的持续时间内，信道对信号的响应基本上是时不变的。换言之，相干时间内两个到达信号会有很强的幅度相关性。通常，很多文献会用最大多普勒频移 f_d 的倒数或下面公式来刻画相干时间：

$$T_c \approx 1/(2\pi f_d) \quad (6.36)$$

根据相干时间的定义，我们可以发现：如果基带信号带宽的倒数（即符号周期）大于信道的相干时间，那么传输中信号就可能会发生改变，导致接收机信号失真。

最后，我们明确与相干时间有关的一种衰落信道分类。如果符号周期小于相干时间，我们把这种信道称为快衰落信道；反之，我们称其为慢衰落信道。显然，所谓的快衰落，本质上是因为信道变化快于基带信号的变化而导致的。通常高多普勒扩展的信道环境会出现快衰落。从通信接收机的角度看，当遇到快衰落时，会出现错误平台现象。因为这种现象的存在，简单地增加信号的发送功率并不能有效减少传输的差错概率，这也是高速移动场景通信速率难以提高的根本原因之一。