

移动通信原理 · 第 2 章

无线电波传播与移动无线信道

Xiuhua Fu

2019 年 3 月 11 日

- ① 无线电波传播特性
- ② 自由空间的电波传播
- ③ 3 种基本电波传播机制
- ④ 移动无线信道建模
- ⑤ 电波传播损耗预测模型
- ⑥ 无线信道的噪声和干扰

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制
- 4 移动无线信道建模
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

无线电频段划分 I

- 频率在 3000GHz 以下的电磁波称为无线电波，也简称为电波。
- 《中华人民共和国无线电频率划分规定》把 3000GHz 以下的无线电波按十倍方式划分为 14 个频段，如下表所示。

无线电频段划分 II

序号	频带名称	频率范围	波段名称	波长范围
-1	至低频 (TLF)	0.03~0.3Hz	千米波	$10^4 \sim 10^3$ Mm
0	至低频 (TLF)	0.3~3Hz	百兆米波	$10^3 \sim 10^2$ Mm
1	极低频 (ELF)	3~30Hz	极长波	$10^2 \sim 10$ Mm
2	超低频 (SLF)	30~300Hz	超长波	10 ~1 Mm
3	特低频 (ULF)	300~3000Hz	特长波	$10^3 \sim 10^2$ km
4	甚低频 (VLF)	3~30kHz	甚长波	$10^2 \sim 10$ km
5	低频 (LF)	30~300kHz	长波	10 ~1km
6	中频 (MF)	300~3000kHz	中波	$10^3 \sim 10^2$ m
7	高频 (HF)	3 ~30MHz	短波	$10^2 \sim 10$ m
8	甚高频 (VHF)	30~300MHz	米波/超短波	10 ~ 1 m
9	特高频 (UHF)	300~3000MHz	分米波	10 ~ 1cm
10	超高频 (SHF)	3 ~30GHz	厘米波	10 ~1dm
11	极高频 (EHF)	30~300GHz	毫米波	10 ~1mm
12	至高频 (THF)	300~3000GHz	亚毫米波	1 ~0.1mm

无线电频段划分 III

● 主要频段传播特性及特点

波段	传播方式	应用
长波	地表播, 天波 (电离层)	越洋通信, 导航, 天气预报等
中波	地表播 (主要), 天波	水下通信, 船舶和导航
短波	地表播, 天波 (主要)	广播和业余电台通信
超短波	视距通信和空间波方式 (直射波, 反射波等) 传播	调频广播, 电视, 雷达, 导航, 中继及移动通信等
微波	视距通信, 微波接力	声音和视频广播、移动通信、 个人通信、卫星通信

- 目前, 陆地移动通信系统主要工作在 VHF 和 UHF 两个频段 (30~3000MHz)

移动无线电波主要传播方式 I

- 反射：电波在传播过程中遇到比其波长大的物体时产生反射现象。反射常发生于地球表面，建筑物和墙壁表面，是产生多径效应的主要因素。
- 绕射：接收机和发射机之间的无线路径被尖锐，不规则的物体表面或小的缺口阻挡而发生的现象。绕射使信号可以在障碍物背面具有足够的强度。
- 散射：当电波穿行的介质中存在小于波长的物体并且单位体积内障碍物的个数非常多时，容易发生散射现象。

移动无线电波主要传播方式 II

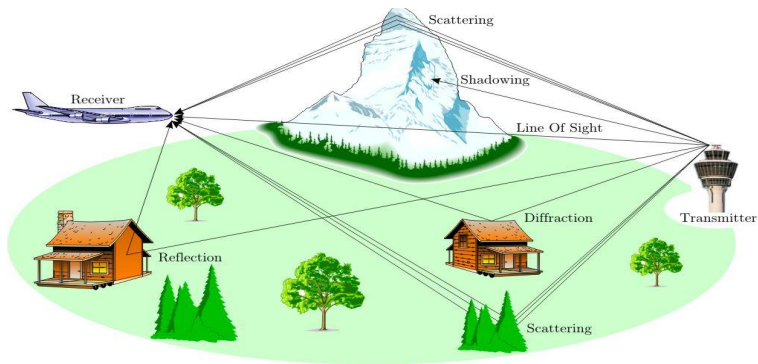
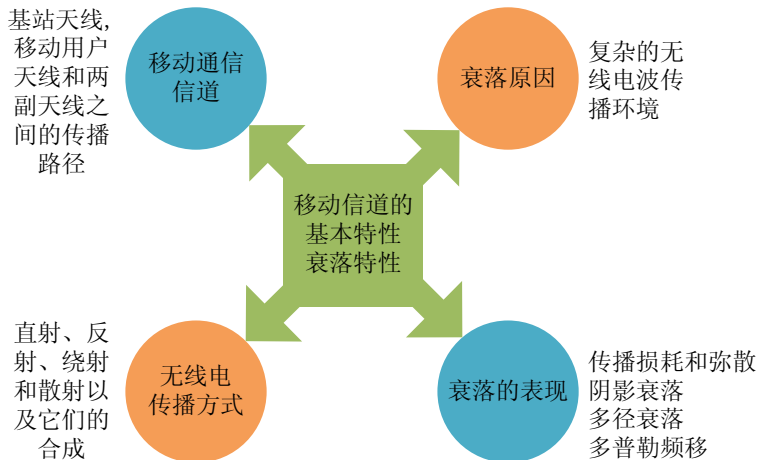


图: 移动无线电波主要传播方式

移动无线信道衰落特征 I



移动无线信道衰落特征 II

● 根据引起衰落的类型不同分

① 路径传播损耗

- 路径损耗 $\overline{PL}(d) \propto (\frac{d}{d_0})^n$ ，用分贝可表示为

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log(\frac{d}{d_0})$$
。 d_0 为参考距离，移动用户和基站之间的距离为 d ， n 为路径损耗指数。
- 实验数据表明， n 一般取值为 $2 \sim 6$ 。其中， $n = 2$ 对应于自由空间的情况，当障碍物很多时， n 会增大。

② 多径衰落

- 幅度
- 相位
- 时延

③ 阴影衰落

● 根据不同距离内信号强度变化的快慢分

- ① 小尺度衰落：预测衰落的短时间变化，包括多径衰落和多普勒频移
- ② 大尺度衰落：预测衰落的平均值，包括路径损耗和阴影衰落

移动无线信道衰落特征 III

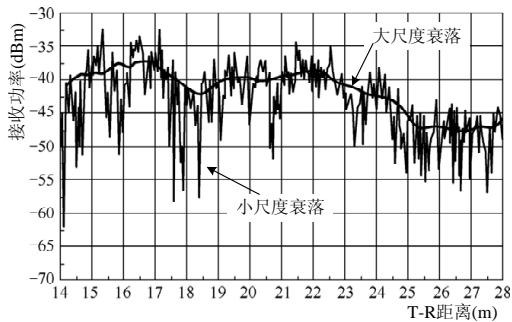


图: 小尺度衰落和大尺度衰落的关系

移动无线信道衰落特征 IV

	大尺度衰落（对数正态衰落）	小尺度衰落（瑞利衰落）
描述	长距离上信号强度的缓慢变化	短距离上信号强度的快速波动
原因	信道路径上固定障碍物的阴影	多径，移动台运动和地点的变化
影响	业务覆盖区域	信号传输质量

- 根据信号与信道变化快慢程度的比较分
 - ① 长期慢衰落
 - ② 短期快衰落

移动无线信道衰落特征 V

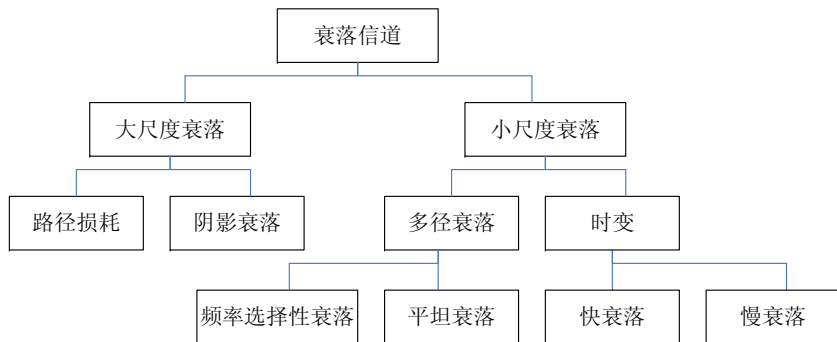


图: 无线衰落信道分类

移动无线信道衰落特征 VI

衰落特性的算式描述

$$r(t) = m(t) \times r_0(t)$$

式中, $r(t)$ 表示信道的衰落因子; $m(t)$ 表示大尺度衰落; $r_0(t)$ 表示小尺度衰落.

电波传播特性研究的意义 I

- 考虑问题
 - ① 衰落的物理机制
 - ② 功率的路径损耗
 - ③ 接收信号的变化和分布特性
- 应用成果
 - ① 传播预测模型的建立
 - ② 为实现信道仿真提供基础
- 无线信道建模方法
 - ① 理论分析方法（如射线跟踪法）
 - ② 现场测试方法（如冲激响应法）
 - ③ 移动信道的计算机模拟

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制
- 4 移动无线信道建模
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

自由空间的电波传播 I

- 传播损耗: 在理想的、均匀的、各向同性的介质中传播, 只存在电磁波能量扩散而引起的传播损耗.

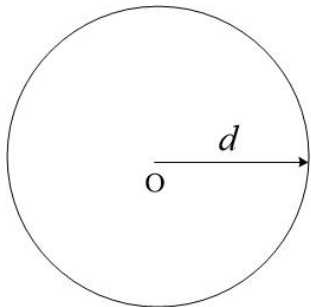


图: 电波在自由空间中的传播模型

自由空间的电波传播 II

假设在 O 点有一个各向同性发射机, d 为接收机和发射机间的距离。设发射功率为 p_t , 以球面波辐射, 距离波源为 d 处的功率谱密度为

$$s = \frac{p_t}{4\pi d^2}$$

- 接收功率

$$P_r = sA_r = \frac{A_r}{4\pi d^2} P_t G_t \quad A_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$$

于是

$$P_r = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 p_t G_t G_r$$

自由空间的电波传播 III

- 自由空间的传播损耗 L 定义为

$$L = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \Big|_{G_t=G_r=1}$$

- 分贝表示

$$[L] = 32.45 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d(\text{km})$$

自由空间的电波传播 IV

- 接收换算

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

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

则接收功率可表示为

$$[P_r] = [P_t] - [L] + [G_t] + [G_r]$$

[例 2-1] 设无线电传输工作频率为 900MHz，通信距离分别为 10km 和 20km 时，计算自由空间传播损耗。若工作频率为 1800MHz 呢？

解

$f = 900\text{MHz}$ ， $d = 10\text{km}$ 时，代入式 () 得， $L = 111.53\text{dB}$

$f = 900\text{MHz}$ ， $d = 20\text{km}$ 时，代入式 () 得， $L = 117.53\text{dB}$

当 $f = 1800\text{MHz}$ 时， f 扩大一倍， $[L]_{\text{dB}}$ 在以上基础上分别增加 6dB。

[例 2-2] 发射机发射功率为 50W，工作频率为 900MHz，假设发射天线为单位增益，接收天线增益为 1dB。计算在自由空间中距发射天线 100m 处接收功率的大小。

解

为计算方便，首先将功率换算成分贝值：

$$[P_t](\text{dBm}) = 10 \log\left(\frac{P_t(\text{mW})}{1\text{mW}}\right) = 10 \log(50 \times 10^3) = 47.0\text{dBm}$$

距离单位换算为： $d = 100\text{m} = 0.1\text{km}$

然后计算自由空间传播损耗：

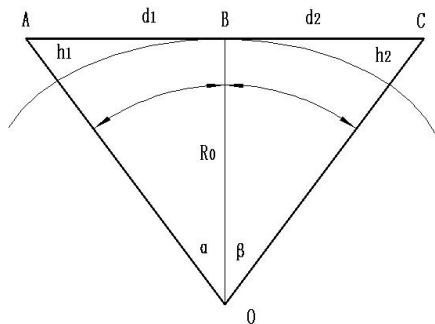
$$L = 32.45 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log d(\text{km}) = 71.45\text{dB}$$

最后得到接收功率为:

$$P_r = P_t - L + G_r = 47.0 - 71.45 + 1 = -23.5\text{dBm}$$

视距传播 I

在地球表面的大气环境中，视线所能到达的最远距离称为视线距离。设发射天线与接收天线位于地球表面上两点，天线高度分别为 h_t 和 h_r ，两个天线顶点连线 AC 与地球表面相切于 B 点，如图所示，



视距传播 II

则 $d_0 = d_1 + d_2$ 。设地球半径为 R_0 ，由于 $R_0 \gg h_t, h_r$ 不难证明，
 $d_1 = AB \approx \sqrt{2R_0 h_t}$ ， $d_2 = AB \approx \sqrt{2R_0 h_r}$ 。

可得

$$d_0 = d_1 + d_2 = \sqrt{2R_0}(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})$$

将 $R_0 = 6370\text{km}$ 带入，得

$$d_0 = 3.57(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})(\text{km})$$

式中， h_t 和 h_r 的单位是 m。

在标准大气折射情况下，地球等效半径 $R_e = 8500\text{km}$ 。因此，上式可修正为

$$d_0 = 4.12(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r})(\text{km})$$

视距传播 III

- 视线距离取决于收发天线架设的高度，天线架设越高，视线距离越大。
- 大气折射有利于超视距的传播
- 在实际通信中应尽量利用地形，地物把天线适当架高。

通常根据接收点离开发射天线的距离 d 将通信区域分成以下三种情况

- 亮区: $d < 0.7d_0$ 的区域。
- 半阴影区: $0.7d_0 < d < (1.2 \sim 1.4)d_0$ 的区域。
- 阴影区: $d > (1.2 \sim 1.4)d_0$ 的区域。

通信工程设计时要尽量保证工作在亮区范围内。

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制**
- 4 移动无线信道建模
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

反射

- 如果电磁波传输到理想介质表面, 则能量都将反射回来.
- 反射系数 (R): 入射波与反射波的比值

$$R = \frac{\sin \theta - z}{\sin \theta + z}$$

θ 是入射角.

$$\text{垂直极化: } z = \frac{\sqrt{\epsilon_0 - \cos^2 \theta}}{\epsilon_0}$$

$$\text{水平极化: } z = \sqrt{\epsilon_0 - \cos^2 \theta}$$

$$\epsilon_0 = \epsilon - j60\sigma\lambda \quad (\epsilon: \text{介电常数}, \sigma: \text{电导率}, \lambda: \text{波长.})$$

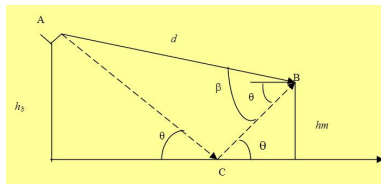
极化特性

- 极化: 电磁波在传播过程中, 其电场矢量的方向和幅度随时间变化的状态
- 电磁波的极化形式: 线极化、圆极化和椭圆极化
- 线极化的两种特殊情况
 - 水平极化 (电场方向平行于地面)
 - 垂直极化 (电场方向垂直于地面)



多径信号 I

● 两径传播模型



接收信号功率

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 G_t G_r \left| 1 + Re^{j\Delta\Phi} + (1-R)Ae^{j\Delta\Phi} + \dots \right|^2$$

简化:

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 G_t G_r \left| 1 + Re^{j\Delta\Phi} \right|^2$$

相位差: $\Delta\Phi = 2\pi\Delta l/\lambda$ $\Delta l = (AC + CB) - AB$

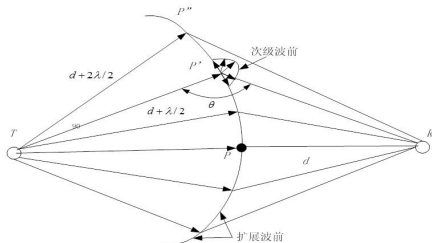
多径信号 II

- 多径传播模型 (N 个路径)
接收信号功率

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

绕射 I

- 惠更斯-菲涅尔原理
 - 波前（面）上每点产生的次级波组合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
 - 场强为围绕阻挡物所有次级波的矢量和

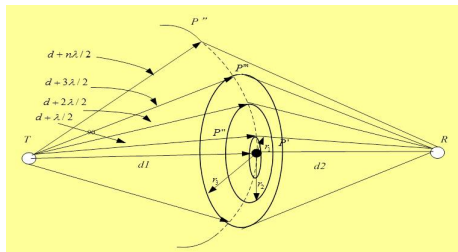


- 说明:
 - 任一 P' 点, 只有夹角为 θ (即 $\angle TP'R$) 的次级波前能到达接收点 R .
 - θ 在 0° 到 180° 之间变化到达接收点辐射能量与 θ 成正比.

绕射 II

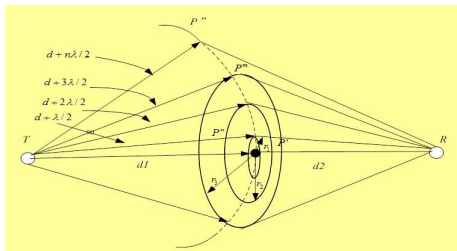
- 菲涅尔区: 从发射点到接收点次级波路径长度比直接路径长度大 $n\lambda/2$ 的连续区域
- 接收信号的合成
 n 为奇数, 信号抵消;
 n 为偶数, 信号叠加.
- 菲涅尔区同心半径

$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$



绕射 III

- 第一菲涅尔区半径 ($n = 1$)
 - ① 在接收点处第一菲涅尔区的场强是全部场强的一半
 - ② 发射机和接收机的距离略大于第一菲涅尔区，则大部分能量可以达到接收机



- 从波前点到空间任何一点的场强 (基尔霍夫公式)

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

刃形绕射模型 I

刃形障碍物对电波传播的影响有两种形式。

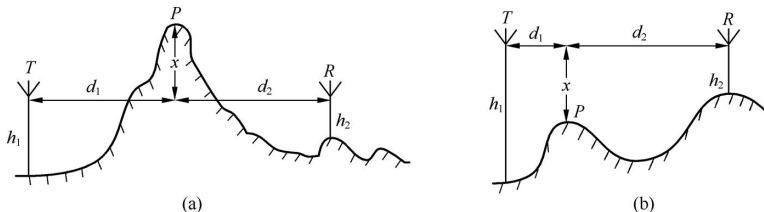


图: 菲涅尔余隙

图中, x 表示障碍物顶点 P 到发射机和接收机直线 TR 的距离, 称为菲涅尔余隙。一般规定, 阻挡时为负余隙, 如图 (a) 所示; 无阻挡时为正余隙, 如图 (b) 所示。

刃形绕射模型 II

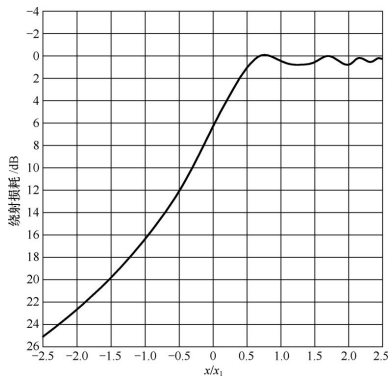


图: 刃形模型的绕射损耗

刃形绕射模型 III

- 当 $x > 0.5x_1$ 时，绕射损耗约为 0dB，此时，障碍物对电波传播基本没有影响；
- 当 $x = 0$ ，即 TR 直射从障碍物顶点擦过时，绕射损耗约为 6dB；
- 当 $x < 0$ ，即 TR 直射低于障碍物顶点时，绕射损耗急剧增加。

[例 2-3] 假设发射天线和接收天线高度相等，天线之间有一个障碍物，菲涅尔余隙 $x = -82\text{m}$ ，障碍物距离发射天线的距离 $d_1 = 5\text{km}$ ，距离接收天线的距离 $d_2 = 10\text{km}$ ，工作频率为 150MHz，计算电波传播损耗。

解

(1) 首先自由空间传播损耗

$$\begin{aligned}
 L_{bs} &= 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d \\
 &= 32.45 + 20 \lg 150 + 20 \lg 15 \\
 &= 99.5\text{dB}
 \end{aligned}$$

刃形绕射模型 IV

(2) 计算第一菲涅尔区半径 x_1

$$x_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} = \sqrt{\frac{2 \times 5 \times 10^3 \times 10 \times 10^3}{15 \times 10^3}} = 81.7\text{m}$$

(3) 计算 $x/x_1 = -82/81.7 = -1.004$ ，查图，得到绕射损耗约为 17dB。

(4) 最终得到传播损耗为：99.5+17=116.5dB

散射 I

- 粗糙表面，反射能量于所有方向
- 表面光滑度的判定：定义物体表面平滑度的参考高度 h_c

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i}$$

式中， θ_i 表示入射角。如果平面上最大的凸起高度 $h < h_c$ ，则认为该表面是平滑的；反之则是粗糙的。

- 粗糙表面下，反射场强的散射损耗系数 ρ_s

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

式中， σ_h 为表面高度与平均表面高度的标准偏差。

散射 II

当 $h > h_c$ 时, 可以用粗糙表面的修正发射系数 R_{rough} 来表示反射场强, 即

$$R_{\text{rough}} = \rho_s R$$

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制
- 4 移动无线信道建模**
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

多径衰落的基本特性

- 幅度衰落
 - 从空间角度考虑, 幅度随移动台移动距离的变动而衰落
 - 模拟系统主要考虑
- 时延扩展
 - 信号传播路径不同, 到达接收端的时间也就不同, 导致接收信号包含发送脉冲及其各个延时信号 (脉冲宽度扩展)
 - 数字系统主要考虑

多普勒频移 I

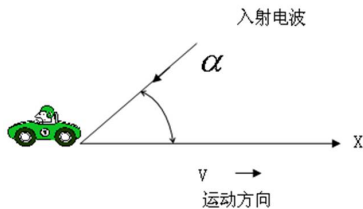
- 原因: 移动时会引起多普勒 (Doppler) 频率漂移
- 多普勒频移

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha$$

- 最大多普勒 (Doppler) 频移

$$\frac{v}{\lambda} = f_m$$

f_c : 发射频率; f : 接收频率; 则 $f_d = f - f_c, f = f_c + f_d$.



多普勒频移 II I

- 说明

- 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）
 - 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，其多径分量造成接收机信号的多普勒扩散，因而增加了信号带宽。

多普勒频移 II II

[例 2-4] 设载波工作频率为 900MHz，移动台运动速度为 60km/h，求最大多普勒频移。

解

移动台运动速度为：

$$v = 60\text{km/h} = \frac{60 \times 1000}{3600} \text{m/s} = \frac{100}{6} \text{m/s}$$

最大多普勒频移为：

$$f_m = \frac{v}{\lambda} = \frac{vf}{c} = \frac{\frac{100}{6} \times 900 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 50\text{Hz}$$

多径信道的信道模型 I

- 设传输信号: $x(t) = \text{Re}\{s(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$
注: 第 i 径的路径长度 x_i , 衰落系数 (反射系数) 为 a_i .
- 接收信号 (只考虑多径)

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

多径信道的信道模型 II

- 接收信号包络

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

其中

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

$\tau_i = x_i/c$ 为时延.

- 再考虑多普勒效应. 设路径的到达方向和移动台运动方向之间的夹角为 θ_i , 路径的变化量 $\Delta x_i = -vt \cos \theta_i$

多径信道的信道模型 III

● 输出复包络

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

- 式中绿色部分, 在相位中不可忽略.
- 式中红色部分, 数量级小可忽略.

多径信道的信道模型 IV

化简得

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

令 $\Psi_i(t) = 2\pi f_c \tau_i - 2\pi f_m t \cos \theta_i = \omega_c \tau_i - \omega_{D,t} t$

多径延迟影响; 多普勒效应影响

则

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

多径信道的信道模型 V

冲激响应

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

如果假设信道冲激响应至少在一小段时间间隔或距离具有不变性，信道冲击响应可以简化为

$$h(\tau) = \sum_i a_i e^{-j\Psi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i)$$

描述多径信道的主要参数

- 通常用功率在时间、频率以及角度上的分布来描述传输信号的色散
 - 功率延迟分布 (PDP) \Rightarrow 时间色散和频率选择性衰落
 - 多普勒功率谱密度 (DPSD) \Rightarrow 频率色散和时间选择性衰落
 - 角度谱 (PAP) \Rightarrow 角度色散和空间选择性衰落

时间色散参数 I

- 功率延迟分布 (PDP) $P(\tau)$

- 基于固定时延参考 τ_0 的附加时延 τ 的函数, 通过对本地瞬时功率延迟分布取平均得到
- 市区环境中近似为指数分布, T 为常数, 为多径时延的平均值.

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

时间色散参数 II

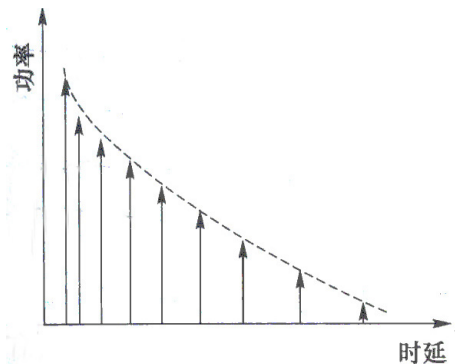


图: 功率延迟分布近似为指数分布

时间色散参数 III

- 平均附加延时

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

- rms 时延扩展

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

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

时间色散参数 IV

- 最大附加延时扩展 $(X\text{dB})\tau_m$

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，一般 $X = 30\text{dB}$

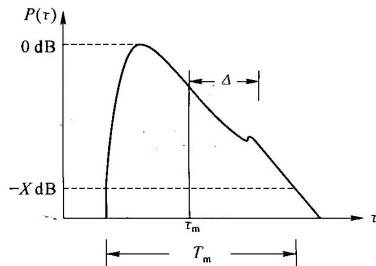


图: 典型对最强路径信号功率的归一化时延扩展谱

相关带宽

- 相关带宽: 允许信号无失真通过的频率间隔大小。这一频率间隔称为“相干”或“相关”带宽 (B_c)
 - 信号带宽大于信道相关带宽, 产生频率选择性衰落
 - 信号带宽小于信道相关带宽, 产生非频率选择性衰落 (或平坦衰落)
 - 相关带宽是移动信道的一个特征

从包络相关性角度推导相关带宽 I

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

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

此处，相关函数

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

若信号衰落符合瑞利分布，则

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

从包络相关性角度推导相关带宽 II

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 $\tau = 0$, 简化后

$$\rho_r(\Delta f) \approx \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)^2\sigma_\tau^2}$$

通常, 根据包络的相关系数 $\rho_r(\Delta f) = 0.5$ 来测度相关带宽
代入得 $\Delta f = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau}$
即相关带宽

$$B_c = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau}$$

衰落的分类及判定

• 分类

分类	不同频率分量的衰落	信号波形
频率选择性衰落	不一致	失真
非频率选择性衰落 (平坦衰落)	相关的 一致的	不失真

• 判定 (由信道和信号两方面决定)

- 信号带宽小于信道相关带宽 ($B_s < B_C$) \Rightarrow 平坦衰落
- 信号带宽大于信道相关带宽 ($B_s \gg B_C$) \Rightarrow 频选衰落 \Rightarrow 码间干扰

频率色散参数 I

- 多普勒扩展 (功率谱)

假设发射载频为 f_c ，接收信号由 N 个经过多普勒频移的平面波合成，当 $N \rightarrow \infty$ 时，接收天线在 $0 \sim 2\pi$ 角度内的入射功率趋于连续，且为均匀分布。再假设接收天线为全向天线，单位天线增益， P_{av} 为所有到达电磁波的平均功率，则入射波在 $\alpha \sim (\alpha + d\alpha)$ 的功率为 $\frac{P_{av}}{2\pi} \cdot |d\alpha|$ 。

考虑多普勒频移，接收信号频率为

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

f 为入射角 α 的函数，因此

$$df = -f_m \cdot \sin \alpha \cdot d\alpha$$

频率色散参数 II

假设在频率域从 f 到 $f + df$ 之间的射频功率与接收功率随角度的微小变化相等，则

$$S(f)|df| = 2\frac{P_{av}}{2\pi}|d\alpha|(-\pi < \alpha < \pi)$$

式中， $S(f)$ 为接收信号功率谱，同时考虑了多普勒频移关于入射角的对称性。

由式 2.47 可得

$$S(f) = \frac{P_{av}}{\pi} \left| \frac{d\alpha}{df} \right|$$

由式 2.45 可得

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

频率色散参数 III

将式 2.46 和式 2.49 带入式 2.48，并设 $P_{av} = 1$ 得

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

可见，由于多普勒效应，接收信号的功率谱 $S(f)$ 扩展到 $f_c - f_m$ 和 $f_c + f_m$ 范围内。由多普勒效应引起的接收信号功率谱展宽就称为多普勒扩展。

频率色散参数 IV

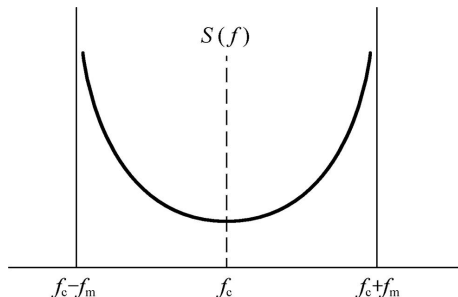


图: 多普勒效应引起的接收信号功率谱

- 相关时间
 - 信道冲激响应应维持不变的时间间隔的统计平均值
 - 表征了时变信道对信号的衰落节拍
- 推导相关时间

频率色散参数 V

- 从多普勒扩展角度
时间相关函数与多普勒功率谱之间是傅立叶变换关系

$$R(\tau) \Leftrightarrow S(f)$$

所以多普勒扩展的倒数就是对信道相关时间的度量, 即 $T_c \approx 1/f_D \approx 1/f_m$ 此时入射波与移动台移动方向之间的夹角 $\alpha = 0$.

式中 f_D 为多普勒扩展 (有时也用 B_D 表示), 即多普勒频移.

- 从包络相关性角度
通常将信号包络相关度为 0.5 时的时间间隔定义为相关时间.
令 $\Delta f = 0$, $\rho_r(0, \tau) = 0.5$, 推出

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$$

频率色散参数 VI

- 在现代数字通信中, 常规定 T_c 为上面两式的几何平均作为经验公式

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

时间选择性衰落

- 时间选择性衰落: 是由多普勒效应引起的, 信道在时域具有选择性
 - 要保证信号经过信道不会在时间轴上产生失真, 就必须保证传输符号速率远大于相关时间的倒数
 - 码元间隔大于信道相关时间 ($T_S > T_c$) \Rightarrow 时选衰落 \Rightarrow 误码

角度色散参数和相关距离 I

● 角度扩展

- 角度功率谱 (PAS), 信号功率谱密度在角度上的分布. 一般为均匀分布, 截短高斯分布和截短拉普拉斯分布
- 角度扩展等于功率角度谱的二阶中心矩的平方根, 即

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

● 意义

- 描述了功率谱在空间上的色散程度, 角度扩展在 $[0, 360^\circ]$ 之间分布.
- 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.

● 相关距离 D_c

- 信道冲激响应保证一定相关度的空间距离

角度色散参数和相关距离 II

- 空间选择性衰落

- 空间选择性衰落: 天线空间距离大于相关距离 $\Delta x > D_c$
- 非空间选择性衰落: 天线空间距离远小于相关距离 $\Delta x \ll D_c$

接收信号的统计分析

- 主要讨论多径信道接收信号的包络统计特性
- 接收信号的包络根据不同的无线环境一般服从
 - ① 瑞利分布
 - ② 莱斯分布

瑞利分布 I

- 环境条件: 通常在离基站较远、反射物较多的地区符合
 - 发射机和接收机之间没有直射波路径
 - 存在大量反射波, 到达接收天线的方向角随机且 $0 \sim 2\pi$ 均匀分布
 - 各反射波的幅度和相位都统计独立
- 分量 T_c, T_s
 - 假设所有多径分量的平均功率相等, 发射信号的载波幅度可设为 E_0 , 接收信号为

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sum_n C_n E_0 \cos(\omega_c t + \theta_n) \\
 &= E_0 \sum_n C_n [\cos \omega_c t \cos \theta_n - \sin \omega_c t \sin \theta_n] \\
 &= E_0 \left[\sum_n C_n \cos \theta_n \cos \omega_c t - \sum_n C_n \sin \theta_n \sin \omega_c t \right]
 \end{aligned}$$

瑞利分布 II

式中 $\theta_n = \omega_n t + \varphi_n$, ω_n 多普勒频率漂移, φ_n 随机相位 ($0 \sim 2\pi$ 均匀分布)。

•

$$y(t) = T_c(t) \cos \omega_c t - T_s(t) \sin \omega_c t$$

$$\text{且 } T_c(t) = E_0 \sum_n C_n \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad T_s(t) = E_0 \sum_{n=1} C_n \sin(\omega_n t + \varphi_n).$$

• T_c, T_s 的性质

- ① 相互正交的同频分量
- ② 高斯随机过程
- ③ 统计独立
- ④ 概率密度公式

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

$x = T_c(t)$ 或 $T_s(t)$. $T_c(t), T_s(t)$ 具有零平均和等方差, 即 $\mu = 0, \sigma^2 = \frac{1}{2} E_0^2$ (信号平均功率)。

瑞利分布 III

⑤ 联合概率密度

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

● 接收信号的幅度相位分布

- 令 $r = \sqrt{(T_s^2 + T_c^2)}$, $\theta = \tan^{-1} \frac{T_s}{T_c}$, 有 $T_c = r \cos \theta$, $T_s = r \sin \theta$.

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

所以

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

▷ 对 r 积分

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr = \frac{1}{2\pi}$$

瑞利分布 IV

▷ 对 θ 积分

$$p(r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}$$

结论

包络 r 服从瑞利分布, θ 在 $(0 \sim 2\pi)$ 内服从均匀分布.

瑞利分布 V

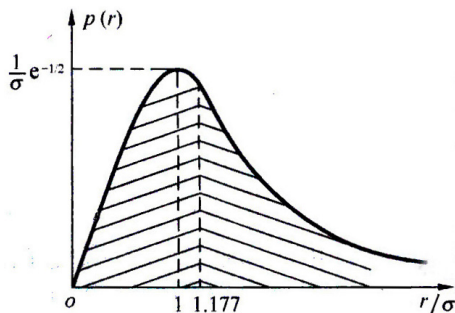


图: 瑞利分布的概率密度函数

- 瑞利分布的均值

$$r_{\text{mean}} = E(r) = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma$$

瑞利分布 VI

- 均方值，表示信号平均功率

$$E(r^2) = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr = 2\sigma^2$$

- 瑞利分布的方差

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2}{2} = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2$$

- 最大值

当 $r = \sigma$ 时， $p(r)$ 取最大值， $p(\sigma) = \frac{1}{\sigma} \exp(-\frac{1}{2})$ ，表示 r 在 σ 值出现的可能性最大。

- 中值 r_m

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

$$p(r_m) = \int_0^{r_m} p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{r_m^2}{2\sigma^2}\right) = 0.5 \Rightarrow r_m = 1.177\sigma$$

莱斯分布 I

- 环境条件
 - 直射系统中, 接收信号中有视距信号成为主导分量, 同时还有不同角度随机到达的多径分量迭加于其上
 - 非直射系统中, 源自某一个路径的信号分量功率特别强
- 莱斯分布的概率密度函数

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

莱斯分布 II

- 莱斯因子 K : 主信号的功率与多径分量方差之比

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2}$$

A 是主信号幅度的峰值, r 是衰落信号的包络, σ^2 是 r 的方差分贝式

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

- 意义
 - 莱斯因子 K 完全决定了莱斯的分布.
 - 当 $A \rightarrow 0, K \rightarrow -\infty \text{dB}$, 莱斯分布变为瑞利分布.
 - 强直射波的存在使接收信号包络从瑞利变为莱斯分布.
 - 当直射波进一步增强 ($\frac{A}{2\sigma^2} \gg 1$), 莱斯分布将趋进高斯分布.

衰落信号的特征量 I

- **衰落速度 (衰落率):** 信号包络在单位时间内以正斜率通过中值电平的次数, 即包络衰落的速率.
 - 与发射频率, 移动台行进速度和方向以及多径传播的路径数有关
 - 平均衰落率

$$A = \frac{v}{\lambda/2} = 1.85 \times 10^{-3} \times v \times f$$

衰落信号的特征量 II

● 电平通过率

- 定义: 单位时间内信号包络以正斜率通过某一规定电平值 R 的平均次数.
- 表达式

$$N(R) = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r}$$

● 平均电平通过率

对于瑞利分布可得 $N(R) = \sqrt{2\pi} f_m \cdot \rho e^{-\rho^2}$.
 其中 f_m 为最大多普勒频率, $\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{\text{rms}}}$

$R_{\text{rms}} = \sqrt{2}\sigma$ 为信号有效值.

● (平均) 衰落持续时间

- 定义: 信号包络低于某个给定电平值的概率与该电平所对应的电平通过率之比

衰落信号的特征量 III

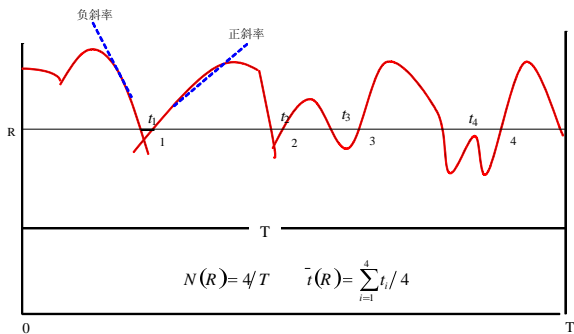
- 表达式

$$\tau_R = \frac{P(r \leq R)}{N_R}$$

- 对于瑞利衰落

$$\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi}f_m\rho} \left(e^{\rho^2} - 1 \right)$$

衰落信号的特征量 IV



$$N(R) = \frac{4}{T} \quad \tau(R) = \sum_{i=1}^4 \frac{t_i}{4}$$

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制
- 4 移动无线信道建模
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

电波传播损耗预测模型

- 目的：掌握基站周围所有地点处接收信号的平均强度及变化特点，为网络覆盖的研究以及整个网络设计提供基础
- 方法：分析测试数据归纳出基于不同环境的经验模型，在此基础上对模型进行校正
- 确定传播环境的主要因素
 - 地形, 地物
 - 天气状况
 - 自然和人为的电磁噪声状况
 - 系统的工作频率和移动台运动等因素
- 分类
 - 室外传播模型
 - 室内传播模型

地形和地物 I

地形分类:

- 准平滑地形

即中等起伏地形，是指在传播路径的地形剖面图上，其地面起伏高度不超过 20m，且起伏缓慢（即峰点与谷点之间的距离必须大于波动幅度），在以公里计的距离内，其平均地面高度变化也在 20m 之内。

- 不规则地形

- 丘陵、孤立山岳
- 斜坡
- 水陆混合地形

地形和地物 II

地形判断:

- 平滑 (或平坦) 地形的起伏高度一般在 $5\sim 10\text{m}$
- 准平滑地形的起伏高度一般在 $10\sim 20\text{m}$
- 起伏地形的起伏高度一般在 $20\sim 40\text{m}$
- 丘陵地形的起伏高度一般在 $40\sim 80\text{m}$
- 山区地形的起伏高度一般大于 80m

地物分类:

- 城区: 有较密集的建筑物, 如大城市的高楼群等
- 郊区: 有些障碍物但不稠密的地区, 例如房屋、树林稀少的农村或市郊等
- 开阔地: 没有高大的树木或建筑物等的开阔地带, 或者没有任何阻挡的小片场地, 如农田、广场等均属开阔地
- 隧道区: 地下铁道、地下停车场、人防工事、海底隧道等地区

地形和地物 III

天线有效高度:

- 移动台天线有效高度 h_m

定义为在地面以上的高度, 包括人或车体高度, 通常 1.5m~3m。

- 基站天线的有效高度 h_b

设基站天线顶点的海拔高度为 h_{ts} , 从天线设置地点开始, 沿着电波传播方向的 3km 到 15km 之内的地面平均海拔高度为 h_{ga} , 则定义 $h_b = h_{ts} - h_{ga}$,

地形和地物 IV

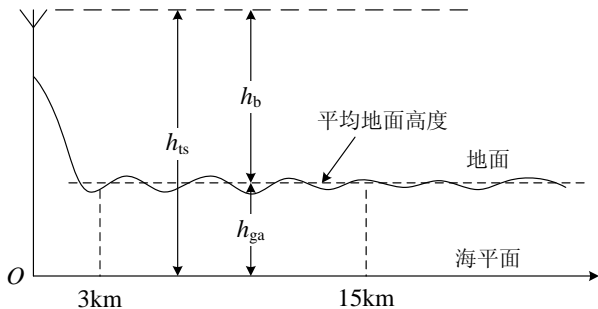


图: 基站天线的有效高度

室外传播模型

常用的几种室外电波传播损耗预测模型

- Okumura 模型
- Hata 模型
 - Okumura-Hata 模型
 - COST-231 Hata 模型
- CCIR 模型 (略)
- LEE 模型 (略)
- COST 231 Walfisch-Ikegami 模型 (略)

Okumura 模型 I

- Okumura 模型完全基于测试数据，以准平滑市区传播损耗的中值作为基准，对于不同的传播环境和地形等影响用校正因子加以修正。
- 主要适用于 100~1920MHz(可扩展至 3000MHz)，小区半径为 1~100km 的宏蜂窝，天线高度为 30~1000m 的移动通信系统。
- 是预测城区信号时使用最广泛的模型。

Okumura 模型中的路径损耗可表示为

$$L = L_{bs} + A_{mu}(f, d) - G_T(h_{te}) - G_R(h_{re}) - G_{AREA}$$

其中， L 为路径传播损耗中值； L_{bs} 为自由空间传播损耗； A_{mu} 为准平滑地形市区基本损耗中值； $G_T(h_{te})$ 为发射天线高度的增益因子， $G_R(h_{re})$ 为接收天线高度的增益因子， G_{AREA} 为与地形有关的增益因子。以上单位均为 dB。

Okumura 模型 II

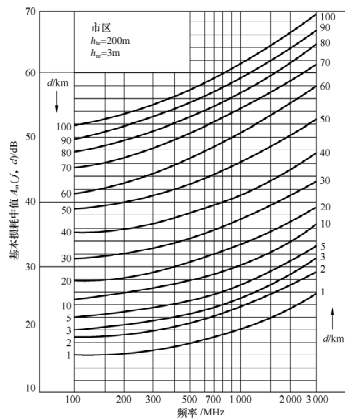


图: 准平滑地形大城市市区基本损耗中值

Okumura 模型 III

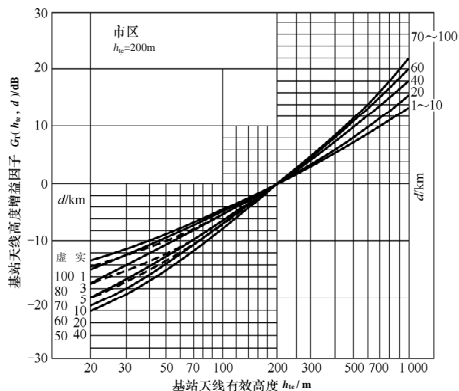


图: 基站天线高度增益因子

Okumura 模型 IV

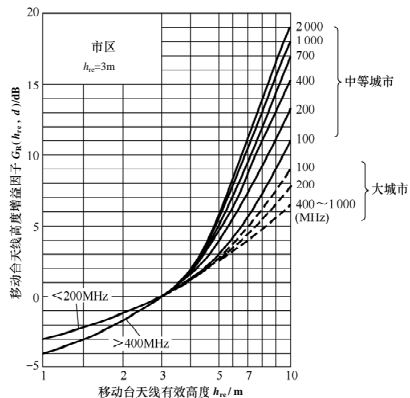


图: 移动台天线高度增益因子

Okumura 模型 V

任意地形地区的传播损耗修正因子 G_{AREA} 可表示为

$$G_{\text{AREA}} = K_{mr} + Q_o + Q_r + K_h + K_{js} + K_{sp} + K_s$$

Okumura-Hata 模型 I

● 路径损耗计算的经验公式

$$L_p(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - \alpha(h_{re}) \\ + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + C_{cell} + C_{terrain}$$

- f_c : 工作频率 (MHz)
- h_{te} : 基站天线有效高度 (m), 定义为基站天线实际海拔高度与基站沿传播方向实际距离内的平均地面海波高度之差
- h_{re} : 移动台天线有效高度 (m), 定义为移动台天线高出地表的高度
- d : 基站天线和移动台天线之间的水平距离 km

Okumura-Hata 模型 II

- $\alpha(h_{re})$: 有效天线修正因子, 是覆盖区大小的函数

$$\alpha(h_{re}) = \begin{cases} (1.11 \log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) & \text{中小城市} \\ \begin{cases} 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1 & (f_c \leq 300\text{MHz}) \\ 3.20(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97 & (f_c \geq 300\text{MHz}) \end{cases} & \text{大城市/郊区} \end{cases}$$

- C_{cell} : 小区类型校正因子

$$C_{cell} = \begin{cases} 0 & \text{城市} \\ -2[\log(f_c/28)]^2 - 5.4 & \text{郊区} \\ -4.78(\log(f_c))^2 - 18.33 \log f_c - 40.98 & \text{乡村} \end{cases}$$

- $C_{terrain}$: 地形校正因子, 反映一些重要的地形环境因素对路径损耗的影响

COST-231 Hata 模型 I

- 路径损耗计算的经验公式

$$L_{50}(\text{dB}) = 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_{te} - \alpha(h_{re}) \\ + (44.9 - 6.55 \log h_{te}) \log d + C_{cell} + C_{terrain} + C_M$$

- 大城市中心校正因子 C_M

$$C_M = \begin{cases} 0\text{dB} & \text{中等城市和郊区} \\ 3\text{dB} & \text{大城市中心} \end{cases}$$

- 两种 Hata 模型的主要区别

- 频率衰减系数不同
 - COST-231Hata 模型频率衰减因子为 33.9
 - Okumura-Hata 模型的频率衰减因子为 26.16
- COST-231Hata 模型增加了大城市中心衰减，路径损耗增加 3dB.

COST-231 Hata 模型 II

[例 2-6] 某一移动信道，工作频段为 450MHz，基站天线高度为 70m，天线增益为 6dB，移动台天线高度为 3m，天线增益为 0dB；在市区工作，传播路径为准平滑中等起伏地，通信距离为 10Km。利用 Okumura 模型预测曲线，求：

(1) 传播路径损耗中值。

(2) 若基站发射机送至天线的信号功率为 10W，求移动台天线得到的信号功率中值。

解

(1) 首先计算自由空间传播损耗

$$\begin{aligned} L_{bs} &= 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d \\ &= 32.45 + 20 \lg 450 + 20 \lg 10 \\ &= 105.45\text{dB} \end{aligned}$$

COST-231 Hata 模型 III

由图查得市区基本损耗中值

$$A_m(f, d) = A_m(450, 10) = 27\text{dB}$$

由图查得基站天线高度因子

$$G_T(h_{te}, d) = H_b(70, 10) = -10\text{dB}$$

根据已知条件，移动台天线高度因子 $G_R(h_{re}) = 0\text{dB}$ ，地形修正因子

$$G_{\text{AREA}} = 0$$

计算路径传播损耗

$$\begin{aligned} L &= L_{bs} + A_{mu}(f, d) - G_T(h_{te}) - G_R(h_{re}) - G_{\text{AREA}} \\ &= 105.45 + 27 - (-10) \\ &= 142.45\text{dB} \end{aligned}$$

COST-231 Hata 模型 IV

(2) 首先把发射信号功率表示成分贝形式

$$[P_t]_{dBW} = 10 \lg 10 = 10 \text{dBW}$$

然后计算移动台接收天线处的功率 P_r

$$\begin{aligned} [P_r]_{dBW} &= [P_t]_{dBW} - L + G_b + G_m \\ &= 10 - 142.5 + 6 + 0 \\ &= -130.45 \text{dBW} \end{aligned}$$

[例 2-7] 若上题改成郊区环境下工作，再求路径传播损耗中值及接收信号功率。

COST-231 Hata 模型 V

解根据题目条件，需要考虑郊区修正因子 K_{mr} ，查图可得

$$K_{mr} = 12.5\text{dB}$$

所以，路径传播损耗中值为

$$L = 142.45 - 12.45 = 130\text{dB}$$

接收信号功率为

$$[P_r]_{\text{dBW}} = 10 - 130 + 6 = -114\text{dBW}$$

室内传播模型

- 显著特点
 - 室内覆盖面积小得多
 - 收发机间的传播环境变化更大
- 影响因素
 - 建筑物的布局
 - 建筑材料
 - 建筑类型
- 常用的几种室内传播模型
 - ITU-R 室内传播模型
 - Keenan-Motley 模型
 - 对数距离路径损耗模型
 - Ericsson 多重断点模型
 - 衰减因子模型

ITU-R 室内传播模型

根据 ITU-R P.1238 建议，无线电波室内基本传播损耗为

$$L(\text{dB}) = 20 \lg f + 10n \lg d + L_{\text{floor}} - 28$$

其中， n 是室内传播系数，与建筑物的性质有关。

Keenan-Motley 模型

在自由空间传播的基础上，考虑穿透室内墙壁的损耗和穿透地板的附加损耗。Keenan-Motley 模型路径传播损耗为

$$L = L_f + m \times F + n \times W$$

其中， L_f 为自由空间的基本传播损耗； $m \times F$ 为电波在传播过程中所穿透的楼层数 (m) 的总衰减， $F = 19$ (1 层) 或 $F = 20$ (2 层以上) 为每层楼衰减因子； $n \times W$ 为电波传播过程中所穿透的墙壁数 (n) 的总衰减， W 为每墙壁衰减因子

对数距离路径损耗模型

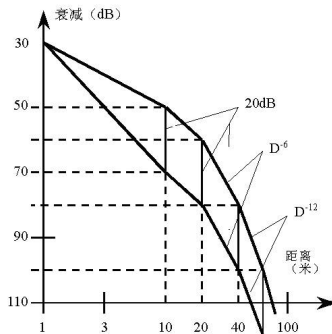
- 室内路径损耗遵从公式

$$PL_{[\text{dB}]} = PL(d_0) + 10\gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{\sigma[\text{dB}]}$$

- γ 依赖于周围环境和建筑物类型
- X_{σ} 是标准偏差为 σ 的正态随机变量

Ericsson 多重断点模型

- 有四个断点
- 考虑了路径损耗的上下边界
- 未考虑对数正态阴影部分



衰减因子模型

- 应用: 适用于建筑物内的传播预测. 包含了建筑物类型影响以及阻挡物引起的变化, 灵活性强.
- 同层建筑物

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_{SF} \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + \text{FAF} \quad [\text{dB}]$$

- 多层建筑物

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_{MF} \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad [\text{dB}]$$

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 20 \cdot \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + \alpha d + \text{FAF} \quad [\text{dB}]$$

contents

- 1 无线电波传播特性
- 2 自由空间的电波传播
- 3 3 种基本电波传播机制
- 4 移动无线信道建模
- 5 电波传播损耗预测模型
- 6 无线信道的噪声和干扰

噪声 I

- 内部噪声
- 外部噪声

同频干扰 I

同频干扰也称为共道干扰，是指使用相同工作频率的发射台之间的干扰。在多个发射台以相同的频率发射不同信号时，相同频率的无用信号对同频有用信号接收机会造成干扰。

- 在进行蜂窝小区频率规划时，同时兼顾同频干扰和频谱利用率。
- 也可以通过选择合理的天线安装位置、调整天线的角度、降低发射功率水平、使用不连续发射（DTX）技术等减轻同频干扰的影响。

邻频干扰 I

- 邻频干扰是指相邻频率之间的干扰，使得所使用信号频率受到相邻频率信号的干扰，也称为邻道干扰。
- 原因：发射机的调制边带扩展和边带噪声辐射以及接收机滤波特性不理想，导致邻频信号落入接收机通带内，造成对接收信号的干扰
- 克服方法：
 - 为减小发射机的调制边带扩展，必须严格限制移动台的发射机频偏。同时，要尽量减小发射机倍频次数、降低振荡器的噪声等，减小发射机本身的边带辐射。
 - 设计精确的接收机滤波器
 - 进行适当的信道分配。如果给小区分配的信道在频率上不相邻，且信道间的频率间隔尽可能大，就可以有效地减小邻频干扰。

邻频干扰 II

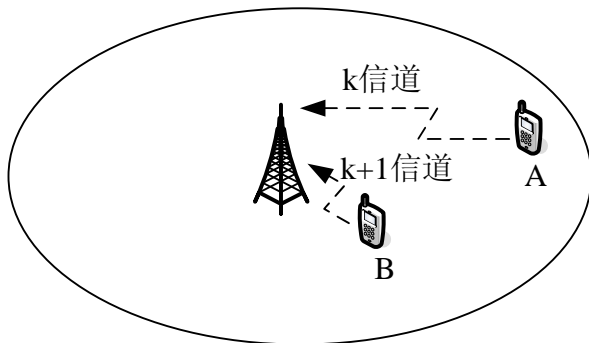


图: 邻道干扰示意图

互调干扰 I

互调干扰是指两个或多个不同频率信号作用在通信设备的非线性器件上，将互相调制产生新的频率信号，如果该新频率正好落在接收机的信道通带内，则形成对该接收机的干扰，称为互调干扰。

产生原因：

- 发射机互调
- 接收机互调
- 外部效应引起的互调

假设非线性器件输出电压与输入电压的关系为

$$i_c = a_0 + a_1u + a_2u^2 + \cdots + a_nu^n$$

式中， a_0 、 a_1 、 \cdots 、 a_n 为非线性器件的特征参数，一般 n 越大，系数越小。假设有两个信号同时作用于非线性器件，即

$$u = A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t$$

互调干扰 II

则失真项为

$$\sum_n a_n (A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t)^n \quad n = 2, 3, 4, \dots$$

在二阶 ($n = 2$)失真项中, 有 $\omega_A + \omega_B$ 和 $\omega_A - \omega_B$ 两种组合频率, 均落在有用信号带外。

在三阶 ($n = 3$)失真项中, 有 $2\omega_A + \omega_B$ 、 $2\omega_B + \omega_A$ 、 $2\omega_A - \omega_B$ 和 $2\omega_B - \omega_A$ 四种组合频率, 其中后两项产生的组合频率可能与接收信号频率 ω_0 接近, 从而造成对有用信号的干扰。这两项称为三阶互调干扰。若输入端出现三个不同载频信号, 即

$$u = A \cos \omega_A t + B \cos \omega_B t + C \cos \omega_C t \quad (1)$$

互调干扰 III

最大危害的三阶互调干扰是： $\omega_A + \omega_B - \omega_C$ 、 $\omega_A + \omega_C - \omega_B$ 、 $\omega_B + \omega_C - \omega_A$ 。

[例 2-8] 已知一个频道组， $f_1 = 150\text{MHz}$ ， $f_2 = 150.025\text{MHz}$ ， $f_3 = 150.050\text{MHz}$ ， $f_4 = 150.075\text{MHz}$ ， $f_5 = 150.100\text{MHz}$ ， $f_6 = 150.125\text{MHz}$ ， $f_7 = 150.150\text{MHz}$ ，试问该频道组中频率的分配是否合适？

解

设两个干扰信号 $f_A = f_3 = 150.050\text{MHz}$ ， $f_B = f_2 = 150.025\text{MHz}$ ，有 $2f_A - f_B = 150.075\text{MHz} = f_4$ ，以及 $2f_B - f_A = 150.000\text{MHz} = f_1$ ，互调分量落入到有用信号的频带之内，造成对有用信号的干扰。因此，该频道组中频率的分配不合适。

无三阶互调频道组：

设频道组的频率集合为 $\{f_1, f_2, \dots, f_n\}$ ，若这些频率产生的三阶互调分量不落入频道组的任一个工作频道中，称该频道组为无三阶互调频道组。

互调干扰 IV

设 $f_i, f_j, f_k \in \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$, f_x 也是该频道组中的一个频率。若产生三阶互调干扰, 则有

$$f_x = f_i + f_j - f_k \quad (2)$$

或者

$$f_x = 2f_i - f_j \quad (3)$$

设第一个频道的频率为 f_0 , 频道的带宽为 B , 第 x 个频道的序号为 C_x , 则任一频道的载波可以用频道号表示, 即

$$f_x = f_0 + BC_x \quad (4)$$

最后:

$$C_x - C_i = C_j - C_k \quad (5)$$

互调干扰 V

因此，只要频道组内采用的频道序号差值相等，则该组内就一定存在三阶互调干扰。换句话说，如果希望本频道组中不存在三阶互调干扰，选用的频道序号差值应该互不相等。

表: 无三阶互调频道组

需要 频道数	最小占用 频道数	无三阶互调 的频道组	频段 利用率
3	4	1,2,4; 1,3,4	75%
4	7	1,2,5,7; 1,3,6,7	57%
5	12	1,2,5,10,12; 1,3,8,11,12	42%
6	18	1,2,5,11,13,18; 1,2,9,13,15,18; 1,2,5,11,16,18; 1,2,9,12,14,18	33%
7	26	1,2,8,12,21,24,26; 1,3,4,11,17,22,26; 1,2,5,11,19,24,26; 1,3,8,14,22,23,26; 1,2,12,17,20,24,26; 1,4,5,13,19,24,26;	27%

时隙干扰和码间干扰 I

时隙干扰:

- 使用同一载频不同时隙的呼叫之间的干扰。
- 在 GSM 系统中可利用时间提前量 (TA) 来克服这类干扰。

码间干扰:

- 由于时延扩展, 接收信号中一个码元的波形会扩展到其它码元周期中, 造成码间干扰 (ISI), 也称符号间干扰。
- 另一个原因是频率选择性衰落。
- 一般用自适应均衡器减轻码间干扰的影响。