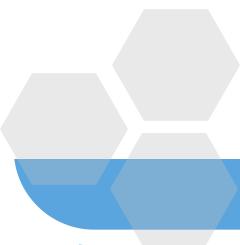


# 第二章 移动通信电波传播与传播预测模型

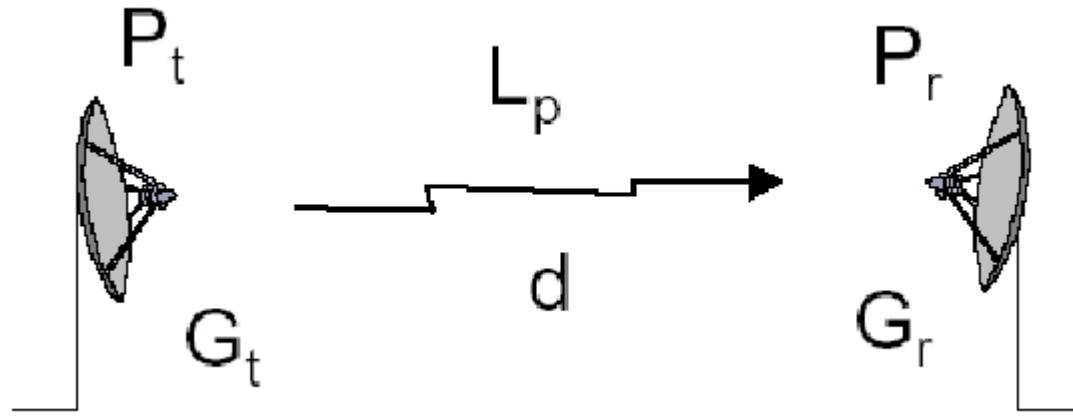




- 1 自由空间的电波传输**
- 2 3种基本的电波传播机制**
- 3 路径损耗及其模型**
- 4 小尺度衰落**
- 5 瑞利、莱斯衰落过程**
- 6 MIMO信道**



# 1.自由空间的电波传播



# 1.自由空间的电波传播(续1)



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

分贝表示

$$[L] = 32.45 + 20 \log f + 20 \log d$$

f = MHz

d = km

传播  
损耗

传播  
模型

接收  
功率

接收  
换算



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

$$P_r(dBm) = 10 \log P_r(mW)$$

$$P_r(dBW) = 10 \log P_r(W)$$

## 2. 3种基本电波传播机制



### 基本电波传播机制

反射

- ◆ 阻挡体比传输波长大的多的物体
- ◆ 产生多径衰落的主要因素

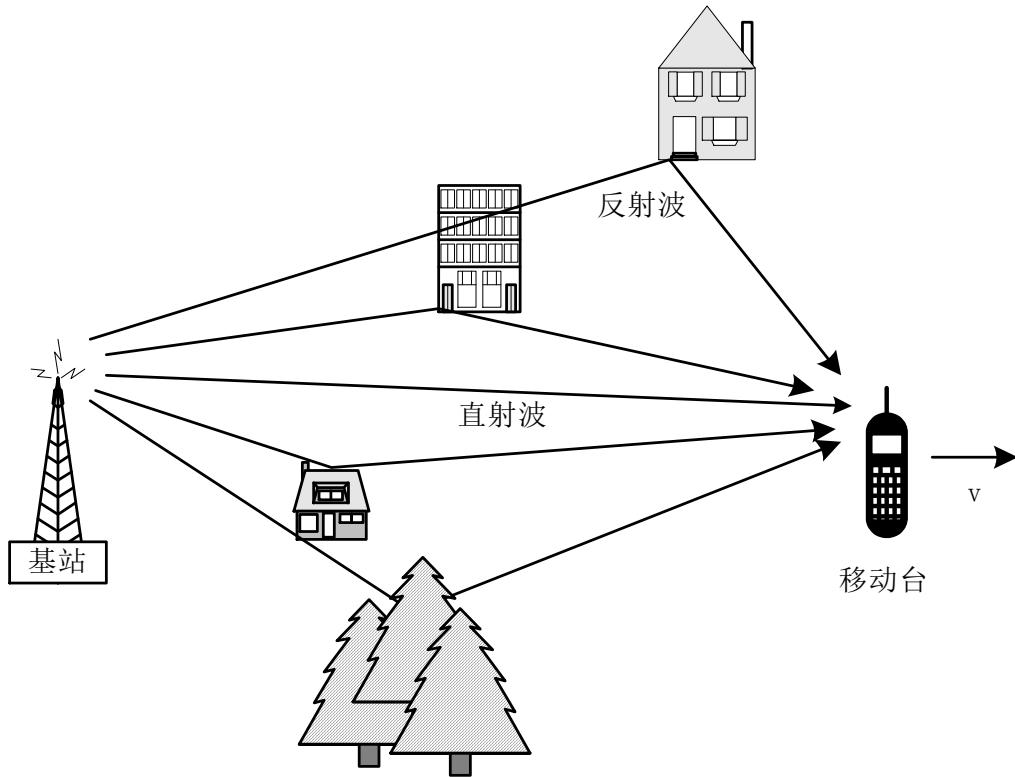
绕射

散射

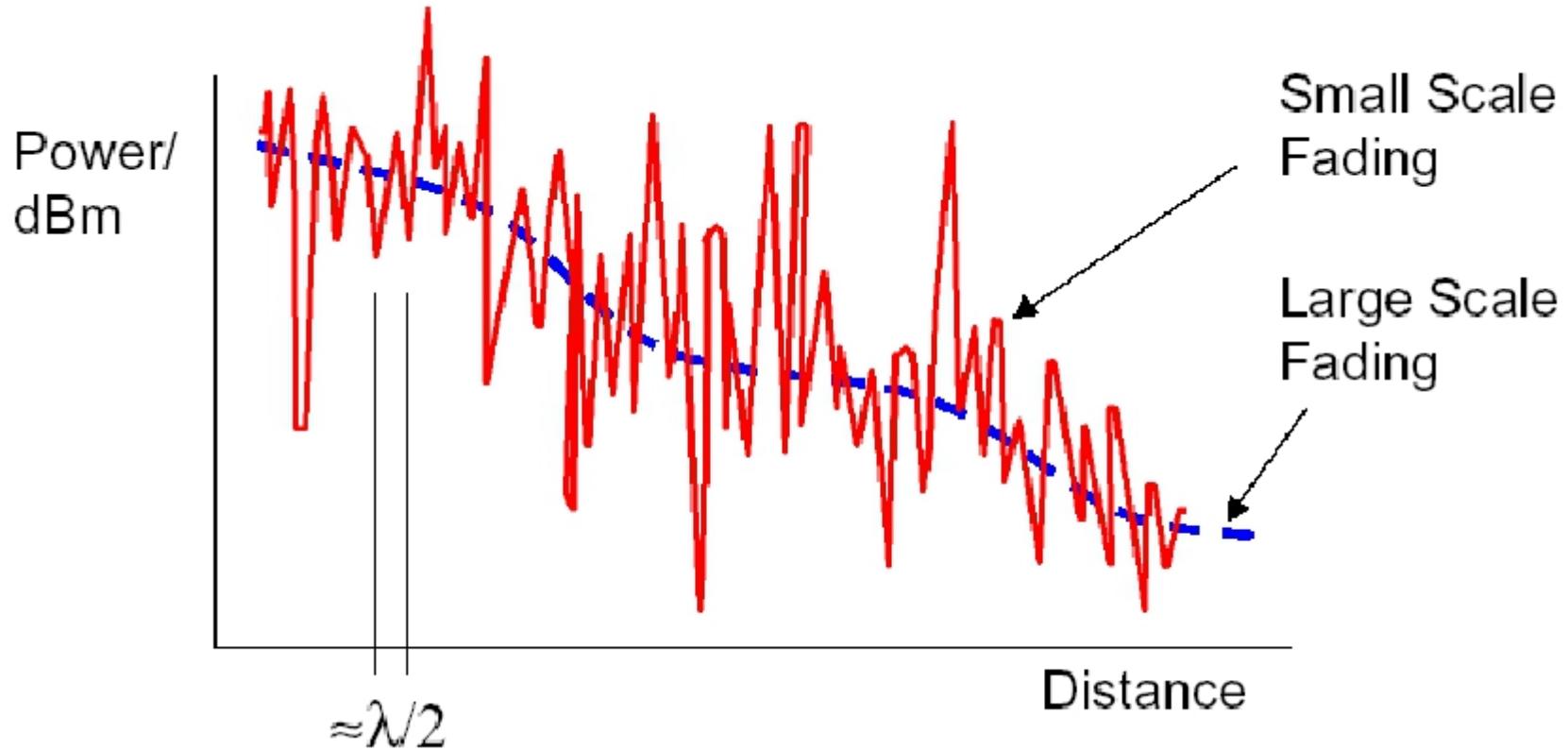
- ◆ 阻挡体为尖利边缘

- ◆ 产生于粗糙表面、小物体或其它不规则物体

## 2. 3种基本电波传播机制（续1）



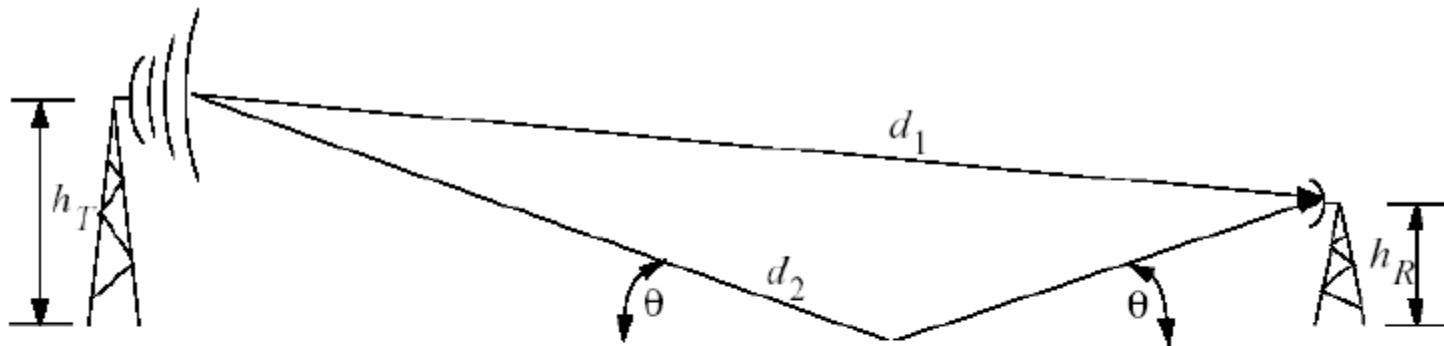
### 3.路径损耗及其模型



# 3.1 两径传播模型



## ◆ 两径传播模型



- \* Suppose the transmitter creates an E-field of the form

$$E(d, t) = \frac{E_o d_o}{d} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \text{ amplitude } \propto d^{-1} \Rightarrow \text{power } \propto d^{-2}.$$

- \* The E-field at the receiver has two components

$$E(d, t) = \frac{E_o d_o}{d_1} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d_1}{c}\right)\right) + \Gamma \frac{E_o d_o}{d_2} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d_2}{c}\right)\right),$$

$d_1, d_2$  = propagation distance of direct and reflected paths respectively,

$\Gamma$  = coefficient of reflection.



### 3.1两径传播模型（续1）

\* For  $\theta \ll 1$  it can be shown that  $\Gamma \approx -1$ .

\* Also if  $d \gg h_T + h_R$ , then  $\Delta = d_2 - d_1 \approx \frac{2h_T h_R}{d}$ .

\* Finally define  $\theta_\Delta = \frac{\omega_c \Delta}{c}$  so that

$$E(d, t) = \frac{E_o d_o}{d_1} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d_1}{c}\right)\right) - \frac{E_o d_o}{d_2} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d_1}{c}\right) - \theta_\Delta\right).$$

\* For large  $d$ ,  $\left|\frac{E_o d_o}{d_1}\right| \approx \left|\frac{E_o d_o}{d_2}\right| \approx \left|\frac{E_o d_o}{d}\right|$ ,

$$\Rightarrow E(d, t) = \frac{E_o d_o}{d} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d_1}{c}\right)\right) [1 - \cos(\theta_\Delta)] - \frac{E_o d_o}{d} \sin\left(\omega_c \left(t - \frac{d_1}{c}\right)\right) \sin(\theta_\Delta)$$

$$\Rightarrow |E(d, t)|^2 = \left|\frac{E_o d_o}{d}\right|^2 \sin^2(\theta_\Delta / 2) * 4$$



### 3.1两径传播模型（续2）

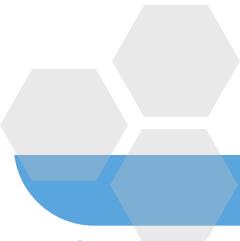
Finally,  $\theta_\Delta = \frac{\omega_c \Delta}{c} = \frac{2\pi \Delta}{\lambda} = \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d}$  So for  $d >> \frac{h_T h_R}{\lambda}$ ,  $\sin(\theta_\Delta / 2) = \theta_\Delta / 2$

$$|E(d, t)|^2 \approx \frac{16\pi^2 E_0^2 d_0^2 h_T^2 h_R^2}{\lambda^2 d^4}.$$

- \* Hence we would obtain a received signal strength model of the form

$$P_R(d) = P_o \left( \frac{d_o}{d} \right)^4 \text{ (4th power propagation model).}$$

路径损耗指数由自由空间时的2增至4.



## 3.2 Okumura-Hata 模型



### ❖ 路径损耗计算的经验公式

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

式中  $f_c$ —工作频率 (MHz) ( $150 < f_c < 1500$ )

$h_{te}$ —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拔高度之差

$h_{re}$ —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)

$\alpha(h_{re})$ —有效天线修正因子，是覆盖区大小的函数

$$\alpha(h_{re}) = \begin{cases} \text{中小城市} & (1.11 \log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \\ \text{大城市} & \begin{cases} 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1 & (f_c \leq 300 MHz) \\ 3.2(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97 & (f_c \geq 300 MHz) \end{cases} \end{cases}$$

$C_{cell}$ —小区类型校正因子

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



### 3.3 COST-231 Hata模型

#### ❖ 路径损耗计算的经验公式

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

式中

$C_M$  —大城市中心校正因子

f = frequency (MHz), 1500-2000 MHz

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

#### ❖ 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模型还增加了一个大城市中心衰减，大城市中心地区路径损耗增加3dB。



## 3.4 阴影衰落

### ❖ 阴影衰落（慢衰落）

地形起伏、建筑物及其它障碍物对电波传播路径的阻挡而形成

### ❖ 特点

与传播地形和地物分布、高度有关

### ❖ 表达式

传播路径损耗和阴影衰落  $l(r, \zeta) = r^m \times 10^{\frac{\zeta}{10}}$

分贝式  $10 \log l(r, \zeta) = 10m \log r + \zeta$

式中 **r** 移动用户和基站的距离

**$\zeta$**  由阴影产生的损耗，服从零平均和标准偏差 $\sigma$ 的正态分布

**m** 路径损耗指数

实验数据表明 **$m=4$** ，标准差 **$\sigma=8\text{dB}$** 是合理的

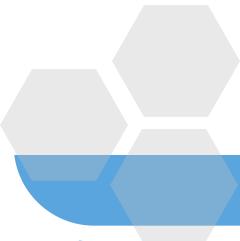




## ◆ 对数距离路径损耗模型

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

式中，依赖于周围环境和建筑物类型， $X_{\sigma}$ 是标准偏差为  $\sigma$  的正态随机变量



## 3.5 模型应用例题



$$P_{rx}(\text{dBm}) = P_{tx}(\text{dBm}) + G_{tx}(\text{dB}) + G_{rx}(\text{dB}) - L_{50}(\text{dB}) + X$$

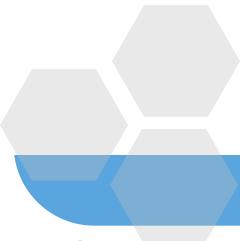
### Example

XMTR:  $P_{tx} = 1W$ ,  $G_{tx} = 10dB$ ,  $f_c = 600\text{MHz}$ ,  $h_{tx} = 30\text{meters}$

RCVR:  $G_{rx} = 0\text{dB}$ ,  $h_{rx} = 1\text{meter}$ ,  $d = 5\text{km}$

Shadowing: log-normal with 8dB std. dev.

Q: What is the probability that the received signal strength is above -125dBm assuming urban terrain?



### 3.5 模型应用例题（续1）



A:

$$\begin{aligned}L_{50}(\text{dB}) &= 69.55 + 26.16\log(600) - 13.82\log(30) - a(1) + (44.9 - 6.55\log(30))\log(5) \\&= 146.47 - a(1)\end{aligned}$$

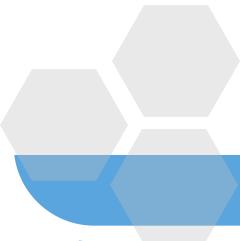
$$a(1) = (1.1\log(600) - 0.7)1 - (1.56\log(600) - 0.8) = -1.18$$

$$\therefore L_{50}(\text{dB}) = 147.65 \text{ dB}$$

$$P_{rx}(\text{dBm}) = 30 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} + 0 \text{ dB} - 147.65 \text{ dB} + X = -107.65 \text{ dBm} + X$$

$$Pr(P_{rx} > -125 \text{ dBm}) = Pr(-107.65 + X > -125) = Pr(X > -17.35)$$

$$= 1 - Pr(X < -17.35) = 1 - Pr(X > 17.35) = 1 - Q\left(\frac{17.35}{8}\right) = 1 - Q(2.17) = 0.985$$

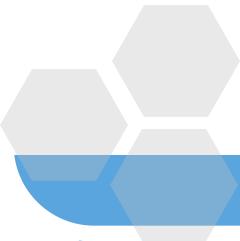


## 4.1 小尺度衰落成因

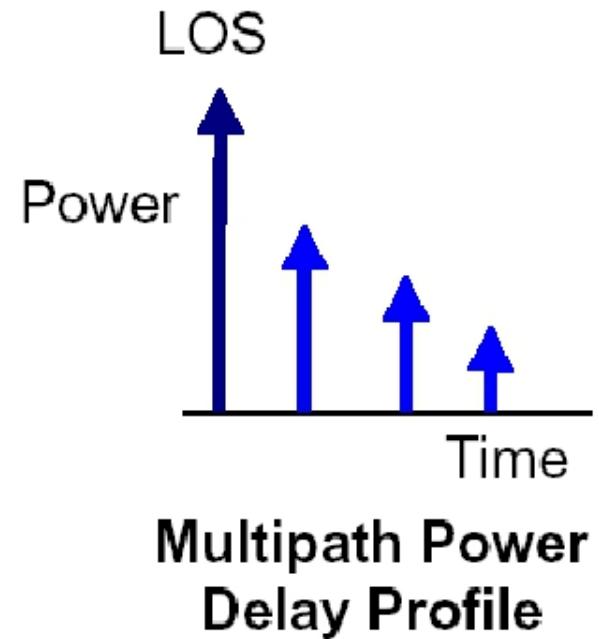
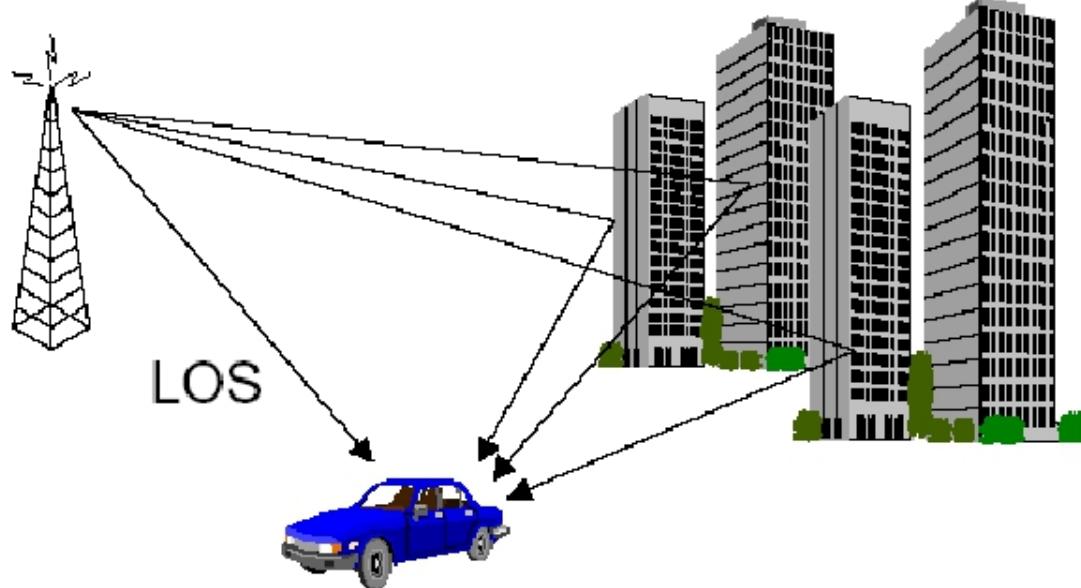


多径传播

多普勒频移



## 4.2多径信道描述





## 4.2 多径信道描述（续1）

- 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

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

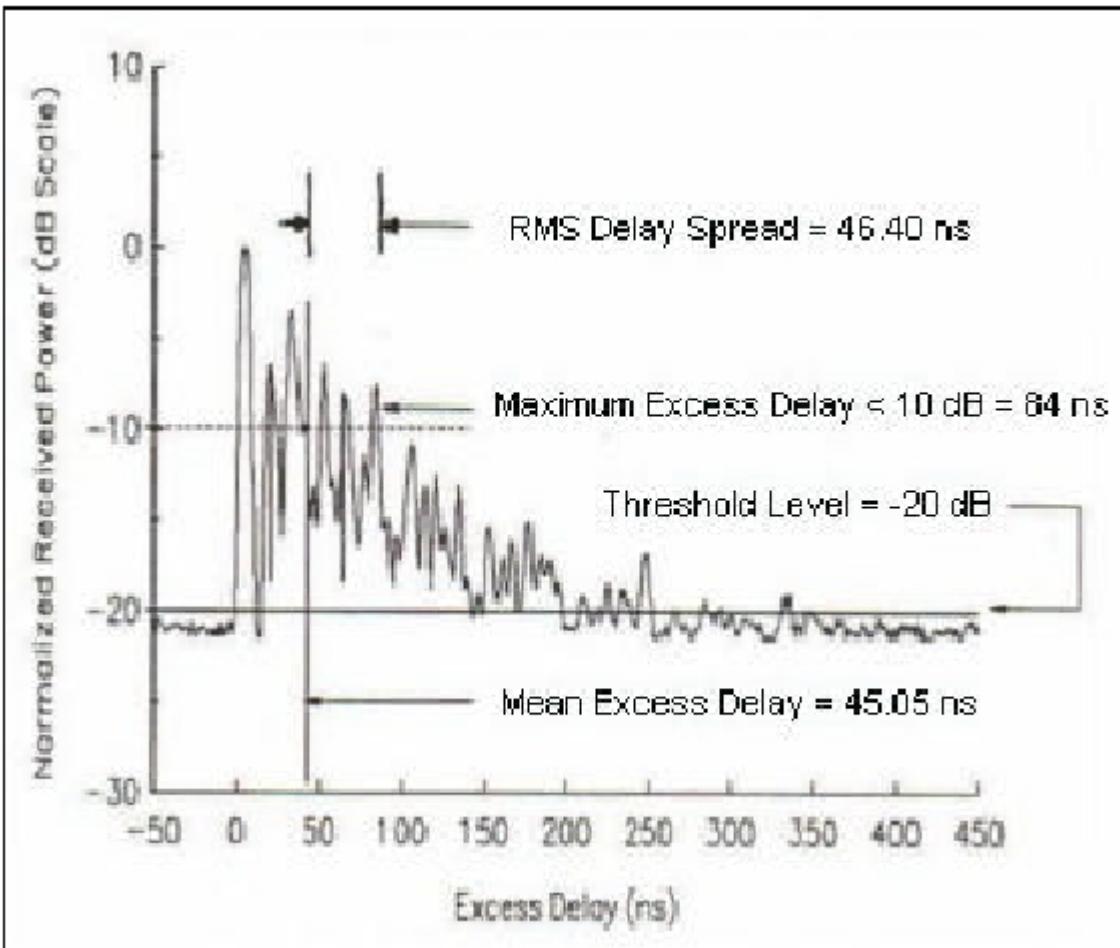
其中

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

- 最大附加延时扩展(**XdB**)

高于某特定门限的多径分量的时间范围，  
即多径能量从初值衰落到低于最大能量  
**(XdB)**处的时延。

## 4.2多径信道描述（续2）



## 4.2多径信道描述（续3）



### ❖ 两径情况

接收信号

$$r_0(t) = x_i(t)(1 + re^{j\omega\Delta(t)})$$

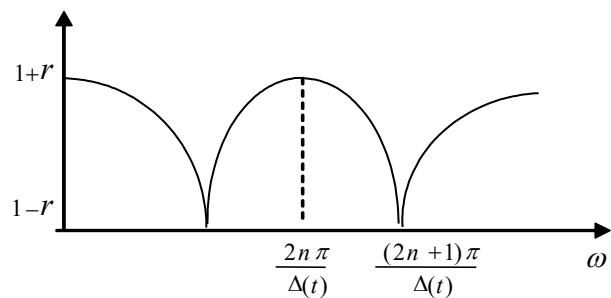
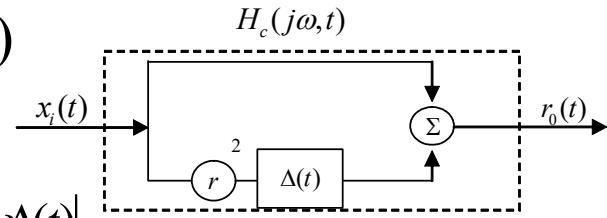
等效网络传递函数

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

信道的幅频特性

$$A(\omega, t) = |1 + r \cos \omega \Delta(t) + j r \sin \omega \Delta(t)|$$

- 当  $\omega\Delta(t) = 2n\pi$  时，信号同相叠加，出现峰点
- 当  $\omega\Delta(t) = (2n+1)\pi$  时，信号反相相减，出现谷点
- 相邻两个谷点的  $B_c = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{\Delta(t)}$ ，两相邻场强为最小值的频率间隔与两径时延  $\Delta(t)$  成反比





### ◆相干带宽

相干带宽是描述时延扩展的指标，是表征多径信道特性的一个重要参数。它是指某一特定的频率范围，在该频率范围内的任意两个频率分量都具有很强的幅度相关性。

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

or

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$$

For correlation  
greater than 0.9

For correlation  
greater than 0.5



## 4.3 多径信道带来的后果

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干带宽  
 $B_s < B_c$



信号带宽远大于信道相干带宽  
 $B_s \gg B_c$





## 4.4多径信道例题

### Example 4.4

Calculate the mean excess delay, rms delay spread, and the maximum excess delay (10 dB) for the multipath profile given in the figure below. Estimate the 50% coherence bandwidth of the channel. Would this channel be suitable for AMPS or GSM service without the use of an equalizer?

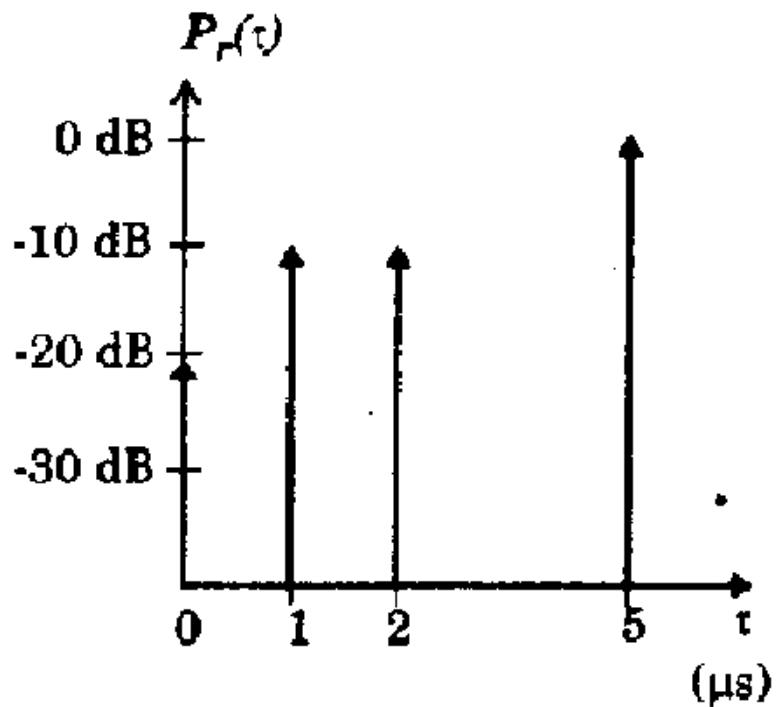


Figure E4.4



## 4.4多径信道例题(续1)

### Solution to Example 4.4

The rms delay spread for the given multipath profile can be obtained using equations (4.35) — (4.37). The delays of each profile are measured relative to the first detectable signal. The mean excess delay for the given profile

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(5) + (0.1)(1) + (0.1)(2) + (0.01)(0)}{[0.01 + 0.1 + 0.1 + 1]} = 4.38 \mu s$$

The second moment for the given power delay profile can be calculated as

$$\bar{\tau}^2 = \frac{(1)(5)^2 + (0.1)(1)^2 + (0.1)(2)^2 + (0.01)(0)}{1.21} = 21.07 \mu s^2$$

Therefore the rms delay spread,  $\sigma_{\tau} = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37 \mu s$

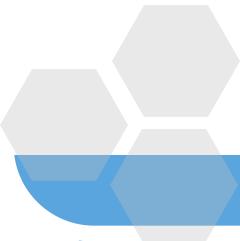
The coherence bandwidth is found from equation (4.39) to be

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}} = \frac{1}{5(1.37 \mu s)} = 146 \text{ kHz}$$

## 4.4多径信道例题(续2)



Since  $B_c$  is greater than 30 kHz, AMPS will work without an equalizer. However, GSM requires 200 kHz bandwidth which exceeds  $B_c$ , thus an equalizer would be needed for this channel.



## 4.5多普勒频移



### ❖ 原因

移动时会引起多普勒（**Doppler**）频率漂移

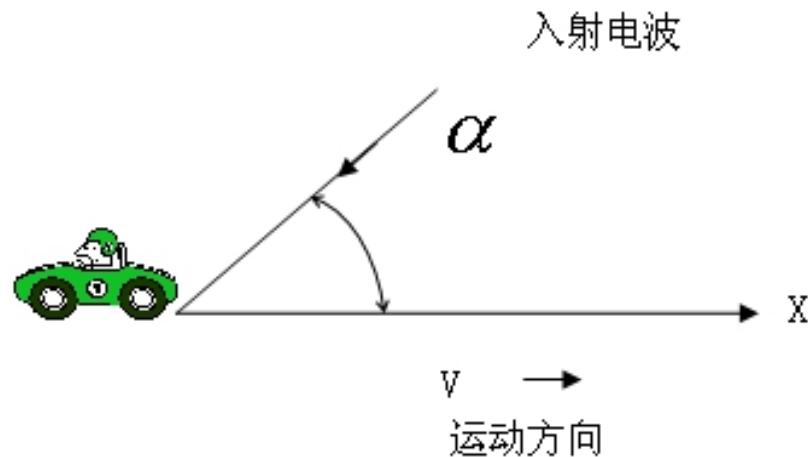
### ❖ 表达式

### 多普勒频移

$$\Delta f = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha$$

### 最大多普勒(**Doppler**)频移

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} \times f_c$$





### ❖ 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。



## 4.4多普勒频移（续2）

用多普勒扩展来描述，相干时间是与多普勒扩展相对应的参数

- ❖ 时变特性

- 原因

- 移动台运动或信道路径中的物体运动

- 用普勒扩展和相关时间来描述

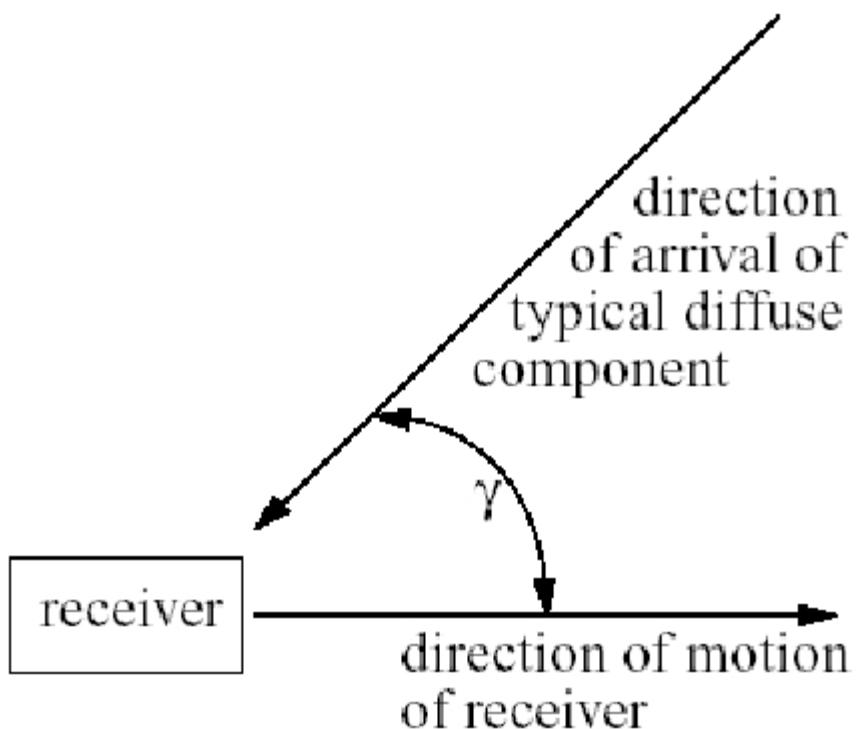
- ❖ 多普勒扩展（功率谱）

- ❖ 相干时间

- 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

## 4.4多普勒频移（续3）



$$f_d = \text{maximum Doppler shift}$$

$$= \frac{v}{c} f_c$$

$v$  = velocity of mobile

$c$  = speed of light

$f_c$  = carrier frequency

## 4.4多普勒频移 (续4)



Note that

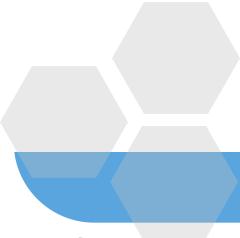
total received power  $\propto \int P_f(f) df \Rightarrow P_f(f) \propto \text{PSD of received signal}.$

Also,

$$P_f(f) df = P_\gamma(\gamma) d\gamma \Rightarrow P_f(f) = \left. \frac{P_\gamma(\gamma)}{\left| \frac{df}{d\gamma} \right|} \right|_{\gamma = \cos^{-1}(f/f_d)} .$$

where

$$f = f_c + \Delta f = f_c + f_d \cos \gamma$$



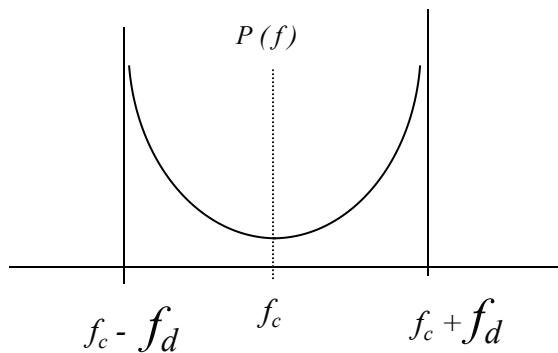
## 4.4多普勒频移（续5）



### ❖ 多普勒扩展

由图可见，由于多普勒效应，  
接收信号的功率谱展宽  
到  $f_c - f_d$  和  $f_c + f_d$  范围

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





## 4.4多普勒频移（续7）

### ❖ 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

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

多普勒扩展的倒数是对信道相关时间的度量，即

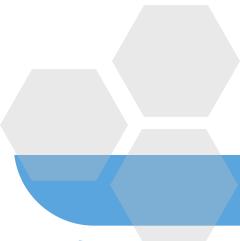
$$T_c \approx \frac{1}{f_D} \approx \frac{1}{f_m}$$

。

### ❖ 从包络相关性角度

通常将信号包络相关值为**0.5**时的时间间隔定义为相干时间

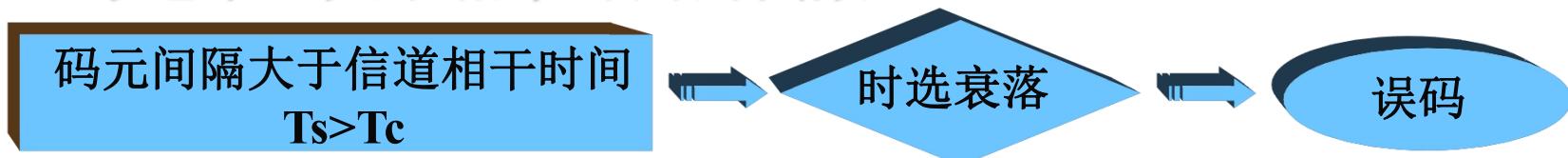
$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m}$$





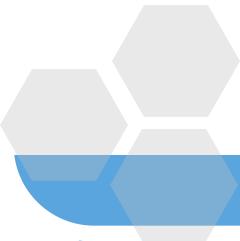
## 4.4多普勒频移（续8）

- ❖ **时间选择性衰落**是由多普勒效应引起的，信道衰落特性在时域具有选择性
- ❖ 要**保证**信号经过信道不产生失畸变，就必须保证传输符号速率远大于相干时间的倒数



- ❖ 在现代数字通信中，常用其几何平均

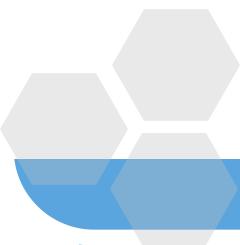
$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m}$$



## 4.5 小尺度衰落及其影响



依据	分类
多径传播	频率选择性衰落信道
	平坦衰落信道
多普勒扩展	快衰落信道
	慢衰落信道



## 4.5 小尺度衰落及其影响（续1）



	频率选择性衰落	平坦衰落
原因	信道具有恒定增益和相位的带宽范围小于发送信号带宽 时间色散 码间干扰	信道具有恒定增益和相位的带宽范围大于发送信号带宽
频谱特性	不同频率获得不同增益	在接收端保持不变
条件	$B_s > B_c \quad T_s < \sigma_\tau$	$B_s \ll B_c \quad T_s \gg \sigma_\tau$

- ◆  $T_s$ 为信号周期（信号带宽 $B_s$ 的倒数）  
 $\sigma_\tau$ 是信道的时延扩展；  
 $B_c$ 为相关带宽
- ◆ 通常若  $T_s \leq 10\sigma_\tau$ ， 可认为该信道是频率选择性的

## 4.5 小尺度衰落及其影响（续2）



	快衰落	慢衰落
原因	冲激响应变化快于基带信号变化	信道冲激响应变化比不上基带信号变化
条件	$T_s > T_c$ $B_s < B_d$	$T_s \ll T_c$ $B_s \gg B_d$

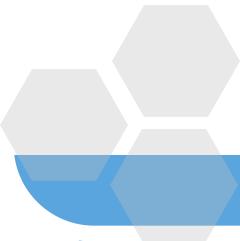
$T_c$ 为信道相关时间  
 $B_d$ 为多普勒扩展

# 5 瑞利、莱斯衰落过程



5

瑞利、莱斯衰落过程

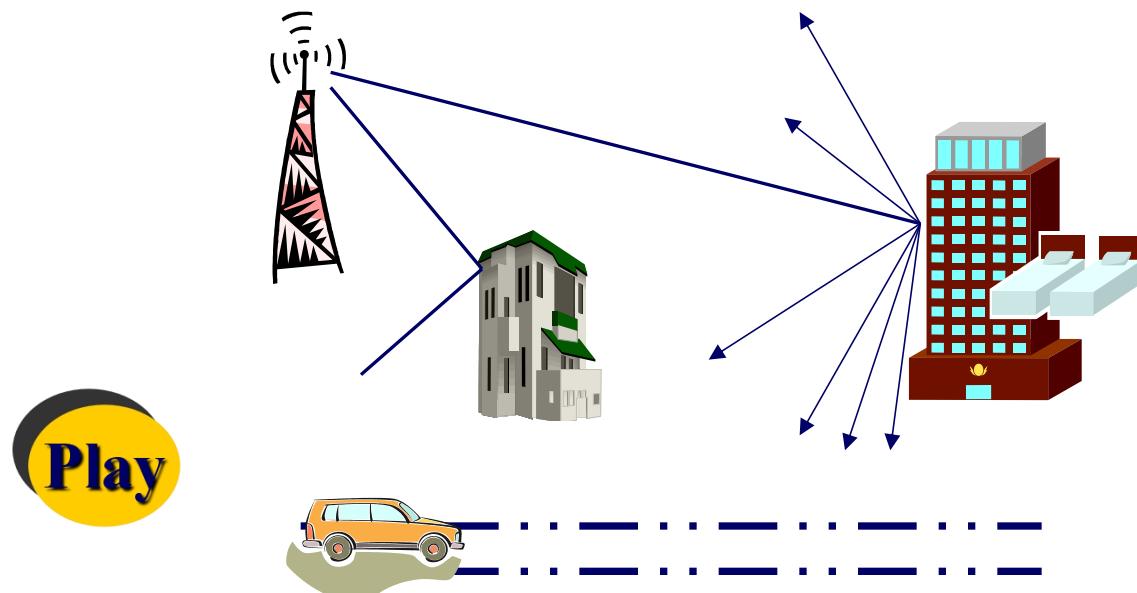




## ❖ 环境条件

通常在离基站较远、反射物较多的地区符合（如下图）

- 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





# 场强分量 $T_c$ , $T_s$

## ❖ 推导

设发射信号是垂直极化，并且只考虑垂直波时，场强为

式中  $\theta_n = \omega_n t + \phi_n$  其中  $\omega_n$  多普勒频率漂移， $\phi_n$  随机相位（0~ $2\pi$ 均匀分布）

其中

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

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

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

## ❖ $T_c$ , $T_s$ 的性质

■ 相互正交的同频分量

■ 高斯随机过程

概率密度

■ 统计独立

联合概率密度

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot b}} e^{-\frac{x^2}{2b}} \quad x = T_c \text{ 或 } T_s$$

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

■ 零均值，等方差，不相关



# 接收信号的幅度相位分布

**直角坐标  $\rightarrow$  极坐标**  $r = \sqrt{T_s^2 + T_c^2}$   $\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{T_s}{T_c}$

则  $T_c = r \cos \theta$   $T_s = r \sin \theta$

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  
对  $\theta$  积分

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

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

对  $r$  积分

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

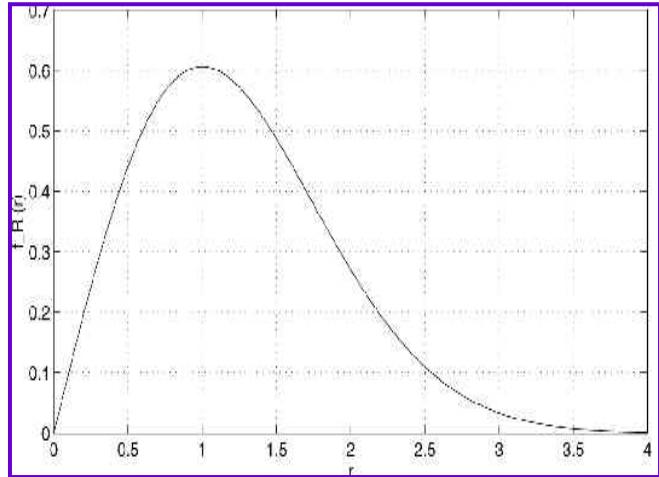


图2-9 瑞利分布的概率分布密度

可见，包络  $r$  服从瑞利分布， $\theta$  在  $0 \sim 2\pi$  内服从均匀分布

瑞利分布的均值

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

瑞利分布的方差

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

满足  $P(r \leq r_m) = 0.5$  的  $r_m$  值称为信号包络的中值

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

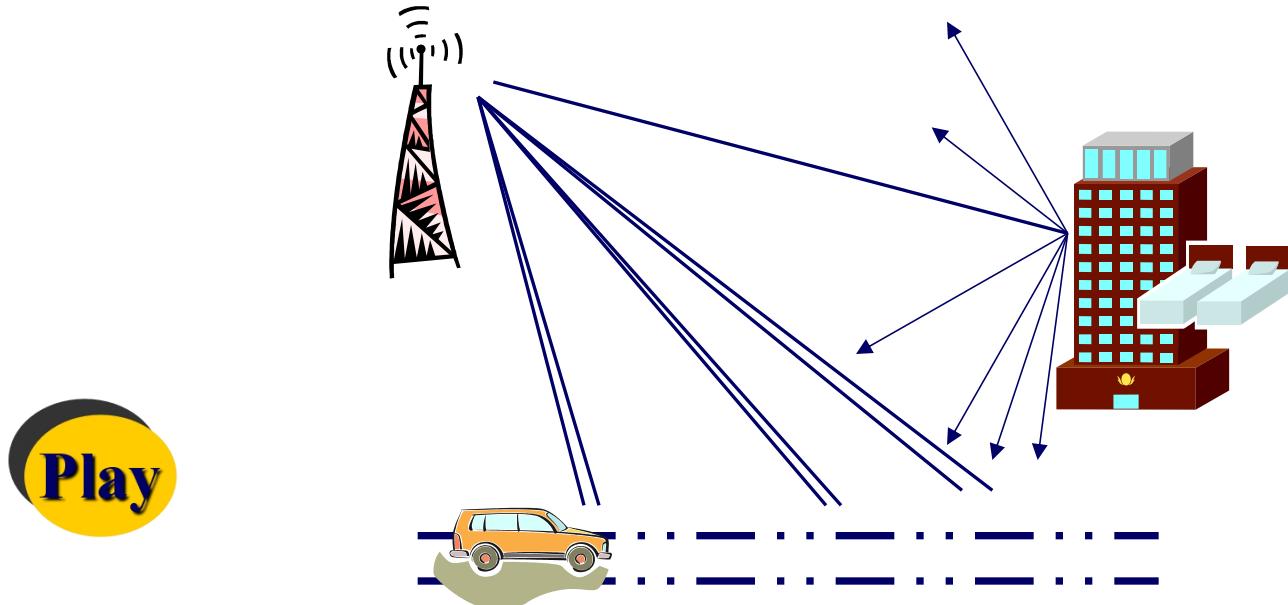


$$r_m = 1.177 \sigma$$



# 莱斯分布的环境条件

- ❖ 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，源自某一个散射体路径的信号功率特别强



Play



# 莱斯分布的概率密度函数

## ◆ 概率密度函数

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

式中， $A$ 是主信号的峰值

$I_0(\cdot)$ 是0阶第一类修正贝塞尔函数

## ◆ 莱斯因子K

主信号的功率与多径分量方差之比

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

### ■ 意义

完全决定了莱斯的分布：

- 当  $A \rightarrow 0$ ，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 ( $\frac{A^2}{2\sigma^2} \gg 1$ )，莱斯分布将趋近高斯分布

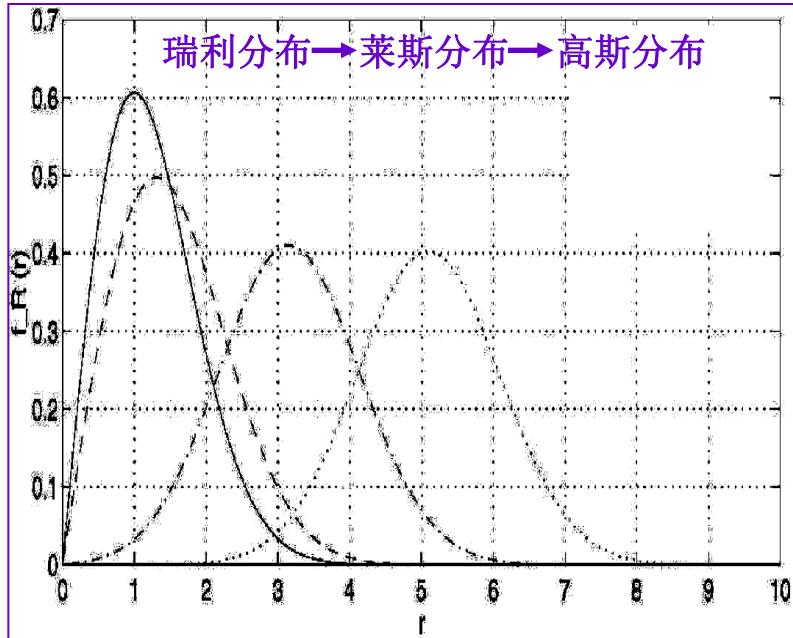
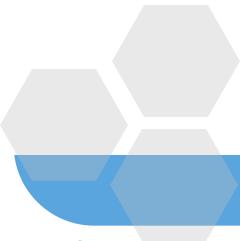


图2-10 莱斯分布的概率密度函数

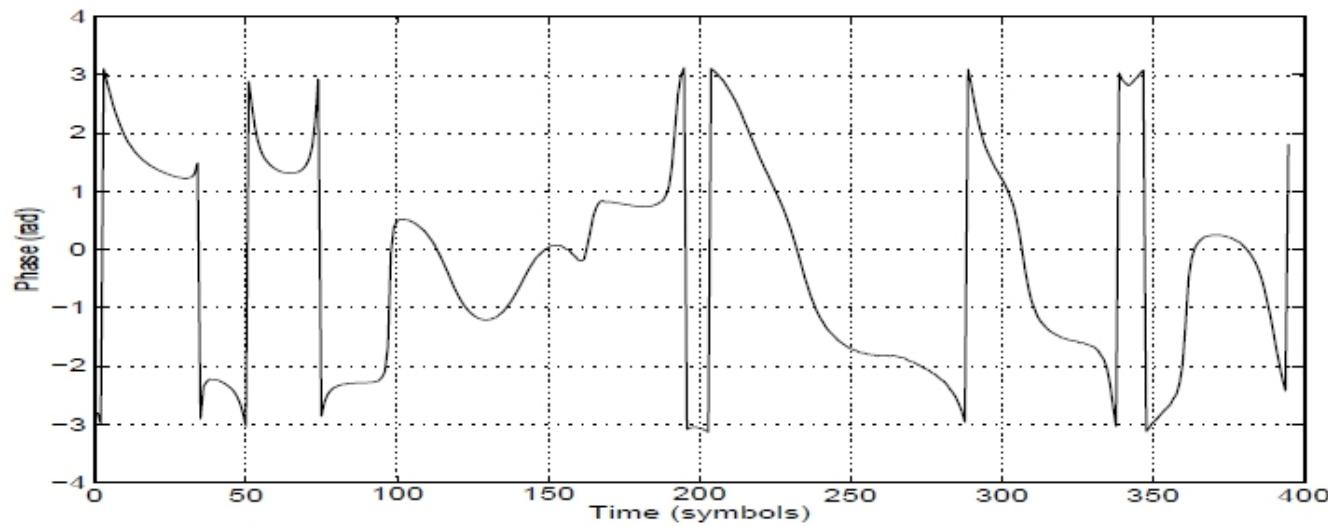
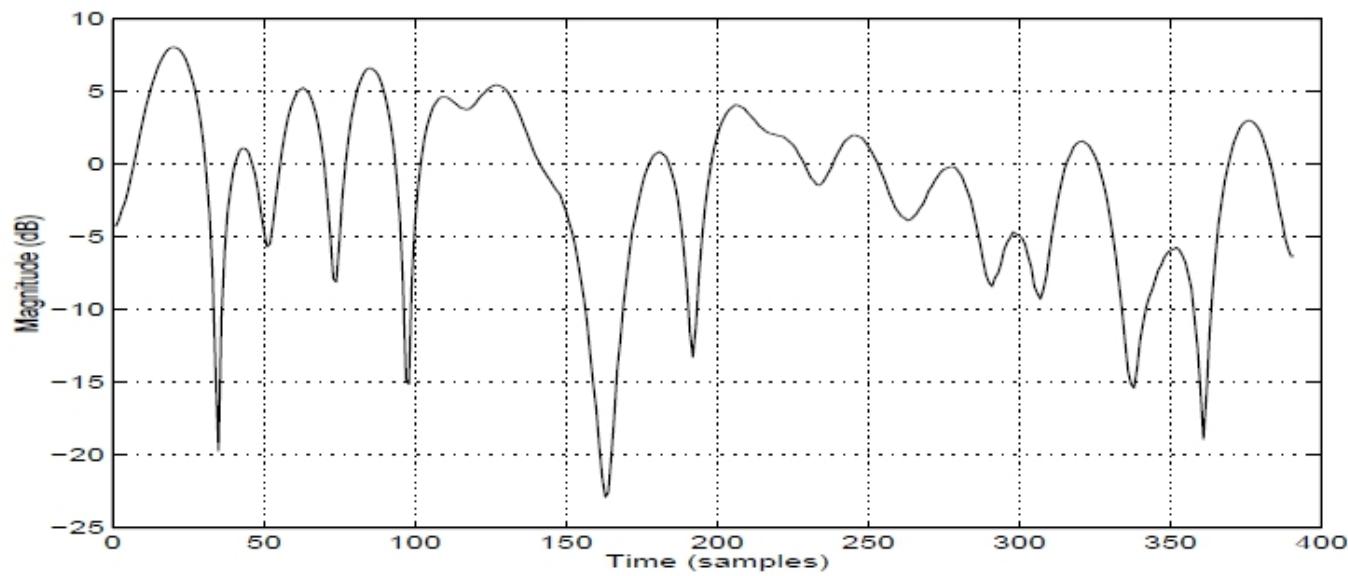


电平通过率

衰落持续时间



# 瑞利、莱斯衰落过程



# 电平通过率



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

## 意义

描述衰落次数的统计规律：

深度衰落发生的次数较少，而浅度衰落发生得相当频繁

## 平均电平通过率

由于电平通过率是随机变量，通常用平均电平通过率来描述。

对于瑞利分布可得

$f_m$ 为最大多普勒频率，

$$N(R) = \sqrt{2\pi} f_m \cdot \rho e^{-\rho^2}$$

其中信号平均功率

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{rms}} \quad \text{为信号有效值}$$

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

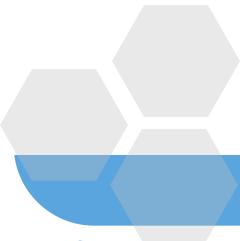
# 衰落持续时间



信号包络低于某个给定电平值，其平均持续时间，描述了衰落的一种统计特性

- ❖ 平均衰落持续时间

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





# 电平通过率和平均衰落持续时间

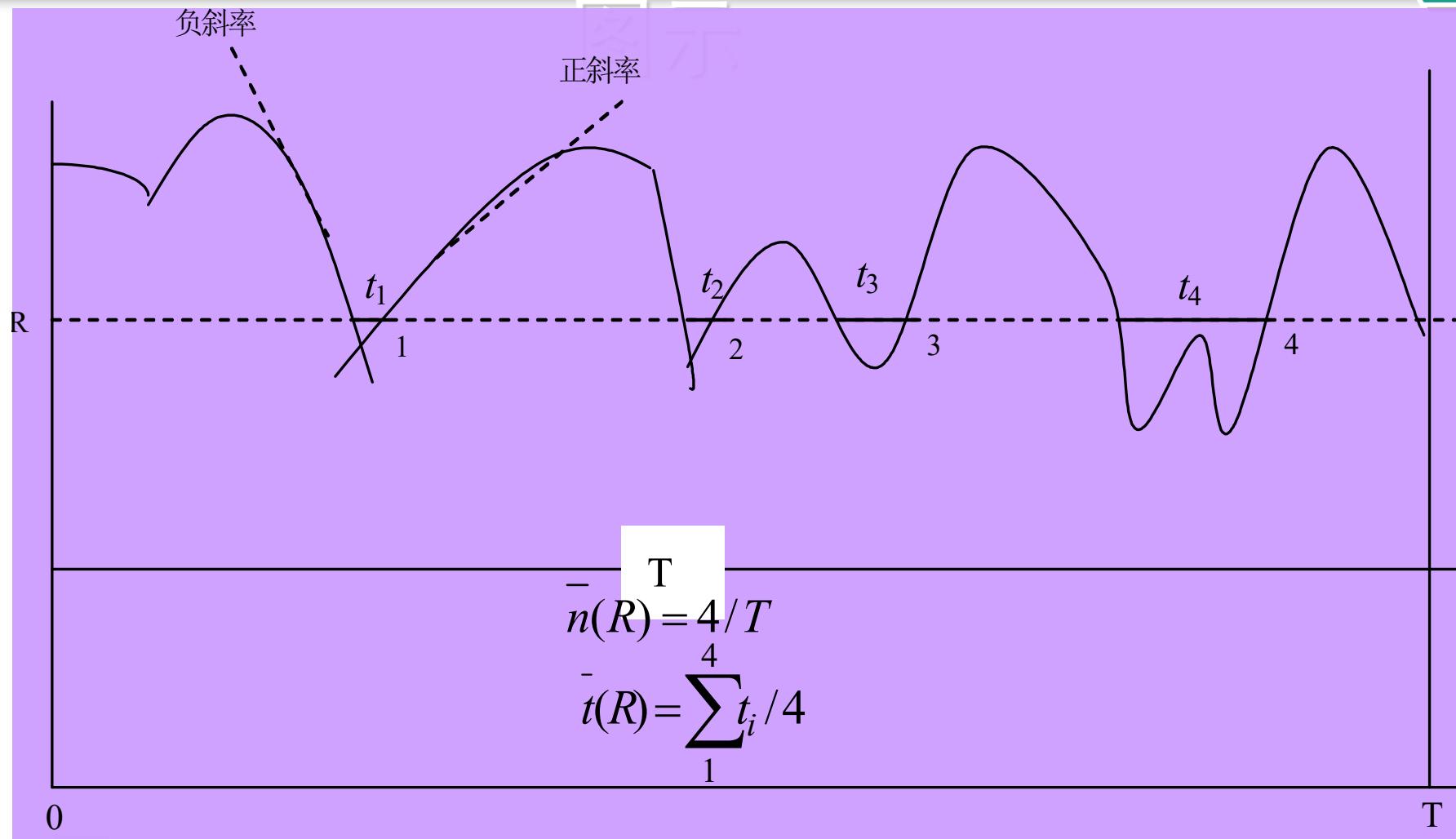
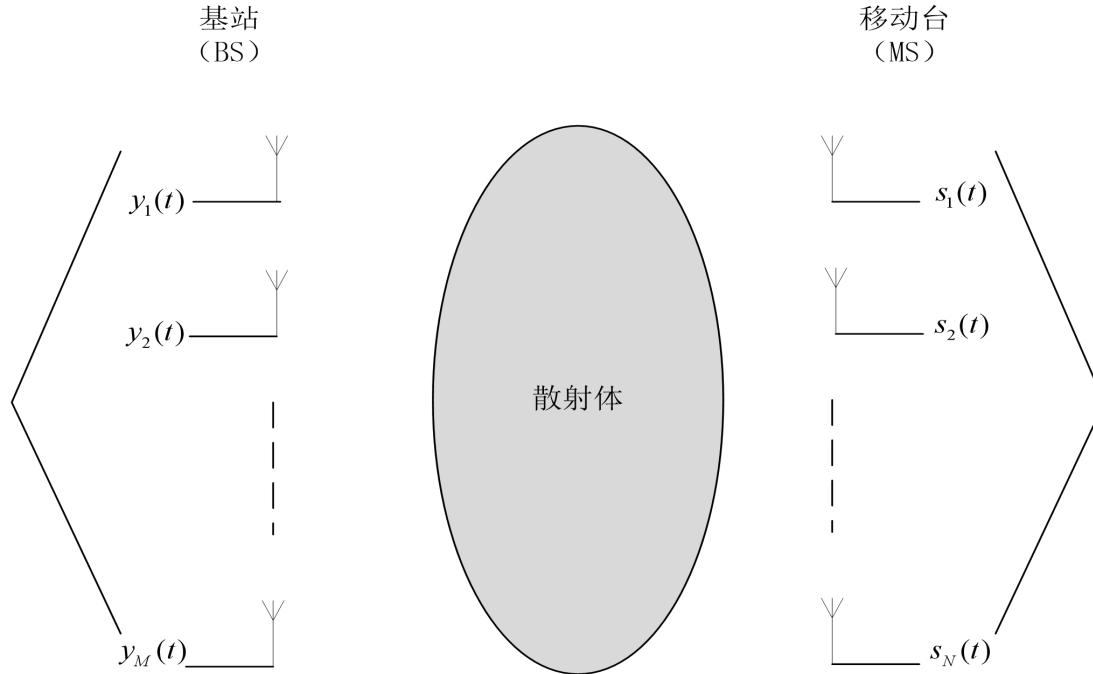


图2-11 电平通过率和平均衰落持续时间

## 6. MIMO信道



□ MIMO信道就是在基站端和用户端都为多副天线。



基站端的信号向量可表示为：  $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$

移动台端的信号向量表示为：  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$



## MIMO信道模型：

- 分析模型主要考虑MIMO信道的空间相关进行建模；
- 物理模型主要考虑MIMO信道的传播特征进行建模。

物理模型是基于无线传播的特定参数，例如传播延时扩展、角度扩展、幅度增益以及天线分布等来构建MIMO信道矩阵；而分析模型是对基本物理模型的数学抽象，重点考虑空间的相关性，也就是说通过相关矩阵来构建MIMO信道矩阵，而不考虑特殊的传播过程。

# Thank You !

