



# 移动通信



## 第二章

### 移动通信电波与传播预测模型

唐万斌

通信抗干扰技术国家级重点实验室



# 主要内容



## 2.1 概述



## 2.2 自由空间的电波传播



## 2.3 3种基本电波传播机制



## 2.4 阴影衰落的基本特性



## 2.5 移动无线信道及特性参数



## 2.6 电波传播损耗预测模型



## 2.1 概述

## 2.1. 概述

❖ 为什么研究无线信道的电波传播特性？



$$r = h \otimes s + n \quad n \text{ 是白高斯噪声}$$

$$h = \delta(t) \leftrightarrow H=1 \quad r = s + n$$

$$h = \sum_{i=0}^N \alpha_i \exp(-j\varphi_i) \quad r = ?$$

## 2.1. 概述

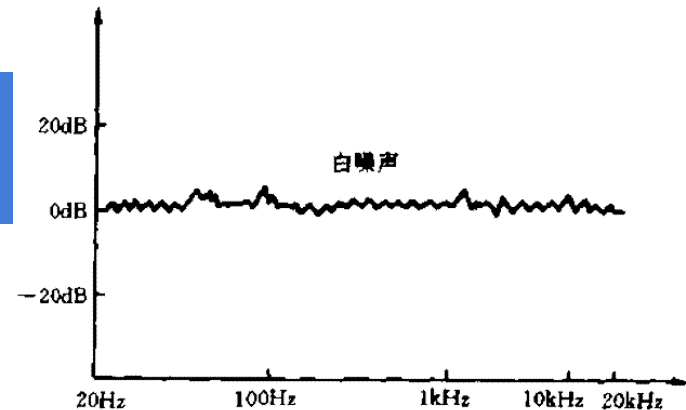
### ❖ 白高斯噪声的定义和特点

#### ■ 定义:

◆ 如果一个噪声，它的幅度分布服从高斯分布，而它的功率谱密度又是均匀分布的，则称它为高斯白噪声

#### ■ 为什么叫“白”

◆ 由于白光是由各种频率（颜色）的单色光混合而成，因而此信号的这种具有平坦功率谱的性质被称作是“白色的”，此信号也因此被称作白噪声



## 2.1. 概述

$$h = \delta(t)$$

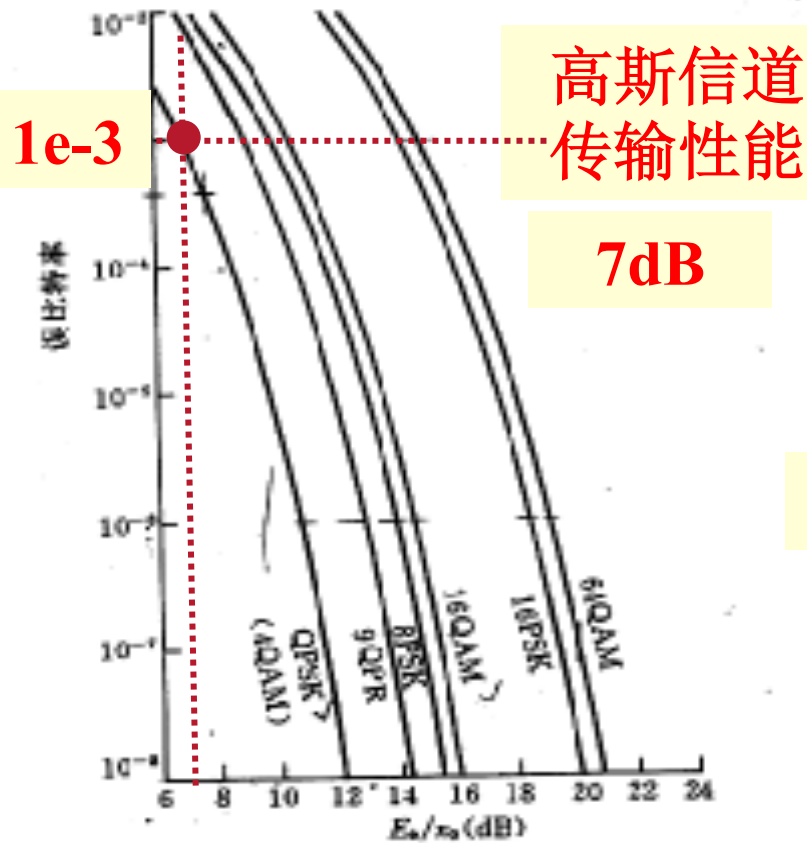
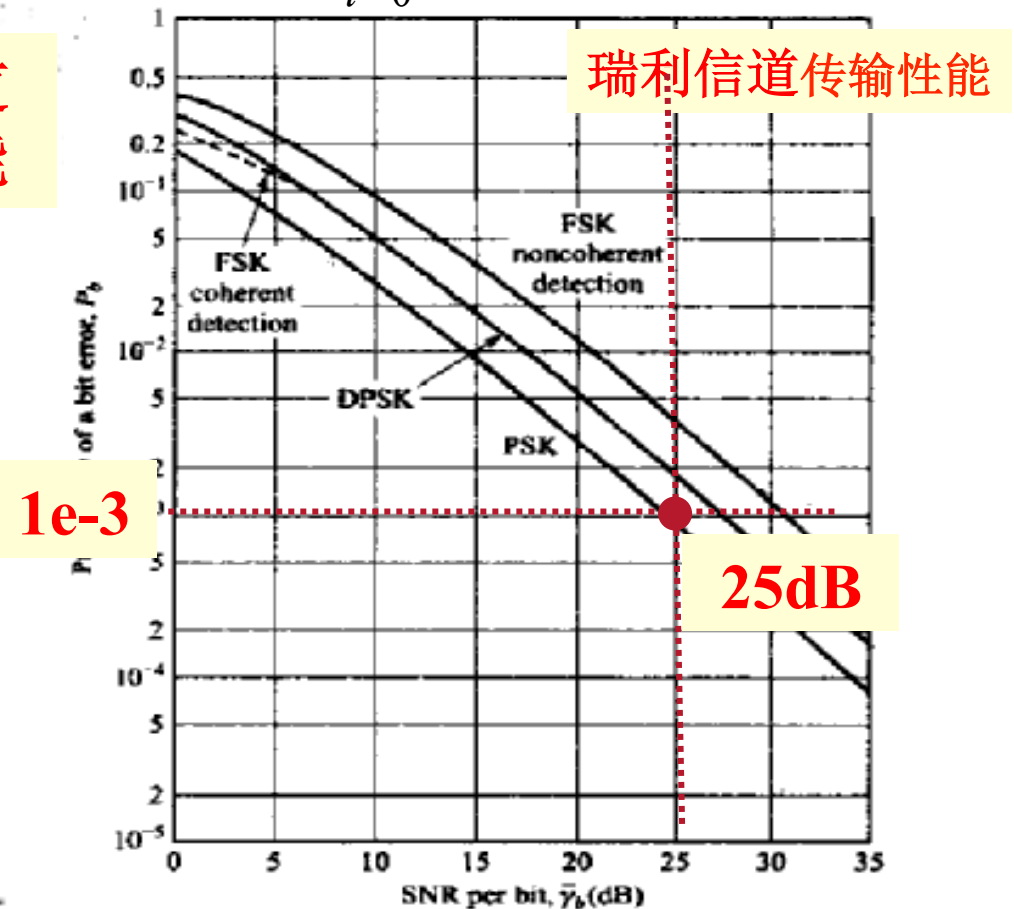


图 10-70 MPSK, QAM 和 QPR 相干解调系统的误比特率

$$h = \sum_{i=0}^N \alpha_i \exp(-j\varphi_i)$$



# 无线电波传播特性

❖ 移动通信泛指采用**电磁波**为传输媒介的无线通信

❖ 频段划分

波段	波段	波长范围
3-30Hz	极长波（EFL，极低频）	10e5~10e4km
30-300Hz	特长波（SLF，特低频）	10e4~10e3km
300-3000Hz	超长波（ULF，超低频）	10e3~10e2km
3-30KHz	甚长波（VLF，甚低频）	10e2~10km
30-300KHz	长波（LF，低频）	10~1km
300-3000KHz	中波（MF，中频）	10e3~10e2m
3-30MHz	短波（HF，高频）	10e2~10m
30-300MHz	超短波（VHF，甚高频）	10~1m
300-3000MHz	分米波（UHF，超高频）	10e2~10cm
3-30GHz	厘米波（SHF，特高频）	10~1cm
30-300GHz	毫米波（EHF，极高频）	10~1mm
300-3000GHz	亚毫米波（超极高频）	1~0.1mm



# 无线电波传播特性

## ❖ 无线电波传播主要方式

1. 地波/地表面波传播

2. 天波传播

3. 空间波传播

4. 散射波传播



# 无线电波传播特性

## 1, 地波传播——电波沿着地球表面传播

❖ 频率越低，地层的电导率越大，

❖ 波长越长，越适合地波传播

- 长波和中波适于地波

- $f < 3000\text{KHz}$ ,  $\lambda > 100\text{m}$

❖ 地波不受气候影响，传播比较稳定可靠。

❖ 传播过程中，能量被大地不断吸收，因而传播距离不远。

- 适宜较小范围里的通信和广播业务使用



地波传播

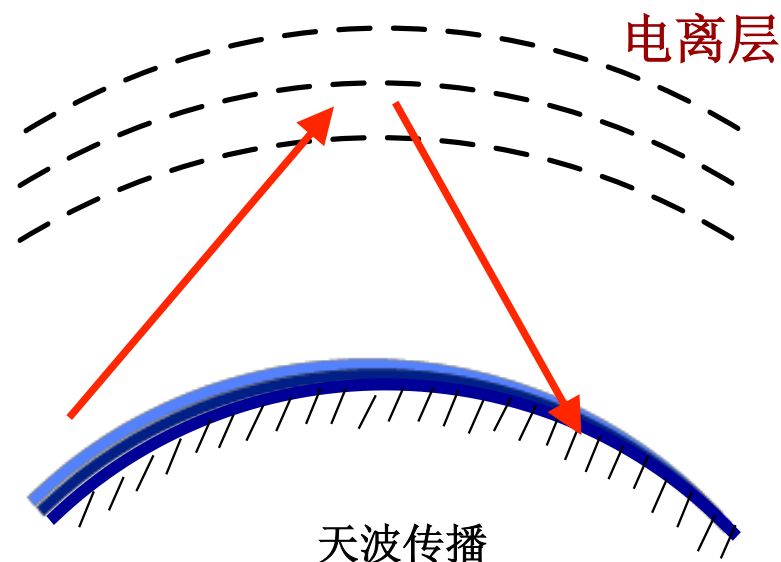
# 无线电波传播特性

## 2, 天波传播——无线电波向天空辐射, 由电离层反射到接收点

❖ 电离层能反射电波,  
也能吸收电波

- 频率越低, 越易反射
- 频率越低, 反射的高度越低
- 频率越低, 电离层的吸收越大

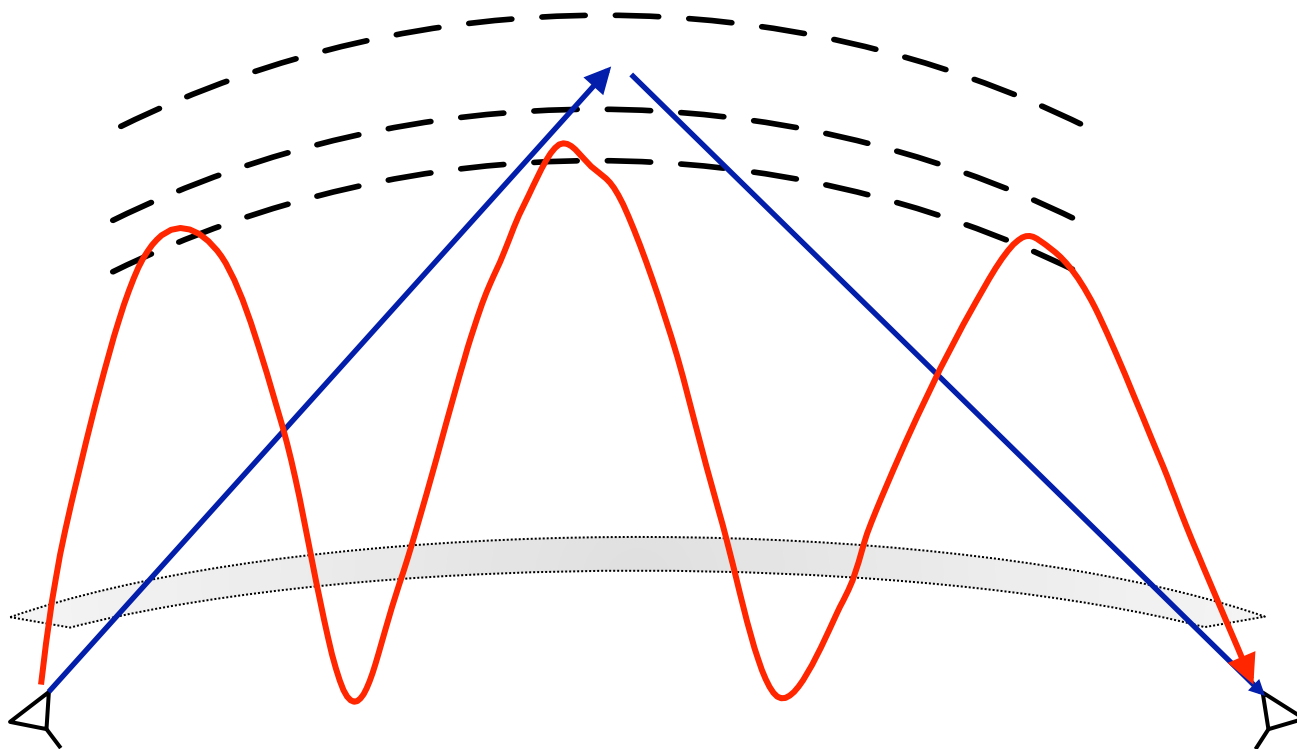
❖ 频率太高会穿透电离层而不能返回地面, 频率太低会因为损耗太大而不能保证通信质量



# 无线电波传播特性

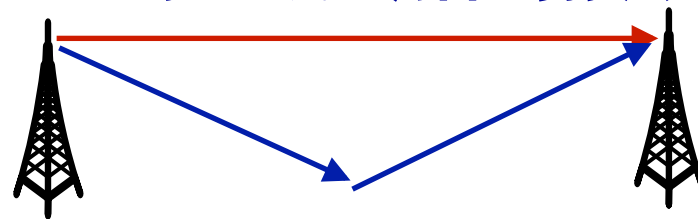
❖ 短波（即高频）是利用电离层反射传播的最佳波段

■  $3\text{MHz} < f < 30\text{MHz}$ ,  $100\text{m} > \lambda > 10\text{m}$



# 无线电波传播特性

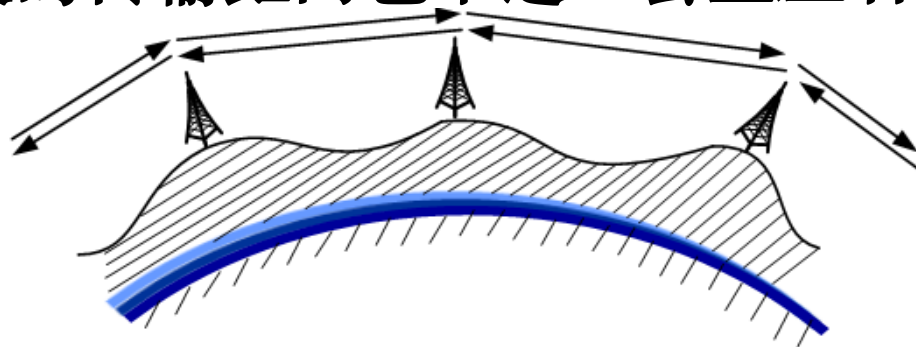
3, **空间波传播**——从发射点经空间直线传播到接收点的无线电波叫空间波



❖ 空间波传播距离一般限于视距范围，因此又叫视距传播。

❖ 超短波和微波不能被电离层反射，主要是在空间直接传播。

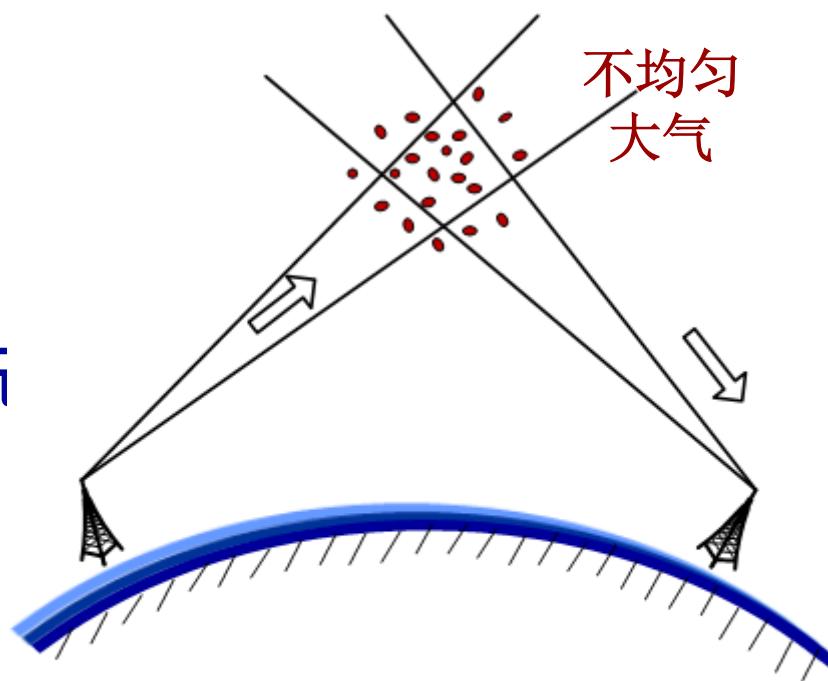
- 其传播距离很近，一般的传输距离也不过50公里左右
- 中继传播



# 无线电波传播特性

## 4, 散射波传播

- ❖ 在无法建立微波接力的地区，如沙漠、海疆、岛屿之间的通信，可以利用散射波传递信息。
- ❖ 电离层和比电离层低的对流层等，都能散射微波和超短波无线电波，实现超视距通信。
- ❖ 散射信号一般很弱，进行散射通信要求使用大功率发射机，高灵敏度接收机和方向性天线。





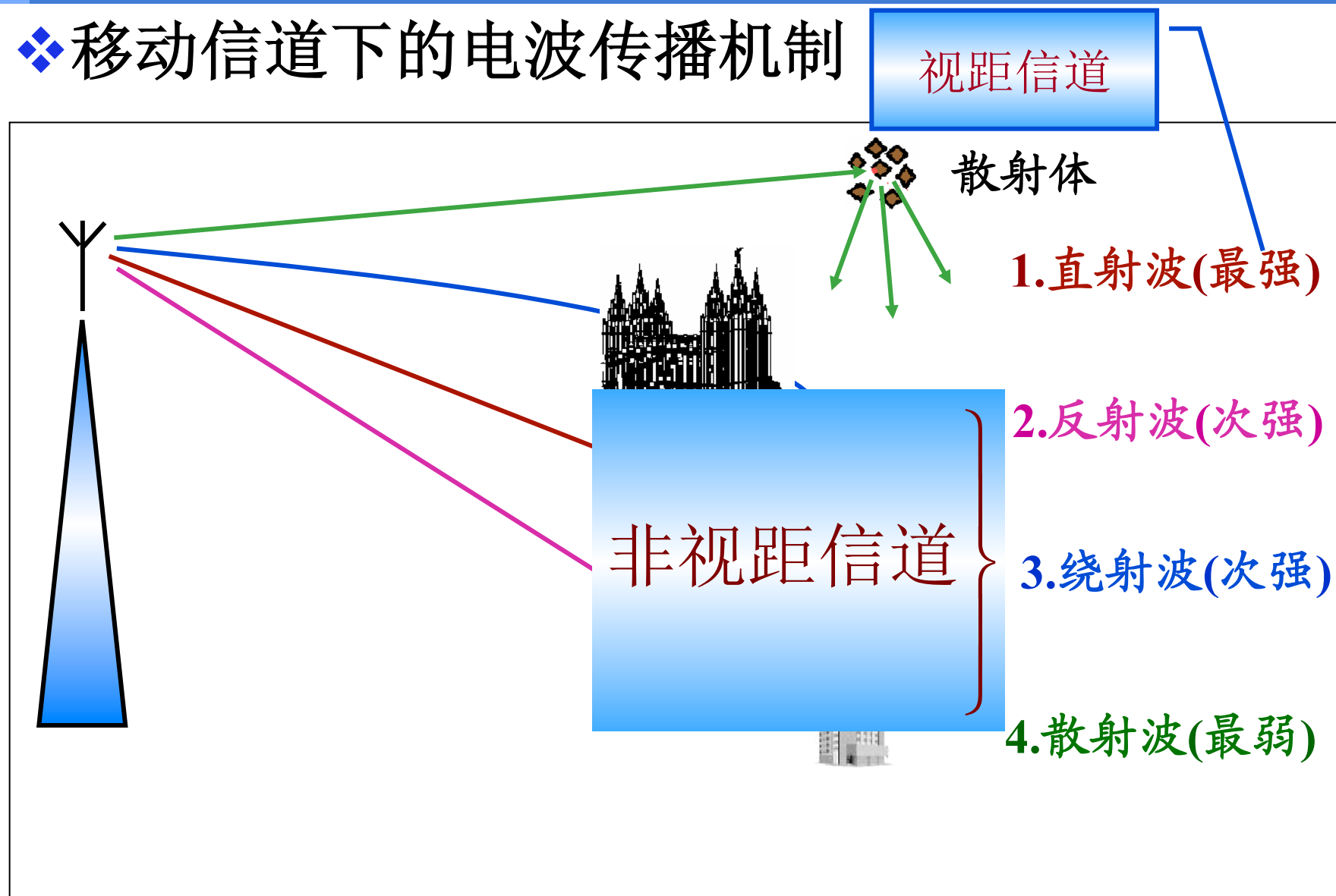
# 无线电波传播特性

**蜂窝移动通信系统主要使用超高频UHF(300MHz~3GHz)的主要原因:**

- 1.UHF频段主要采用空间波传输，其覆盖方式适合于蜂窝移动通信系统**
- 2.UHF频段所需要的天线较短便于移动**
- 3.UHF频段受天气的影响较小**

## 2.1. 概述

### ❖ 移动信道下的电波传播机制



## 2.1. 概述

### ❖ 信道按是否存在视距分类

#### ■ 视距信道：

◆ 直射传播（LOS: Light-Of-Sight），如  
卫星传播信道

#### ■ 非视距信道：

◆ 非直射传播（Non-LOS）：绕射、散射、  
反射



# 上节内容

## ❖ 无线电波传播主要方式

1. 地波/地表面波传播
2. 天波传播
3. 空间波传播
4. 散射波传播

## ❖ 蜂窝移动通信系统主要使用超高频UHF(300MHz~3GHz)的主要原因:

1. UHF频段主要采用空间波传输, 其覆盖方式适合于蜂窝移动通信系统
2. UHF频段所需要的天线较短便于移动
3. UHF频段受天气的影响较小



# 上节内容

## ❖ 移动信道下的电波传播机制

- 直射波
- 反射波
- 绕射波
- 散射波



## 2.2 自由空间的电波传播

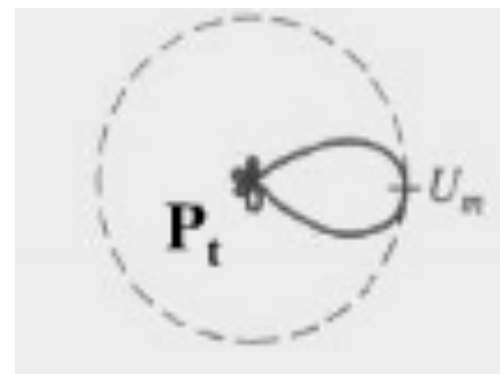
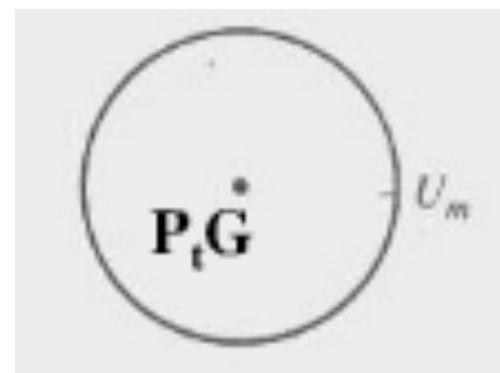
# 回顾

## ❖ 各向同性天线

- 没有体积、不存在损耗的点源辐射器。其方向图为球体，在各个方向具有相同的辐射强度

## ❖ 天线增益

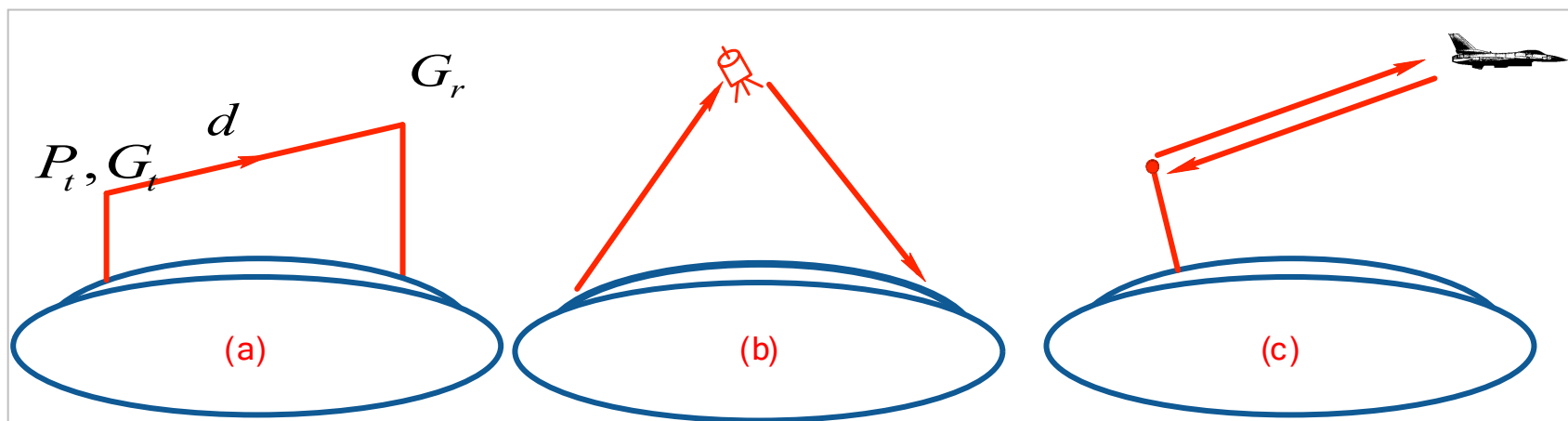
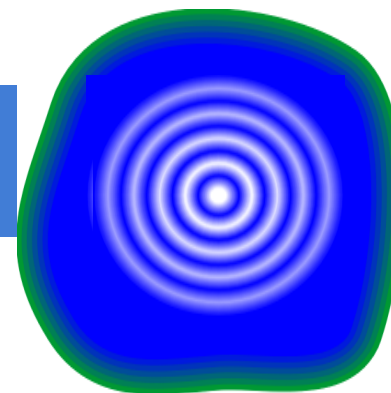
- 方向性天线在某方向的某位置达到辐射场强  $U_m$  所用的发射功率为  $P_t$ ，而均匀辐射的点源天线所需的功率为  $P_0$ ，则  $G = P_0 / P_t$





## 直射:

- 电波沿直线传播的传播方式
- 自由空间电波传播损耗
  - ◆ 在理想的、均匀的、各向同性的介质中传播，无反射、折射、绕射、散射和吸收现象
  - ◆ 其单位面积中的能量会因扩散引起损耗
- 前提：
  - ◆ 发射天线远离地球，或没有阻挡物



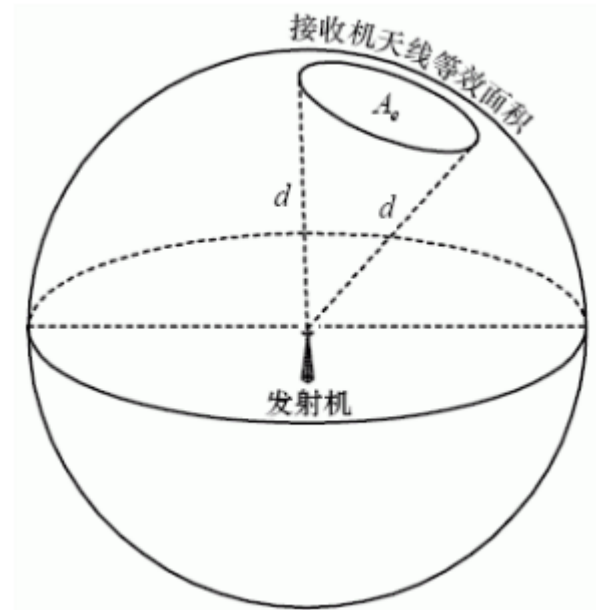
❖ 设：1,接收天线增益 **$G_r$** ； 2, 发射天线增益为 **$G_t$**   
3, 发射功率为 **$P_t$** ， 4 接收天线与发射天线的距离为 **$d$**

❖ 发射天线为各向均匀辐射时，  
以发射源为中心， **$d$** 为半径的  
球面上单位面积的功率为：

$$S_{ave} = \frac{P_T}{4\pi d^2} (W / m^2)$$

❖ 如天线具有方向性（发射天线增益为 **$G_T$** ），在主波束方向通过单位面积的功率为：

$$S_D = G_t \times S_{ave} = P_T \times \frac{G_T}{4\pi d^2} (W / m^2)$$



设：1,接收天线增益 **$G_r$** ； 2, 发射天线增益为 **$G_t$**   
3, 发射功率为 **$P_t$**  , 4 接收天线与发射天线的距离为 **$d$**

❖主波束方向通过单位面积的功率  $S_D = P_T \times \frac{G_T}{4\pi d^2} (W / m^2)$

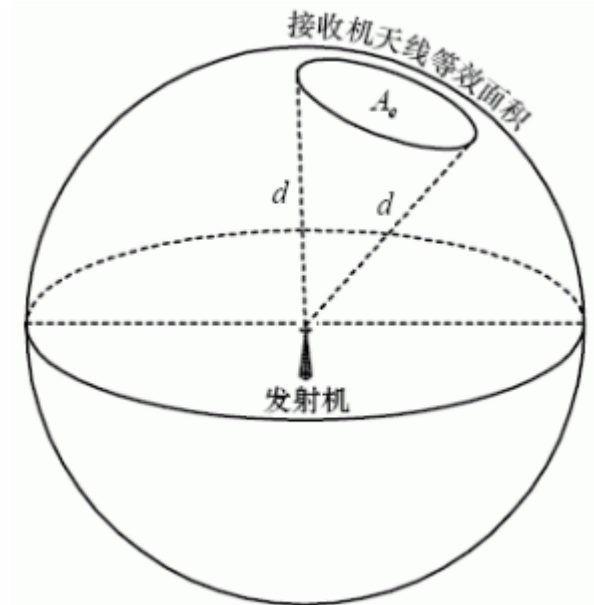
❖接收天线有效面积 **$A_R$** ：

- 抛物面天线，假定天线口面场具有等相、等幅分布<sup>[1] [2]</sup>

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R (m^2)$$

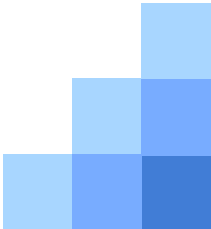
❖则接收天线所截获的功率为

$$P_R = S_D A_R \quad P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 (W)$$



[1] Dipak L. Sengupta Valdis, 应用电磁学与电磁兼容

[2] <http://www.doc88.com/p-000904166897.html>



$$\text{因为接收功率 } P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 (w)$$

## ❖ 传播损耗，也称为路径损耗

定义， $L = P_T / P_R$  所以， $L = (4\pi d / \lambda)^2 / (G_T G_R)$

■ 当  $G_T = G_R = 1$  时，自由空间的传播损耗为  
 $L = (4\pi d / \lambda)^2$  因为， $\lambda = c / f$

所以， $L = (4\pi df / c)^2 = (4\pi / c)^2 \times d^2 \times f^2$

用dB描述， $L_{dB} = 10 \lg(L)$

代入光速， $c = 3 \times 10^8 (m / s)$

将  $f$  的单位改为 MHz， $d$  的单位为改 Km，取对数

$$\text{所以， } L_{dB} = 20 \lg \left( \frac{4\pi \times 1e6 \times 1e3}{3e8} \right) + 20 \lg f + 20 \lg d$$

$$\text{得到， } L_{dB} = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d$$



## 2.2 自由空间的电波传播

- 当  $G_t$ ,  $G_r$  非1时, 自由空间的传播损耗为

$$L = (4\pi d / \lambda)^2 / (G_T G_R)$$

得到,  $L_{dB} = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - 10 \lg G_T - 10 \lg G_R$

- [举例]  $P_T = 10 \text{ W} = 40 \text{ dBm}$  ;  $G_R = G_T = 7 \text{ (dBi)}$  ;  
 $f = 1910 \text{ MHz}$ ,  $D = 500 \text{ m}$

问:  $L_{dB} = ?$   $P_R = ?$

$$\begin{aligned} \blacklozenge L_{dB} &= 32.45 + 20 \lg 1910 \text{ (MHz)} \\ &\quad + 20 \lg 0.5 \text{ (km)} - G_R \text{ (dB)} - G_T \text{ (dB)} \\ &= 32.45 + 65.62 - 6 - 7 - 7 \\ &= 78.07 \text{ (dB)} \end{aligned}$$

- [举例]  $P_T = 10 \text{ W} = 40\text{dBmw}$  ;  $G_R = G_T = 7 \text{ (dBi)}$  ;  
 $f = 1910\text{MHz}$ ,  $D = 500 \text{ m}$ ,  $L_{dB} = 78.07 \text{ (dB)}$

## ◆(2) $P_R$ 的计算

$$L = P_T / P_R$$

$$\text{可得, } P_R = P_T / L$$

$$L_{dB} = 10 \lg(L)$$

$$\text{可得, } L = 10^{(L_{dB}/10)}$$

$$\text{因此, } P_R = P_T / 10^{(L_{dB} / 10)}$$

$$P_R = P_T / ( 10^{(L_{dB}/10)} )$$

$$= P_T / ( 10^{7.807} )$$

$$= 10 \text{ ( W )} / ( 10^{7.807} )$$

$$= 156 \text{ ( nW )}$$


$$L = P_T / P_R$$

$$L_{dB} = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - 10 \lg G_T - 10 \lg G_R$$

- **[课堂练习]**, 发射功率为  $P_T = 10\text{mW}$  , 发射/接收天线增益  $G_R = G_T = 7\text{dB}$  , 工作频率  $f = 1910\text{MHz}$  ( $20\lg 1910 = 65.5\text{dB}$  , 接收灵敏度为  $P_R = 10\text{nW}$  , 问接收机最远离发射机多远能正常工作

$$L_{dB} = 10 \lg(P_T / P_R) = 60\text{dB}$$

$$20 \lg d = L_{dB} - (32.45 + 20 \lg f - 10 \lg G_T - 10 \lg G_R)$$

$$20 \lg d = -23.95$$

$$d = 10^{(-23.95 / 20)} = 63.4(\text{m})$$

## 2.2 自由空间的电波传播

### ◆ W和dBm的转换

- 都是功率单位
- 折算为dB更利于计算

$$P_{dBm}(dBm) = 10 \log(P(mW))$$

### ◆ 例：

$$1(W) \rightarrow 30(dBm)$$

$$L_{dB} = P_{T,dBm} - P_{R,dBm}$$

## 2.2 自由空间的电波传播

- **[课堂练习]**, 发射功率为  $P_T=10\text{mW}$  , 接收灵敏度为  $P_R=10\text{nW}$  , 求  $L_{dB}$

$$L_{dB} = P_{T,dBm} - P_{R,dBm}$$

$$P_{T,dBm} = 10\log(10\text{mW}) = 10\text{dBm}$$

$$P_{R,dBm} = 10\log(1 \times 10^{-5} \text{mW}) = -50\text{dBm}$$

$$L_{dB} = P_{T,dBm} - P_{R,dBm} = 60\text{dB}$$

## 2.2 自由空间的电波传播

### ❖ 自由空间传播损耗

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \propto \frac{1}{d^2}, \propto \frac{1}{f^2}$$

$$L = 32.45 + 20 \lg f(\text{MHz}) + 20 \lg d(\text{km}) - (G_t + G_r)$$

$n$ : 路径损耗指数

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^{2n} \propto \frac{1}{d^2} \quad d > d_0 > 2D^2/\lambda$$

$d_0$ : 参考距离       $D$ : 天线的最大尺寸       $\lambda$ : 信号波长

自由空间的路径损耗:  $L = (4\pi d / \lambda)^2 / (G_T G_R) \propto d^2$

## ❖ 非理想自由空间的传输损耗

### ■ 路径损耗指数:

◆ 实测表明, 在发射功率, 天线参数和工作频率给定的条件下, 平均路径损耗

$$P(d) \propto \left( \frac{d}{d_0} \right)^n \text{ 对于 } d > d_0$$

➤  $d_0$  为靠近发端的参考点距发端的距离, 该处的损耗可以由实测获取

➤  $n$  为路径损耗指数, 取决于传播环境

参考点也必须在天线的远场

## 2.2 自由空间的电波传播

### ❖ 典型环境的路径损耗指数

传播环境	路径损耗指数, $n$
自由空间	2
市区蜂窝通信	2.7-3.5
有传播阴影的市区蜂窝通信	3-5

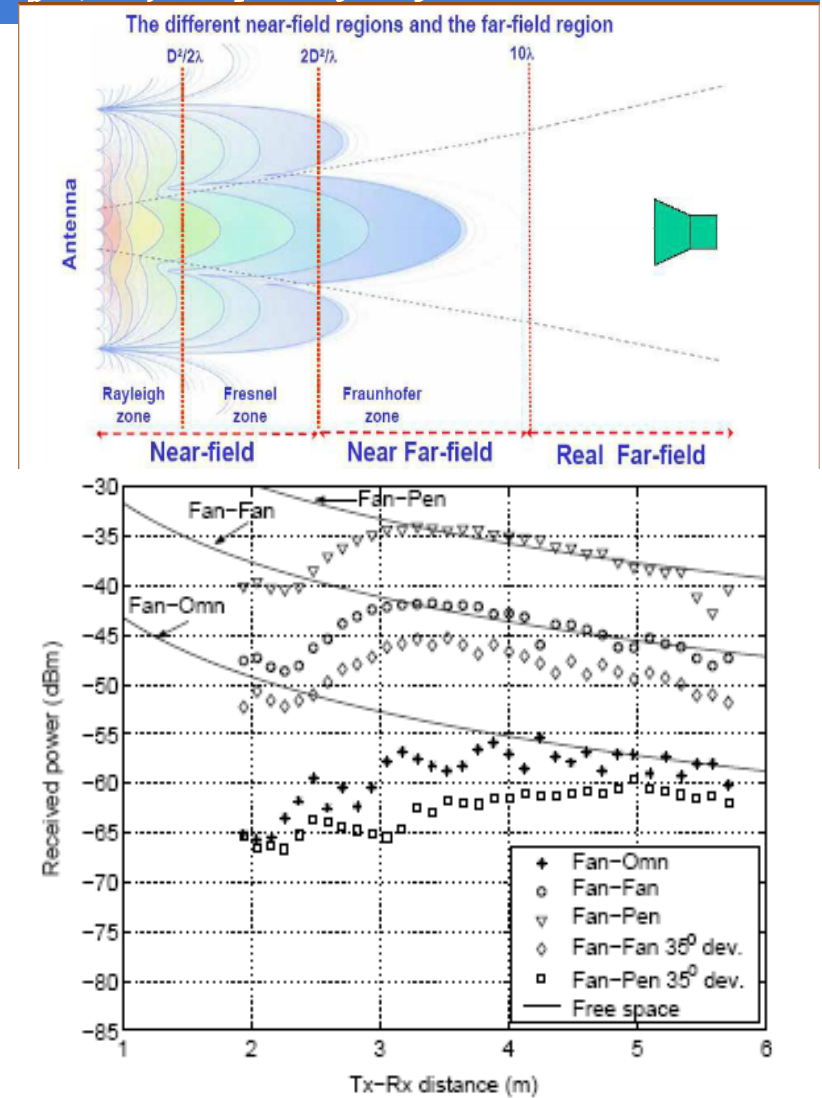
- 典型取值：4



# 路径损耗指数的最小值为2?

## ❖ 室内传播的路径损耗指数

- 多条传播路径经过反射或绕射到达同一个接收点
- 该接收点接收信号的功率增加
- 路径损耗指数小于自由空间传播 ( $< 2$ )
- 与传播环境与天线配置有关



(b) Fan-Omn/Fan/Pen

60GHz信号室内传播测量

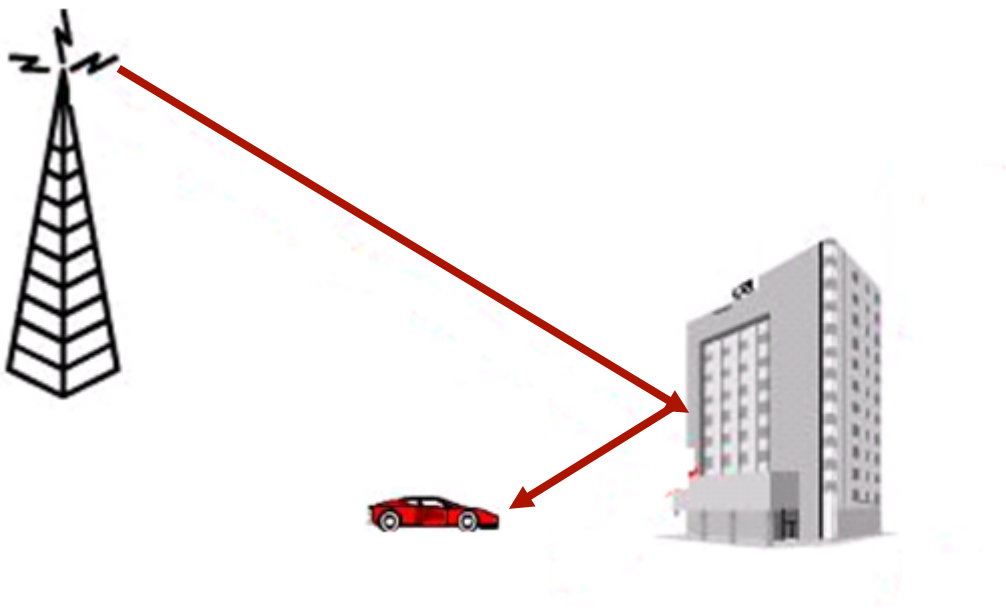


## 2.3 3种基本电波传播机制

## 2.3 3种基本电波传播机制

### ❖ 反射(reflection) :

- 阻挡体比传输波长大的物体
- 产生多径衰落的主要因素



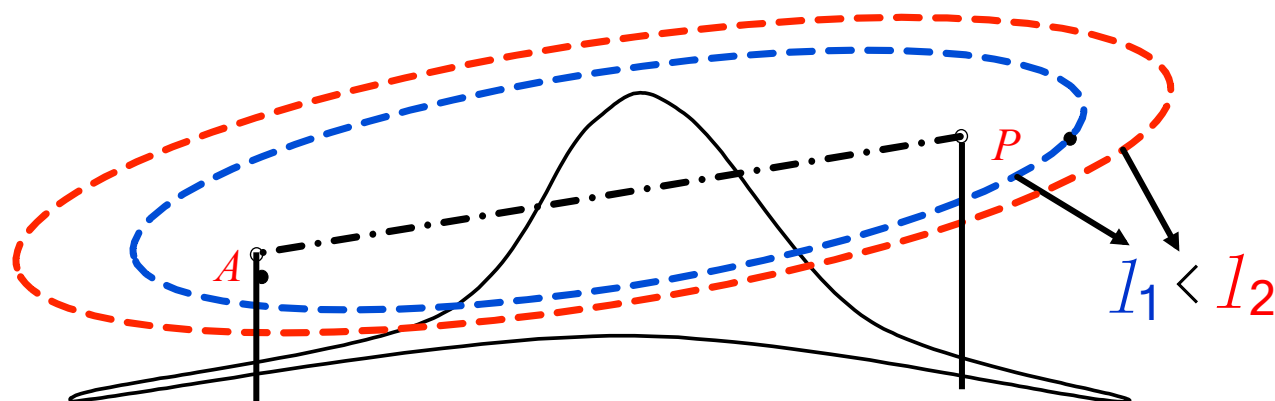
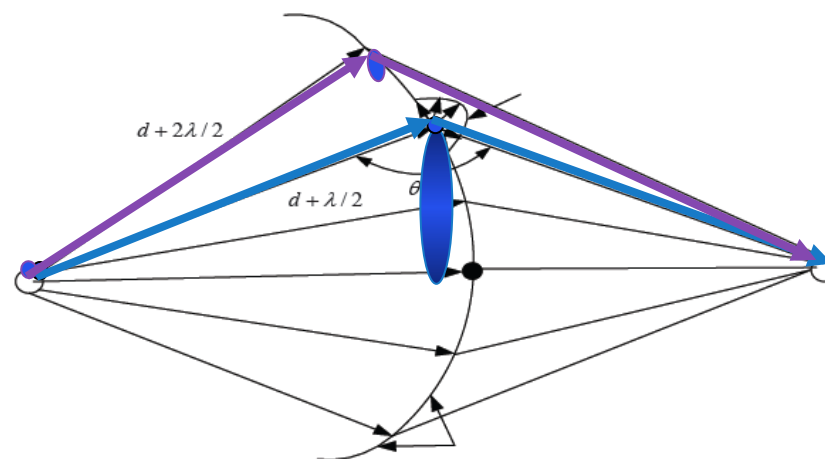
## 2.3.2 绕射

### ❖ 绕射(diffraction) :

- 当接收机和发射机之间的无线传播被尖锐的边缘阻挡时，发生绕射

#### ◆ 惠更斯.菲涅尔原理

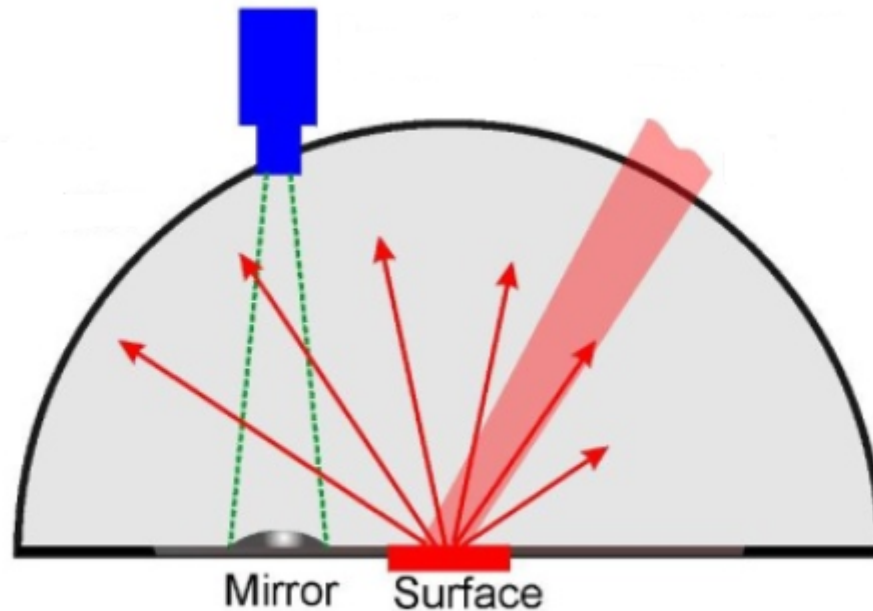
- 阻挡体具有尖锐边缘
- 频率越低，绕射能力越强



## 2.3 3种基本电波传播机制

### ❖ 散射(scattering) :

- 产生于粗糙表面、小物体或其他不规则物体

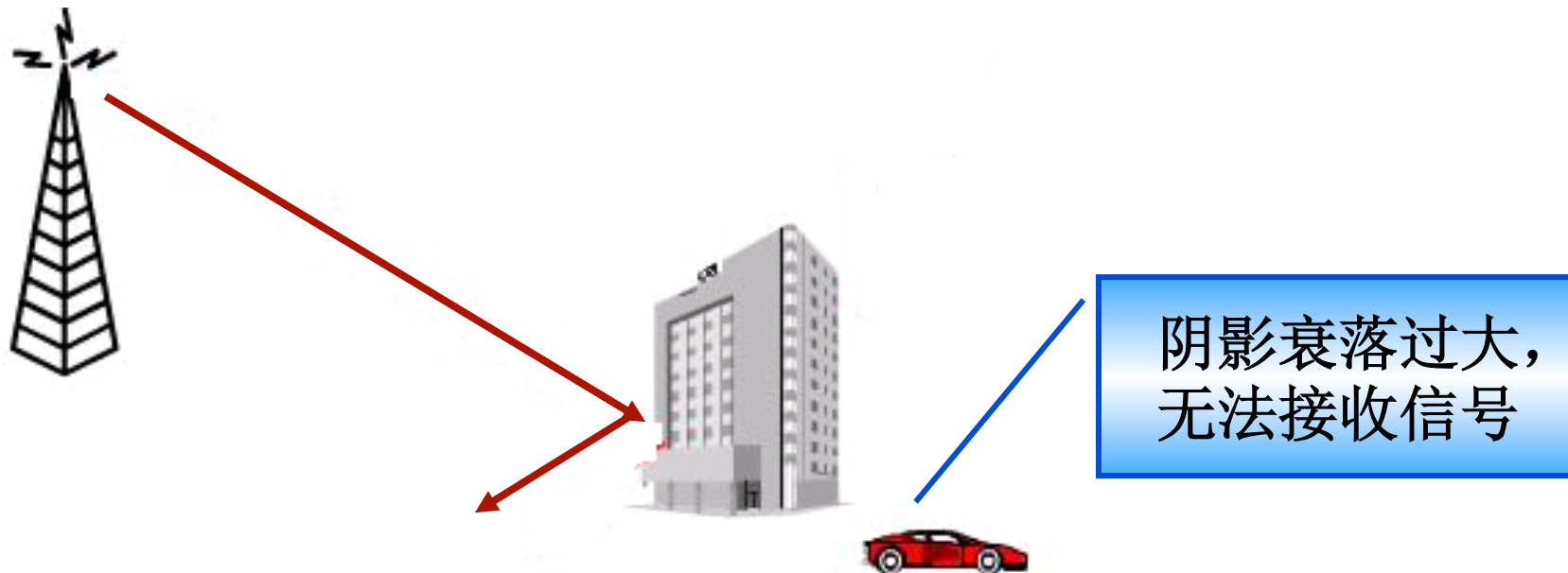




## 2.4 阴影衰落的基本特性

## 2.4 阴影衰落的基本特性

### ❖ 什么是阴影衰落？



- 由移动无线通信信道传播环境中的地形起伏、建筑物及其它障碍物对电波路径的阻挡而形成的电磁场半盲区 （阴影效应）

## 2.4 阴影衰落的基本特性

❖ 传播损耗受阴影衰落影响，可表示为

$$l(r, \zeta) = r^m \times 10^{\frac{\zeta}{10}}$$

- $r$ : 传播距离；  $m$  为路径损耗指数
- $\zeta$ : 阴影产生的对数损耗，服从均值为0，方差为 $\sigma$ 的对数正态分布。

❖ 对数形式时表示为

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

- 典型值:  $m=4$ ,  $\sigma=8$



## 2.4 阴影衰落的基本特性

### ■ 典型环境下阴影损耗的标准偏差

频率 (MHz)	准平坦地形		不规则地形 (h(m))		
	城区	郊区	50	150	300
50			8	9	10
150	3.5~5.5	4~7	9	11	13
450	6	7.5	11	15	18
900	6.5	8	14	18	24

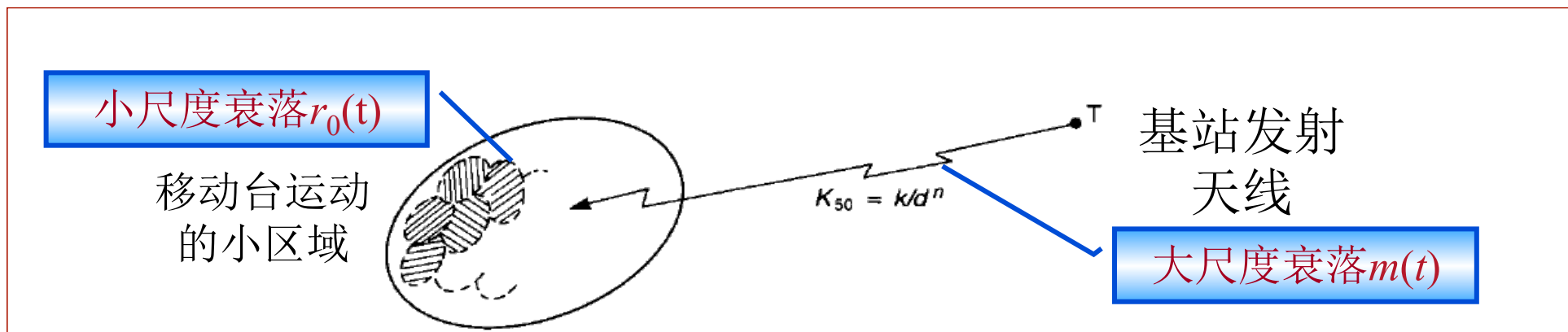
### ■ 特点:

◆ 电平起伏相对缓慢

◆ 衰落与地形、地物的分布和高度有关



## 2.5 移动无线信道及特性参数



## ❖ 无线信道的衰落: $r(t) = m(t) \times r_0(t)$

### ■ 大尺度衰落/长期慢衰落: $m(t)$

◆ 用于描述发射机与接收机之间的长距离（几百或几千米）或长时间上信号强度的变化

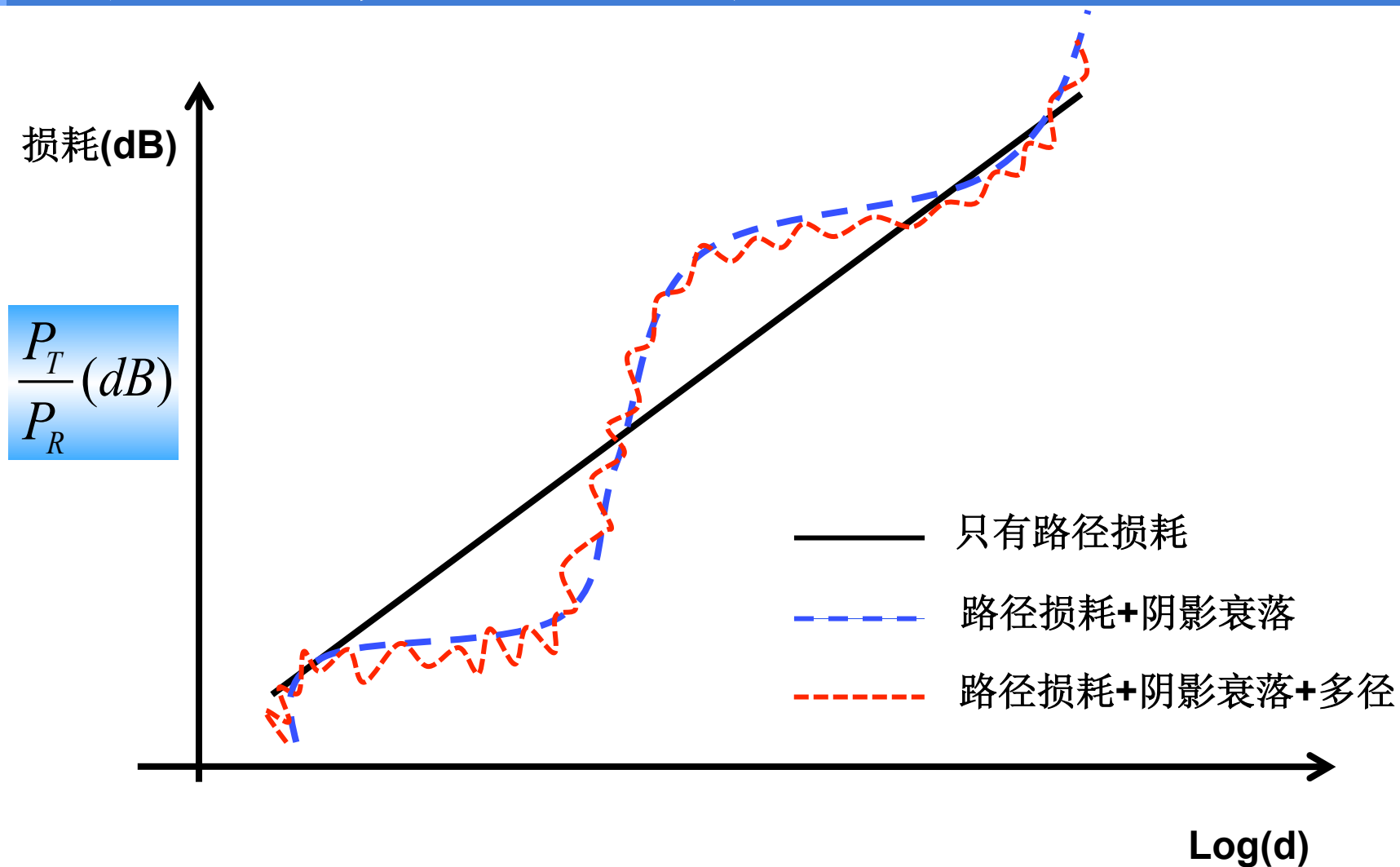
◆ 路径损耗和阴影衰落

### ■ 小尺度衰落/短期快衰落: $r_0(t)$

◆ 用于描述发射机与接收机之间的短距离（几个波长）或短时间（秒级）内信号强度的快速变化

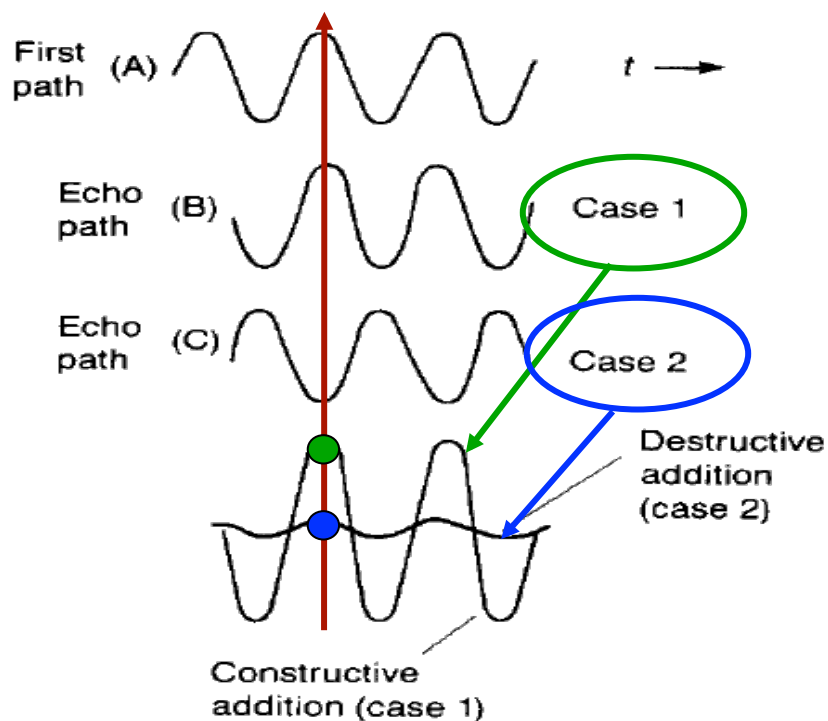
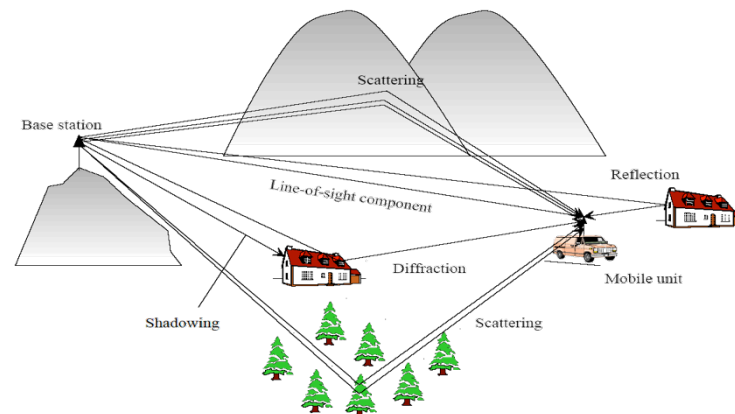
◆ 由移动台的运动和环境变化产生

# 无线信道的衰落

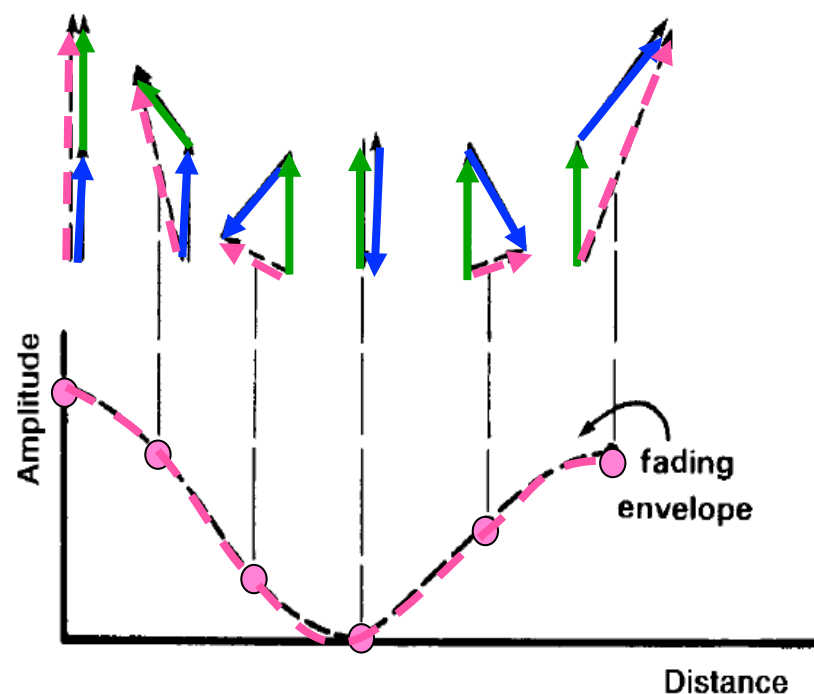


## ❖ 多径衰落

- 电波经历了不同路径
- 接收信号幅度急剧变化



图(a) 两径传播的叠加  
(加强和减弱)

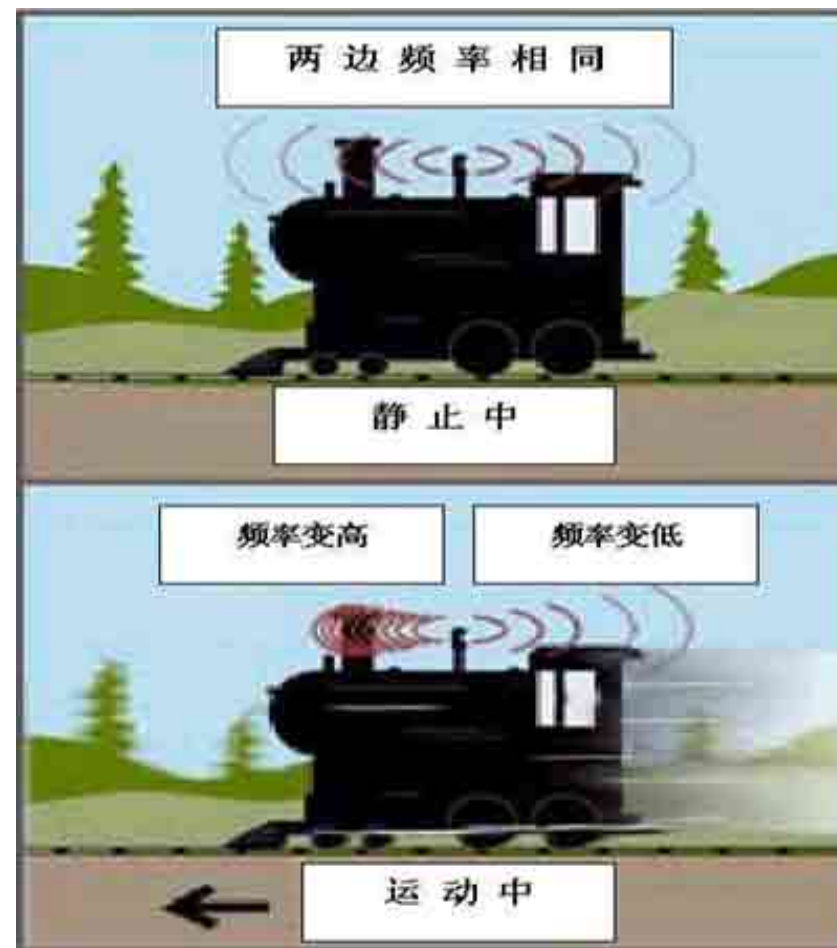


图(b) 衰落包络随两径不同  
相位的变化

## 2.5.2 多普勒频移

### ❖ 多谱勒效应:

- 移动台在移动通信，接收信号频率会发生变化的现象。



## 2.5.2 多普勒频移

1, 假设X与Y相距较远, 可以认为两处的入射角 $\theta$ 相同 信号频率 $f_c$ , 波长 $\lambda = \frac{C}{f_c}$ ,  $C$ 为光速

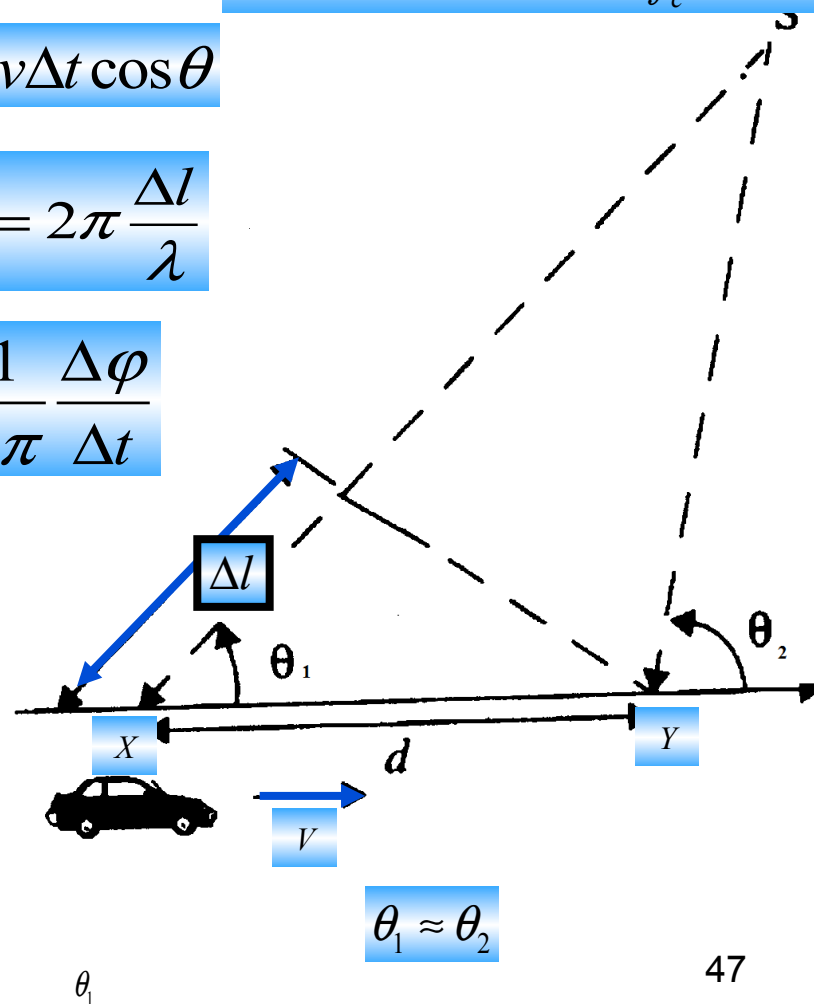
2, 由于移动带来路径差  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$

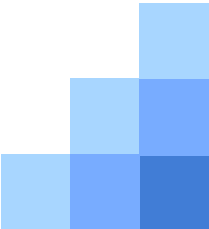
3, 路径差对应信号相位的变化  $\Delta \varphi = 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda}$

4, 该相位差对应频率的变化  $f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t}$

5, 综上所述  $f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$

最大多普勒频移:  $f_m = \frac{v}{\lambda}$



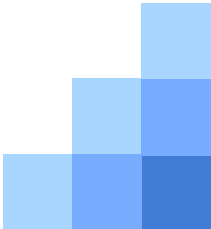

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$$

### ❖ 举例:

- 若载波频率为800MHz，移动台速度为60km/h，移动台运动方向沿电波传播方向，求最大多谱勒频移

$$\begin{aligned} Q \quad f_d &= \frac{V}{\lambda} \cos \theta, \theta = 0^\circ \\ \therefore f_d &= \frac{V}{\lambda} = \frac{V}{C / f} \\ \therefore f_d &= \frac{60 \times 10^3 (m / h) / (60 \times 60)}{3 \times 10^8 (m / s) / 800 \times 10^6 (hz)} \\ &= 44.4 Hz \end{aligned}$$




$$f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$$

## ❖ 课堂练习:

- 若载波频率为800MHz，移动台速度为60km/h，移动台运动方向和电波传播方向夹角60度，求多谱勒频移

$$\therefore f_d = \frac{V}{C / f} \cos(60^\circ)$$

$$\therefore f_d = 22.2\text{Hz}$$

- 如果夹角变为180度呢?

$$\therefore f_d = \frac{V}{C / f} \cos(180^\circ)$$

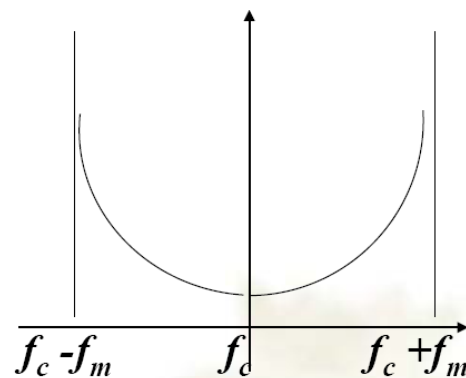
$$\therefore f_d = -44.4\text{Hz}$$

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$$

## ❖ 多普勒效应特点:

- 移动台朝着入射波方向运动，多普勒频移为正
- 移动台背向入射波方向运动，多普勒频移为负
- 由于接收信号是发送信号经过不同方向传播后的叠加，形成多普勒扩展

$$f_d \in [-f_m, f_m]$$



## 2.5.3 多径信道的信道模型

### ❖ 原理:

- 将信道看成作用于信号上的滤波器，可以通过分析滤波器的冲击相应和传递函数得到多径信道的特性

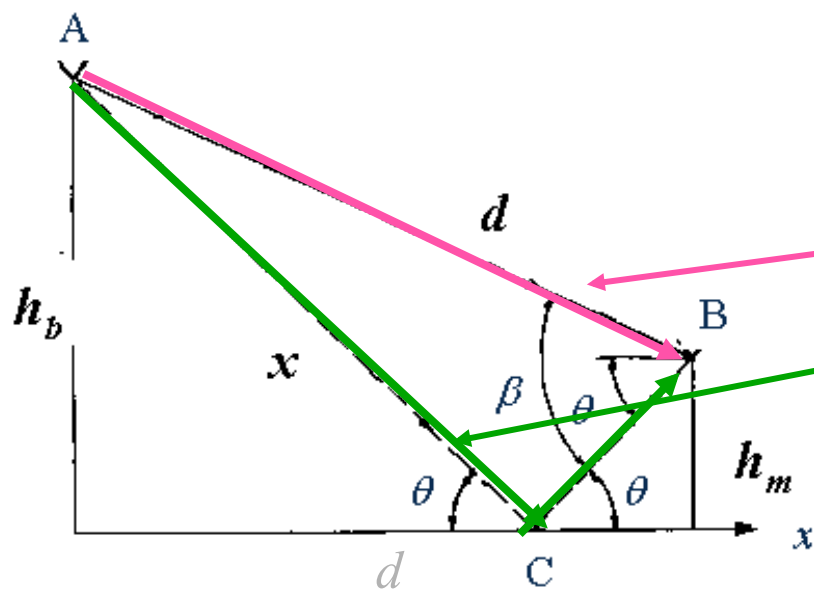


$$r = h * s$$

## 2.5.3 多径信道的信道模型

### ❖ 两径传播模型

$$\blacksquare L = P_T / P_R = (4dp/l)^2 / (G_t G_r)$$



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

$$\Delta\phi = 2\pi\Delta l / \lambda; \text{(路位的相位差)}$$

$$\Delta l = (AC + CB) - AB; \text{(路位的距离差)}$$

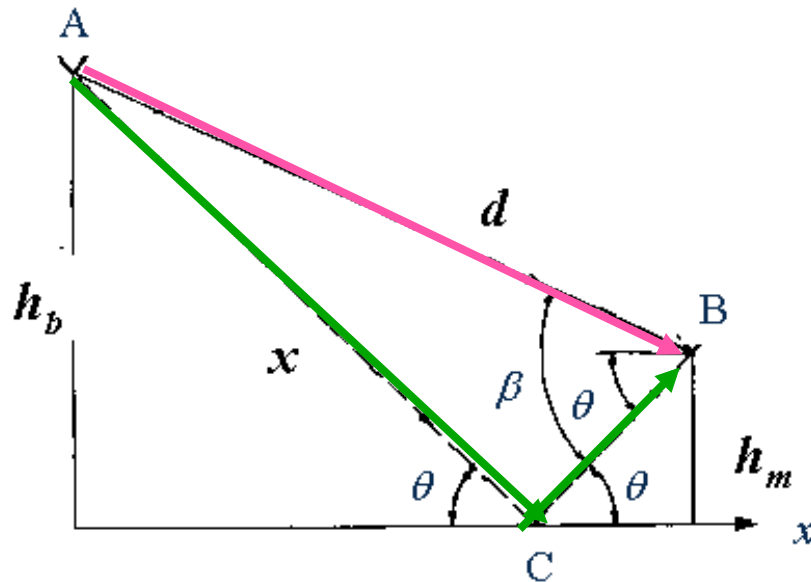
$R$ 是地面反射系数

取决于介电常数，波长和入射角

❖ 举例  $L_{dB} = 32.45 + 20 \lg f + 20 \lg d - 10 \lg G_T - 10 \lg G_R$

$P_t = 10 \text{ dBm}, AB = 0.5 \text{ (km)}, \Delta l = 0.1 \text{ (km)}$

$G_r = G_T = 7 \text{ (dB)}, f = 1910 \text{ (MHz)}, R = 0.5 \text{ (光滑地面)}$



$AB : P_{r,1,dBm} = P_{t,dBm} - L_{1,dB}$

$L_{1,dB} = 78 \text{ dB}$

$P_{r,1,dBm} = -68 \text{ (dBm)}$

$ACB : P_{r,2,dBm} = P_{t,dBm} - L_{2,dB}$

$L_{2,dB} = 79.6 \text{ dB}$

$P_{r,2,dBm} = -69.6 \text{ (dBm)}$

$\Delta\phi = 2\pi\Delta l / \lambda \quad \Delta\phi = 4 / 3\pi$

$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi \times AB} \right]^2 G_r G_t |1 + R e^{j\Delta\phi}|^2$

$P_r = -69.25 \text{ (dBm)}$

$< P_{r,1,dBm}$

## 2.5.3 多径信道的信道模型

### ❖ 推广到多径情况

$$P_r = P_t \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 G_r G_t \left| 1 + \sum_{i=1}^{N-1} R_i e^{j\Delta\phi} \right|^2$$

- 多径数量很大时，必须用统计方法计算接收功率

## 2.5.3 多径信道的信道模型

### 1. 只考虑多径的影响

- 假设输入信号为

可分辨多径数目

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

每径时延

- 第 $i$ 径信道的路径长度为 $x_i(t)$ , 衰落系数为 $\alpha_i(t)$

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) s(t - x_i(t)/c) \exp[j2\pi(f_c t - x_i(t)/\lambda)]\right\}$$

每径衰落系数

每径相移

- $$r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp(-j2\pi f_c x_i(t)/c) s(t - x_i(t)/c)$$

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp(-j2\pi f_c x_i(t)/c) s(t - x_i(t)/c)$$

## 2. 再考虑多普勒效应

- 设第*i*径信道信号与运动方向夹角为 $\theta$ ，速度为 $v$ ，则路径的变化量为

$$\Delta x_i = -vt \cos \theta_i$$

$$x_i(t) \text{ 替换为 } x_i(t) + \Delta x_i$$

- 带入接收信号，并化简

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp(-j2\pi f_c (x_i(t) + \Delta x_i(t))/c) s(t - (x_i(t) + \Delta x_i(t))/c)$$

$$\text{Q } f_c / c = 1 / \lambda$$

$$\therefore r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp(-j2\pi (x_i(t) + \Delta x_i(t)) / \lambda) s(t - (x_i(t) + \Delta x_i(t)) / c)$$



$$\therefore r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j2\pi \left( x_i(t) + \Delta x_i(t) \right) / \lambda \right) s \left( t - \left( x_i(t) + \Delta x_i(t) \right) / c \right)$$

$$Q \Delta x_i(t) \ll x_i(t)$$

$$\therefore = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j2\pi \left( x_i(t) + \Delta x_i(t) \right) / \lambda \right) s \left( t - x_i(t) / c \right)$$

$$= \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j2\pi \left( x_i(t) - vt \cos \theta_i \right) / \lambda \right) s \left( t - x_i(t) / c \right)$$

$$Q f_m = v / \lambda$$

$$\therefore = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j2\pi \left( x_i(t) / \lambda - f_m t \cos \theta_i \right) \right) s \left( t - x_i(t) / c \right)$$

$$\text{定义 } \tau_i(t) = x_i(t) / c$$

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j2\pi \left( f_c \tau_i(t) - f_m t \cos \theta_i \right) \right) s \left( t - x_i(t) / c \right)$$

$$\text{定义 } \varphi_i(t) = 2\pi \left( f_c \tau_i(t) - f_m t \cos \theta_i \right)$$

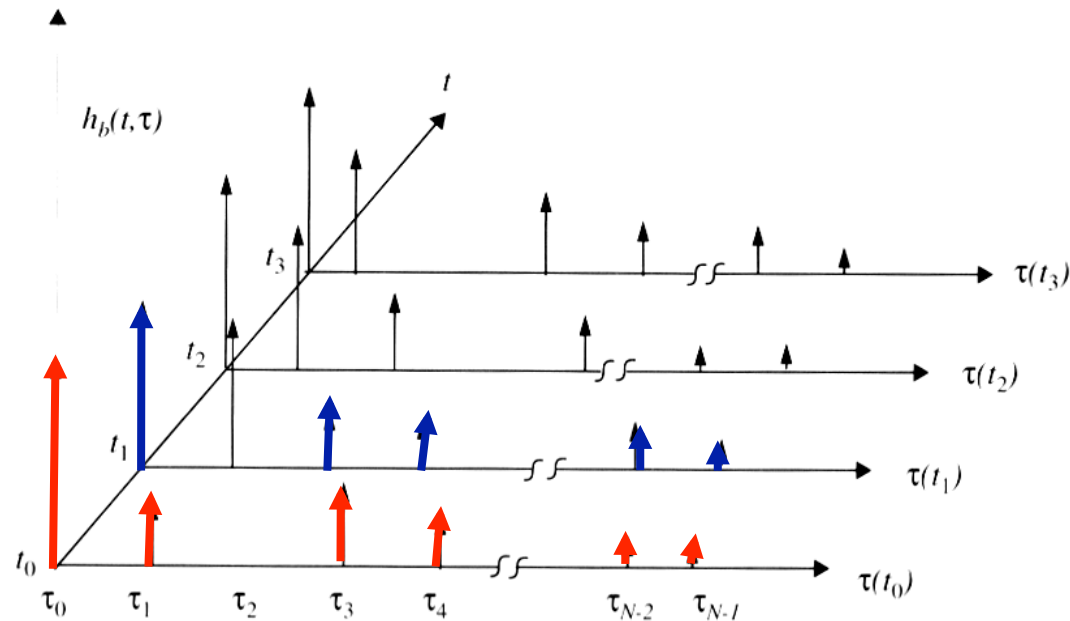
$$r(t) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) \exp \left( -j\varphi_i(t) \right) s \left( t - \tau_i(t) \right) \quad (2.28)$$

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau)$$

## 2.5.3 多径信道的信道模型

### ❖ 信道冲激响应函数

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) e^{-j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t))$$



## 2.5.5 多径信道的统计分析

### ❖ 瑞利(Rayleigh)衰落分布的数学描述

$$\text{多径信道接收信号包络：} r(t) = \sum_{i=0}^N \alpha_i \exp(-j\varphi_i) s(t - \tau_i) \quad (2.28)$$

#### ■ 假设：

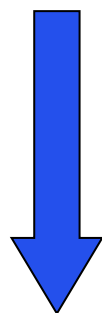
- ◆ 没有直射波信号
  - ◆ 存在丰富反射波
  - ◆ 各反射波的幅度和相位相互统计独立
  - ◆ 上述假设在离基站较远，反射物较多的区域适用
- 本质：接收信号经历  $N$  条独立的衰落路径到达接收端

## ■ 瑞利(Rayleigh)衰落分布的数学描述

$$r(t) = \sum_{i=0}^N \alpha_i \exp(-j\varphi_i) s(t - \tau_i) \quad (2.28)$$

$$\text{定义} \begin{cases} T_C(t) = \text{Re}(r(t)) \\ T_S(t) = \text{Im}(r(t)) \end{cases}$$

中心极限定理：大量  
相互独立同分布的变  
量的和服从高斯分布



$$N \rightarrow \infty$$

$T_C(t)$ 和 $T_S(t)$ 为高斯随机过程

概率密度函数：

$$p(T_C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_C^2}} e^{-\frac{T_C^2}{2\sigma_C^2}}, p(T_S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_S^2}} e^{-\frac{T_S^2}{2\sigma_S^2}}$$

$$p(T_C) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_C^2}} e^{-\frac{T_C^2}{2\sigma_C^2}}, p(T_S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_S^2}} e^{-\frac{T_S^2}{2\sigma_S^2}}$$

Q  $\sigma_C^2 = \sigma_S^2 = \sigma^2$ , 且实部虚部相互独立

联合概率密度函数:  $p(T_C, T_S) = p(T_C) \cdot p(T_S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{T_C^2 + T_S^2}{2\sigma^2}}$

■ 将直角坐标转化为极坐标形式

$$T_C = r \cos \theta, T_S = r \sin \theta$$

由雅各比(Jacobian)行列式

$$J = \frac{\partial(T_C, T_S)}{\partial(r, \theta)} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -r \sin \theta \\ \sin \theta & r \cos \theta \end{vmatrix} = r$$

可求出新坐标系下的联合概率表示

$$p_{r,\theta}(r, \theta) = p(T_C, T_S) \cdot |J| = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{T_C^2 + T_S^2}{2\sigma^2}} \cdot |J| = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

$$p_{r,\theta}(r,\theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

- 在 $(0,2p)$ 区间内对 $q$ 积分,得到 $r$ 的概率密度函数

$$p_r(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \times \int_0^{2\pi} 1 d\theta = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{Rayleigh分布})$$

- 在 $(0,\infty)$ 区间内对 $r$ 积分,得到 $q$ 的概率密度函数

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \times \int_0^\infty \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr$$

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \times \left[ -\int_0^\infty \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) d\left(-\frac{r^2}{\sigma^2}\right) \right]$$

(均匀分布)

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \times \left[ -\exp\left(-\frac{\infty^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{0^2}{2\sigma^2}\right) \right] = \frac{1}{2\pi}$$

## 2.5.5 多径信道的统计分析

### ❖ 莱斯(Rician)衰落分布

- 多径信道中，存在较强某路信号且它占有支配地位，此时，接收信号包络的衰落变化服从莱斯分布。
- 概率密度函数

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

直射分量的功率

其它分量的平均功率

◆  $A$ : 主信号峰值;

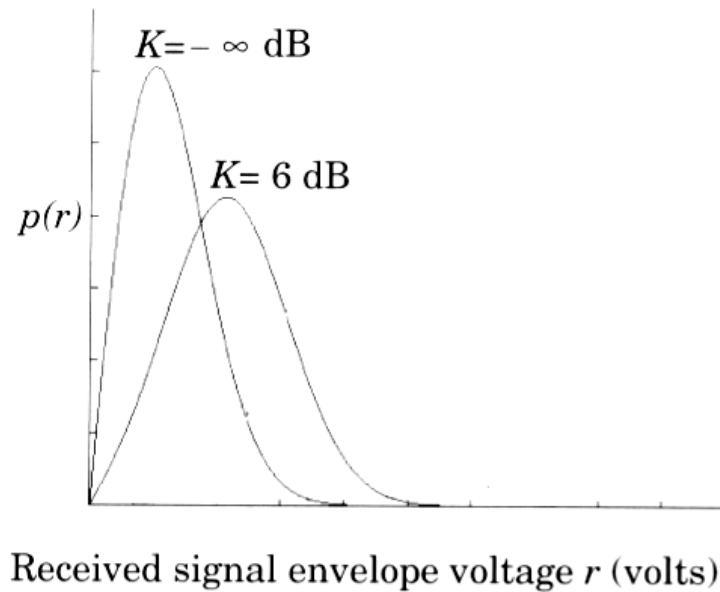
◆  $r$ : 衰落信号包络;

◆  $\sigma$ :  $r$ 的方差;

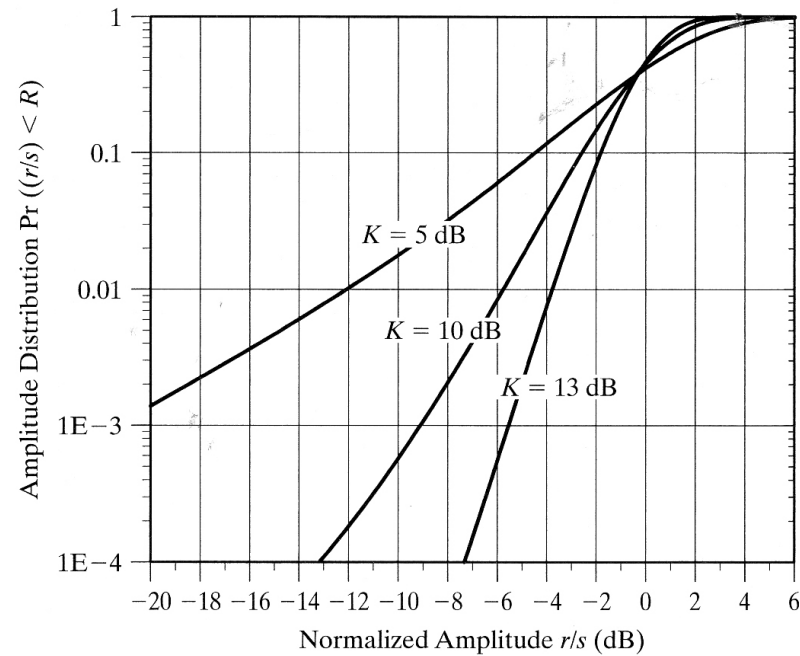
◆  $I_0(\cdot)$ : 0阶第一类修正贝塞尔函数。

❖  $K=A^2/2s^2$ 定义主信号功率与多径分量方差之比，称为莱斯因子。

- $A \rightarrow 0$ 时， $K \rightarrow 0$ ，莱斯分布变为瑞利分布，衰落越严重
- $A^2/2s^2 \gg 1$ 时，莱斯分布将向高斯分布趋近，衰落越轻。



概率密度函数



概率分布函数



## 上节内容

❖ 无线信道的衰落:  $r(t)=m(t)\times r_0(t)$

❖ 无线信道的两大效应:

- 多径效应

- 多普勒效应

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \cos \theta$$

❖ 多径信道冲激响应函数

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) e^{-j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t))$$

- 不存在直射径，瑞利(Rayleigh)衰落
- 存在直射径，莱斯衰落

## 2.5.4 多径信道主要参数&2.5.6多径衰落信道分类

- 1 , 时间色散参数和相关带宽
- 2 , 频率色散系数和相干时间
- 3 , 角度色散参数和相关距离

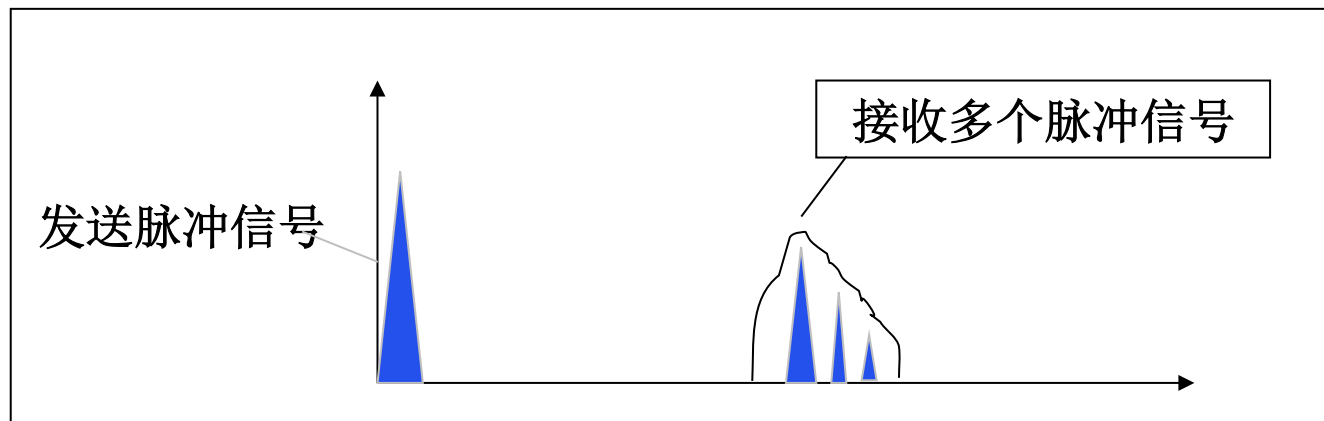
# 1.时间色散参数和相关带宽

## ❖时域上分析

### ■ 时延扩展

◆最大传输时延和最小传输时延的差值

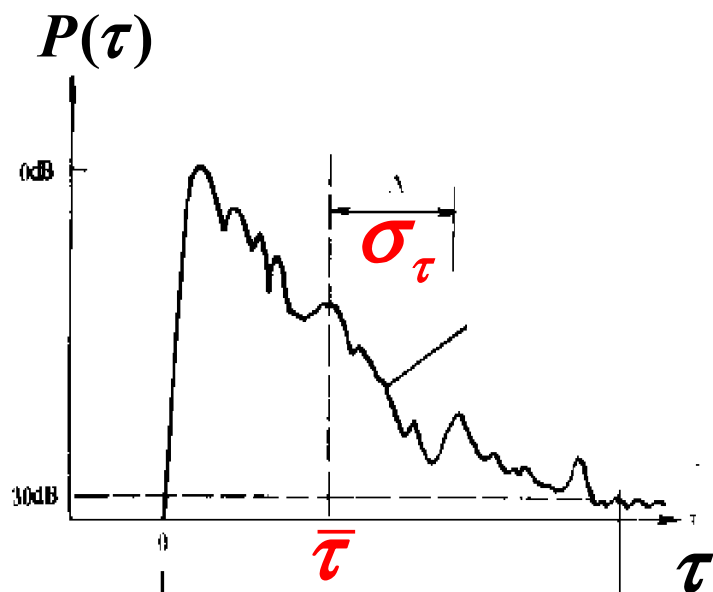
◆最后一个可分辨的时延信号与最早的时延信号到达时间的差值；



# 1. 时间色散参数和相关带宽

- 平均时延：归一化时延谱曲线的数学期望

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



功率延迟分布示意图

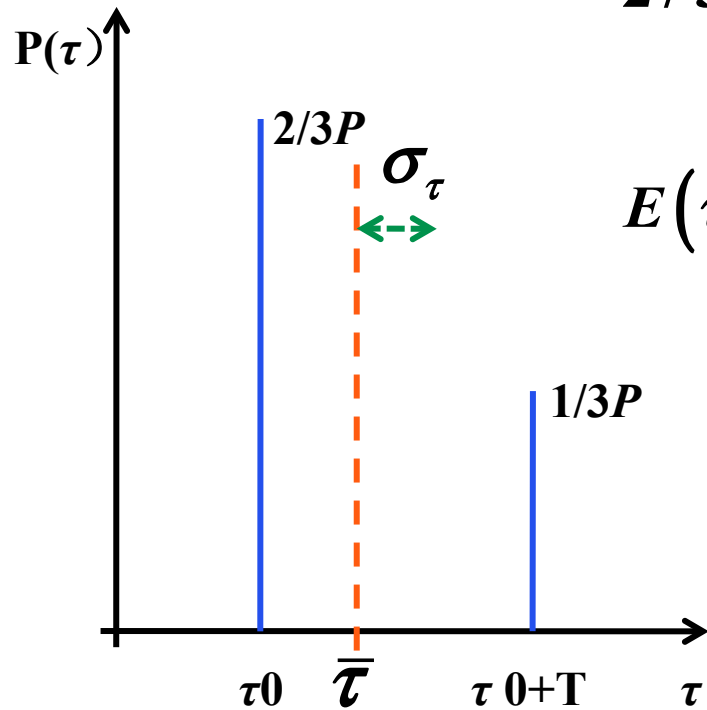
- 均方值时延扩展

$$\sigma_{\tau}^2 = E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \left( \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \right)^2$$

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \sigma_{\tau}^2 = E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} - \left( \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \right)^2$$

❖ 举例，两径信道( $\tau_0, \tau_0+T$ )，每径功率( $2/3P, 1/3P$ )，求平均附加时延和rms时延扩展

$$\bar{\tau} = \frac{2/3P \times \tau_0 + 1/3P \times (\tau_0 + T)}{2/3P + 1/3P} = \tau_0 + 1/3T$$



$$E(\tau^2) = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{2/3P \times \tau_0^2 + 1/3P \times (\tau_0 + T)^2}{P}$$

$$= \tau_0^2 + 2/3\tau_0 T + 1/3T^2$$

$$\sigma_{\tau}^2 = \tau_0^2 + 2/3\tau_0 T + 1/3T^2 - (\tau_0 + 1/3T)^2$$

$$= 2/9T^2$$

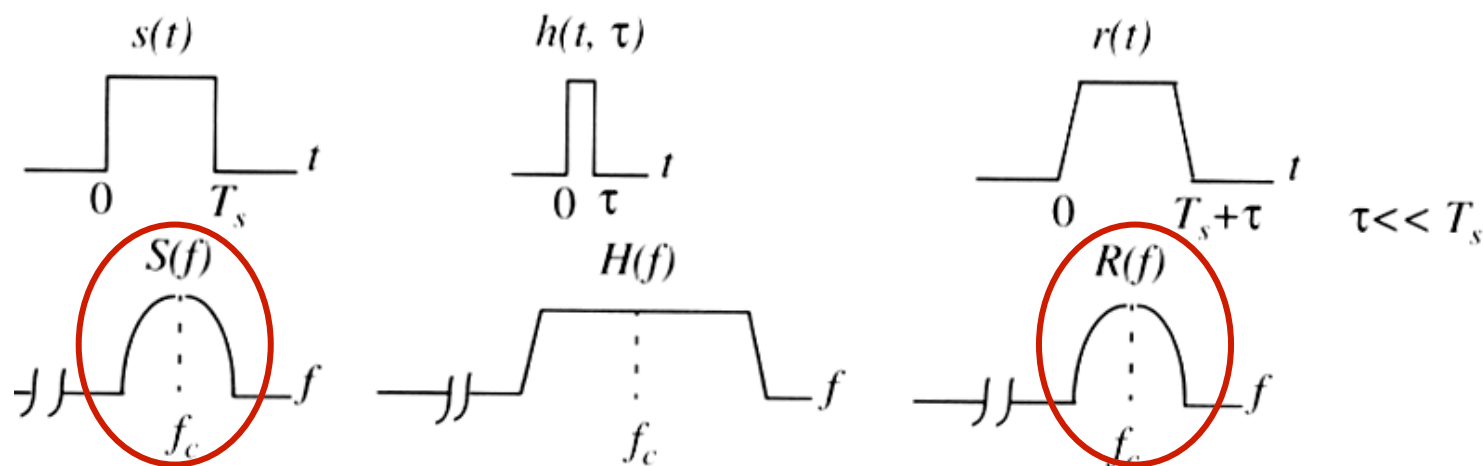
$$\sigma_{\tau} = \frac{\sqrt{2}}{3} T < T$$

# 1. 时间色散参数和相关带宽

## ❖ 频率选择性衰落与平坦衰落

- 发送信号的码元周期  $T_s$  与信道时延扩展  $\sigma_\tau$
- 信号带宽  $B_s$  和相干带宽  $B_c$
- 平坦衰落信道（非弥散信道）

$$B_s \ll B_c \\ \text{并且 } T_s \gg \sigma_\tau$$

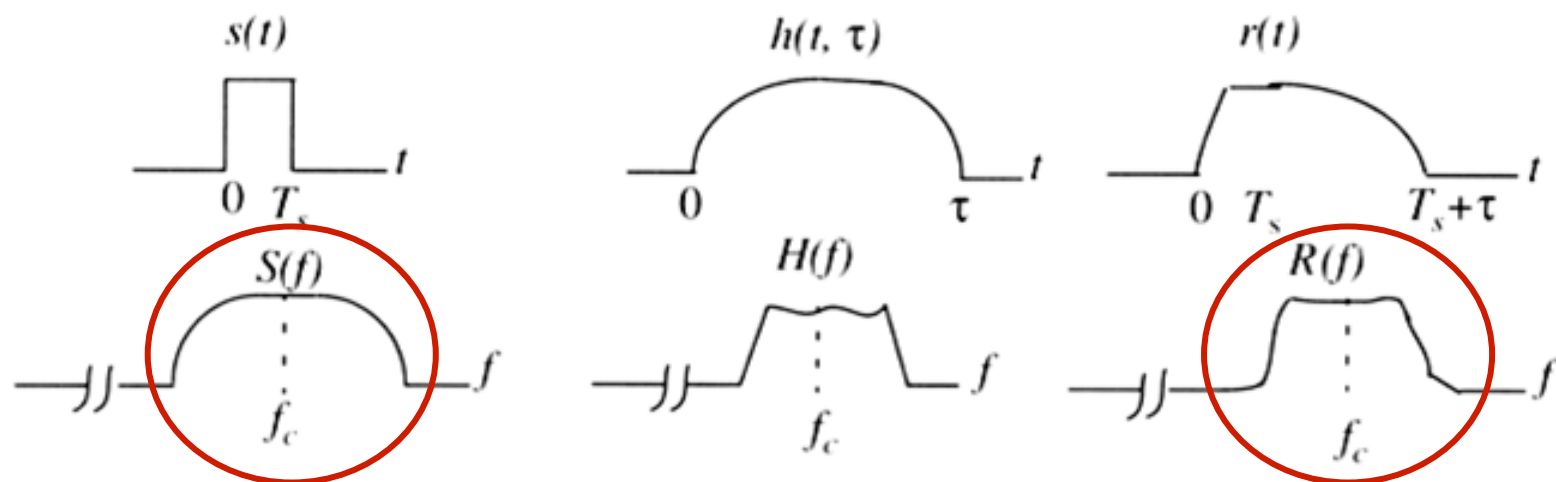


# 1. 时间色散参数和相关带宽

## ■ 频率选择性衰落

$$B_S > B_C$$

并且  $T_S < \sigma_\tau$

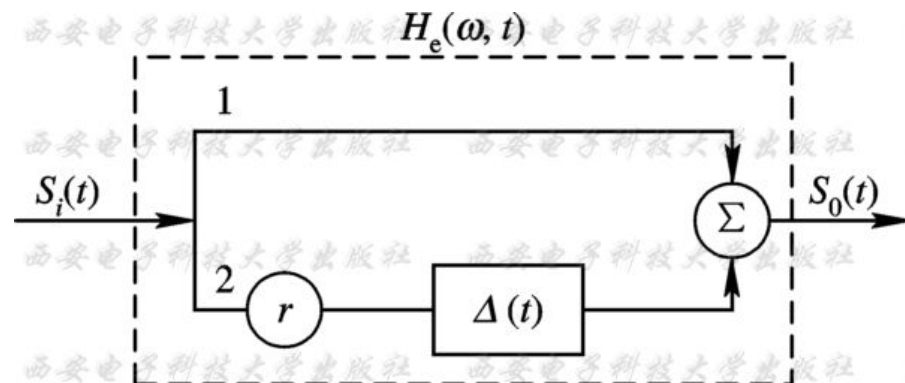


◆ 信号中不同频率分量通过多径信道后，  
所受衰落是否相同，依赖于信号带宽与相  
干带宽

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N(t)} \alpha_i(t) e^{-j\phi_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t))$$

## ❖ 相关带宽

- 两径模型
- 为分析简便



- ◆ 第一径的信号为  $S_i(t)$
- ◆ 第二径的信号为  $rS_i(t)e^{j\omega\Delta(t)}$ ,  $r$  为常数

$$S_0(t) = S_i(t)(1 + re^{j\omega\Delta(t)})$$

- 等效网络的传递函数

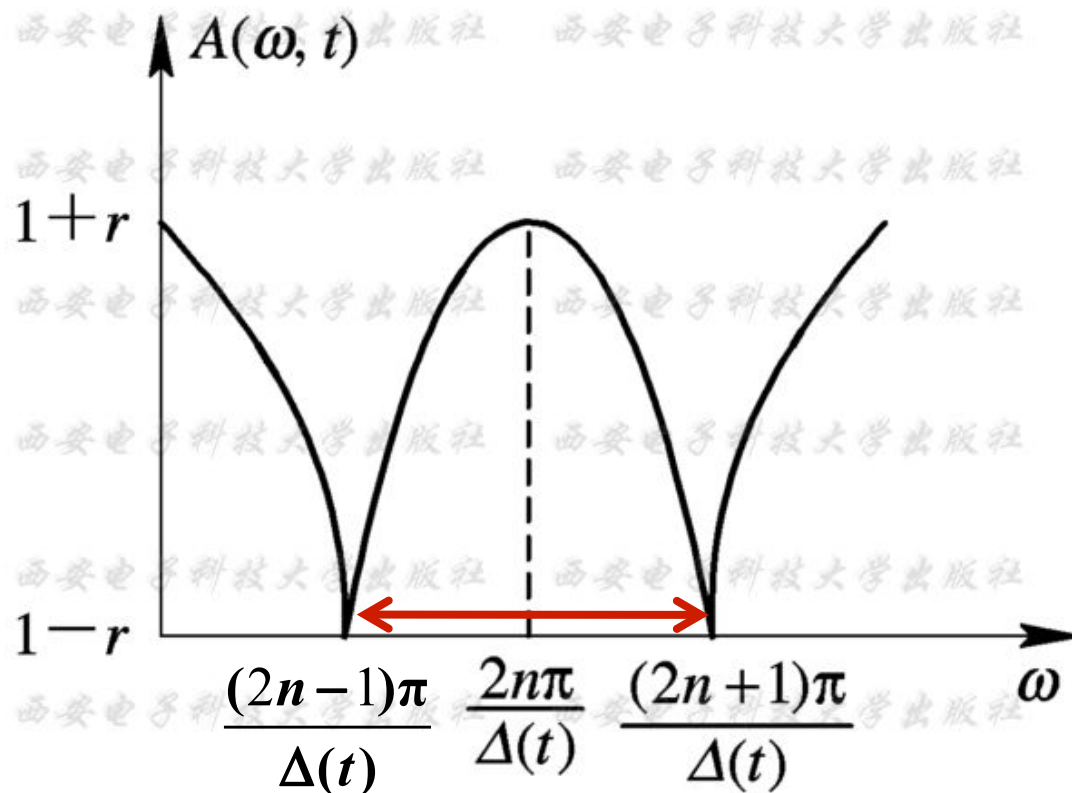
$$H_e(\omega, t) = \frac{S_0(t)}{S_i(t)} = 1 + re^{j\omega\Delta(t)}$$



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

## ❖ 信道的幅频特性为

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



$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{\Delta(t)}$$

$$B_c = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{\Delta(t)}$$

# 1,时间色散参数和相关带宽

## ❖ 实际系统中

- 多径数目较多
- 信道参数随时间随机变化
- 很难准确给出相关带宽大小

## ❖ 工程近似

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

## 2. 频率色散系数和相干时间

### ❖ 频域上分析

- 移动台的相对运动造成的多普勒扩展现象

### ❖ 时间选择性衰落:

- 信号在不同的时间衰落特性不一样。

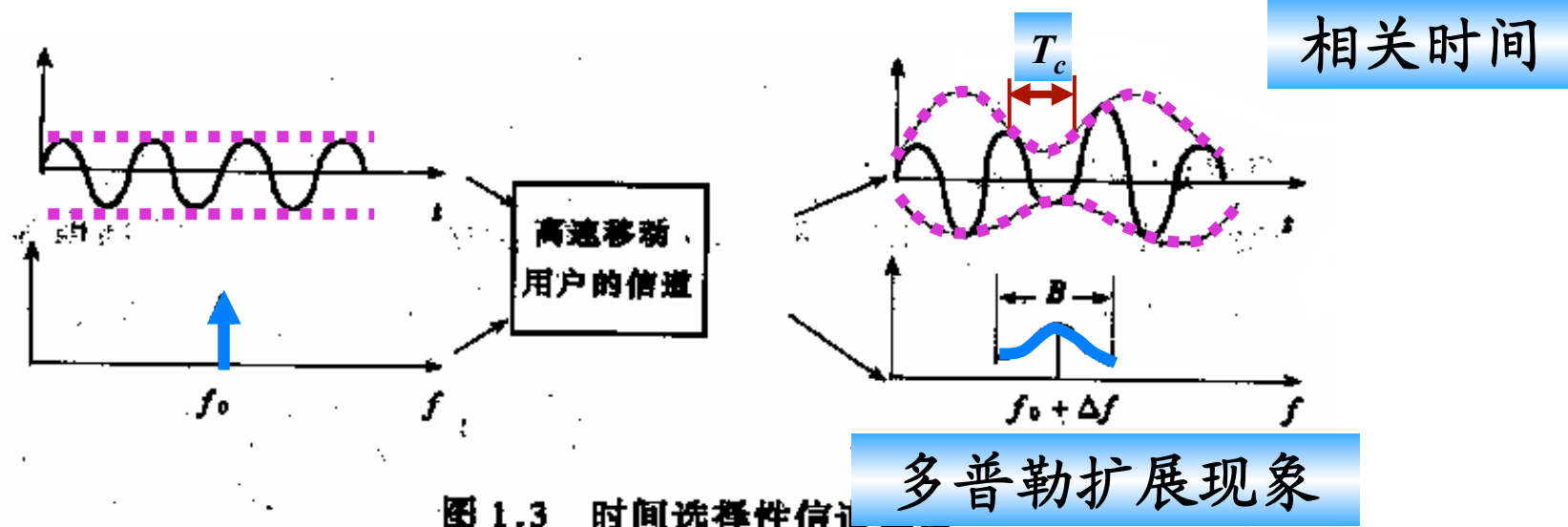
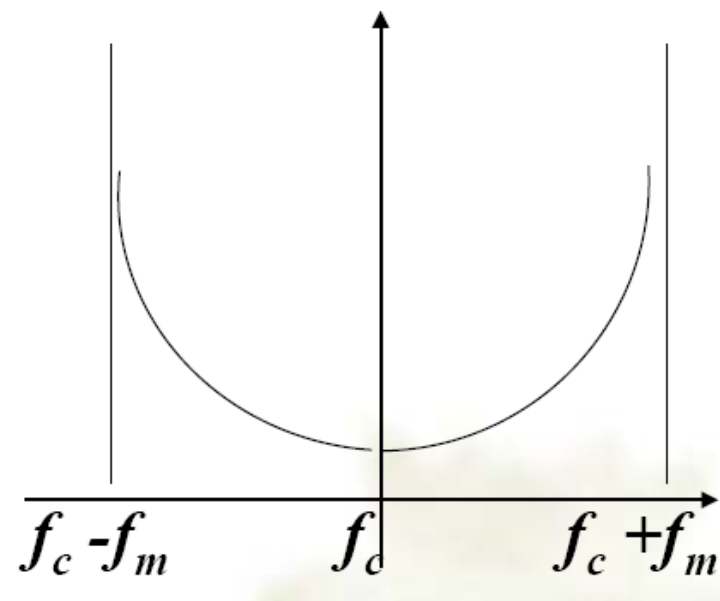


图 1.3 时间选择性信道

## 2. 频率色散系数和相干时间

### ❖ 典型多普勒扩展

- 如果在 $[0, 2\pi]$  内的入射角均匀分布
- Clarke模型

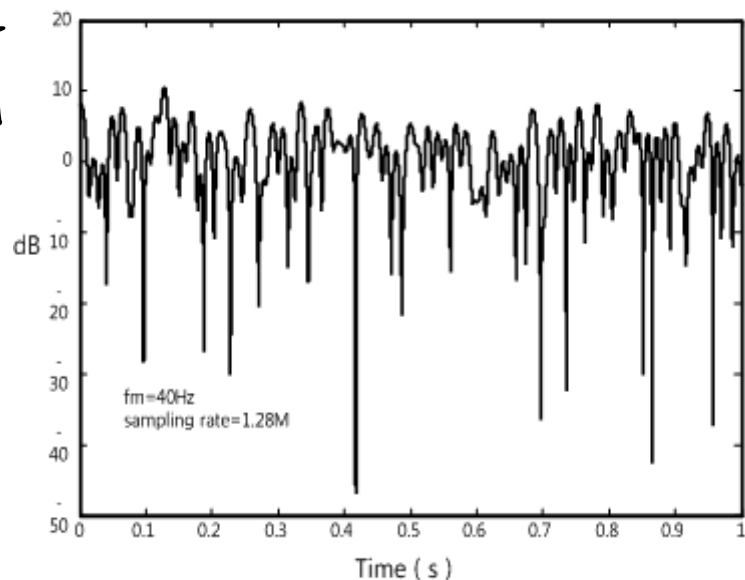


## 2. 频率色散系数和相干时间

### ❖ 相干时间

- 相干时间间隔内，信道特性不发生明显的变化
- 反映了信道衰落的时间节拍
- 通过分析接收信号包络的时域相关系数得到
- 工程近似

$$T_c = \frac{0.423}{f_m} \propto \frac{1}{f_m}$$



相干时间短

## 2. 频率色散系数和相干时间

### ❖ 举例

- 系统带宽100KHz，符号周期10us，经过均方时延为5us，最大多普勒频移为1Hz的信道，请估计信道衰落的特点

$$(B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} = 200 \text{ KHz}) > (B_s = 100 \text{ KHz})$$

$$\left( T_c \propto \frac{1}{f_m} = 1 \text{ s} \right) \gg (T_s = 10 \text{ us})$$

- 信道对信号的衰落特征是频率非选择性、时域非选择性衰落

## 2. 频率色散系数和相干时间

### ❖ 课堂练习

- 系统带宽100KHz→2MHz，符号周期10us→0.5us，经过最大多径时延为5us，最大多普勒频移为1Hz的信道，请估计信道衰落的特点

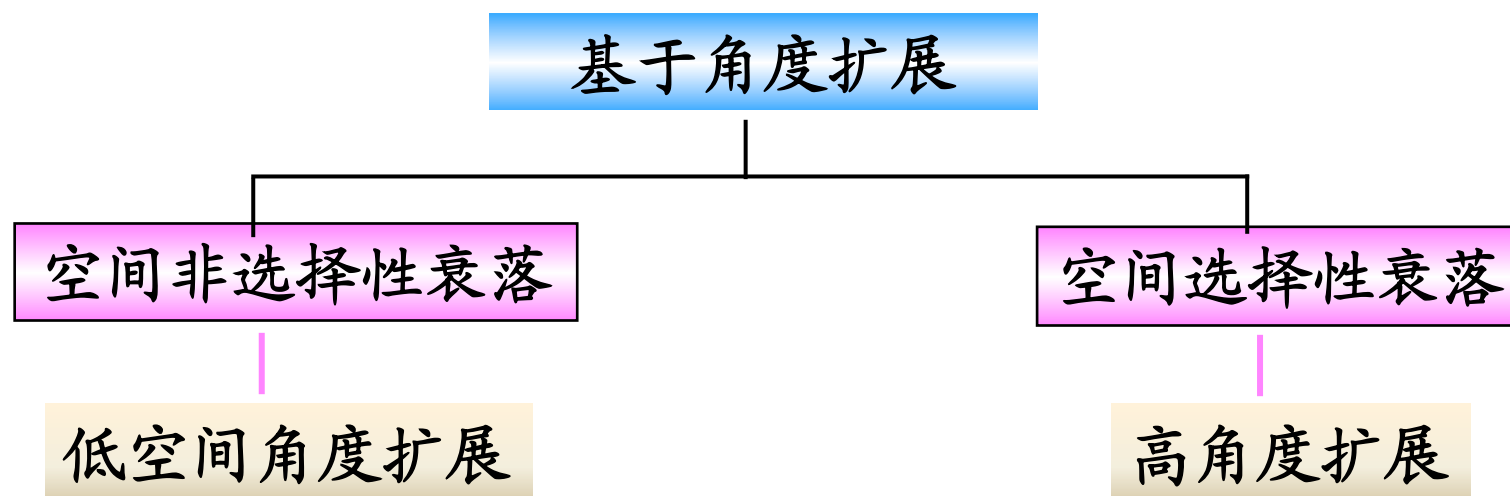
$$(B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} = 200 \text{ KHz}) \ll (B_s = 2 \text{ MHz})$$

$$\left( T_c \propto \frac{1}{f_m} = 1 \text{ s} \right) \gg (T_s = 0.5 \text{ us})$$

- 信道对信号的衰落特征是频率选择性、时域非选择性衰落

### 3, 角度色散参数和相关距离(1/3)

#### ❖ 空域上分析（空间选择性衰落）





### 3, 角度色散参数和相关距离(2/3)

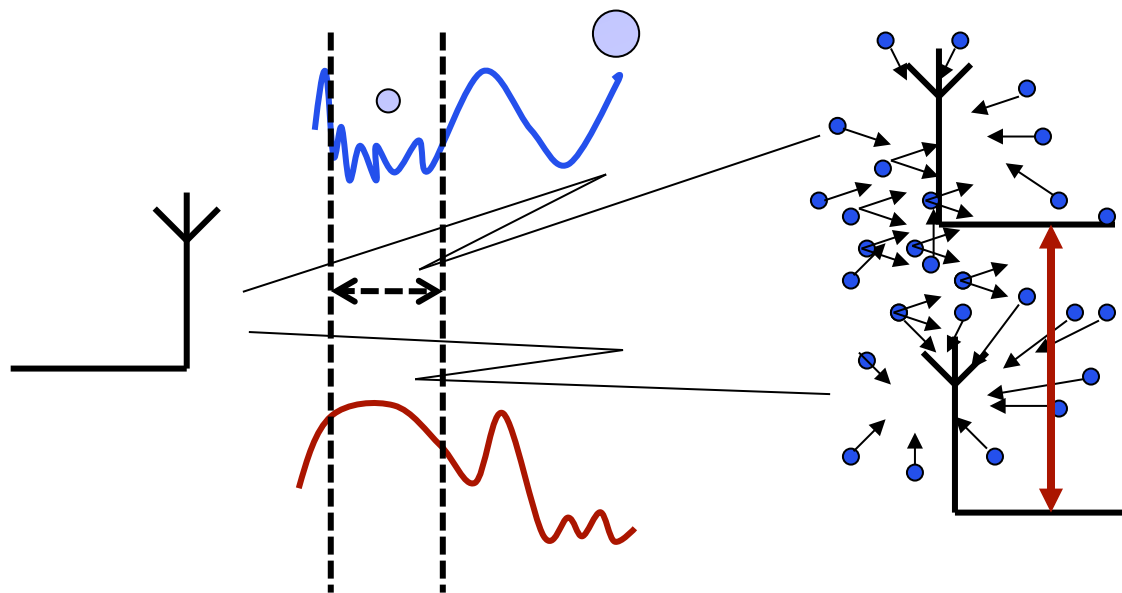
#### ❖ 空间选择性衰落:

- 由角度色散即空间相关性产生 (多天线情况下存在)

#### ❖ 角度扩展与传播环境中的散射体分布

- 散射体越多, 角度扩展越大;
- 散射体越少, 角度扩展越小。

信道独立  
同时出现深  
衰落的概率  
降低



$$r_1 = h_1 * S$$

$$r_2 = h_2 * S$$

### 3, 角度色散参数和相关距离(3/3)

#### ❖ 相关距离:

- 信道冲激响应保持一定相关性的距离

## 2.5.4 多径信道主要参数&2.5.6多径衰落信道分类

### ❖ 多径信道影响的表现和本质:

#### ■ 时域

##### ◆ 时延扩展:

- 多条不同传播路径的信号到达接收点的时间不同。定义时延扩展为  $\Delta\tau$ 。

##### ◆ 相关带宽:

- 当信号带宽大于相关带宽时, 该信号在信道中传输则会产生频率选择性衰落。

- $B_c \approx 1 / \Delta\tau$

## 2.5.4 多径信道主要参数&2.5.6多径衰落信道分类

### ■ 频域

#### ◆ 多普勒扩展:

➤ 由于移动用户高速运动而引起的传播频率的扩散,  $f_m$

#### ◆ 相干时间:

➤ 当信号码元周期大于相干时间时, 发生时间选择性衰落。

➤  $T_c \approx 1/f_m$

## 2.5.4 多径信道主要参数&2.5.6多径衰落信道分类

### ■ 空域

#### ◆ 角度扩展

➤ 由于信号散射引起的空间上的角度扩展

#### ◆ 相关距离

➤ 多天线信道冲激相应具有较小相关度，空间选择性衰落

## ❖ 了解多径信道能有效帮助系统设计:

- 利用相关区域内的相关性，提高导频图案的有效性

$$r = h * S$$

◆ 下图颜色相同的部分表示处于相干时间/带宽以内

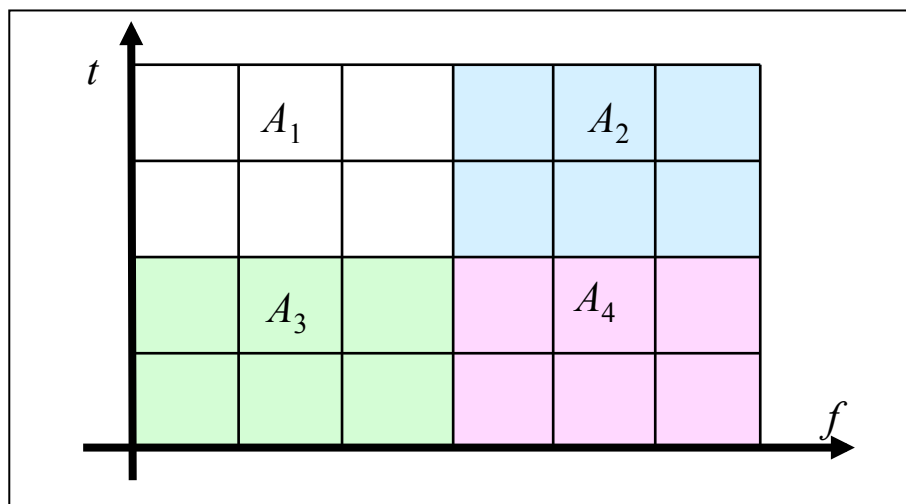


图1，信道变化快

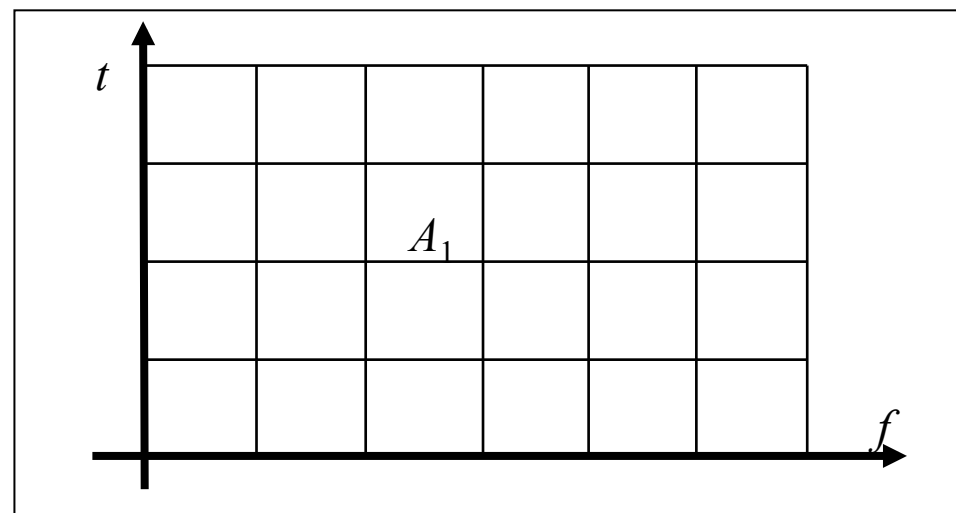
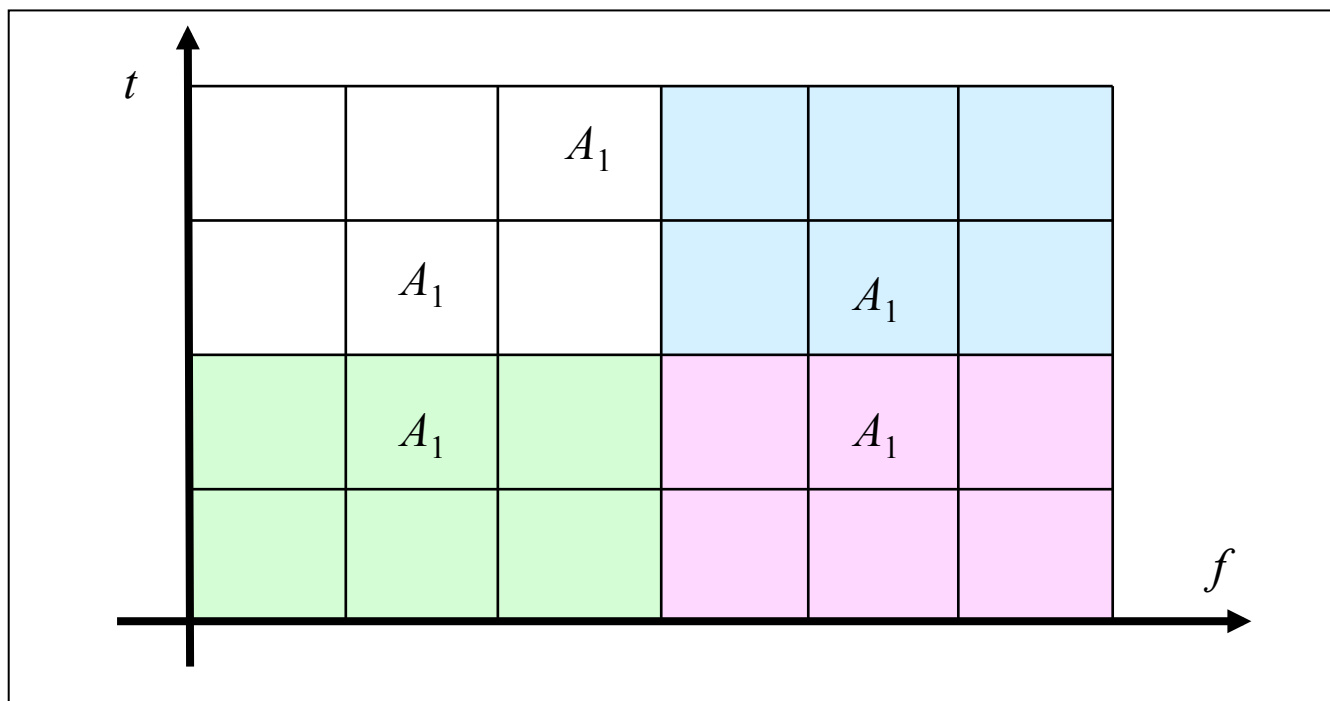


图2，信道变化慢

◆ 图1的导频至少是图2的4倍

## ❖ 了解多径信道能有效帮助系统设计:

- 利用相关区域间的不相关性，获取增益



# 移动通信系统的典型信道模型（了解）

- **COST 207信道模型**
  - **技术规范**
    - **COST 207, "Digital land mobile radio communications," Office for Official Publications of the European Communities, Final report, Luxembourg, 1989.**
  - **为开发及测试GSM技术推出**
  - **包含四种典型场景**
    - **郊区、典型城区、恶劣城区及丘陵地形(详细参数见后续页)**
  - **参考(关于COST 207的介绍来源):**
    - **M. Patzold, Mobile Radio Channels, (2<sup>nd</sup> Edition), Wiley出版, 2011年**

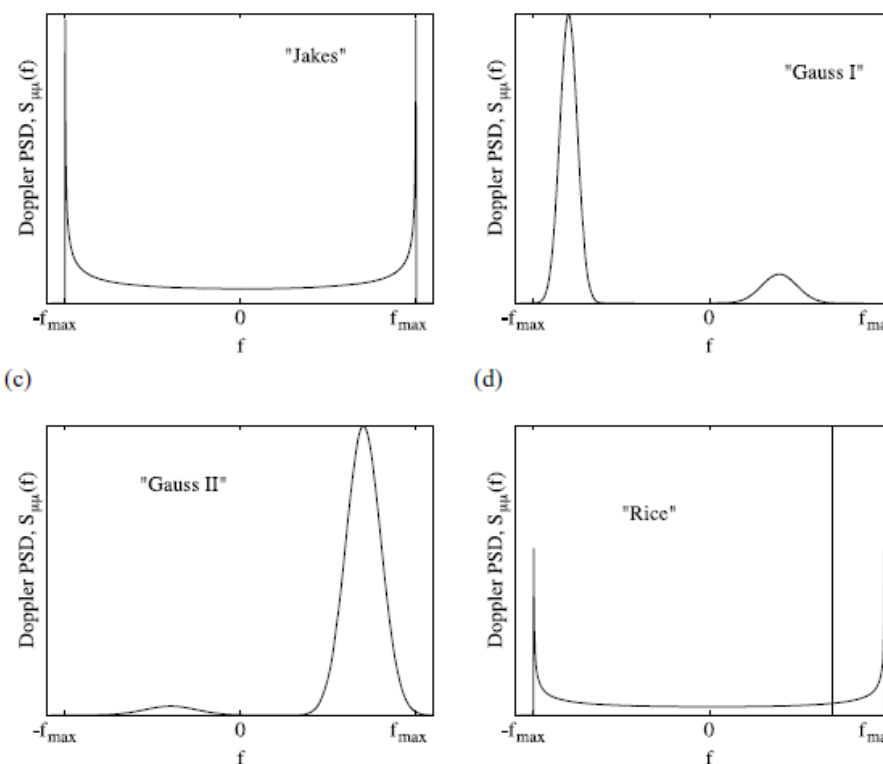


# COST 207信道模型中的多普勒谱（了解）

## 多普勒谱函数的数学描述

Type	Doppler power spectral density $S_{\mu\mu}(f)$
"Jakes"	$\frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1-(f/f_{\max})^2}}$
"Gauss I"	$G(A_1, -0.8f_{\max}, 0.05f_{\max}) + G(A_1/10, 0.4f_{\max}, 0.1f_{\max})$
"Gauss II"	$G(A_2, 0.7f_{\max}, 0.1f_{\max}) + G(A_2/10^{1.5}, -0.4f_{\max}, 0.15f_{\max})$
"Rice"	$\frac{0.41^2}{\pi f_{\max} \sqrt{1-(f/f_{\max})^2}} + 0.91^2 \delta(f - 0.7f_{\max})$

## 多普勒谱的图形



# COST 207信道模型典型场景：郊区（了解）

## ❖ 6径郊区(RA)信道参数

	相对延迟	相对增益（数值 分贝）		多普勒谱类型	延迟扩展
Path no. $\ell$	Propagation delay $\tau'_\ell$	Relative path power		Doppler PSD $S_{\tau'}(\tau')$	Delay spread $B_{\tau'}^{(2)}$
		(linear)	(dB)		
Rural Area (RA): 6-path channel model (alternative)					
0	$0 \mu s$	1	0	"Rice"	$\sigma_\tau$  $0.1 \mu s$
1	$0.1 \mu s$	0.4	-4	"Jakes"	
2	$0.2 \mu s$	0.16	-8	"Jakes"	
3	$0.3 \mu s$	0.06	-12	"Jakes"	
4	$0.4 \mu s$	0.03	-16	"Jakes"	
5	$0.5 \mu s$	0.01	-20	"Jakes"	

# COST 207信道模型:典型城区(1) (了解)

## ❖12径典型城区(TU)信道模型参数

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau_\ell'$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(i) Typical Urban (TU): 12-path channel model					
0	$0.0\ \mu s$	0.4	−4	“Jakes”	$1.0\ \mu s$
1	$0.2\ \mu s$	0.5	−3	“Jakes”	
2	$0.4\ \mu s$	1	0	“Jakes”	
3	$0.6\ \mu s$	0.63	−2	“Gauss I”	
4	$0.8\ \mu s$	0.5	−3	“Gauss I”	
5	$1.2\ \mu s$	0.32	−5	“Gauss I”	
6	$1.4\ \mu s$	0.2	−7	“Gauss I”	
7	$1.8\ \mu s$	0.32	−5	“Gauss I”	
8	$2.4\ \mu s$	0.25	−6	“Gauss II”	
9	$3.0\ \mu s$	0.13	−9	“Gauss II”	
10	$3.2\ \mu s$	0.08	−11	“Gauss II”	
11	$5.0\ \mu s$	0.1	−10	“Gauss II”	



# COST 207信道模型:典型城区(2) (了解)

## ❖12径典型城区(TU)信道模型参数(替换模型)

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau_\ell'$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(ii) Typical Urban (TU): 12-path channel model (alternative)					
0	$0.0\ \mu s$	0.4	-4	“Jakes”	$1.0\ \mu s$
1	$0.1\ \mu s$	0.5	-3	“Jakes”	
2	$0.3\ \mu s$	1	0	“Jakes”	
3	$0.5\ \mu s$	0.55	-2.6	“Jakes”	
4	$0.8\ \mu s$	0.5	-3	“Gauss I”	
5	$1.1\ \mu s$	0.32	-5	“Gauss I”	
6	$1.3\ \mu s$	0.2	-7	“Gauss I”	
7	$1.7\ \mu s$	0.32	-5	“Gauss I”	
8	$2.3\ \mu s$	0.22	-6.5	“Gauss II”	
9	$3.1\ \mu s$	0.14	-8.6	“Gauss II”	
10	$3.2\ \mu s$	0.08	-11	“Gauss II”	
11	$5.0\ \mu s$	0.1	-10	“Gauss II”	

# COST 207信道模型:典型城区(3) (了解)

## ❖6径典型城区(TU)信道模型参数

Path no. $\ell$	Propagation delay $\tau_\ell'$	Relative path power		Doppler PSD $S_{\tau'}(\tau')$	Delay spread $B_{\tau'}^{(2)}$
		(linear)	(dB)		
(iii) Typical Urban (TU): 6-path channel model (alternative)					
0	$0.0 \mu s$	0.5	−3	“Jakes”	$1.0 \mu s$
1	$0.2 \mu s$	1	0	“Jakes”	
2	$0.5 \mu s$	0.63	−2	“Jakes”	
3	$1.6 \mu s$	0.25	−6	“Gauss I”	
4	$2.3 \mu s$	0.16	−8	“Gauss II”	
5	$5.0 \mu s$	0.1	−10	“Gauss II”	

# COST 207信道模型:恶劣城区(1) (了解)

## ❖12径恶劣城区(BU)信道模型参数

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau'_\ell$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(i) Bad Urban (BU): 12-path channel model					
0	$0.0 \mu s$	0.2	-7	“Jakes”	$2.5 \mu s$
1	$0.2 \mu s$	0.5	-3	“Jakes”	
2	$0.4 \mu s$	0.79	-1	“Jakes”	
3	$0.8 \mu s$	1	0	“Gauss I”	
4	$1.6 \mu s$	0.63	-2	“Gauss I”	
5	$2.2 \mu s$	0.25	-6	“Gauss II”	
6	$3.2 \mu s$	0.2	-7	“Gauss II”	
7	$5.0 \mu s$	0.79	-1	“Gauss II”	
8	$6.0 \mu s$	0.63	-2	“Gauss II”	
9	$7.2 \mu s$	0.2	-7	“Gauss II”	
10	$8.2 \mu s$	0.1	-10	“Gauss II”	
11	$10.0 \mu s$	0.03	-15	“Gauss II”	

# COST 207信道模型:恶劣城区(2) (了解)

## ❖12径恶劣城区(BU)信道模型参数(替换模型)

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau'_\ell$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(ii) Bad Urban (BU): 12-path channel model (alternative)					
0	0.0 $\mu s$	0.17	−7.7	“Jakes”	2.5 $\mu s$
1	0.1 $\mu s$	0.46	−3.4	“Jakes”	
2	0.3 $\mu s$	0.74	−1.3	“Jakes”	
3	0.7 $\mu s$	1	0	“Gauss I”	
4	1.6 $\mu s$	0.59	−2.3	“Gauss I”	
5	2.2 $\mu s$	0.28	−5.6	“Gauss II”	
6	3.1 $\mu s$	0.18	−7.4	“Gauss II”	
7	5.0 $\mu s$	0.72	−1.4	“Gauss II”	
8	6.0 $\mu s$	0.69	−1.6	“Gauss II”	
9	7.2 $\mu s$	0.21	−6.7	“Gauss II”	
10	8.1 $\mu s$	0.1	−9.8	“Gauss II”	
11	10.0 $\mu s$	0.03	−15.1	“Gauss II”	

## COST 207信道模型:恶劣城区(3) (了解)

### ❖6径恶劣城区(BU)信道模型参数

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau_\ell'$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(iii) Bad Urban (BU): 6-path channel model (alternative)					
0	$0.0\ \mu s$	0.56	-2.5	“Jakes”	$2.5\ \mu s$
1	$0.3\ \mu s$	1	0	“Jakes”	
2	$1.0\ \mu s$	0.5	-3	“Gauss I”	
3	$1.6\ \mu s$	0.32	-5	“Gauss I”	
4	$5.0\ \mu s$	0.63	-2	“Gauss II”	
5	$6.6\ \mu s$	0.4	-4	“Gauss II”	



# COST 207信道模型:山地(1) (了解)

## ❖12径丘陵地形(HT)信道模型参数

Path no. $\ell$	Propagation delay $\tau_\ell'$	Relative path power		Doppler PSD $S_{\tau'}(\tau')$	Delay spread $B_{\tau'}^{(2)}$
		(linear)	(dB)		
(i) Hilly Terrain (HT): 12-path channel model					
0	$0.0 \mu s$	0.1	−10	“Jakes”	$5.0 \mu s$
1	$0.2 \mu s$	0.16	−8	“Jakes”	
2	$0.4 \mu s$	0.25	−6	“Jakes”	
3	$0.6 \mu s$	0.4	−4	“Gauss I”	
4	$0.8 \mu s$	1	0	“Gauss I”	
5	$2.0 \mu s$	1	0	“Gauss I”	
6	$2.4 \mu s$	0.4	−4	“Gauss II”	
7	$15.0 \mu s$	0.16	−8	“Gauss II”	
8	$15.2 \mu s$	0.13	−9	“Gauss II”	
9	$15.8 \mu s$	0.1	−10	“Gauss II”	
10	$17.2 \mu s$	0.06	−12	“Gauss II”	
11	$20.0 \mu s$	0.04	−14	“Gauss II”	

# COST 207信道模型:山地(2) (了解)

## ❖12径丘陵地形(HT)信道模型参数(替换)

Path no. $\ell$	Propagation delay $\tau_\ell'$	Relative path power		Doppler PSD $S_{\tau'}(\tau')$	Delay spread $B_{\tau'}^{(2)}$
		(linear)	(dB)		
(ii) Hilly Terrain (HT): 12-path channel model (alternative)					
0	$0.0\ \mu s$	0.1	−10	“Jakes”	$5.0\ \mu s$
1	$0.1\ \mu s$	0.16	−8	“Jakes”	
2	$0.3\ \mu s$	0.25	−6	“Jakes”	
3	$0.5\ \mu s$	0.4	−4	“Jakes”	
4	$0.7\ \mu s$	1	0	“Gauss I”	
5	$1.0\ \mu s$	1	0	“Gauss I”	
6	$1.3\ \mu s$	0.4	−4	“Gauss I”	
7	$15.0\ \mu s$	0.16	−8	“Gauss II”	
8	$15.2\ \mu s$	0.13	−9	“Gauss II”	
9	$15.7\ \mu s$	0.1	−10	“Gauss II”	
10	$17.2\ \mu s$	0.06	−12	“Gauss II”	
11	$20.0\ \mu s$	0.04	−14	“Gauss II”	

## COST 207信道模型:山地(3) (了解)

### ❖ 6径丘陵地形(HT)信道模型参数

Path no.	Propagation delay	Relative path power		Doppler PSD	Delay spread
$\ell$	$\tau_\ell'$	(linear)	(dB)	$S_{\tau'}(\tau')$	$B_{\tau'}^{(2)}$
(iii) Hilly Terrain (HT): 6-path channel model (alternative)					
0	$0.0\ \mu s$	1	0	“Jakes”	$5.0\ \mu s$
1	$0.1\ \mu s$	0.71	−1.5	“Jakes”	
2	$0.3\ \mu s$	0.35	−4.5	“Jakes”	
3	$0.5\ \mu s$	0.18	−7.5	“Jakes”	
4	$15\ \mu s$	0.16	−8.0	“Gauss II”	
5	$17.2\ \mu s$	0.02	−17.7	“Gauss II”	

# 移动通信系统的典型信道模型（了解）

## ❖ 3GPP LTE信道模型

### ■ 技术规范

◆ 3GPP TS 36.104: “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception “

■ 为开发及测试第4代移动通信技术推出

- 3种典型多径信道参数

◆ 扩展步行A模型、扩展车载A模型、  
扩展典型城区模型



# 3GPP LTE信道模型（了解）

- 多普勒谱类型：经典多普勒谱

$$S(f) \propto 1/(1 - (f / f_D)^2)^{0.5}$$

- 多径参数

Table B.2-2 Extended Vehicular A model (EVA)

Excess tap delay [ns]	Relative power [dB]
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

Table B.2-1 Extended Pedestrian A model (EPA)

Excess tap delay [ns]	Relative power [dB]
0	0.0
30	-1.0
70	-2.0
90	-3.0
110	-8.0
190	-17.2
410	-20.8

Table B.2-3 Extended Typical Urban model (ETU)

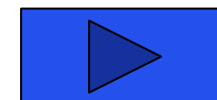
Excess tap delay [ns]	Relative power [dB]
0	-1.0
50	-1.0
120	-1.0
200	0.0
230	0.0
500	0.0
1600	-3.0
2300	-5.0
5000	-7.0

## 2.5.7 衰落特性的度量(了解)

### ❖ 衰落包络与时间的关系

- 电平通过率
- 衰落持续时间
- 衰落深度

◆ 信号有效值与该次衰落的信号最小值的差值



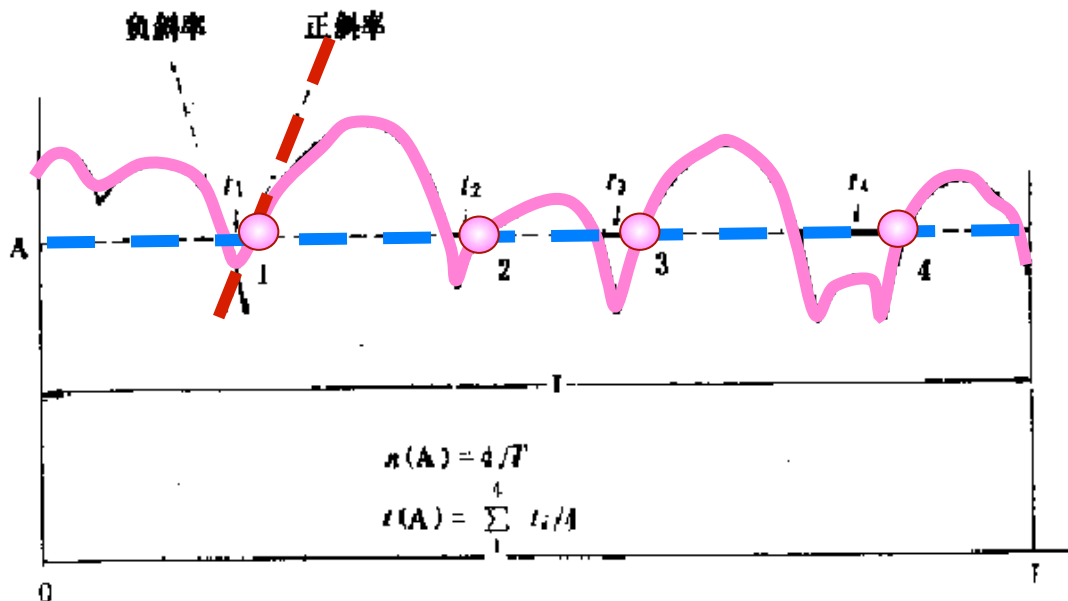
## ❖ 电平通过率

### ■ LCR (Level Cross Rate)

◆ 即信号包络单位时间内通过某一规定电平值的平均次数

◆ 衰落率是LCR的一个特例

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



➤ 瑞利分布

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

$$\rho = \frac{R}{R_{rms}}$$

$$R_{rms} = \sqrt{2}\sigma$$

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

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

❖ 举例，对一个瑞利衰落信号，在 $f_m=20\text{Hz}$ 时，试计算 $p=1$ 时的电平通过率，如此时载频为 $900\text{MHz}$ ，求此时移动台的最大移动速度

■ 由电平通过率的定义

$$N(R) = \sqrt{2\pi} \times 20 \times 1 \times e^{-1^2}$$

$$N(R) = 18.44$$

■ 由多普勒和速度的关系

$$V = f_m \lambda = f_m C / f$$

$$V = 20 \times 3e8 / 900e6 = 6.667 \text{ m/s} = 24 \text{ km/h}$$



## 2.5.7 衰落特性的度量(了解)

### ❖ 衰落持续时间

- 即信号包络低于某个给定电平值的概率与该电平对应的电平通过率之比。
- ADF (Average Duration of Fades)

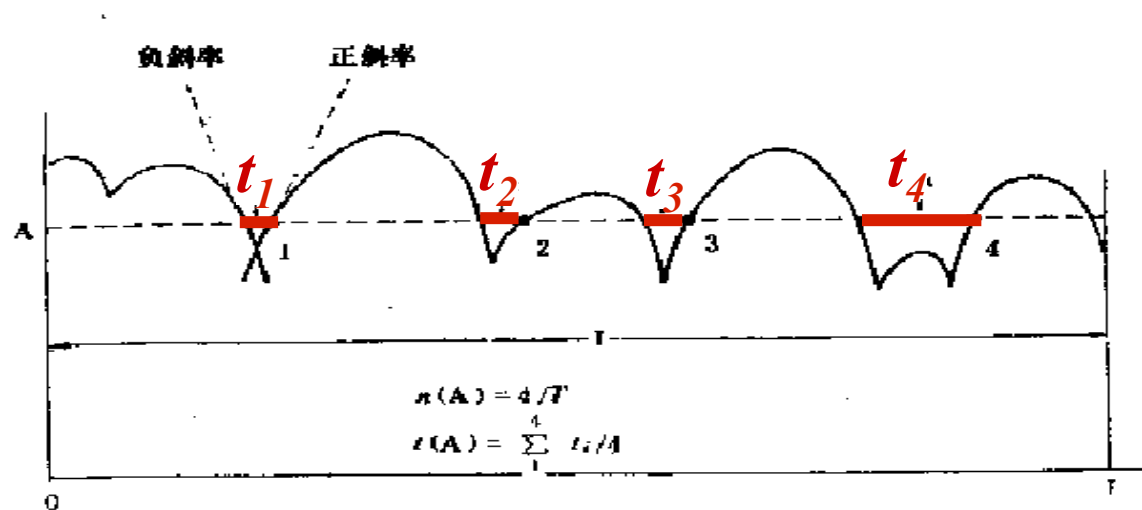
$$t_R = P(r \leq R) / N_R$$

#### • 瑞利衰落

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

## 2.5.7 衰落特性的度量(了解)

◆ 图中衰落持续时间为 $t_1+t_2+t_3+t_4$ ，平均衰落持续时间为 $t_R=(t_1+t_2+t_3+t_4)/4$



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

❖ 举例，对瑞利衰落信号，在 $f_m=200\text{Hz}$ 时，分别计算 $p=0.01$ ， $0.1$  和  $1$ 时的平均衰落持续时间

■ 由平均衰落持续时间的定义

◆  $p=0.01$   $\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times 200 \times 0.01} (e^{0.01^2} - 1) = 19.9\mu\text{s}$

◆  $p=0.1$   $\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times 200 \times 0.1} (e^{0.1^2} - 1) = 200\mu\text{s}$

◆  $p=1$   $\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times 200 \times 1} (e^{1^2} - 1) = 3.43\text{ms}$

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

❖ 举例，对瑞利衰落信号，在 $f_m=20\text{Hz}$ 时，计算 $p=0.707$ 的平均衰落持续时，如果已知二进制数字调制的 $R_b=50\text{bps}$ ，此时的衰落相对符号周期快还是慢？

■ 由平均衰落持续时间的定义

◆  $p=0.707$   $\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times 20 \times 0.707} (e^{0.707^2} - 1) = 18.3\text{ms}$

■ 此时的符号周期  $T_b = \frac{1}{R_b} = 20\text{ms}$   $T_b < \tau_R$

■ 此时衰落相对符号周期为快衰落

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

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

❖ 举例，对瑞利衰落信号，已知二进制数字调制的  $R_b=50\text{bps}$ ，在  $f_m=20\text{Hz}$  时，假设1个比特在该比特持续时间内只要出现  $p<0.1$  的衰落就会错误，估计平均每秒错误比特数？

- $p=0.1$      $\tau_R = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times 200 \times 0.1} (e^{0.1^2} - 1) = 200\mu\text{s}$
- $T_b < \tau_R$ ，1次衰落只会影响1个比特
- 每出现一次  $p<0.1$  的衰落，就会错误1个比特
- 每秒的错误比特个数等于出现  $p<0.1$  的电平通过率
- $p=0.1$  时的电平通过率为  $N(R) = \sqrt{2\pi} \times 20 \times 0.1 e^{-0.1^2} = 4.96$
- 每秒的平均比特错误率为  $5 / 50 = 0.1(\text{bit} / \text{s})$

## 2.5.7 衰落特性的度量(了解)

### ❖ 衰落特性的度量

#### ■ 工程意义

- ◆ 当接收信号电平低于接收机门限电平时，就可能导致语音中断或者误比特率突然增大。
- ◆ 帮助判定语音受影响的程度，以及在数字通信中是否会发生突发性错误和突发错误的长度。

对于设计纠错控制编码和分集方案十分有用！

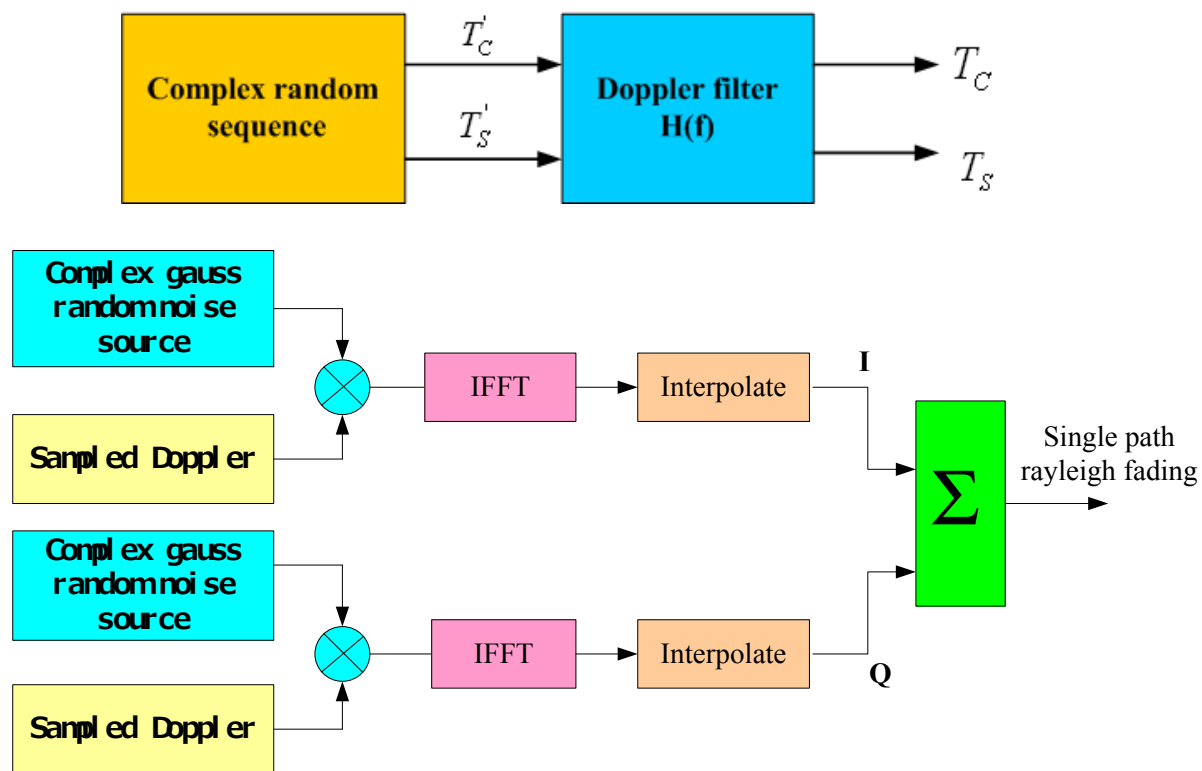
## 2.5.8衰落信道建模与仿真(了解)

### ❖信道建模（如何体现空、时、频三维特性）

- 时间维：建立具有多普勒频谱特性的单径（平坦）衰落
- 频率维：建立多径衰落
- 空间维：建立多天线、多通道衰落

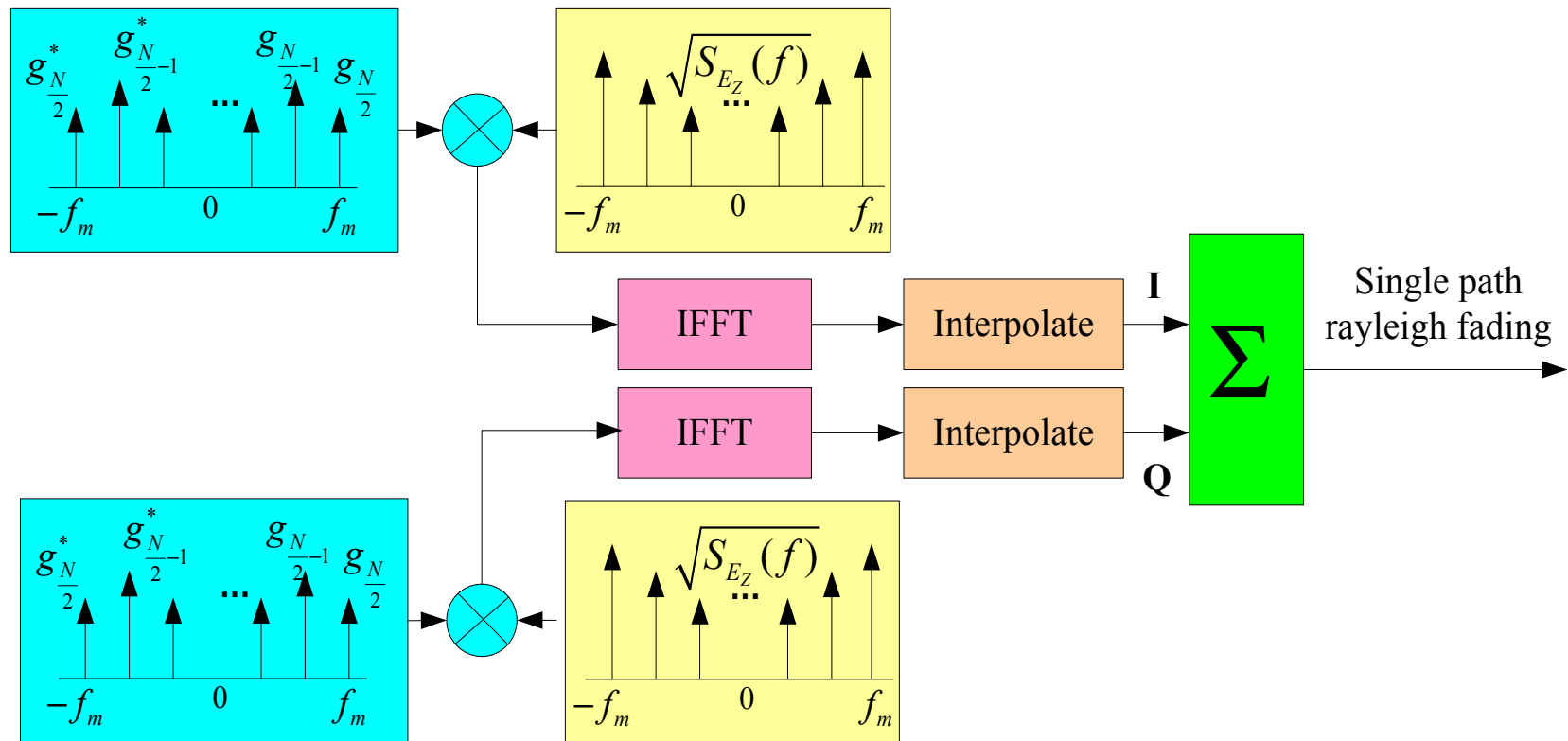
## 2.5.8 衰落信道建模与仿真(简介)

❖ 时间维：产生单径的时间连续的衰落  
(具有多普勒频率特性)



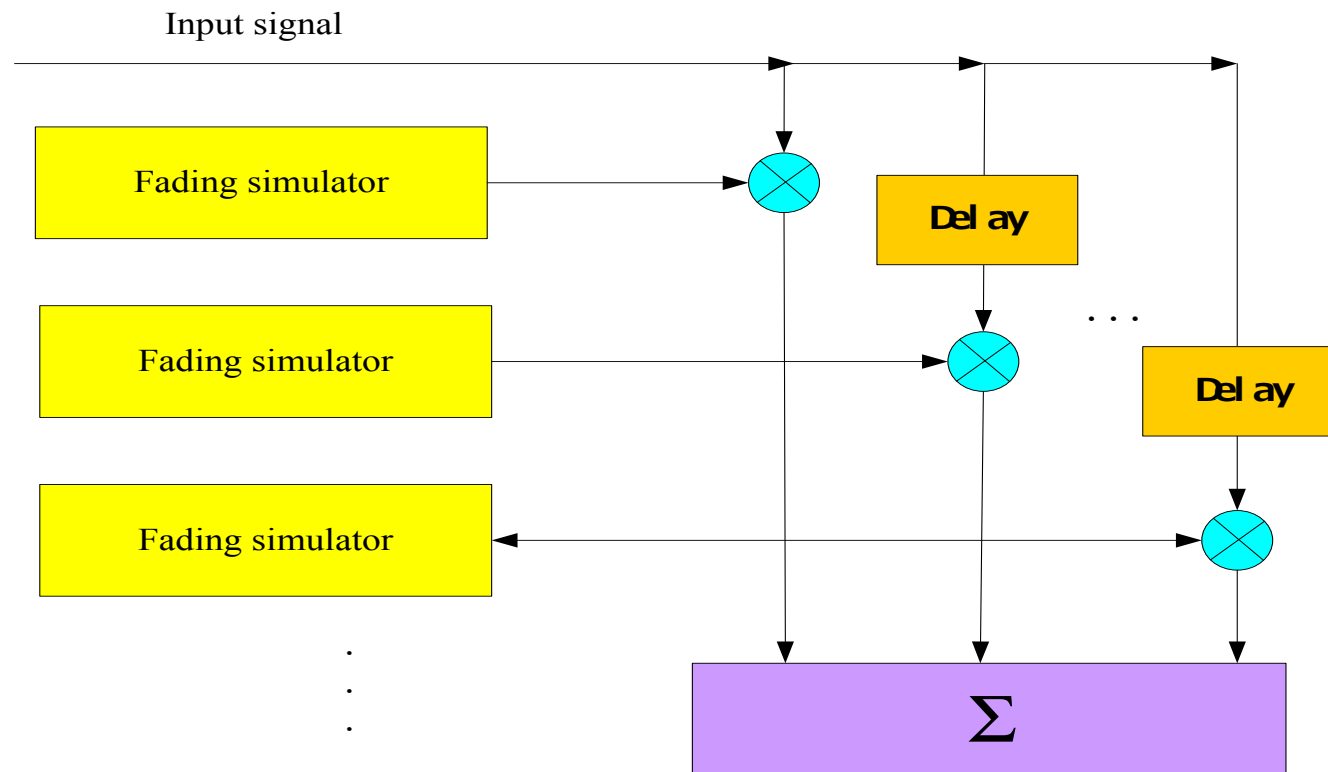


## 2.5.8 衰落信道建模与仿真(简介)



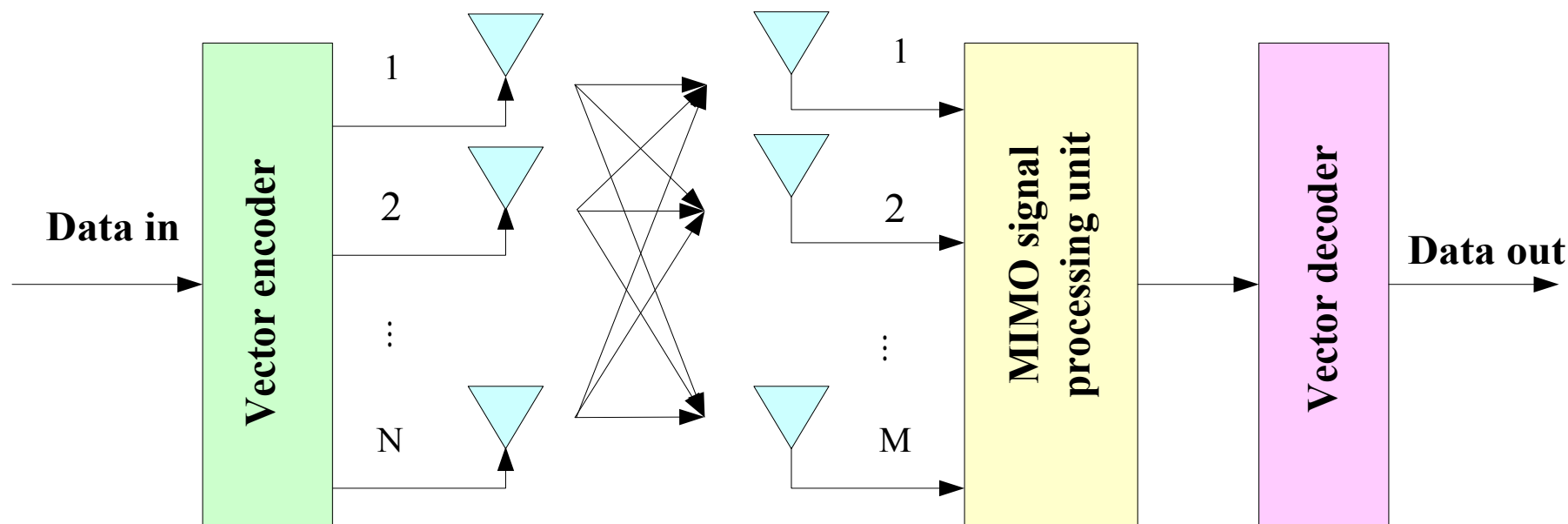
## 2.5.8衰落信道建模与仿真(了解)

### ❖ 频率维：建立多径模型



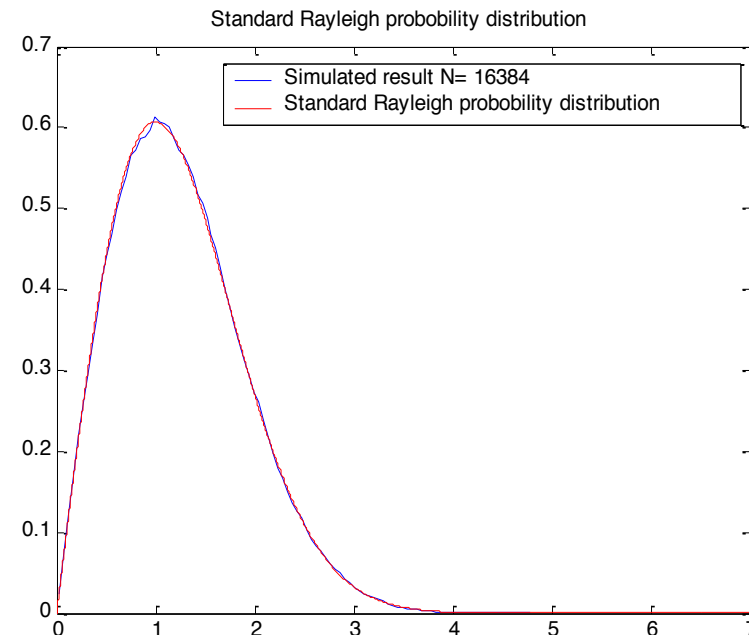
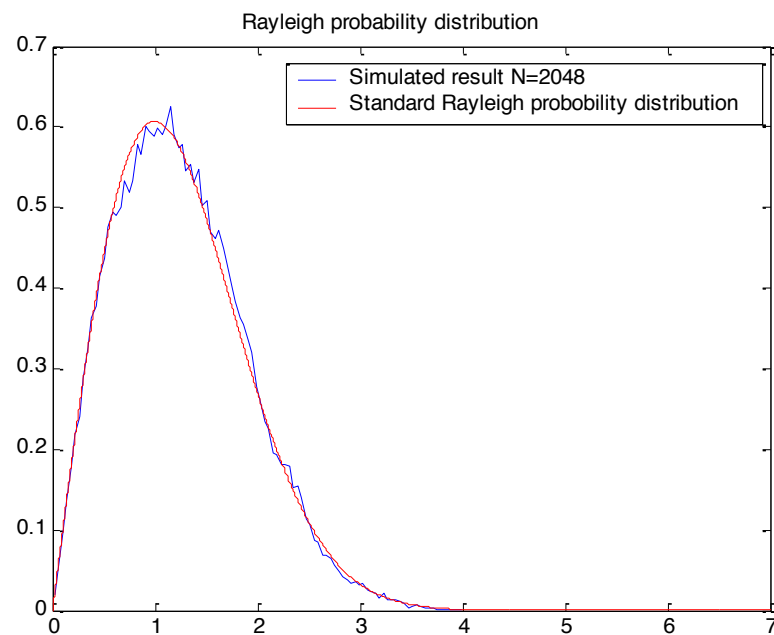
## 2.5.8衰落信道建模与仿真(了解)

❖空间维：建立多入多出的空间信道

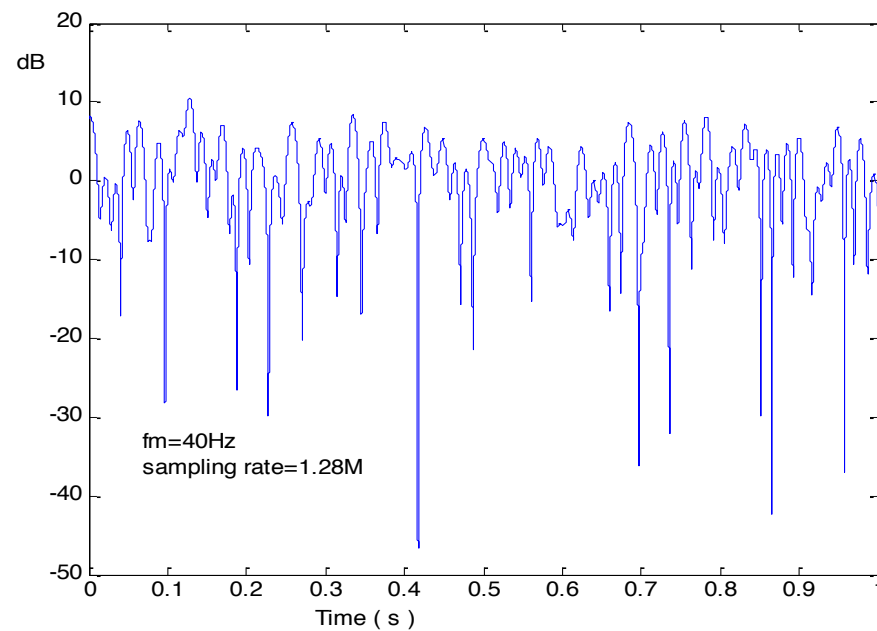
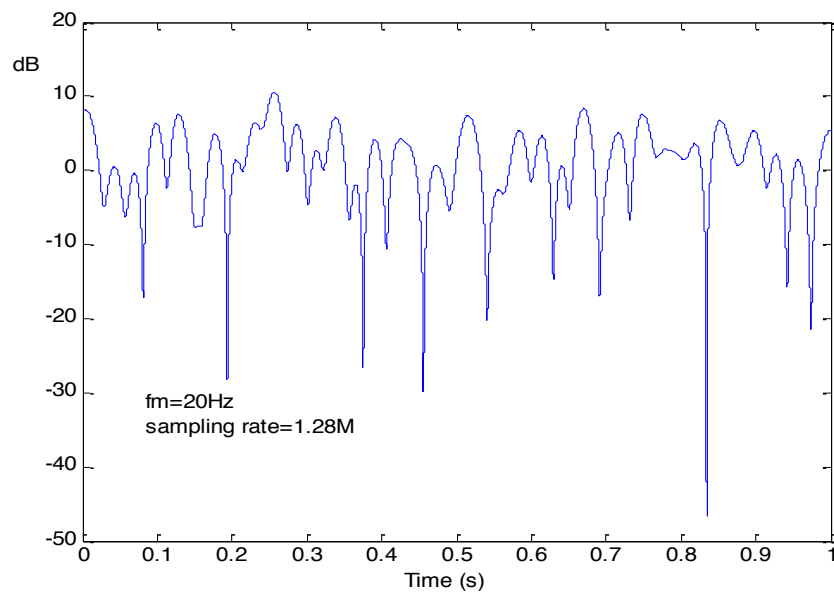


## 2.5.8衰落信道建模与仿真(了解)

### ❖仿真结果



## 2.5.8衰落信道建模与仿真(了解)



## 2.6 电波传播损耗预测模型(目次)

- ❖ 用途: 无线网络工程设计中, 计算无线路径的传播损耗, 确定无线蜂窝小区的服务覆盖区域。
- ❖ 常用的电波传播损耗预测模型
  - Okumura-Hata模型
  - COST-231 Hata模型
  - CCIR模型
  - LEE模型
  - COST 231 Walfisch-Ikegami (WIM) 模型



## 2.6 电波传播损耗预测模型(目录)

### ❖ Okumura-Hata模型

#### ■ 相关参数

◆ 传播距离、工作频率、基站天线高度、移动台天线高度、小区类型校正因子、地形校正因子

◆ 计算郊区 and 开阔区需要加入修正因子

- 经验公式，应用频率150~1500MHz，小区半径小于1km的宏蜂窝，基站天线高度30~200m，移动台天线高度1~10m

## 2.6 电波传播损耗预测模型(自学)

### ❖ COST-231 Hata模型

- Euro-COST组开发
- 应用频率1500~2000MHz，小区半径小于1km的宏蜂窝，基站天线高度30~200m，移动台天线高度1~10m
- 与Okumura-Hata模型的主要区别在于
  - ◆ 频率衰减系数不同
  - ◆ 增加了大城市中心衰减(路径损耗增加3dB)



## 2.6 电波传播损耗预测模型(目

### ❖ CCIR模型

- 反映自由空间路径损耗和地形引入的路径损耗联合效果的经验公式
- 是Hata模型在城市传播环境下的应用

### ❖ LEE模型

- 特点:
  - ◆ 主要参数易于根据测量值调整, 模型准确性大大提高, 适合本地无线传播环境
  - ◆ 路径损耗预测算法简单, 计算速度快
- LEE宏蜂窝模型
  - ◆ 分为无阻挡、有阻挡和水面反射三种情况
- LEE微蜂窝模型

## 2.6 电波传播损耗预测模型(自学)

### ❖ COST 231 WI模型

- 广泛用于建筑物高度近似一致的郊区和城区环境
- 使用的有效范围是:  $800\text{MHz} \leq f \leq 2\,000\text{MHz}$ ,  
 $4\text{m} \leq h_B \leq 50\text{m}$ ,  $1\text{m} \leq h_m \leq 10\text{m}$ ,  $0.02\text{km} \leq d \leq 5\text{Km}$
- 分为视距 (LOS) 和非视距 (NLOS) 传播两种情况

### ❖ 传播模型的使用

- 使用范围
- 应用方法、模型的评价

# 小结

## ❖移动信道的特点和实质。

- 移动信道下的电波传播机制（直射波、反射波、绕射波、散射波）
- 移动信道三大衰落（频率选择性衰落、时间选择性衰落、空间选择性衰落）
- 移动信道三大效应（阴影效应、多径效应、多普勒效应）