



## 第5章 移动无线电波传播： 小尺度衰落和多径效应

北京邮电大学电信工程学院  
无线理论与技术研究室  
韦再雪

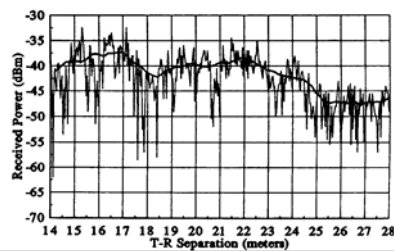


### 本章概述 (1)

■重要概念：小尺度衰落、多径传播

■小尺度衰落

- 指无线电信号在短时间或短距离传播后幅度、相位或多径时延的快速变化。
- 多径传播是导致小尺度衰落的重要原因。

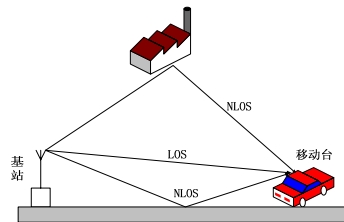




## 本章概述 (2)

### ■ 多径传播

- 同一传输信号延两个或多个路径传播，来自不同路径的信号（多径波）在到达接收机时存在时间差，引起合成信号幅度和相位的急剧变化。
- 合成信号的变化程度取决于多径波的强度、相对传播时间、传播信号带宽。



2008-4-20

3



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

2008-4-20

4



## § 5.1 小尺度多径传播 (1)

- 由多径带来的3个主要的小尺度衰落效应
  - 经过短距和短时传播后信号的急速变化
  - 在不同的多径信号上, 存在着时变的多普勒 (Doppler) 频移所引起的随机频率调制
  - 多径传播时延引起的时间弥散 (回音)
- 3种弥散
  - 时间弥散 (Time dispersion)
  - 频率弥散 (Frequency dispersion)
  - 角度弥散 (Angular dispersion)



## § 5.1 小尺度多径传播 (2)

- 影响小尺度衰落的因素
  - 多径传播
  - 移动台的移动速度
  - 环境物体的运动速率
  - 信号的传输带宽



## § 5.1 小尺度多径传播 (3)

### ■ 多普勒频移

- 移动台的移动引起  $\Delta l$  的变化
- 路径差  $\rightarrow$  时延差  $\rightarrow$  角度差  $\rightarrow$  频率变化

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta$$

- 讨论: 移动台运动方向

对多普勒频移的影响?

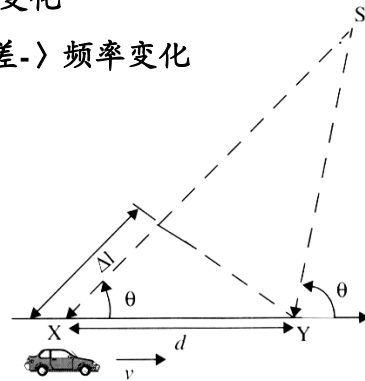


Figure 5.1 Illustration of Doppler effect.

2008-4-20

7



## § 5.1 小尺度多径传播 (4)

■ 例5.1 已知  $f_c = 1850\text{MHz}$  ,  $v = 60\text{mph}$  , 计算

以下情况下的接收机载波频率:

- 汽车沿直线朝发射机运动;
- 汽车沿直线背向发射机运动;
- 汽车运动方向与入射波方向成直角。

2008-4-20

8



## § 5.1 小尺度多径传播 (5)

■ 解:  $\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{1850 \times 10^6} = 0.162\text{m}$  ,  $v = 60\text{mph} = 26.82\text{m/s}$

- 当汽车沿直线向发射机运动  $\theta = 0$  ,

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{26.12\text{m/s}}{0.162\text{m}} = 165.56\text{Hz}$$

$$f = f_c + f_d = 1850 \times 10^6 + 165.56 \approx 1850.000166\text{MHz}$$

- 当汽车背离发射机运动  $\theta = 180^\circ$

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{26.12\text{m/s}}{0.162\text{m}} \cos \pi = -165.56\text{Hz}$$

$$f = f_c + f_d = 1850 \times 10^6 - 165.56 \approx 1849.999834\text{MHz}$$

- 当汽车运动方向与入射波成直角  $\theta = 90^\circ$

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = 0, f = f_c = 1850 \times 10^6$$



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- [§ 5.2 多径信道的冲激响应](#)
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (1)

### ■ 无线信道建模

- 移动无线信道可建模为一个具有时变冲激响应特性的线性滤波器
  - » 时变: 由于接收机空间运动引起
- 冲激响应是信道的重要特性
  - » 可用于预测和比较不同移动通信系统的性能
  - » 可用于预测给定信道条件下的传输带宽

2008-4-20

11



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (2)

### ■ 以时间和空间为函数的移动无线信道建模

- 时变严格由接收机的空间运动引起
- 信道冲激响应  $h(d, t)$

$$y(d, t) = x(t) \otimes h(d, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau$$

- 对于因果系统  $y(d, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau$

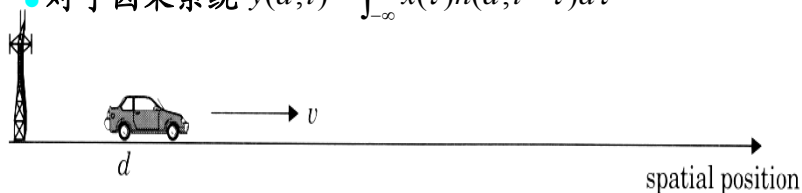


Figure 5.2 The mobile radio channel as a function of time and space.

2008-4-20

12



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (3)

■ 假设移动台以恒定速度  $v$  运动, 有  $d = vt$

■ 所以  $y(v, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau$

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(vt, t - \tau) d\tau = x(t) \otimes h(vt, t) = x(t) \otimes h(d, t)$$



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (4)

■ 在实际移动通信系统中, 当短时和短距, 可认为  $v$  为定值,  $h(d, t - \tau) = h(vt, t - \tau)$ , 可写为  $h(t, \tau)$

■ 令  $x(t)$  表示所传播的带通信号波形

■ 令  $y(t)$  表示接受信号波形

■  $h(t, \tau)$  表示时变多径信道冲激响应

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t, \tau) d\tau = x(t) \otimes h(t, \tau)$$

特定  $t$  值下的  
多径时延



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (5)

### ■ 带通冲激响应模型和基带等效信道冲激响应模型

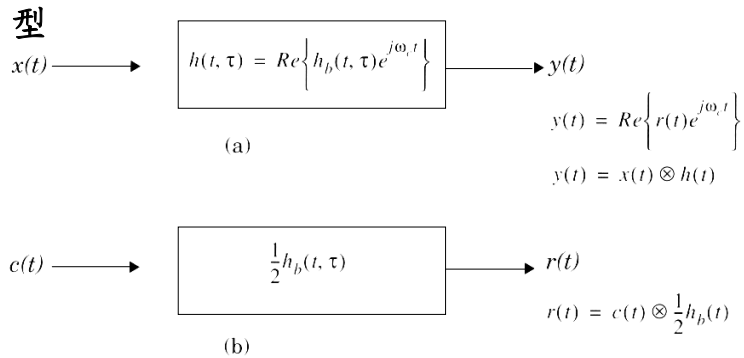


Figure 5.3 (a) Bandpass channel impulse response model; (b) baseband equivalent channel impulse response model.

2008-4-20

15



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (6)

### ■ 将冲激响应的多径时延 $\tau$ 离散化为相同的时延段:

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \exp\{j[2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)]\} \delta[\tau - \tau_i(t)]$$

- 其中,  $N$  为相等间隔的多径分量的最大数目 (包括第一次到达的分量);
- $a_i(t, \tau), \tau_i(t)$  分别为在  $t$  时刻第  $i$  个多径分量的实际幅度和附加时延;
- $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$  为第  $i$  个多径分量在自由空间传播的相移, 再加上信道中的附加时延;
- $\delta(\bullet)$  为单位冲激函数。

2008-4-20

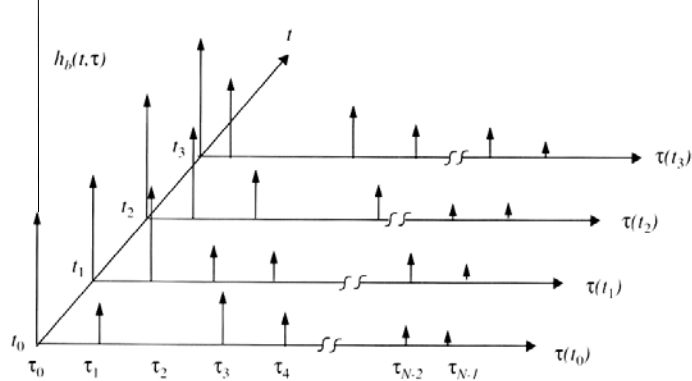
16





## § 5.2 多径信道的冲激响应 (7)

### ■ 基带等效信道冲激响应模型



**Figure 5.4** An example of the time varying discrete-time impulse response model for a multipath radio channel. Discrete models are useful in simulation where modulation data must be convolved with the channel impulse response [Tra02].



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (8)

- 假设信道冲激响 (至少在一小段时间或距离间隔内) 应具有时不变性
- 对信道冲激响应模型进行简化

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(\tau) \exp\{j\theta_i\} \delta(\tau - \tau_i)$$



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (9)

### ■ $h_b(\tau)$ 的测量或预测

- 发端采用近似  $h_b(\tau)$  的测试脉冲  $p(t) \approx \delta(t-\tau)$

### ■ 功率延迟分布的求解

- 当  $p(t)$  的持续时间比多径信道冲激响应小得多, 则本地功率延迟分布表示为

$$p(\tau) = k |h_b(t, \tau)|^2$$



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (10)

### ■ 带宽与接收功率之间的关系

- 相同多径信道中, 具有不同带宽的两种信号, 具有完全不同的小尺度衰落。

### ■ 情况1: 周期窄脉冲信号通过多径信道

- 设有规律的无线信号为  $x(t) = \text{Re}\{p(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$ 
  - » 其中,  $p(t)$  为具有窄宽度  $T_{bb}$  的重复基带脉冲序列;
  - » 重复周期  $T_{REP}$  远大于信道附加时延的最大测量值  $\tau_{\max}$  ;
  - » 输入宽带脉冲  $p(t) = 2\sqrt{\tau_{\max}/T_{bb}}, 0 \leq t \leq T_{bb}$ , 可获得近似  $h_b(t, \tau)$  的输出。



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (11)

### ■ 情况1 (续1)

- 低通信道的输出

$$r(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i [\exp(j\theta_i)] \cdot p(t - \tau_i)$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \cdot \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \operatorname{rect} \left[ \frac{t - \tau_i}{T_{bb}} - \frac{1}{2} \right]$$

- 则  $t_0$  时刻的功率

$$|r(t_0)|^2 = \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} r(t) \times r^*(t) dt$$

$$= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_j(t_0) a_i(t_0) p(t - \tau_j) p(t - \tau_i) \exp(j(\theta_j - \theta_i)) \right\} dt$$

2008-4-20

21



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (11)

### ■ 情况1 (续2)

- 如果所有多径分量都由测试脉冲  $p(t)$  确定, 则对于所有  $j \neq i$ , 均有  $|\tau_j - \tau_i| > T_{bb}$
- 并且

$$|r(t_0)|^2 = \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \left( \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) p^2(t - \tau_k) \right) dt$$

$$= \frac{1}{\tau_{\max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \int_0^{\tau_{\max}} \left\{ \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \operatorname{rect} \left[ \frac{t - \tau_i}{T_{bb}} - \frac{1}{2} \right] \right\}^2 dt$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)$$

2008-4-20

22



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (12)

### ■ 情况1 (续3)

- 分析: 对于情况1, 接收总功率仅与多径分量各自的功率总和有关。
- 假设多径分量接收的功率构成了一个随机过程, 其中各分量有随机分布的幅度和相位, 则测量宽带波形的平均小尺度接收功率为

$$E_{a,\theta}[P_{WB}] = E_{a,\theta}\left[\sum_{i=0}^{N-1} |a_i \exp(j\theta_i)|^2\right] \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2}$$

- ▶ 其中  $E_{a,\theta}[\bullet]$  表示  $a_i, \theta_i$  所有可能值的总体平均;
- ▶ 所有上划线表示本地范围内用多径测量设备测出的测量值的样本平均值。

2008-4-20

23



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (13)

### ■ 情况1 (续4)

- **结论:** 若传输信号能分离出多个路径, 则小尺度接收功率就是各多径分量接收功率之和。

### ■ 情况2

- 用连续波 (CW) 信号取代脉冲信号, 传输信道同情况1, 令输入信号复包络为  $c(t) = 2$

- 则瞬时接收信号复包络为  $r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau))$

- 瞬时功率

$$|r(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2$$

影响接收信号强度的因素:  $a_i, \theta_i$

在本地几乎不变

2008-4-20

24



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (14)

### ■ 情况2 (续1)

- 本地范围内的平均接收功率

$$\begin{aligned}
 E_{a,\theta}[P_{CW}] &= E_{a,\theta} \left[ \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i) \right|^2 \right] \\
 &= \overline{\left[ (a_0 e^{j\theta_0} + a_1 e^{j\theta_1} + \dots + a_{N-1} e^{j\theta_{N-1}}) \times (a_0 e^{-j\theta_0} + a_1 e^{-j\theta_1} + \dots + a_{N-1} e^{-j\theta_{N-1}}) \right]} \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2} + 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=i+1}^{N-1} r_{ij} \overline{\cos(\theta_i - \theta_j)}
 \end{aligned}$$

» 其中,  $r_{ij}$  为路径幅度相关系数。  $r_{ij} = E_a[a_i a_j]$



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (15)

### ■ 情况2 (续2)

- 引起接收功率变化的主要因素:  $r_{ij}, \theta_i - \theta_j$
- 当  $r_{ij} = 0$ , 或  $\overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} = 0$ , 本地范围内的CW信号平均功率等于宽带信号的平均接收功率;
- 这种情况出现在多径信号相位分布在  $[0, 2\pi]$  之间, 或路径幅度互不相关。



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (16)

### ■ 总结

- 本地范围接收的宽带及窄带信号的总平均功率是相等的;
- 当传输信号带宽远大于信号带宽时, 多径结构在任何时刻都可以被接收机分离;
- 若传输信号带宽很窄, 则多径不能被接收机分离;
- 许多未分离的多径分量的相移会导致大幅度信号起伏。

2008-4-20

27



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (16)

### ■ 宽带测量脉冲与CW发射信号的比较

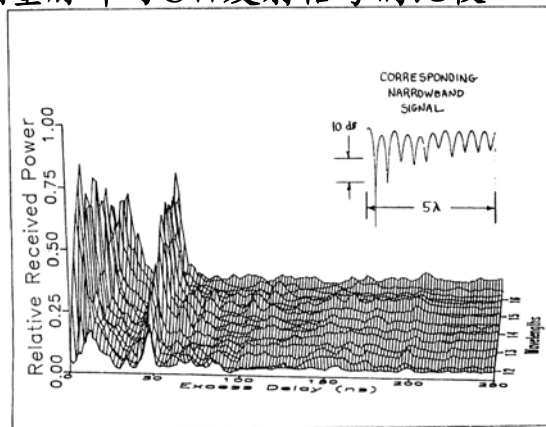


Figure 5.5 Measured wideband and narrowband received signals over a  $5\lambda$  (0.375 m) measurement track inside a building. Carrier frequency is 4 GHz. Wideband power is computed using Equation (5.19), which can be thought of as the area under the power delay profile. The axis into the page is distance (wavelengths) instead of time.

2008-4-20

28



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (16)

■ 例5.3  $v = 10\text{m/s}$ ,  $f_c = 1000\text{MHz}$ , 2个多径分量

- 分量1: 在  $\tau = 0$  时刻到达, 初始相位为  $0^\circ$ , 功率为  $-70\text{dBm}$
- 分量2: 在  $\tau = 1\mu\text{s}$  时刻到达, 初始相位为  $0^\circ$ , 功率比分量1降低  $3\text{dB}$ 。
- 假设移动台朝向分量1入射方向且背向分量2移动, 计算在  $0 \sim 0.5\text{s}$  之间, 以  $0.1\text{s}$  为间隔的每个时刻瞬时窄带功率; 比较各间隔内窄带与宽带平均接收功率。



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (17)

■ 解:

- $v = 10\text{m/s}$ , 则  $0.1\text{s}$  内运动的距离为  $1\text{m}$ 。

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{1000 \times 10^6} = 0.3\text{m}$$

- $-70\text{dBm} = 100\text{pW}$ ,  $-70\text{dBm} - 3\text{dB} = 50\text{pW}$

- 当  $t = 0$ ,

$$\begin{aligned} |r(t)|^2 &= \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \\ &= \left| \sqrt{100\text{pW}} \times \exp(0) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(0) \right|^2 \\ &= 291\text{pW} \end{aligned}$$



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (18)

### ■解 (续1) :

- 当移动台运动, 两个多径分量的相位发生变化,  $\theta_1$  为正,  $\theta_2$  为负;

- 在每个0.1s内,  $\theta_i (i=1,2)$  的变化

$$\Delta\theta_1 = -\Delta\theta_2 = \frac{2\pi d}{\lambda} = \frac{2\pi vt}{\lambda} = \frac{2\pi \times 10 \times 0.1}{0.3} \approx 120^\circ$$

- 由此,  $t=0.1s$ ,  $\theta_1 = 120^\circ, \theta_2 = -120^\circ$

$$\begin{aligned} |r(t)|^2 &= \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \\ &= \left| \sqrt{100\text{pW}} \times \exp(j120) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(-j120) \right|^2 \\ &= 79.3\text{pW} \end{aligned}$$

2008-4-20

31



## § 5.2 多径信道的冲激响应 (19)

### ■解 (续2) :

- $t=0.2s$ ,  $\theta_1 = 240^\circ, \theta_2 = -240^\circ$

$$\begin{aligned} |r(t)|^2 &= \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j\theta_i(t, \tau)) \right|^2 \\ &= \left| \sqrt{100\text{pW}} \times \exp(j240) + \sqrt{50\text{pW}} \times \exp(-j240) \right|^2 \\ &= 79.3\text{pW} \end{aligned}$$

- $t=0.3s$ ,  $\theta_1 = 360^\circ, \theta_2 = -360^\circ, |r(t)|^2 = 291\text{pW}$

- $t=0.4s$ ,  $|r(t)|^2 = 79.3\text{pW}$

- $t=0.5s$ ,  $|r(t)|^2 = 79.3\text{pW}$

2008-4-20

32





## § 5.2 多径信道的冲激响应 (20)

### ■ 解 (续3):

- 平均窄带功率  $\frac{2 \times 291 + 4 \times 79.3}{6} \text{pW} = 149 \text{pW}$

- 平均宽带功率  
$$E_{a,\theta} [P_{WB}] = E_{a,\theta} \left[ \sum_{i=0}^{N-1} |a_i \exp(j\theta_i)|^2 \right] = \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2}$$

$$E_{a,\theta} [P_{WB}] = 100 \text{pW} + 50 \text{pW} = 150 \text{pW}$$

### ■ 分析

- 当运动时间超过0.5s时, 宽带与窄带接收功率几乎相同;
- 但在观察时间间隔内, 窄带信号有衰减, 而宽带信号保持恒定不变。



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.3 小尺度多径测量 (1)

### ■ 主要测量技术

- 直接脉冲测量
- 扩频滑动相关测量
- 扫频测量

2008-4-20

35



## § 5.3 小尺度多径测量 (2)

### ■ 直接射频脉冲系统

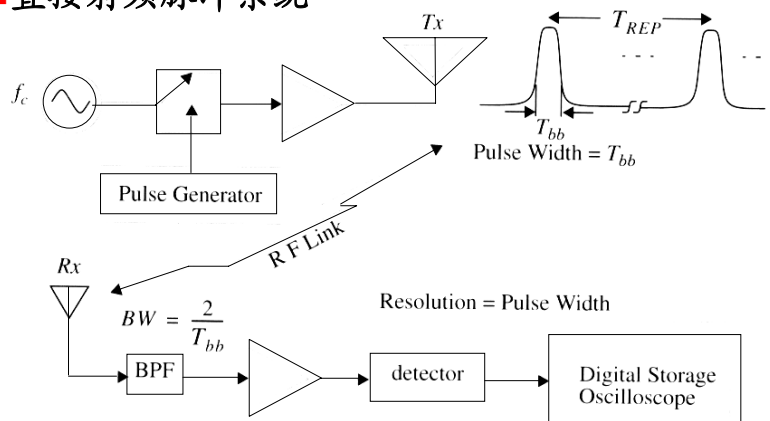


Figure 5.6 Direct RF channel impulse response measurement system.

36



## § 5.3 小尺度多径测量 (3)

### ■ 直接射频脉冲系统 (续)

#### ● 测量原理

- » 重复发送宽度为 $T_{\text{bit}}$ 的脉冲，接收机采用一个带宽为 $BW = 2/T_{\text{bit}}$  Hz的带通型滤波器接收信号，再经过包络检波、放大、存储、显示。
- » 可直接得到信道冲激响应与探测脉冲卷积结果的平方值。

#### ● 测量精度

- » 多径分量间最小可分离时延等于探测脉冲宽度 $T_{\text{bit}}$ 。

#### ● 主要问题

- » 受干扰与噪声影响严重；首脉冲受干扰可能导致系统无法正确激发。
- » 无法检测到多径分量各自的相位（由于使用包络检波）。

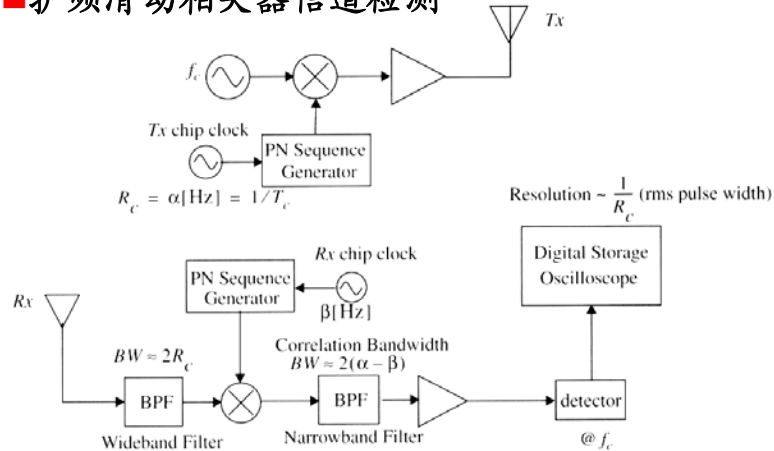
2008-4-20

37



## § 5.3 小尺度多径测量 (4)

### ■ 扩频滑动相关器信道检测



2008- Figure 5.7 Spread spectrum channel impulse response measurement system.

8



## § 5.3 小尺度多径测量 (5)

### ■ 扩频滑动相关器信道检测 (续1)

#### ● 检测原理

- » 采用宽带混频器加窄带接收机检测信号。
- » 发送扩频信号的功率谱包络为

$$S(f) = \left[ \frac{\sin \pi (f - f_c) T_c}{\pi (f - f_c) T_c} \right]^2 = Sa^2 (\pi (f - f_c) T_c)$$

- » 零到零射频带宽为  $BW = 2R_c$
- » 处理增益  $PG = \frac{2R_c}{R_{bb}} = \frac{2T_{bb}}{T_c} = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}}$
- » 多径分量的时间分辨率  $\Delta \tau = 2T_c = \frac{2}{R_c}$



## § 5.3 小尺度多径测量 (6)

### ■ 扩频滑动相关器信道检测 (续2)

- 最大相关时间  $\Delta T = T_c \gamma l = \frac{\gamma l}{R_c}$ 
  - » 其中  $T_c$  为码片间隔 (s)
  - »  $R_c$  为码片速率 (Hz)
  - »  $\gamma$  为滑动因子 (无量纲)  $\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta}$
  - »  $l$  为序列长度 (码片)  $l = 2^n - 1$
- 实际传播时间 = 观测时间 /  $\gamma$
- 序列长度周期  $\tau_{PNseq} = T_c l$ , 应大于传播时延。



## § 5.3 小尺度多径测量 (6)

### ■ 扩频滑动相关器信道检测 (续3)

#### ● 优点

- » 能够滤除带宽干扰, 提高给定发射功率的覆盖范围;
- » 灵敏度可以通过改变滑动因子及后相关滤波器带宽进行调整;
- » 与直接脉冲系统相比所需发射功率更低。

#### ● 缺点

- » 非实时性。

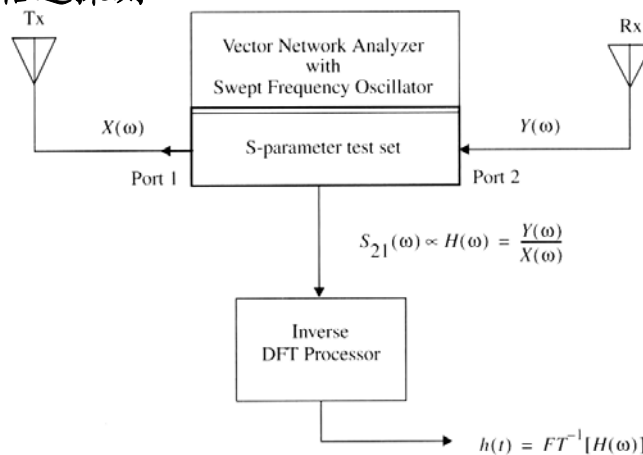
2008-4-20

41



## § 5.3 小尺度多径测量 (7)

### ■ 频域信道探测



2008-4-20

Figure 5.8 Frequency domain channel impulse response measurement system.

42



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.4 移动多径信道的参数 (1)

- 三类关键的参数
  - 时间色散参数
  - 频率色散参数
  - 角度色散参数
- 这些参数也是区分小尺度衰落类型的主要依据



## § 5.4 移动多径信道的参数 (2)

### ■ 第一类参数: 时间色散参数

- 时间色散就是把发送端的一个信号沿时间轴展开, 使接收信号的持续时间比这个信号的持续时间增长。

### ■ 描述宽带多径信道时间色散特性的参数

- 平均附加时延
- rms时延扩展
- 相干带宽



## § 5.4 移动多径信道的参数 (3)

### ■ 平均附加时延 ( $\bar{\tau}$ )

- 平均附加时延是功率延迟分布的一阶矩。

### ■ 回顾

#### ● 功率延迟分布

- » 功率延迟分布是一个基于固定参考时间量  $t = 0$  的附加时延的函数, 通过对本地的瞬时功率延迟分布取平均而得到;
- » 功率延迟分布可能是时间上取平均, 也可能是接收机移动空间上取平均。



## § 5.4 移动多径信道的参数 (4)

### ■ 回顾 (续)

- $t_0$  时刻的瞬时多径功率延迟分布

$$\begin{aligned} |r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \left( \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) p^2(t - \tau_k) \right) dt \\ &= \frac{1}{\tau_{\max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \int_0^{\tau_{\max}} \left\{ \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \operatorname{rect} \left[ \frac{t - \tau_k}{T_{bb}} - \frac{1}{2} \right] \right\}^2 dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \end{aligned}$$

- 功率延迟分布与移动无线信道的幅频响应之间可通过傅立叶变换联系起来。

2008-4-20

47



## § 5.4 移动多径信道的参数 (5)

### ■ 因此, 平均附加时延

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

### ■ rms时延扩展

- 定义为功率延迟分布的二阶矩的平方根

$$\begin{aligned} \sigma_\tau &= \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \\ \text{» 其中} \quad \overline{\tau^2} &= \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \end{aligned}$$

2008-4-20

48





## § 5.4 移动多径信道的参数 (6)

### ■ 功率延迟分布的最大附加时延 (XdB)

- 定义为多径能量从初值衰落到低于最大能量XdB处的时延。
- 最大附加时延 (XdB) =  $\tau_X - \tau_0$ 
  - » 其中  $\tau_0$  是第一个到达信号;
  - »  $\tau_X$  是最大时延值;
  - » 其间到达多径分量不低于最大分量减去XdB。

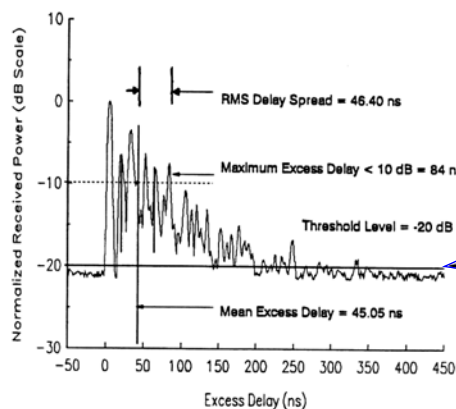
2008-4-20

49



## § 5.4 移动多径信道的参数 (7)

### ■ 时间色散参数实例



门限值: 用于说明多径本底噪声与最大多径分量的关系

Figure 5.10 Example of an indoor power delay profile; rms delay spread, mean excess delay, maximum excess delay (10 dB), and threshold level are shown.

2008-4-20

50



## § 5.4 移动多径信道的参数 (8)

- 举例
- 例5.4 (a)



## § 5.4 移动多径信道的参数 (9)

- 相干带宽
  - 表示相关度为某一特定值时的信号带宽。
  - 设两个信号频率差为 $\Delta f$ ，时间间隔 $\Delta t = 0$ ，角度间隔为 $\Delta z = 0$ ，则信号包络的相关函数（频率相关函数）为

$$\rho(\Delta f, 0, 0) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)^2 \sigma_\tau^2}$$



## § 5.4 移动多径信道的参数 (10)

### ■ 典型的

- 当频率相关函数大于0.9

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

- 当频率相关系数大于0.5

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

- 讨论

- » 当两个频率分量的频率间隔小于相关带宽时，这两个频率分量具有很强的相关性；
- » 当两个频率分量的频率间隔大于相关带宽时，它们的幅度相关性很小。



## § 5.4 移动多径信道的参数 (11)

### ■ 例5.5



## § 5.4 移动多径信道的参数 (12)

### ■ 第二类参数: 频率色散参数

- 描述小尺度信道中频率色散和时变特性的参数

### ■ 主要参数

- 多普勒扩展
- 相关时间



## § 5.4 移动多径信道的参数 (13)

### ■ 多普勒扩展 $B_D$

- 是由移动无线信道的时变速率所引起的频谱展宽程度的度量值。

### ■ 相干时间 $T_C$

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} \quad \text{其中, } f_m = \frac{v}{\lambda} \text{ 为最大多普勒频移}$$

- 是信道冲激响应保持一定相关度的时间间隔; 也可以说是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均值。



## § 5.4 移动多径信道的参数 (14)

- 当相关时间定义为包络相关性为0.5的时间间隔时

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

- 普遍的

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m} \times \frac{1}{f_m}}$$



## § 5.4 移动多径信道的参数 (15)

- 例5.6



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

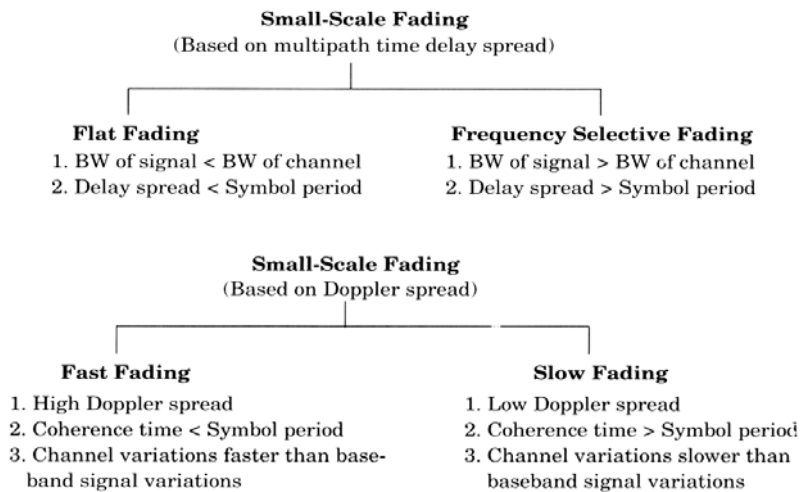


## § 5.5 小尺度衰落类型 (1)

- 划分依据
  - 两类移动多径信道的参数
    - » 时间色散参数 (多径时延扩展)
    - » 频率色散参数 (多普勒频移)



## § 5.5 小尺度衰落类型 (2)



2008-4 **Figure 5.11** Types of small-scale fading.

61



## § 5.5 小尺度衰落类型 (3)

- **多径时延扩展引起的衰落效应**
  - 多径特性引起的时间色散，导致了信号的**平坦衰落**或**频率选择性衰落**。
- **平坦衰落**
  - 移动无线信道带宽大于发送信号带宽，且在带宽内有恒定增益及线性相位，则接收信号经历平坦衰落过程。
- **频率选择性衰落**
  - 信道具有恒定增益及线性相位的带宽小于发送信号带宽，则信道特性会导致频率选择性衰落。
  - 引起码间干扰。

2008-4-20

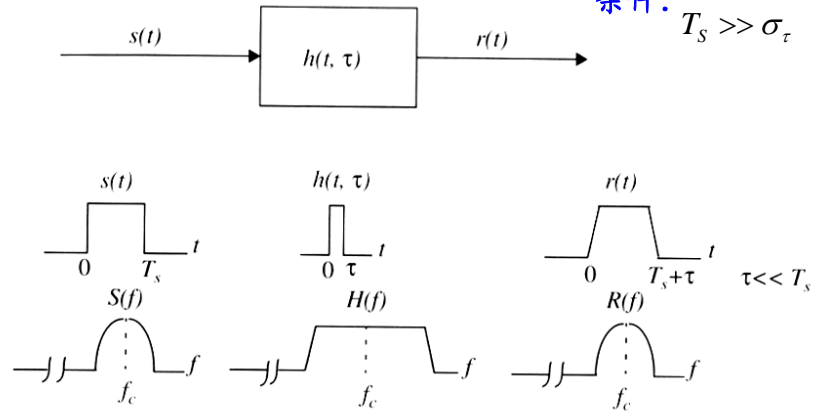
62



## § 5.5 小尺度衰落类型 (4)

### ■ 平坦衰落

条件:  $B_S \ll B_C$   
 $T_S \gg \sigma_\tau$



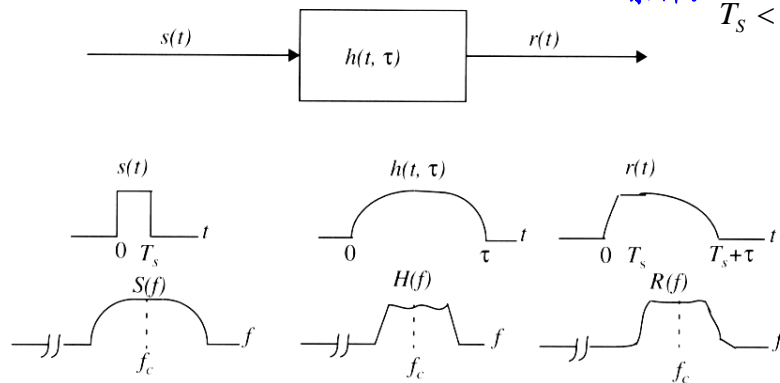
20 **Figure 5.12** Flat fading channel characteristics.



## § 5.5 小尺度衰落类型 (5)

### ■ 频率选择性衰落

条件:  $B_S > B_C$   
 $T_S < \sigma_\tau$



**Figure 5.13** Frequency selective fading channel characteristics.

2008-4-20

64





## § 5.5 小尺度衰落类型 (6)

### ■ 多普勒扩展引起的衰落效应

- 根据发送的基带信号与信道变化快慢程度的比较，信道可分为快衰落信道和慢衰落信道。

### ■ 快衰落

- 信道相干时间小于发送信号的信号周期，移动无线信道的冲激响应在符号周期内变化很快。
- 发生条件:  $T_S > T_C$  , 且  $B_S < B_D$

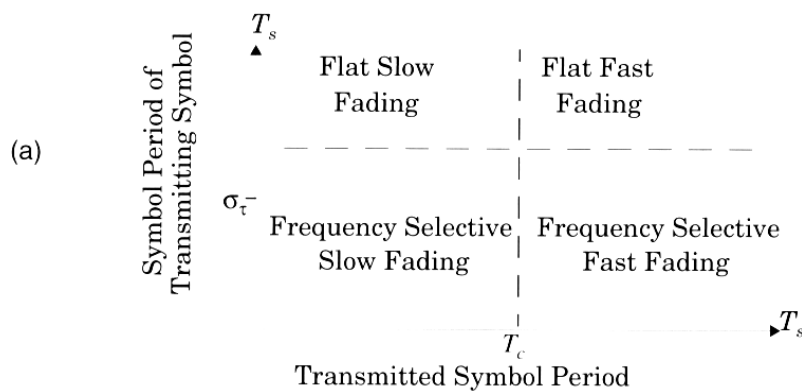
### ■ 慢衰落

- 信道冲激响应变化率比发送的基带信号变化率低很多。
- 发生条件:  $T_S \ll T_C$  ,  $B_S \gg B_D$



## § 5.5 小尺度衰落类型 (7)

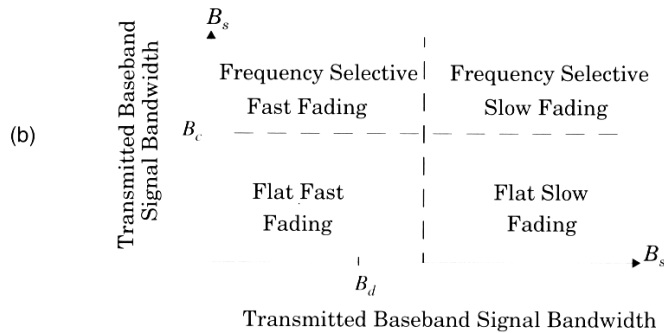
### ■ 多径参数与衰落类型关系总结 (1)





## § 5.5 小尺度衰落类型 (8)

### ■ 多径参数与衰落类型关系总结 (2)



**Figure 5.14** Matrix illustrating type of fading experienced by a signal as a function of: (a) symbol period; and (b) baseband signal bandwidth.



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (1)

### ■ 瑞利衰落分布

- 是最常见的用于描述平坦衰落信号接收包络或独立多径分量接收包络统计时变特性的一种分布类型。
- 例如，两个正交高斯噪声信号之和的包络服从瑞利分布。



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (2)

### ■ 瑞利分布的概率密度函数

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

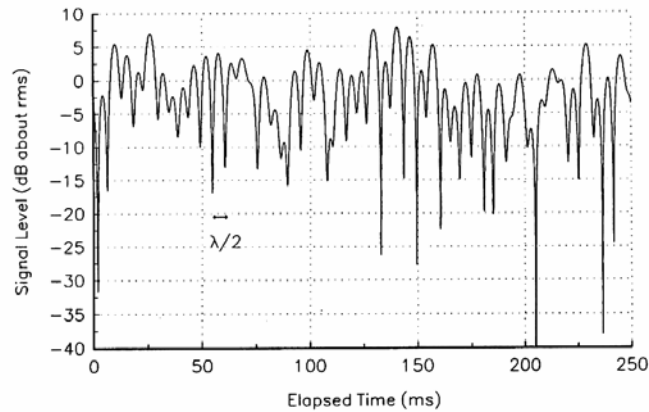
- 其中， $\sigma$  是包络检波前接收电压信号的均方根(rms)值；
- $\sigma^2$  是包络检波之前接收信号包络的时间平均功率。



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (3)

### ■ 典型瑞利包络示例

Typical simulated Rayleigh fading at the carrier  
Receiver speed = 120 km/hr



2008-4-20

Figure 5.15 A typical Rayleigh fading envelope at 900 MHz [from [Fun93] © IEEE].

71



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (4)

### ■ 接收信号包络不超过指定门限 $R$ 的概率

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

### ■ 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

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

### ■ 瑞利分布的中值

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{median}} p(r) dr \rightarrow r_{median} = 1.177\sigma = 0.939r_{mean} \rightarrow \frac{r_{mean}}{r_{median}} [\text{dB}] = 0.55\text{dB}$$

2008-4-20

72



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (5)

### ■ 莱斯分布

- 当存在视距路径时，接收信号在瑞利衰落多径上叠加了一个直流分量，总的接收信号包络服从莱斯分布。
- 概率密度函数

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

- » 其中， $A$ 为主信号幅度的峰值
- »  $I_0(\cdot)$ 是修正的第0阶贝塞尔函数



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (6)

### ■ 定义 $K$ 参数

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

- 莱斯分布可完全由 $K$ 参数（莱斯因子）确定



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (8)

### ■ 莱斯分布的概率密度分布曲线

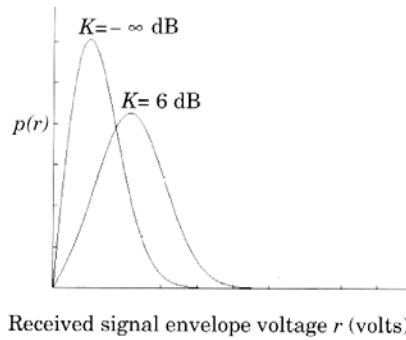


Figure 5.18 Probability density function of Ricean distributions:  $K = -\infty$  dB (Rayleigh) and  $K = 6$  dB. For  $K \gg 1$ , the Ricean pdf is approximately Gaussian about the mean.

2008-4-20

75



## § 5.6 瑞利和莱斯分布 (9)

### ■ 莱斯CDF与瑞利CDF的比较

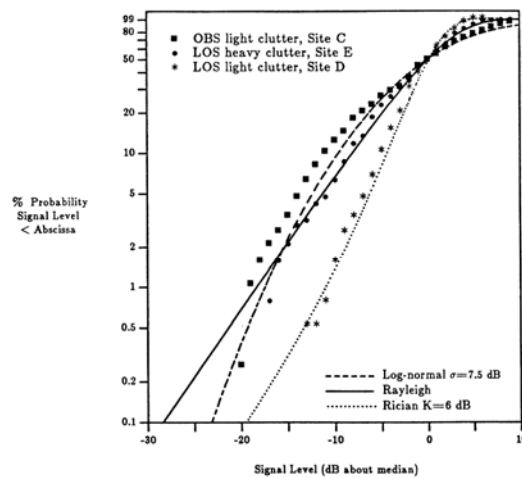


Figure 5.17 Cumulative distribution for three small-scale fading measurements and their fit to Rayleigh, Ricean, and log-normal distributions [from [Rap89] © IEEE].

2008-4-20

76



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.7 多径衰落信道的统计模型

- 平坦衰落的Clarke模型
- Clarke和Gans衰落模型的仿真
- 电平通过和衰落统计
- 双射线瑞利衰落模型
- Saleh和Valenzuela室内统计模型
- SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型



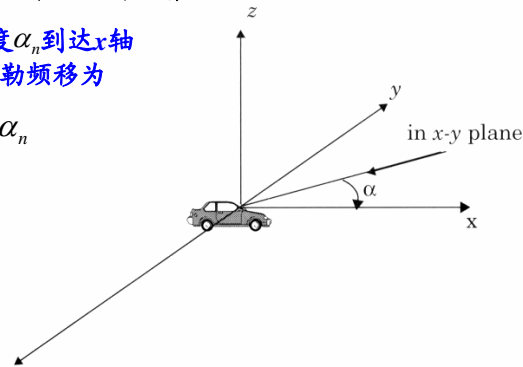
## 平坦衰落的Clarke模型 (1)

### ■ 模型原理

- 基于散射
- 基于假设: 任何平面波都没有附加时延

对于第 $n$ 个以角度 $\alpha_n$ 到达 $x$ 轴的入射波, 多普勒频移为

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n$$



2008-4-20

Figure 5.19 Illustrating plane waves arriving at random angles.

79



## 平坦衰落的Clarke模型 (2)

### ■ $E$ 场分量与 $H$ 场分量

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_n)$$

$$H_y = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_n)$$

其中,  $E_0$ 是本地平均电场的实际幅度值;

$C_n$ 表示不同电波幅度的实数随机变量; 经 $E$ 场和 $H$ 场的幅度归一化, 可得其平均值;  $\sum_{n=1}^N C_n^2 = 1$

$\eta$ 是自由空间固有阻抗 ( $377\Omega$ );

$f_c$ 为载波频率;  $\theta_n = 2\pi f_n t + \phi_n$ 为第 $n$ 个到达分量的随机相位。

2008-4-20

80





## 平坦衰落的Clarke模型 (3)

### ■ 等效

- 由于多普勒频移与载波频率相比很小，因而三个分量  $E_z, H_x, H_y$  可以近似看作高斯随机变量。
- $E_z$  可用同相和正交分量表示

$$E_z(t) = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t)$$

$$T_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n)$$

$$T_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_c t + \phi_n)$$

2008-4-20

81



## 平坦衰落的Clarke模型 (4)

- $T_c(t)$  和  $T_s(t)$  为非相关的零均值高斯随机变量

$$E[T_c(t)] = E[T_s(t)] = 0$$

$$E[T_c^2(t)] = E[T_s^2(t)] = \frac{E_0^2}{2}$$

$$R_{T_c T_s}(\tau) = E[T_s(t)T_c(t+\tau)] = 0$$

- 接收的  $E$  场包络为  $|E_z(t)| = \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)} = r(t)$

- 随机接收信号的包络  $r$  服从瑞利分布

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq r < \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad \text{其中 } \sigma^2 = E_0^2/2$$

2008-4-20

82



## 平坦衰落的Clarke模型 (5)

### ■ Clarke模型的谱分析

- 由于不同的入射角产生不同的多普勒频谱，所有的散射（反射）分量的叠加就形成了“多普勒功率谱”

$$P_r = \int_0^{2\pi} AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha$$

$\alpha$

- » 是功率关于角度 变化的谱。
- »  $P_r$  为定向天线的平均接收功率；
- »  $p(\alpha)d\alpha$  为移动台天线在 方向的增益模式；
- » 为在角度 的微小变化 内到达的部分功率。

2008-4-20

83



## 平坦衰落的Clarke模型 (6)

### ■ 讨论频率与角度的关系

- 对于频率为  $f_c$  的CW信号，以  $\alpha$  角度入射的接收信号瞬时频率：

$$f(\alpha) = f = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c = f_m \cos \alpha + f_c \quad \text{式 (1)}$$

- » 其中  $f_m$  为最大多普勒频移
- »  $f(\alpha)$  是  $\alpha$  的偶函数
- 令  $S(f)$  表示接收信号功率谱，则接收功率随频率的微分变化为  $S(f)|df|$
- 令接收功率随角度的变化与随频率的变化相等，有

$$S(f)|df| = A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]|d\alpha| \quad \text{式 (2)}$$

2008-4-20

84



## 平坦衰落的Clarke模型 (7)

■将功率随角度的变化转换为功率随频率的变化

●由式(1)  $|df| = |d\alpha| - \sin\alpha |f_m$  式(3)

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right) \quad \text{式(4)}$$

$$\sin\alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2} \quad \text{式(5)}$$

●将式(3)、式(5)代入式(2), 有

$$S(f) = \begin{cases} \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} & , |f-f_c| \leq f_m \\ 0, & |f-f_c| > f_m \end{cases} \quad \text{式(6)}$$

2008-4-20

85



## 平坦衰落的Clarke模型 (8)

■对于垂直极化的 $\lambda/4$ 天线,  $G(\alpha)=1.5$ 在全向为常数, 入射功率在 $0\sim 2\pi$ 均匀分布,  $p(\alpha) = \frac{1}{2\pi}$

■则输出频谱

$$S_{E_z}(f) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} & , |f-f_c| \leq f_m \\ 0 & , |f-f_c| > f_m \end{cases}$$

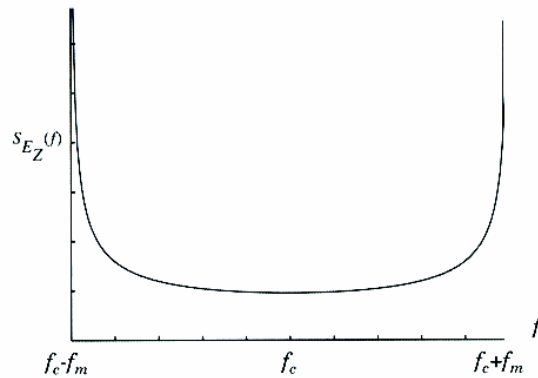
2008-4-20

86



## 平坦衰落的Clarke模型 (9)

### ■ 射频信号受多普勒衰落影响的功率谱



在最大多普勒频移的方向 (即  $0^\circ$  和  $180^\circ$  方向), 多普勒功率谱为无穷, 但是由于  $\alpha$  是连续分布的, 所以取到某个具体方向的概率为 0。

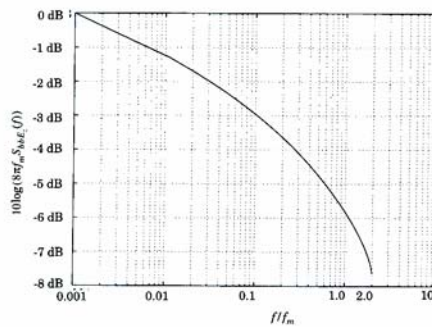
Figure 5.20 Doppler power spectrum for an unmodulated CW carrier [from [Gan72] © IEEE].



## 平坦衰落的Clarke模型 (10)

### ■ 多普勒信号经包检后基带功率谱密度的表达式

$$\frac{1}{8\pi f_m} K \left[ \sqrt{1 - \left(\frac{f}{2f_m}\right)^2} \right] \quad \text{其中 } K(\cdot) \text{ 是第一类完全椭圆积分}$$



2008-4-20

Figure 5.21 Baseband power spectral density of a CW Doppler signal after envelope detection.

88



## 平坦衰落的Clarke模型 (11)

- 上述多普勒功率谱的推导基于以下三个假设:
  - (1) 电磁波的传播发生在二维平面, 接收机位于散射区域的中心;
  - (2) 到达接收天线的入射波, 入射角均匀分布在 $0\sim 2\pi$ 之间;
  - (3) 接收天线是全向天线。



## § 5.7 多径衰落信道的统计模型

- 平坦衰落的Clarke模型
- Clarke和Gans衰落模型的仿真
- 电平通过和衰落统计
- 双射线瑞利衰落模型
- Saleh和Valenzuela室内统计模型
- SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型



## Clarke和Gans衰落模型的仿真（1）

### ■ 标量信道的仿真方法

#### ● 正弦波叠加法

- » 将信道冲激响应表示为多个加权谐波的叠加。
- » 例如，Jakes仿真器

#### ● 成型滤波器法

- » 输入白高斯噪声，经过成型滤波器获得输出信号。
- » 例如，Smith仿真器

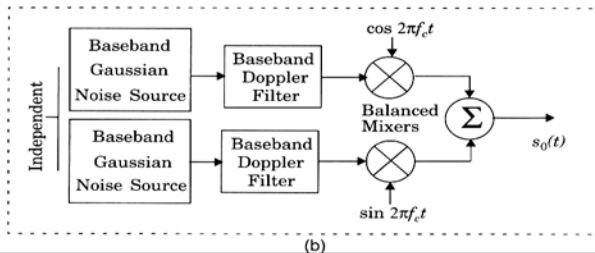
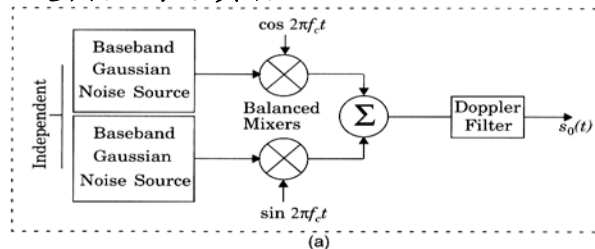
2008-4-20

91



## Clarke和Gans衰落模型的仿真（2）

### ■ 采用正交调幅的仿真器



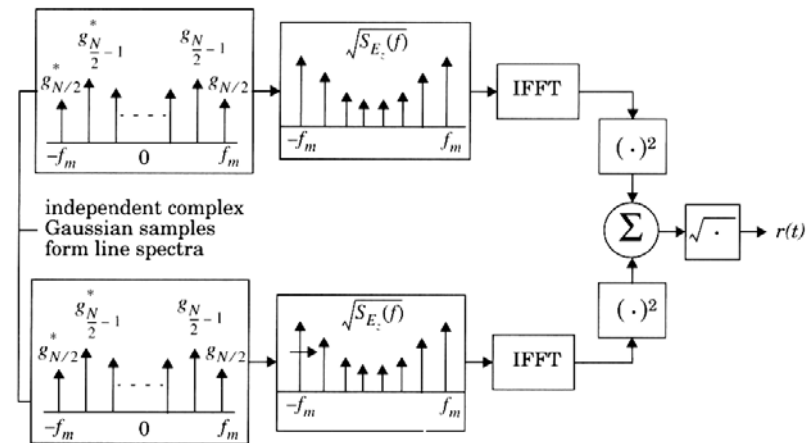
2008-4-20

92



## Clarke和Gans衰落模型的仿真（3）

### ■ Smith仿真方法



2008 Figure 5.24 Frequency domain implementation of a Rayleigh fading simulator at baseband



## Clarke和Gans衰落模型的仿真（4）

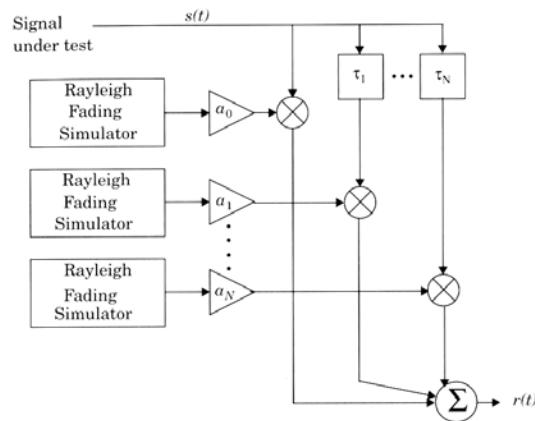
### ■ 仿真步骤

- 制定用于代表  $\sqrt{S_{E_c}(f)}$  的频域点的数目 ( $N$ ) 及最大多普勒频移 ( $f_m$ )。
- 用式  $\Delta f = 2f_m / (N - 1)$  算出相邻谱线的频率间隔，则衰落波形的时间周期  $T = 1 / \Delta f$ 。
- 为噪声源的  $N/2$  个正频率分量产生复高斯随机变量。
- 将同相和正交噪声源与衰落频谱  $\sqrt{S_{E_c}(f)}$  相乘。
- 在同相与正交分量上执行IFFT变换，将各信号点取平方并求和，得到  $N$  点时间序列。
- 取平方根，得到具有适当多普勒扩展及时间相关性的仿真瑞利衰落信号的  $N$  点时间序列。



## Clarke和Gans衰落模型的仿真 (5)

### ■ 利用瑞利衰落仿真器产生频率选择性衰落效应



2008-4-20 **Figure 5.25** A signal may be applied to a Rayleigh fading simulator to determine performance in a wide range of channel conditions. Both flat and frequency selective fading conditions may be simulated, depending on gain and time delay settings.



## § 5.7 多径衰落信道的统计模型

- 平坦衰落的Clarke模型
- Clarke和Gans衰落模型的仿真
- 电平通过和衰落统计
- 双射线瑞利衰落模型
- Saleh和Valenzuela室内统计模型
- SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型





## 电平通过和衰落统计 (1)

### ■ 两个重要统计值

- 电平通过率
- 平均衰落持续时间
- 将接收信号的时间变化率与信号电平及移动台速率联系起来



## 电平通过和衰落统计 (2)

### ■ 电平通过率

- 指瑞利衰落包络归一化为本地rms信号电平后, 沿正向穿过某一指定电平的期望速率。
- 每秒通过电平 $R$ 的数目为

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} \quad \text{式(1)}$$

- » 其中,  $\dot{r}$  是 $r(t)$ 对时间的导数;
- »  $p(R, \dot{r})$ 是 $r=R$ 处 $r$ 与 $\dot{r}$ 的联合密度函数;
- »  $f_m$  是最大多普勒频移;
- »  $\rho = R/R_{rms}$ 是特定电平 $R$ 相对于衰落包络的本地rms幅度进行归一化后的值。



## 电平通过和衰落统计 (3)

■ 例5.7 对于1个瑞利衰落信号，计算  $\rho=1$  时的正向电平通过率，此时最大多普勒频移为20Hz。若载频为900MHz，求在此条件下移动台的最大速率。

■ 解：

■  $\rho=1$ ，即  $R/R_{rms}=1=0\text{dB}$

■ 0电平通过数目  $N_R = \sqrt{2\pi}(20)(1)e^{-1} = 18.44$

■ 移动台的移动速度  $v = f_d \lambda = 20 \times \frac{3 \times 10^8}{900 \times 10^6} \approx 6.66\text{m/s} \approx 24\text{km/h}$

■ 讨论：移动台移动速度与电平通过率之间的关系



## 电平通过和衰落统计 (4)

■ 平均衰落持续时间

● 定义为接收信号低于某指定电平  $R$  的平均时间段的价值。

● 对瑞利衰落信号，表达式为  $\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} \Pr[r \leq R]$  式 (2)

» 其中， $\Pr[r \leq R]$  是接收信号  $r$  小于等于  $R$  的概率

$$\Pr[r \leq R] = \frac{1}{T} \sum_i \tau_i \quad \text{式 (3)}$$

•  $\tau_i$  为衰落持续时间， $T$  是衰落信号的观测间隔。

• 此式来自观测

» 由瑞利分布  $\Pr[r \leq R] = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp(-\rho^2)$  式 (4)

• 其中  $p(r)$  为瑞利分布的pdf



## 电平通过和衰落统计 (5)

■ 结合式 (1)、式 (2)、式 (4)，有

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \quad \text{式 (5)}$$

■ 讨论:

- 式 (5) 主要与  $\rho, f_m$  有关;
- 随着  $f_m$  的增加,  $\bar{\tau}$  降低, 衰落变化快;
- 随着  $\rho$  的增加,  $\bar{\tau}$  增加, 衰落变化慢。



## 电平通过和衰落统计 (6)

■ 信号平均衰落持续时间的作用

- 根据信号比特速率, 将信号平均衰落持续时间与脉冲宽度相比较, 以确定丢失的比特数;
- 与指定电平  $R$  的通过率相结合, 有利于将衰落期间的信噪比与由此引起的误比特率联系起来。



## 电平通过和衰落统计 (6)

■ **例5.9** 求出门限电平  $\rho=0.707$  时的平均衰落时间, 此时多普勒频移为  $20\text{Hz}$ 。若一个二进制数字调制的比特间隔为  $50\text{bps}$ , 瑞利衰落为快衰落还是慢衰落? 在给定数据速率的条件下, 每秒误比特定平均数目是多少? 假设在比特的任意部分遇到  $\rho < 0.1$  的衰落时发生 1 个误比特。

■ **解:**

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} = \frac{e^{0.707^2} - 1}{0.707 \times 20 \times \sqrt{2\pi}} \approx 18.3\text{ms}$$



## 电平通过和衰落统计 (7)

■ **解 (续):**

- 由于数据速率为  $50\text{bps}$ , 因此比特周期为  $20\text{ms}$ 。
- 由于  $\bar{\tau} = 18.3\text{ms} < 20\text{ms}$ , 可判断所经历的衰落为快衰落。
- 当  $\rho = 0.1$

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} = \sqrt{2\pi} (20)(0.1) e^{-0.1^2} \approx 4.96$$

- 由题意, 每秒误比特数为 5 个
- 误比特率 =  $5/50 = 0.1 = 10\%$



## § 5.7 多径衰落信道的统计模型

- 平坦衰落的Clarke模型
- Clarke和Gans衰落模型的仿真
- 电平通过和衰落统计
- 双射线瑞利衰落模型
- Saleh和Valenzuela室内统计模型（略）
- SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型

2008-4-20

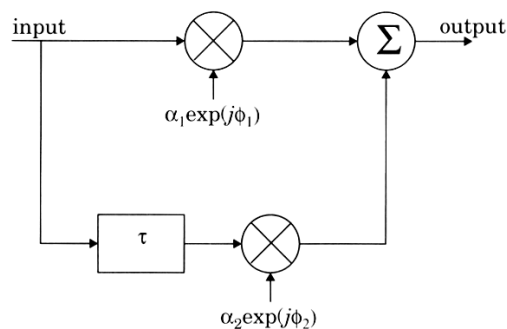
105



## 双射线瑞利衰落模型

- 考虑具有不同时延的两射线

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) + \alpha_2 \exp(j\phi_2) \delta(t - \tau)$$



2008-4-20

Figure 5.26 Two-ray Rayleigh fading model.



## SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型

- 室内/室外信道冲激响应模型仿真
- 完全时变的复数基带信道冲激响应

$$h_b(t, X_l, S_m, D_n, P_n) = \sum_i A_i(\tau_i, X_l, S_m, D_n, P_n) e^{j\theta_i[\tau_i, X_l, S_m, D_n, P_n]} \delta(t - \tau_i(X_l, S_m, D_n, P_n))$$

是多径时延  $\tau_i$ ，1m本区域内的小尺度接收间隔  $X_l$ ，地形参数  $S_m$ ，大尺度T-R间距  $D_n$ ，特征测试区域  $P_n$  等参数的函数。



## 本章内容

- § 5.1 小尺度多径传播
- § 5.2 多径信道的冲激响应
- § 5.3 小尺度多径测量
- § 5.4 移动多径信道的参数
- § 5.5 小尺度衰落类型
- § 5.6 瑞利和莱斯分布
- § 5.7 多径衰落信道的统计模型
- § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论



## § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

- 成型因子的引入
- 衰落现象举例
- 利用成型因子描述二阶统计特性
- 利用成型因子重新分析经典信道模型



## 成型因子的引入 (1)

- 引入对多径到达角的考虑，定义三个成型因子，用于对非全向的多径波束进行定量分析。
- 多径成型因子
  - 源自于多径功率的角度分布 $p(\theta)$
  - 基于 $p(\theta)$ 的复数傅里叶系数定义

$$F_n = \int_0^{2\pi} p(\theta) \exp(-jn\theta) d\theta$$

» 其中 $F_n$ 表示第 $n$ 个复数傅里叶级数。



## 成型因子的引入 (2)

### ■成型因子之一：角度扩展 $\Lambda$

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}}$$

- 用于衡量多径集中在一个到达角方向的程度。
- 变化范围:  $0 \leq \Lambda \leq 1$ 
  - »  $\Lambda = 0$  代表只有一个多径分量;
  - »  $\Lambda = 1$  代表接收功率的角度分布没有明显的差异。



## 成型因子的引入 (3)

### ■成型因子之二：角收缩 $\gamma$

$$\gamma = \frac{|F_0 F_2 - F_1^2|}{F_0^2 - |F_1|^2}$$

- 用于衡量多径集中在两个方位角上的程度。
- 变化范围:  $0 \leq \gamma \leq 1$ 
  - »  $\gamma = 0$  代表两个到达方向上没有明显差异;
  - »  $\gamma = 1$  代表从各个方向到达的恰恰只有两个多径组成部分





## 成型因子的引入 (4)

### ■成型因子之三：最大衰落方位角 $\theta_{\max}$

$$\theta_{\max} = \frac{1}{2} \arg \{ F_0 F_2 - F_1^2 \}$$

- 是一个方向参数
- 向此方向运动，移动用户将经历最大的衰落率。



## 成型因子的引入 (5)

### ■小尺度衰落研究中的3个基本随机过程

- 复数接收电压
- 接收功率
- 接收包络

### ■均为平稳过程

- 导数为0
- 采用均方导数度量信道衰落率
- 平稳过程的均方导数即为变化率的方差



## 成型因子的引入 (6)

### ■ 随机过程之一：复数接收电压 $\bar{V}(r)$

- 是多个多径波入射到接收天线上，在接收机输入处各自产生的复数电压之总合的基带表达式。

- 其沿方位角方向  $\theta$  的变化率方差：

$$\sigma_{\bar{V}}^2(\theta) = E \left\{ \left[ \frac{d\bar{V}(r)}{dr} \right]^2 \right\} = \frac{2\pi^2 \Lambda^2 P_T}{\lambda^2} (1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})])$$

- » 其中  $\lambda$  是载波频率的波长；
- »  $P_T$  是本区域平均均方接收功率（单位：伏特方）
- » **物理意义：** 描述了一个本区域信道的空间选择性及一个移动接收机在整个本区域中移动时的平均复数电压波动情况。



## 成型因子的引入 (7)

### ■ 随机过程之二：接收功率 $P(r)$

- 等于复数电压  $\bar{V}(r)$  的平方，单位：伏特方

- 接收功率沿方位角方向  $\theta$  的变化率方差

$$\sigma_P^2(\theta) = E \left\{ \left[ \frac{dP(r)}{dr} \right]^2 \right\} = \frac{4\pi^2 \Lambda^2 P_T^2}{\lambda^2} (1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})])$$

- » **物理意义：** 描述了在信号包络经历平坦瑞利衰落时，本区域的平均接收功率波动情况。



## 成型因子的引入 (8)

### ■ 随机过程之三：接收包络 $R(r)$

- 等于复数电压  $\bar{v}(r)$  的幅度
- 包络变化率方差

$$\sigma_R^2(\theta) = E \left\{ \left( \frac{dR(r)}{dr} \right)^2 \right\} = \frac{\pi^2 \Lambda^2 P_T}{\lambda^2} (1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})])$$

» **物理意义**：描述了在信号包络经历平坦衰落时，本地区域的平均包络波动情况。



## 成型因子的引入 (8)

### ■ 当全向传播

- 角扩展  $\Lambda=1$ ，角收缩  $\gamma=0$ ;
- 统计特性各向同性，与接收机的移动方位角方向  $\theta$  无关

### ■ 由此，将各变化率方差归一化为归一化衰落率方差

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}^2(\theta) &= \frac{\sigma_{\bar{v}}^2(\theta)}{\sigma_{\bar{v}(omni)}^2} = \frac{\sigma_{\bar{P}}^2(\theta)}{\sigma_{\bar{P}(omni)}^2} = \frac{\sigma_{\bar{R}}^2(\theta)}{\sigma_{\bar{R}(omni)}^2} \\ &= \Lambda^2 (1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})]) \end{aligned}$$

- 可更方便地观察成型因子对小尺度衰落二阶统计特性的影响



## 成型因子的引入 (9)

### ■ 观察角扩展对本地区域平均衰落率的影响

- 考察本区域内两个正交方向上方差的均值

$$\frac{1}{2} \left[ \overline{\sigma^2}(\theta) + \overline{\sigma^2}(\theta + \pi/2) \right] = \Lambda^2$$

- » 与全向传播相比，随着多径功率越来越集中于一个单独方位角方向（ $\Lambda$ 越来越趋近于零），本地区的平均衰落率逐渐降低。



## 成型因子的引入 (10)

### ■ 观察角收缩对本地区域平均衰落率的影响

- 角收缩  $\gamma$  对本地区的平均衰落率无影响；
- 但可表示出沿不同方位角方向  $\theta$  的衰落率的可变性。

$$\sqrt{1-\gamma} \leq \frac{\overline{\sigma}(\theta)}{\Lambda} \leq \sqrt{1+\gamma}$$

- » 随着多径功率越来越集中（角度扩展  $\Lambda$  越来越趋近于0），本地区衰落率的可变性逐渐增加。



## § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

- 成型因子的引入
- 衰落现象举例
- 利用成型因子描述二阶统计特性
- 利用成型因子重新分析经典信道模型

2008-4-20

121

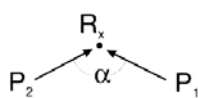


## 衰落现象举例 (1)

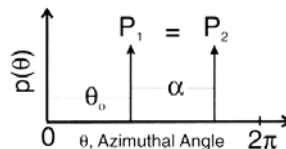
- 两径信道模型
  - 考虑两个相干的、幅度恒定的多径，功率分别为  $P_1, P_2$ ，到达角之差为  $\alpha$ 。
  - 功率在角度上的分布
 
$$p(\theta) = P_1\delta(\theta - \theta_0) + P_2\delta(\theta - \theta_0 - \alpha)$$

»  $\theta_0$  为任意偏移角度,  $\delta(\cdot)$  为冲激函数

Spatial Representation of Arriving Power



Angular Distribution of Power



2008-4-20

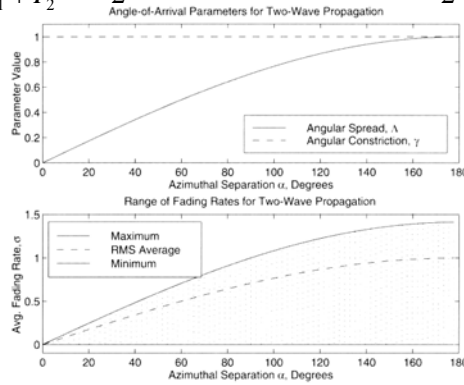
2



## 衰落现象举例 (2)

### ■ 两径信道模型 (续1)

$$\Lambda = \frac{2\sqrt{P_1 P_2}}{P_1 + P_2} \sin \frac{\alpha}{2}, \quad \gamma = 1, \quad \theta_{\max} = \theta_o + \frac{\alpha + \pi}{2}$$



2008-4-20

Figure 5.29 Fading properties of two multipath components of equal power [from [Dur00] ©IEEE].

123



## 衰落现象举例 (3)

### ■ 扇形信道模型

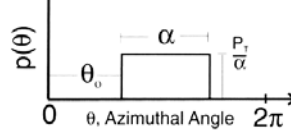
- 在宽度为  $\alpha$  的扇形内，多径功率连续且均匀分布。

$$p(\theta) = \begin{cases} \frac{P_T}{\alpha}, & \theta_o \leq \theta \leq \theta_o + \alpha \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

Spatial Representation of Arriving Power



Angular Distribution of Power



2008-4-20

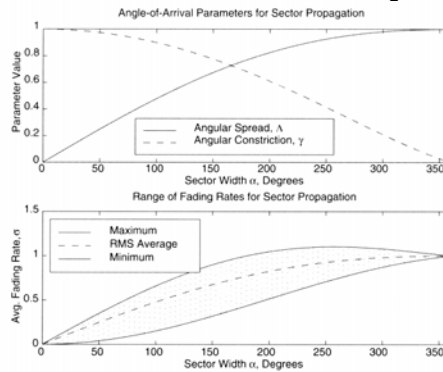
124



## 衰落现象举例 (4)

### 扇形信道模型 (续)

三个成型因子  $\Lambda = \sqrt{1 - \frac{4 \sin^2 \frac{\alpha}{2}}{\alpha^2}}$ ,  $\gamma = \frac{4 \sin^2 \frac{\alpha}{2} - \alpha \sin \alpha}{\alpha^2 - 4 \sin^2 \frac{\alpha}{2}}$ ,  $\theta_{\max} = \theta_o + \frac{\alpha + \pi}{2}$



2008-4-20

Figure 5.30 Fading properties of a continuous sector of multipath components [from [Dur00] ©IEEE].

125



## 衰落现象举例 (5)

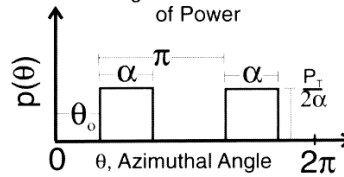
### 双扇形信道模型

$$p(\theta) = \begin{cases} \frac{P_T}{\alpha}, & \theta_o \leq \theta \leq \theta_o + \alpha, \quad \theta_o + \pi \leq \theta \leq \theta_o + \alpha + \pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

Spatial Representation of Arriving Power



Angular Distribution of Power



2008-4-20

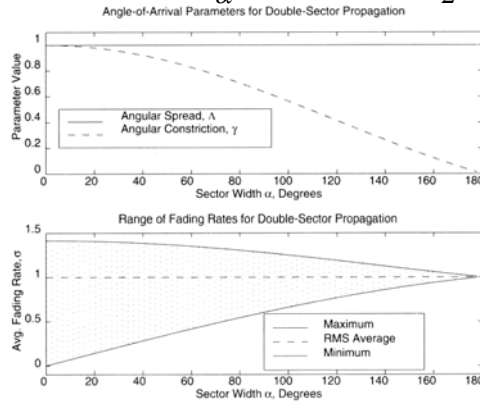
126



## 衰落现象举例 (6)

### ■ 双扇形信道模型 (续)

$$\Lambda = 1, \quad \gamma = \frac{\sin \alpha}{\alpha}, \quad \theta_{\max} = \theta_o + \frac{\alpha}{2}$$



2008-4-20

Figure 5.31 Fading properties of double-sectored multipath components [from [Dur00] ©IEEE].

127



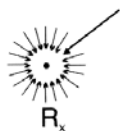
## 衰落现象举例 (7)

### ■ 莱斯信道模型

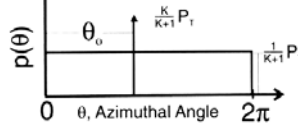
$$p(\theta) = \frac{P_T}{2\pi(K+1)} \left[ 1 + 2\pi K \delta(\theta - \theta_o) \right]$$

- 莱斯K因子: 为连续功率与散射的非连续功率之比

Spatial Representation  
of Arriving Power



Angular Distribution  
of Power



2008-4-20

128

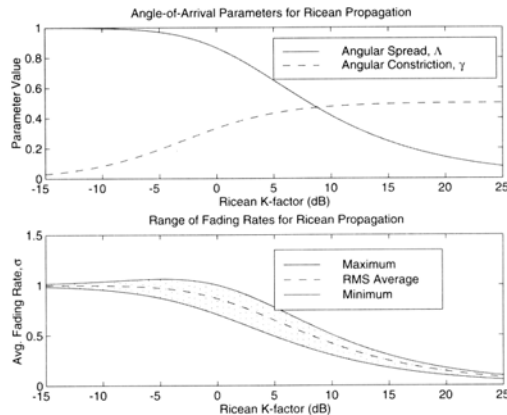




## 衰落现象举例 (8)

### ■ 莱斯信道模型 (续)

- 三个成型因子  $\Lambda = \frac{\sqrt{2K+1}}{K+1}$ ,  $\gamma = \frac{K}{2K+1}$ ,  $\theta_{\max} = \theta_o$



2008-4-20

Figure 5.32 Fading properties of Ricean-model multipath components [from [Dur00] ©IEEE].

129



## § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

- 成型因子的引入
- 衰落现象举例
- 利用成型因子描述二阶统计特性
- 利用成型因子重新分析经典信道模型

2008-4-20

130



## 利用成型因子描述二阶统计特性 (1)

### ■ 电平通过率

● 普通表达式:  $N_R = \int_0^\infty \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r}$

● 对于瑞利衰落信号:

$$N_R = \frac{\rho \sigma_v^2}{\sqrt{\pi P_T}} \exp(-\rho)$$

» 其中:  $\rho$  为归一化门限电平  $\rho = R^2 / P_T$

»  $\sigma_v^2$  与  $\sigma_r^2$  的时间导数相等,  $\sigma_v^2$  为移动台以恒定速率在空间中移动时产生的, 且信道的其他方面是静态的。

● 瑞利条件下, 电平通过率的精确表达式

$$N_R = \frac{\sqrt{2\pi} v \Lambda \rho}{\lambda} \sqrt{1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})]} \exp(-\rho^2)$$

2008-4-20

131



## 利用成型因子描述二阶统计特性 (2)

### ■ 平均衰落持续时间

● 普通表达式:  $\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} \int_0^\infty p_R(r) dr$

» 其中,

$$p_R(r) = r \sqrt{\frac{2}{P_T}} \exp\left(\frac{-r^2}{P_T}\right), \quad r \geq 0$$

» 为本地区域平均总接收功率 (单位: 伏特方)

● 用成型因子表达

$$\bar{\tau} = \frac{\lambda [\exp(\rho^2 - 1)]}{\sqrt{2\pi} v \Lambda \rho \sqrt{1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})]}}$$

2008-4-20

132



## 利用成型因子描述二阶统计特性 (3)

### ■接收电压包络的空间自协方差

$$\rho(r, \theta) = \exp \left[ -23\Lambda^2 (1 + \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})]) \left( \frac{r}{\lambda} \right)^2 \right]$$

### ■相干距离

- 当包络自协方差函数  $\rho(D_c) = 0.5$

- 相干距离  $D_c = \frac{9\lambda}{16\pi}$

- 当考虑一般协方差函数  $\rho(r, \theta)|_{r=D_c} = 0.5$

- 相干距离

$$D_c = \frac{\lambda \sqrt{\ln 2}}{\Lambda \sqrt{23(1 - \gamma \cos[2(\theta - \theta_{\max})])}}$$

2008-4-20

133



## § 5.8 小尺度衰落无线信道的多径成型因子理论

### ■成型因子的引入

### ■衰落现象举例

### ■利用成型因子描述二阶统计特性

### ■利用成型因子重新分析经典信道模型

2008-4-20

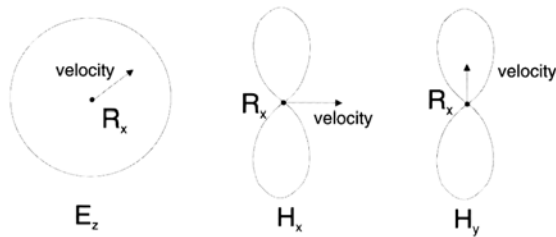
134



## 三个典型实例

- 实例1: 全向拉杆天线, 功率角度分布恒定
- 实例2: 环形天线, 接收机移动方向垂直于环形天线图主瓣
- 实例3: 环形天线, 接收机移动方向平行于环形天线图主瓣

Three Angular Distributions of Power



2008-4-20

Figure 5.33 Three different multipath-induced mobile-fading scenarios [from [Dur00] ©IEEE].

135



## 三个实例的功率分布对比

- 实例1
  - 均匀分布, 各向同性
- 实例2、3

$$p(\theta) = A \sin^2 \theta$$

- $A$ 为任意增益常量

2008-4-20

136



## 三个实例的成型因子比较

### ■ 实例1

$$\Lambda = 1, \quad \gamma = 0, \quad \theta_{\max} = 0$$

### ■ 实例2

$$\Lambda = 1, \quad \gamma = 1/2, \quad \theta_{\max} = \pi/2$$

### ■ 实例3

$$\Lambda = 1, \quad \gamma = 1/2, \quad \theta_{\max} = \pi/2$$



## 三个实例的二阶统计特性比较

### ■ 实例1

$$N_R = \frac{\sqrt{2\pi\nu\rho}}{\lambda} \exp(-\rho^2), \quad \bar{\tau} = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi\nu\rho}} [\exp(-\rho^2) - 1], \quad \rho(r) = \exp\left[-23\left(\frac{r}{\lambda}\right)^2\right]$$

### ■ 实例2

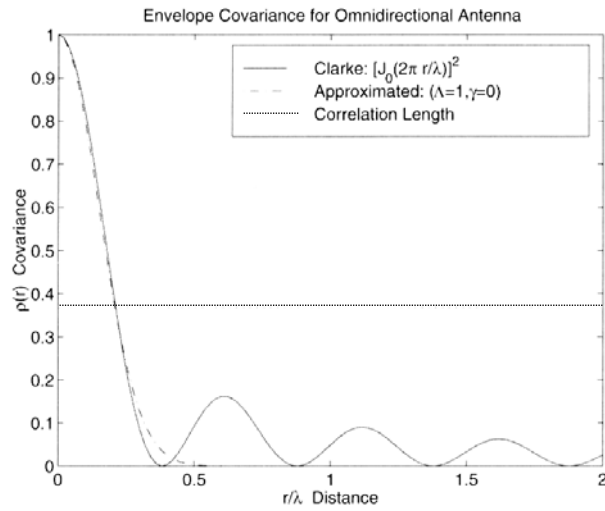
$$N_R = \frac{\sqrt{\pi\nu\rho}}{\lambda} \exp(-\rho^2), \quad \bar{\tau} = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi\nu\rho}} [\exp(-\rho^2) - 1], \quad \rho(r) = \exp\left[-11.5\left(\frac{r}{\lambda}\right)^2\right]$$

### ■ 实例3

$$N_R = \frac{\sqrt{3\pi\nu\rho}}{\lambda} \exp(-\rho^2), \quad \bar{\tau} = \frac{\lambda}{\sqrt{3\pi\nu\rho}} [\exp(-\rho^2) - 1], \quad \rho(r) = \exp\left[-34.5\left(\frac{r}{\lambda}\right)^2\right]$$



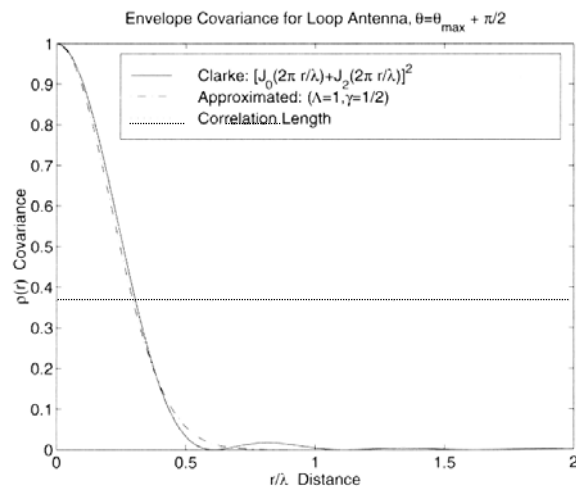
## 实例1的包络协方差



2008-4- Figure 5.34 Comparison between Clarke theoretical and the shape theory approximation for envelope autocovariance functions for  $E_z$ -case [from [Dur00] ©IEEE]. 9



## 实例2的包络协方差



2008-4-20 Figure 5.35 Comparison between Clarke theoretical and the shape theory approximation for envelope autocovariance functions for  $H_x$ -case [from [Dur00] ©IEEE]. 140



## 实例3的包络协方差

■ 参见课本P171