



Chapter 5. 移动无线电传播 小尺度衰落与多径效应

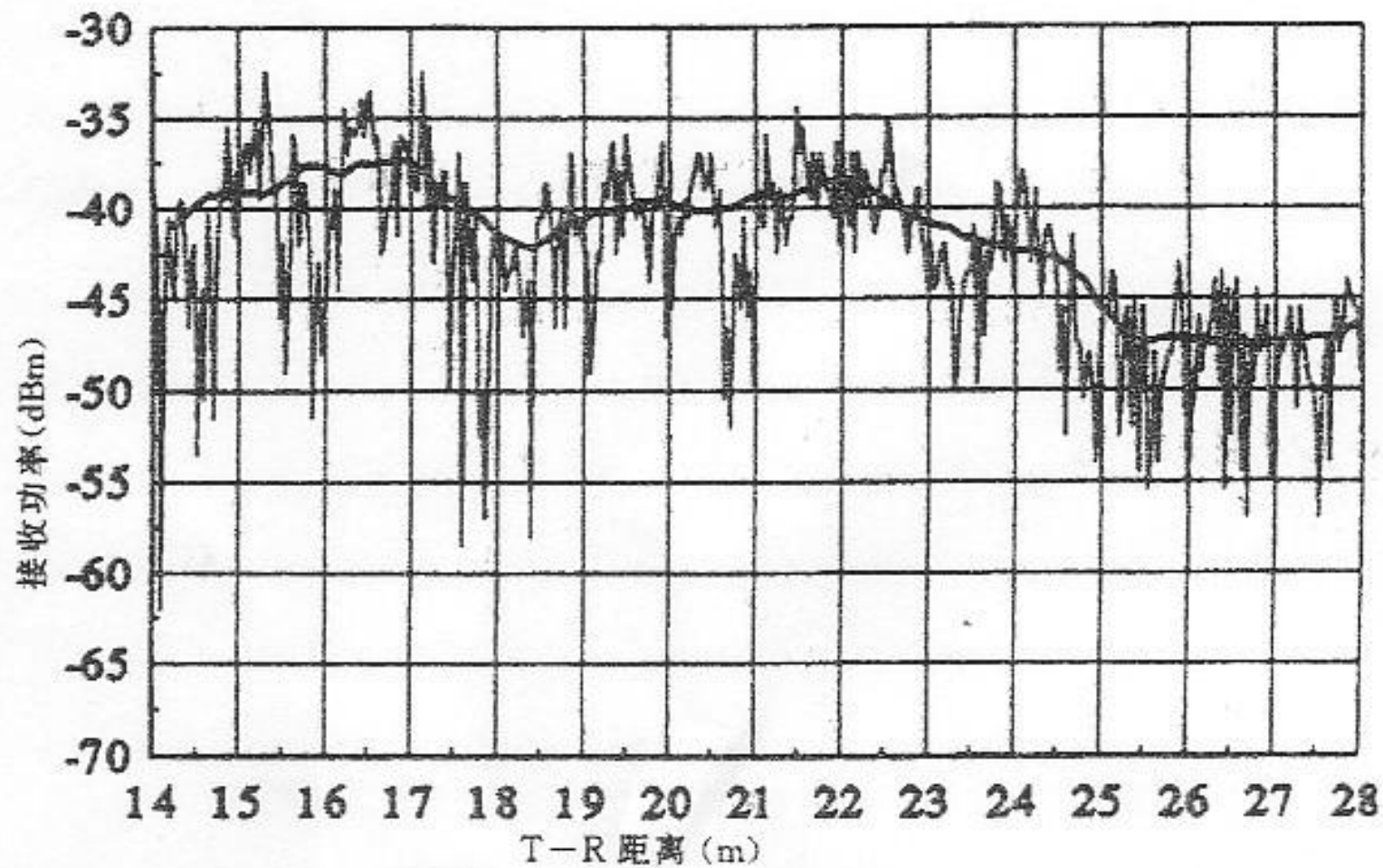
■ 小尺度多径

- 一个多径信道的冲激响应模型
- 小尺度多径测量
- 移动多径信道的参数
- 小尺度衰落类型
- **Rayleigh**分布与**Ricean**分布
- 多径衰落信道的统计模型

5.1 小尺度多径传播



- 小尺度衰落或简称衰落，是指无线信号在经过短时间或短距传播后其幅度、相位及多径时延的快速波动，以致大尺度路径损耗的影响可以忽略不计。
- 衰落是由于同一传输信号沿两个或多个路径传播、以微小的时间差到达接收机的信号相互干扰所致。



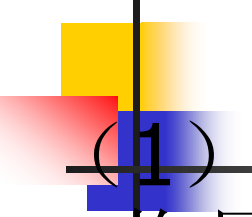


无线信道的多径导致小尺度衰落效应的产生。

■ 主要效应表现为：

- (1) 经过短距或短时间传播后信号强度的急速变化；
- (2) 在不同的多径信号上，存在着时变多普勒频移引起的随机频率调制；
- (3) 多径传播时延引起的时间扩展（回声）。

■ 影响小尺度衰落的因素：

- 
- (1) 多径传播—符号间干扰 (ISI) 引起的信号拖尾
 - (2) 移动台的运动速度—多径分量存在不同多普勒频移导致的随机频率调制
 - (3) 环境物体的运动速度—多径造成的时变多普勒频移
 - (4) 信号的传输带宽—信号的传输带宽大于多径信道的相干带宽，接收信号会失真

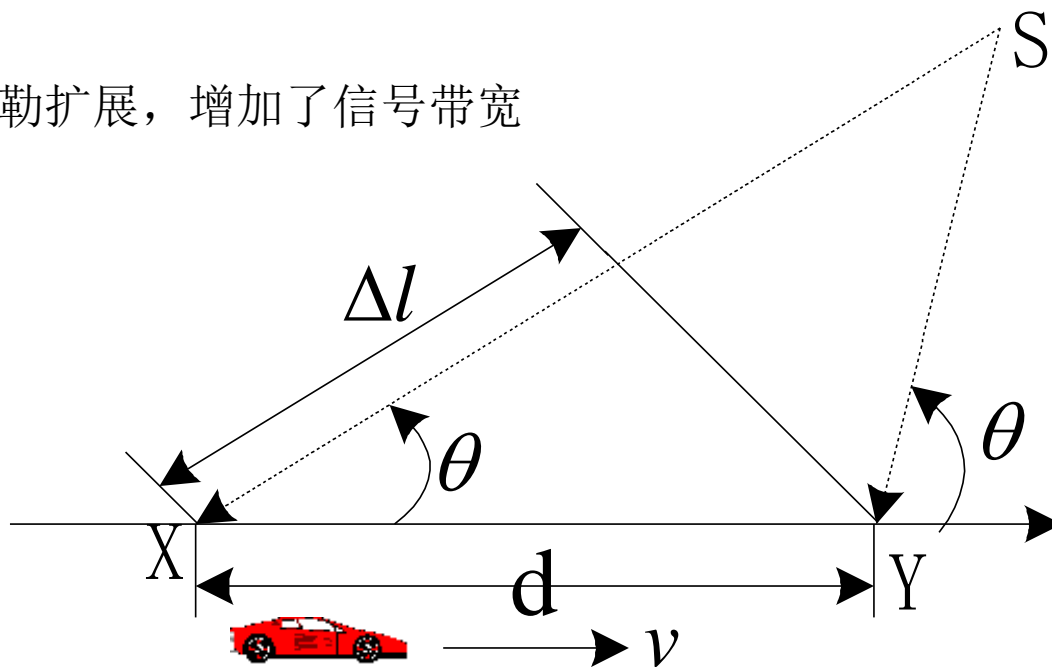
■ 多普勒频移

路程差造成的相位变化 Δl : $\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta$

频率变化值，即多普勒频移：

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

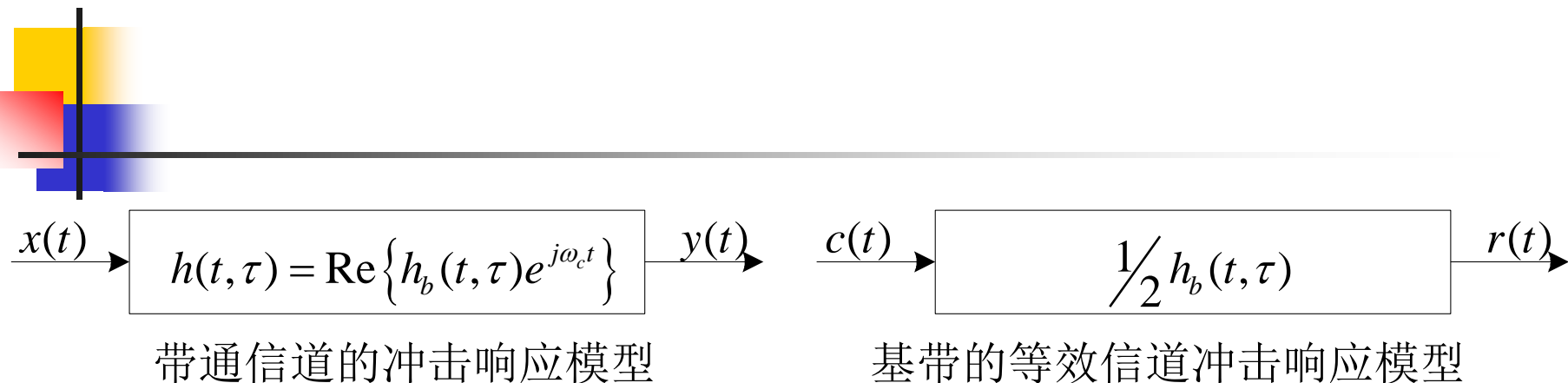
多径分量造成接收机信号的多普勒扩展，增加了信号带宽



5.2 一个多径信道的冲激响应模型

- 移动无线信道的小尺度变化与移动无线信道的冲击响应直接相关；
- 冲击响应是宽带信道的特性，它包含了所有用于仿真和分析信道无线传播的必要信息；
- 移动无线信道可以建模为一个具有时变（接收机空间运动）冲激响应特性的线性滤波器。

■ 一个多径信道的冲激响应模型



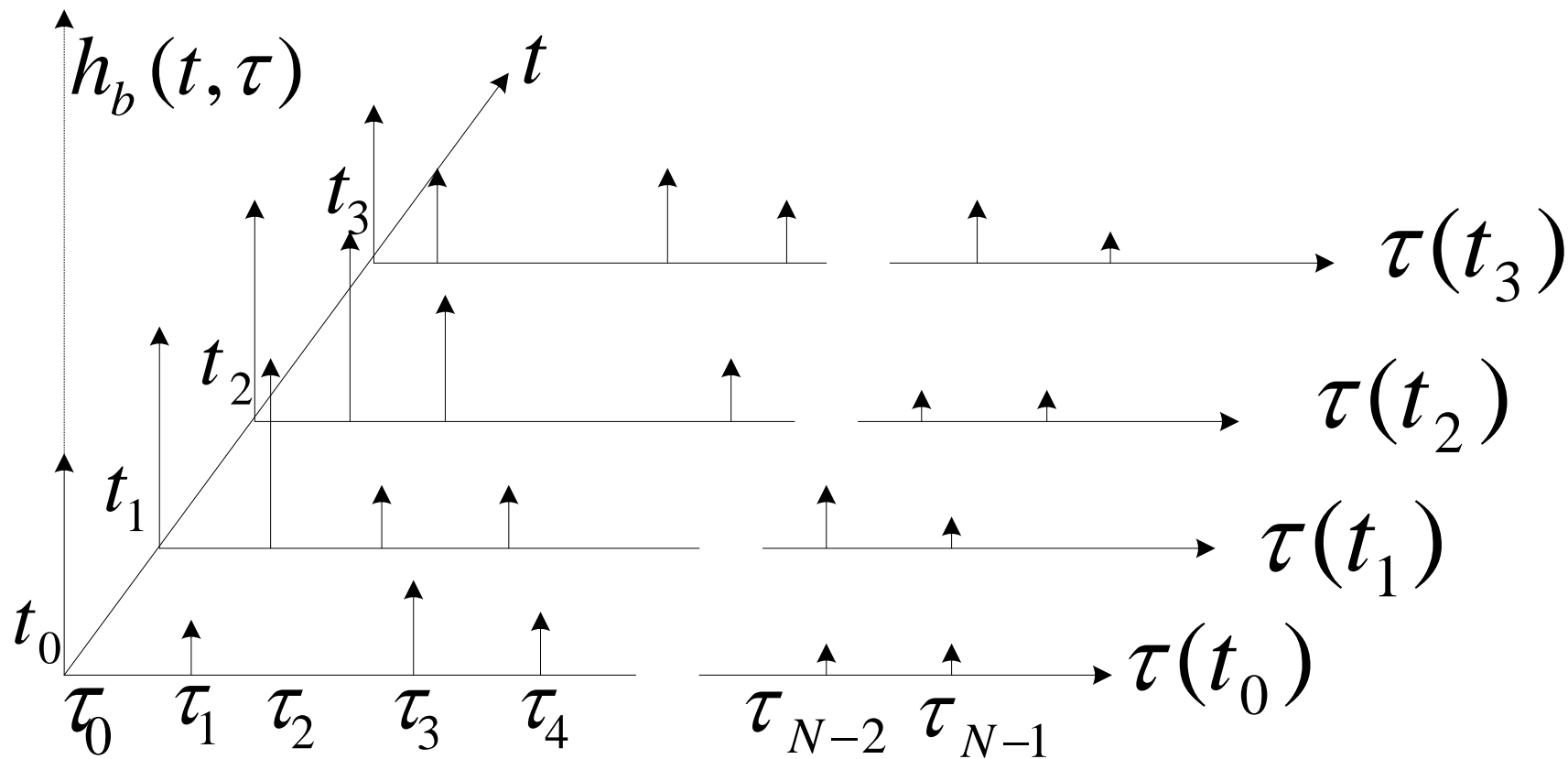
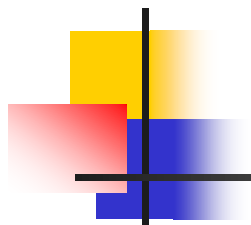
$$y(t) = x(t) \otimes h(t)$$

$$r(t) = c(t) \otimes \frac{1}{2} h_b(t)$$

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

$$h_b(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t, \tau) \exp[j(2\pi f_c \tau_l(t) + \varphi_l(t, \tau))] \delta(\tau - \tau_l(t))$$

滤波器特性与的**A**和和多径的**T**有关



■ 带宽与接收功率P之间的关系

✓ 对窄带宽 $T_{bb} < \tau_{ch}$ 脉冲, 多径可以被分离, 接收功率变化较小。

$$p(t) = 2\sqrt{\tau_{\max}/T_{bb}}$$

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

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

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

$$E_{\alpha, \theta} [P_{WB}] = E_{\alpha, \theta} \left[\sum_{l=0}^{L-1} |\alpha_l \exp(j\theta_l)|^2 \right] \approx \sum_{l=0}^{L-1} \overline{\alpha_l^2}$$

■ 带宽与接收功率P之间的关系

- ✓ 对于连续波（CW）信号, 多径不能被分离, 导致大幅度信号波动。

$$r(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i (\exp(j\theta_i))$$

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

$$E_{\alpha, \theta} [P_{CW}] = E_{\alpha, \theta} \left[\left| \sum_{l=0}^{N-1} \alpha_l \exp(j\theta_l) \right|^2 \right] \approx \sum_{l=0}^{N-1} \overline{\alpha_l^2} + 2 \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{l, j \neq l}^{N-1} \overline{r_{lj} \cos(\theta_l - \theta_j)}$$

$$r_{lj} = E_a [a_l a_j]$$

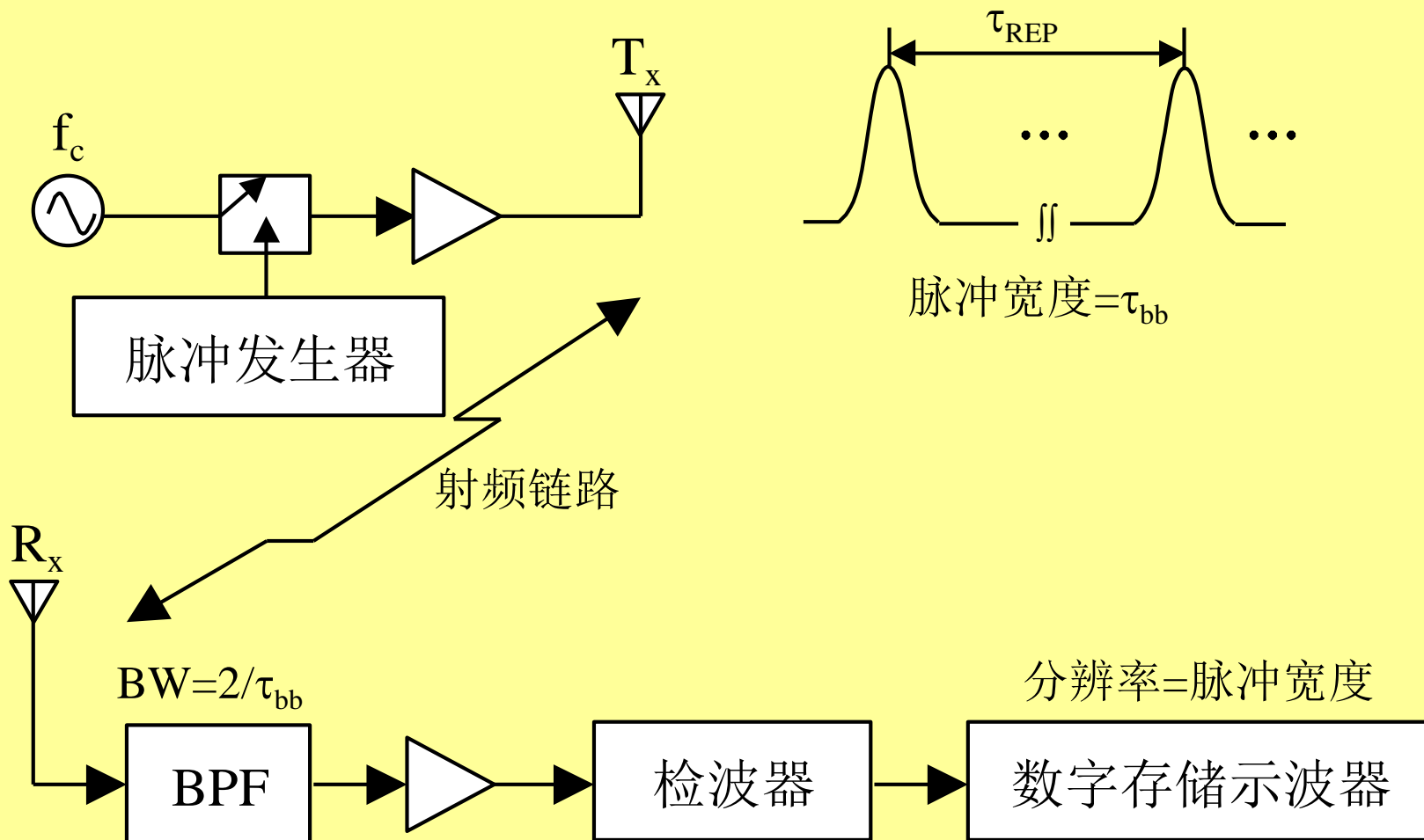
5.3 小尺度多径测量

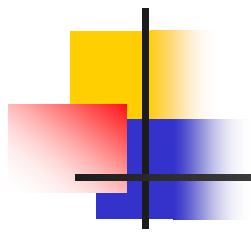
■ 多径结构对决定小尺度衰落效应很重要，因而出现多种宽带探测（sounding）技术。

■ 这些技术分为：

- 直接脉冲测量
- 扩频滑动相关器信道测量
- 扫频测量

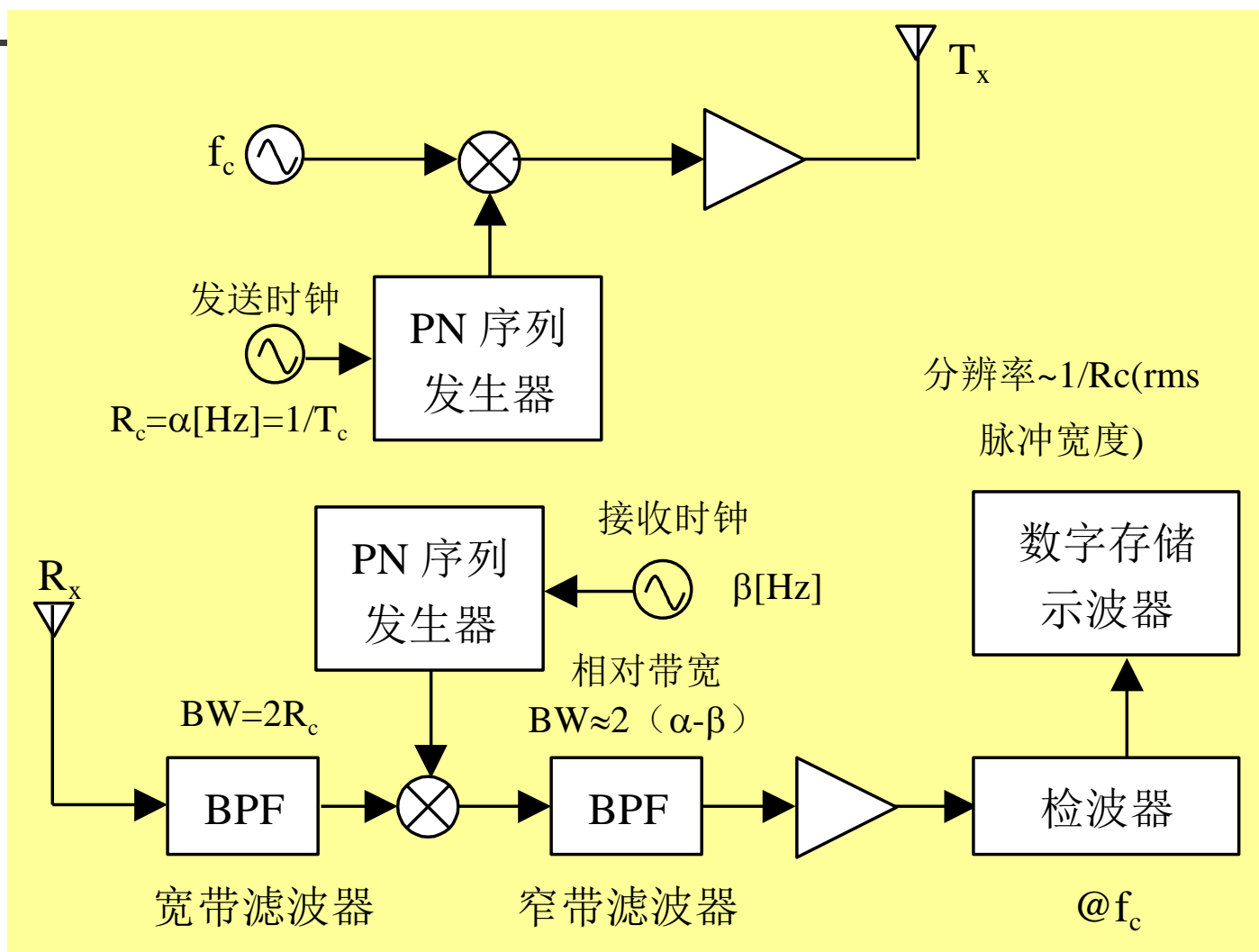
■ 直接射频脉冲系统

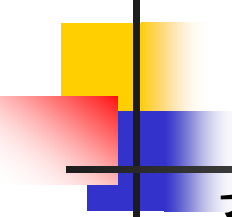




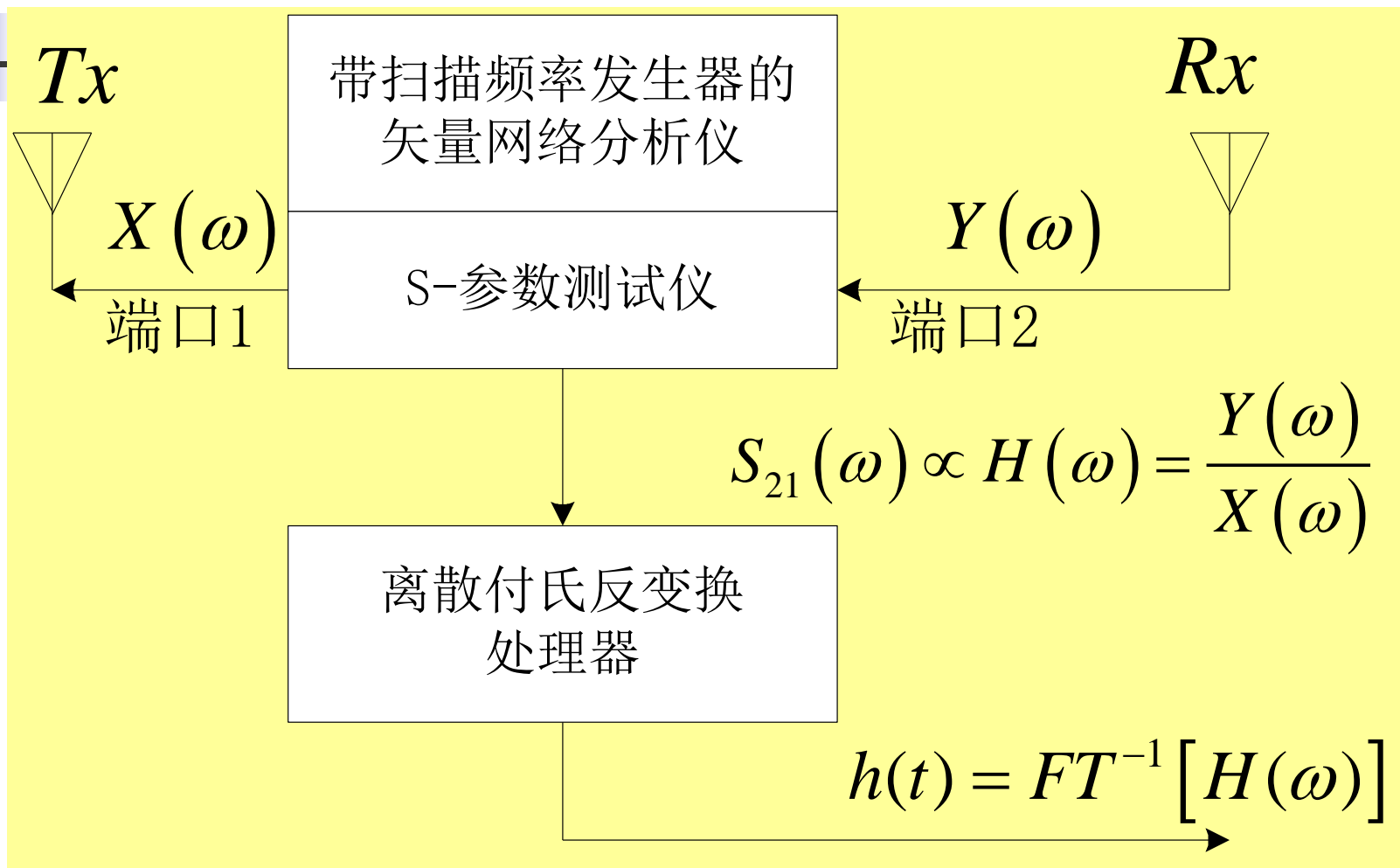
- 多径分量间最小的可分离时延应等于探测脉冲宽度。
- 可以提供本地功率延迟分布。
- 主要问题是系统受干扰和噪声影响严重。
另一个缺点是收不到多径分量各自的相位。

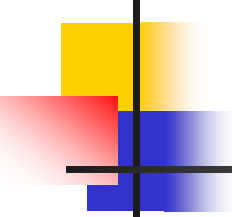
▪ 扩频滑动相关信道检测



- 
- 系统可将时间间隔等于或大于 $\Delta\tau=2T_c$ 的两个多径分量分离出来。
 - 可以滤除带通噪声。
 - 测量不是实时的。

▪ 频域信道探测



- 
-
- 室内信道探测;
 - 测量具有非实时特性;
 - 系统需要收发信机之间具有精确的时间校准和严格同步。

5.4 移动多径信道的参数

时间色散参数

➤ 平均附加时延 (τ)

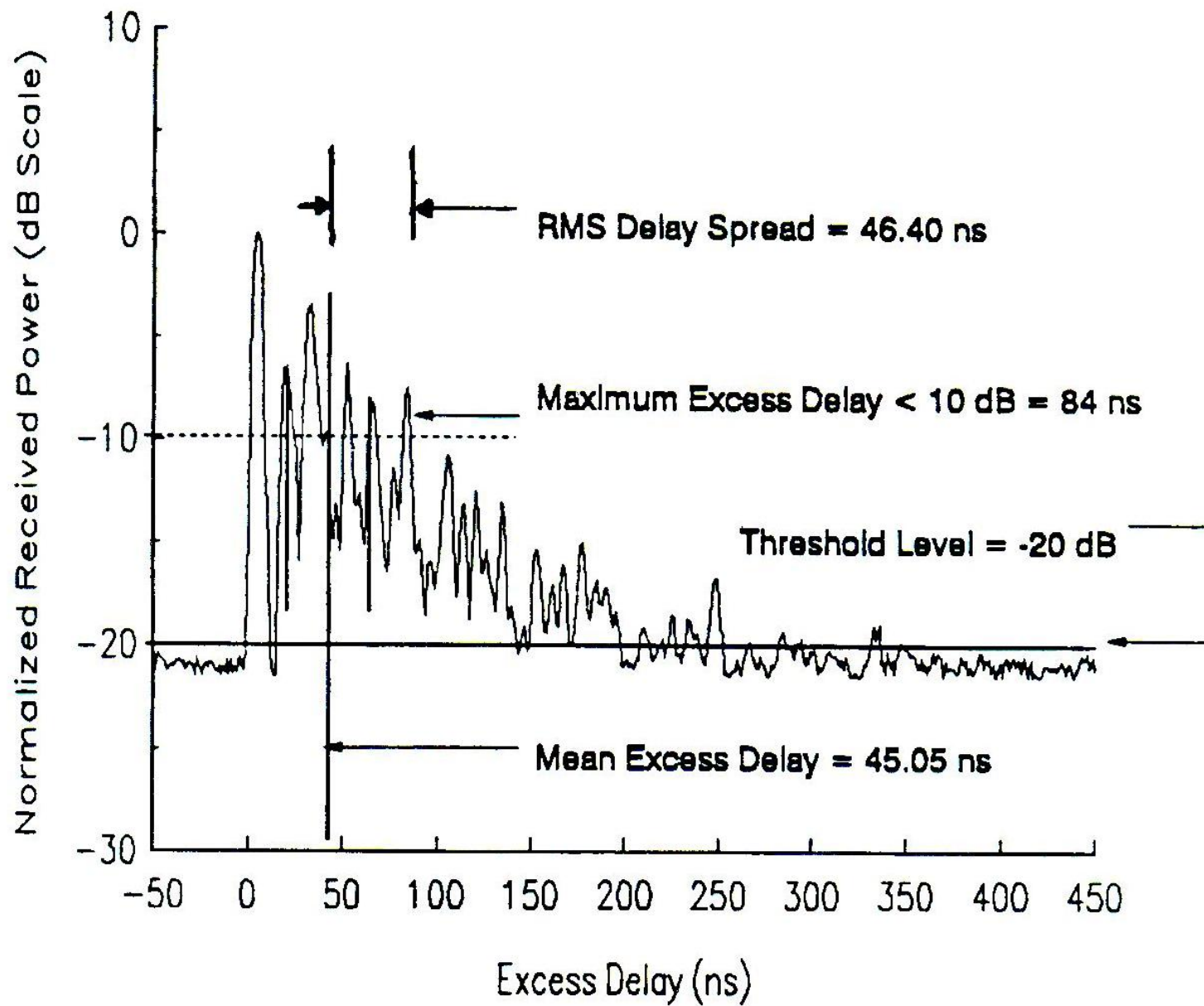
➤ rms时延扩展 (σ_τ)

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

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_k \alpha_k^2 \tau_k^2}{\sum_k \alpha_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

σ_τ 的典型值ms(室外), ns (室内)

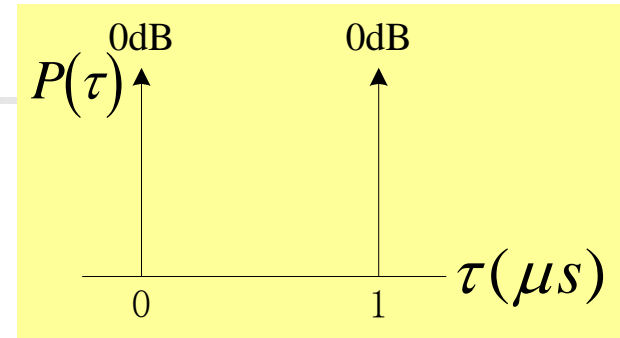
➤ 最大附加时延(XdB): 多径能量从初值衰落到低于最大能量X dB处的时延值



▪ 例子 5.4.

计算右图所示的RMS时延扩展


(a)



$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{(1)(0) + (1)(1)}{1+1} = 0.5 \mu s$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{(1)(0)^2 + (1)(1)^2}{1+1} = 0.5 \mu s^2$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{0.5 - (0.5)^2} = 0.5 \mu s$$



(b) 若采用BPSK调制，在不使用均衡的情况下，可以经信道传输的最大比特速率是多少？

$$\frac{\sigma_{\tau}}{T_s} \leq 0.1$$

$$T_s \geq \frac{\sigma_{\tau}}{0.1} = \frac{0.5\mu s}{0.1} = 5\mu s$$

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{5\mu s} = 200ksp/s$$

$$R_b = (\log_2 M) R_s = 200kbps$$



■ 相干带宽 B_c :

时延扩展与 B_c 是用于描述本地信道时间色散特性的两个参数

$$B_c = 1/50\sigma_\tau, \quad (\text{频率相关函数大于} 0.9)$$

$$B_c = 1/5\sigma_\tau, \quad (\text{频率相关函数大于} 0.5)$$

■ 多普勒扩展 BD 与相干时间 T_c :

BD : 定义为一个频率范围, 在此范围内接收的多普勒谱有非0值。

T_c : 一段时间间隔, 在此间隔内, 两个到达信号幅度有很强的相关性。

$$T_c \approx 1/f_m$$

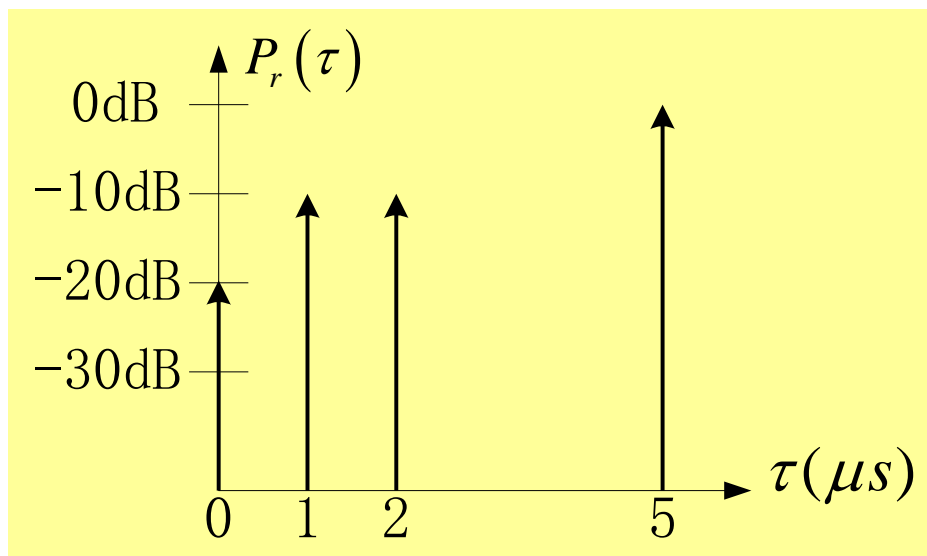
$$T_c \approx 9/16\pi f_m, \quad (\text{时间相关函数大于} 0.5), \quad f_m = v/\lambda$$

$$T_c = \sqrt{9/16\pi f_m^2} = 0.423/f_m, \quad (\text{上两式的几何平均})$$

■ 例 5.5.

计算下图所示多径分布的平均附加时延、rms 时延扩展及最大附加时延(10dB)。

设信道相干带宽取 50%，则该系统在不使用均衡器的条件下对AMPS和GSM业务是否合适？



$$\tau_{10dB} = 5\mu s$$

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

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{(1)(5)^2 + (0.1)(1)^2 + (0.1)(2)^2 + (0.01)(0)^2}{(0.01 + 0.1 + 0.1 + 1)} = 21.07\mu s^2$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37\mu s$$

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

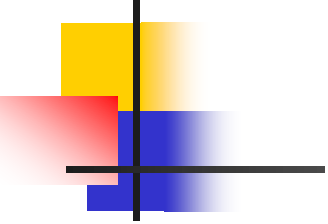
AMPS: 30kHz, GSM: 200kHz

■ 例 5.6.

选择测量小尺度传播需要的合适的空间采样间隔，假设连续采样值有很强的时间相关性，若 $f_c=1900\text{MHz}$ and $v=50\text{m/s}$ ，移动 10m 需要多少采样值？

假设可以在运动的车辆上实时进行采样，则进行这些测量需要多少时间？

信道的多普勒扩展 B_D 为多少？


$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} = \frac{9\lambda}{16\pi v} = \frac{9c}{16\pi v f_c} = 565\mu s$$

$$\text{采样间隔} = T_c / 2$$

$$\text{采样空间间隔 } \Delta x = v \frac{T_c}{2} = 1.41cm$$

$$N_x = \frac{10}{\Delta x} = 708 \text{ samples}$$

$$\text{测量所需时间} = \frac{10m}{50m / s} = 0.2s$$

$$B_D = f_m = \frac{vf_c}{c} = 316.66Hz$$

5.5 小尺度衰落类型

小尺度衰落 (基于多径时延扩展)

平坦衰落

- (1) 信号带宽 < 信道带宽
- (2) 延迟扩展 < 符号周期

频率选择性衰落

- (1) 信号带宽 > 信道带宽
- (2) 延迟扩展 > 符号周期

小尺度衰落 (基于多普勒扩展)

快衰落

- (1) 大多普勒频移
- (2) 相干时间 < 符号周期
- (3) 信道变化快于基带信号变化

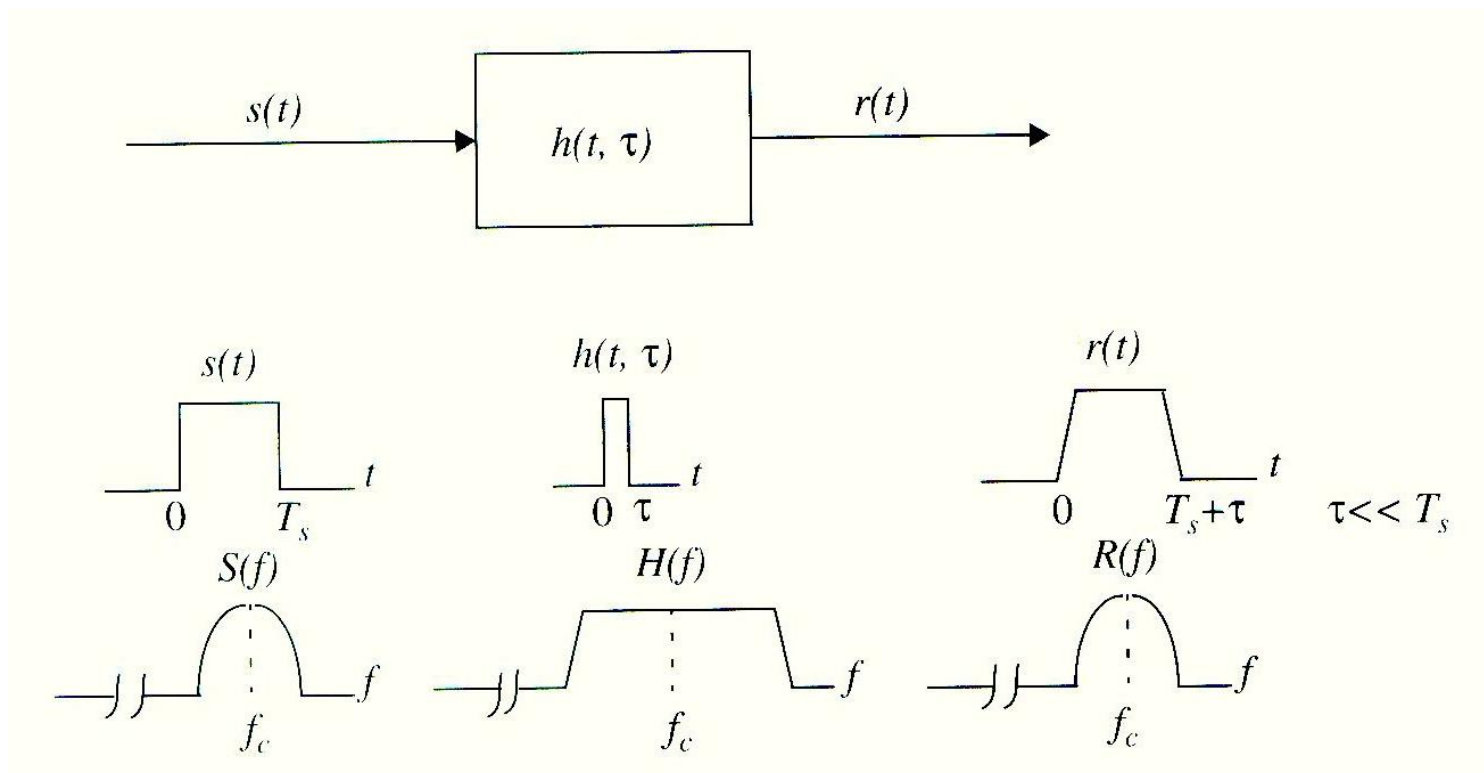
慢衰落

- (1) 小普勒频移
- (2) 相干时间 > 符号周期
- (3) 信道变化慢于基带信号变化

■ 平坦衰落

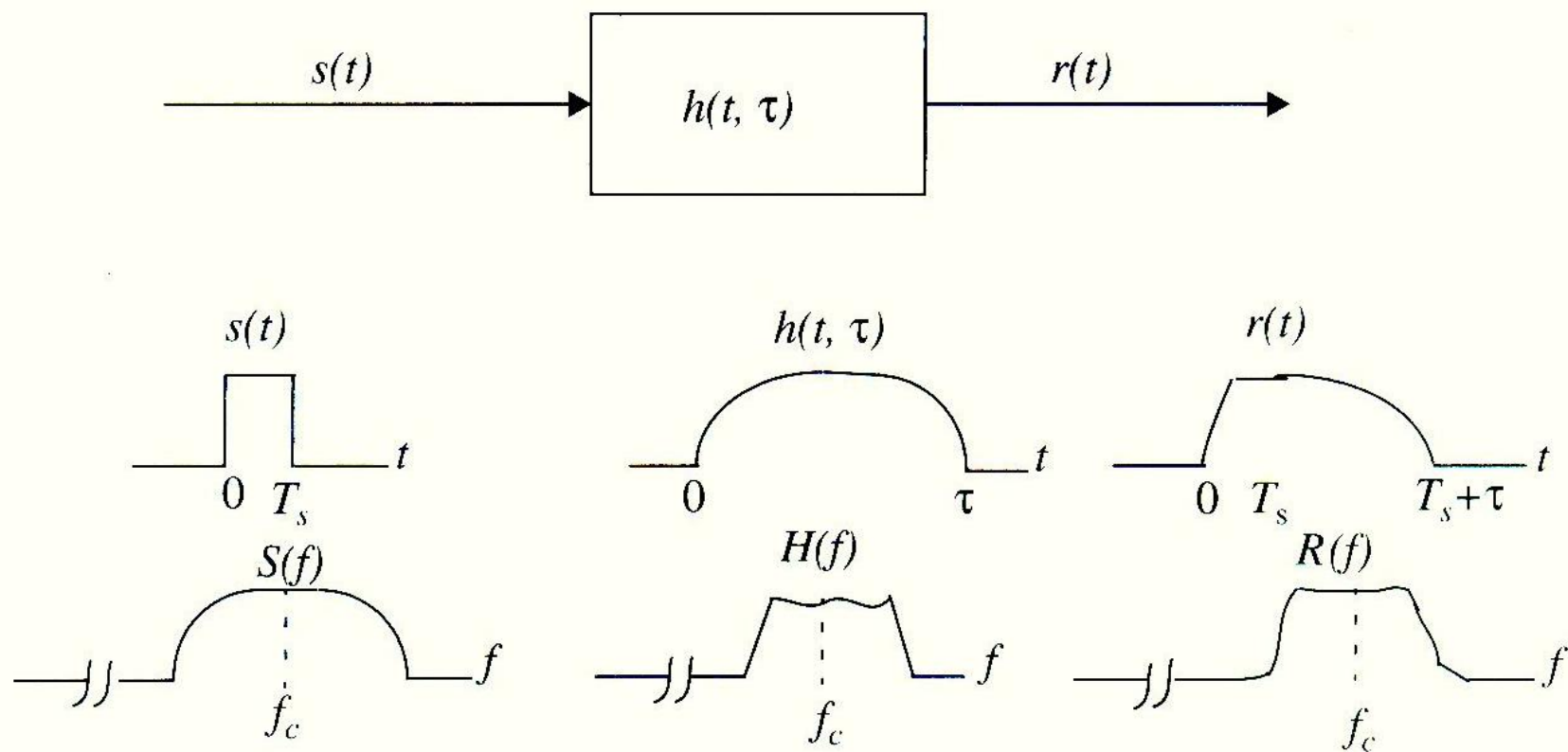
➤ 发送信号的频谱特性在接收端保持不变。

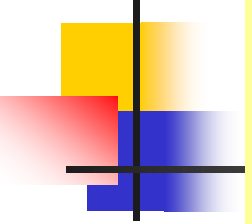
➤ 信号强度随时间变化，幅度变化服从 Rayleigh 分布。



■ 频率选择性衰落

➤ 信道中发送信号的时间色散引起频率选择性衰落。这样信道就造成了符号间干扰（ISI）。

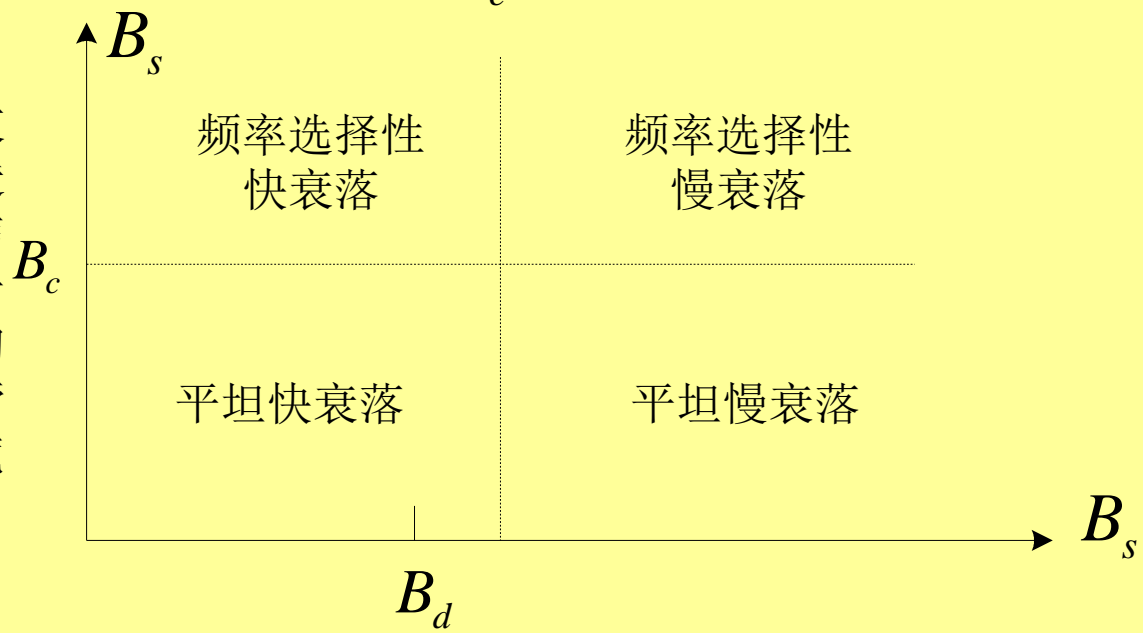




发送信号的符号周期



发送信号的带宽

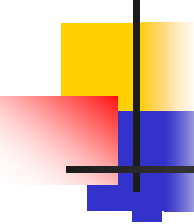




5.6 Rayleigh分布与Ricean分布

- **Rayleigh** 分布是常用的描述平坦衰落信号或独立多径分量接收包络统计时变特性的一种分布。

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

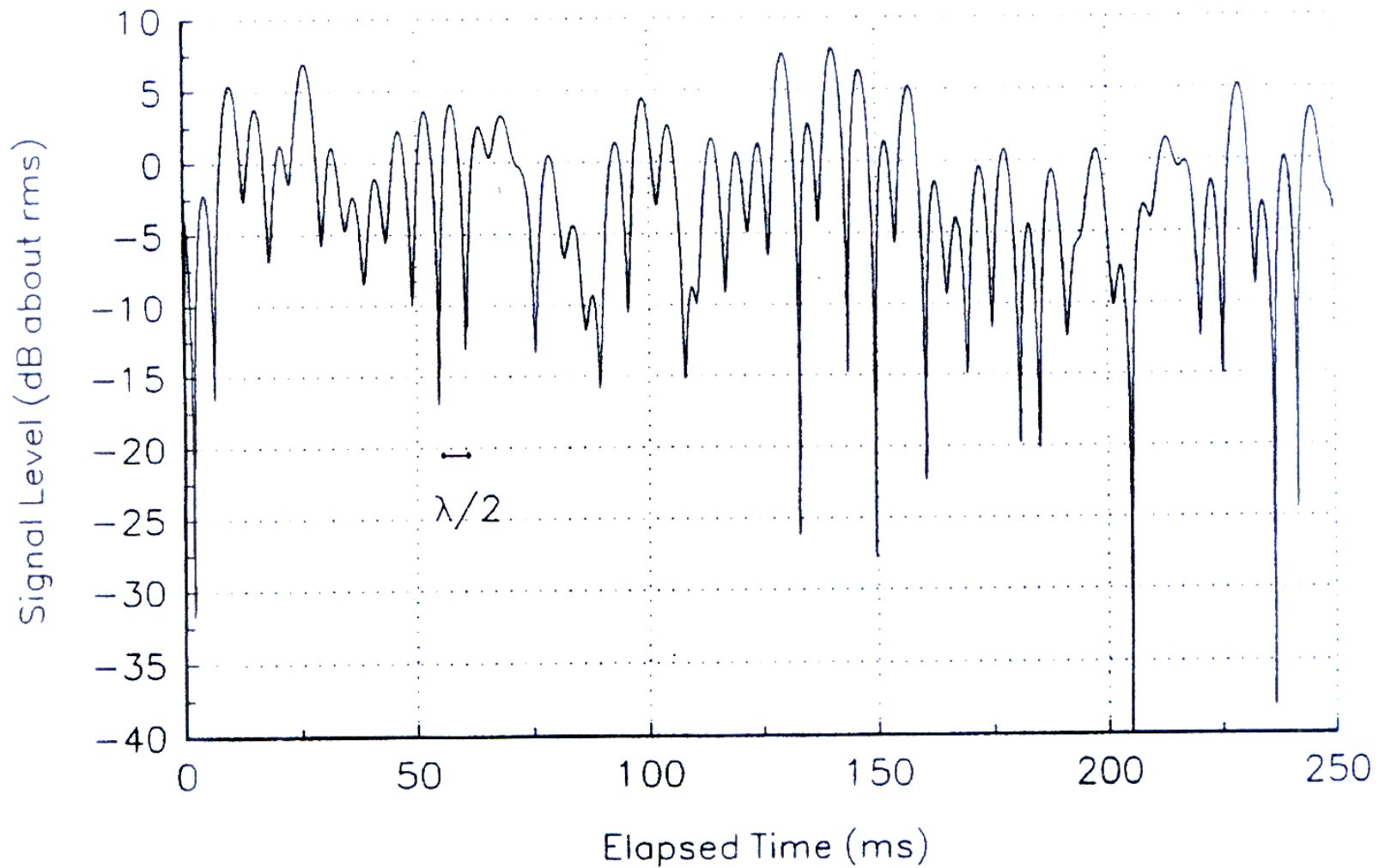


当存在一个主要的静态（非衰落）信号分量时，如视距传播、小尺度衰落的包络服从**Ricean**分布。

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

$$K(\text{dB})(\text{Ricean因子}) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2}, A \text{ 是主信号幅度}$$

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



5.7 多径衰落信道的统计模型

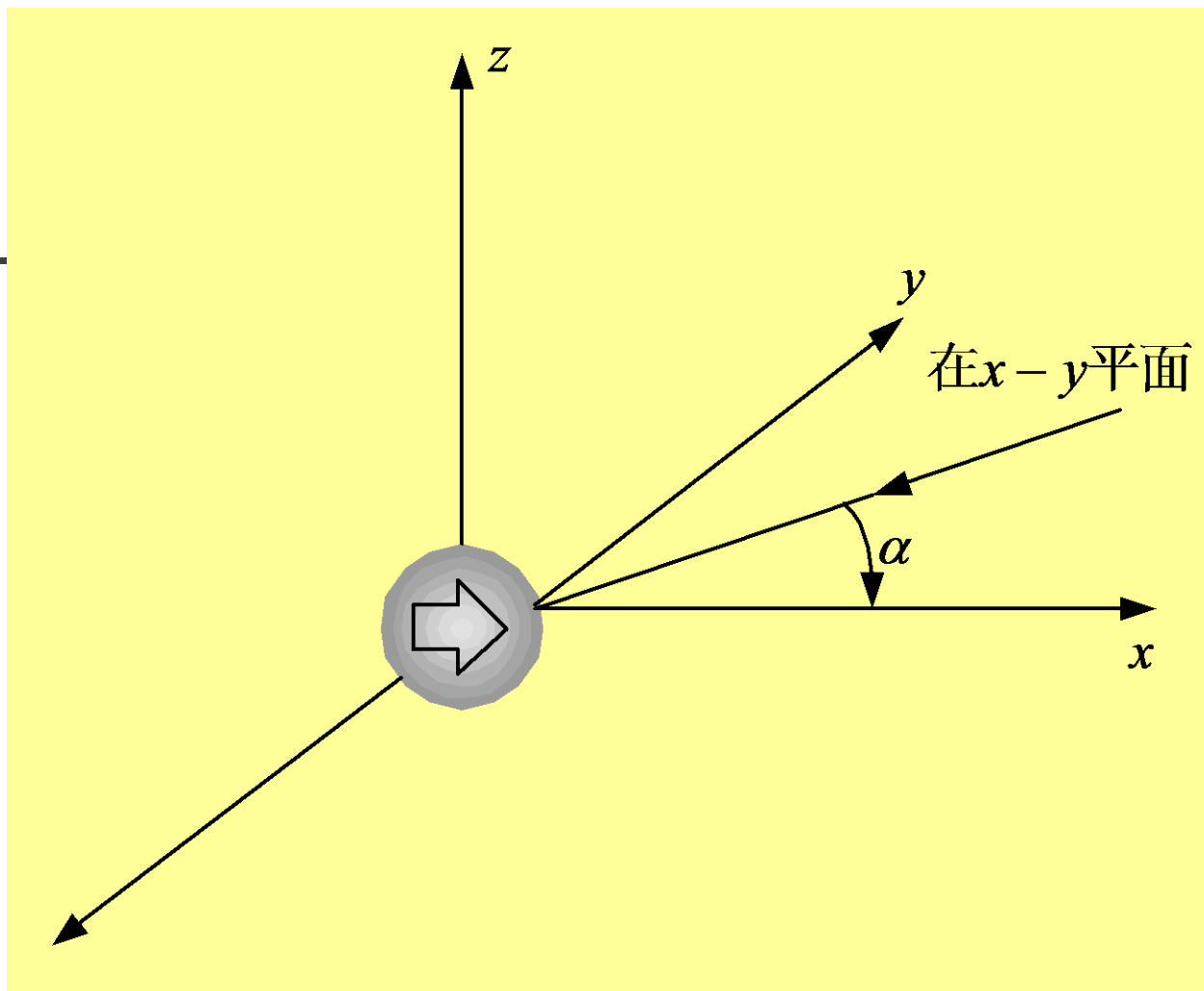
- 平坦衰落的Clarke模型(城市)

- 电磁场的统计特性基于散射。

- 垂直极化天线的固定发射机

- 入射到移动天线的电磁场由 N 个平面波组成，这些平面波具有任意的载波相位、入射方位角以及相等的平均幅度。

- 相等平均幅度的假设基于不存在视距路径。



以任意角度到达的平面波示意图

➤ 对第 n 个以角度 α_n 到达 x 轴的入射波,



多普勒频移: $f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n$

到达移动台的垂直极化平面波存在 E 和 H 场强分量:

$$E_z = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n), \quad E_0 \text{ 本地平均 } E \text{ 场}$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n), \quad C_n \text{ 实 } r.v., \text{ 表示不同电波幅度}$$

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

第 n 个到达分量的随机相位: $\theta_n = 2\pi f_c t + \varphi_n$

对 E 和 H 场进行规一化后, 可得 C_n 的平均值: $\sum_{n=1}^N \overline{C_n^2} = 1$

➤ 若N足够大, E_z , H_x 和 H_y 可以近似看作高斯随机变量。

➤ 假设相位角在 $(0, 2\pi]$ 内有均匀的PDF, E 场可以表示为:

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

$$T_{c(t)} = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), T_{s(t)} = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_n t + \varphi_n)$$

T_c 和 T_s 是非相关0均值的高斯随机变量, 有相等的方差:

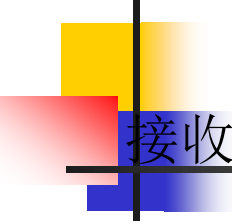
$$\overline{T_c^2} = \overline{T_s^2} = \overline{|E_z|^2} = E_0^2 / 2$$

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

从*Jacobean*变换可知, 接收信号包络服从*Rayleigh*分布:

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

➤ Gans 提出了一种Clarke模型的谱分析。



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

A 是定向天线平均接收功率， $G(\alpha)$ 是天线方向增益模式。

若散射信号是频率为 f_c 的CW信号，则以角度 α 入射的接收信号的

瞬时频率：
$$f(\alpha) = f = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c = f_m \cos \alpha + f_c$$

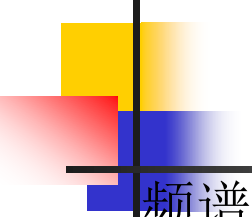
接收功率随频率的微分变化： $S(f)|df|$

令接收信号功率随频率的微分变化与随角度的微分变化相等，有：

$$S(f)|df| = A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]|d\alpha|$$

则： $|df| = |d\alpha| |\sin \alpha| f_m$

α 可表示为 f 的函数：
$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right) \Rightarrow \sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}$$



$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}}, S(f) = 0, |f - f_c| > f_m$$

频谱集中在载频附近，超出 $f_c \pm f_m$ 范围的频谱均为0。

对垂直 $\lambda/4$ 的天线（ $G(\alpha) = 1.5$ ）以及0到 2π 间均匀分布 $p(\alpha) = 1/2\pi$ ，

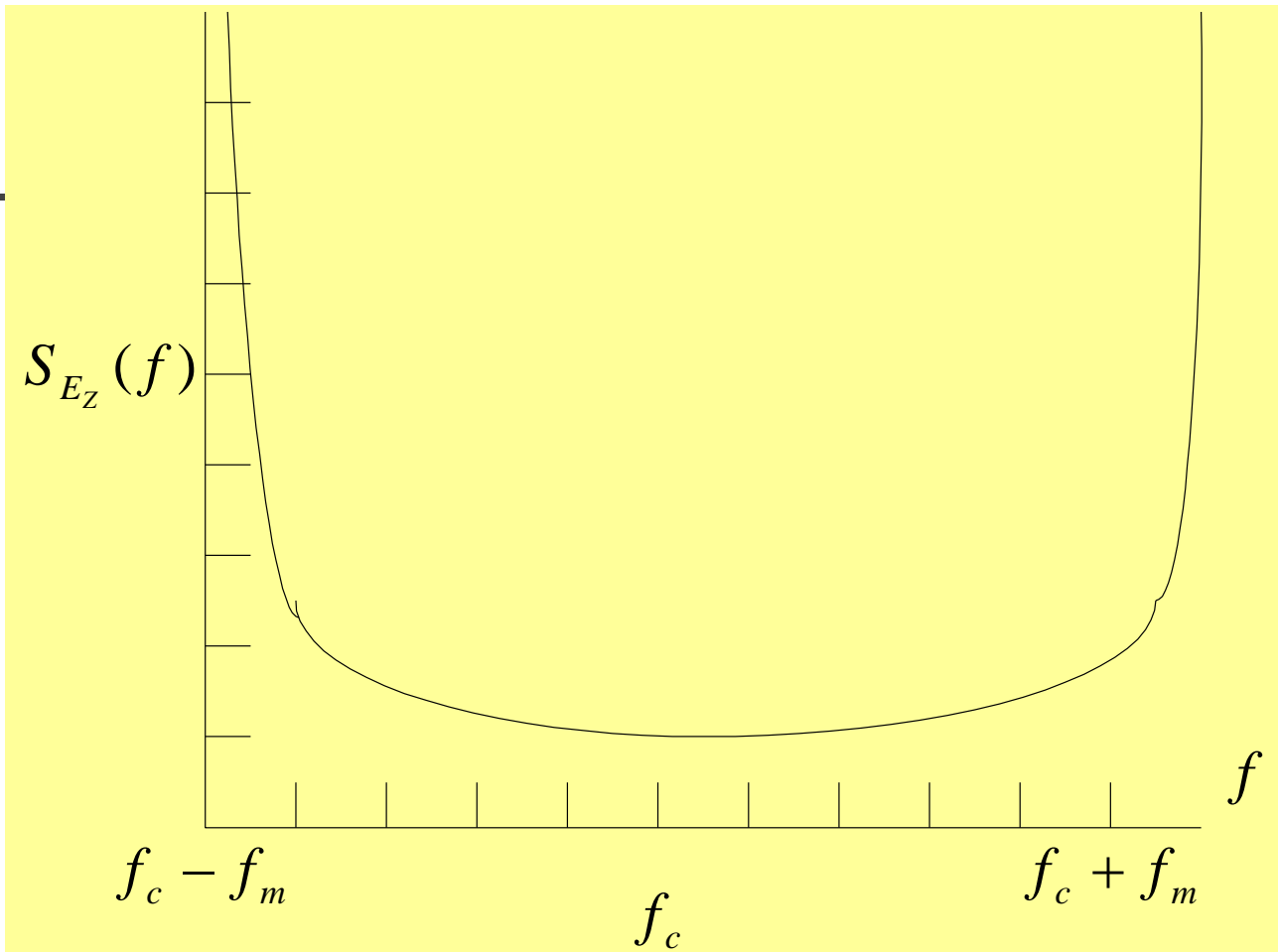
其输出频谱：
$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}}$$

0° 或 180° 到达信号的多普勒分量的功率谱密度不确定。

基带功率谱密度为：
$$S_{bbE_z}(f) = \frac{1}{8\pi f_m} K \left[\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2} \right]$$

$K()$ 是第一类完全椭圆积分。

这仅是接收信号经过非线性包络检波器时的瞬时相关结果。



未调制的CW载波的多普勒功率谱

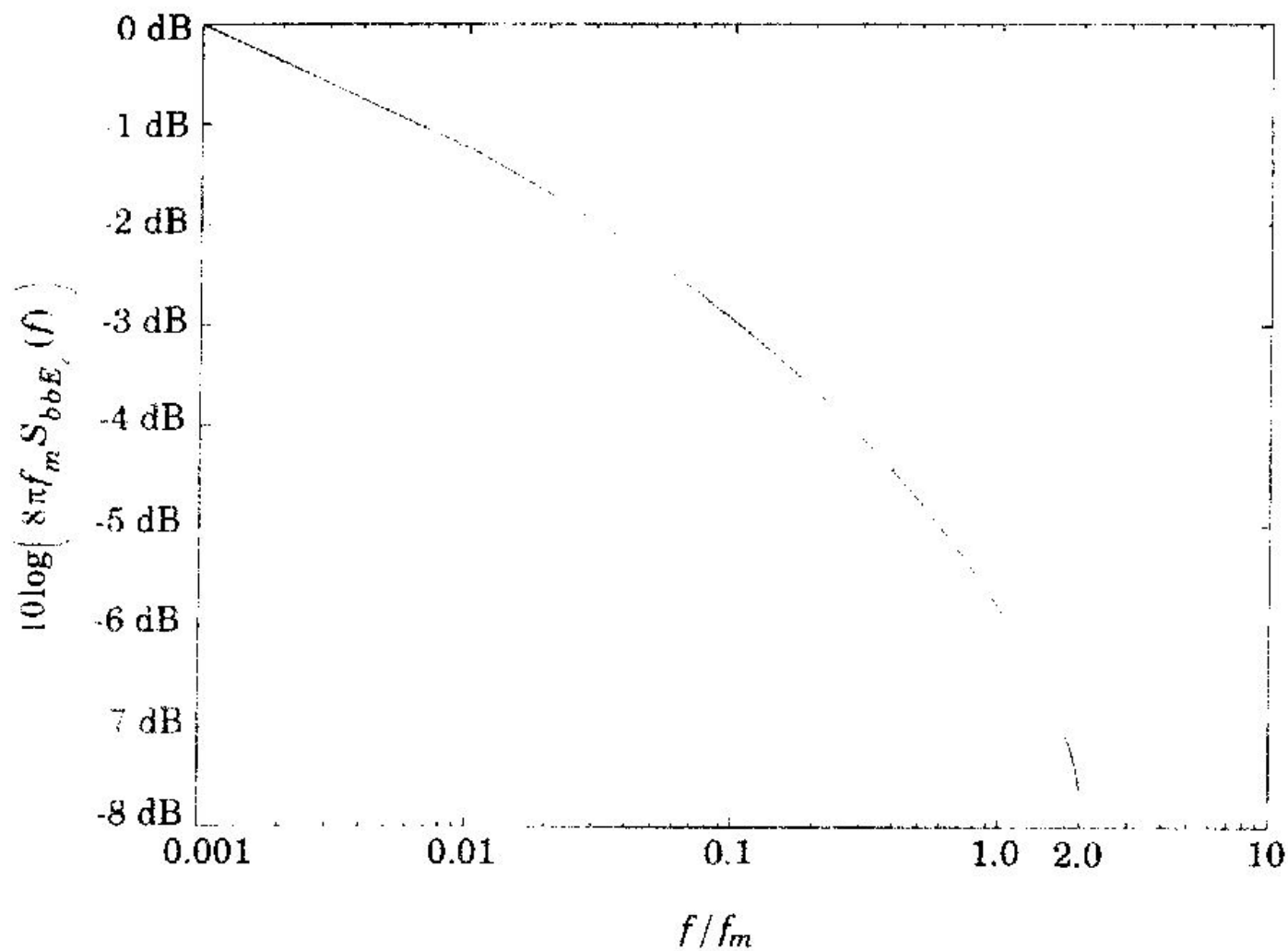
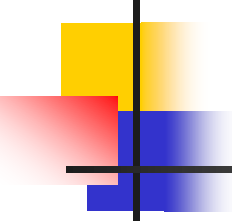


图 4.21 经过包络检波器后的一个 CW 多普勒信号的基带功率谱密度

- 
- 多普勒扩展的频谱形状决定了时域衰落波形，以及衰落的时间相关性。
 - Rayleigh衰落仿真器必须采用下式所示的衰落频谱，以产生有适当时间相关性的实时衰落波形。

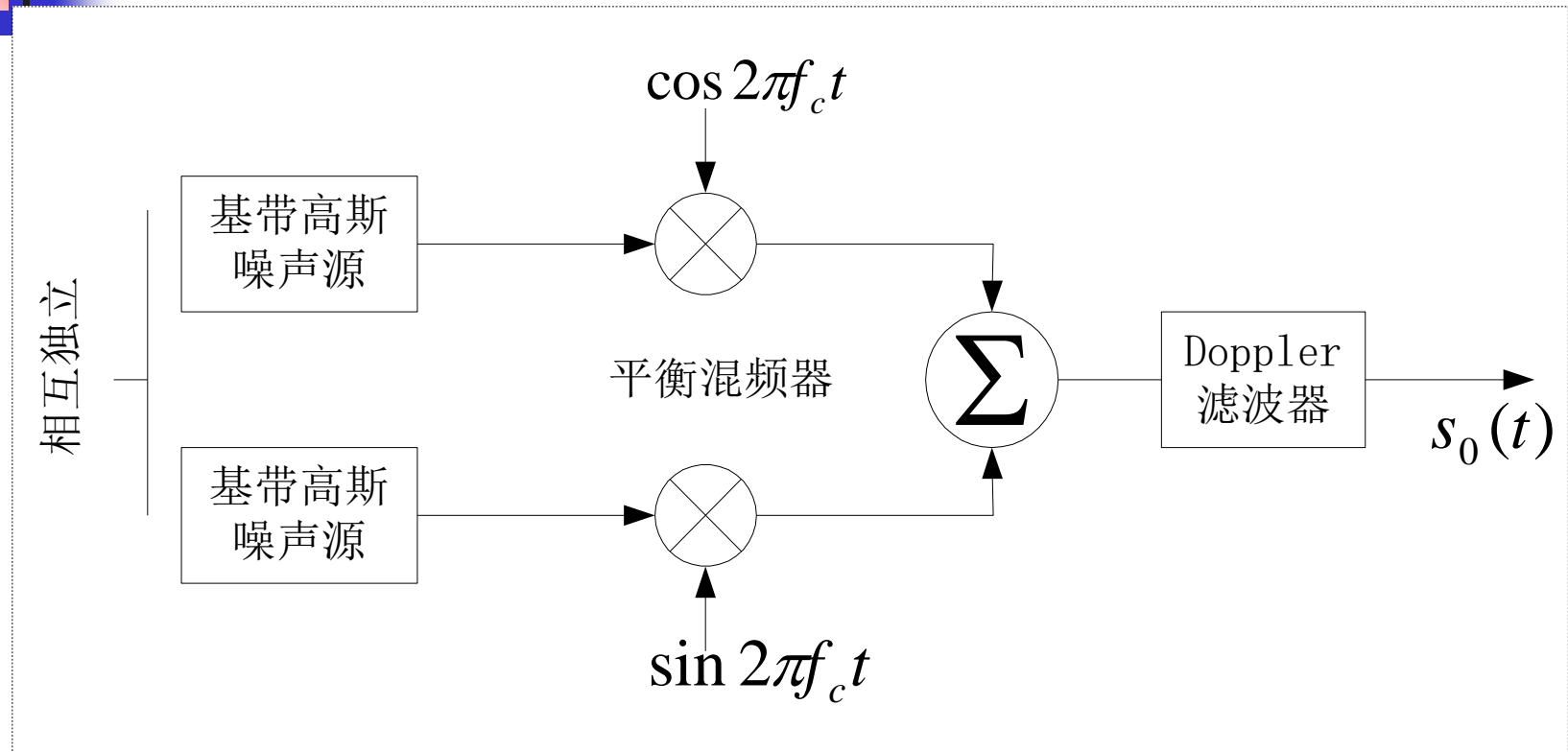
$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}}$$

■ Clarke和Gans衰落模型的仿真

- 一种流行的仿真方法是利用同相和正交调制的概念来产生仿真信号，该信号和被测数据非常相似。
- 每个高斯源可能由两个独立的高斯随机变量组成， $g=a+jb$ 。
- 在频域利用频谱滤波器对随机信号进行整形。

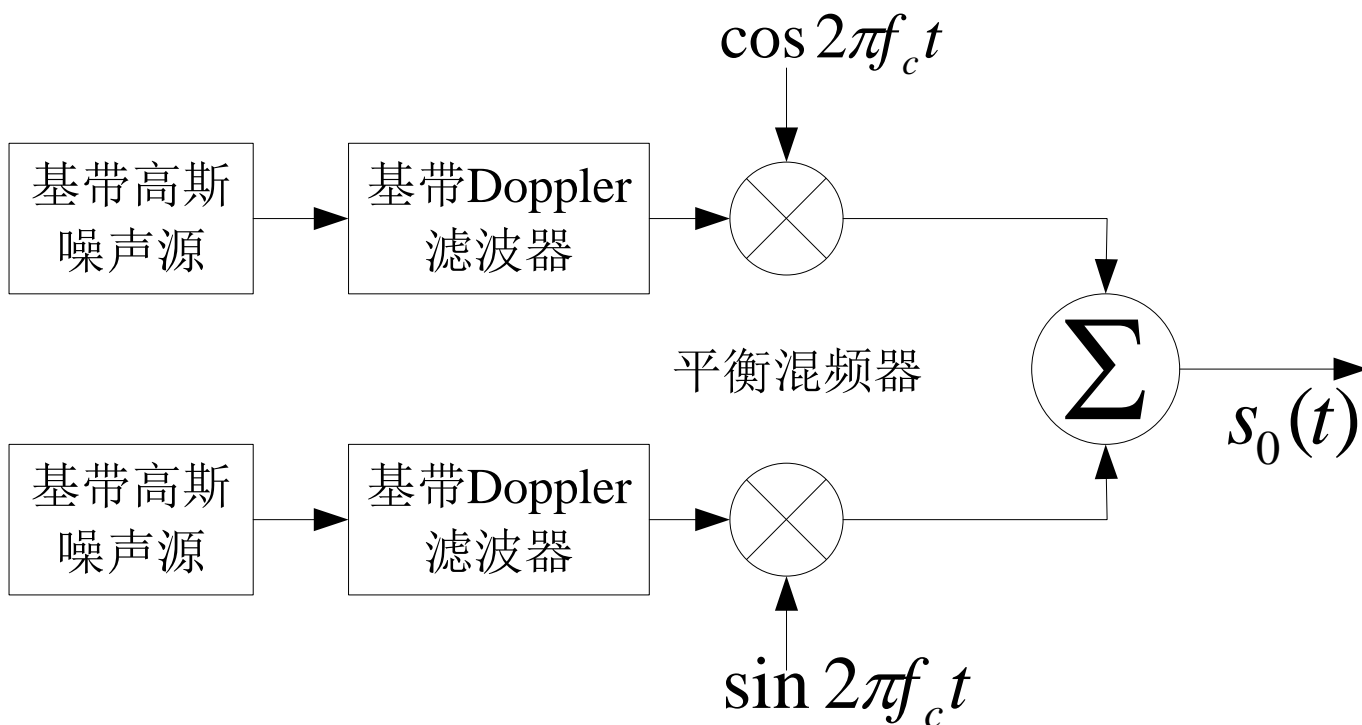
$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}}$$

➤ 用快速傅里叶反变换（IFFT）产生多普勒衰落的准确的时域形。



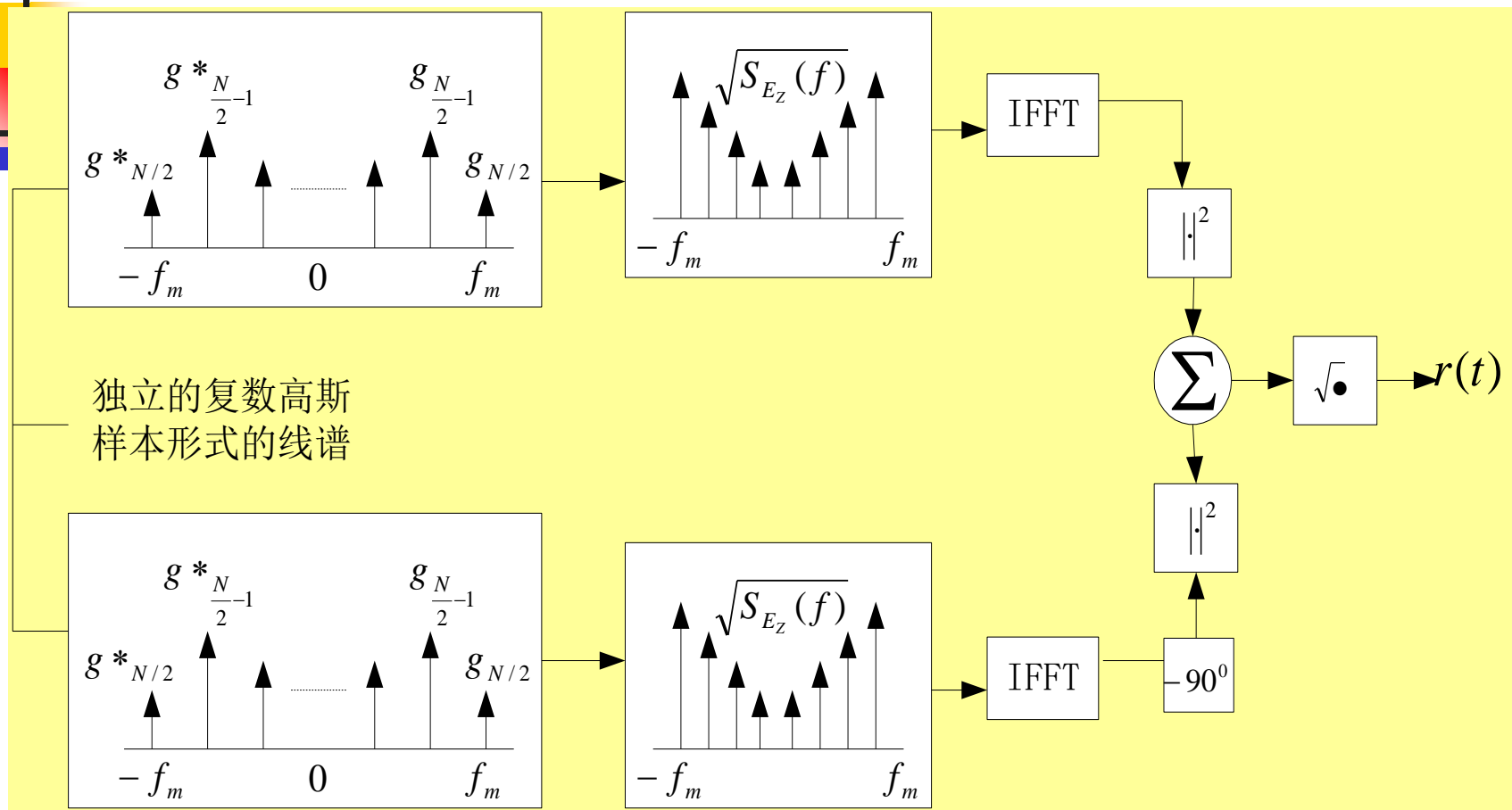
有射频多普勒滤波器的采用正交调幅的仿真器

相互独立

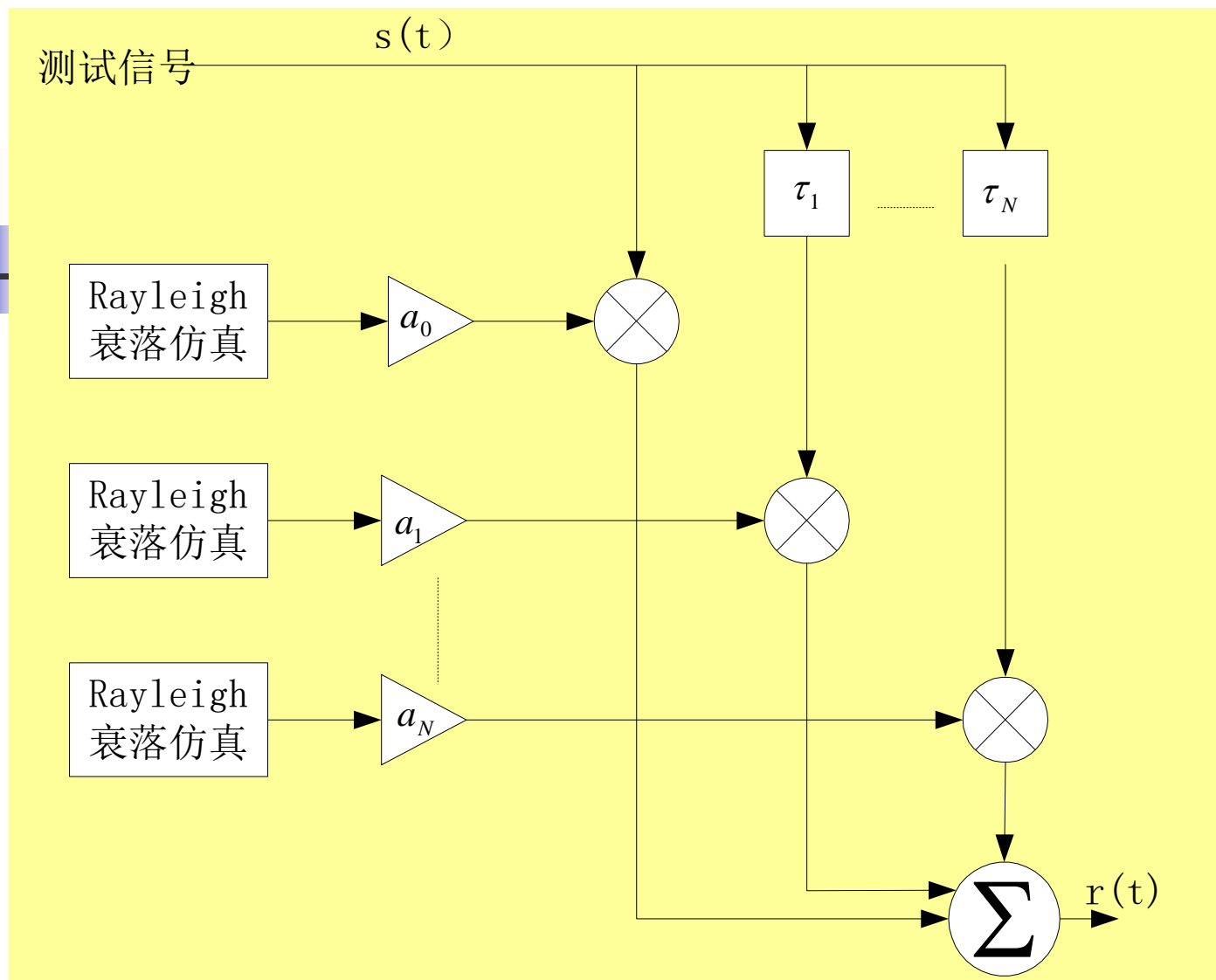


有基带多普勒滤波器的采用正交调幅的仿真器

➤ Smith 仿真方法如图。



在基带频域采用Rayleigh衰落仿真



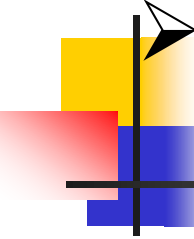
根据增益和时延的不同设置，可以进行平坦性或者频率选择性衰落条件下的仿真。



电平交叉和衰落统计：

➤ **电平交叉率(LCR)**

- Rayleigh衰落信号的 **平均衰落时段**
- 两个重要的统计值对于设计差错控制编码及移动通信系统中的不同方案。
- 将接收信号的时间变化率与信号电平及移动台MS的速度联系起来。

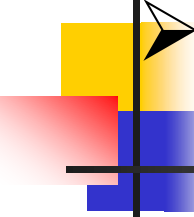


➤ **LCR**: Rayleigh衰落包络归一化为本地rms信号电平后，沿正向穿过某一指定电平的速率。

➤ 每秒电平交叉的数目为：

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

\dot{r} 是 $r(t)$ 关于时间的导数， $\rho = R / R_{rms}$



➤ **平均衰落时段:** 接收信号低于某指定电平R的平均时间段的值。

➤ 对Rayleigh衰落信号:

$$\bar{\tau} = \left(\frac{1}{N_R} \right) P_r(r \leq R) = \frac{(e^{\rho^2} - 1)}{\rho f_m \sqrt{2\pi}}$$

■ 双线Rayleigh衰落模型

➤ Clarke's 模型及Rayleigh 衰落统计模型，适用于平坦衰落条件而不考虑多径时延。

➤ 一个常用的多径模型是独立的Rayleigh双线模型。

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\varphi_1)\delta(t) + \alpha_2 \exp(j\varphi_2)\delta(t - \tau)$$

α_1 和 α_2 相互独立并且服从Rayleigh分布

φ_1 和 φ_2 在 $[0, 2\pi]$ 均匀分布

➤ 通过改变 τ , 可以产生大范围的频率选择性衰落。

- Saleh和Valenzuela室内统计模型

- Saleh和Valenzuela基于测试结果，提出了一个简单的室内信道多径模型。

- SIRCIM和SMRCIM室内和室外统计模型

- SIRCIM (室内无线信道冲激响应模型仿真)

- SMRCIM (移动无线信道冲激响应模型仿真)