通信原理

武汉大学电子信息学院　吴静

课程内容

第 1 章　绪论
第 2 章　确知信号
第 3 章　随机过程
第 4 章　信道
第 5 章　模拟调制系统
第 6 章　数字基带传输系统
第 7 章　数字带通传输系统
第 8 章　新型数字带通调制技术
第 9 章　模拟信号的数字传输
第10章　信源编码
第11章　差错控制编码
第12章　正交编码与伪随机序列
第13章　同步原理

第1章 绪论

1.重点内容

（1）通信系统的组成模型及各部分的作用

（2）通信系统的主要性能指标

（3）信息量的基本概念

第3章 随机过程

1.重点内容

（1）时域和频域的描述参数

（2）平稳、高斯、窄带过程的统计特性

（3）正弦波加窄带高斯过程的统计特性

维纳—辛钦定理

第4章　信　道

1.重点内容

（1）信道容量的概念

（2）多径效应的幅频特性

第5章 模拟调制系统

1、重点内容

（1）线性调制的基本原理（4种方法的对比以及适用性）

（2）非线性调制原理及抗噪声性能

调频的主要参数

（3）宽带调频

阿姆斯特朗法

■ 1 单音调频 FM

最大角频偏 $\Delta\omega$

设 $m(t) = A_m \cos\omega_m t$ ，则 $\dfrac{d\varphi(t)}{dt} = K_f A_m \cos\omega_m t$

$$\varphi(t) = K_f A_m \int \cos\omega_m t \, dt = \frac{K_f A_m}{\omega_m} \sin\omega_m t = m_f \sin\omega_m t$$

单音调频信号：$\boxed{s_{\mathrm{FM}}(t) = A\cos[\omega_c t + m_f \sin\omega_m t]}$

$$\boxed{m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}}$$

最大相位偏移

——调频指数

$$\Delta f = m_f f_m = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \qquad \Delta\omega = K_f A_m \qquad \omega_m = 2\pi f_m$$

1.重点内容

(1) 基带信号功率谱密度$P_s(f)$

由于$s(t) = u(t) + v(t)$，所以将下两式相加：

$$P_v(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| f_S[PG_1(mf_S) + (1-P)G_2(mf_S)] \right|^2 \delta(f - mf_s)$$

$$P_u(f) = f_S P(1-P) \left| G_1(f) - G_2(f) \right|^2$$

即可得到随机序列$s(t)$的功率谱密度，即

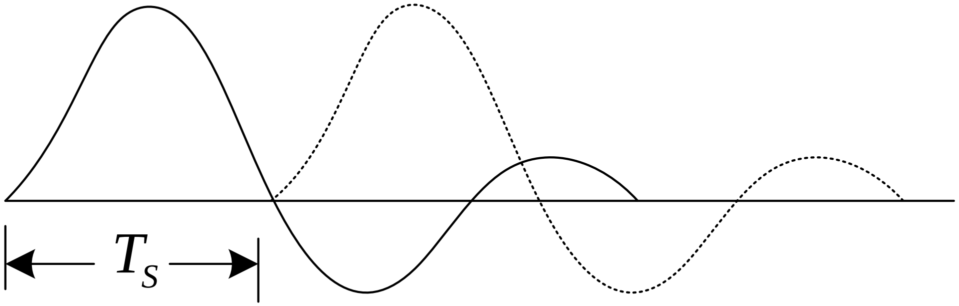
$$P_s(f) = P_u(f) + P_v(f) = f_S P(1-P) \left| G_1(f) - G_2(f) \right|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| f_S[PG_1(mf_S) + (1-P)G_2(mf_S)] \right|^2 \delta(f - mf_S)$$

上式为双边的功率谱密度表示式。如果写成单边的，则有

$$P_S(f) = f_S P(1-P) \left| G_1(f) - G_2(f) \right|^2 + f_s^2 \left| PG_1(0) + (1-P)G_2(0) \right|^2 \delta(f) + 2 f_S^2 \sum_{m=1}^{\infty} \left| PG_1(mf_S) + (1-P)G_2(mf_S) \right|^2 \delta(f - mf_S),\ f \geq 0$$

(2) 码间串扰

- 两种误码原因：
  - 码间串扰
  - 信道加性噪声
- 码间串扰原因：系统传输总特性不理想，导致前后码元的波形畸变并使前面波形出现很长的拖尾，从而对当前码元的判决造成干扰。
- 码间串扰严重时，会造成错误判决，如下图所示：



- 无码间串扰的条件
  - 时域条件

如上所述，只要基带传输系统的冲激响应波形$h(t)$仅在本码元的抽样时刻上有最大值，并在其他码元的抽样时刻上均为0，则可消除码间串扰。也就是说，若对$h(t)$在时刻$t = kT_s$（这里假设信道和接收滤波器所造成的延迟$t_0 = 0$）抽样，则应有下式成立

$$h(kT_s) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k\text{为其他整数} \end{cases}$$

上式称为**无码间串扰的时域条件**。

也就是说，若$h(t)$的抽样值除了在$t = 0$时不为零外，在其他所有抽样点上均为零，就不存在码间串扰。

第6章 数字基带传输系统

在无码间串扰时域条件的要求下，我们得到无码间串扰时的基带传输特性应满足

$$\frac{1}{T_S}\sum_i H\left(\omega+\frac{2\pi i}{T_s}\right)=1 \qquad |\omega|\le\frac{\pi}{T_S}$$

或写成

$$\sum_i H\left(\omega+\frac{2\pi i}{T_s}\right)=T_S \qquad |\omega|\le\frac{\pi}{T_S}$$

上条件称为**奈奎斯特(Nyquist)第一准则**。

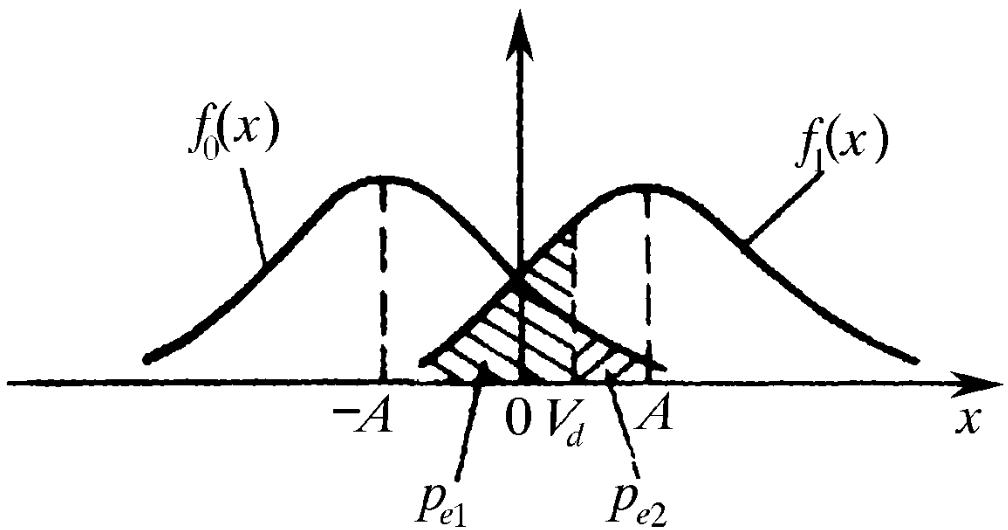
基带系统的总特性$H(\omega)$凡是能符合此要求的，均能消除码间串扰。

第6章 数字基带传输系统

- 频域条件的物理意义
  - 将$H(\omega)$在ω轴上以$2\pi/T_s$为间隔切开，然后分段沿ω轴平移到$(-\pi/T_s, \pi/T_s)$区间内，将它们进行叠加，其结果应当为一常数（不必一定是T_s）。
  - 这一过程可以归述为：一个实际的$H(\omega)$特性若能等效成一个理想（矩形）低通滤波器，则可实现无码间串扰。

(3）基带传输系统的抗噪声性能

- 二进制双极性基带系统



$$V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A}\ln\frac{P(0)}{P(1)}$$

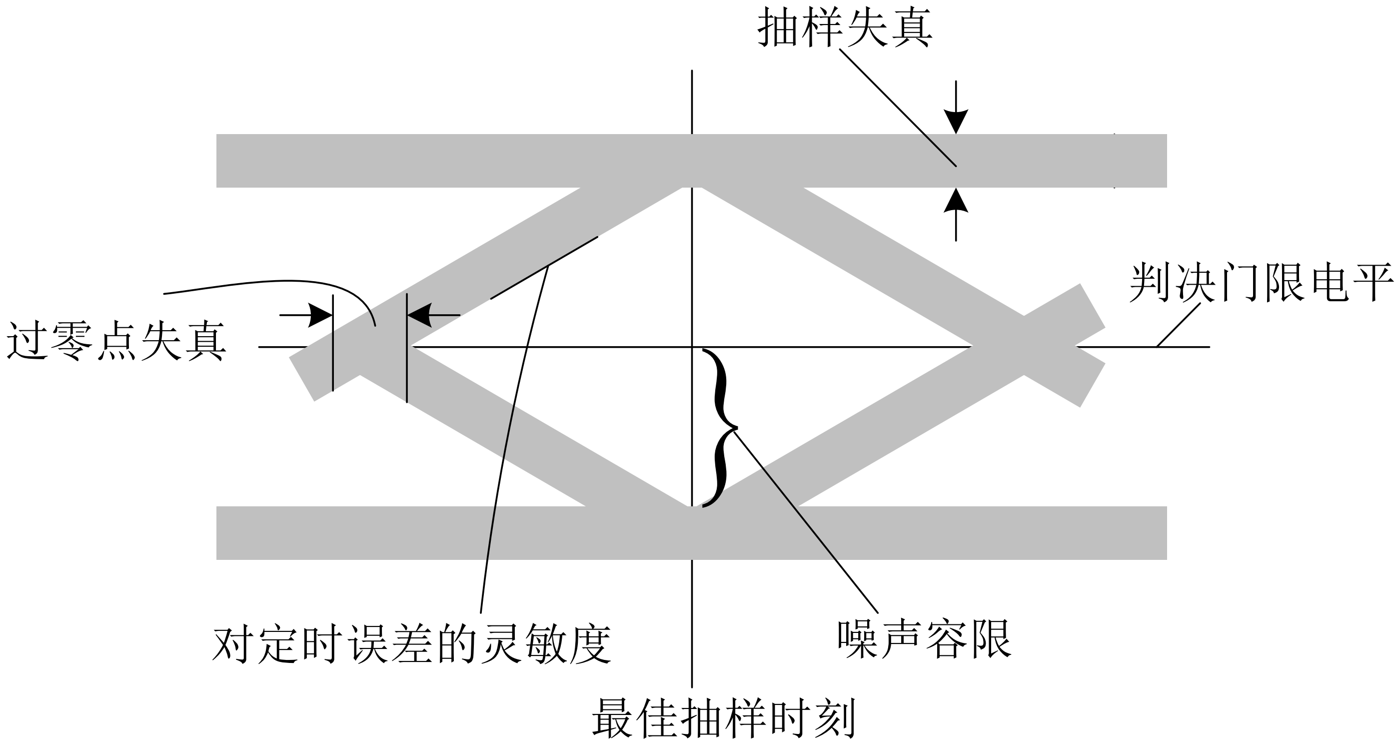
$$P_e = \frac{1}{2}erfc\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

- 二进制单极性基带系统

$$V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

（4）眼图



（5）AMI和HDB3编码

HDB3编码容易出错的地方