



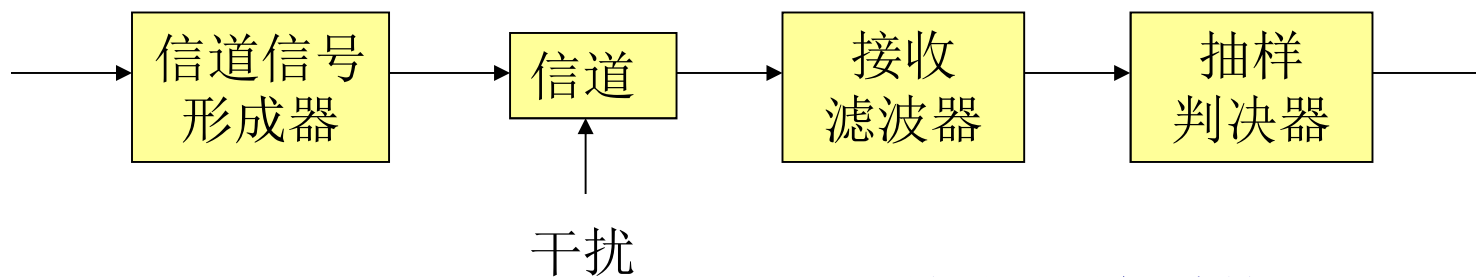
# 第6章 数字基带传输系统

- 数字基带信号及其频谱特性
- 基带传输的常用码型
- 无码间串扰的基带传输系统
- 部分响应系统
- 基带传输系统的抗噪声性能\*
- 眼图\*
- 时域均衡原理\*

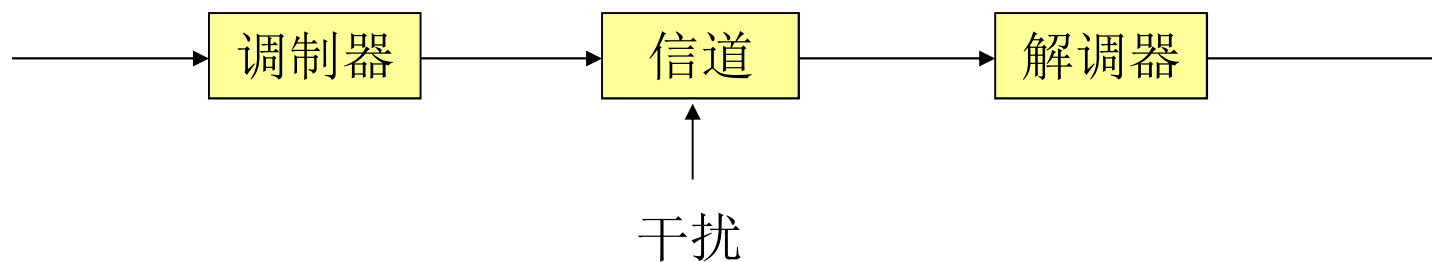
通信原理



# 引言



基带传输系统



频带传输系统

通信原理



基带信号的要求主要有两点：

- (1) 对各种代码的要求，期望将原始信息符号编制成适合于传输用的码型；
- (2) 对所选的码型的电波形的要求，期望电波形适宜于在信道中传输。



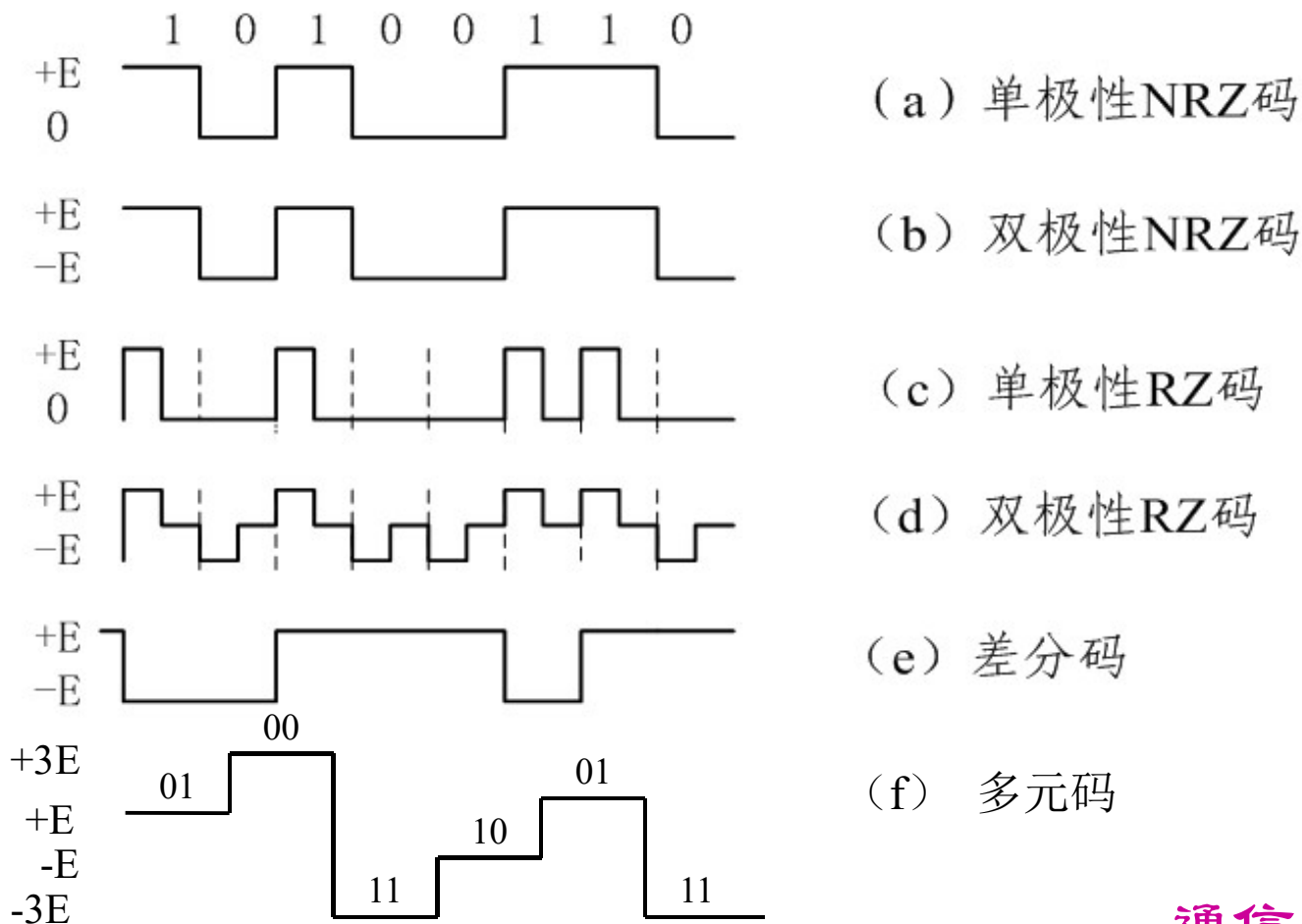
## 对基带系统电波形的要求

- 应不含直流或低频分量尽量少；
- 应包含定时信息；
- 尽可能高的编码效率；
- 具有一定容错能力；



## 6.1 数字基带信号及其频谱特性

### 6.1.1 数字基带信号的基本波形



通信原理



## 1. 单极性非归零 (NRZ) 码

二进制符号“1”和“0”分别对应正电平和零电平，在整个码元持续时间电平保持不变。

单极性NRZ码的主要特点：

- (1) 有直流分量，无法使用一些交流耦合的线路和设备；
- (2) 不能直接提取位同步信息；
- (3) 抗噪性能差；
- (4) 传输时需一端接地。



## 2. 双极性不归零 (NRZ) 码

“1”和“0”分别对应正、负电平，其特点为：

- (1) 直流分量小。当二进制符号“1”、“0”等可能出现时，无直流成分；
- (2) 接收端判决门限为0，容易设置并且稳定，因此抗干扰能力强；
- (3) 可以在电缆等无接地线上传输。



### 3. 单极性归零 (RZ) 码

归零码是指它的有电脉冲宽度比码元宽度窄，每个脉冲都回到零电平。

优点是可直接提取同步信号，它是其它码型提取同步信号需采用的一个过渡码型。

### 4. 双极性归零 (RZ) 码

双极性归零码具有双极性不归零码的抗干扰能力强及码中不含直流成分的优点，应用比较广泛。





## 5. 差分码

在差分码中，“1”、“0”分别用电平跳变或不变来表示。

编码：遇到“1”状态反转、“0”状态不变；

译码：有变化为“1”，没变化为“0”。

特点：即使接收端收到的码元极性与发送端完全相反，也能正确地进行判决。



## 6. 多元码

用一个脉冲码元对应多于一个二进制符号。

特点：适用于高数据速率传输系统。



## 6.1.2 数字基带信号的频谱特性

数字基带信号  $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$

其中

$$g(t - nT_s) = \begin{cases} g_1(t - nT_s) & \text{概率} P \\ g_2(t - nT_s) & \text{概率} 1 - P \end{cases}$$



### 数字随机序列的谱分析:

1.  $s(t) \xrightarrow{T=(2N+1)T_s} s_T(t)$
2.  $s_T(t) = \text{稳态波 } v_T(t) + \text{交变波 } u_T(t)$
3. 分别求  $v_T(t)$  与  $u_T(t)$  的功率谱密度
4. 令  $t \rightarrow \infty$ ,  $s(t) = v(t) + u(t)$



可以证明，随机脉冲序列双边功率谱为：

$$P_x(f) = P_u(f) + P_v(f) = f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

单边功率谱为：

$$P_s(f) = 2f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + f_s^2 |PG_1(0) + (1-P)G_2(0)|^2 \delta(f) \\ + 2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} |PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s), \quad f \geq 0$$



### 结论:

1. 二进制随机脉冲序列的功率谱包含连续谱和离散谱两部分。
2. 连续谱总是存在的，谱的形状取决于 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 的频谱以及出现的概率。
3. 离散谱可能不存在，当 $g_1(t)=-g_2(t)$ 且 $P=1/2$ 时，离散谱不存在。



## 几种常用波形的谱分析：

### 1. 单极性不归零码

$$g_1(t) = 0, \quad g_2(t) = g(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad P = \frac{1}{2}$$

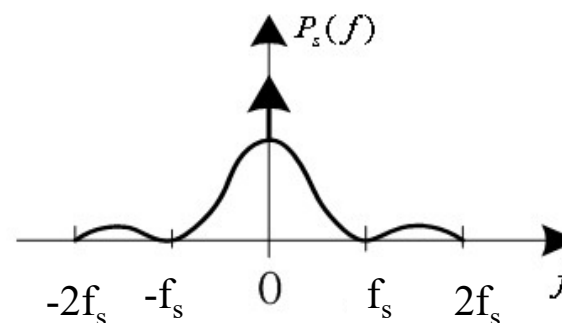
$$G(f) = T_s \text{Sa}(\pi f T_s)$$

$$P_x(f) = f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

$$+ \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

$$P_s(f) = \frac{1}{4} T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s) + \frac{1}{4} \delta(f)$$

$$B = f_s = \frac{1}{T_s} = R_B$$



通信原理



## 2. 双极性不归零码

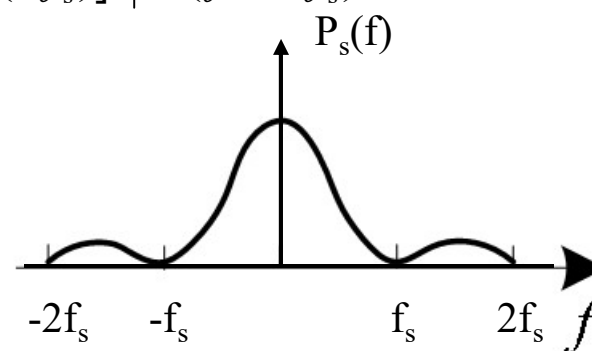
$$g_1(t) = g(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad g_2(t) = -g(t), \quad P = \frac{1}{2}$$

$$G(f) = T_s \text{Sa}(\pi f T_s)$$

$$B = f_s = \frac{1}{T_s} = R_B$$

$$P_x(f) = f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

$$P_s(f) = T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s)$$



通信原理





## 3. 单极性归零码 ( $\tau = \frac{T_s}{2}$ )

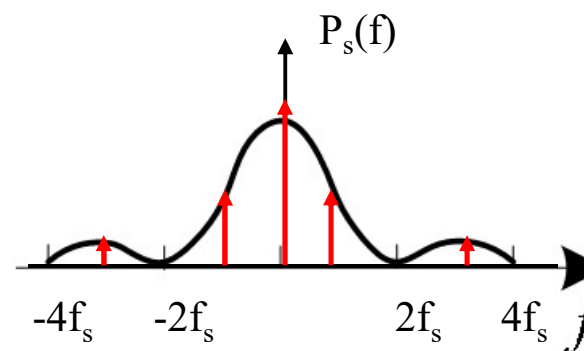
$$g_1(t) = 0, \quad g_2(t) = g(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad P = \frac{1}{2}$$

$$G(f) = \frac{T_s}{2} \text{Sa}\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)$$

$$B = \frac{f_s}{\text{占空比}}$$

$$P_x(f) = f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

$$P_s(f) = \frac{T_s}{16} \left| \text{Sa}\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right) \right|^2 + \frac{1}{16} \delta(f) + \frac{1}{8} \sum_{k=1}^{\infty} \left| \text{Sa}\left(\frac{k\pi}{2}\right) \right|^2 \delta(f - kf_s)$$



通信原理



## 6.2 基带传输的常用码型

在设计数字基带信号码型时应考虑以下原则：

- (1) 码型中应不含直流或低频分量尽量少；
- (2) 码型中应包含定时信息；
- (3) 不受信源统计特性的影响，即能适应于信源的变化；
- (4) 尽可能高的编码效率；
- (5) 功率谱主瓣宽度窄，以节省传输频带；
- (6) 码型具有一定检错能力；
- (7) 编译码设备应尽量简单，易实现。

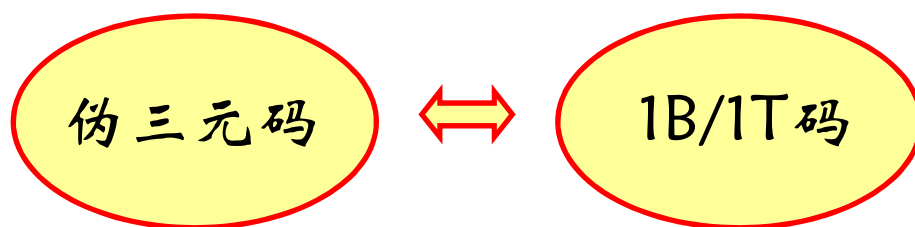


## 1. AMI码（传号交替反转码）

编码规则：“0”码保持不变，“1”码交替地变为+1，-1

例：消息代码：1 0 0 1 1 0 0 0 1 1 1 ...

AMI码：+1 0 0 -1 +1 0 0 0 -1 +1 -1 ...





### 优点:

1. “1”、“0”不等概率时，也无直流成分；
2. 若接收端收到的码元极性与发送端的完全相反，也能正确判决。
3. 编译码电路简单，便于观察误码情况。

缺点：出现过长连零时，提取定时信息困难。



## 2. HDB<sub>3</sub>码（三阶高密度双极性码）

编码规则：

1. 先把消息代码变成AMI码；
2. 当出现4个或4个以上连0时，把每四个连0的第四个0变为与前一非0码极性相同的破坏码V；
3. 为保证V码本身正负交替，可将四个连0的第一个0变为  $B'$ （补信码）；与原来的“1”码（信码，用符号B表示）保持正负交替。
4. 加上  $B'$  码后，注意信码（包括补信码）的正负交替情况。

例：代码    1   0   0   0   0   1   0   0   0   0   1   1   0   0   0   0   1   1

AMI码： +1   0   0   0   0   -1   0   0   0   0   +1   -1   0   0   0   0   +1   -1

HDB<sub>3</sub>码： +1   0   0   0   +V   -1   0   0   0   -V   +1   -1   0   0   0   -V   +1   -1

             +1   0   0   0   +V   -1   0   0   0   -V   +1   -1 +B' 0   0   +V   -1   +1

通信原理



### 掌握四个检验条件:

1. 无三个以上连0;
2. V码与前一个非0码极性相同;
3. V码本身正负交替变换;
4. 信息码(包括补信码)正负交替变换.

### 练习:

1.  $1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1$   
 $+1\ 0\ -1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ +1\ -1\ 0\ 0\ 0\ 0\ +1\ -1$   
 $+1\ 0\ -1\ 0\ 0\ 0\ -V\ 0\ +1\ -1\ +B'\ 0\ 0\ +V\ -1\ +1$
2.  $0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0$   
 $B'\ 0\ 0\ V\ -B'\ 0\ 0\ -V\ B'\ 0\ 0\ V\ -B'\ 0\ 0\ -V$



### 优点:

1. 无直流成分，低频分量小；
2. 连0过长时可提取定时。
3. 若接收端收到的码元极性与发送端的完全相反，也能正确判决。

### 缺点:

编码电路复杂，但译码电路相对简单。

### 应用:

ITU推荐码型之一，PCM四次群以下的接口码型。



### 3. Manchester码（数字双相码）

编码规则：“1”码→“10”，“0”码→“01”。

例： 原代码： 1 1 0 0 1 0 1

双相码： 10 10 01 01 10 01 10

优点：可提供足够的定时分量，无直流漂移。

缺点：带宽相对要宽一些。

用途：常用于局域网（以太网）的线路传输码，一般与差分码结合为差分Manchester码。





### 4. CMI码（传号反转码）

**编码规则：**“1”码交替用“11”和“00”两位码表示；“0”码固定地用“01”表示。

**优点：**有较多的电平跃变，因此含有丰富的定时信息。

**应用：**PCM四次群接口码型。



### 5.密勒码

**编码规则：**“1”码用“10”或“01”表示；“0”码用“00”与“11”交替。

**优点：**密勒码和CMI码有较多的电平跃变，因此含有丰富的定时信息。

**应用：**气象卫星、低速基带数传机。

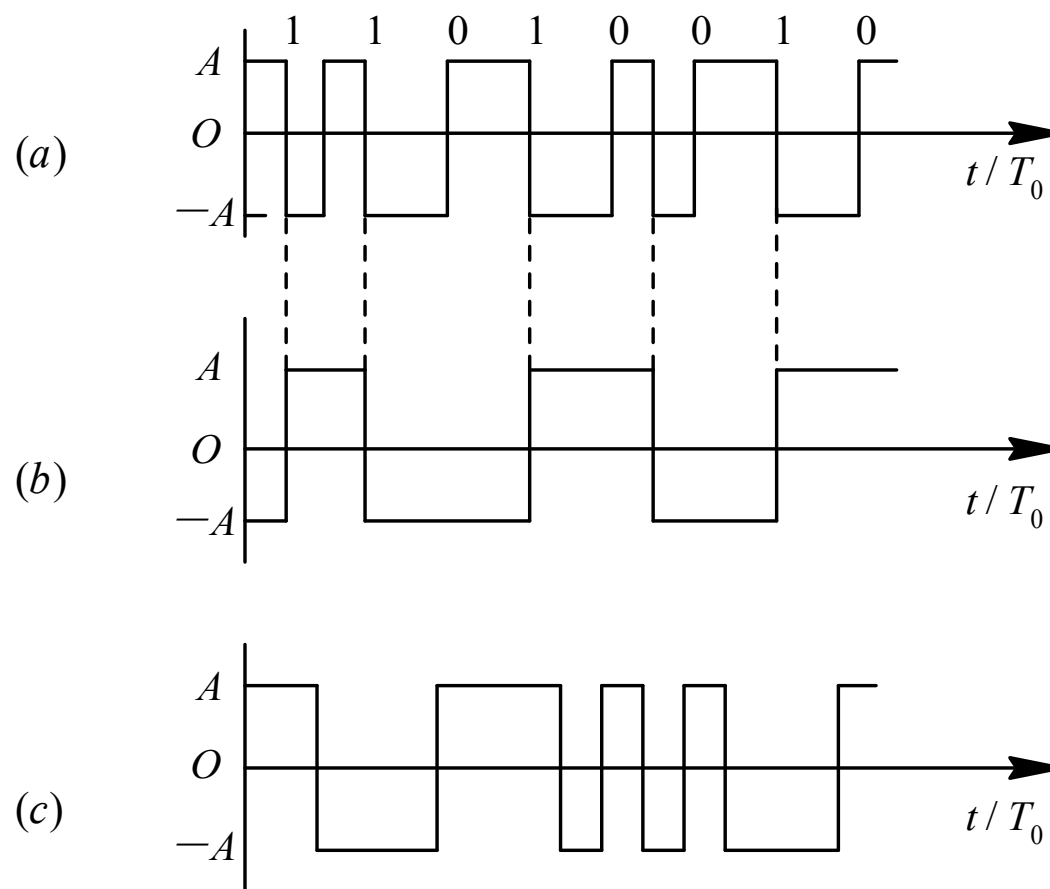


图 双相码、密勒码、CMI 码的波形  
(a) 双相码; (b) 密勒码; (c) CMI 码

通信原理



### 6. nBmB码

nBmB码是把原信息码流的 $n$ 位二进制码作为一组，编成 $m$ 位二进制码的新码组。

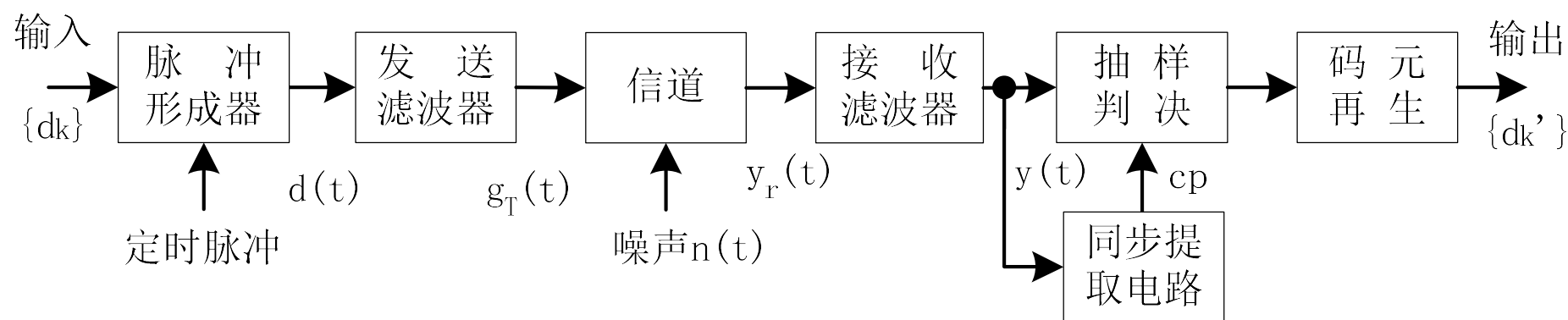
由于 $m > n$ ，新码组可能有 $2^m$ 种组合，故多出 $(2^m - 2^n)$ 种组合。从中选择一部分有利码组作为可用码组，其余为禁用码组，以获得好的特性。

**用途：**在光纤数字传输系统中，通常选择 $m = n + 1$ ，有1B2B码、2B3B、3B4B码以及5B6B码等，其中，5B6B码型已实用化，用作三次群和四次群以上的线路传输码型。



## 6.3 数字基带信号的传输与码间干扰

### 6.3.1 数字基带信号传输系统的组成



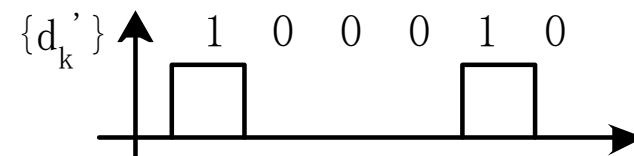
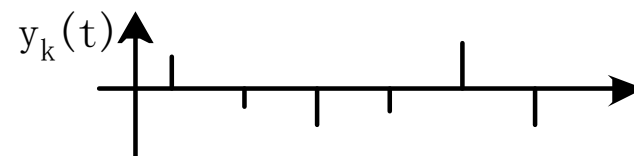
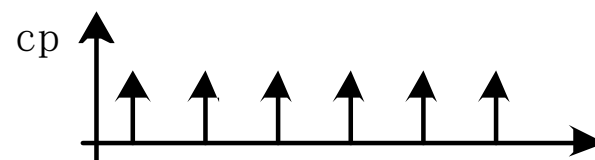
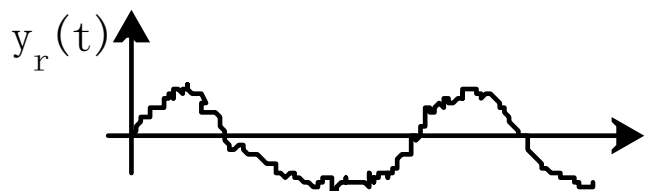
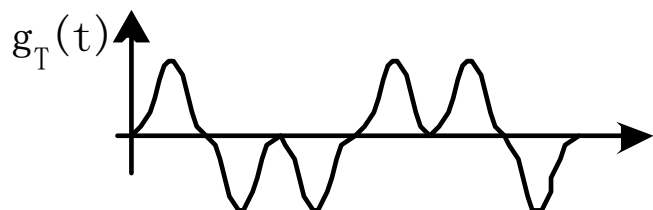
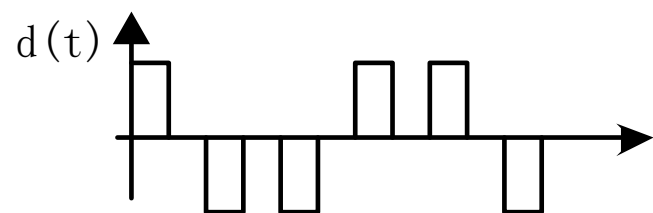
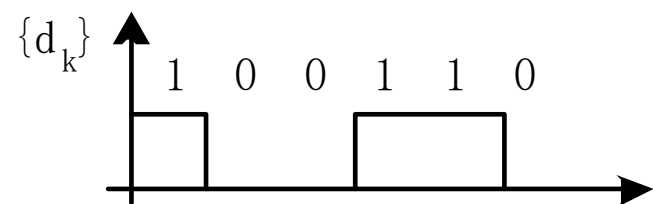
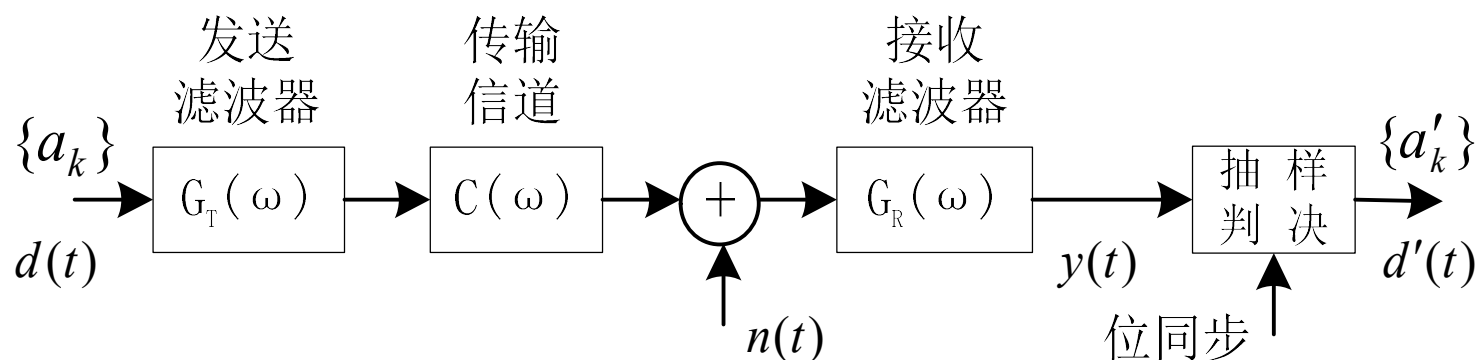


图4-10 基带传输系统各点波形



## 6.3.2 数字基带信号传输系统的定量分析

基带传输系统的数学模型如图所示：



发送滤波器输入信号可以表示为：

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT_b)$$



发送滤波器至接收滤波器总的传输特性为:

$$H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$$

则由图可得抽样判决器的输入信号为:

$$y(t) = d(t) * h(t) + n_R(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(t - kT_b) + n_R(t)$$

为了判定第 $j$ 个码元 $a_j$ 的值, 应在 $t = jT_b + t_0$ 瞬间对 $y(t)$ 抽样。显然, 此抽样值为:

$$\begin{aligned} y(jT_b + t_0) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h[(jT_b + t_0) - kT_b] + n_R(jT_b + t_0) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h[(j - k)T_b + t_0] + n_R(jT_b + t_0) \\ &= \underbrace{a_j h(t_0)}_{\text{第}j\text{个码元抽样值}} + \underbrace{\sum_{k \neq j} a_k h[(j - k)T_b + t_0]}_{\text{码间串扰}} + \underbrace{n_R(jT_b + t_0)}_{\text{噪声}} \end{aligned}$$

第 $j$ 个码元抽样值

码间串扰

噪声

通信原理





## 6.4 无码间串扰的基带传输特性

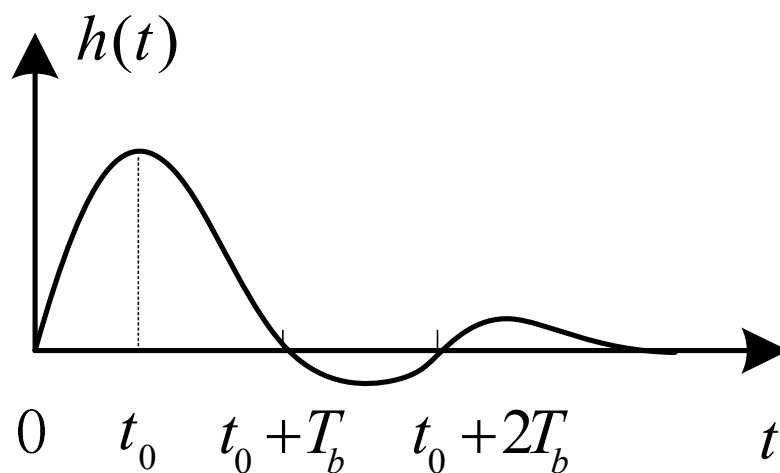
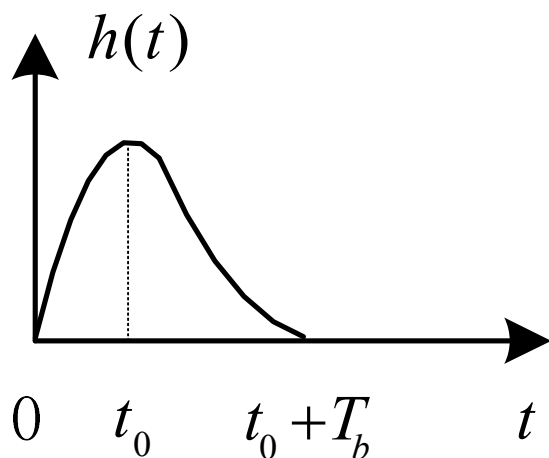
- 码间串扰的定义（P143）

所谓码间串扰（ISI）是由于系统总传输特性（包括收、发滤波器和信道特性）不理想，导致前后码元的波形畸变、展宽，并使前面波形出现很长的拖尾，蔓延到当前码元的抽样时刻，从而对当前码元的判决造成影响。



## 6.4.1 消除码间串扰的基本思想

从数学表示式看，只要  $\sum_{k \neq j} a_k h[(j-k)T_b + t_0] = 0$  即可消除码间干扰，但  $a_k$  是随机变化的，要想通过各项互相抵消使码间串扰为0是不可能的。只能依靠系统冲激响应在采样点处为零。



通信原理



考虑到实际应用时，定时判决时刻不一定非常准确，这样的尾巴拖得太长，当定时不准时，任一个码元都要对后面好几个码元产生串扰，或者说后面任一个码元都要受到前面几个码元的串扰。因此对系统还要求适当衰减快一些，即尾巴不要拖得太长。



### 6.4.2 无码间串扰的基带传输条件

- 无码间串扰对基带传输系统冲激响应的要求概括如下：
  - 基带信号经过传输后在抽样点上无码间串扰，也即瞬时抽样值应满足

$$h[(j-k)T_b + t_0] = \begin{cases} 1(\text{或常数}) & j = k \\ 0 & j \neq k \end{cases}$$

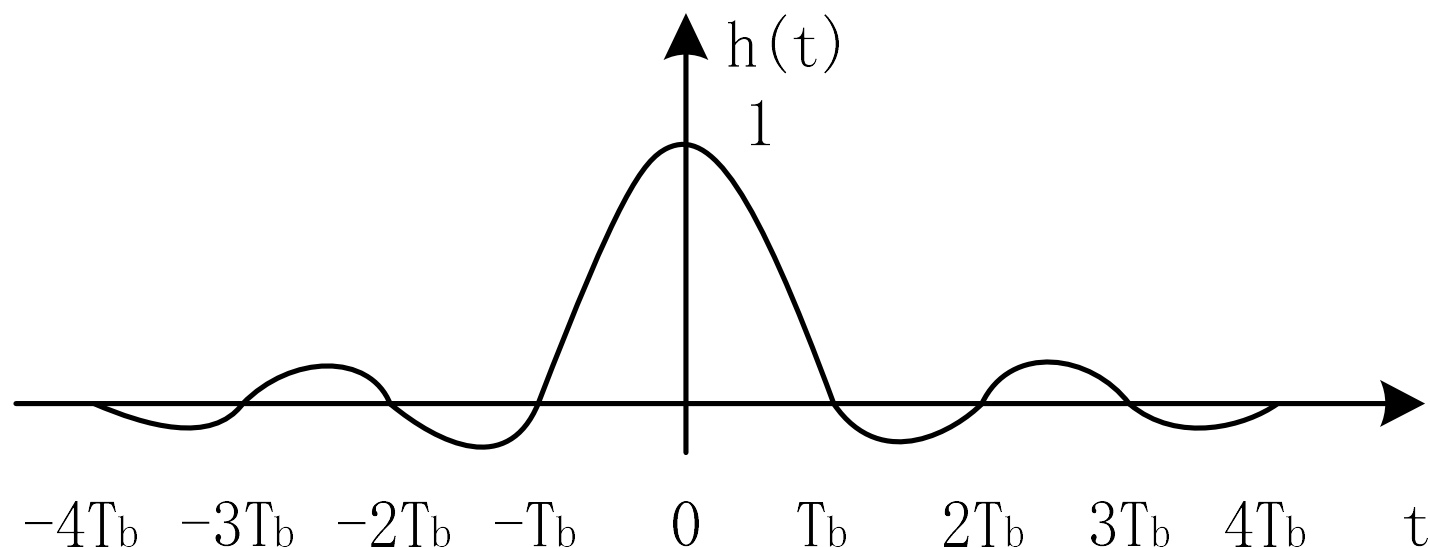


经整理后无码间串扰的条件为:

$$h(kT_b) = \begin{cases} 1(\text{或常数}) & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

无码间串扰的  
时域条件

可以找到很多能满足这个要求的系统, 例如



通信原理



## 奈奎斯特第一准则（无码间串扰的频域条件）

如果基带系统传输总特性 $H(\omega)$ 满足以下公式：

$$\sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T_B}\right) = T_B \quad |\omega| \ll \frac{\pi}{T_B}$$

就可以实现抽样点上无码间干扰的传输。



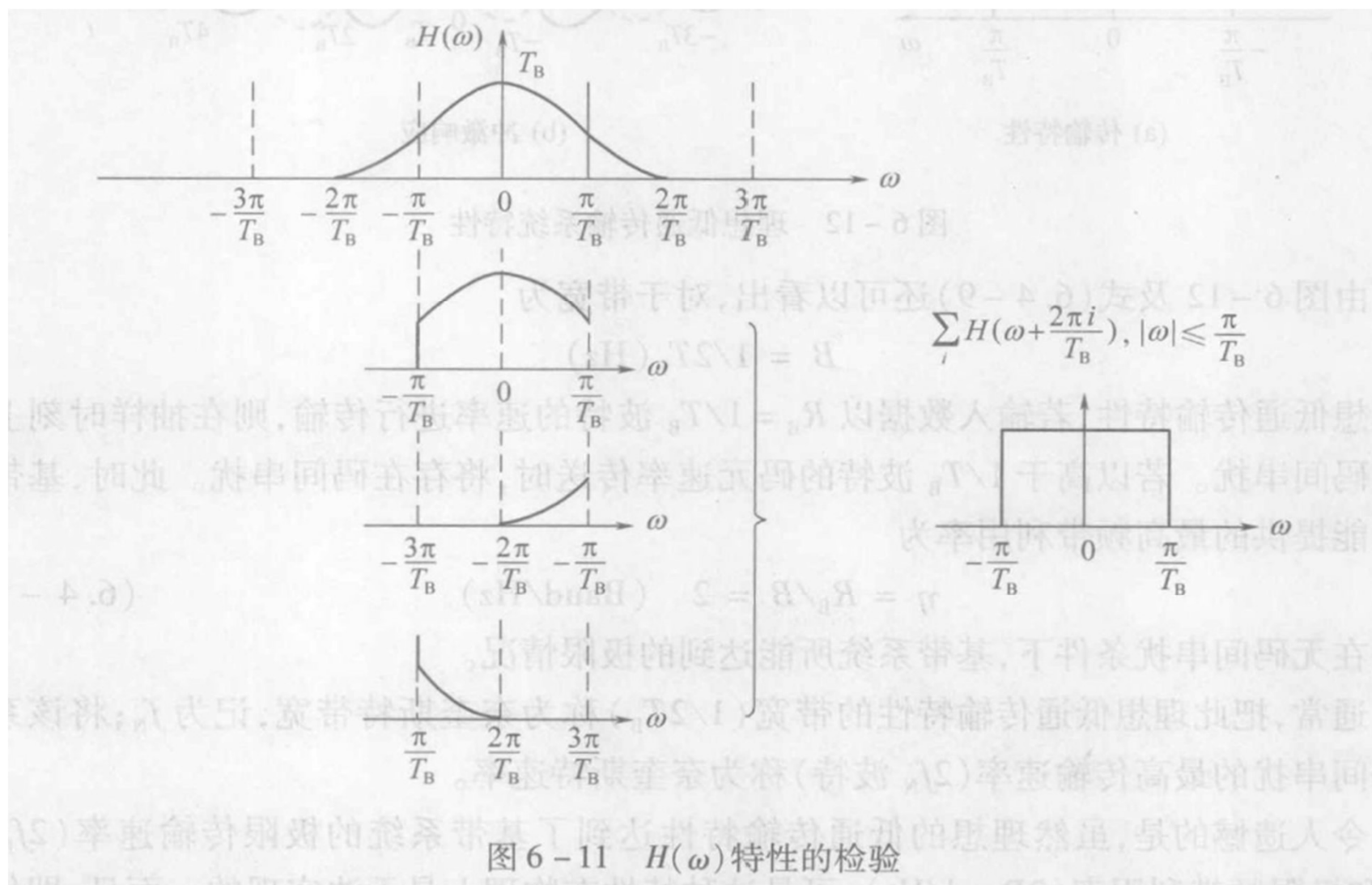
## 奈奎斯特第一准则的物理意义

$$\cdots + H\left(\omega + \frac{2\pi}{T_B}\right) + H(\omega) + H\left(\omega - \frac{2\pi}{T_B}\right) + \cdots = \text{常数}$$

$$|\omega| \ll \frac{\pi}{T_B}$$

平移步长:  $\frac{2\pi}{T_B}$

叠加区间:  $\left[-\frac{\pi}{T_B}, \frac{\pi}{T_B}\right]$







# 奈奎斯特第一准则的应用—平移法

**6-11** 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为  $H(\omega)$ ，若要求以  $2/T_B$  波特的速率进行数据传输，验证图 P6-5 所示的各种  $H(\omega)$  能否满足抽样点上无码间串扰的条件？

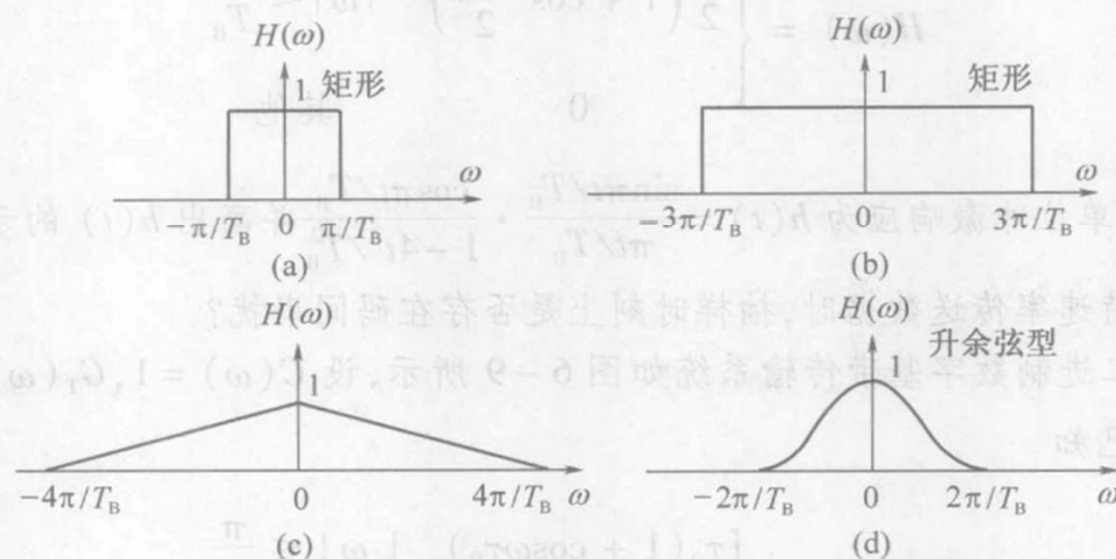


图 P6-5



### 6.4.3 无码间串扰的基带传输特性的设计

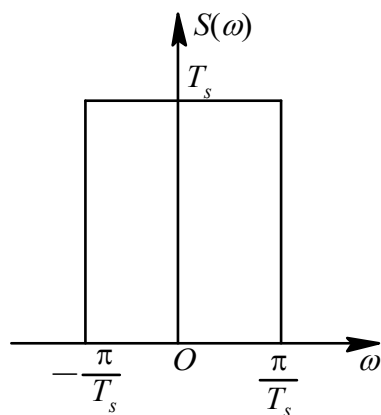
- 特例1：理想低通特性

其传输函数为：

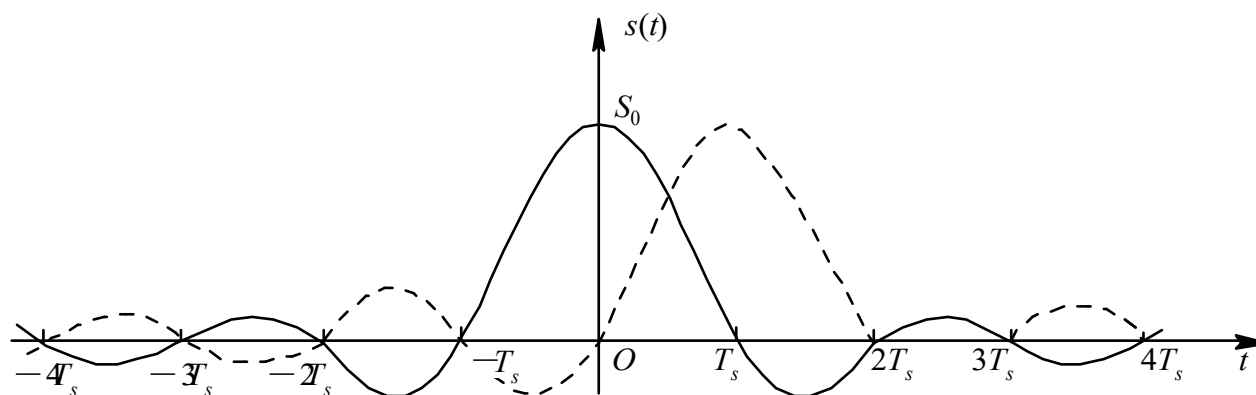
$$H(\omega) = \begin{cases} 1(\text{或常数}) & |\omega| \leq \omega_b / 2 \\ 0 & |\omega| > \omega_b / 2 \end{cases}$$

相应的时域表达式为：

$$h(t) = 2BSa(2\pi Bt) \quad B = \frac{\omega_b / 2}{2\pi} = \frac{f_b}{2}$$



(a)



(b)

理想低通系统

(a) 传输特性;      (b) 冲激响应



通信原理



从上图可以看出：

若传码率  $R_B=1/T_b$ ,

所需的最小传输带宽  $f_N=1/2T_b = R_B/2$

即：  $R_B=2 f_N$

**结论1：** 如果基带系统的传输特性满足理想低通特性，那么以其截止频率的两倍传输，就可以实现抽样点上无码间串扰的传输。



# 结论1的应用—公式法 $R_B = 2 f_N$

**6-11** 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为  $H(\omega)$ ，若要求以  $2/T_B$  波特的速率进行数据传输，验证图 P6-5 所示的各种  $H(\omega)$  能否满足抽样点上无码间串扰的条件？

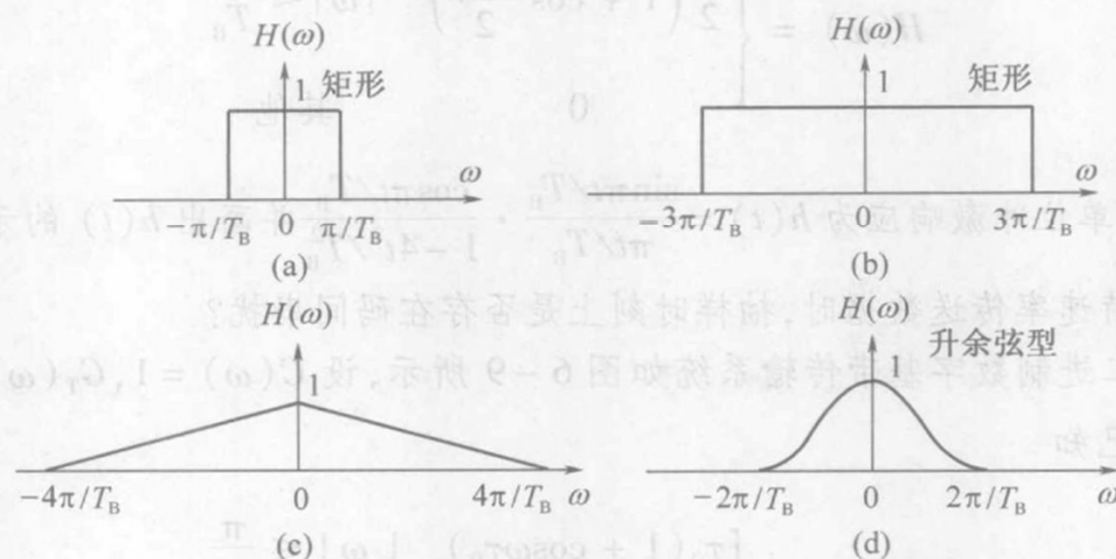


图 P6-5



## 几个相关物理概念：

- 奈奎斯特速率： $R_B=1/T_b$  能够实现无码间串扰的最高传码率
- 奈奎斯特带宽： $f_N=1/2T_b=2 R_B$
- 奈奎斯特间隔： $T_b$
- 频带利用率：码元速率和带宽的比值

$$\eta = \frac{R_B}{B}$$

单位：波特/赫兹 **Baud/Hz**

显然，理想低通传输函数具有最大的频带利用率，其值为**2Baud/Hz**。

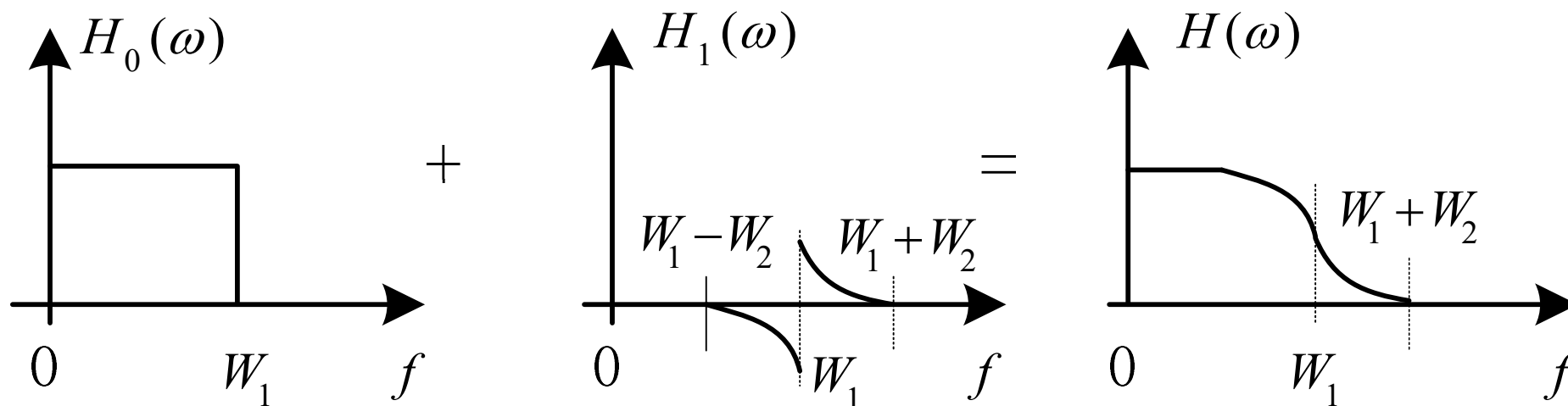
通信原理



## 特例2：滚降传输特性

理想冲激响应的尾巴衰减很慢的原因是系统的频率特性截止过于陡峭，进行“圆滑”处理可以减小拖尾，通常被称为“滚降”。

而滚降系数定义为：
$$\alpha = \frac{W_2}{W_1}$$

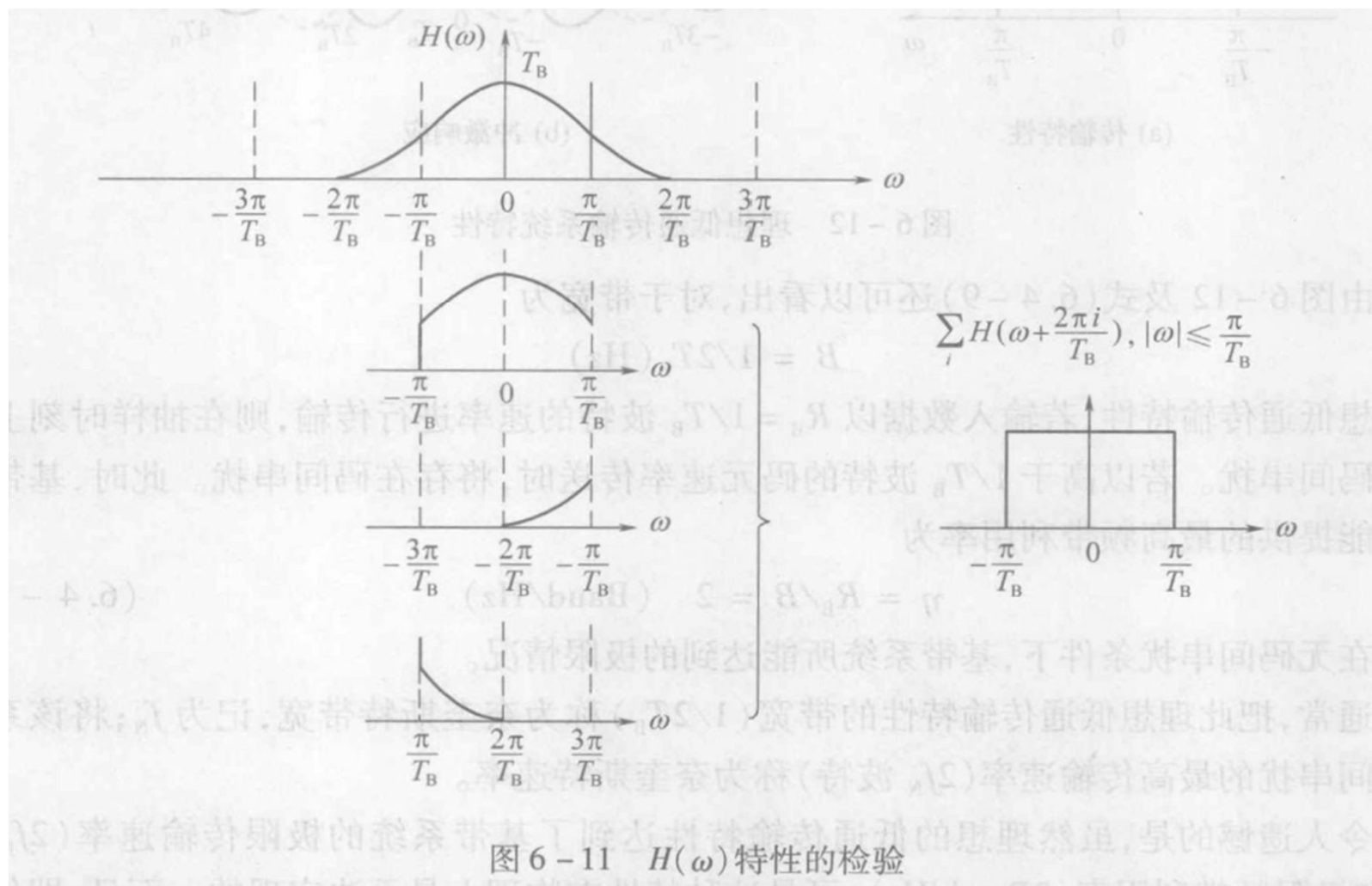


通信原理





## 奈奎斯特第一准则的验证







从上图可以看出：

若传码率（奈奎斯特速率）  $R_B=1/T_b$ ,

则对称点的带宽（奈奎斯特带宽）

$$f_N=1/2T_b = R_B/2$$

同样满足：  $R_B=2 f_N$

**结论2：** 如果基带系统的传输特性是滚降的，  
那么以其对称点频率的两倍传输，就可以实现抽样  
点上无码间串扰的传输。



## 几个相关物理概念：

- 奈奎斯特速率： $R_B=1/T_b$  能够实现无码间串扰的最高传码率
- 奈奎斯特带宽： $f_N=1/2T_b=2 R_B$
- 奈奎斯特间隔： $T_b$
- 截止带宽： $B = (1 + \alpha) f_N$
- 频带利用率：码元速率和带宽的比值

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2}{1+\alpha} \quad \text{单位：波特/赫兹 Baud/Hz}$$

显然，理想低通传输函数具有最大的频带利用率，  
其值为  $\frac{2}{1+\alpha}$  Baud/Hz。

通信原理



## 结论2的应用—公式法

$$R_B = 2 f_N$$

$$B = (1 + \alpha) f_N$$

**6-11** 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成的总特性为  $H(\omega)$ ，若要求以  $2/T_B$  波特的速率进行数据传输，验证图 P6-5 所示的各种  $H(\omega)$  能否满足抽样点上无码间串扰的条件？

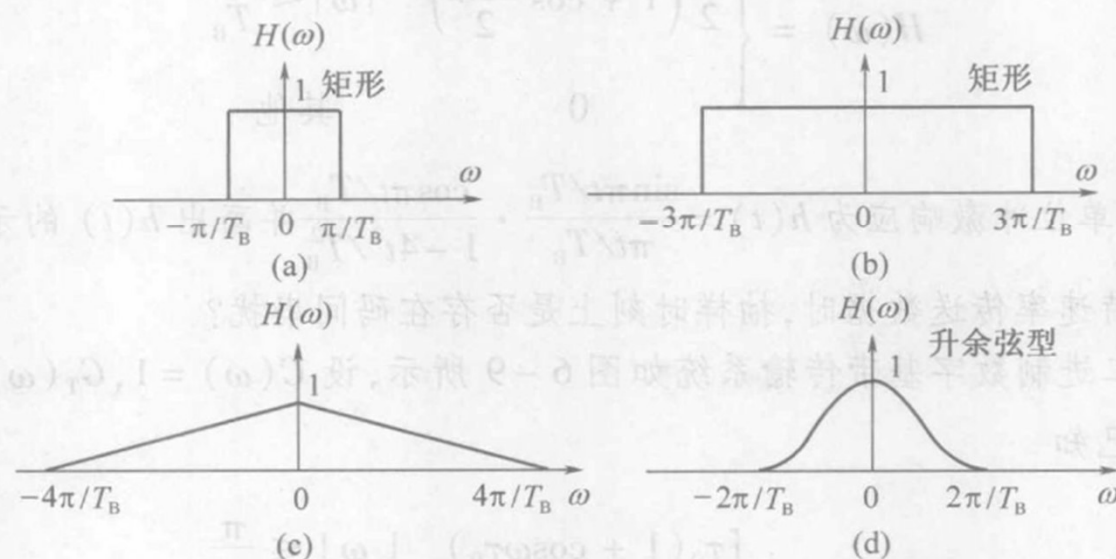


图 P6-5

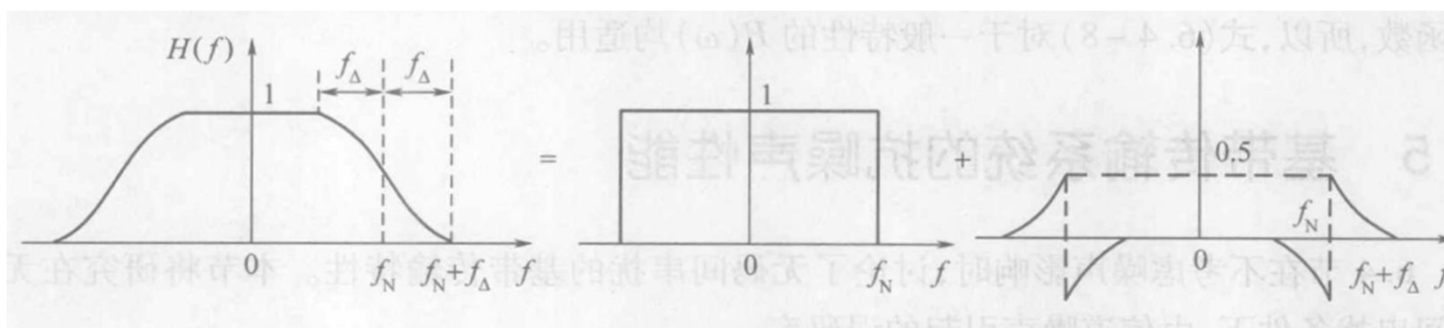


## 余弦滚降传输特性

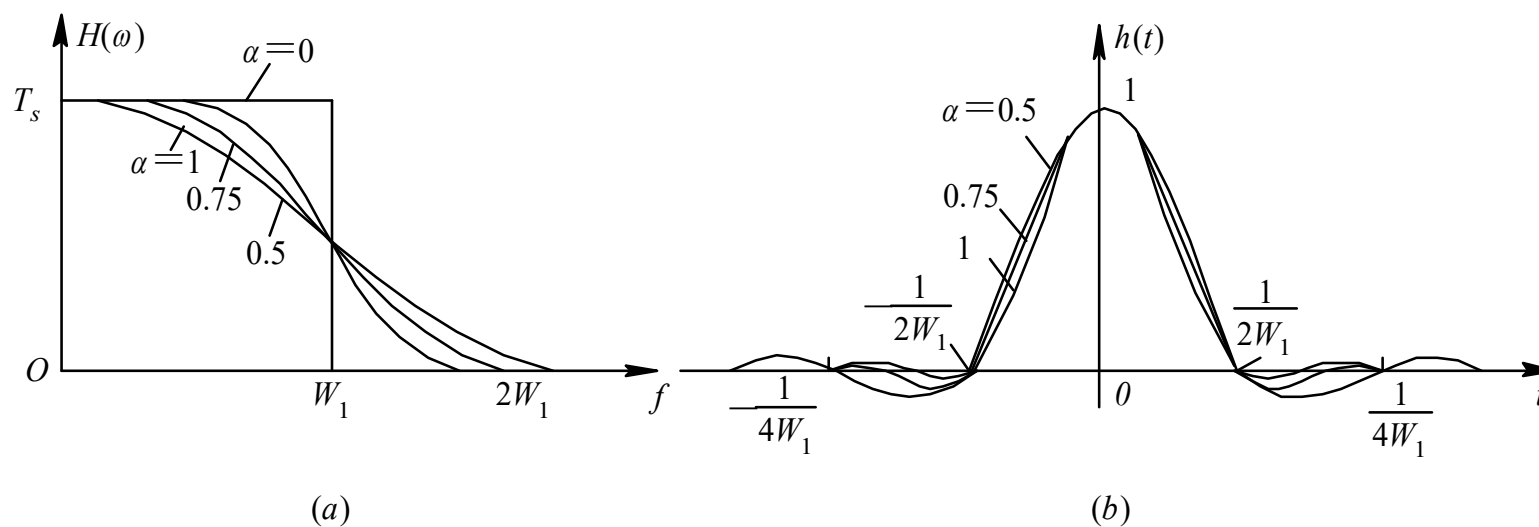
$$H(\omega) = \begin{cases} T_B & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_B} \\ \frac{T_B}{2} \left[ 1 + \sin \frac{T_B}{2\alpha} \left( \frac{\pi}{T_B} - \omega \right) \right] & \frac{(1-\alpha)\pi}{T_B} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_B} \\ 0 & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T_B} \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_B}{\pi t / T_B} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_B}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_B^2}$$

$$0 \ll \alpha \ll 1$$



通信原理

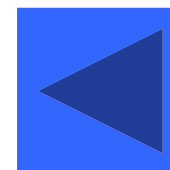


(a)

(b)

余弦滚降系统

(a) 传输特性; (b) 冲激响应



通信原理



滚降系数的不同可以得出结论：

(1) 当 $\alpha = 0$ 时，为理想基带传输系统， $h(t)$ 的“尾巴”按 $1/t$ 的规律衰减。当 $\alpha \neq 0$ 时，“尾巴”的衰减速率比 $1/t$ 大。

(2) 输出信号频谱所占据的带宽为：

$$B = (1 + \alpha)W_1 = (1 + \alpha)f_b / 2$$

一般情况下， $\alpha=0\sim 1$ 时， $B = f_b / 2 \sim f_b$ ，频带利用率为 $2\sim 1\text{Baud/Hz}$ 。可以看出 $\alpha$ 越大，“尾部”衰减越快，但带宽越宽，频带利用率越低。



## 升余弦滚降传输特性 $\alpha = 1$

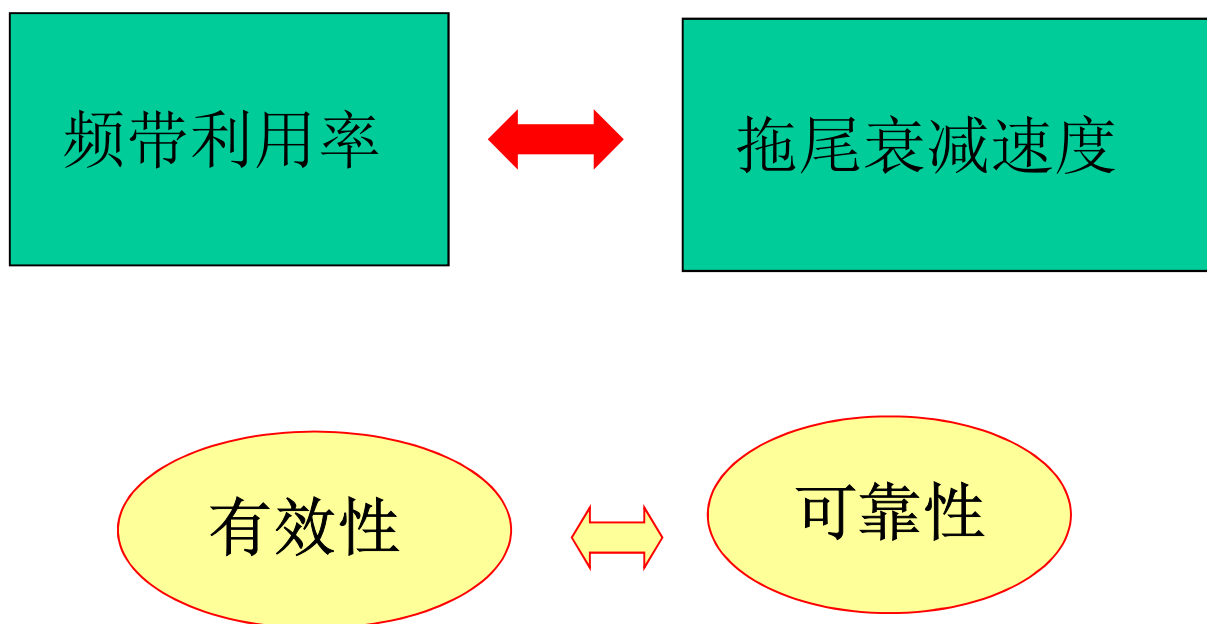
$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{T_B}{2} \left( 1 + \cos \frac{\omega T_B}{2} \right) & |\omega| \leq \frac{2\pi}{T_B} \\ 0 & |\omega| > \frac{2\pi}{T_B} \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_B}{\pi t / T_B} \cdot \frac{\cos \pi t / T_B}{1 - 4t^2 / T_B^2}$$





## 两种无码间串扰系统间的矛盾







## 6.7 部分响应系统

- 理想低通特性：实现困难，拖尾衰减慢，对定时要求十分严格，但能达到理论上的极限传输速率（最高的频带利用率 $2B/\text{Hz}$ ）
- 余弦滚降低通传输特性：拖尾衰减快，对定时要求放宽，可频带加宽，频带利用率降低。

如何解决这一问题？

- 找频带利用率高而拖尾衰减快，对定时精度要求低的传输波形。



### 奈奎斯特第二准则:

- 人为的，有规律的在码元的抽样时刻③引入码间串扰，并在接收端判决前加以消除，从而可以达到改善频谱特性，压缩传输频带，使①频带利用率提高到理论上的最大值，并②加速传输波形尾巴的衰减和降低对定时精度的要求的目的。
- 通常把这种波形称为部分响应波形
- 部分响应系统：利用部分响应波形进行传送的基带传输系统。



- 部分响应波形的一个特性
- $\text{Sinx}/x$ 波形具有理想矩形的频谱
- 把两个时间上相隔一个码元时间 $T_s$ 的 $\text{sinx}/x$ 波形相加，相加后的波形为：

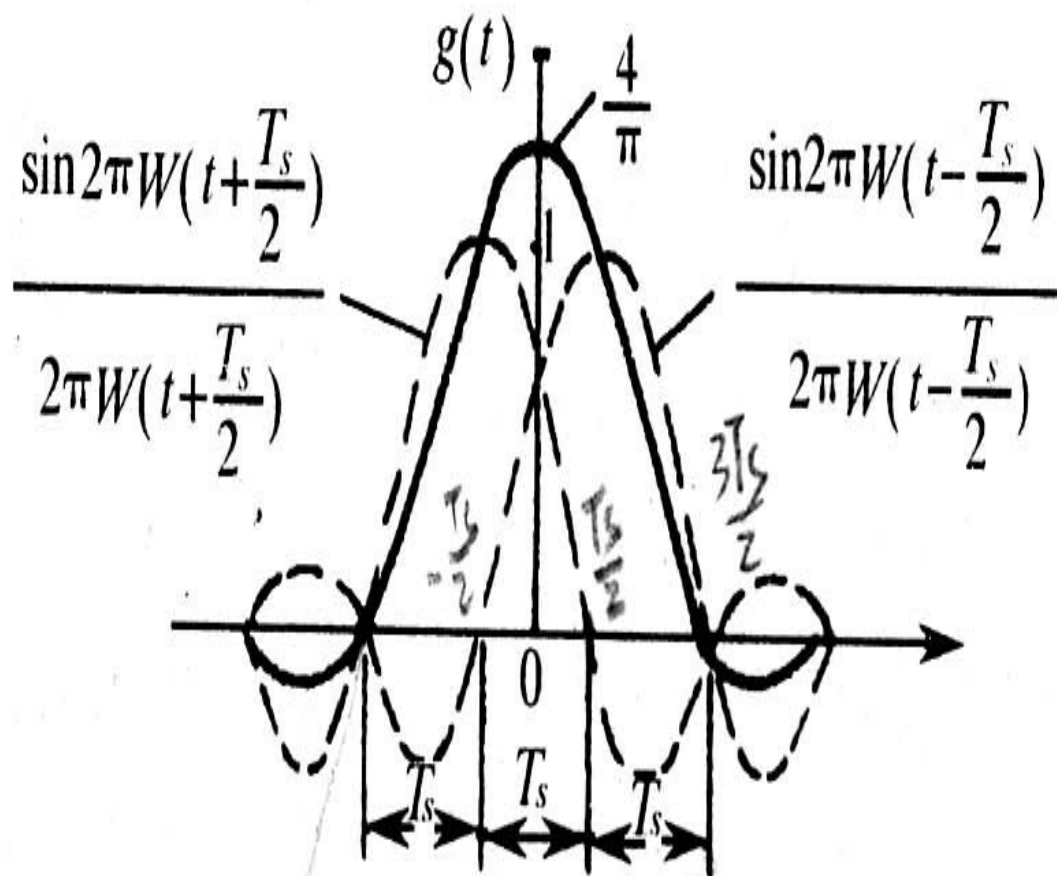


$$g(t) = \frac{\sin 2\pi W \left( t + \frac{T_s}{2} \right)}{2\pi W \left( t + \frac{T_s}{2} \right)} + \frac{\sin 2\pi W \left( t - \frac{T_s}{2} \right)}{2\pi W \left( t - \frac{T_s}{2} \right)} =$$
$$\frac{\sin \frac{\pi}{T_s} \left( t + \frac{T_s}{2} \right)}{\frac{\pi}{T_s} \left( t + \frac{T_s}{2} \right)} + \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} \left( t - \frac{T_s}{2} \right)}{\frac{\pi}{T_s} \left( t - \frac{T_s}{2} \right)}$$

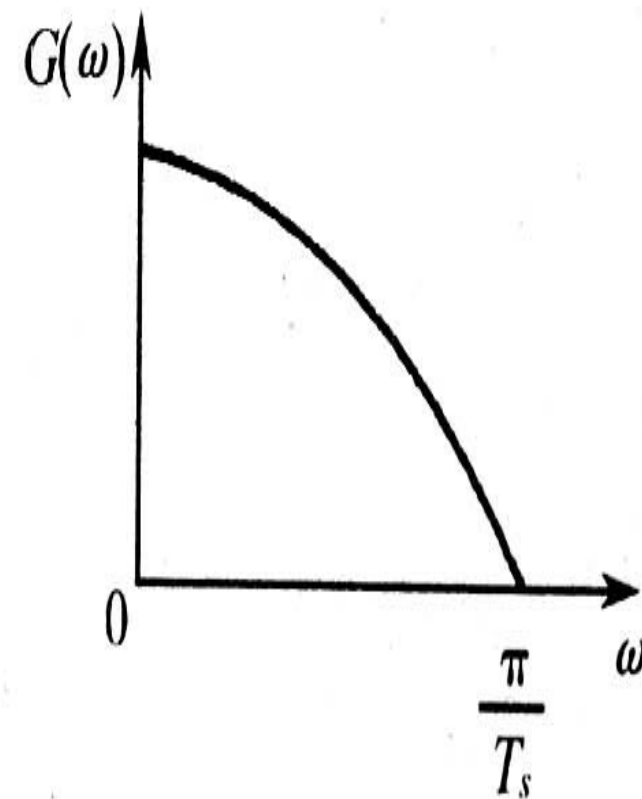
$\omega$ 为奈奎斯特频率间隔

$$\omega = 1/2 T_s$$

通信原理



(a)



(b)

通信原理



$g(t)$ 的波形特点:

上式可表示为:

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{\cos \pi t / T_s}{1 - 4t^2 / T_s^2} \right]$$

$$\begin{cases} g(0) = 4/\pi \\ g\left(\pm \frac{T_s}{2}\right) = 1 \\ g\left(\frac{kT_s}{2}\right) = 0, k = \pm 3, \pm 5, \dots \end{cases}$$



$$G(\omega) = \begin{cases} 2T_s \cos \frac{\omega T_s}{2} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$

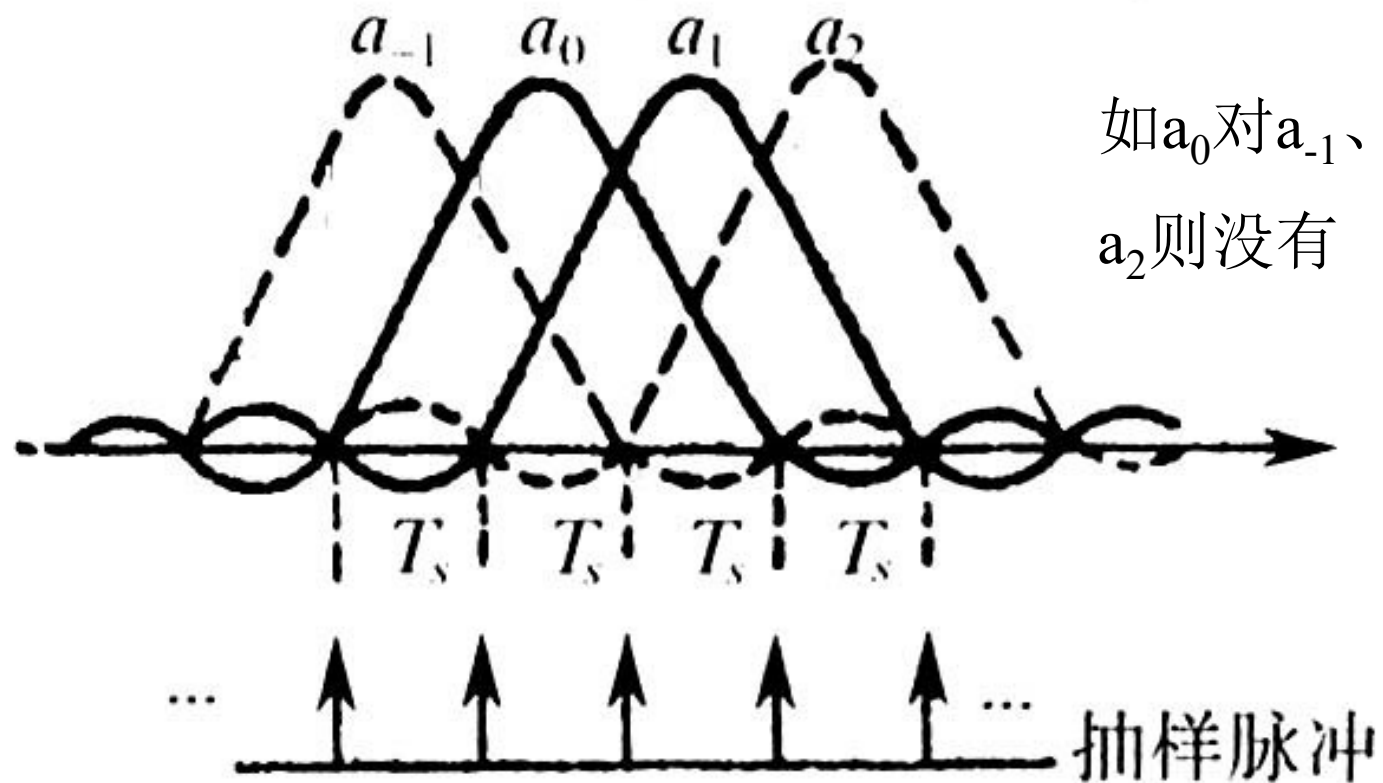
$G(\omega)$  是呈余弦型



由此看出

- 1、  $g(t)$ 的“尾巴”幅度 $t$ 按 $1/t^2$ 变化，即与 $t^2$ 成反比，它比 $\sin x/x$ 波形收敛快、衰减也大
- 2、若用 $g(t)$ 作为传送波形，且传送码元间隔为 $T_s$ ，则在抽样时刻上仅将发生发送码元与其前后码元相互干扰，而与其他码元不发生干扰。如图





从图中看，前后码元的干扰很大，似乎无法按 $1/T_s$ 的速率传输，但这个干扰是**确定的**



### 定量分析

- 设 输入的二进制码元序列为  $\{a_k\}$ ,  $a_k$  的取值为 +1、-1 当发送码元  $a_k$  时, 接收波形  $g(t)$  在相应抽样时刻上获得的值  $c_k$
- $$c_k = a_k + a_{k-1} \quad a_k = c_k - a_{k-1}$$
- $a_{k-1}$  是  $a_k$  前一码元在第  $K$  个时刻上的抽样值
- $c_k$  将可能取 0、 $\pm 2$  三个数值, 称为伪三元码



部分响应波形中电平数超过原来的电平数，这是为取得所需的传输性能而付出的代价。

- 如果 $a_{k-1}$ 码元已判定，由 $a_k = c_k - a_{k-1}$  接收端根据收到的 $c_k$ ，再减去 $a_{k-1}$ 就可得 $a_k$ 。这在原理上是可行的，但会出现差错传播现象，只要一个码元发生错误，则这种错误会相继影响以后的码元。要求 $a_{k-1}$ 必须正确，否则，从错误的一位开始以后全错。



	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1
$a_k$	+1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	+1
$C_k$		0	0	+2	0	-2	-2	0	0	0	+2
$C'_k$		0	0	+2	0	-2	0 <sub>x</sub>	0	0	0	+2
$a'_k$	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1 <sub>x</sub>	-1 <sub>x</sub>	+1 <sub>x</sub>	-1 <sub>x</sub>	+3 <sub>x</sub>

由上例可见，自 $\{C'_k\}$ 出现错误之后，接收端恢复出来的 $\{a'_k\}$ 全部是错误的。此外，在接收端恢复 $\{a'_k\}$ 时还必须要有正确的起始值（+1），否则也不可能得到正确的 $\{a'_k\}$ 序列。



问题

•• 如何解决差错传播问题?

- 预编码 - 相关编码 - 模2判决

通信原理



预编码：让发送端的 $a_k$ 变成 $b_k$

$$a_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad b_k = a_k \oplus b_{k-1} \quad \oplus: \text{表示模2和}$$

相关编码：把 $b_k$ 变成 $c_k$

$$c_k = b_k + b_{k-1}$$

模2处理：重新得到 $a_k$

$$[c_k]_{\text{mod } 2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod } 2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k$$

整个过程：预编码、相关编码、模2判决，不需要预先知道 $a_{k-1}$ ，也不存在差错传播



重新引用上面的例子，由输入 $a_k$ 到接收端恢复 $a'_k$ 的过程如下：

$a_k$       1    0   1   1   0    0   0   1   0   1    1

差分编码

$b_{k-1}$     -1   1   1   -1   1    1   1   1   -1   -1    1

$b_k$       1    1   -1   1   1    1   1   -1   -1   1    -1

部分响应波形成形

$C_k$       0   +2   0   0   +2   +2   +2   0   -2   0   0

$C'_k$       0   +2   0   0   +2   +2   +2   0   0   ×   0   0

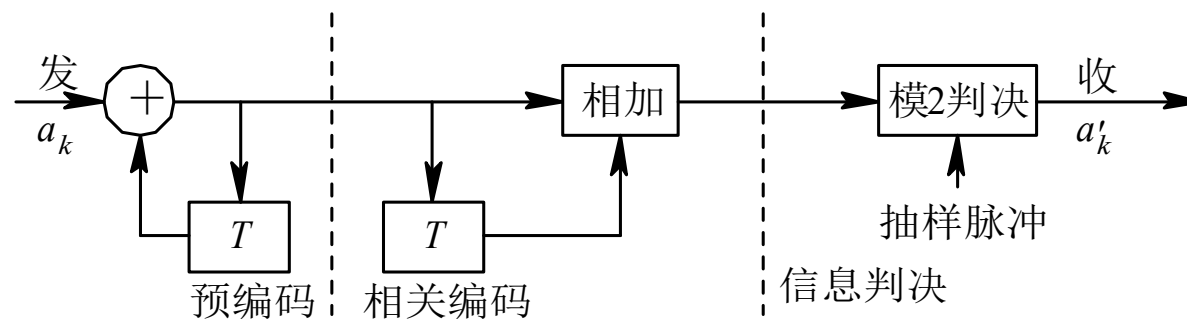
数据恢复

$a'_k$       1    0    1    1    0    0    0    1    1    ×   1    1

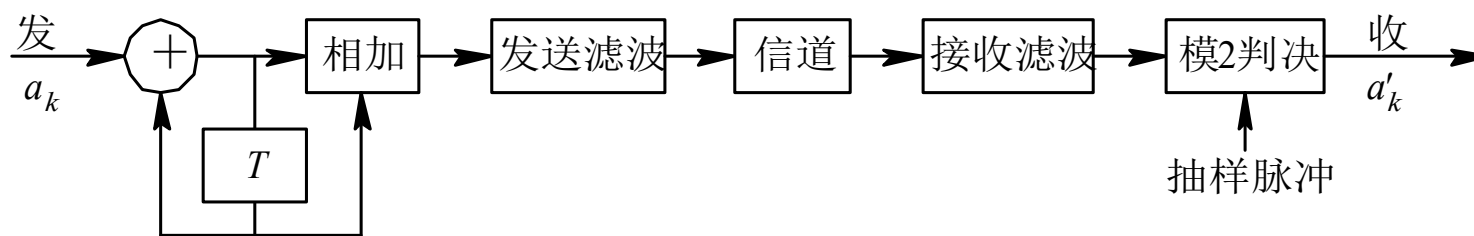
通信原理



## 第I类部分响应系统组成框图



(a)



(b)

通信原理





- 将上述例子推广到一般的部分响应系统

$$g(t) = R_1 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\frac{\pi}{T_s} t} + R_2 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} (t - T_s)}{\frac{\pi}{T_s} (t - T_s)} + \dots + R_N \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]}{\frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]}$$

- 这是N个相继间隔 $T_s$ 的 $\sin x/x$ 波形之和
- $R_1$ 、 $R_2$ 、... $R_N$ 为N个冲激响应波形的加权系数,值可以是正、负整数,包括零
- 其频谱函数为:

$$G(\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{m=1}^N R_m e^{-j\omega(m-1)T_s}, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$





- 预编码

$$a_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}$$

注意：“+”是指模L相加（L进制）

- 相关编码

$$C_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}$$

注意：“+”是指算术加

- 模L处理

$$[C_k]_{\text{mod } L} = [R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}]_{\text{mod } L} = a_k$$



表 5-2 五类响应波形的比较

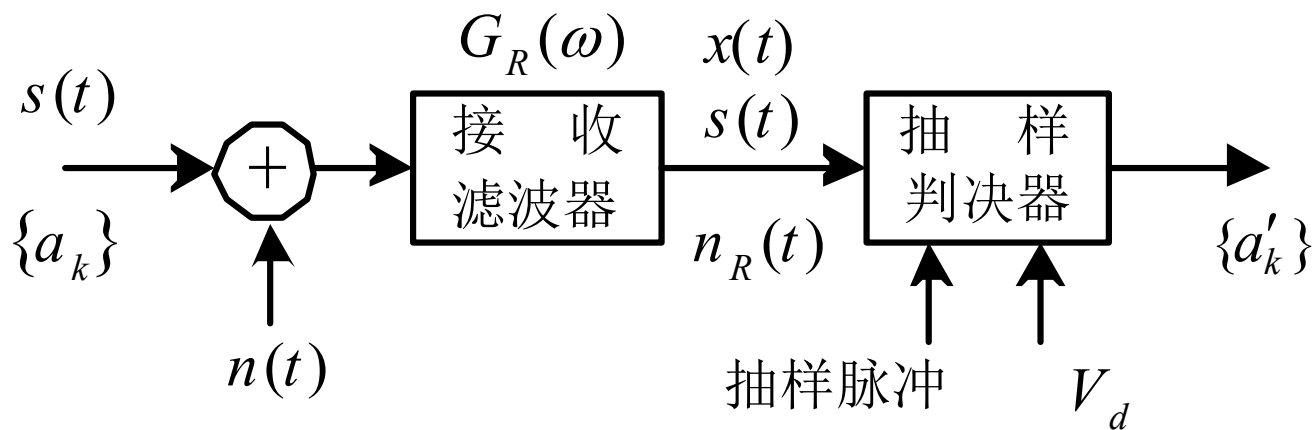
类别	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	$g(t)$	$ G(\omega) ,  \omega  \leq \frac{\pi}{T_s}$	二进输入时 $C_R$ 的电平数
0	1							2
I	1	1						3
II	1	2	1					5
III	2	1	-1					5
IV	1	0	-1					3
V	-1	0	2	0	-1			5

理



## \*6.5 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

码间串扰和噪声是影响接收端正确判决，从而造成误码的因素。本节来讨论噪声引起的误码率。

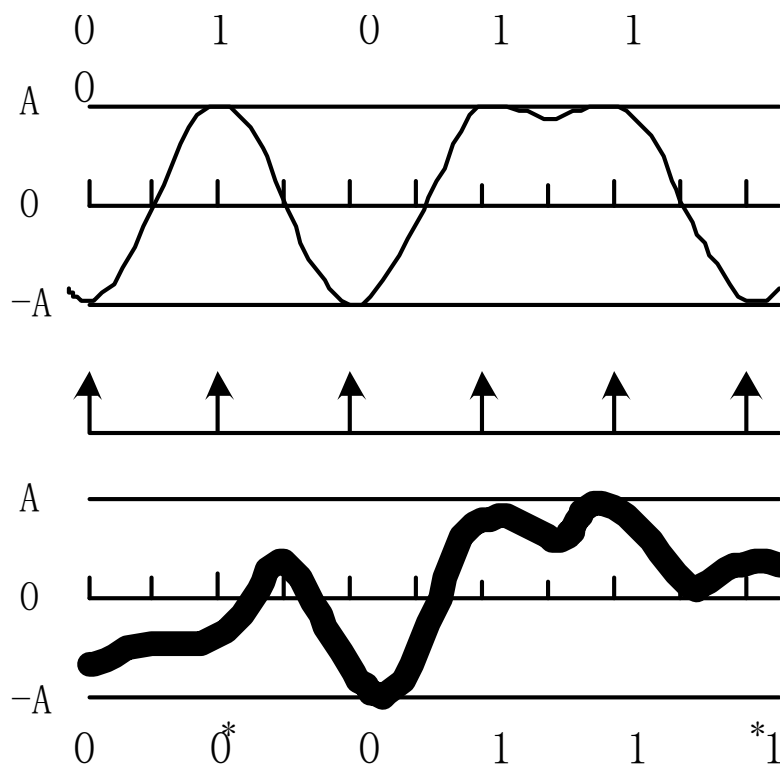


抗噪性能分析模型



若二进制基带信号为双极性，则在抽样时刻 $x(t)$ 的取值为：

$$x(kT_b) = \begin{cases} A + n_R(kT_b), & \text{发送“1”时} \\ -A + n_R(kT_b), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$



(a)无噪声影响时  
信号波形

(b)叠加上噪声后  
的混合波形

判决准则

$$x(kT_b) < V_d$$

判为“0”  
码

$$x(kT_b) > V_d$$

判为“1”  
码

**通信原理**



设信道加性噪声为均值为0的高斯白噪声

$n_R(t)$ 的均值为:  $a = 0$

$n_R(t)$ 的功率谱密度为:  $P_n(\omega) = |G_R(\omega)|^2 \frac{n_0}{2}$

方差（噪声平均功率）为:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |G_R(\omega)|^2 d\omega$$

$n_R(t)$ 瞬时值的一维概率密度函数可表述为:

$$f(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-V^2/2\sigma_n^2}$$



发送“1”时均值为 $A$ ，其一维概率密度函数为：

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$

发送“0”时均值为 $-A$ ，其概率密度函数为：

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$

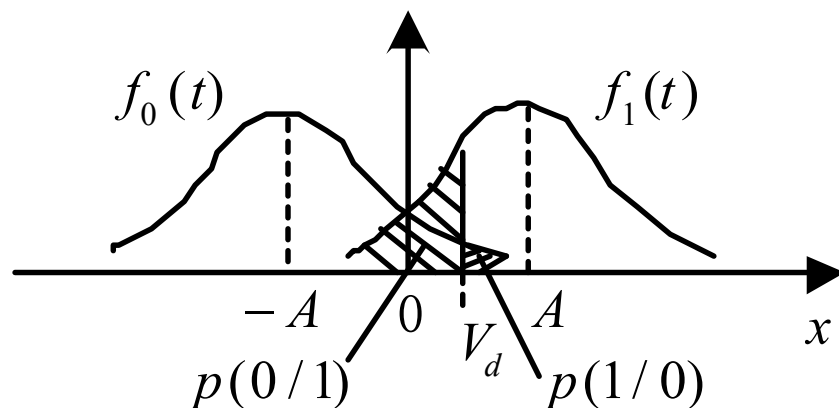


图4-20  $x(t)$ 的概率密度曲线



(1) 发“1”错判为“0”的概率 $P(0/1)$ ;

$$\begin{aligned} P(0/1) &= P(x < V_d) = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right] dx = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left[\frac{V_d - A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right] \end{aligned}$$

(2) 发“0”错判为“1”的概率 $P(1/0)$ ;

$$\begin{aligned} P(1/0) &= P(x > V_d) = \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx \\ &= \int_{V_d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right] dx = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left[\frac{V_d + A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right] \end{aligned}$$





基带传输系统总的误码率可表示为：

$$\begin{aligned} P_e &= P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \\ &= P(1) \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx + P(0) \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx \end{aligned}$$

在 $A$ 和  $\sigma_n^2$ 一定的条件下，可以找到一个使误码率最小的判决门限电平，这个门限电平称为最佳门限电平。令

$$\text{当 } P(1) = P(0) = 1/2 \text{ 时} \quad \frac{dP_e}{dV_d} = 0$$

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



这时，基带信号系统总的误码率为：

$$P_e = \frac{1}{2} P(0/1) + \frac{1}{2} P(1/0) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

对于单极性信号， $V_d^* = \frac{A}{2}$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$



比较双极性信号与单极性信号可知：

- (1) 在基带信号峰值相等、噪声均方根值也相同时，单极性基带系统的抗噪性能不如双极性基带系统。
- (2) 在误码率相同条件下，单极性基带系统需要的信噪功率比要比双极性高**3dB**。
- (3) 在“1”、“0”码等概情况下，单极性基带系统的最佳判决门限电平随信道特性发生变化。

**因此，数字基带系统多采用双极性信号进行传输**



## 不同基带码型的抗噪性能比较

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

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

- AMI码（伪三元码）

$$P_e = \frac{3}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{3A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

通信原理

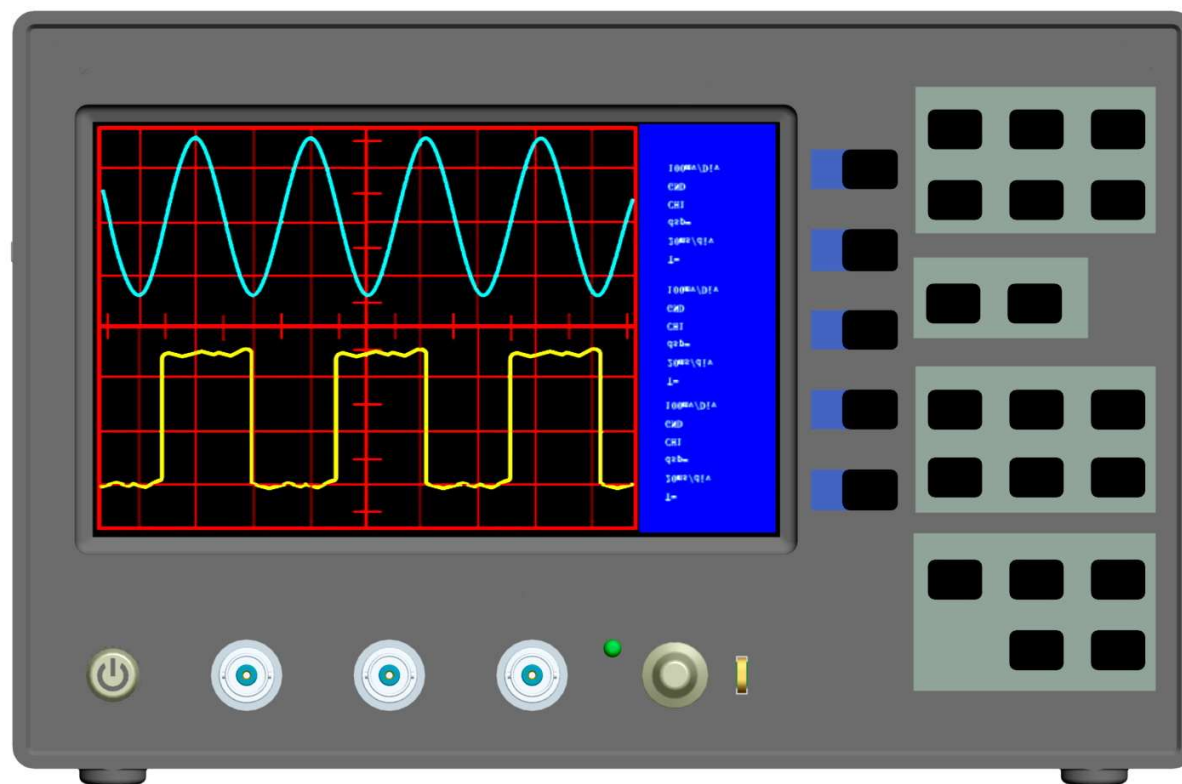


## \*6.6 眼图

### 眼图的概念

眼图是指利用实验的方法估计和改善（通过调整）传输系统性能时在示波器上观察到的一种图形。

从“眼图”上可以观察出码间串扰和噪声的影响，从而估计系统优劣程度。

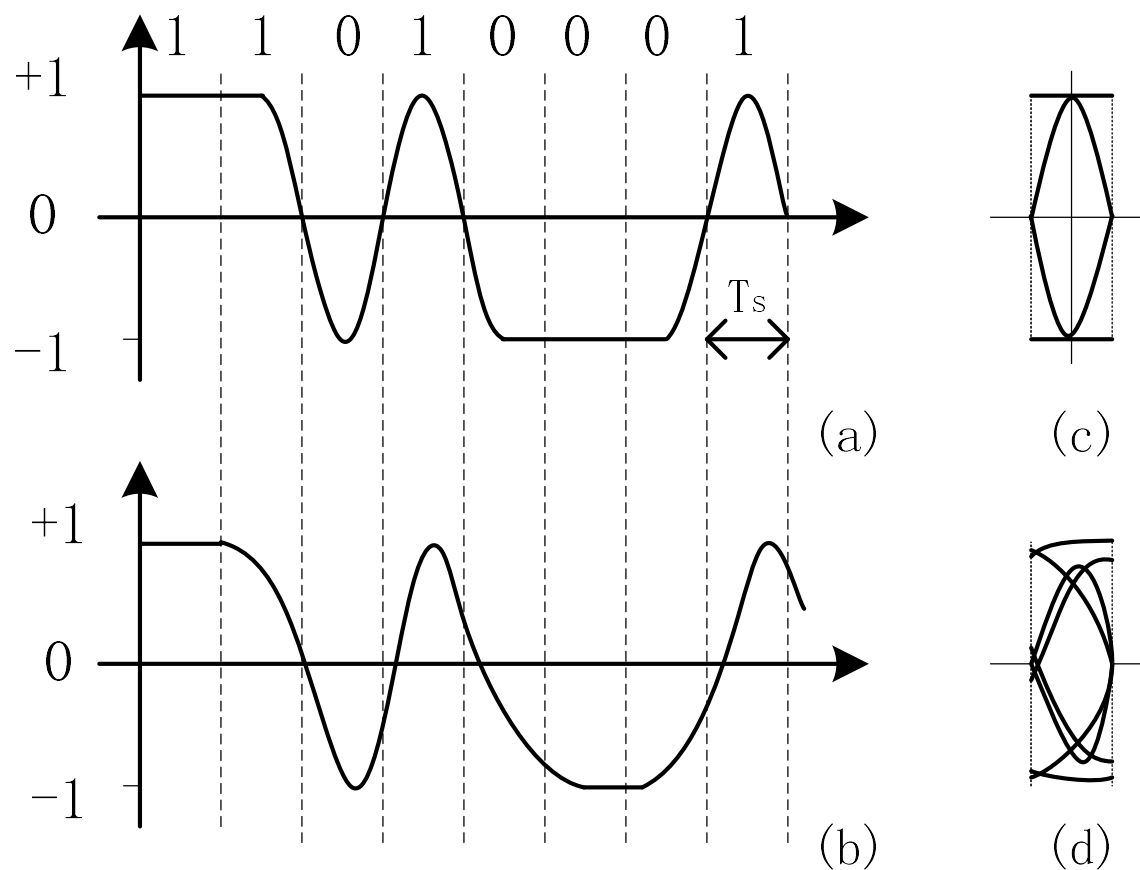


通信原理

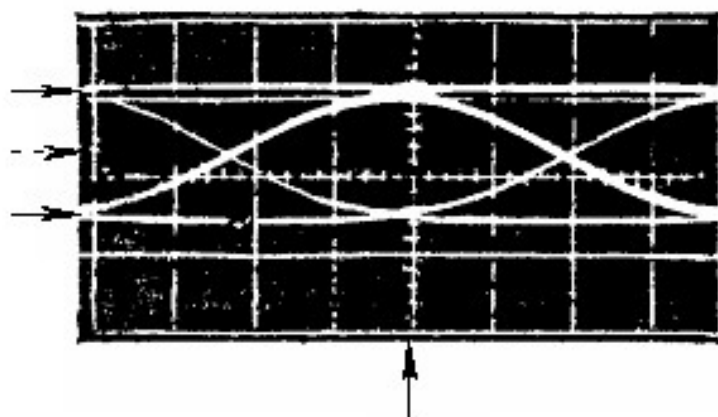


## 6.6.2 眼图形成原理及模型

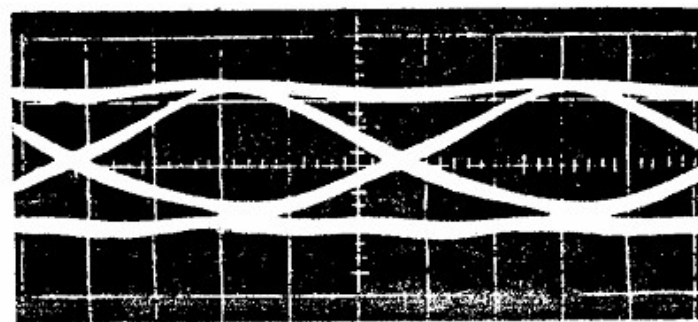
### 1. 无噪声时的眼图



通信原理



(a)无噪声和干扰下的眼图

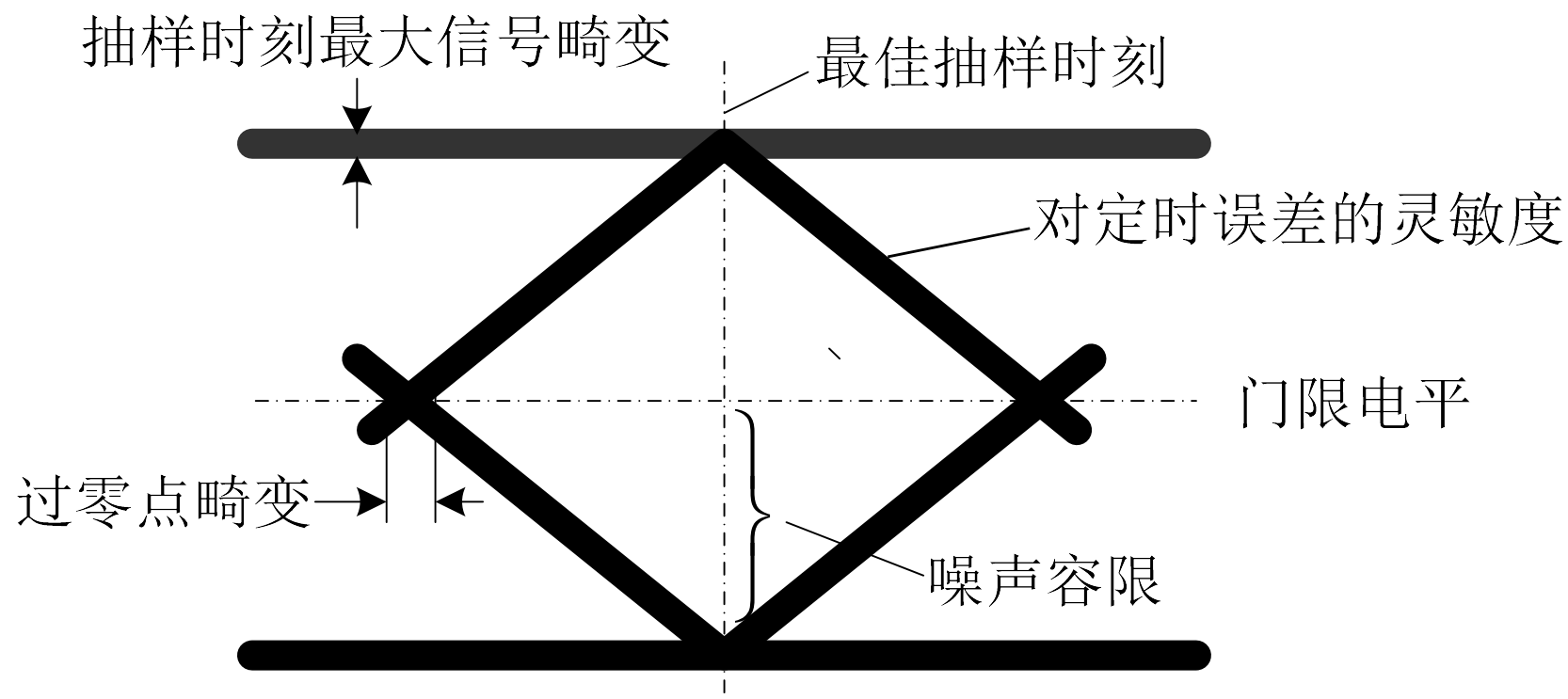


(b)一定噪声和干扰下的眼图





### 3. 眼图的模型





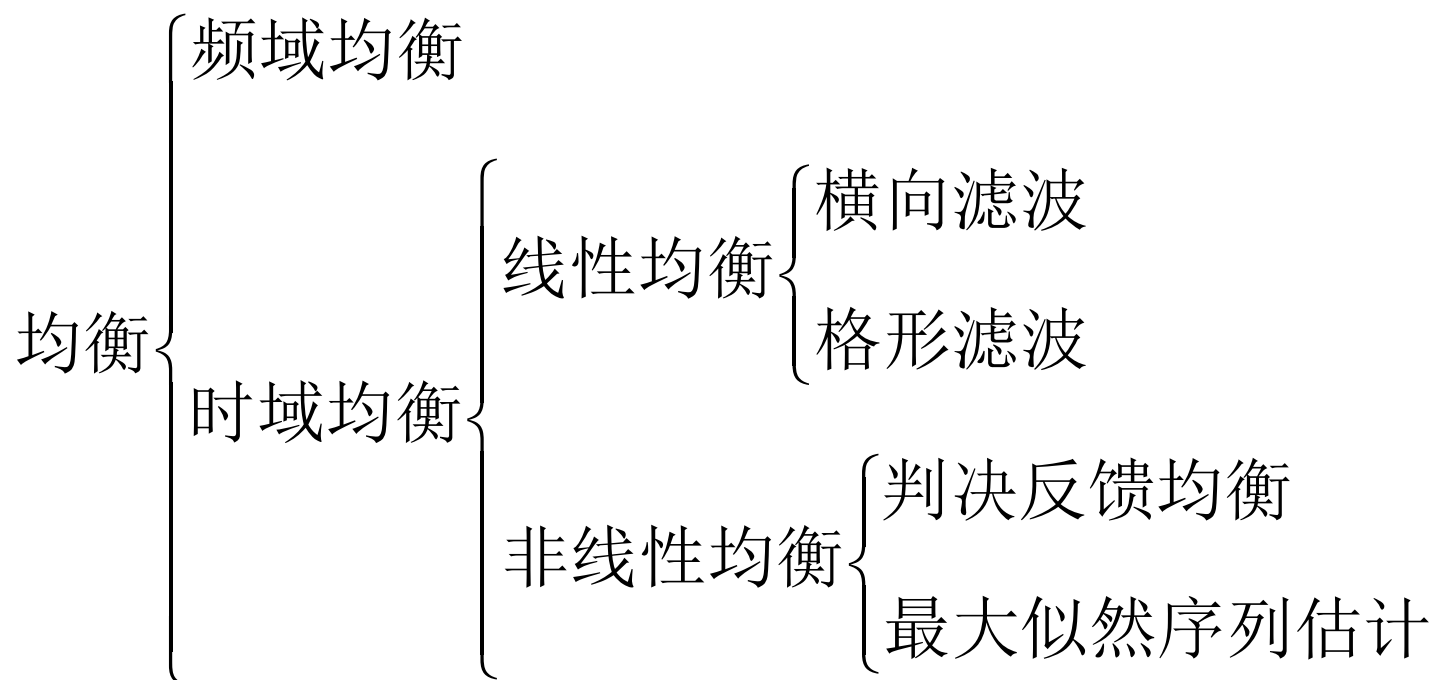
- (1) 最佳抽样时刻在“眼睛”张最大的时刻。
- (2) 对定时误差的灵敏度由眼图斜边的斜率决定。
- (3) 在抽样时刻上，眼图上下两分支阴影区的垂直高度，表示最大信号畸变。
- (4) 眼图中横轴位置应对应判决门限电平。
- (5) 各相应电平的噪声容限。
- (6) 倾斜分支与横轴相交的区域的大小，表示零点位置的变动范围。

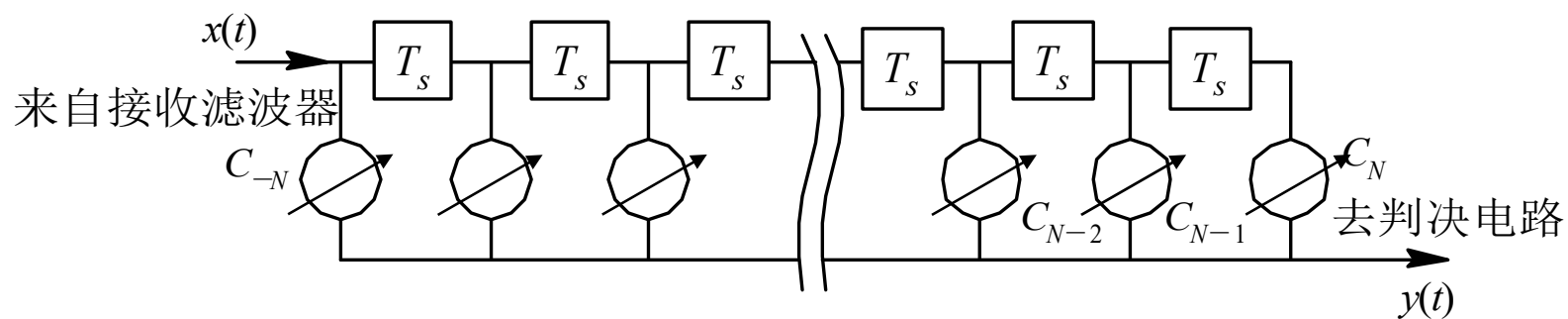


## \*6.7 时域均衡

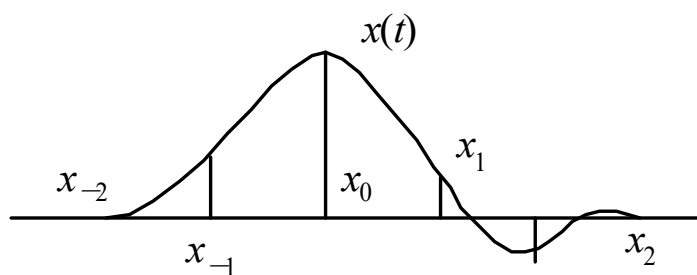
- 均衡

为了克服码间干扰(ISI)，在接收端抽样判决前附加一个可调滤波器，用以校正或补偿这些失真的过程。

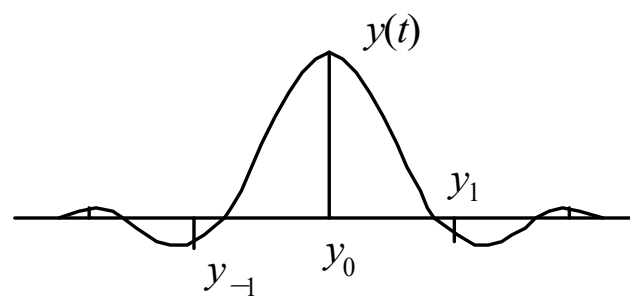




(a) 有限长横向滤波器



(b) 输入单脉冲响应



(c) 输出单脉冲响应



## 小 结

- 数字基带信号的波形与频谱特性
- 数字基带信号的常用码型
  - 数字基带信号的基本码形
  - 基本码型的特点
  - AMI、HDB3、Manchester码的编码规则及特点
- 无码间干扰的基带传输特性
  - 奈奎斯特第一准则
    - 信道特性为理想低通
    - 信道特性为滚降
  - 部分响应波形（预编码、相关编码）
- \*基带系统的抗噪性能、眼图和时域均衡



# 作业

第6版：6-1，6-5，6-7，6-11，6-12，6-13，6-20

第7版：6-1，6-6，6-7，6-11，6-12，6-13，6-14，6-19

空号差分：0变1不变

传号差分：1变0不变



## 课堂练习题

1. 某通信信道分配100至150kHz的频率范围用于传输调频波，已知调制信号 $f(t)=A_m\cos(10^4\pi t)$ ，信道衰减为60dB，噪声双边功率谱密度 $S_n(f)=10^{-10}\text{ W/Hz}$ ，试求：
  - (1) 调频波有效带宽为多少？载频应是多少？
  - (2) 调频指数 $m_f$ 和最大频偏为多少？
  - (3) 如果要求接收机能正常接收（即接收机输入信噪比大于门限值10dB），试计算发端的载波幅度。
  - (4) 写出发送端已调波表达式。