

第八章 数字基带传输系统

8.1 引言

8.2 数字基带信号 (AMI和HDB₃)

8.3 数字基带信号的功率谱

8.4 无码间串扰传输系统及Nyquist准则

8.5 部分响应系统

8.6 基带系统的最佳化

8.7 基带系统的抗噪声性能

8.8 均衡器原理

8.9 眼图

8.1 引言

数字基带传输系统：不使用载波调制解调装置而直接传送基带信号的系系统。

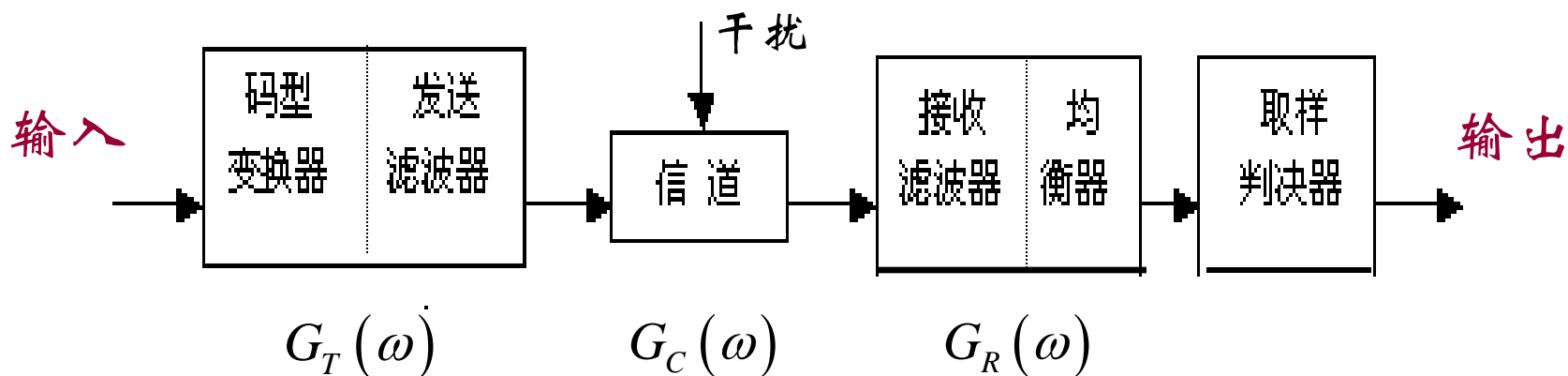


图8.1 数字基带传输系统模型

8.2 数字基带信号

8.2.1 数字基带信号的要求

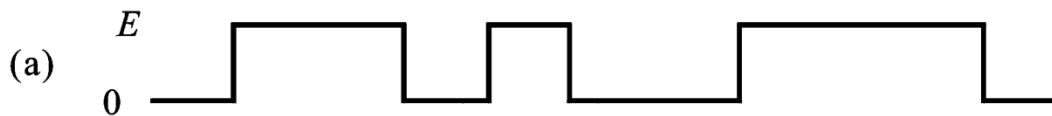
1. 数字基带信号应不含有直流分量，且低频及高频分量也应尽可能的少。
2. 数字基带信号中应含有足够大的定时信息分量。
3. 基带传输的信号码型应对任何信源具有透明性，即与信源的统计特性无关。

此外，选择的基带传输信号码型还应有利于提高系统的传输效率；具有较强的抗噪声和码间串扰的能力及自检能力。

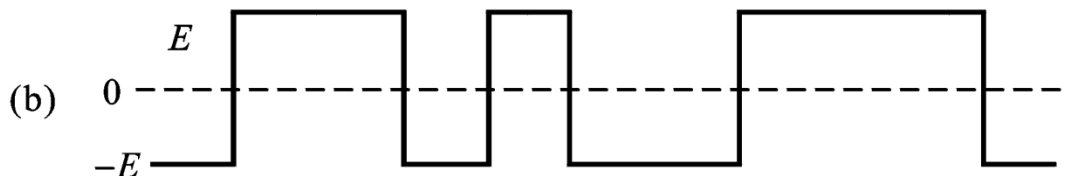
8.2.2 数字基带信号的波形

二进制码元 $\{a_n\}$ 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1 0

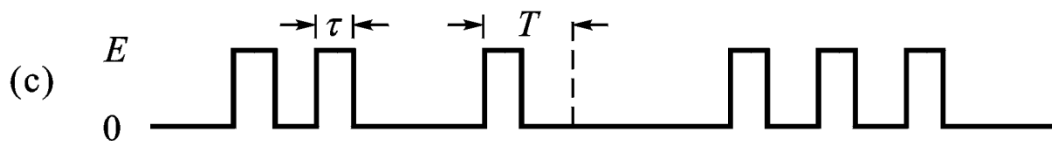
单极性波形 (NRZ)



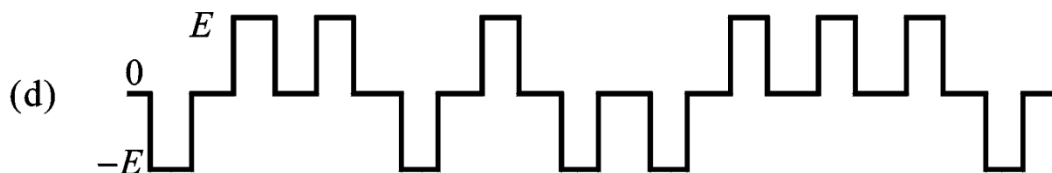
双极性波形



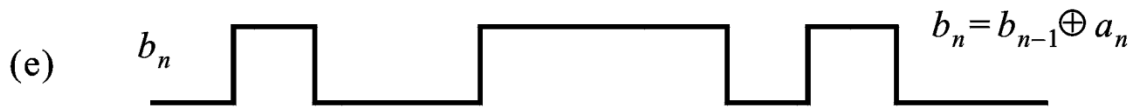
单极性归零波形 (RZ)



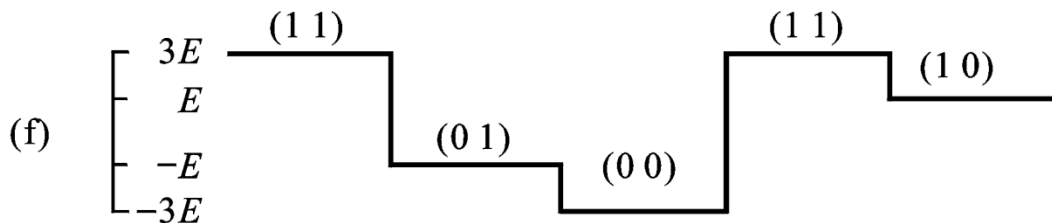
双极性归零波形



差分波形
(相对码)



多电平脉冲波形
(多进制波形)



几种常用的基带信号波形

8.2.2 数字基带信号的波形

1. 单极性波形 (NRZ)

波形特点：脉冲极性单一，有直流分量，脉冲之间无空隙，即脉冲宽度等于码元宽度。

NRZ波形一般用于近距离的电传机之间的信号传输

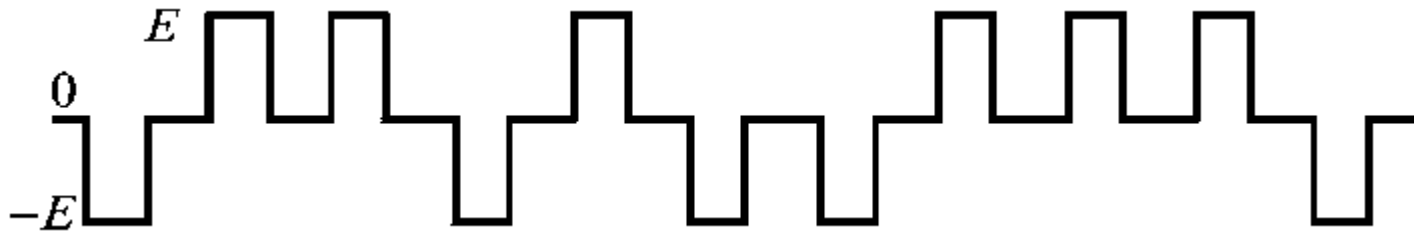
2. 双极性波形

波形特点：脉冲之间无空隙，无直流分量(“1”码和“0”码出现的概率相等)，具有较强的抗干扰能力。

双极性波形在基带传输系统中应用广泛

8.2.2 数字基带信号的波形

4. 双极性归零波形



波形特点:

- 正电平和负电平分别表示二进制码元的“1”码和“0”码。
- 每个脉冲在小于码元宽度的时间内都要回到零电平。
- 兼有双极性波形和归零波形的特点。

8.2.2 数字基带信号的波形

5. 差分波形（相对码波形）

绝对码波形：信息码元与脉冲电平之间的对应关系固定不变（绝对的）。此时，信息码也称为绝对码。

差分波形：信息码元“1”和“0”反映在相邻信号码元的相对电平变化上。

差分波形也称为相对码波形。

差分码 b_n 与绝对码 a_n 之间关系：

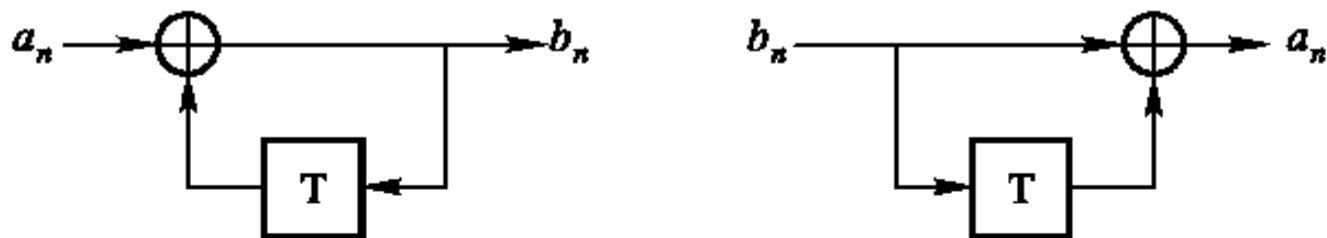
$$b_n = b_{n-1} \oplus a_n$$

差分波形是对 b_n 的绝对波形

8.2.2 数字基带信号的波形

译码方程为

$$a_n = b_{n-1} \oplus b_n$$



编码器: $b_n = b_{n-1} \oplus a_n$

译码器: $a_n = b_{n-1} \oplus b_n$

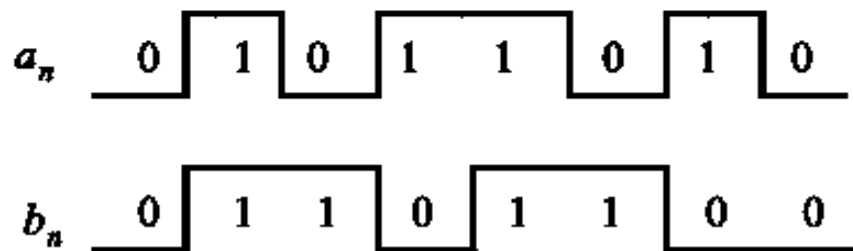
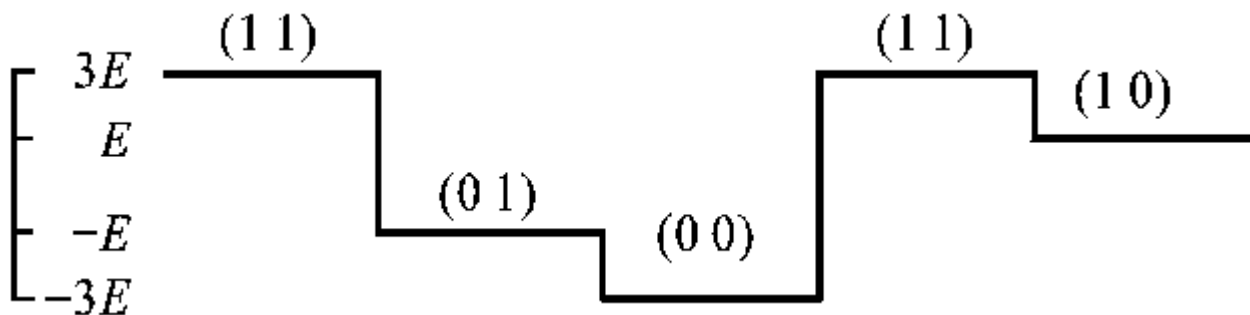


图8.3 编译码电路和波形的变化关系

8.2.2 数字基带信号的波形

6. 多电平脉冲波形(多进制波形): 这种波形的取值不是两值而是多值的。

[例] 代表四种状态的四电平脉冲波形, 每种电平可用两位二进制码元来表示。



这种波形一般在高速数据传输系统中用来压缩码元速率, 提高系统的频带利用率。但在相同信号功率条件下, 多进制传输系统的抗干扰性能不如二进制系统。

8.2.3 常用的基带传输码型

为满足基带传输系统的特性要求，必须选择合适的传输码型。

1. 传号交替反转码 --- AMI码

AMI (*Alternate Mark Inversion*) 码又称为平衡对称码。

把码元序列中的“1”码变为极性交替变化的传输码 +1、-1、+1、-1、...，而码元序列中的“0”码保持不变。

[例]:

码元序列: 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0

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

码元序列: 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0



8.2.3 常用的基带传输码型

AMI码特点:

- (1) 无直流分量、且其低频和高频分量也较少；信号能量主要集中在 $f_T/2$ 处，其中 f_T 为码元速率。
- (2) AMI码为伪三电平码，也称为1B/1T码型；
- (3) 编译码电路简单、便于观察误码情况。

但是AMI码有一个重要缺陷，就是当码元序列中出现长连“0”时，会造成提取定时信号的困难，因而实际系统中常采用AMI码的改进型---HDB₃码。

8.2.3 常用的基带传输码型

2. HDB_3 码：三阶高密度双极性码，它是为了克服传输波形中出现长连“0”码情况而设计的AMI码的改进型。

HDB_3 码的编码规则：

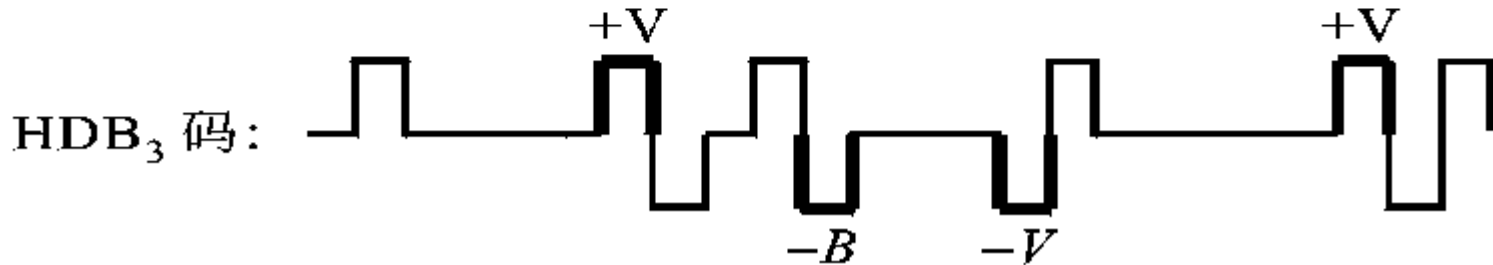
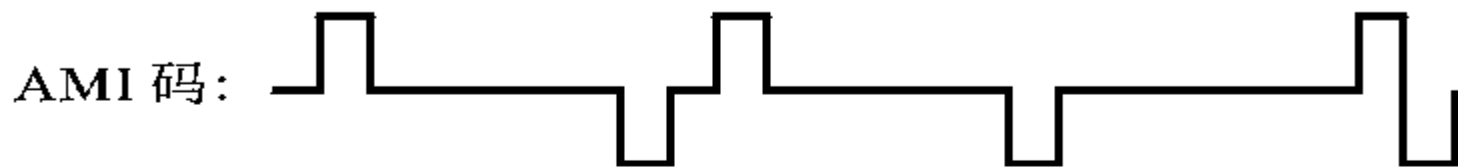
- (1) 把码元序列进行AMI编码，再检查AMI码中连0的个数，如果没有四个以上（包括四个）连0串，则这时的AMI码就是 HDB_3 码。
- (2) 当有四个以上连0串时，则将每4个连0小段的第4个0变成与其前一个非0码（+1或-1）相同的码。这个码破坏了“极性交替反转”的规则，称其为破坏码，用符号V表示（即+1记为+V，-1记为-V）。
- (3) 为使附加V码后的序列中仍不含直流分量，必须保证相邻的V码极性交替。当相邻的V码之间有奇数个非0码时，这时能得到保证；但当相邻的V码之间有偶数个非0码时，则得不到保证。这时再将该连0小段中的第1个0变成+B或-B，B的极性与其前一个非0码相反，并让后面的非零码从V码后开始再极性交替变化。

8.2.3 常用的基带传输码型

例如：

码元序列：	1	0000	101	0000	1	0000	11
AMI 码：	+1	0000	-1 0 +1	0000	-1	0000	+1-1
加V码：	+1	000+V	-1 0 +1	000+V	-1	000 -V	+1-1
HDB ₃ 码：	+1	000+V	-1 0 +1	-B00-V	+1	000+V	-1 +1

码元序列： 1 0000 101 0000 1 0000 1 1



8.2.3 常用的基带传输码型

HDB₃码的译码:

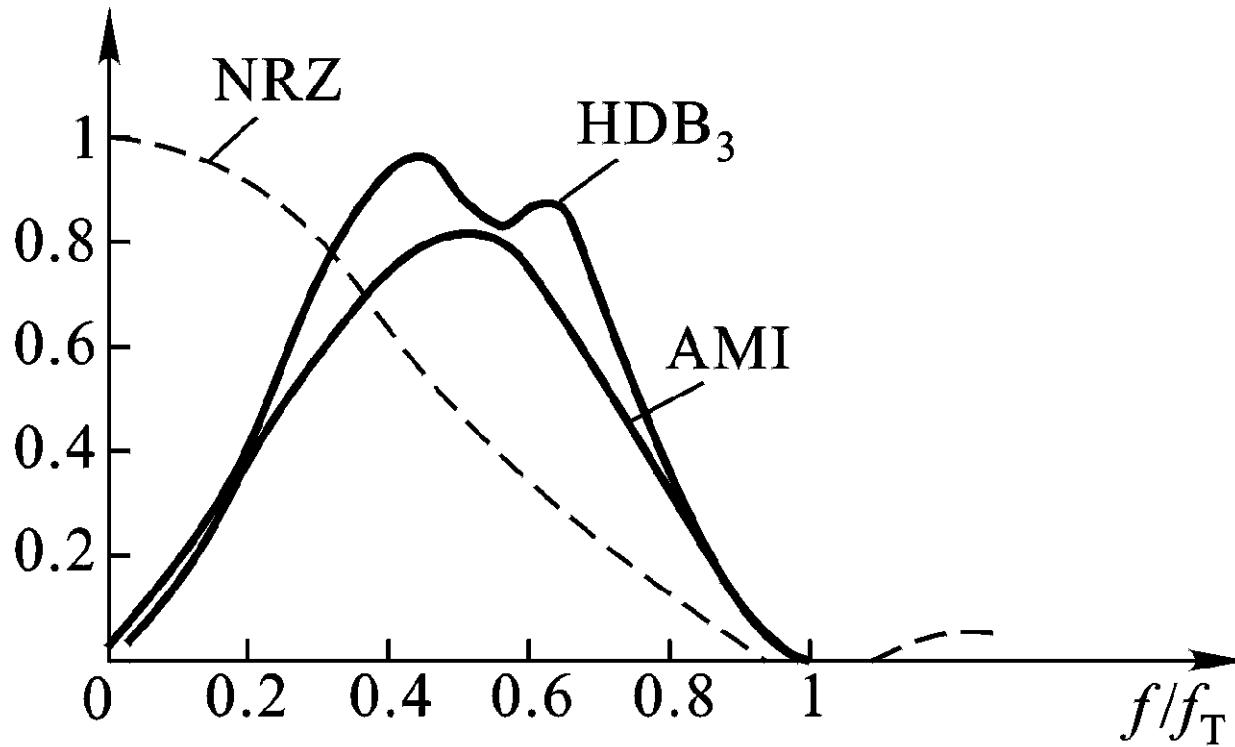
1. 由于每一个V码总是与其前一个非0码（包括B码在内）同极性，因此从收到的码序列中可以很容易地找到破坏点V码
2. 将V码及其前3个码都为0码；
3. 再将所有的-1变为+1后，便可恢复原始信息代码。

HDB₃码的特点:

- (1) 保留AMI码无直流分量，便于直接传输的优点，克服了长连0串（连0的个数最多3个）的出现。
- (2) 它仍属于1B/1T码型

HDB₃码是目前实际系统中应用最广泛的码型。

8.2.3 常用的基带传输码型



NRZ、AMI码及功率谱

8.2.3 常用的基带传输码型

3. 曼彻斯特 (Manchester) 码

曼彻斯特码又称数字双相码或分相码。

编码规则： 用一个周期的方波来代表码元“1”，而用它的反相波形来代表码元“0”。

特点： 每个码元的中心部位都发生电平跳变，因此有利于定时同步信号的提取，而且定时分量的大小不受信源统计特性的影响。

二进制码 1 1 1 0 1 0 0 1

(a) NRZ 码



(b) 曼彻斯特码



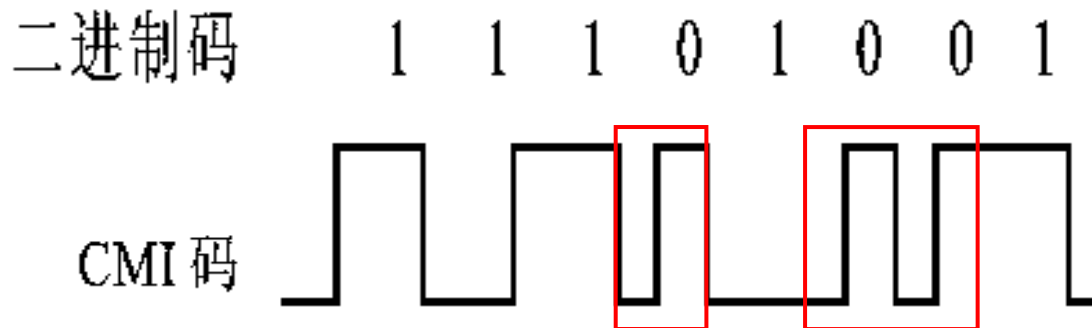
曼彻斯特码

8.2.3 常用的基带传输码型

4. CMI码

CMI码称为传号反转码。

编码规则：“1”码（传号）交替地用正、负电平脉冲来表示，而“0”码则用固定相位的一个周期方波表示，如图所示。



特点：CMI码和曼彻斯特码相似，不含有直流分量，且易于提取同步信号。CMI码的另一个特点是具有一定的误码检测能力。



8.4 无码间串扰传输系统

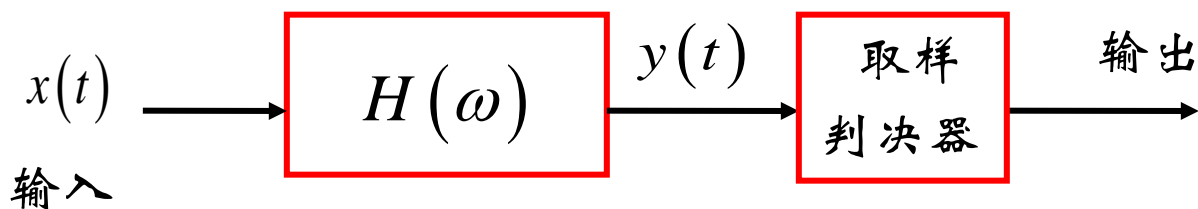
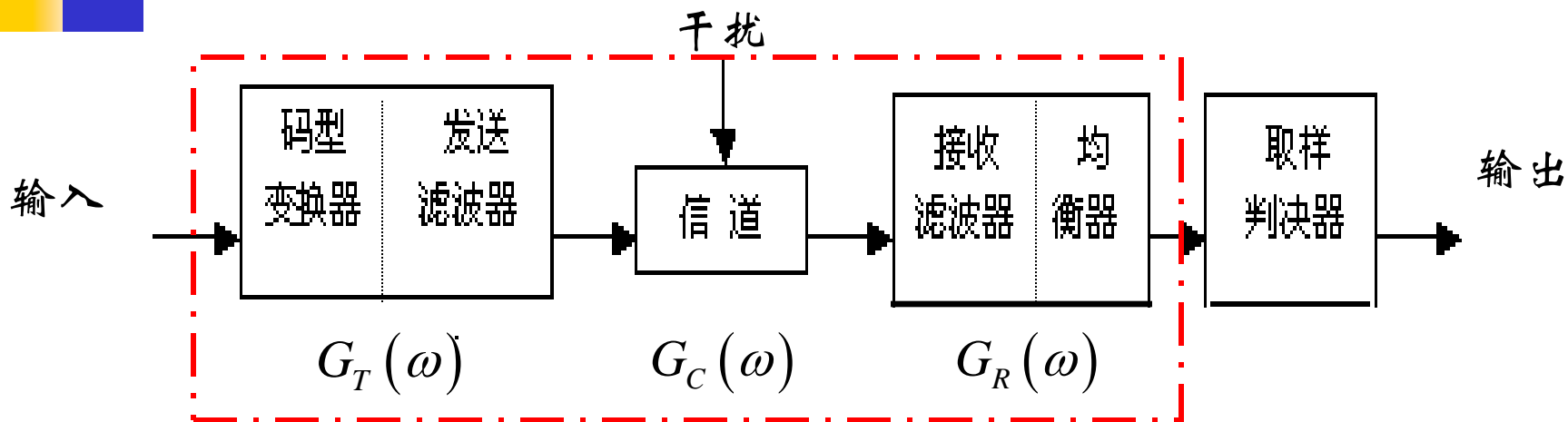
8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰

8.4.2 无码间串扰系统特性

8.4.3 奈奎斯特第一准则

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰



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

基带传输系统
总传输特性

数字基带传输系统模型

8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰

基带传输系统中，由于系统特性不理想，并受信道加性噪声的影响，会造成收端判决时发生误码。

基带传输系统冲激响应为

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_T(\omega) G_C(\omega) G_R(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

序列对应的输入信号波形表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT)$$

8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰

基带传输系统的输出（接收滤波器的输出）信号为

$$s(t) = x(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT)$$

考虑信道加性噪声的影响后，系统总的输出波形为

$$y(t) = s(t) + n_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT) + n_R(t)$$

送入取样判决电路后得

$$\begin{aligned} y(t_k) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(kT - nT) + n_R(kT) \\ &= a_k h(0) + \underbrace{\sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T]}_{\text{码间串扰}} + n_R(kT) \end{aligned}$$

式中， $a_k h(0)$ 为第 k 个码元在接收判决时刻的取值，是判决取值的依据。

8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰

码间串扰 (ISI---Intersymbol Interference)

ISI是接收信号中除第 k 个码元以外的其它码元产生的波形在 $t=t_k$ 时刻上的总和，它对的正确判决产生干扰。ISI的大小取决于系统的传输特性。

$n_R(kT)$ 是随机噪声在时刻上对第 k 个码元的干扰，它取决于信道加性噪声及接收滤波器的特性。

8.4.1 基带系统传输特性及码间串扰

分析：

1. 由于码间串扰及随机噪声的存在，使得判决电路在对码元取值的判决时，有可能判错。
2. 为了获得足够小误码率，必须最大限度地减小码间串扰及随机噪声的影响，这需要合理地设计基带信号和基带传输系统。
3. 理论上说，只要合理地设计系统的传输特性，码间串扰是可以消除的；但对随机噪声来说，只能尽量减小其影响，不能完全消除。

8.4.2 无码间串扰系统特性

$$y(t_k) = a_k h(0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T] + n_R(kT)$$

由上式可看出，系统无码间串扰的条件应为

$$y(kT) = \begin{cases} a_k h(0) = a_k & n = k \\ \sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T] = 0 & n \neq k \end{cases} \quad (8.31)$$

即系统的冲激响应应满足

$$h(kT) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (8.32)$$

8.4.2 无码间串扰系统特性

$$\text{由于 } h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (8.33)$$

$$\text{故有 } h(kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega kT} d\omega \quad (8.34)$$

将上式用分段积分来表示

$$h(kT) = \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{(2i-1)\pi/T}^{(2i+1)\pi/T} H(\omega) e^{j\omega kT} d\omega$$

对上式作变量代换，令 $\omega' = \omega - \frac{2\pi i}{T}$ ，则上式变为

$$\begin{aligned} h(kT) &= \frac{1}{2\pi} \sum_i \int_{-\pi/T}^{\pi/T} H\left(\omega' + \frac{2\pi i}{T}\right) e^{j\omega' kT} e^{j2\pi i k} d\omega' \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right) e^{j\omega kT} d\omega \end{aligned} \quad (8.35)$$

8.4.2 无码间串扰系统特性

(8.35)表示, $h(kT)$ 是 $\sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right)$ 在区间 $\left[-\frac{\pi}{T}, \frac{\pi}{T}\right]$ 上的反变换

由傅里叶变换关系可知, 此时 $\frac{1}{T} \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right)$ 是一个周期性的

频域函数, 而 $h(kT)$ 则对应为其傅里叶级数的系数

$$\frac{1}{T} \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right) = \sum_k h(kT) e^{-j\omega kT}$$

将式 (8.32) 代入上式, 得无码间串扰时基带传输系统特性为

$$\frac{1}{T} \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right) = h(0) = 1 \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \quad (8.37)$$

8.4.2 无码间串扰系统特性

$$\text{或} \quad \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right) = T \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \quad (8.38)$$

令等效低通传输特性 $H_{eq}(\omega)$ 为

$$H_{eq}(\omega) = \begin{cases} \sum_i H\left(\omega + \frac{2\pi i}{T}\right) = T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.39)$$

上式表明：若 $H(\omega)$ 频移相加后，能在区间 $[-\pi/T, \pi/T]$ 内得到某一常数，则这样的基带传输系统可以完全消除码间串扰（码元速率为 $1/T$ ）。

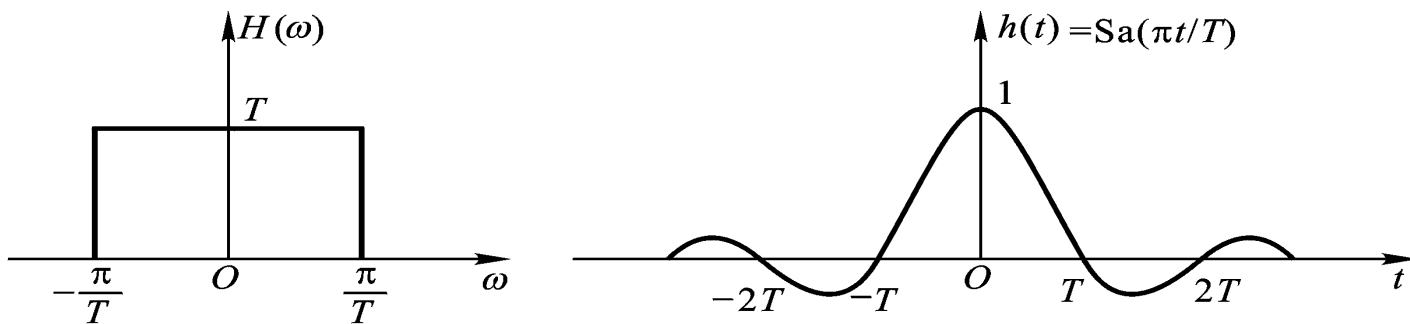
——检验 $H(\omega)$ 是否会产生码间串扰的方法之一

8.4.3 奈奎斯特第一准则

满足无码间串扰的基带传输系统的传输特性并不是唯一的。

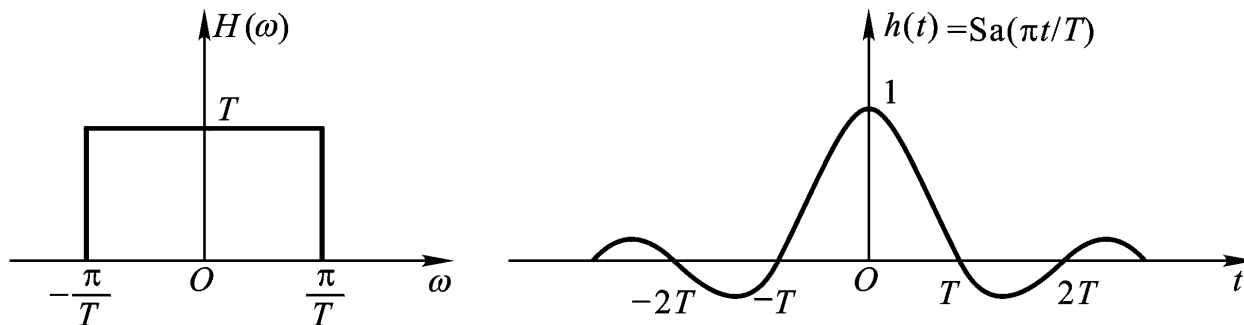
实例1: $H(\omega)$ 为理想低通传输系统

$$H(\omega) = H_{eq}(\omega) = \begin{cases} T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.40)$$



理想低通传输系统

8.4.3 奈奎斯特第一准则



由图看出，系统带宽为：

$$B = \frac{\pi}{T} / 2\pi = \frac{1}{2T} \quad (\text{赫兹})$$

$h(t)$ 在 $t=0$ 的抽样值最大，而在 kT 时刻抽样值为零，这时输入数据如果最大以 $1/T$ 波特速率传送时，则在抽样时刻上的码间串扰是不存在的。

最大无ISI传输速率 $R = 1/T = 2B$ 波特

最高频带利用率 2 波特/赫兹(二进制系统, 2比特/秒/赫兹)

8.4.3 奈奎斯特第一准则

奈奎斯特第一准则

理想低通系统中，无码间串扰的最高码元传输速率是系统带宽的2倍。该系统最大无码间串扰的传输速率为 $R=1/T=2B$ 波特，此时，系统最高频带利用率为2波特/赫兹，为极限频带利用率。

理想低通传输系统的带宽称为奈奎斯特带宽；
系统最大无码间串扰的传输速率称为奈奎斯特速率；
 $h(t)$ 称为奈奎斯特脉冲。

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

理想低通系统特点:

- ✓ 达到了系统有效性能极限
- ✓ 传输函数具有无限陡峭过渡带
- ✓ $h(t)$ “尾巴”拖得很长，且衰减振荡幅度较大
- ✓ 判决时对抽样定时要求严格

实际中采用的是具有滚降特性的无码间串扰系统，这种系统克服了理想低通传输特性的缺陷。

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

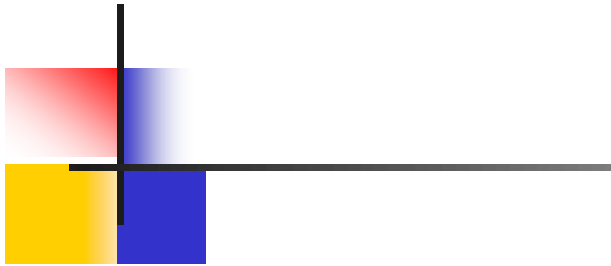
滚降特性构成:

在 $[-2\pi/T, 2\pi/T]$ 内把 $H(\omega)$ 分为三段, 频移后在区间 $[-\pi/T, \pi/T]$ 内叠加, 这时

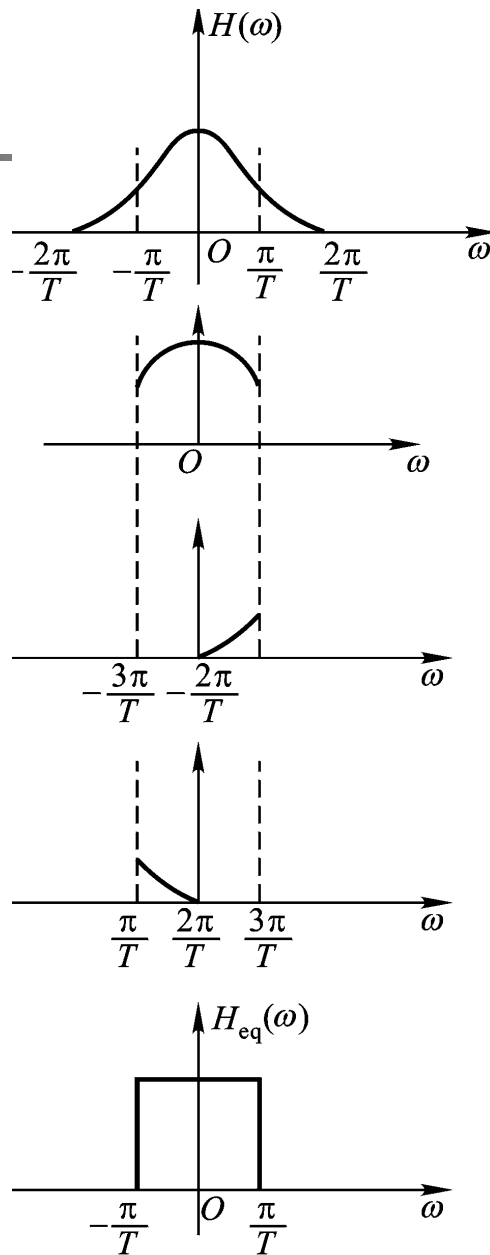
$$H_{eq}(\omega) = H\left(\omega - \frac{2\pi}{T}\right) + H(\omega) + H\left(\omega + \frac{2\pi}{T}\right) \quad (8.41)$$

令上式满足以下条件

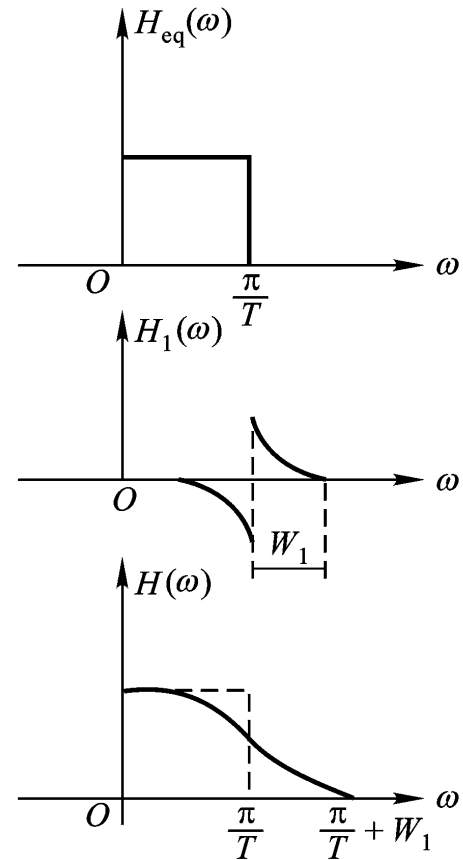
$$H_{eq}(\omega) = \begin{cases} T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.42)$$



升余弦滚降特性及其冲激响应波形

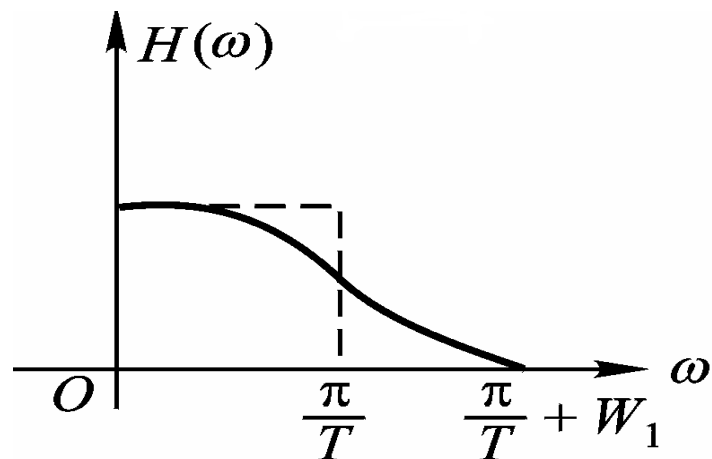


(a) $H_{eq}(\omega)$ 的构成



(b) 滚降特性构成

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性



滚降系数：描述 $H(\omega)$ 滚降程度的系数

$$\alpha = W_1 / \frac{\pi}{T} \quad (8.43)$$

其中， W_1 为超出 π/T 的带宽部分。且 $0 \leq \alpha \leq 1$

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

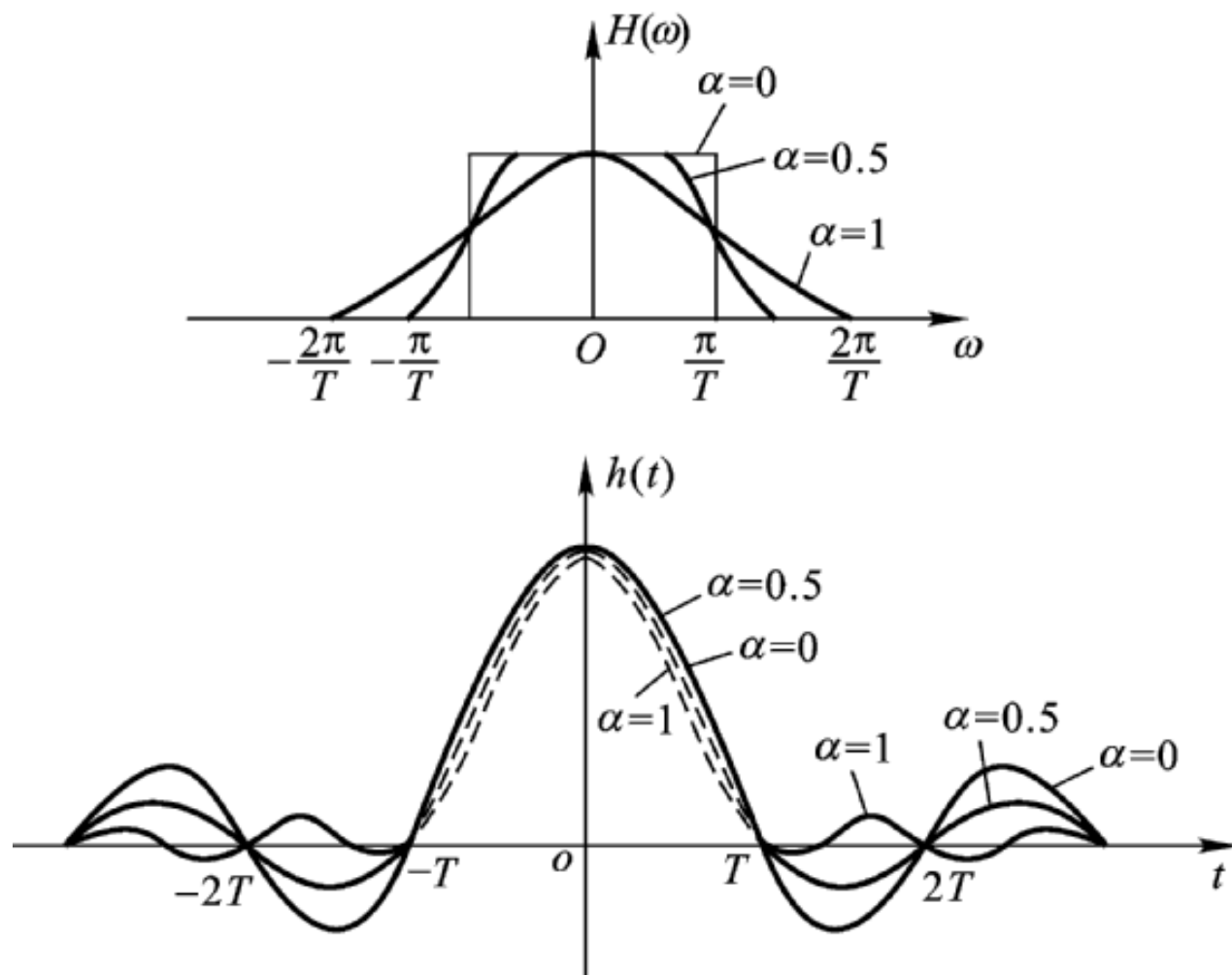


图8.11 升余弦滚降特性及对应冲激响应

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

图8.11为 $\alpha = 0, 0.5, 1$ 时无码间串扰的升余弦滚降特性及对应的冲激响应。升余弦特性及冲激响应可表示为

$$H(\omega) = \begin{cases} T & 0 \leq |\omega| \leq (1-\alpha)\pi/T \\ \frac{T}{2} [1 + \sin(\pi - T\omega)/2\alpha] & (1-\alpha)\pi/T \leq |\omega| \leq (1+\alpha)\pi/T \\ 0 & |\omega| > (1+\alpha)\pi/T \end{cases} \quad (8.44)$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \quad (8.45)$$

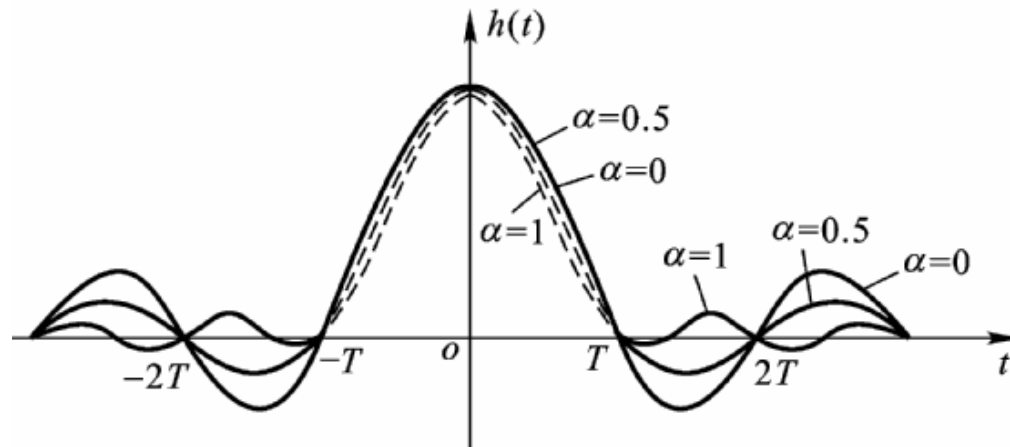
8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

滚降系数 $\alpha = 1$ 时

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

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

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性



$h(t)$ 特点:

- 除在 $t = 0$ 时不为零外，其它抽样时刻的取值均为零
- $\alpha = 1$ 时，各采样点之间又增加了一个零点
- “拖尾”衰减更快(按 $1/t^3$ 衰减)，有利于减小由于定时误差造成的码间串扰
- 频带利用率降低

8.4.4 无码间串扰的滚降系统特性

升余弦系统频谱带宽为： $B = (1 + \alpha) / 2T$ (赫兹)

最高无码间串扰传输速率为： $1/T$ (波特)

系统最高频带利用率为：

$$\rho = \frac{R}{B} = \frac{2}{1 + \alpha}$$

(波特/赫兹)

8.5 部分响应系统

理想低通系统：达到了极限频带利用率；
实现困难，且“拖尾”严重。

升余弦滚降系统：克服了理想低通系统缺点；
频带利用率下降了。

部分响应编码：一种既能消除码间串扰，又能达到最高频带利用率的系统。

实现方法：利用奈奎斯特脉冲的延时加权组合得到部分响应波形来实现。这种方法又称为波形的相关编码法。

部分响应基带传输系统中，通过**有控制地引入**一定的码间串扰，来达到压缩传输频带的目的。

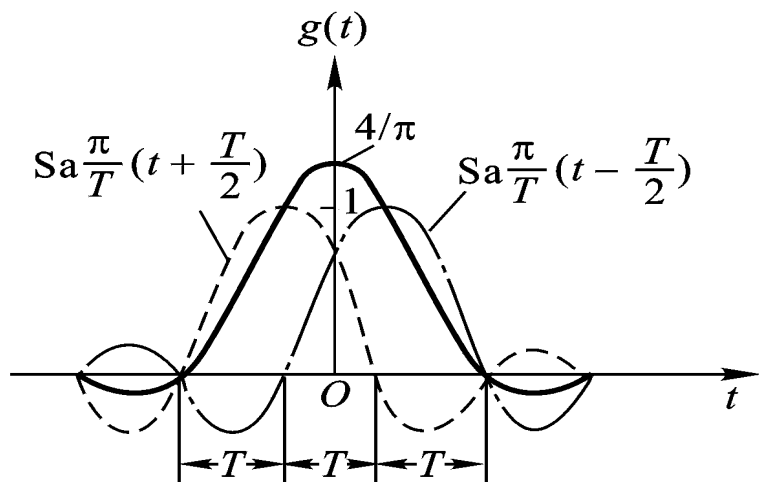
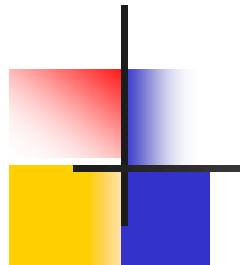
8.5.1 余弦谱传输特性

为了得到部分响应波形，把间隔为 T （码元间隔）的两个奈奎斯特脉冲叠加得到合成波

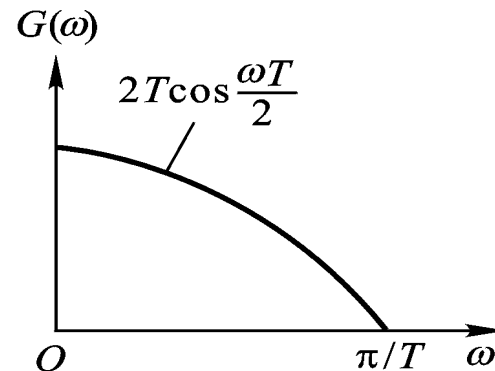
$$g(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right)}{\frac{\pi}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right)} + \frac{\sin \frac{\pi}{T} \left(t + \frac{T}{2} \right)}{\frac{\pi}{T} \left(t + \frac{T}{2} \right)} = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\cos(\pi t/T)}{1 - (4t^2/T^2)} \right]$$

其频谱特性为：

$$G(\omega) = \begin{cases} Te^{-j\frac{\omega T}{2}} + Te^{j\frac{\omega T}{2}} = 2T \cos \frac{\omega T}{2} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.50)$$



(a)



(b)

图8.12 余弦特性及响应

从图8.12中还可以看出， $g(t)$ 在各取样点上的值为

$$\left. \begin{aligned}
 g(t=0) &= \frac{4}{\pi} \\
 g\left(t = \pm \frac{T}{2}\right) &= 1 \\
 g\left(t = \frac{kT}{2}\right) &= 0, k = 3, 5, 7, \dots
 \end{aligned} \right\} \quad (8.51)$$

8.5.1 余弦谱传输特性

若用 $g(t)$ 作为传输波形，且码元间隔为 T ，则在抽样时刻仅发生传输码元与其前后码元相互串扰，而与其它码元不发生串扰，如图示。

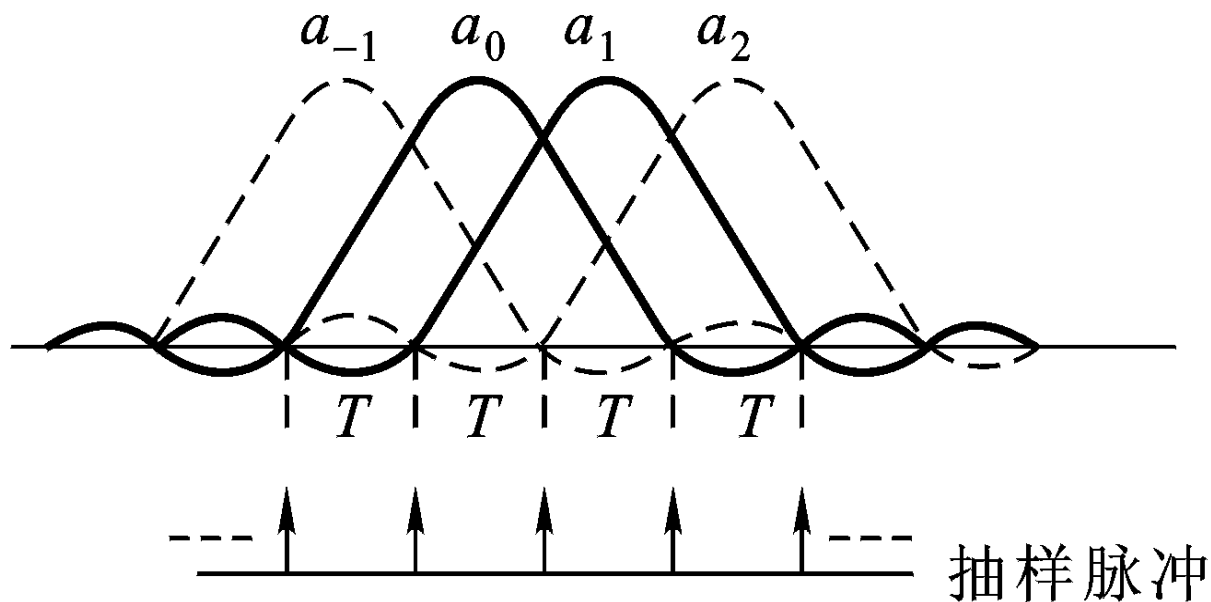


图8.13 可控码间串扰示意图

8.5.1 余弦谱传输特性

由以上分析可知：

- (1) $g(t)$ 的“尾巴”按 $1/t^2$ 的速度变化，比 $\sin t/t$ 波形收敛快，衰减大；
- (2) 若用 $g(t)$ 作为传输波形，且码元间隔为 T ，则在抽样时刻仅发生传输码元与其前后码元相互串扰，而与其它码元不发生串扰。由于这种串扰是确定的，因此可以消除其影响，使系统成为无码间串扰的系统---这就是可控码间串扰；
- (3) 由于余弦谱特性的带宽为 $1/2T$ ，而传输速率为 $1/T$ ，因而这种系统的频带利用率达到了2波特/赫兹。

8.5.1 余弦谱传输特性

误码扩散：前一码元判错影响下一码元。

设发送码元为 a_k ，接收码元为 c_k ，则有

$$c_k = a_k + a_{k-1} \quad \text{或} \quad a_k = c_k - a_{k-1} \quad (8.52)$$

为防止误码扩散，可进行预编码，它在发端将 a_k 变为 b_k

预编码 $b_k = a_k \oplus b_{k-1}$ 或 $a_k = b_k \oplus b_{k-1}$ (8.53)

8.5.1 余弦谱传输特性

然后发送 b_k 而不是 a_k ，这样接收码元为

$$c_k = b_k + b_{k-1} \quad \text{--- 相关编码}$$

接收端对收到的码进行模2和运算，就可以恢复 a_k ，即

$$[c_k]_{\text{mod}2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k \quad (8.55)$$

8.5.2 正弦谱特性

将间隔为 $2T$ 的两个奈奎斯特脉冲相减得到合成波形为

$$g(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t+T)}{\frac{\pi}{T}(t+T)} - \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t-T)}{\frac{\pi}{T}(t-T)} = \frac{2T^2 \sin(\pi t/T)}{\pi(t^2 - T^2)} \quad (8.56)$$

其频谱特性为

$$G(\omega) = \begin{cases} T(e^{j\omega T} - e^{-j\omega T}) = j2T \sin \omega T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.57)$$

8.5.2 正弦谱特性

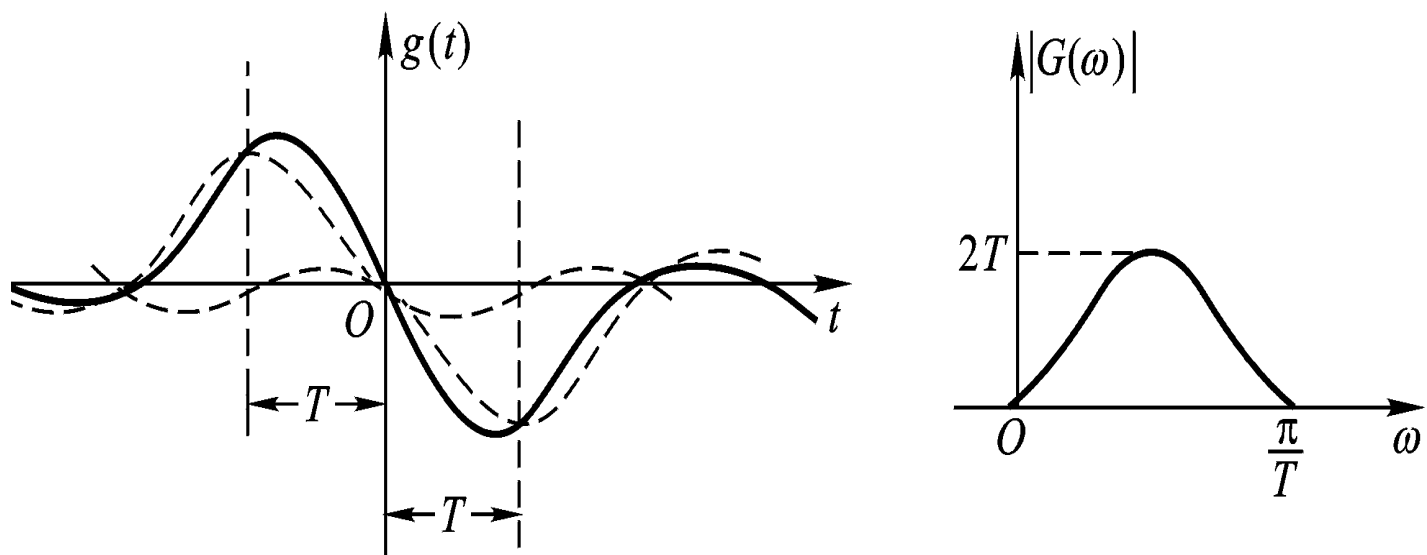


图8.14 正弦谱特性及响应

由图可见：

- (1) $G(\omega)$ 具有滚降的正弦谱特性，且 $G(0)=0$ ，因而 $g(t)$ 不含直流分量；
- (2) 码元波形**仅对隔一个码元有串扰**，对其它码元无串扰，但由于串扰是确定的，因而可以消除其影响；
- (3) 系统的频带利用率同样达到2波特/赫兹。

8.5.3 部分响应系统

将更多个不同间隔的奈奎斯特脉冲加权组合，得到部分响应波形的一般形式，其表示式为：

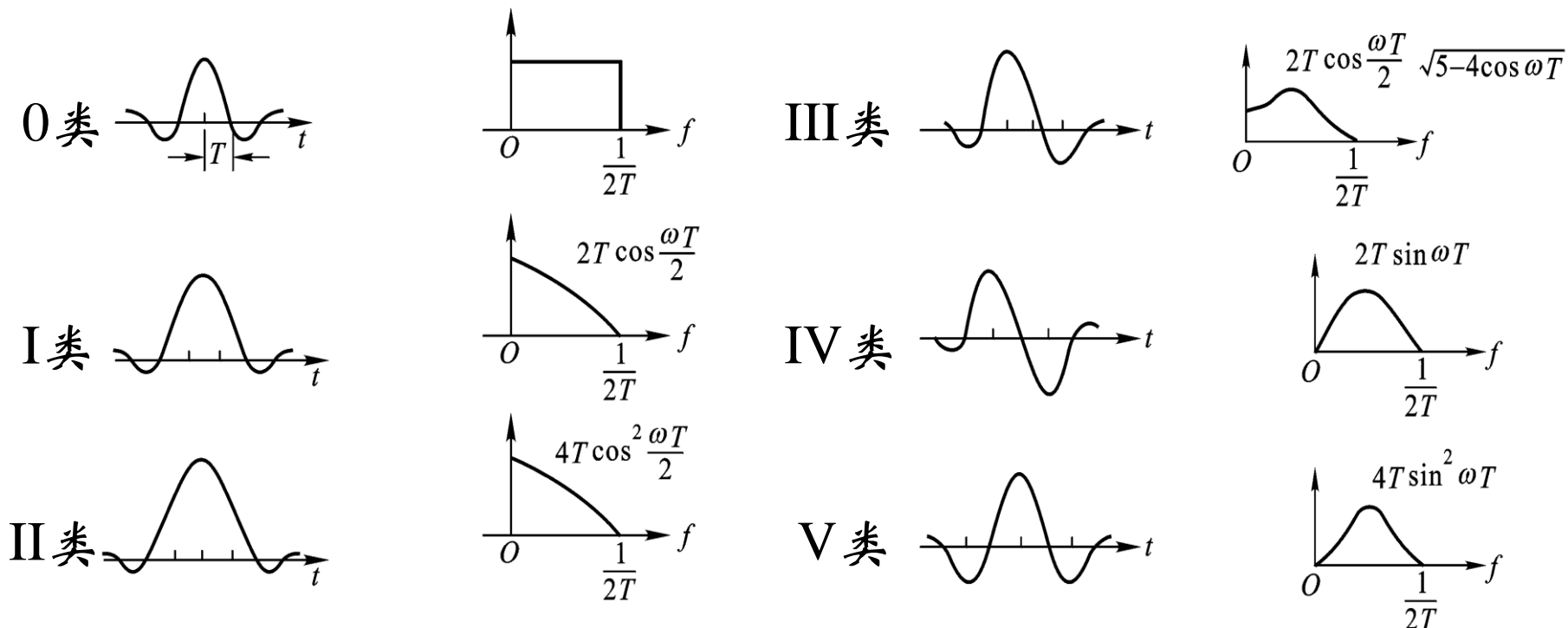
$$g(t) = R_0 \frac{\sin \frac{\pi t}{T}}{\frac{\pi t}{T}} + R_1 \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t-T)}{\frac{\pi}{T}(t-T)} + \dots + R_N \frac{\sin \frac{\pi}{T}(t-NT)}{\frac{\pi}{T}(t-NT)} \quad (8.58)$$

其频谱为

$$G(\omega) = \begin{cases} T \sum_{m=0}^N R_m e^{-j\omega mT} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.59)$$

8.5.3 部分响应系统

根据加权系数 R_i 的不同，可以得到不同种类的部分响应波形图中列出了常用的部分响应波形及其频谱，实际系统中，第IV类部分响应波形应用最广。



部分响应波形及其频谱

8.6 基带系统的最佳化

最佳基带系统：既能消除码间串扰，又能使信道噪声的影响最小化（具有最大输出信噪比），误码率达到最小的系统。

这里“最佳”是个相对概念，是指在最大输出信噪比准则意义下的最佳。

8.6.1 理想信道下的最佳基带系统

8.6.2 非理想信道下的最佳基带系统

8.6.1 理想信道下的最佳基带系统

理想信道：指无限带宽的均匀信道，即 $G_c(\omega) = 1$ 。

基带系统总特性为

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

因此理想信道条件下系统总特性为

$$H(\omega) = G_T(\omega)G_R(\omega) \quad (8.64)$$

加性高斯白色噪声(AWGN)条件下，为使输出信噪比最大，须采用匹配滤波器接收，因此有

$$G_R(\omega) = kG_T^*(\omega)e^{-j\omega t_0} \quad (8.65)$$

8.6.1 理想信道下的最佳基带系统

若令 $k=1$ ，则

$$H(\omega) = G_T(\omega)G_R(\omega) = |G_T(\omega)|^2 e^{-j\omega t_0} \quad (8.66)$$

由上式可得

$$|G_T(\omega)| = |H(\omega)|^{\frac{1}{2}} \quad (8.67)$$

由于满足上式的相位是可以任意选择的，只要合适选择，可以使

$$G_T(\omega) = \sqrt{H(\omega)} \quad (8.68)$$

8.6.1 理想信道下的最佳基带系统

将式(8.68)代入式(8.64)可得

$$G_R(\omega) = \sqrt{H(\omega)} \quad (8.69)$$

即, 在理想信道下, 最佳基带系统满足

$$G_T(\omega) = G_R(\omega) = \sqrt{H(\omega)} \quad (\text{收发等分系统})$$

当然 $H(\omega)$ 应首先满足无串扰的条件。例如, 对常用的升余弦谱特性, 可用收发各为余弦谱特性来完成最佳设计, 这时

$$H(\omega) = \frac{T}{2} \left(1 + \cos \frac{\omega T}{2} \right) = \frac{T}{2} \cdot 2 \cos^2 \frac{\omega T}{4} = T \cos^2 \frac{\omega T}{4} \quad (8.70)$$

因此, 有 $G_T(\omega) = G_R(\omega) = \sqrt{T} \cos \frac{\omega T}{4}$

8.6.2. 非理想信道最佳基带系统

非理想信道： $G_C(\omega) \neq 1$

假设已知发送滤波器特性和信道特性，则有

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

满足无串扰特性时，

$$H_{\text{eq}}(\omega) = \begin{cases} \sum_k H^{(k)}(\omega) = T & |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (8.71)$$

式中， $H^{(k)}(\omega)$ 是 $H(\omega)$ 按 $2\pi/T$ 所划分的各段，为

$$H^{(k)}(\omega) = H\left(\omega + \frac{2\pi k}{T}\right) = G_T^{(k)}(\omega)G_C^{(k)}(\omega)G_R^{(k)}(\omega) \quad (8.72)$$

8.6.2. 非理想信道最佳基带系统

设信道中白色噪声功率谱密为 $n_0/2$ ，则输出噪声平均功率为

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} \frac{n_0}{2} \sum_k |G_R^{(k)}(\omega)|^2 d\omega \quad (8.73)$$

适当设计 $G_R(\omega)$ 要求上式最小，则可对上式求导，找出使

$$d\sigma^2/dG_R(\omega) = 0$$

的值。用变分法求泛函值得到

$$G_R^{(k)}(\omega) = \left[G_T^{(k)}(\omega) G_C^{(k)}(\omega) \right]^* T(\omega) \quad (8.74)$$

式中
$$T(\omega) = \frac{T}{\sum_k |G_T^{(k)}(\omega) G_C^{(k)}(\omega)|^2} \quad (8.75)$$

由上式看出，非理想信道下的最佳接收滤波器特性由两个部分构成。

8.6.2. 非理想信道最佳基带系统

一部分为 $[G_T^{(k)}(\omega)G_C^{(k)}(\omega)]^*$ ，是接收端输入信号的匹配滤波器；另一部分为 $T(\omega)$ ，是与发送滤波器、信道特性有关的均衡器，用它保证消除码间串扰。这样的系统可以达到最佳性能。此系统示于图8.15中。

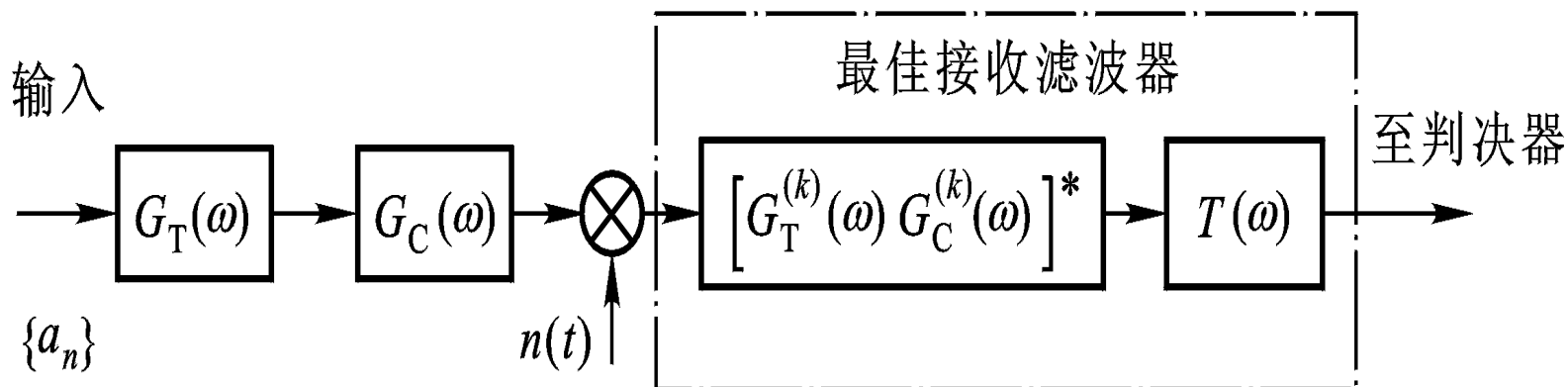


图8.15 非理想信道下最佳基带系统

8.6.2. 非理想信道最佳基带系统

$$T(\omega) = \frac{T}{\sum_k |G_T^{(k)}(\omega)G_C^{(k)}(\omega)|^2}$$

从上式看到 $T(\omega)$ 与 $G_R^{(k)}(\omega)$ 无关, 不管 $G_R^{(k)}(\omega)$ 在哪一段上, $T(\omega)$ 是相同的, 所以它是一个周期函数, 周期为 $2\pi/T$ 。 $T(\omega)$ 可展成傅里叶级数

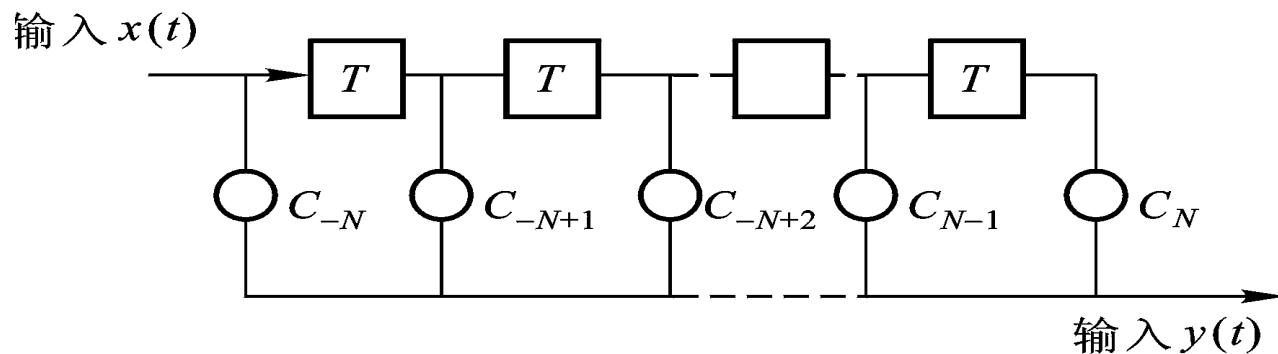
$$T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{-j\omega nT} \quad (8.77)$$

对应的冲激响应为

$$h_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT) \quad (8.76)$$

$h_r(t)$ 可以用 $(2N+1)$ 个抽头的横向滤波器来逼近, 而抽头的增益加权系数为 c_n , 如下图所示。

8.6.2. 非理想信道最佳基带系统



$$h_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT)$$

图8.16 $T(\omega)$ 横向滤波器的实现原理图



8.7 基带系统的抗噪声性能

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

8.7.2 最佳基带系统的抗噪声性能（不讲）

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

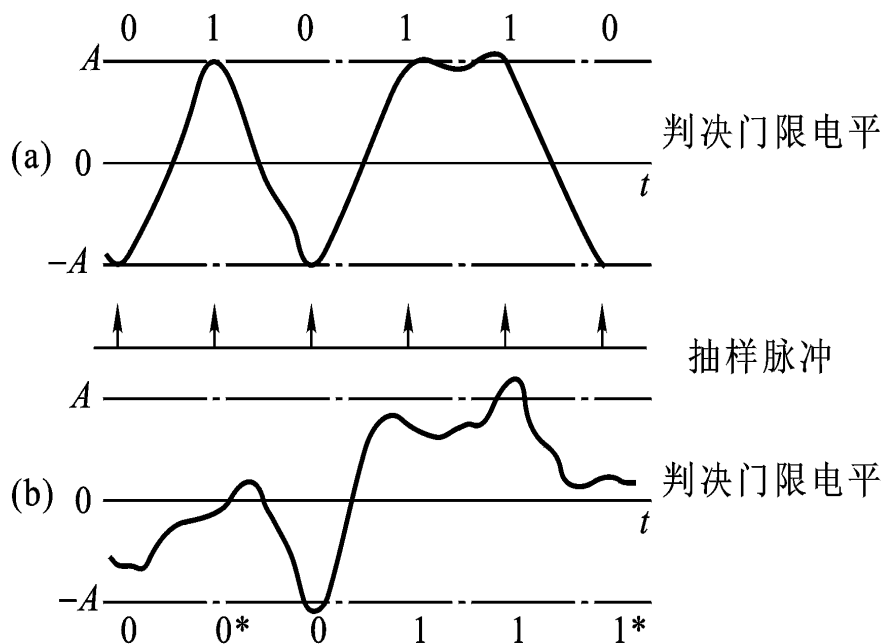
理想系统：无码间串扰的基带系统，不是最佳系统。

实际系统中总存在干扰，从而在接收端造成误码，如图所示。

图中(a)是既无码间串扰又无噪声影响的双极性码波形。

(b)为受信道干扰后接收端的波形，在由判决电路判决时，造成了误码。

图中误码用 0^* 、 1^* 表示。

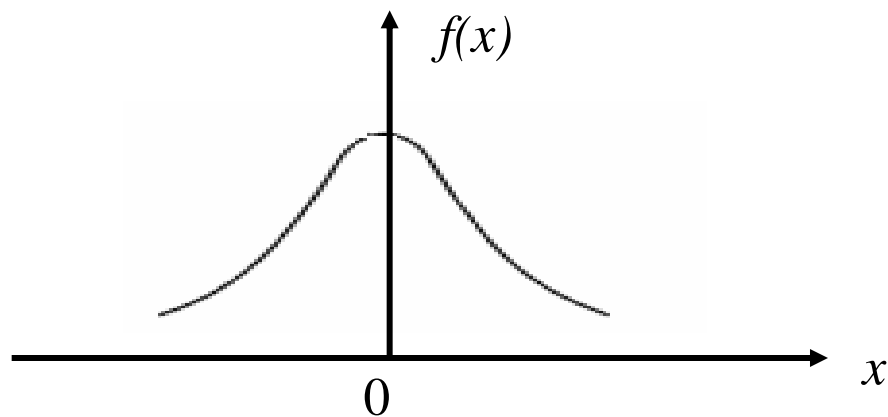


无噪和有噪时判决电路输入波形

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

设信道中存在着白色高斯噪声，其均值为0，方差为 σ_n^2 ，则噪声的一维概率密度函数为

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



发生误码两种情况：

1. 发“1”误判“0”时，抽样判决时刻噪声瞬时值 $x < -A$ ；
2. 发“0”误判“1”时，抽样判决时刻噪声瞬时值 $x > +A$ 。

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

发“1”误判“0”码的概率为

$$P(0|1) = P(x < -A) = \int_{-\infty}^{-A} f(x)dx$$

发“0”误判为“1”码的概率为

$$P(1|0) = P(x > +A) = \int_{+A}^{\infty} f(x)dx$$

因而，系统的平均误码率为

$$\begin{aligned} P_e &= P(1)P(0|1) + P(0)P(1|0) \\ &= P(1) \int_{-\infty}^{-A} f(x)dx + P(0) \int_{+A}^{\infty} f(x)dx \end{aligned}$$

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

$$P_e = P(1) \int_{-\infty}^{-A} f(x) dx + P(0) \int_{+A}^{\infty} f(x) dx \quad (8.79)$$

式中, $P(1)$ 、 $P(0)$ 分别为发“1”、“0”码的概率, 且

$$P(1) + P(0) = 1$$

由于 $f(x)$ 是偶函数, 所以上式中的两个积分相同, 故

$$P_e = \int_{+A}^{\infty} f(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(A / \sqrt{2} \sigma_n \right) \right]$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \quad (8.80)$$

式中 $r = A^2 / 2 \sigma_n^2$ 为输入信噪比。

8.7.1 理想系统的抗噪声性能

如果是单极性码，则判决电平为 $A/2$ ，这时

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

误差函数：
$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

互补误差函数：
$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$$

由于互补误差函数是单调减函数，所以 r 越大， P_e 越小。

8.8 均衡器原理

实践表明，在基带系统中插入一种可调节滤波器可减小码间串扰，从而使实际系统的性能接近最佳。

均衡器：起补偿作用的可调节滤波器。

分类：频域均衡器、时域均衡器

8.8.1 频域均衡

8.8.2 时域均衡

8.8.1 频域均衡

频域均衡：利用可调滤波器的频率特性去补偿系统的传输特性，使其接近为理想不失真系统特性的一种均衡方法。

理想不失真系统：

系统输出与输入信号波形相同，仅有幅度的变化及固定时延的线性系统，即满足

$$y(t) = Kx(t - \tau) \quad (8.96)$$

式中， K 为系统的放大倍数， τ 为系统的时延。

对上式进行傅里叶变换，得到

$$Y(\omega) = KX(\omega)e^{-j\omega\tau} \quad (8.97)$$

8.8.1 频域均衡

由上式得到理想系统传输特性为

$$H(\omega) = Y(\omega)/X(\omega) = Ke^{-j\omega\tau} \quad (8.98)$$

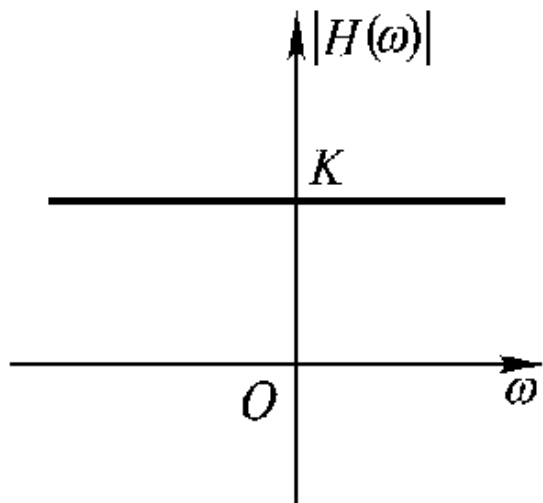
因此，对理想系统来说有

$$\begin{cases} |H(\omega)| = K & \text{幅频特性} \\ \varphi(\omega) = \omega\tau & \text{相频特性} \end{cases} \quad (8.99)$$

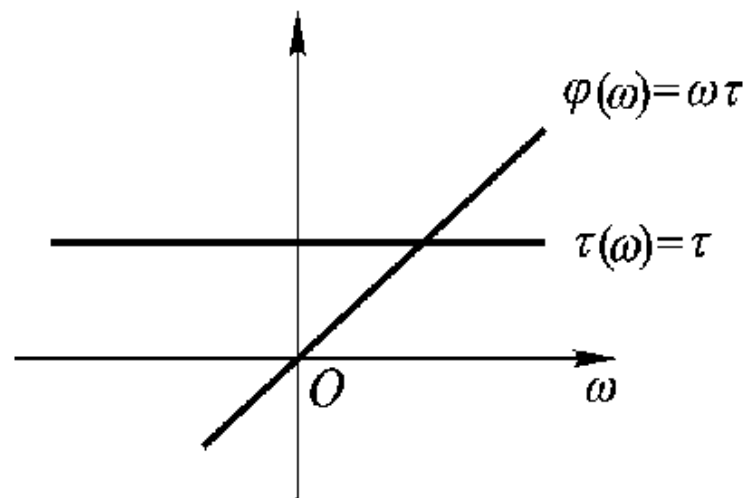
或，群时延特性

$$\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \tau \quad (\text{常数})$$

8.8.1 频域均衡



(a) 幅频特性



(b) 相频特性及群时延特性

理想系统的传输特性

8.8.1 频域均衡

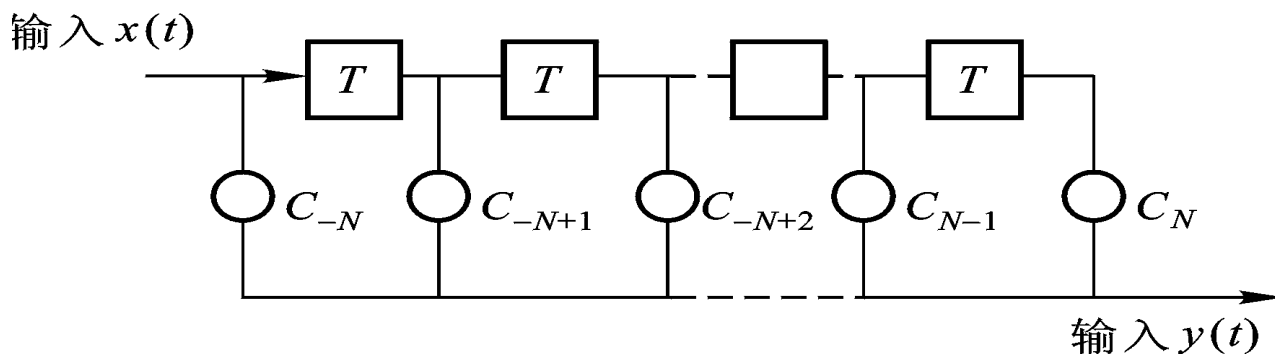
频域均衡器：幅度均衡器、群时延均衡器。

幅度均衡器：用于补偿信道和接收滤波器总的幅度频率特性，使总的幅频特性经均衡后变得平坦或在一定要求的范围之内。

群时延均衡器：对群时延频率特性进行补偿。

8.8.2 时域均衡

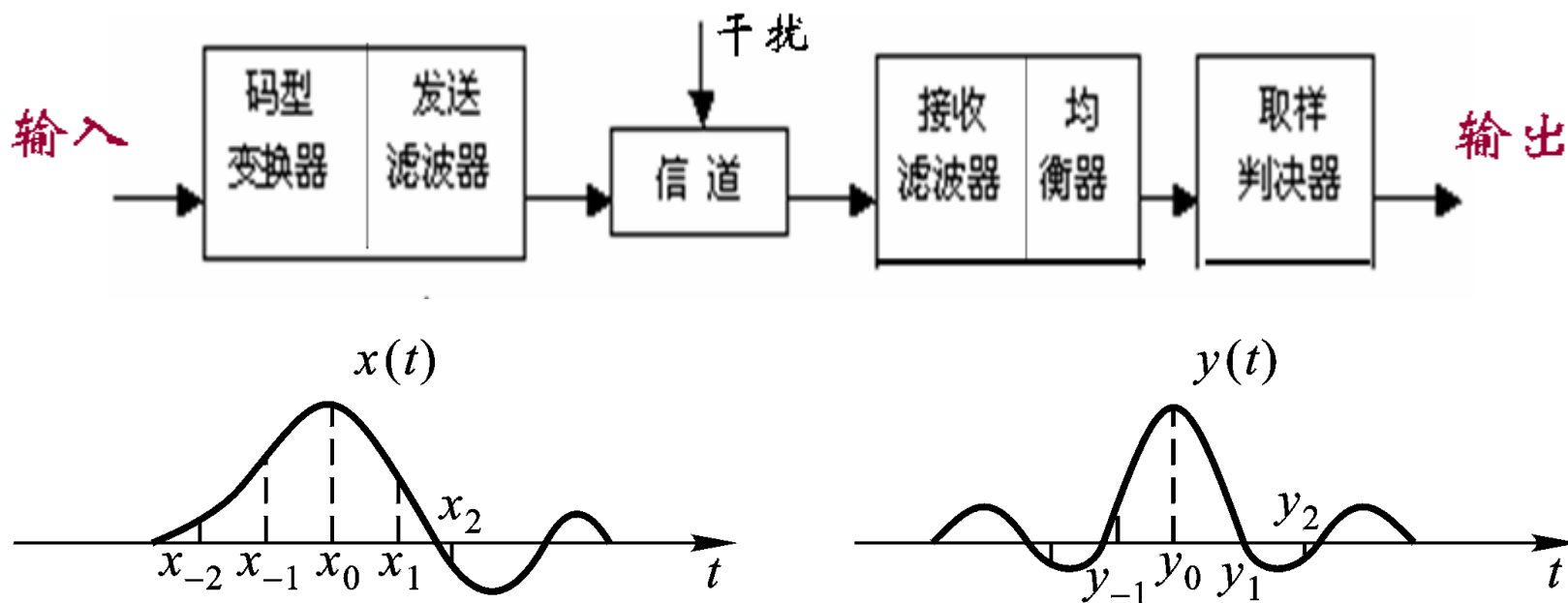
横向滤波器：具有固定延迟时间间隔、增益可调整的多抽头滤波器。具有 $(2N+1)$ 个抽头的横向滤波器的结构如图。



横向滤波器结构

8.8.2 时域均衡

横向滤波器插入在基带系统的接收滤波器和判决器之间。输入来自接收滤波器的输出，输出为均衡结果，送至判决器进行判决，如图所示。



横向滤波器输入、输出波形

8.8.2 时域均衡

时域均衡器原理：

不考虑噪声影响。重新写出横向滤波器的频谱特性为

$$T(\omega) = \sum_{i=-N}^N c_i e^{-j\omega iT} \quad (8.102)$$

其对应的冲激响应为

$$h_T(t) = \sum_{i=-N}^N c_i \delta(t - iT) \quad (8.103)$$

横向滤波器的输出为

$$y(t) = x(t) * h_T(t) = \sum_{i=-N}^N c_i x(t - iT) \quad (8.104)$$

8.8.2 时域均衡

则在抽样时刻 $t = (kT + t_0)$ 时, 有

$$\begin{aligned} y(kT + t_0) &= \sum_{i=-N}^N c_i x(kT + t_0 - iT) \\ &= \sum_{i=-N}^N c_i x[(k-i)T + t_0] \end{aligned} \quad (8.105)$$

设系统无时延, 即 $t_0 = 0$, 上式可以简写为

$$y(kT) = y_k = \sum_{i=-N}^N c_i x_{k-i} \quad (8.106)$$

8.8.2 时域均衡

我们希望除 $k=0$ 外，所有的 y_k 都等于零。即

$$y_k = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (8.107)$$

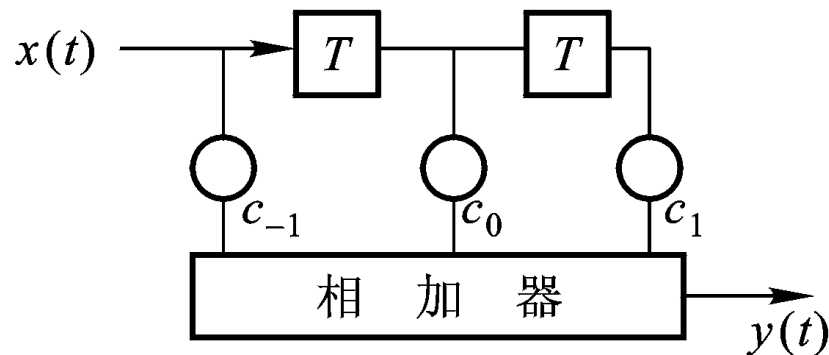
根据式 (8.106) 及式(8.107)，可以列出求解 c_i 的矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.108)$$

8.8.2 时域均衡

实际系统中在给定 $x(t)$ 各样点值 x_{k-i} 的情况下，调节 c_i 使 $k=0$ 以外的有限个 y_k 值等于零是可能的。

例8.1 已知三抽头横向滤波器，即 $(2N+1)=3$ ，如图所示。设输入信号的样点值为 $x_{-2}=0.05$, $x_{-1}=-0.2$, $x_0=1$, $x_1=-0.3$, $x_2=0.1$, 其它 $x_n=0$ 。要求 $y_{-1}=0$, $y_0=1$, $y_{+1}=0$ 。试用“迫零”调整法求解抽头增益的值，即求解 c_{-1} , c_0 , c_1 的值。



三抽头横向滤波器

8.8.2 时域均衡

解：由式(8.108)列出矩阵方程

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0.2 & 0.05 \\ -0.3 & 1 & -0.2 \\ 0.1 & -0.3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.209 \\ 1.126 \\ 0.319 \end{bmatrix}$$

即抽头增益为

$$c_{-1} = 0.209, \quad c_0 = 1.126, \quad c_1 = 0.317$$

8.8.2 时域均衡

```
>> x = [0.05 -0.2 1 -0.3 0.1];
```

```
>> c = [0.209 1.126 0.319];
```

```
>> conv(x, c)
```

```
ans =
```

```
0.0105    0.0145   -0.0002    0.9995    0.0021    0.0169    0.0319
```

可见，输出波形中，相邻抽样时刻的值都为零。这样的均衡效果改善了系统的性能。若要有更大的改善， N 的值应大于3。

8.8.2 时域均衡

实际中，滤波器抽头数都在10~20个以上。理论上只要 N 足够大，可使码间串扰任意地小，但不能完全消除。由于受到经济因素的限制，横向滤波器的抽头数不可能无限多。

因此有必要讨论有限长横向滤波器的抽头增益调整问题。这时一般按**最小峰值畸变准则**和**最小均方畸变准则**去调整抽头增益。

8.8.2 时域均衡

峰值畸变:

$$D_p = \frac{1}{y_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |y_k| \quad (8.109)$$

式中, $\sum_{k=-\infty}^{\infty} |y_k| = \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} |y_k|$, 即为除 $k=0$ 以外的所有的 $|y_k|$ 值之和。

均衡器的输入峰值畸变:

$$D_i = \frac{1}{x_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} |x_k|$$



8.8.2 时域均衡

均方畸变:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k^2 \quad (8.110)$$

均方畸变所指出的物理意义与峰值畸变的非常相似。

8.9 眼图

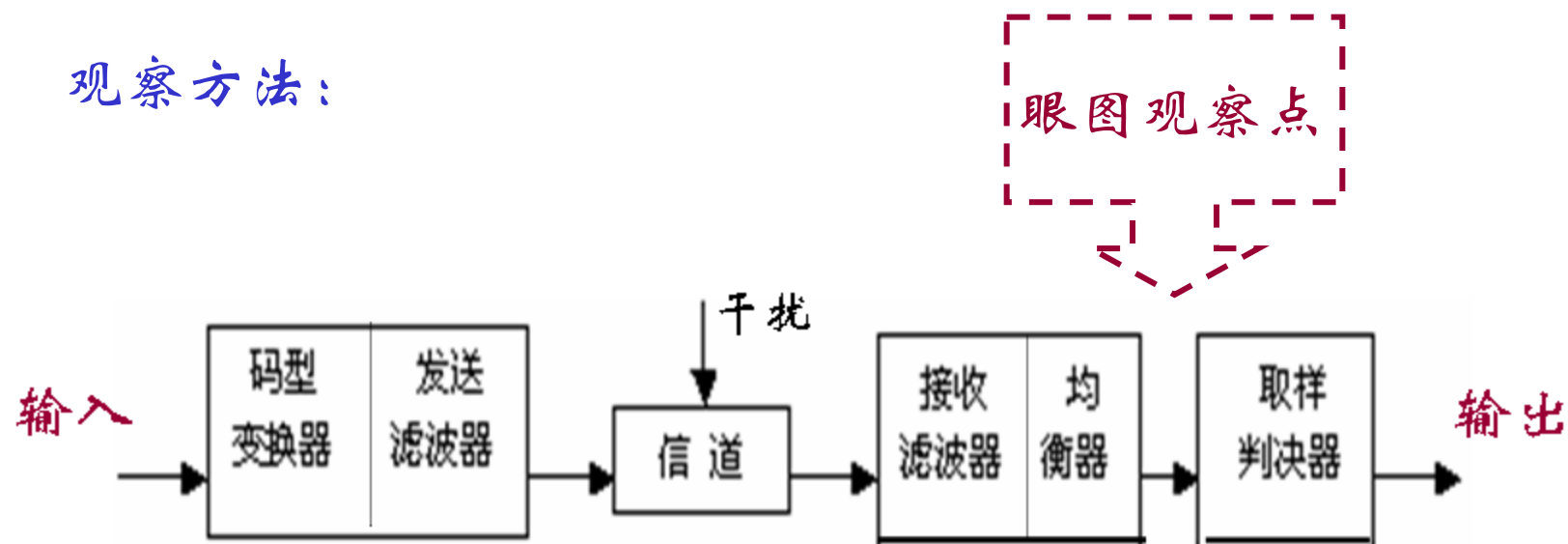
眼图：利用实验的手段方便地估计系统性能的一种方法。

观察方法：

用一台示波器跨接在系统接收滤波器的输出端（即在均衡器与判决器之间跨接一台示波器），然后调整示波器的**水平扫描周期**（或扫描频率），使其与**接收码元的周期**同步。这时我们就可以在示波器的荧光屏上看到显示的图形，对二进制信号来说，显示的图形很像人的眼睛，所以称该图形为眼图。

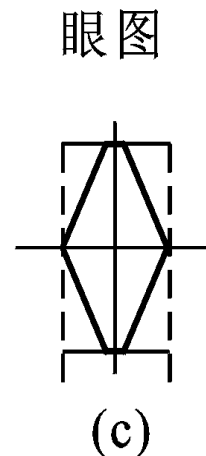
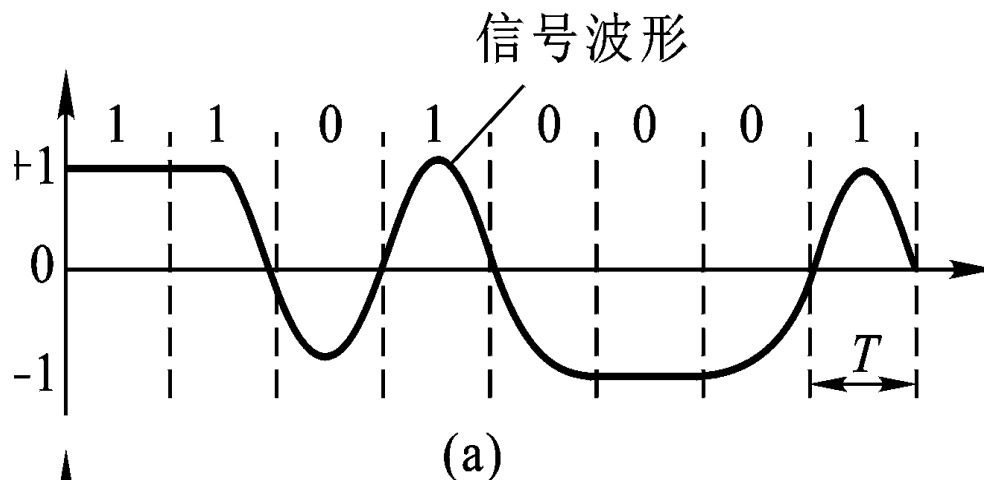
8.9 眼图

观察方法：

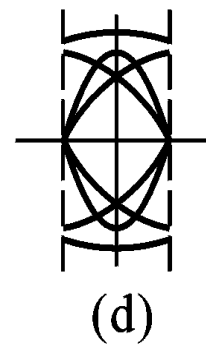
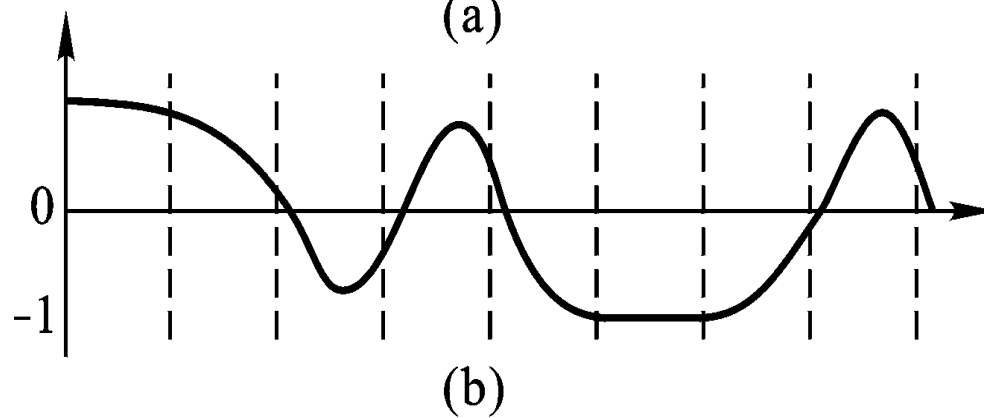


8.9 眼图

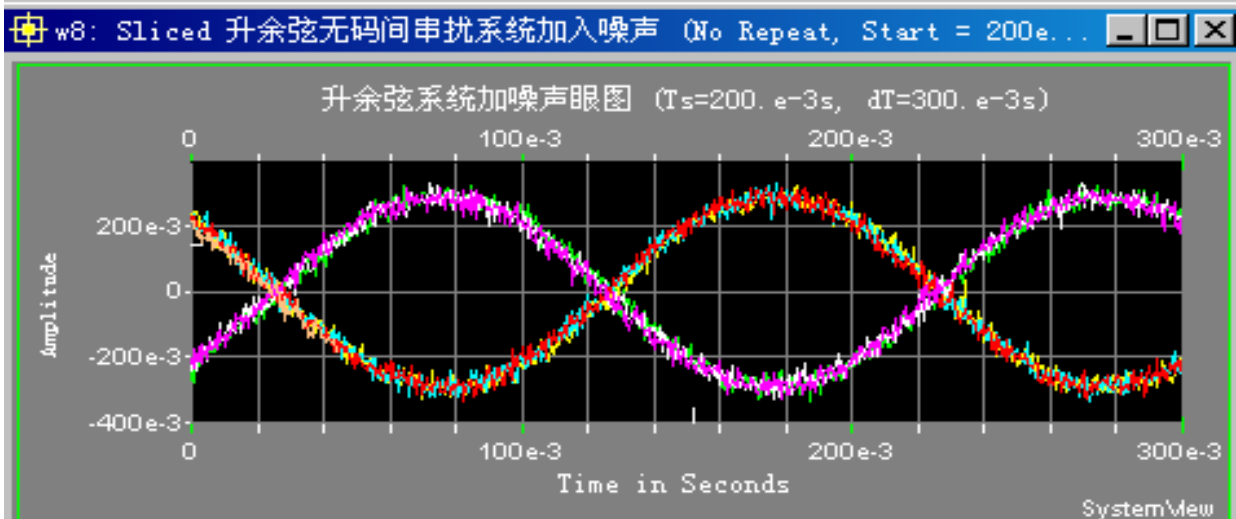
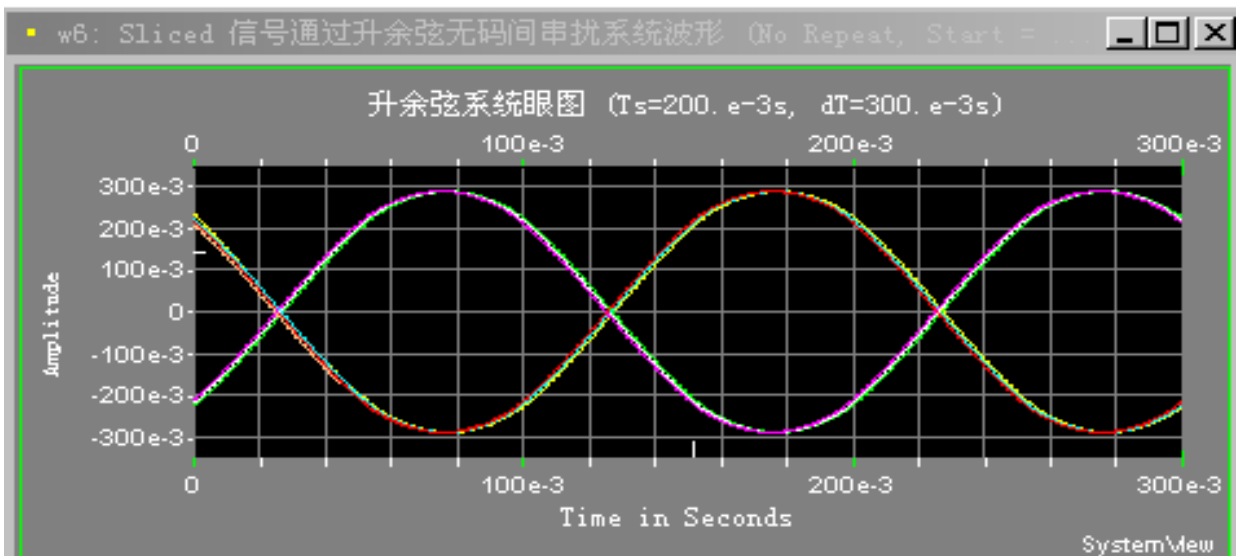
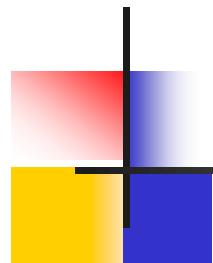
理想系统
输出波形



非理想系统
输出波形



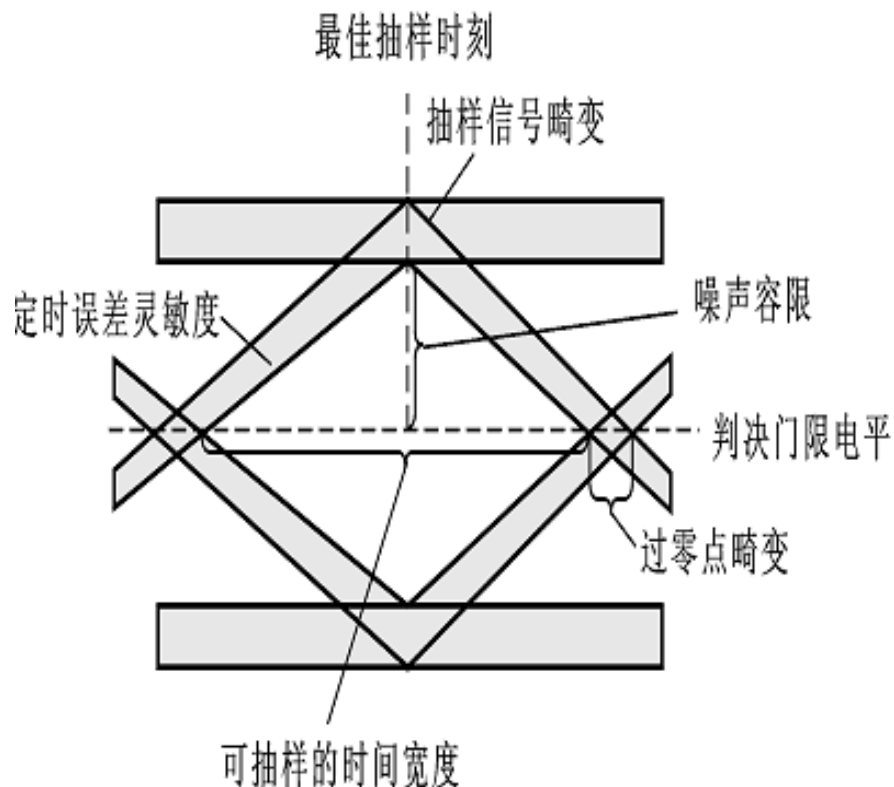
基带信号与眼图



8.9 眼图

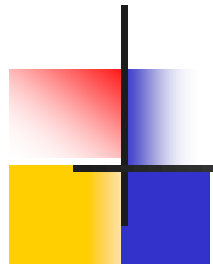
眼图模型：

- (1) 最佳抽样时刻应选在眼睛睁开最大的时刻；
- (2) 对定时误差灵敏度可由眼图的斜边的斜率决定，斜边越陡，对定时误差就越灵敏；
- (3) 眼图的阴影区垂直高度表示信号的畸变范围。



本章要求

- 理解基带传输系统特性；
- 掌握差分码、AMI、HDB3的编码规则及特点；
- 掌握码间串扰(ISI---Intersymbol Interference) 的概念；
- 掌握无ISI系统的条件及滚降无串扰系统特性的分析方法；
- 理解部分响应系统编码方法；
- 掌握时域均衡的分析及计算方法；
- 理解眼图的含义及作用。



本章习题：8-1、8-4、8-12、
8-16、8-24、8-28、8-29