第5章 基带数字信号的表示和传输

5.1 概述

- 数字信号传输时为什么需要不同的表示方法?
  - 为了除去直流分量和频率很低的分量;
  - 为了在接收端得到每个码元的起止时刻信息;
  - 为了使信号的频谱和信道的传输特性相匹配 。

5.2 字符的编码方法

- 何谓字符? － 汉字、数字和英文字母 …，统称为字符。
- 汉字的编码方法：4位十进制数字表示一个汉字。

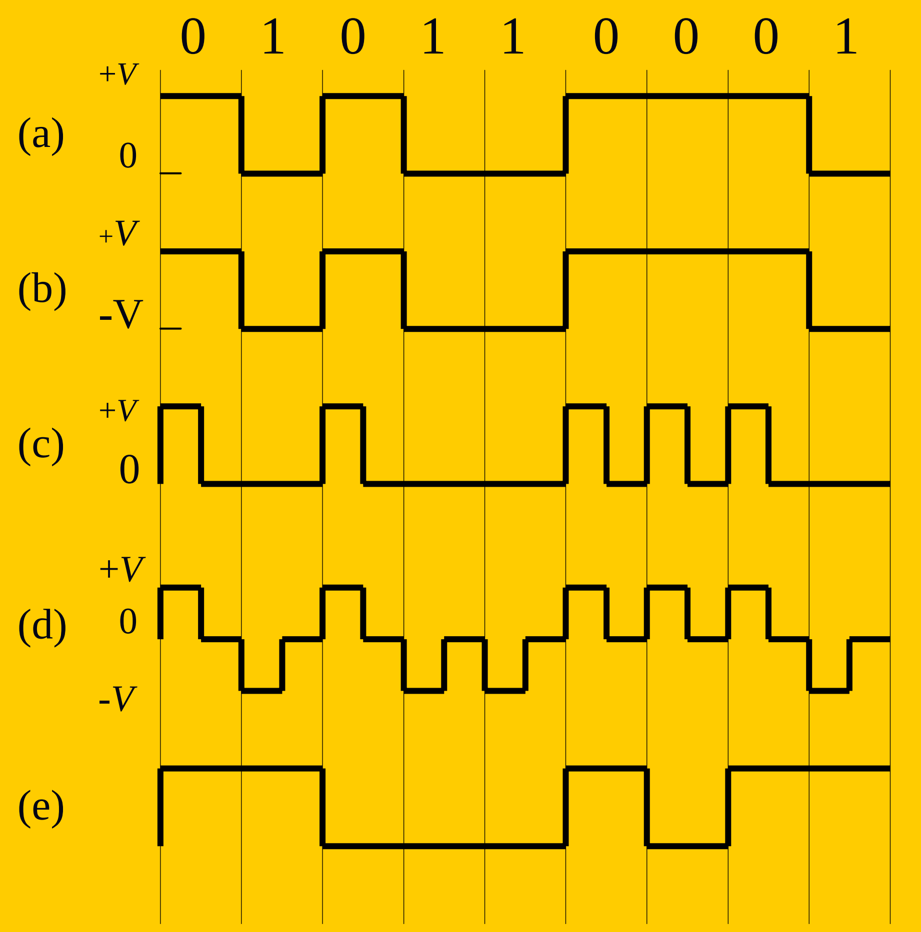
  例如，电报编码：“中”→“0022”，“国”→“0948”。

  区位码：“中”→“5448”，“国”→“2590”。
- 英文字母编码方法：ASCII 码 － 7位二进制数字表示一个字符 。

5.3 基带数字信号的波形

- 单极性波形
- 双极性波形
- 单极性归零波形
- 双极性归零波形
- 差分波形
- 多电平波形

二进制



(a) 单极性波形 (b)双极性波形
(c)单极性归零波形 (d)双极性归零波形
(e)差分波形
图5.3.1 基带信号的基本波形

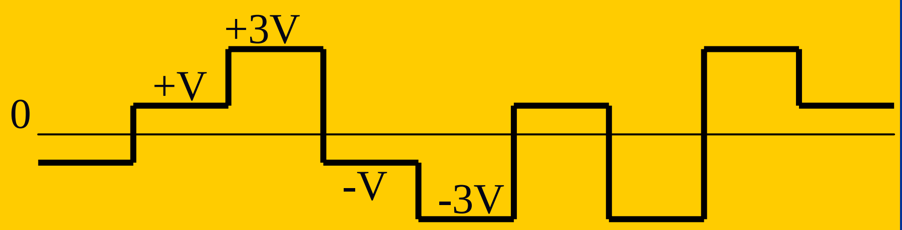


图5.3.2 多电平波形

5.4 基带数字信号的传输码型

- 对于传输码型，有如下一些要求：
  - 无直流分量和只有很小的低频分量；
  - 含有码元的定时信息；
  - 传输效率高；
  - 最好有一定的检错能力；
  - 适用于各种信源，即要求以上性能和信源的统计特性无关
- **AMI码** －传号交替反转码
  - 编码规则：**"1"** → 交替变成"＋**1**"和"－**1**"，
    "0" → 仍保持为"**0**"，
  - 例：消息码： **0 1 0 1 1 0 0 0 1**
    AMI码：0 +1 0 -1 +1 0 0 0 -1
  - 优点：没有直流分量、译码电路简单、能发现错码
  - 缺点：出现长串连"**0**"时，将使接收端无法取得定时信息。
  - 又称：**"1*B*/1*T*"**码 － **1**位二进制码变成**1**位三进制码。

- HDB$_3$码 — 3阶高密度双极性码
  - 编码规则：
    - 首先，将消息码变换成AMI码，
    - 然后，检查AMI码中连“0”的情况：
      - 当没有发现4个以上（包括4个）连“0”时，则不作改变，AMI码就是HDB$_3$码。
      - 当发现4个或4个以上连“0”的码元串时，就将第4个“0”变成与其前一个非“0”码元（“＋1”或“－1”）同极性的码元。
      - 将这个码元称为“破坏码元”，并用符号“*V*”表示，即用“+*V*”表示“＋1”，用“－*V*”表示“－1”。
      - 为了保证相邻“*V*”的符号也是极性交替：

        ＊当相邻“*V*”之间有奇数个非“0”码元时，这是能够保证的。

        ＊当相邻“*V*”之间有偶数个非“0”码元时，不符合此“极性交替”要求。这时，需将这个连“0”码元串的第1个“0”变成“＋*B*”或“－*B*”。*B*的符号与前一个非“0”码元的符号相反；并且让后面的非“0”码元符号从*V*码元开始再交替变化。

- 例：

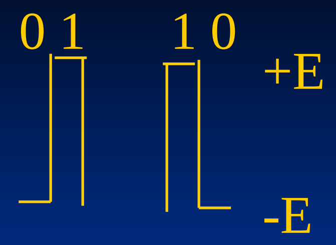
消息码:	1 0 0 0	0	1 0 0 0	0	1	1	0 0 0	0	1	1
AMI码:	-1 0 0 0	0	+1 0 0 0	0	-1	+1	0 0 0	0	-1	+1
HDB_3码:	-1 0 0 0	-*V*	+1 0 0 0	+*V*	-1	+1	-*B* 0 0	-*V*	+1	-1
	-1 0 0 0	-1	+1 0 0 0	+1	-1	+1	-1 0 0	-1	+1	-1
译 码:	-1 0 0 0	0	+1 0 0 0	0	-1	+1	0 0 0	0	+1	-1
	1 0 0 0	0	1 0 0 0	0	1	1	0 0 0	0	1	1

- 译码：
  - 发现相连的两个同符号的“1”时，后面的“1”及其前面的3个符号都译为“0”。
  - 然后，将“+1”和“-1”都译为“1”，其它为“0”。

- 优点：除了具有AMI码的优点外，还可以使连“0”码元串中“0”的数目不多于3个，而且与信源的统计特性无关。

- 双相码 — 曼彻斯特码
  - 编码规则：消息码“0” → 传输码“01”

    消息码“1” → 传输码“10”

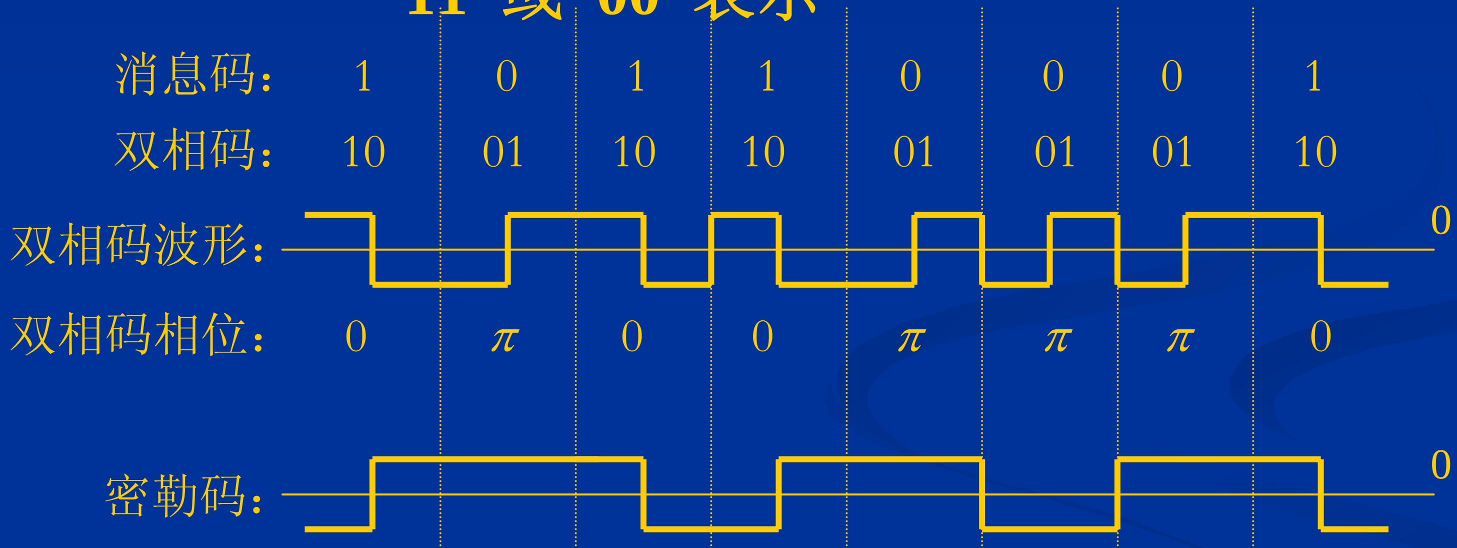


例：

消息码：	1	1	0	0	1	0	1
双相码：	10	10	01	01	10	01	10

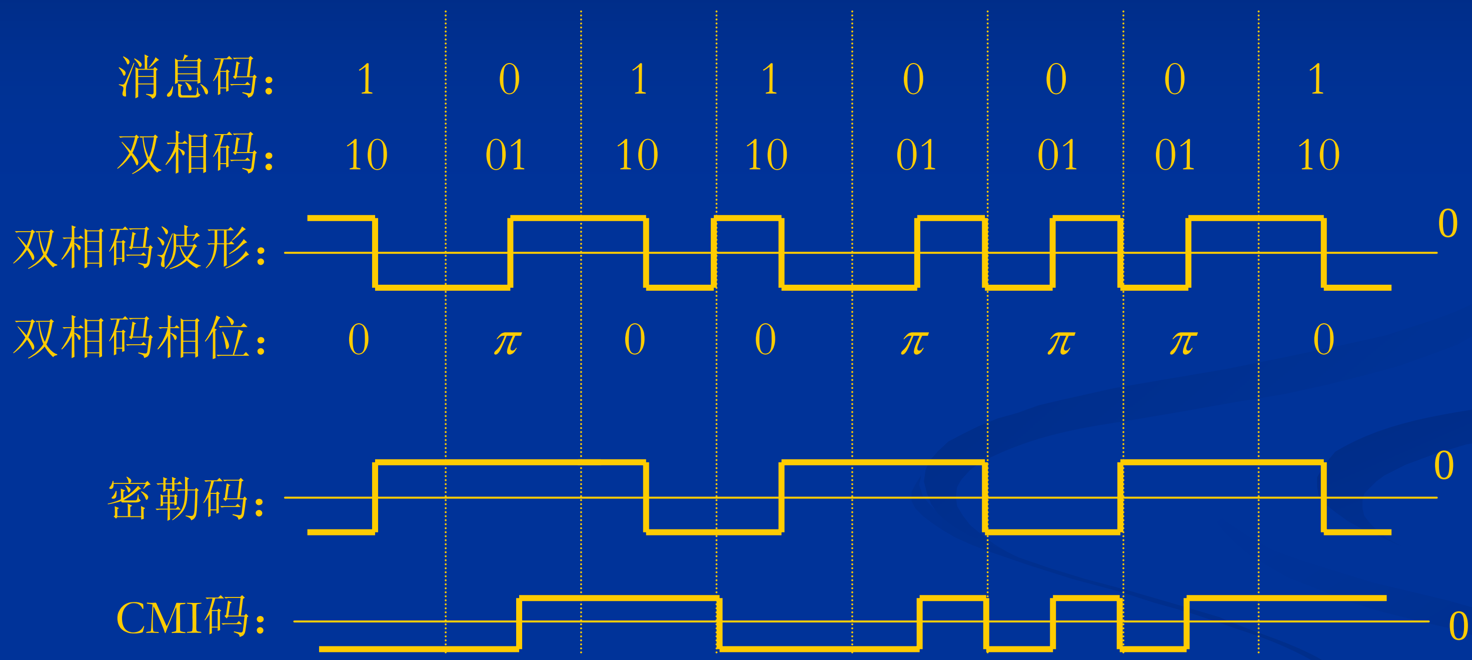
  - 译码规则：消息码“0”和“1”交替处有连“0”和连“1”，可以作为码组的边界。
  - 优缺点：只有2电平，可以提供定时信息，无直流分量；但是占用带宽较宽。

- 密勒码
  - 编码规则：
    消息码“1” → 用中点处电压的突跳表示，或者说用“01”或“10”表示；
    消息码“0” → 单个消息码“0”不产生电位变化，
    连“0”消息码则在边界使电平突变，或者说用“11”或“00”表示



  - 特点：当 “1”之间有一个 “0”时，码元宽度最长（等于两倍消息码的长度）。这一性质也可以用来检测误码。
  - 产生：双相码的下降沿正好对应密勒码的突变沿。因此，用双相码的下降沿触发双稳触发器就可以得到密勒码。

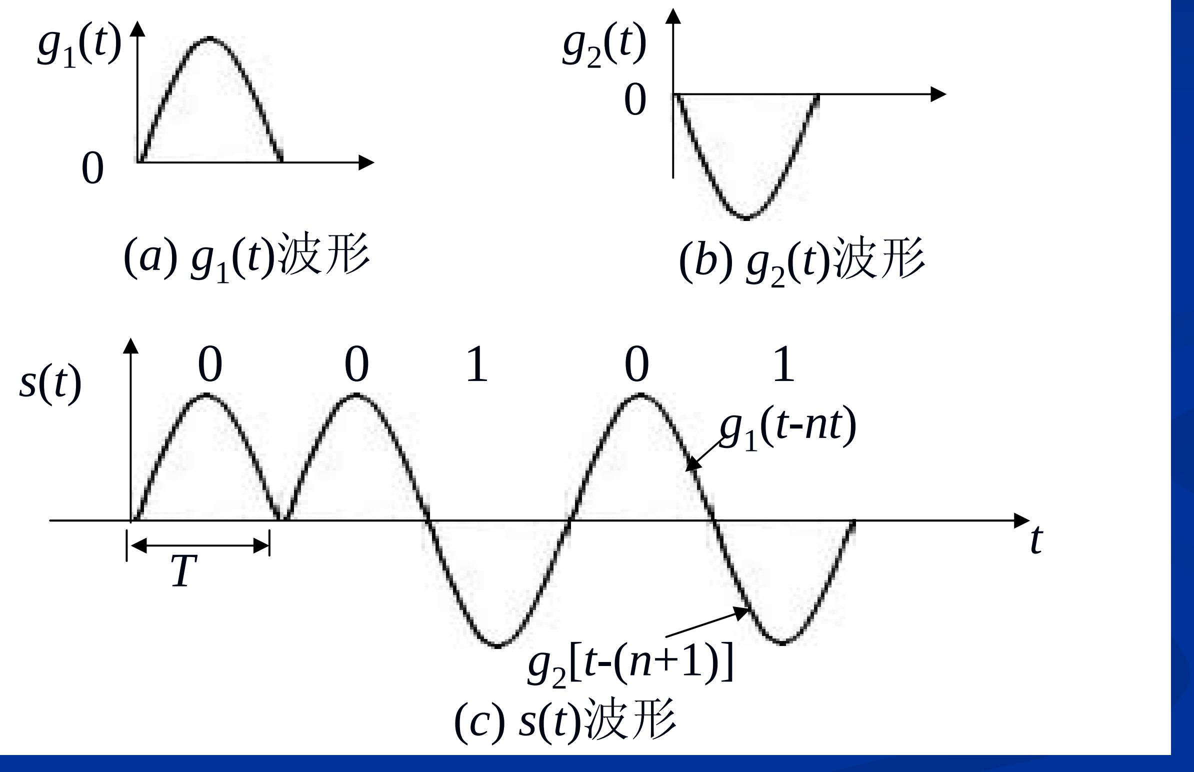
- **CMI码 —传号反转码**
  - 编码规则：消息码“1” → 交替用“11”和“00”表示；
    消息码“0” → 用“01”表示，



- ***n*B*m*B码**
  - 这是一类分组码，它把消息码流的n位二进制码元编为一组，并变换成为m位二进制的码组，其中$m>n$。后者有2^m种不同组合。由于$m>n$，所以后者多出(2^m-2^n)种组合。在2^m种组合中，可以选择特定部分为可用码组，其余部分为禁用码组，以获得好的编码特性。
  - 双相码、密勒码和CMI码等都可以看作是1B2B码。在光纤通信系统中，常选用$m=n+1$，例如5B6B码等。
  - 除了*n*B*m*B码外，还可以有*n*B*m*T码等等。*n*B*m*T码表示将n个二进制码元变成m个三进制码元。

5.5 基带数字信号的频率特性

- 二进制随机信号序列的功率谱密度
  - 设信号中“0”和“1”的波形分别为$g_1(t)$和$g_2(t)$，码元宽带为T。



- 假设随机信号序列是一个平稳随机过程，其中“0”和“1”的出现概率分别为P和$(1–P)$，而且它们的出现是统计独立的
- 则有：

$$s(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

式中，

$$s_n(t)=\begin{cases} g_1(t-nT), & \text{概率为}P \\ g_2(t-nT), & \text{概率为}(1-P) \end{cases}$$

其功率谱密度：

$$P_s(f)=E[P(f)]=\lim_{T_c\to\infty}\frac{E|S_C(f)|^2}{T_c}$$

式中，T_c为截取的一段信号的持续时间，设它等于：

$$T_c=(2N+1)T$$

式中，N是一个足够大的整数。这样，

$$s_c(t)=\sum_{n=-N}^{N} s_n(t)$$

及

$$P_s(f)=\lim_{N\to\infty}\frac{E|S_C(f)|^2}{(2N+1)T}$$

若求出了截短信号$s_c(t)$的频谱密度$S_c(f)$，利用上式就能计算出信号的功率谱密度$P_s(f)$。

计算结果：

双边功率谱密度表示式：

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

单边功率谱密度表示式：

$$P_s(f)=2f_cP(1-P)\left|G_1(f)-G_2(f)\right|^2+f_c^2\left|PG_1(0)+(1-P)G_2(0)\right|^2\delta(f)$$
$$+2f_c^2\sum_{m=1}^{\infty}\left|PG_1(mf_c)+(1-P)G_2(mf_c)\right|^2\delta(f-mf_c),\qquad f\geq 0$$

- 功率谱密度计算举例
  - 单极性二进制信号

设信号$g_1(t) = 0$, $g_2(t) = g(t)$，则由其构成的随机序列的双边功率谱密度为：

$$P_s(f) = f_c P(1-P)|G(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_c(1-P)G(mf_c)|^2 \delta(f - mf_c)$$

式中，$G(f)$是$g(t)$的频谱函数。当$P = 1/2$，且$g(t)$为矩形脉冲时，即当

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \le \dfrac{T}{2} \\ 0, & 其他t \end{cases}$$

时，$g(t)$的频谱函数为

$$G(f) = T\left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)$$

故有

$$P_s(f) = \frac{1}{4} f_c T^2 \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)^2 + \frac{1}{4}\delta(f) = \frac{T}{4} Sa^2(\pi f T) + \frac{1}{4}\delta(t)$$

式中，$Sa(x) = \sin x / x$

- 双极性二进制信号

设信号$g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$，则由其构成的随机序列的双边功率谱密度为：

$$P_s(f) = 4f_cP(1-P)|G(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty}|f_c(2P-1)G(mf_c)|^2\delta(f-mf_c)$$

当$P = 1/2$时，上式可以改写为 $P_s(f) = f_c|G(f)|^2$

若$g(t)$为矩形脉冲，则将其频谱$G(f)$代入上式可得

$$P_s(f) = f_c\left|T\left(\frac{\sin \pi fT}{\pi fT}\right)\right|^2 = T\left(\frac{\sin \pi fT}{\pi fT}\right)^2 = TSa^2(\pi fT)$$

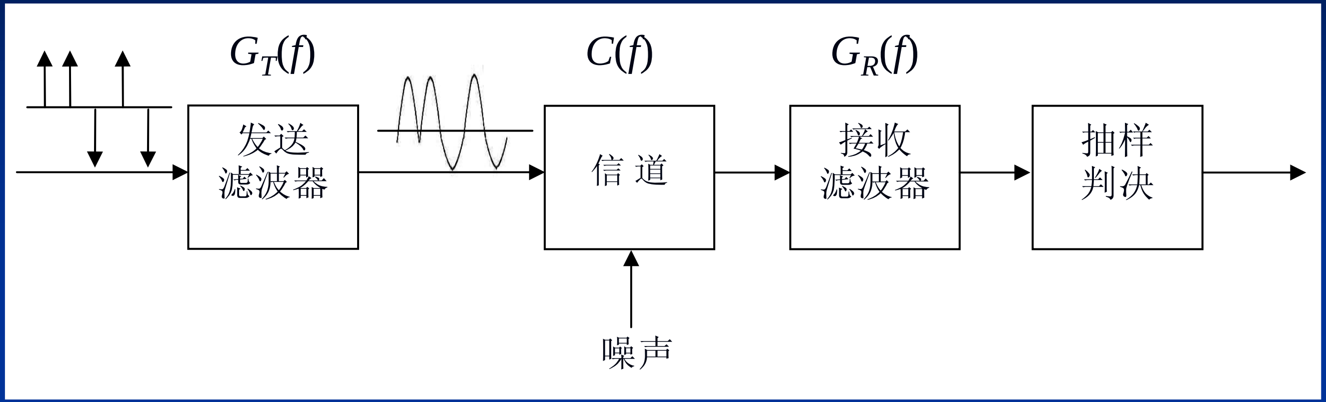
由上面两个例子可以看出：

1. 在一般情况下，随机信号序列的功率谱密度中包含连续谱和离散谱两个分量。但是对于双极性信号$g(t) = -g(t)$，且概率$P = 1/2$时，则没有离散谱分量。

2. 若$g_1(t) = g_2(t)$，则功率谱密度中没有连续谱分量，只有离散谱。— 为周期性序列，不含信息量。

5.6 基带数字信号传输与码间串扰

5.6.1 基带数字信号传输系统模型

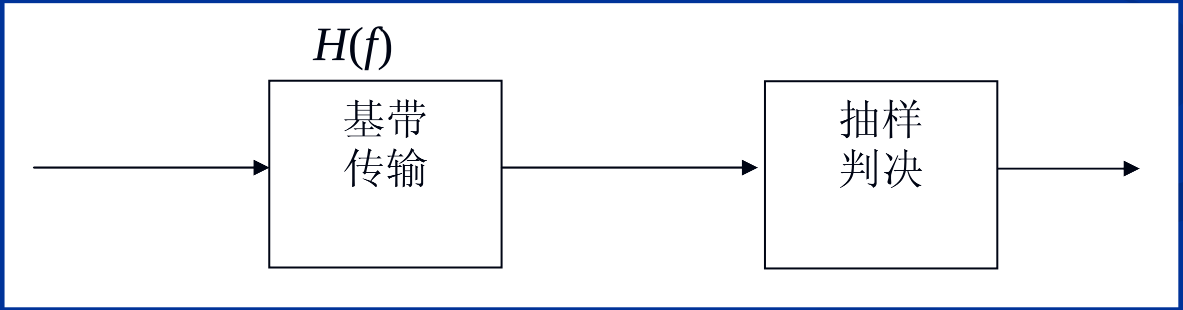


设：$G_T(f)$ — 发送滤波器的传输函数，

$G_R(f)$ —接收滤波器的传输函数，

$C(f)$ — 信道的传输函数，

$H(f) = G_T(f)\cdot C(f)\cdot G_R(f)$。



5.6.2 码间串扰及奈奎斯特准则

- 码间串扰 — 相邻码元间的互相重叠
- 码间串扰产生的原因 — 系统总传输特性***H(f)***不良。
- 码间串扰的特点 —随信号的出现而出现，随信号的消失而消失 （乘性干扰）
- 克服码间串扰的原理

设：系统总传输函数***H(f)***具有理想矩形特性：

$$H(f)=\begin{cases}T, & |f|\le \dfrac{1}{2T} \\ 0, & \text{其他处}\end{cases}$$

式中，***T***为码元持续时间

当系统输入为单位冲激函数$\delta(t)$时，抽样前接收信号波形***h(t)***应该等于***H(f)***的逆傅里叶变换：

$$h(t)=\int_{-1/2T}^{1/2T} H(f)e^{j2\pi ft}df=\frac{\sin(\pi t/T)}{(\pi t/T)}$$

由图(b)可见，$h(t)$的零点间隔等于T，只有原点左右第一个零点之间的间隔等于$2T$。

在理论上，可以用持续时间为 T 的码元进行传输而无码间串扰。如图(c)所示。

这时，

传输带宽： $W = 1/(2T)$ Hz

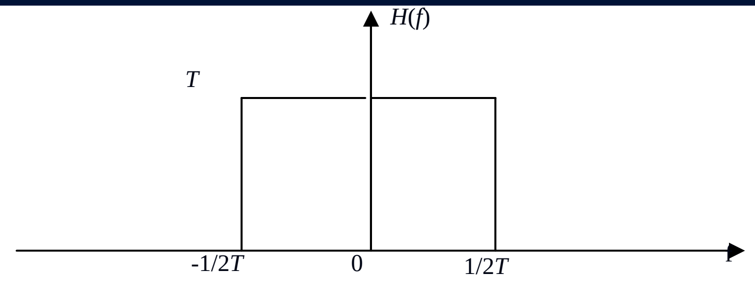
传输速率：$R_B = (1/T)$ 波特

速率带宽比:

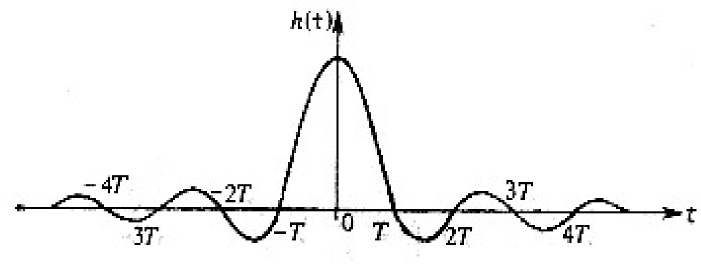
$$R_B/W = 2 \text{ Baud/Hz}$$

— 奈奎斯特速率

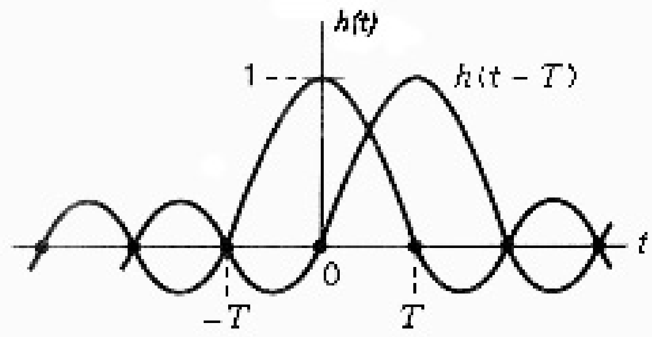
- 理想传输特性的问题
  - ➢ 不能物理实现
  - ➢ 波形的“尾巴”振荡大，时间长，要求抽样时间准确。



(a) $H(f)$曲线

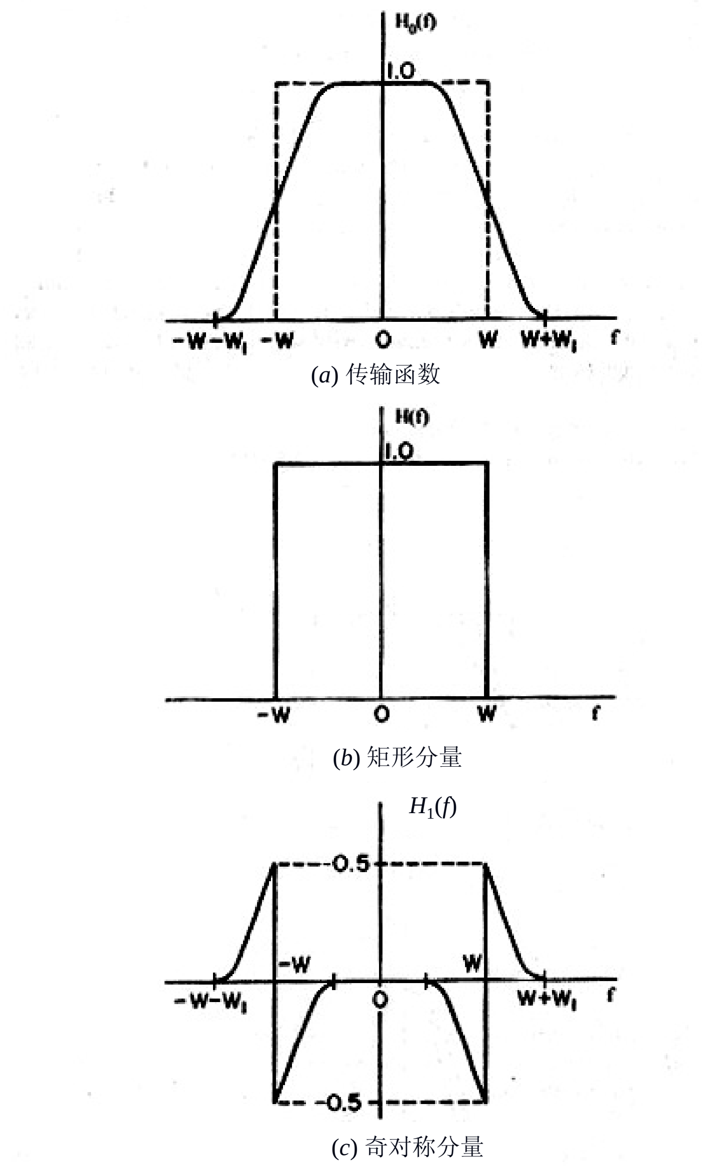


(b) $h(t)$曲线



(c) $h(t)$和$h(t-T)$间无串扰示意图

- 实用无码间串扰传输特性：要求
  传输函数是实函数，且在 $f = w$处奇对称，
  — 称为奈奎斯特准则。



- 例：余弦滚降特性的传输函数

$$H_0(f)=\begin{cases}1, & |f|<W-W_1\\ \dfrac{1}{2}+\dfrac{1}{2}\cos\left[\dfrac{\pi}{2W_1}\left(|f|-W+W_1\right)\right], & W-W_1<|f|<W+W_1\\ 0, & W+W_1<|f|\end{cases}$$

其冲激响应为：

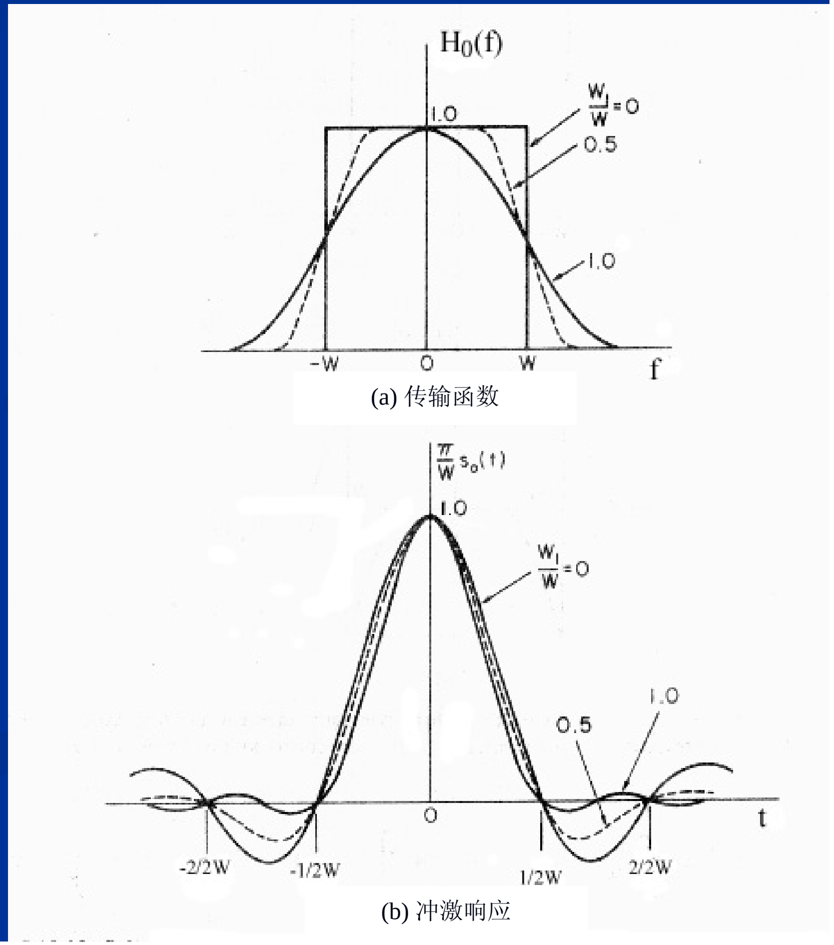
$$s_0(t)=\frac{W}{\pi}\frac{\sin(Wt)}{Wt}\left[\frac{\cos(2\pi W_1 t)}{1-(4W_1 t)^2}\right]$$

W_1/W — 称为滚降系数。

当$W_1/W=1$时，称为升余弦特性。

此时$s_0(t)$的旁瓣小于31.5 dB，且零点增多了。

滚降特性仍然保持2W波特的传输速率，但是占用带宽增大了。



(a) 传输函数
(b) 冲激响应

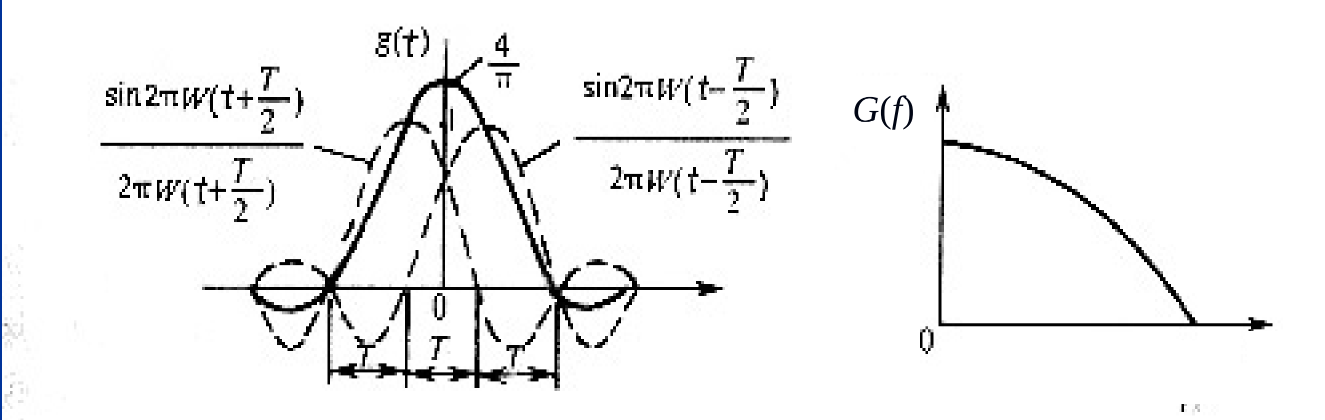
5.6.2 部分响应系统

- 部分响应系统解决的问题：
  - 理想矩形传输特性：带宽最小，但不可实现，
  - 滚降特性：可以实现，但带宽增大了。
  - 部分响应特性：可以解决上述矛盾。
- 部分响应特性原理：

例：设传输函数***H*(*f*)**为理想矩形。当加入两个相距时间***T***的单位冲激时，输出波形是两个**sin*x*/*x***波形的叠加：

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

式中，***W* = 1/2*T***



上波形的频谱为：

$$G(f)=\begin{cases}2T\cos\pi fT, & |f|\le 1/2T\\ 0, & |f|>1/2T\end{cases}$$

— 余弦形，带宽**1/2T**。

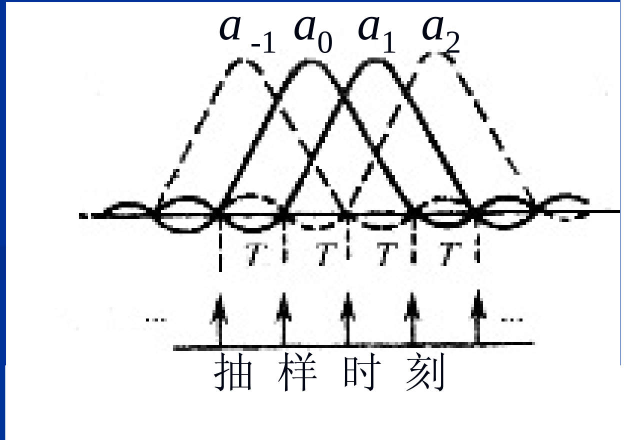
输出波形公式***g*(*t*)**可以化简为：

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

— ***g*(*t*)**值随 ***t*** ²的增大而减小。

由上式可得，

$$\begin{cases}g(0)=4/\pi\\ g\left(\pm\dfrac{T}{2}\right)=1\\ g\left(\dfrac{kT}{2}\right)=0, \qquad k=\pm3,\ \ \pm5,\ \ \ldots\end{cases}$$



若用***g*(*t*)**作为码元的波形，并以间隔***T***传输，则在抽样时刻上仅相邻码元之间互相干扰，而在抽样时刻上与其他码元互不干扰。

表面观察，由于图中相邻码元间存在干扰，似乎不能以时间间隔***T***传输码元。但是，因为这种干扰是确知的，故有办法仍以**1/*T*** 波特的码元速率正确传输。

设系统输入的二进制码元序列为$\{a_k\}$，其中$a_k = \pm 1$。当发送码元a_k时，接收波形在相应抽样时刻上的抽样值C_k决定于下式：$\boxed{C_k = a_k + a_{k-1}}$

C_k的可能取值只有+2、0、−2，

由上式可知：$\boxed{a_k = C_k - a_{k-1}}$

∴如果前一码元a_{k-1}已知，则在收到C_k后，就可以求出a_k值。

上例说明：原则上，可以达到理想频带利用率，并且使码元波形的“尾巴”衰减很快。

存在问题：错误传播。故不能实用。

- 实用部分响应特性：

设：发送端的输入码元a_k用二进制数字0和1表示

首先将a_k按照下式变成b_k：

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$

式中，$\oplus$为模2加法，

b_k为二进制数字0或1。

将$\{b_k\}$用来传输。仿照上述原理，有

$$C_k = b_k + b_{k-1}$$ — 预编码（相关编码）

若对上式作模2加法运算，则有

$$[C_k]_{\mathrm{mod}\,2} = [b_k + b_{k-1}]_{\mathrm{mod}\,2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k$$

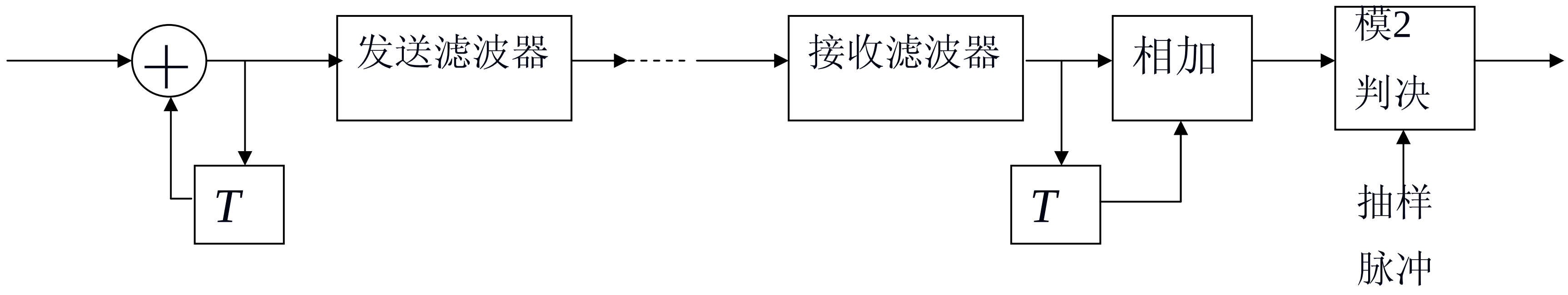
上式表明，对C_k作模2加法运算，就可以得到a_k，而无需预知a_{k-1}，并且也没有错误传播问题。

- 例：设输入 $\{a_k\}$为1 1 1 0 1 0 0 1，则编解码过程为：

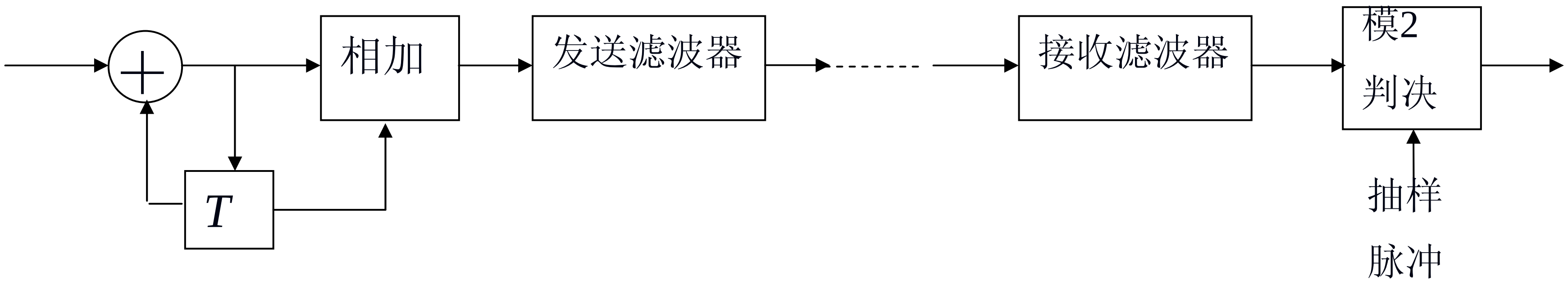
	初始状态$b_{k-1}=0$	初始状态$b_{k-1}=1$
二进制序列$\{a_k\}$	1 1 1 0 1 0 0 1	1 1 1 0 1 0 0 1
二进制序列$\{b_{k-1}\}$	0 1 0 1 1 0 0 0	1 0 1 0 0 1 1 1
二进制序列$\{b_k\}$	1 0 1 1 0 0 0 1	0 1 0 0 1 1 1 0
序 列$\{C_k\}$	1 1 1 2 1 0 0 1	1 1 1 0 1 2 2 1
二进制序列$\{[C_k]_{mod}\}$	1 1 1 0 1 0 0 1	1 1 1 0 1 0 0 1
双极性输入序列$\{a_k\}$	＋＋＋－＋－－＋	＋＋＋－＋－－＋
双极性信号序列$\{b_k\}$	＋－＋＋－－－＋	－＋－－＋＋＋－
双极性信号序列$\{b_{k-1}\}$	－＋－＋＋－－－	＋－＋－－＋＋＋
序列$\{C_k\}$	0 0 0 2 0 –2 –2 0	0 0 0 –2 0 2 2 0

判决准则：若$C_k = 0$，判为$a_k = +1$；若$C_k = \pm 2$，判为$a_k = -1$。

➢ 方框图



(*a*) 原理方框图



(*b*) 实际方框图

➢ 第一类部分响应系统、双二进制(**Duobinary**)信号传输系统

- 一般部分响应特性： 令

$$g(t)=k_1\frac{\sin 2\pi Wt}{2\pi Wt}+k_2\frac{\sin 2\pi W(t-T)}{2\pi W(t-T)}+\cdots+k_N\frac{\sin 2\pi W[t-(N-1)T]}{2\pi W[t-(N-1)T]}$$

式中，k_n(n = 1, 2, …, N) － 加权系数，可以取正、负或零值

对上式中$g(t)$作傅里叶变换，得到其频谱$G(f)$为：

$$G(f)=\begin{cases} T\sum_{k=1}^{N}k_n e^{-j2\pi f(n-1)T}, & |f|\le\frac{1}{2T}, \\ 0, & |f|>\frac{1}{2T} \end{cases}$$

由上式看出，$G(f)$的频谱仍然仅存在于(-1/2T, 1/2T)范围内。

设输入序列为{a_k}，相应的编码序列为{C_k}，则有

$$C_k = k_1 a_k + k_2 a_{k-1} + \cdots + k_N a_{k-(N-1)}$$

式中，a_k可以是L进制的数字

预编码规则为：

$$a_k = k_1 b_k \oplus k_2 b_{k-1} \oplus \cdots \oplus k_N b_{k-(N-1)}$$

式中，⊕为模L加法

对于b_k的相关编码规则为：

$$C_k = k_1 b_k + k_2 b_{k-1} + \cdots + k_N b_{k-(N-1)}$$

最后对C_k进行模L运算：

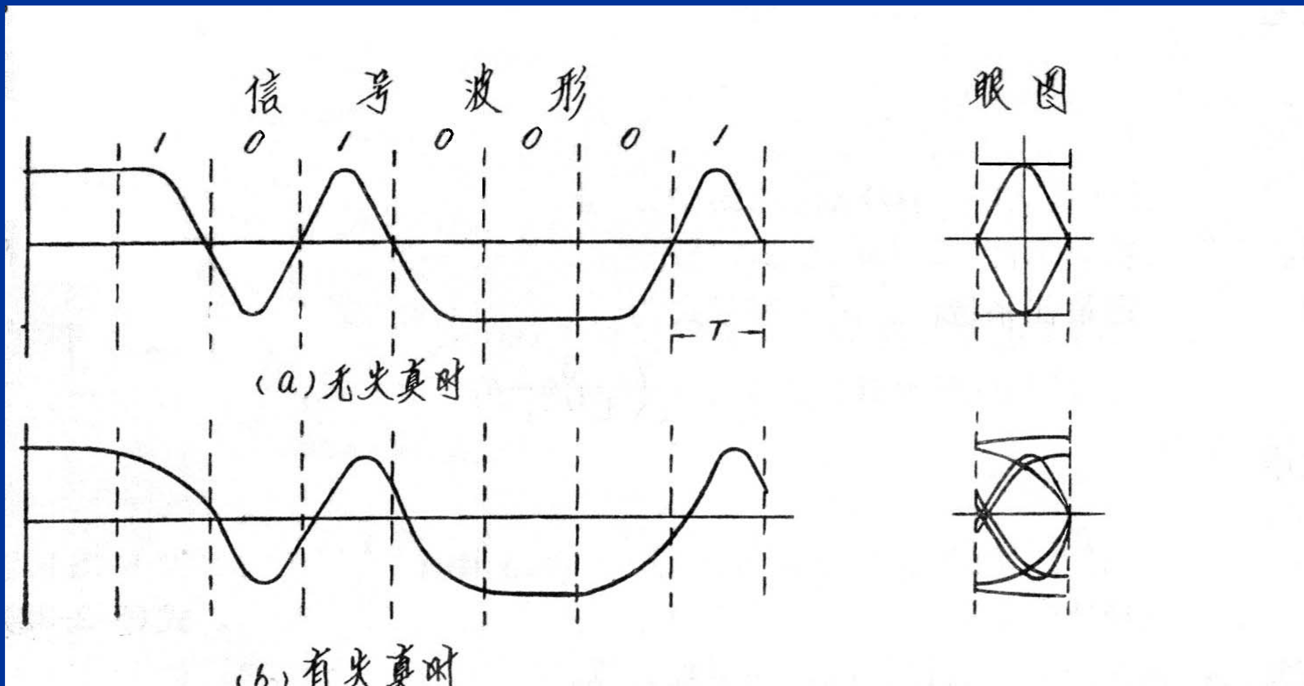
$$[C_k]_{\bmod L} = [k_1 b_k + k_2 b_{k-1} + \cdots + k_N b_{k-(N-1)}]_{\bmod L} = a_k$$

由上式看出，现在也不存在错误传播问题 。

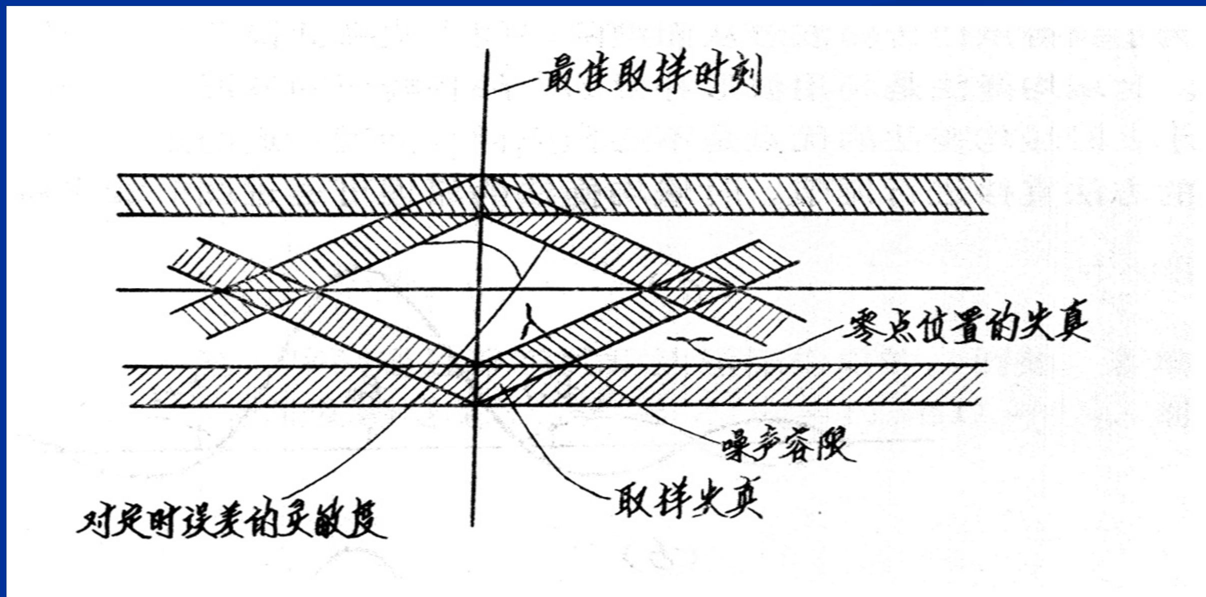
按照上述原理，目前已经有5类部分响应特性。

5.7 眼 图

- 眼图 —用示波器实际观察接收信号质量的方法。
- 对于二进制双极性信号，
  - 在理想情况下，显示有如一只睁开的眼睛：
  - 在有干扰情况下，“眼睛”张开的程度代表干扰的强弱。



- 眼图模型
  - “眼睛”张开最大的时刻是最佳抽样时刻；
  - 中间水平横线表示最佳判决门限电平；
  - 阴影区的垂直高度表示接收信号振幅失真范围；
  - “眼睛”斜边的斜率表示抽样时刻对定时误差的灵敏度；
  - 在无噪声情况下，“眼睛”张开的程度，即在抽样时刻的上下两阴影区间的距离之半，为噪声容限；若在抽样时刻的噪声值超过这个容限，就可能发生错误判决。



5.8 时域均衡器

5.8.1 概述

- 均衡器的用途 － 减小码间串扰
- 均衡器的种类：频域均衡器和时域均衡器
- 时域均衡器的实现 － 采用横向滤波器

5.8.2 横向滤波器基本原理

- 基带传输的总传输特性：$H(f) = G_T(f) \cdot C(f) \cdot G_R(f)$

  式中， $G_T(f)$ － 发送滤波器传输函数；

  $G_R(f)$ － 接收滤波器传输函数；

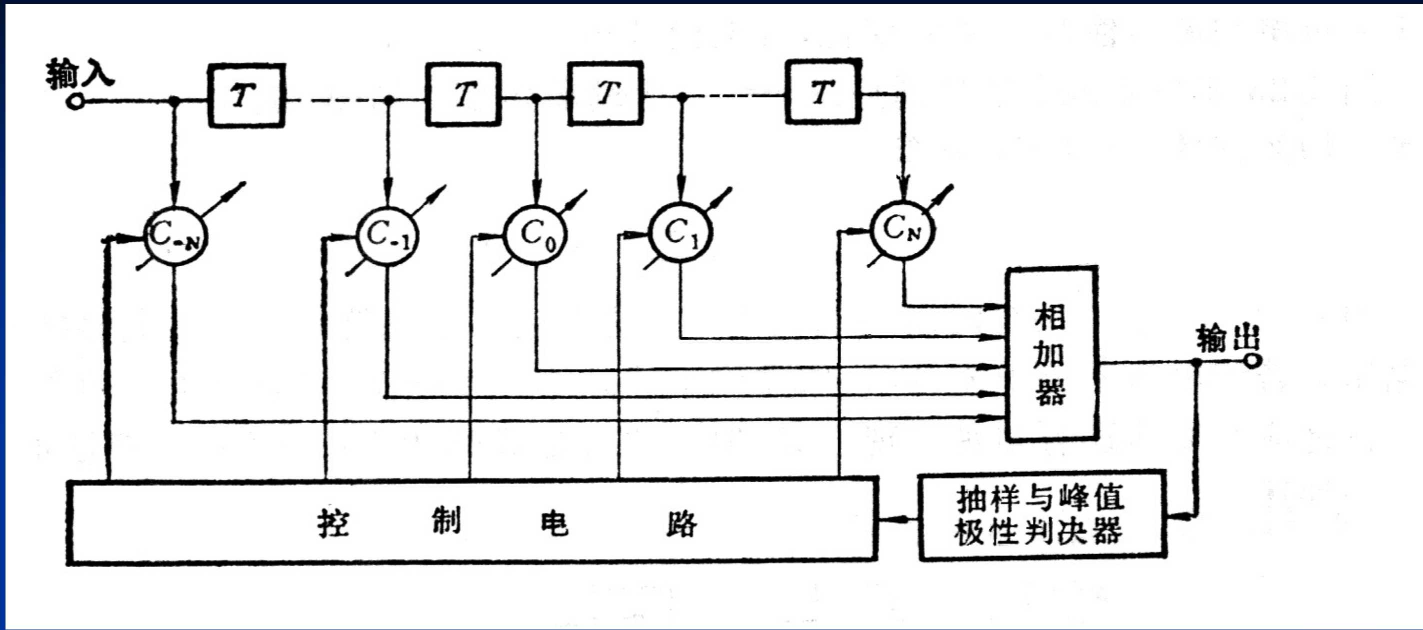
  $C(f)$ － 信道传输特性。

- 为了消除码间串扰，要求$H(f)$满足奈奎斯特准则。
- 在系统中插入一个均衡器，其传输特性为$C_E(f)$。上式变为：

$$H(f) = G_T(f) \cdot C(f) \cdot G_R(f) \cdot C_E(f)$$

- 设计$C_E(f)$使总传输特性$H(f)$满足奈奎斯特准则。

- 可调横向滤波器原理方框图



5.9 小结