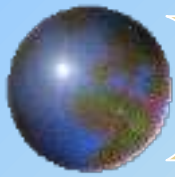


# 第五章 数字基带传输

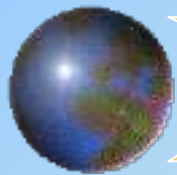
尹林子

物理科学与技术学院电信系



# 内 容

- ✚ 5.1 引言
- ✚ 5.2 数字基带信号及其频谱特性
- ✚ 5.3 基带传输的常用码型
- ✚ 5.4 基带脉冲传输与码间干扰
- ✚ 5.5 无码间干扰的基带传输特性
- ✚ 5.5 部分响应系统
- ✚ 5.6 基带传输系统的抗噪性能
- ✚ 5.7 眼图
- ✚ 5.8 时域均衡



# 5.1 引言

## ❖ 基带传输

- ❖ 不经过调制直接进行数字信号的传输的传输方式称为数字信号的基带传输。

## ❖ 频带传输

- ❖ 经过调制，利用载波传输调制后的频带信号的传输方式称为数字信号的频带传输。

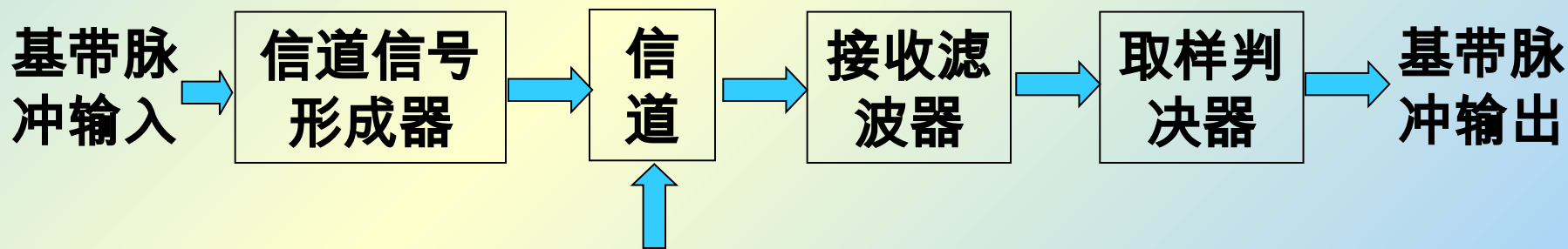
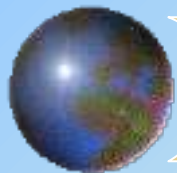


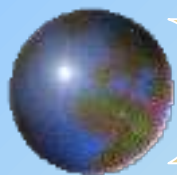
图 1 基带传输系统基本结构



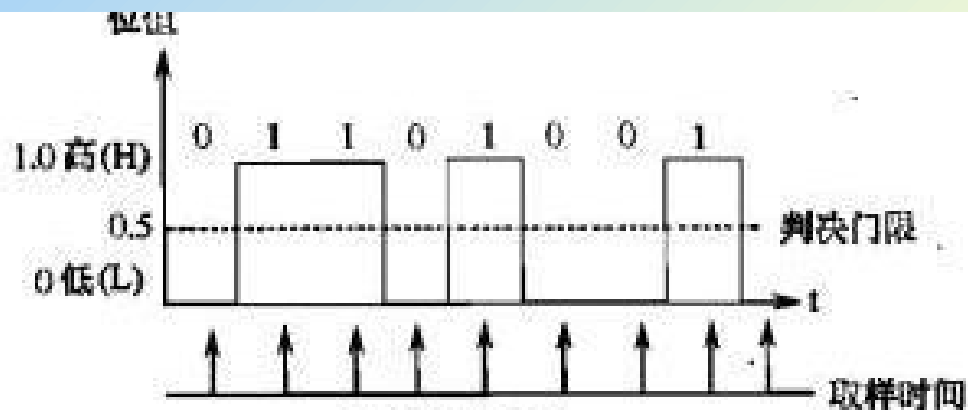
## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

一、数字基带信号：消息代码的电波形。

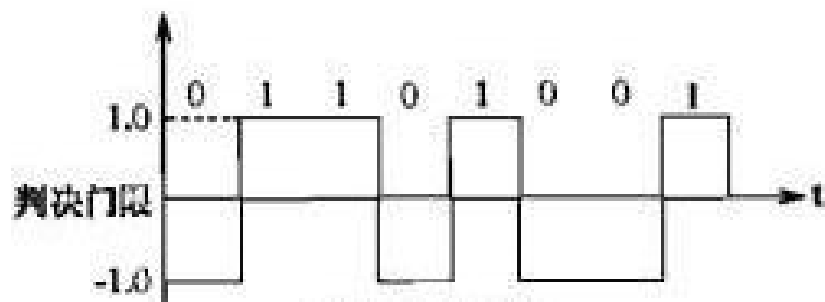
- ❖ 单极性波形：零电位、正电位与 **0**、**1** 一一对应。
- ❖ 双极性波形：正、负电位与 **0**、**1** 一一对应。
- ❖ 单极性归零波形：每个脉冲都回到零电位。
- ❖ 双极性归零波形：每一符号都有零电位间隙。
- ❖ 差分波形：信息符号仅与相邻电位变化有关。
- ❖ 多值波形（多电平波形）：一脉冲代表多个二进制符号。



# 不归零信号的波形

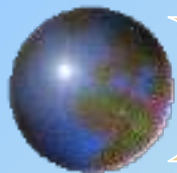


(a) 单极性脉冲

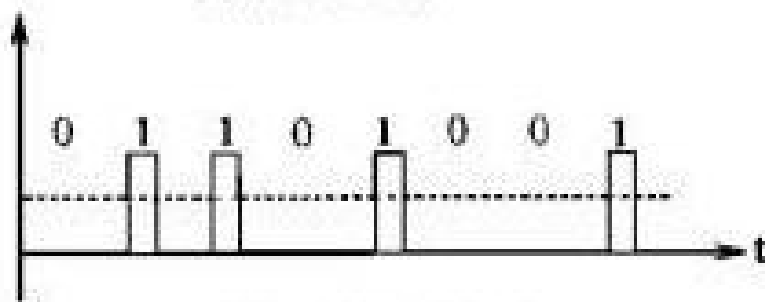


(b) 双极性脉冲

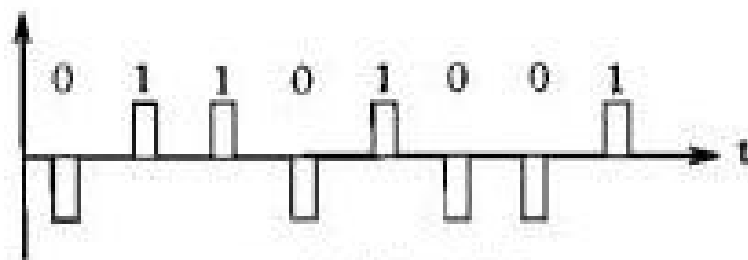
单极性不归零信号在一个码元时间内，不是有电压（或电流），就是无电压（或电流），电脉冲之间没有间隔，不易区分识别



# 归零信号的波形

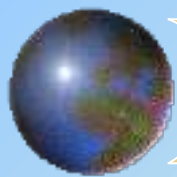


(c)单极性归零脉冲



(d)双极性归零脉冲

发 "1" 码时对应于正电位，但持续时间短于一个码元的时间宽度，即发出一个窄脉冲，当发 "0" 码时，仍然完全不发送电流



## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

### 二、基带信号的频谱特性

令  $g_1(t)$  代表“0”， $g_2(t)$  代表“1”， $T_s$  为码元宽度。

设任一  $T_s$  内  $g_1(t)$ ， $g_2(t)$  出现的概率分别为  $P$  和  $1 - P$ ，则：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=-N}^N s_n(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} S_T(t)$$

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



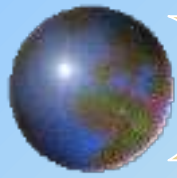
## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

$$\begin{aligned} \text{稳态波 } v_T &= p \sum_{n=-N}^N g_1(t - nT_s) + (1 - p) \sum_{n=-N}^N g_2(t - nT_s) \\ &= \sum_{n=-N}^N [p g_1(t - nT_s) + (1 - p) g_2(t - nT_s)] \end{aligned}$$

$$\text{交变波 } u_T(t) = s_T(t) - v_T(t) = \sum_{n=-N}^N u_n(t)$$

$$\text{其中 : } u_n(t) = a_n [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)]$$

$$a_n = \begin{cases} 1 - p & \text{以概率 } p \\ -p & \text{以概率 } 1 - p \end{cases}$$



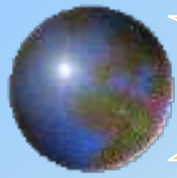
## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

✦ 求稳态波的功率谱密度:

$$\therefore v(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m e^{j2\pi m f_s t}$$

$$c_m = f_s [p G_1(m f_s) + (1 - p) G_2(m f_s)]$$

$$\therefore P_v(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| f_s [p G_1(m f_s) + (1 - p) G_2(m f_s)] \right|^2 \delta(f - m f_s)$$



## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

✦ 求交变波的功率谱密度:

$$\because u_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t) e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=-N}^N a_n e^{-j2\pi f n T_s} [G_1(f) - G_2(f)]$$

$$\begin{aligned} \therefore |u_T(\omega)|^2 &= u_T(\omega) \cdot u_T^*(\omega) = \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N a_m a_n e^{j2\pi f (n-m) T_s} \\ &\quad \times [G_1(f) - G_2(f)] \cdot [G_1^*(f) - G_2^*(f)] \end{aligned}$$

$$\Rightarrow P_u(\omega) = p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \frac{1}{T_s}$$



## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

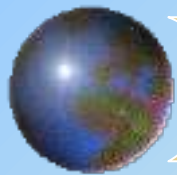
✦ 求随机基带序列的功率谱密度:

$$\because s_T(t) = u_T(t) + v_T(t) \quad \therefore T \rightarrow \infty \text{时}, s(t) = u(t) + v(t)$$

$$\Rightarrow P_s(\omega) = P_u(\omega) + P_v(\omega)$$

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

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



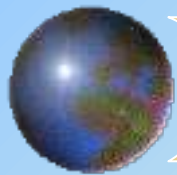
## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

### 结论

随机脉冲序列的功率谱密度可能包括两部分：连续谱 $P_u(\omega)$ 和离散谱 $P_v(\omega)$ 。对连续谱  $\because G_1(f) \neq G_2(f)$   
 $\therefore P_u(\omega)$ 总是存在的；对离散谱，一般情况下也总是存在的，但当 $g_1(t)$ 及 $g_2(t)$ 是双极性的脉冲，且波形出现概率相同( $p = 1/2$ )，则此时无离散谱，更

一般地，若 $p = \frac{1}{1 - g_1(t)/g_2(t)} = k$ ，且 $0 \leq k \leq 1$ ，则

脉冲序列无离散谱。



## 5.2 数字基带信号及其频谱特性

(1) 各符号意义： $f_s = \frac{1}{T_s}$  在数值上等于码速率。

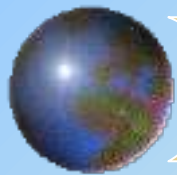
(2) 各项的物理意义：

- $2f_s p(1-p)|G_1(f) - G_2(f)|^2$  为交变项中的连续谱，一定存在
- $f_s^2 |pG_1(0) + (1-p)G_2(0)|^2 \delta(f)$

是由稳态项中的直流分量，零频离散谱，不一定存在

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

是稳态项中的频率，为  $mf_s$  的离散谱



(3) 离散谱不存在的条件：

$$pg_1(t) + (1 - p)g_2(t) = 0$$

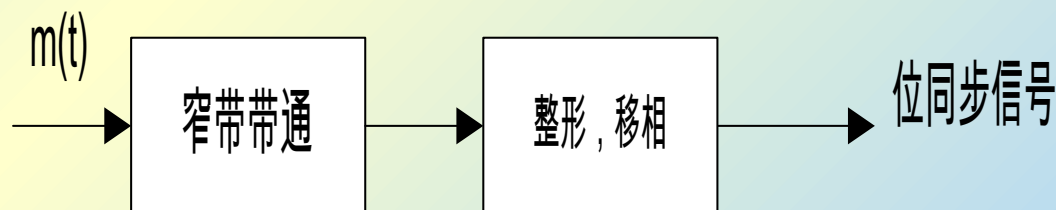
(4) 离散谱存在的条件：

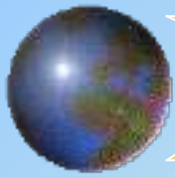
$$pg_1(t) + (1 - p)g_2(t) \neq 0$$

且  $G_1(mf_s)$  和  $G_2(mf_s)$  至少一个不为

(5) <sup>零</sup>离散谱的作用

存在离散谱时，可用窄带滤波器得到位同步信号。





## 5.3 基带传输的常用码型

### ❖ 码型

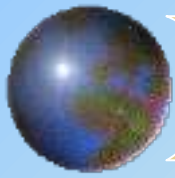
- ❖ 数字信号的电脉冲结构称为码型。

### ❖ 码型变换

- ❖ 数字信息的电脉冲表示过程中传输代码之间的变换称为码型变换。

### ❖ 基带调制器

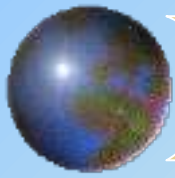
- ❖ 把数字基带信号变换为适合基带信道传输的基带信号的变换器称为数字调制器
- ❖ 把信道基带信号变换成原始数字基带信号的变换器称为基带解调器。



## 5.3 基带传输的常用码型

### ❖ 码型变换（或传输码）的选择原则

- ❖ 能从其相应的基带信号中获取定时信息；
- ❖ 相应的基带信号无直流成分和只有很少的低频成分；
- ❖ 不受信源统计特性的影响，既能适应信源的变化；
- ❖ 尽可能的提高传输码型的传输效率；
- ❖ 具有内在的检错能力。



## 5.3 基带传输的常用码型

根据码型所包含的电平幅度取值区分：

### ❁ 二元码：

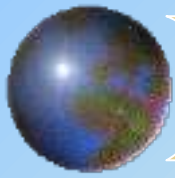
❁ NRZ ， RZ ， 差分码， 数字双相码， CMI 码， 5B6B 码

### ❁ 三元码

❁ 传号交替反转码， HDBn 码， HDB3 码

### ❁ 多元码

❁ M 进制码， 2B1Q 码， ISDN 所应用的 144kbps



## 5.3 基带传输的常用码型

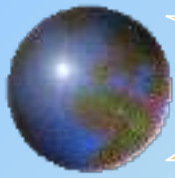
### ❖ 传号交替反转码（**AMI** 码）

- ❖ “0”用零电平表示，“1”交替极性使用归零码表示。
- ❖ 具有检错能力。需要采取措施消除长零。

例如：**消息代码** : 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1

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

由 AMI 码确定的基带信号中正负脉冲交替，而 0 电位保持不变；所以由 AMI 码确定的基带信号无直流分量，且只有很小的低频分量；编码简单便于观察误码，是一种基本的线形码。但是它不易提取定时信号，它可能出现长的连 0 串。



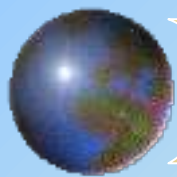
## 5.3 基带传输的常用码型

### ⊗ HDBn 码

- ⊗ HDBn 码是  $n$  阶高密度双极性码的缩写。信息“**1**”交替地变换为  $+1$  与  $-1$  的半占空归零码。而连“**0**”个数被限制为小于或等于  $n$ 。一旦出现  $n+1$  个“**0**”时，就用固定码组取代。

### ⊗ 取代节

- ⊗ 当信息码组中出现  $n+1$  个 **0** 时，就用特定的取代节代替。为了在接收端识别取代节，需要人为地在取代节中设置“破坏点”，在这些破坏点处传号极性交替规律受到破坏。



## 5.3 基带传输的常用码型

- ❑ **两种取代节：**  $B0\dots 0v$  和  $00\dots 0V$ 。  $B$  表示符合极性交替规律的传号，而  $V$  表示破坏极性规律的传号， $V$  就是破坏点。 $B$  点的选取是为了使得破坏点也呈现交替变化；因此，当两个  $V$  之间有偶数个非  $0$  时，需要使用  $B$  点；
- ❑ 在  $HDBn$  码中运用最为广泛的是 3 阶高密度双极性码，即  $HDB3$  码。在 CCITT 建议中 PCM 一次群，二次群，三次群都采用  $HDB3$

码。



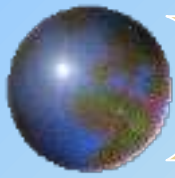
# HDB3 码举例

- ❖ 代码: 1000 0 1000 0 1 1 000 0 1 1
- ❖ AMI: -1000 0 +1000 0 -1 +1 000 0 -1  
+1
- ❖ HDB3: -1000 -V +1000 +V -1 +1 -B  
00 -V +1 -1
- ❖ 译码: 只要在符号中找到两个同极性的非零符号, 则后一个肯定是破坏符号 **V**, 于是可以判定破坏符号之前的三个符号肯定为 **0**



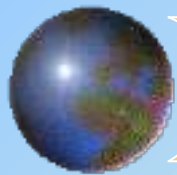
# PST 码（成对选择三对码）

- ❖ 先将二进制代码划分为两个码元一组的码组序列，每一码组用两个三进制数字（**+ - 0**）来表示，有两种模式，当码组中仅发送单个脉冲时，两种模式交替。
- ❖ 例如：代码 01 00 11 10 10 11 00
- ❖ **+ 模式：** 0+ -+ +- -0 +0 +- -+
- ❖ **- 模式：** 0- --+ +- +0 -0 +- -+
- ❖ 提供了足够的定时分量，且无直流成分，编码过程比较简单，但是译码时需要建立帧同步

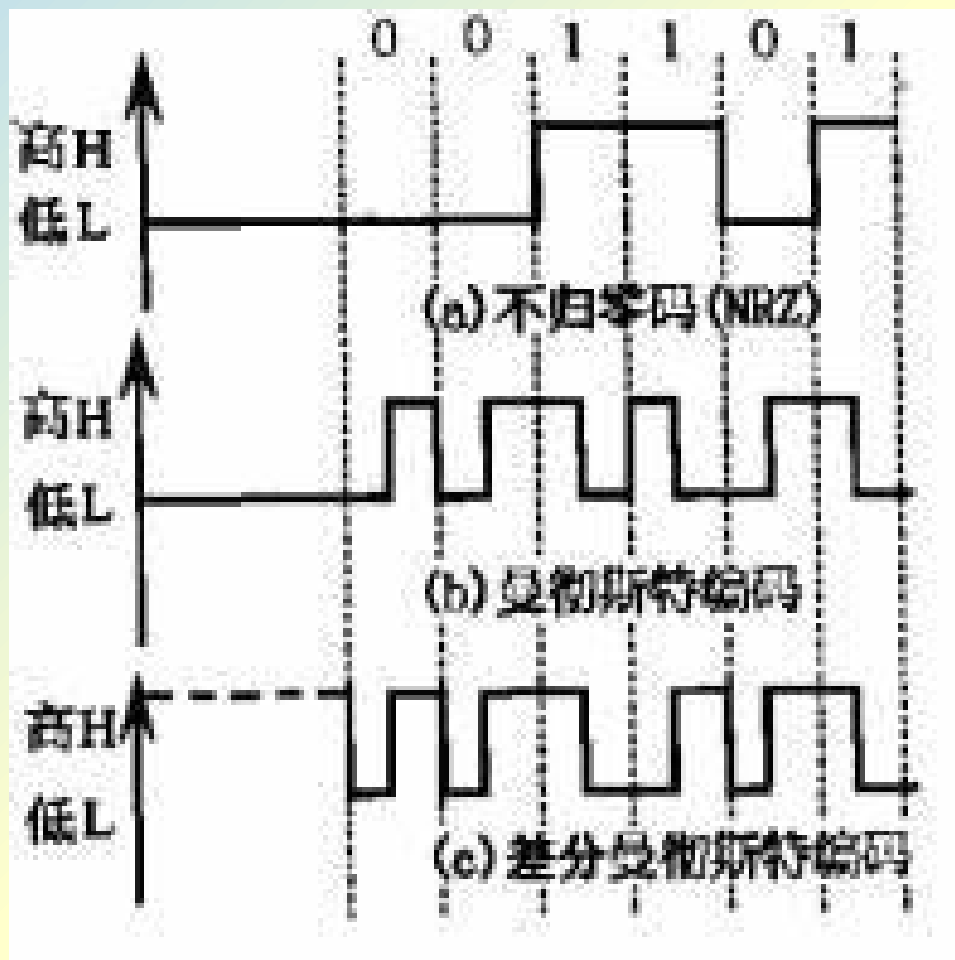


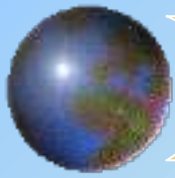
# 曼彻斯特码（双相码）

- ❖ 规则：
- ❖  $0 \rightarrow 01$  ;  $1 \rightarrow 10$
- ❖ 优点：能提供足够的定时分量，无直流漂移，编码过程简单；
- ❖ 缺点：带宽宽；
- ❖ 如果先变换为差分波形再进行曼彻斯特编码则可变为**差分双相码**



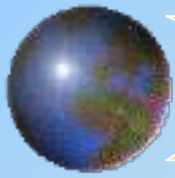
# 曼彻斯特码 (双相码)





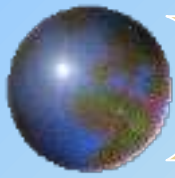
# 密勒码

- ❖ 规则：**1** 用 **10** 或者 **01** 表示；代表跃变；
- ❖ **0** 分两种情况：单个 **0** 则在码元持续时间内不出现电平跃变，对于连 **0** 的情况，在两个 **0** 的边界出现跃变。
- ❖ 特点：双相码的下降沿正好对应于密勒码的跃变沿，因此，用双相码的下降沿去触发双稳电路，即可输出密勒码。



# 其他码型

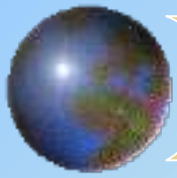
- ✦ **CMI**： **1** 用 **11** 和 **00** 交替表示， **0** 用 **01** 表示， 含有丰富的定时信息；
- ✦ **nBmB** 码： 原信息中 **n** 码元作为一组， 用 **m** 位二进制表示为新的码组；
- ✦ 曼彻斯特， 密勒以及 **CMI** 属于 **1B2B** ；
- ✦ **4B/3T**： 把 **4** 个二进制符号变为 **3** 个三进制符号



## 5.3 基带传输的常用码型

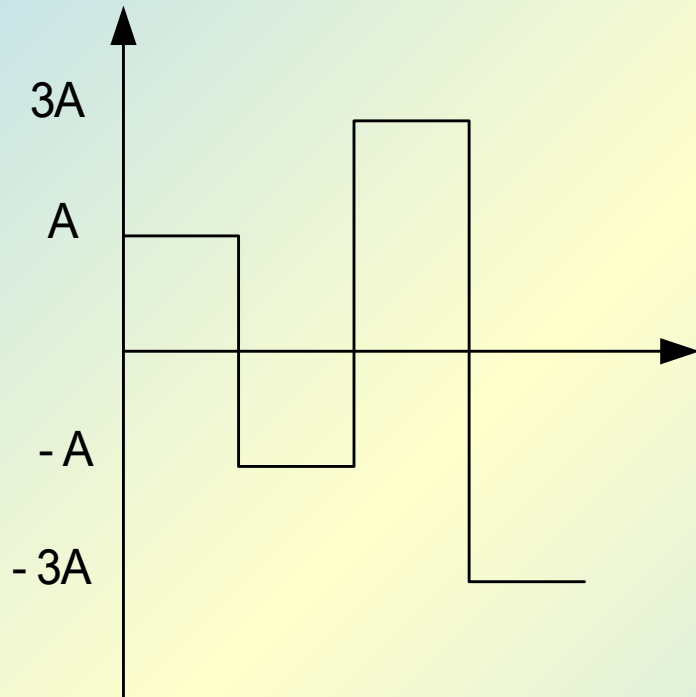
### 多元码

- 为了提高频带利用率，可以采用信号幅度具有更多取值的数字基带信号，即为多元码。
- 对于  $n$  位二进制信号来说，可以利用  $M = 2^n$  来传输，所需要的信道频带可降低为  $1/n$ ，频谱利用率提高了  $\log_2 2^n = n$  倍。
- 在 ISDN 中，传送 144Kb/S 时，采用的码型为四元码，即 2B1Q。

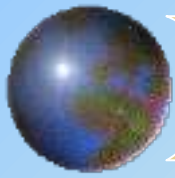


# 5.3 基带传输的常用码型

## 2B1Q

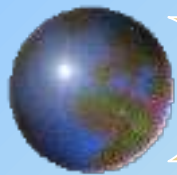


|    |   |     |
|----|---|-----|
| 10 | → | 3A  |
| 11 | → | A   |
| 01 | → | -A  |
| 00 | → | -3A |



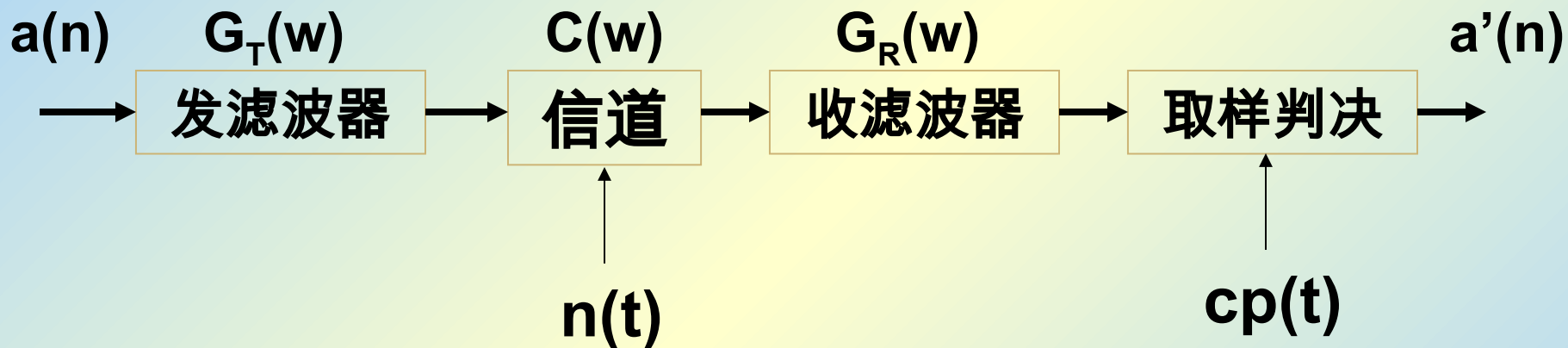
## 5.4 基带传输中的码间串扰和噪声

- ✦ 基带系统中脉冲传输的基本特点：
- ✦ 信号通过信道一方面受到信道特性的影响，产生畸变；另一方面被加性噪声所叠加，产生随机畸变；
- ✦ 因此，安排一个接受滤波器，尽可能抑制噪声，然后再使用抽样判决器来识别
- ✦ 利用门限电平来进行比较，大于则判为高电平，小于则为低电平；



# 5.4 基带传输中的码间串扰和噪声

## 一、基带系统数学模型

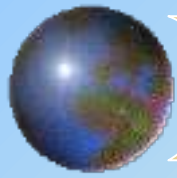


## 二、码间串扰与噪声

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s)$$

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT_s)$$

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



$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R(t - nT_s) + n_R(t)$$

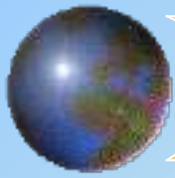
$$g_R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

$$\begin{aligned} r(kT_s + t_0) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_R(kT_s + t_0 - nT_s) + n_R(kT_s + t_0) \\ &= a_k g_R(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n g_R[(k - n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0) \end{aligned}$$

**第一项**为系统对第  $k$  个码元的响应在  $t=kT_s$  时刻的抽样值。

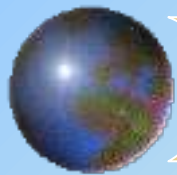
**第二项**系统对其它码元的响应在  $t=kT_s$  时刻的抽样值，称为码间干扰值，因为  $a_n$  的关系，它是一个随机变量。

**第三项**为随机干扰；



## 5.4 基带传输中的码间串扰和噪声

- ❖ 因为码间干扰以及随机干扰的存在，故有可能造成判决器的误判；
- ❖ 因此，为了使基带脉冲传输获得足够小的误码率，必须最大限度的减小码间干扰和随机噪声的影响；这也是研究基带脉冲传输的基本出发点；



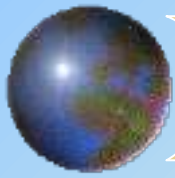
## 5.5 无码间串扰的基带传输特性

### 一、时域条件

当  $\sum_{n \neq k} a_n h(k-n) = 0$  时，码间串扰值相互抵消，但无法实现

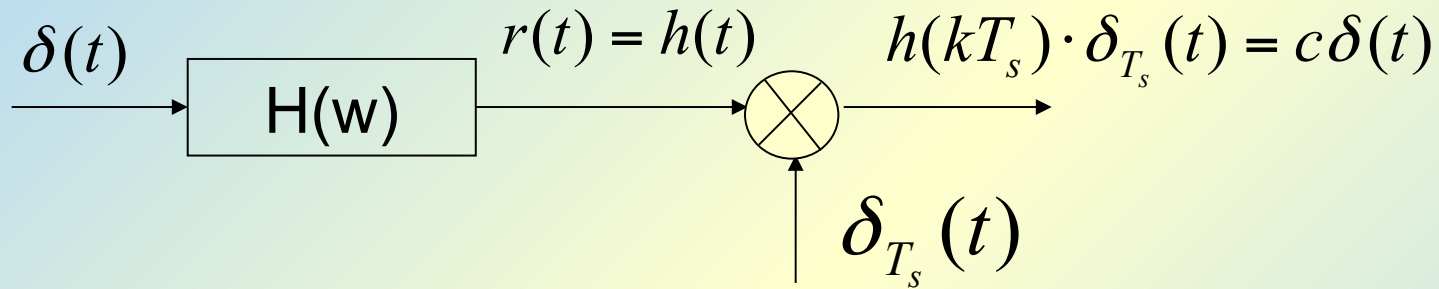
当  $h(k-n) = \begin{cases} c, & n = k \\ 0, & n \neq k \end{cases}$  时，一定无码间干扰。

$$h(kT_s) = \begin{cases} c & n = k \\ 0 & n \neq k \end{cases}$$



# 5.5 无码间串扰的基带传输特性

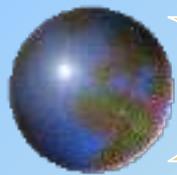
## 二、频域条件



$$1 \quad H(\omega) \quad \omega_s \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad C$$

$$c = \frac{1}{2\pi} H(\omega) * \omega_s \sum \delta(\omega - n\omega_s) = \frac{1}{T_s} \sum H(\omega - n\omega_s)$$

$$\text{即：} \quad \sum_{-\infty}^{\infty} H(\omega - n\omega_s) = C$$



## 5.5 无码间串扰的基带传输特性

### 三、物理意义

1).  $f_s = \frac{1}{T_s} = R_B$       故频域条件可表示为：

$$\sum_n H(f - nR_B) = C$$

2). 将  $H(f)$  左右平移  $R_B$  的整数倍，相加后为一常数，由于  $H(f)$  是周期函数，所以平移相加后只要在  $|f| < R_B / 2$  范围内为一常数即可。

# 举 例

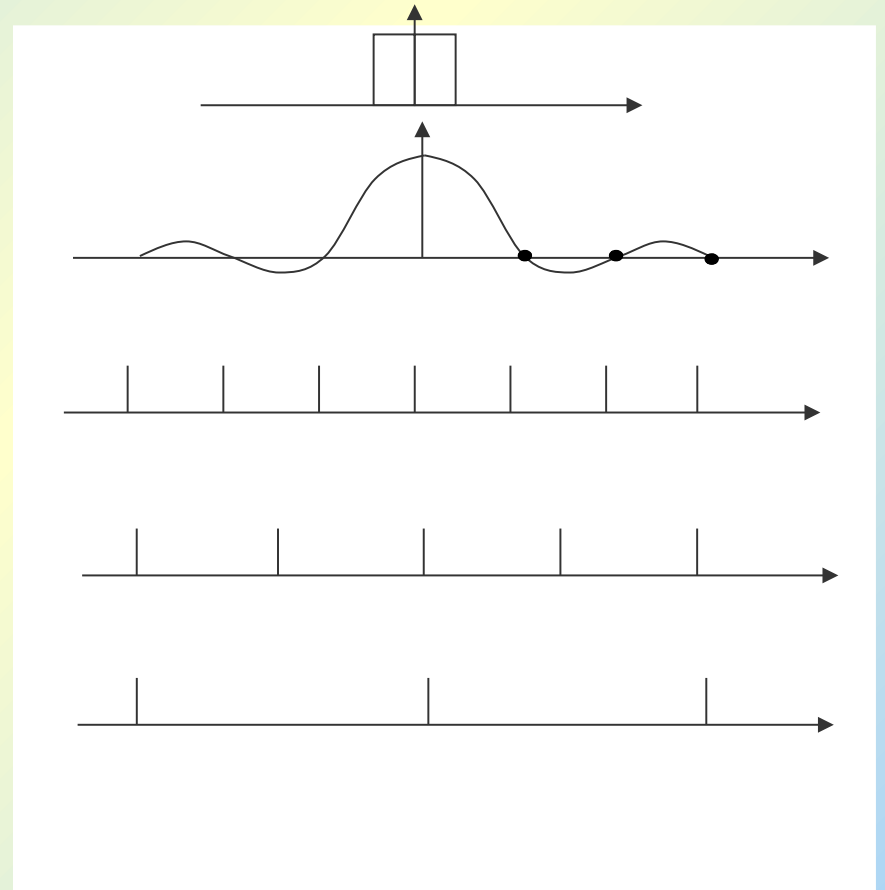
## 1、理想低通频率特性

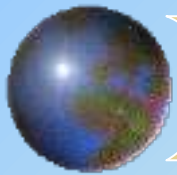
$$H(\omega) = G_{4\pi f}(\omega)$$

$$h(t) = \frac{4\pi f}{2\pi} \text{Sa}\left(\frac{4\pi f t}{2}\right)$$
$$= 2f \text{Sa}(2\pi f t)$$

$$R_{B\max} = 2f (\text{波特})$$

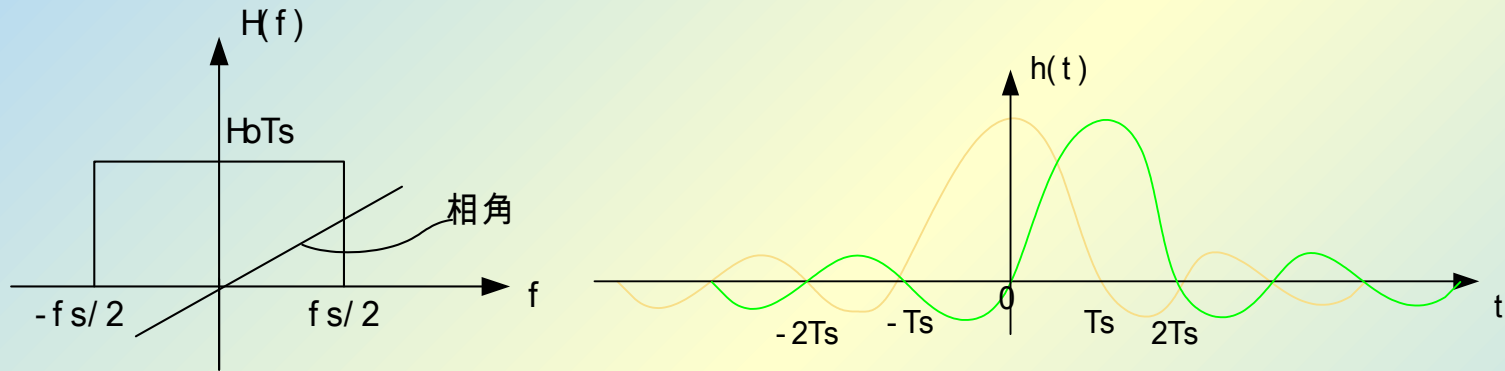
$$\eta_{\max} = 2(B / \text{Hz})$$





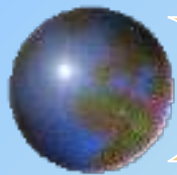
## 5.5 无码间串扰的基带传输特性

满足奈氏第一准则的滤波  $H(f)$  叫做理想的低通滤波器。



(1) 此滤波器的单边带宽为  $f_N = f_s/2$ ，叫**奈奎斯特带宽**。

- (2) 采用理想低通传送二进制的基带数字信号，要使没有码间干扰，则可以在 1 Hz 的频带内传送最高 2b/s 的信息，频谱利用率 **2b/sHz**。这是二进制基带系统所能达到的最高无失真传送速率。因此，设系统带宽为  $W$ ，则该系统无码间干扰时最高传输速率为  $2WB$ ，这个速率被称为**奈奎斯特**



# 5.5 无码间串扰的基带传输特性

## 2、余弦滚降频率特性

$\alpha = \omega_2 / \omega_1$  滚降系数

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

$\alpha = 0$  时为理想低通特性

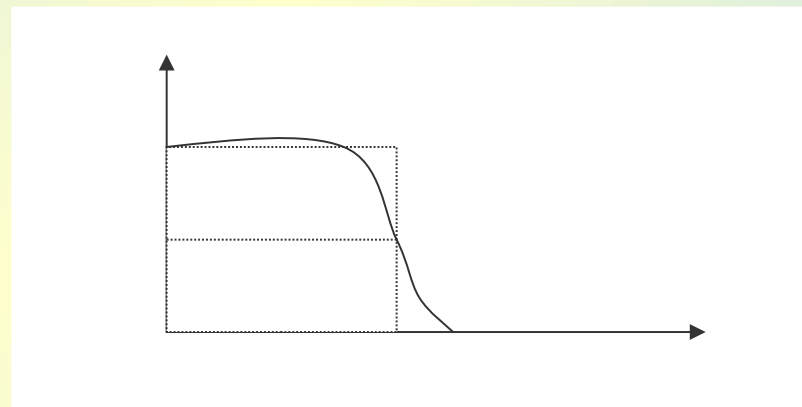
$\alpha = 1$  时为升余弦滚降特性

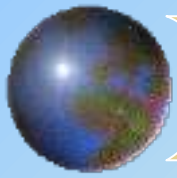
占用信道带宽

$$\omega = (1 + \alpha) \omega_1$$

$$h(t) = 2\omega_1 \cdot \frac{\sin \pi t / T_S}{\pi t / T_S} \cdot \frac{\cos \pi t / T_S}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_S^2}$$

$$\text{式中 } T_S = \frac{1}{2\omega_1}$$

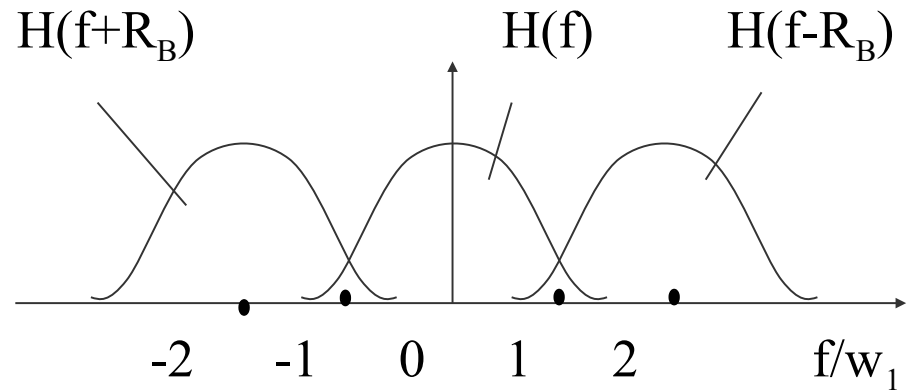
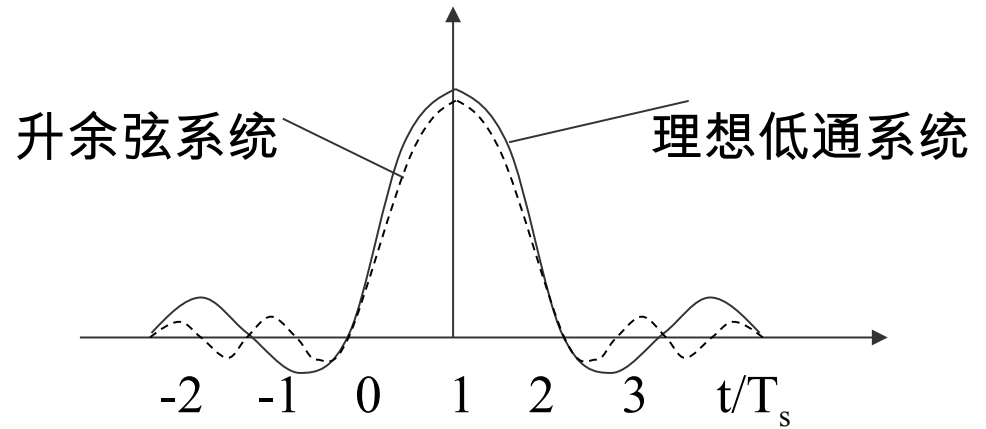




# 无码间串扰最大码速率为 $2\omega_1$

## 频域证明 $R_B = 2\omega_1$

$$\sum_{-\infty}^{\infty} H(f + nR_B) = C$$



$$\eta = \frac{2}{k(1 + \alpha)} \left( \frac{B}{\text{Hz}} \right) = \frac{2 \log_2 M}{k(1 + \alpha)} \left( \frac{b}{s \cdot \text{Hz}} \right)$$

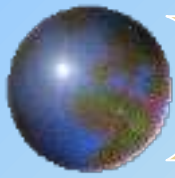
$$\eta_{\max} = \frac{2}{1 + \alpha} \left( \frac{B}{\text{Hz}} \right) = \frac{2 \log_2 M}{1 + \alpha} \left( \frac{b}{s \cdot \text{Hz}} \right)$$



## 5.5 无码间串扰的基带传输特性

### 3、两种系统的比较

**理想低通系统的频带利用率高，但系统时域响应衰减慢，对定时信号（抽样信号）相位抖动敏感，对位同步信号相位抖动的要求严格，余弦滚降系统的频带利用率低，但对抽样信号相位抖动的要求不严格。**



## 5.6 部分响应系统

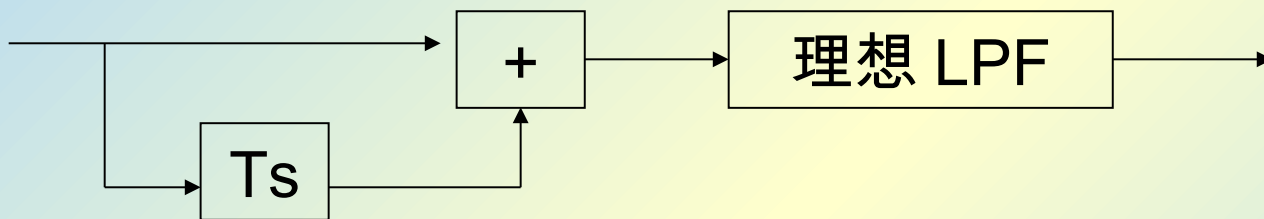
**定义：**有控制地在某些码元的取样时刻引入码间干扰，而在其余码元的取样时刻无码间干扰，使频带利用率提高到理论上的最大值，同时又可降低对定时精度的要求。通常把这部分波形称为部分响应波形。利用部分响应波形进行传送的基带传输系统。

**目的：**此系统的频带利用率可达  $2B/\text{Hz}$  且时域响应衰减快，可放宽对定时抖动的要求。



# 5.6 部分响应系统

## 一、第 I 类部分响应系统



$$G(\omega) = (1 + e^{-j\omega T_s})H(\omega) = 2H(\omega) \cos \frac{\omega T_s}{2} e^{-j\omega T_s/2}$$

$$H(f) = \begin{cases} T_s, & |f| < f_s/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

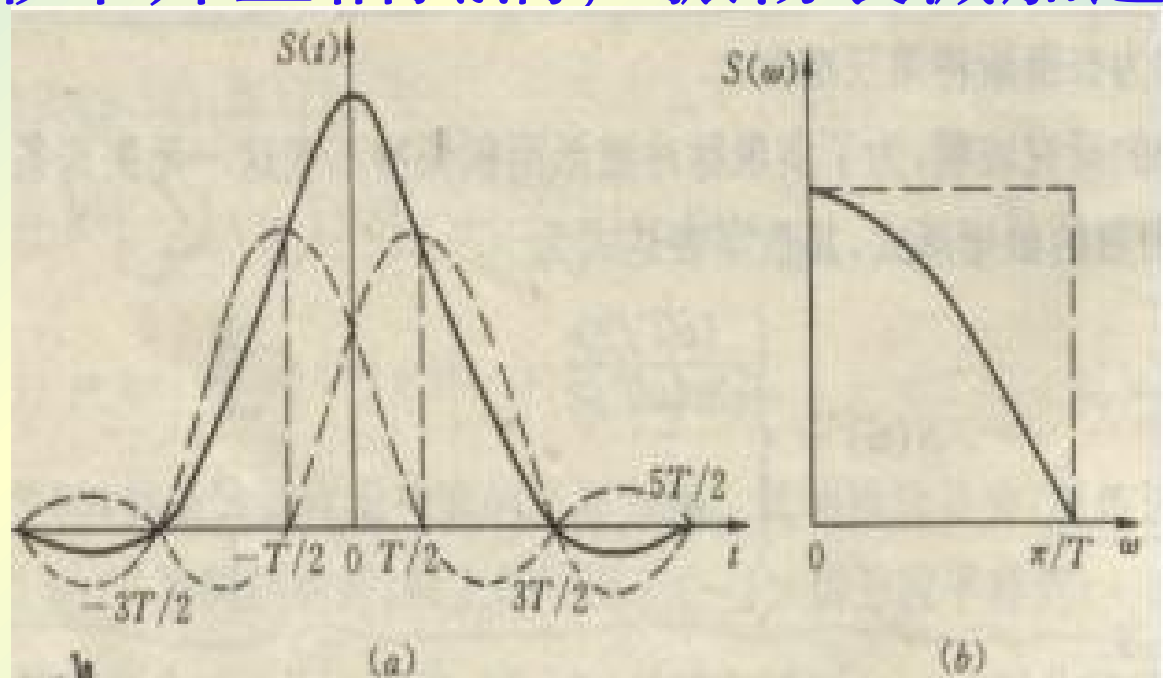
$$|G(f)| = \begin{cases} 2T_s \cos(\pi f / f_s) & |f| < f_s/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

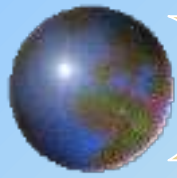
$$g(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{\cos(\pi t / T_s)}{1 - 4t^2 / T_s^2} \right]$$



## 5.6 部分响应系统

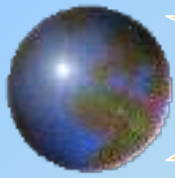
- 克服了  $\sin x/x$  波形的缺点  
频谱具有余弦滚降特性，过渡带容易实现
- 时域波形带外互相抵消，振荡衰减加速





## 5.6 部分响应系统

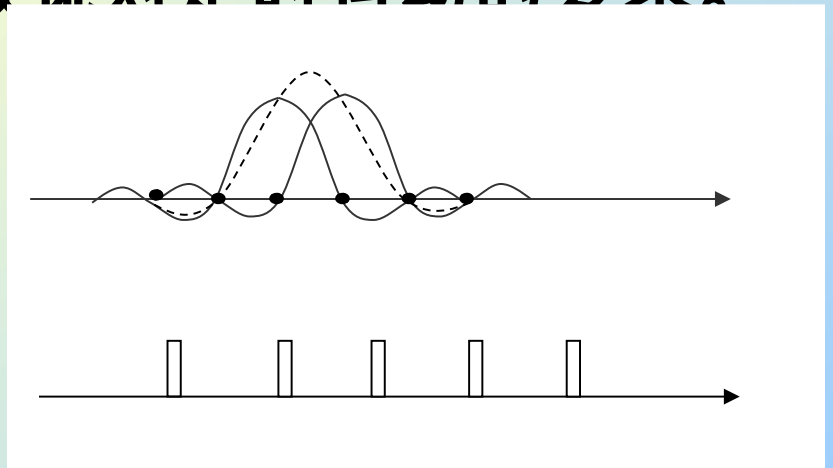
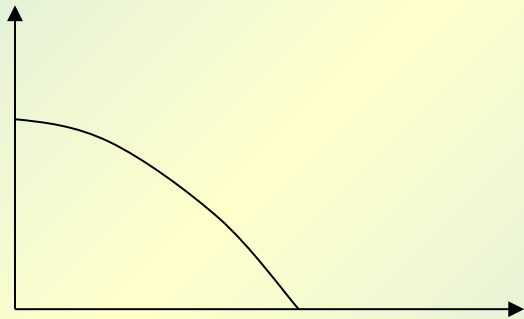
- ✦ 若用  $g(t)$  作为传送波形，且传送码元间隔为  $T_s$ ，则在抽样时刻上仅将发生码元与其前后码元相互干扰，而与其他码元不发生干扰；
- ✦ 因为干扰是确定的，故仍然可以每秒传送  $1/T_s$  个码元；称之为 **I** 类部分响应系统；主要用于高端受限系统

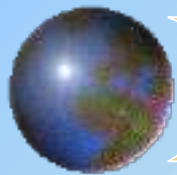


## 5.6 部分响应系统

### 码间串扰规律：

- 1)  $kT_s$  时刻的抽样值包含了第  $k$  个码元的贡献及第  $(k-1)$  个码元的贡献。
- 2) 预编码及模 2 处理可消除此码间串扰。
- 3) 相关编码作用：使系统的频带利用率达到  $2B/Hz$  且系统时域响应衰减快，放宽对定时抖动的要求。





## 5.6 部分响应系统

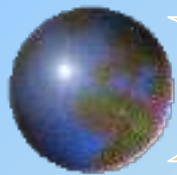
设  $a_k$  为二进制，

预编码：
$$a_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad \longrightarrow \quad b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$

相关编码：
$$c_k = b_k + b_{k-1}$$

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

理想低通无码间串扰，故当无噪声对  $r(t)$  抽样  
判决结果仍为  $C_k$ ，模 2 处理后为  $a_k$



## 5.6 部分响应系统

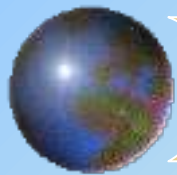
例： $a_k$  1 1 1 0 1 0 0 1  $a_k$  为  $L$  电平时 ( $L$  进制)

$b_{k-1}$  0 1 0 1 1 0 0 0  $C_k$  为  $2L-1$  电平。

$b_k$  1 0 1 1 0 0 0 1

$c_k$  1 1 1 2 1 0 0 1

$[c_k]$  1 1 1 0 1 0 0 1



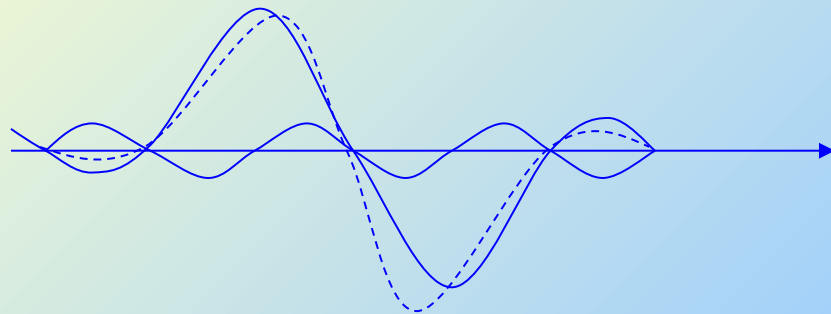
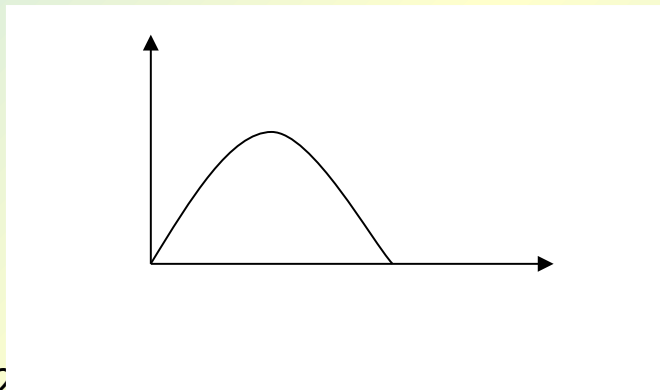
## 5.6 部分响应系统

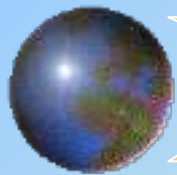
### 二、第IV类部分响应系统

$$a_k = b_k \oplus b_{k-2}, \quad c_k = b_k - b_{k-2} \quad [c_k]_{\text{模}2} = [b_k - b_{k-2}]_{\text{模}2} = a_k$$

$$G(\omega) = H(\omega)(1 - e^{-j2\omega T_s}) = 2H(\omega) \sin \omega T_s e^{j\varphi(\omega)}$$

$$|G(f)| = \begin{cases} 2 \sin \pi f / f_s, & |f| < f_s / 2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$





## 5.6 部分响应系统

$KT_s$  时刻的抽样值包含第  $K$  个码元的贡献及第  $(K-2)$  个码元的贡献。预编码及模 2 判决消除此码间串扰。

$$a_k \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1$$

$$b_k \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0$$

$$b_{k-2} \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 1 \quad 1$$

$$c_k \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad -1$$

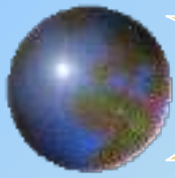
$$[c_k]_2 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1$$



## 5.6 部分响应系统

- ❖ 表 9-8 给出了五类部分响应的冲击响应和传递函数，其频宽都不超过理想低通信号的频谱宽度，目前常用第 **I** 类和第 **IV** 类。
- ❖ 第 **I** 类前边已经讨论过，功率主要集中在低频端，主要用于高端受限系统。
- ❖ 第 **IV** 类频谱无直流分量，带宽较窄。
- ❖ 第 **I** 类和第 **IV** 类波形被广泛使用还主要因为：

再次抽样后，是一个三电平的码，而其它几种都是五电平的编码。



## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

### 一、几个函数

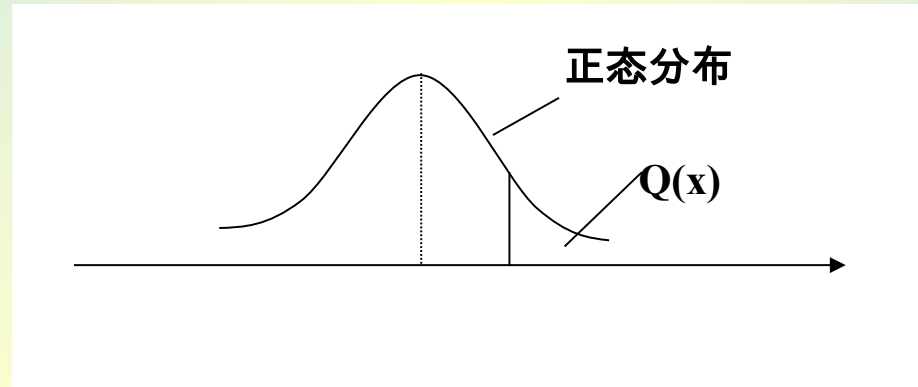
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$$

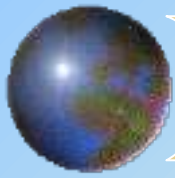
$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-z^2) dz$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad , \quad \operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x) \quad ,$$

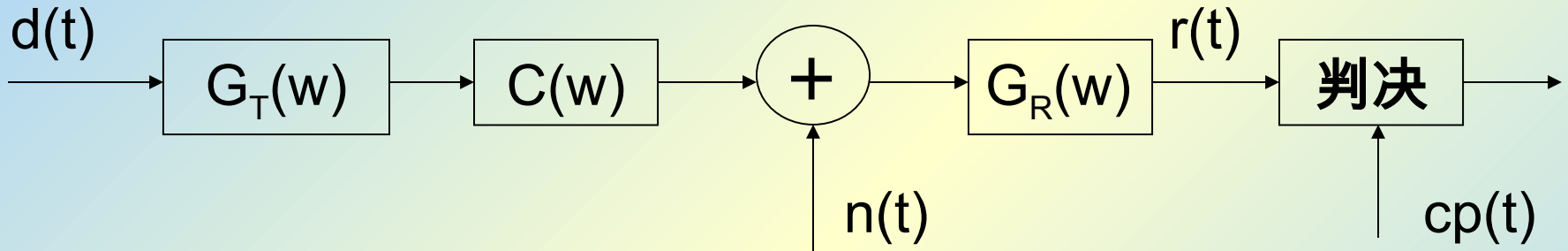
$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$$





## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

### 二、二进制数字基带系统的误码率



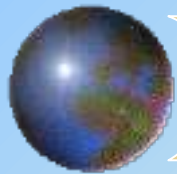
$$r(t) = r_s(t) + n_R(t)$$

$$r_s(t) = d(t) * h(t)$$

$$n_R(t) = n(t) * g_r(t)$$

$$P_n(\omega) = \frac{n_0}{2} |G_R(\omega)|^2$$

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



# 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

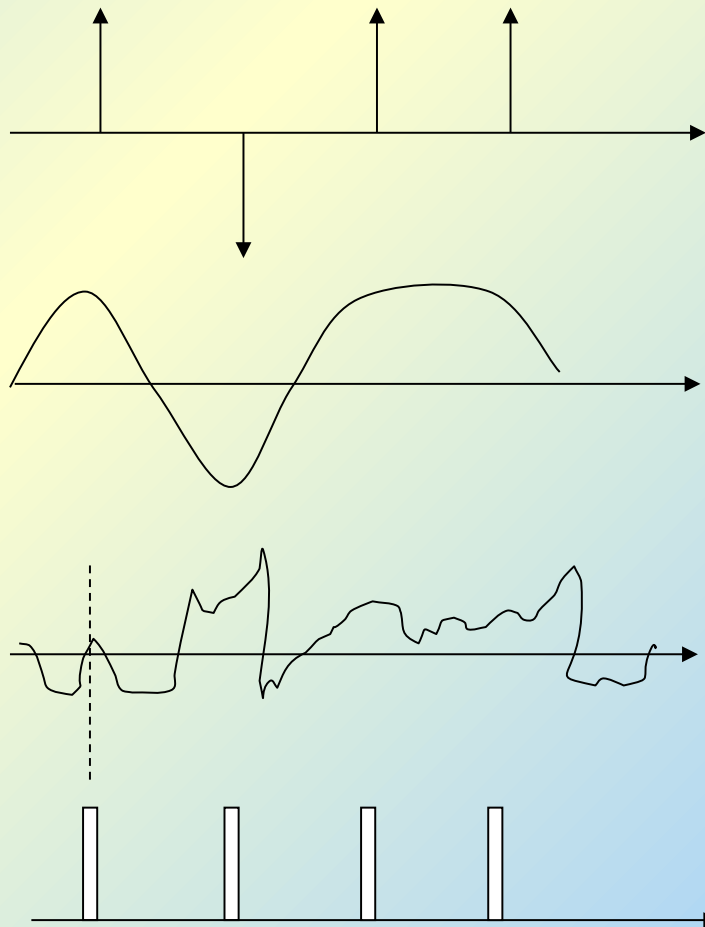
## 1、双极性

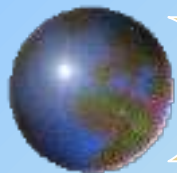
$$r_s(kT_s) = \begin{cases} A, & \text{1码} \\ -A & \text{0码} \end{cases}$$

$$n_R(kT_s) = \xi_n$$

随机变量，高斯分布，均值为0，方差  $\sigma_n^2 = n_0 \omega$

$$r(kT_s) = \begin{cases} A + \xi_n, & \text{1码} \\ -A + \xi_n & \text{0码} \end{cases}$$

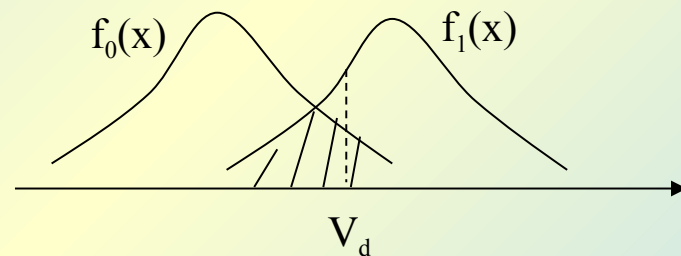




## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

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

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



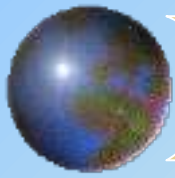
$$p_e = p(1)p\left(\frac{0}{1}\right) + p(0)p\left(\frac{1}{0}\right)$$

$$= p(1) \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx + p(0) \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx$$

$$\text{令 } \frac{\partial p_e}{\partial V_d} = 0 \text{ 得 } p(1)f_1(V_d) - p(0)f_0(V_d) = 0$$

$$\frac{f_1(V_d)}{f_0(V_d)} = \frac{p(0)}{p(1)}$$

此为  $V_d$  最佳条件。



## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

$$\text{代入 } f_0(x), f_1(x) \text{ 得: } V_d = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{p(0)}{p(1)}$$

$$\text{可见: 当 } p(0) = p(1) \text{ 时 } V_d = 0$$

$$p(0) > p(1) \text{ 时 } V_d > 0$$

$$p(0) < p(1) \text{ 时 } V_d < 0$$

若  $P(1) = P(0) = 1/2$ , 则最佳判决门限电平为0。

$$p(e) = 0.5 p(0/1) + 0.5 p(1/0)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right] dx$$

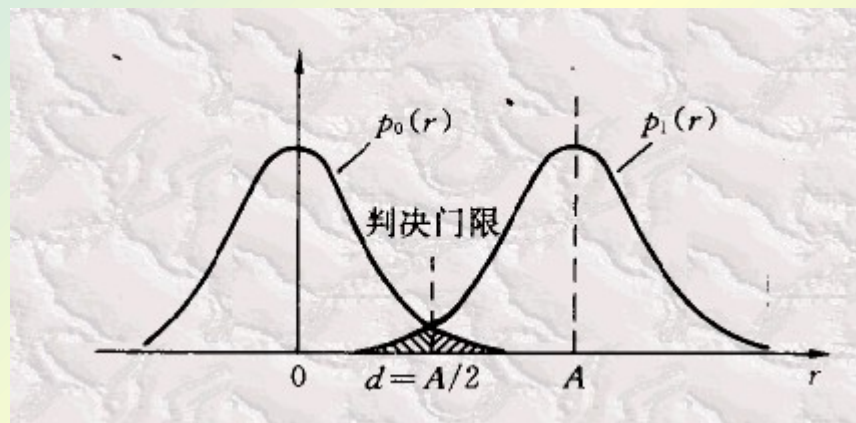
$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) = Q(A/\sigma_n) = Q(\sqrt{r})$$



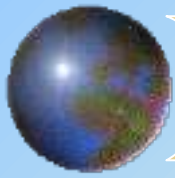
## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

### 2、单极性

$p(1)=p(0)$  时  $V_d=0.5A$  为最佳值



$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right) = Q\left(\frac{A}{2\sigma_n}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \quad \text{式中 } r = \frac{A^2}{\sigma_n^2}$$



## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

### 3、M 进制双极性信号

$$p_e = \frac{2(M-1)}{M} Q \left[ \sqrt{\frac{3}{M^2-1} \left( \frac{S}{N} \right)} \right] \quad p_{eb} = P_e / \log_2 M$$

### 4、L 进制部分响应系统

$$P_e = \frac{2(L^2-1)}{L^2} Q \left[ \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{3}{L^2-1} \left( \frac{S}{N} \right)} \right]$$

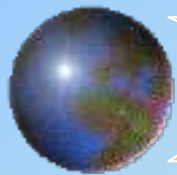


## 5.7 无码间串扰基带系统的抗噪声性能

### 5、与误码率有关的因素

- ( 1 ) 信号功率越大， $P_e$  越小。
- ( 2 ) 噪声功率越小， $P_e$  越小。
- ( 3 ) 码间串扰越小， $P_e$  越小。
- ( 4 ) 位同步抖动越小， $P_e$  越小。
- ( 5 ) 码速率越小， $P_e$  越小，因  $R_B$  小，

接受滤波器带宽小，噪声功率小



# AMI 码基带解调器的抗干扰性能

✦ 考虑等概率发送，则  $p(0) = 1/2$ ;

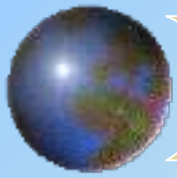
✦  $P(A) = p(-A) = 1/4$ ;

✦ 则系统的总误码率为：

$$P_e = P(1)P_{e1} + p(0)P_{e2}$$

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right) - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{3A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

$$P_{e2} = \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

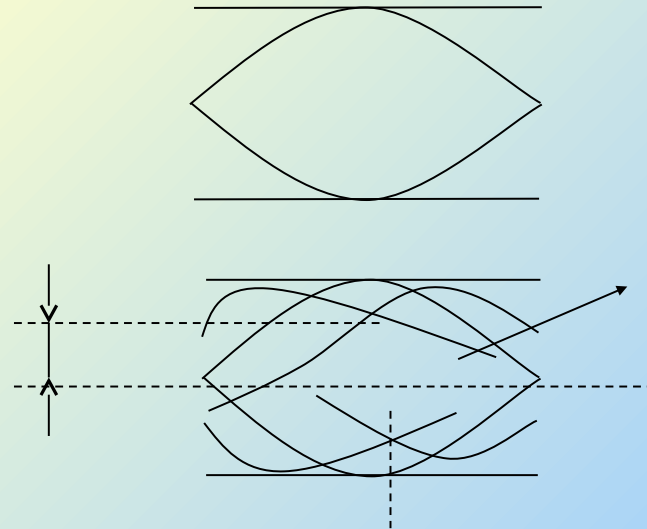
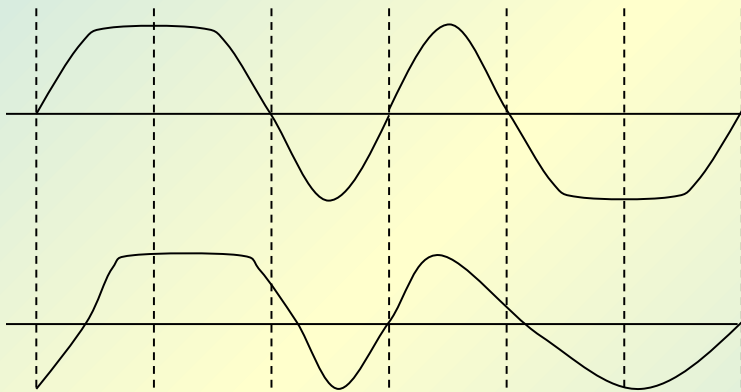


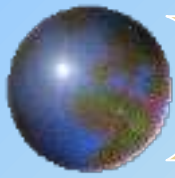
## 5.8 眼 图

**定义:** 像人眼的图案。

**目的:** 用实验方法估计系统性能。

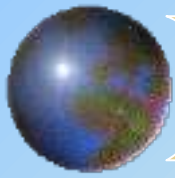
**做法:** 用一示波器跨接在接收滤波器的输出端，然后调整示波器水平扫描周期，使其与接收码元的周期同步。



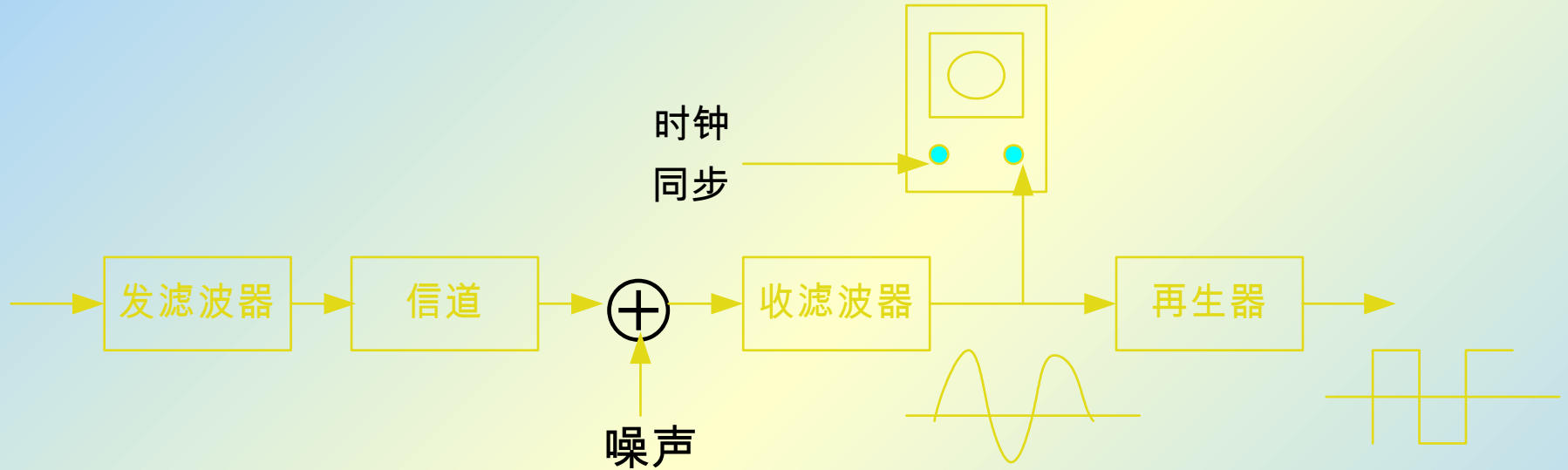


## 5.8 眼 图

- ❖ 当波形无码间干扰时，眼图像一支完全张开的眼睛，且眼睛中央的垂直线表示最佳的抽样时刻；眼图中央的横轴位置为最佳的判决门限电平；
- ❖ 眼图的眼睛张开大小将反应码间干扰的强弱；



# 5.8 眼图

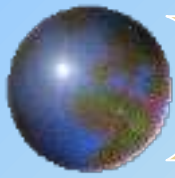


## 眼图实验方法

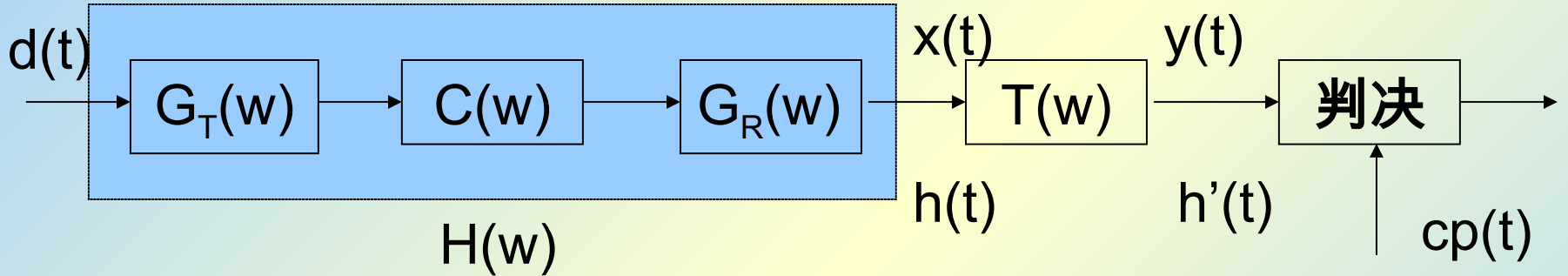


## 5.9 时域均衡

- ❖ 在实际系统里面，由于总是存在设计误差和信道特性的变化，故在抽样时刻上也总是存在一定的码间干扰；
- ❖ 在基带系统中插入一种可调（也可不调）滤波器将能够减小码间干扰的影响，这种起补偿作用的滤波器称为均衡器。
- ❖ 频域均衡器：利用滤波器的频域特性去补偿基带系统的频域特性；
- ❖ 时域均衡器



## 5.9 时域均衡

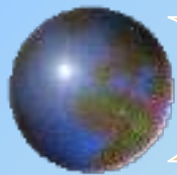


$$H'(\omega) = H(\omega)T(\omega)$$

$T(\omega)$ ——均衡网络

信道参数不可能不发生变化， $x(t)$  有码间串扰。

$T(\omega)$  可自适应信道参数变化，使  $y(t)$  无码间串扰。



# 5.9 时域均衡

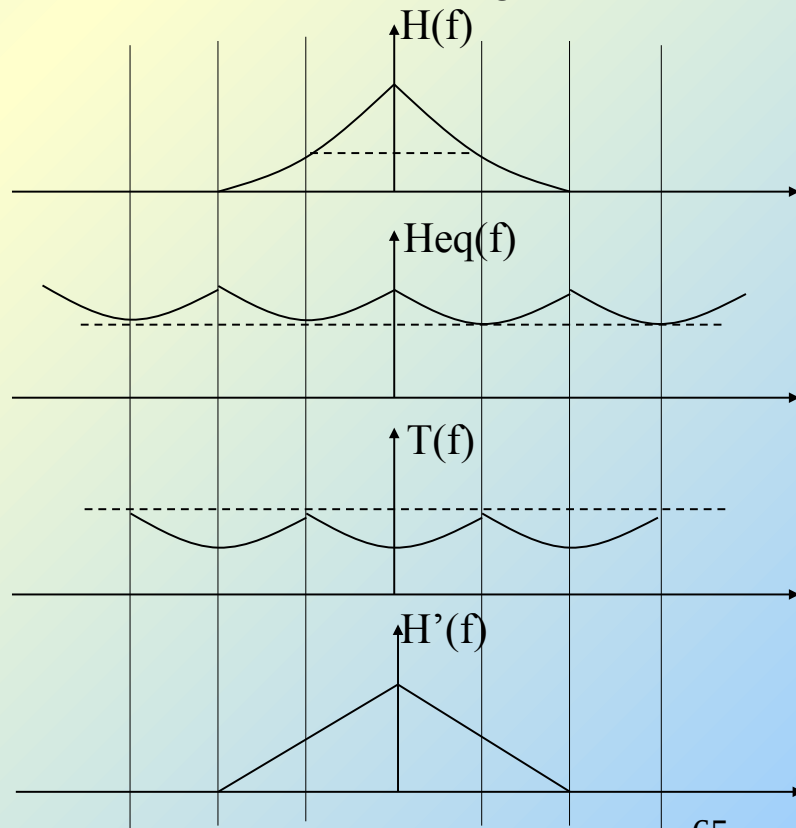
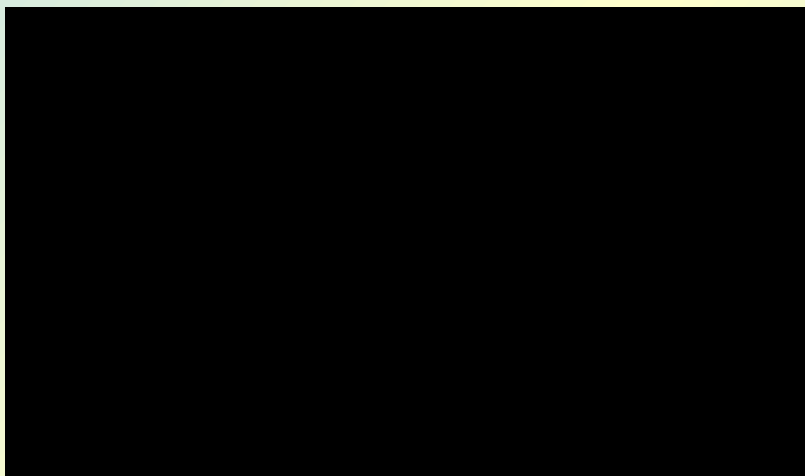
## 一、结构

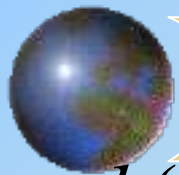
$$\text{令： } T(\omega) = \frac{c}{\sum_{-\infty}^{\infty} H(\omega + n\omega_s)}$$

$$\text{则： } \sum_{-\infty}^{\infty} H'(\omega + n\omega_s) = c'$$

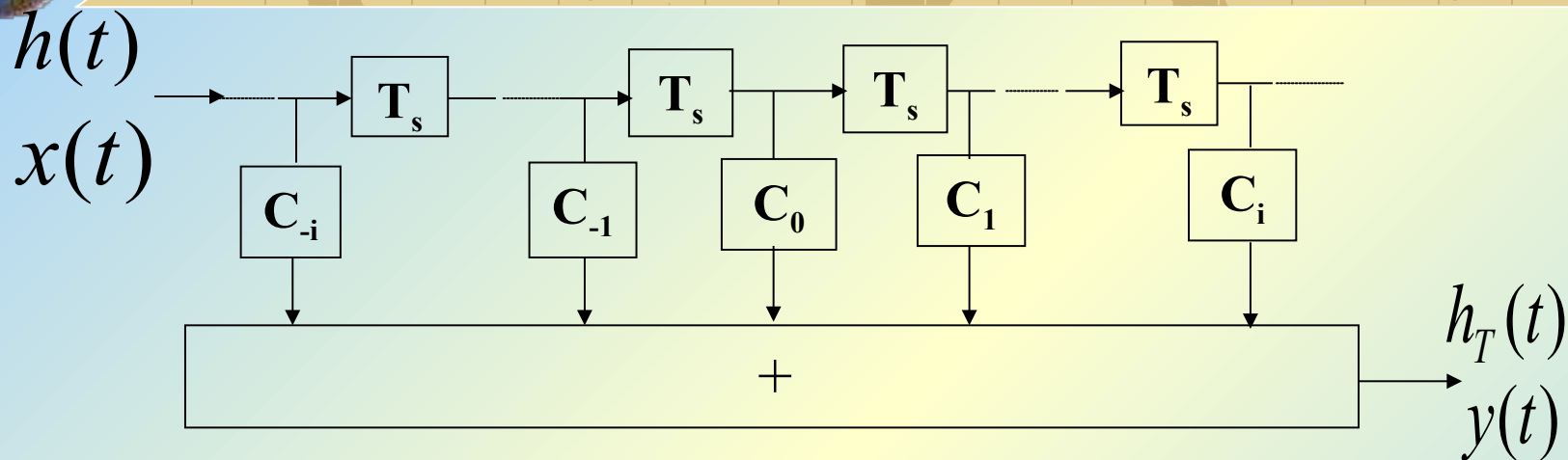
且  $T(\omega)$  是周期为  $\omega_s$  的周期函数。

$$H_{eq}(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} H(f + nf_s)$$

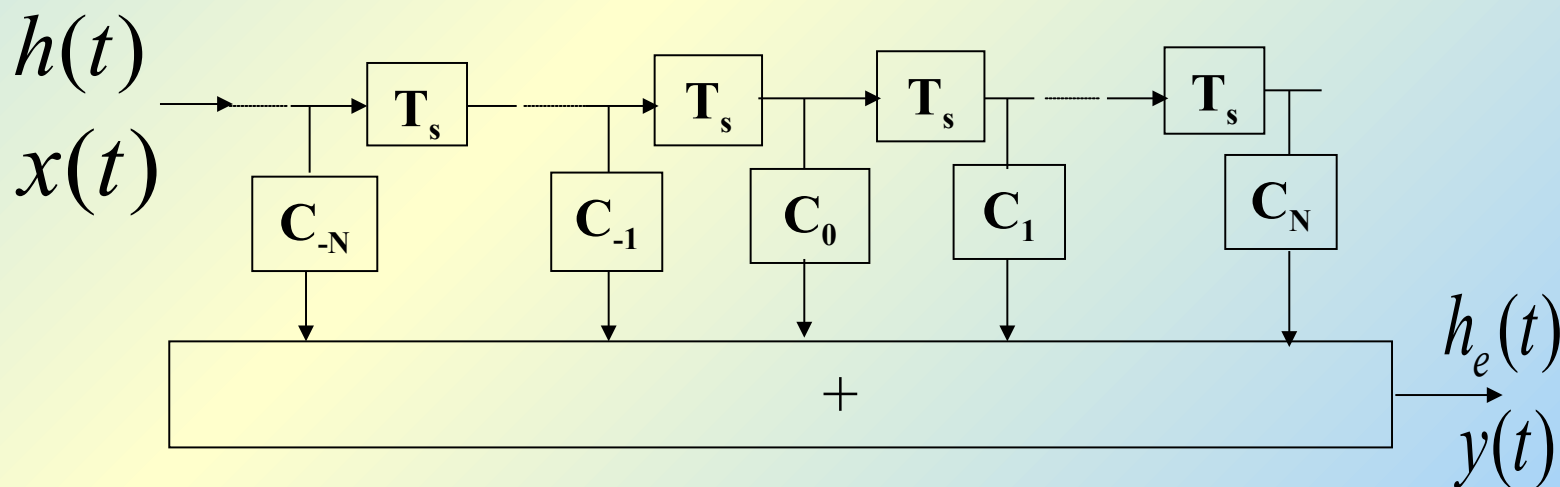


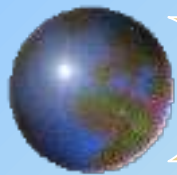


# 5.9 时域均衡



## 二、有限长横向滤波器





## 5.9 时域均衡

$$h_e(t) = \sum_{-N}^N c_i \delta(t - iT_s)$$

$$y(t) = x(t) * h_e(t) = \sum_{-N}^N c_i x(t - iT_s)$$

$$y(kT_s) = \sum_{i=-N}^N c_i x[(k-i)T_s] = \sum_{i=-N}^N c_i x_{k-i} \quad \text{卷积和}$$

### 三、均衡效果衡量

峰值畸变:

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$$

均方畸变:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} y_k^2$$



## 5.9 时域均衡

例：  $x_{-1}=1/4$  ，  $x_0=1$  ，  $x_1=1/2$  ， 其他  $x_i=0$  ，  $c_{-1}=-1/4$  ，  
 $c_0=1$  ，  $c_1=-1/2$  。 求  $y(KT_s)$  。

解：  $x_k$     **1/4**    **1**    **1/2**

$c_i$     **-1/4**    **1**    **-1/2**

$c_{-1}x_k$     **-1/16**    **-1/4**    **-1/8**

$c_0x_k$                     **1/4**    **1**    **1/2**

$c_1x_k$                                     **-1/8**    **-1/2**    **-1/4**

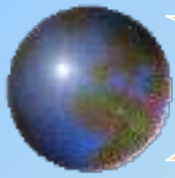
$y_k$             **-1/16**    **0**    **3/4**    **0**    **-1/4**

$y_{-2}$      $y_{-1}$      $y_0$      $y_1$      $y_2$

$$D_x = \frac{1}{x_0} \sum_{k \neq 0} |x_k| = \frac{3}{4}$$

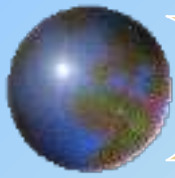
$$D_y = \frac{1}{y_0} \sum_{k \neq 0} |y_k| = \frac{5}{12}$$





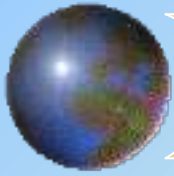
# 均衡器的实现方法

- ❖ 一，预置式自动均衡
- ❖ 在输入端每隔一段时间送入一个来自发送端的测试单脉冲波形，根据迫零调整原理，若得到的  $Y_k$  为正极性，则相应的抽头增益  $C_k$  应下降一个适当的增量  $\Delta$ ；
- ❖ 可见， $\Delta$  越小，精度就越高，但调整时间就需要越长；



# 均衡器的实现方法

- ❖ 二，自适应均衡
- ❖ 不再利用专门的单脉冲波形来进行调整，而是在传输数据期间借助信号本身来自动均衡。



# 本章结束

**习题： 5-8 ， 5-12 ， 5-21 ， 5-25**