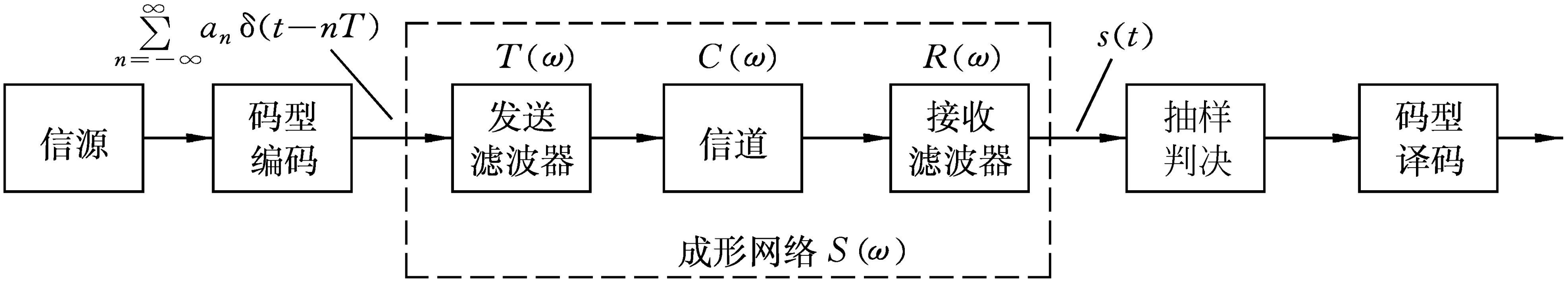
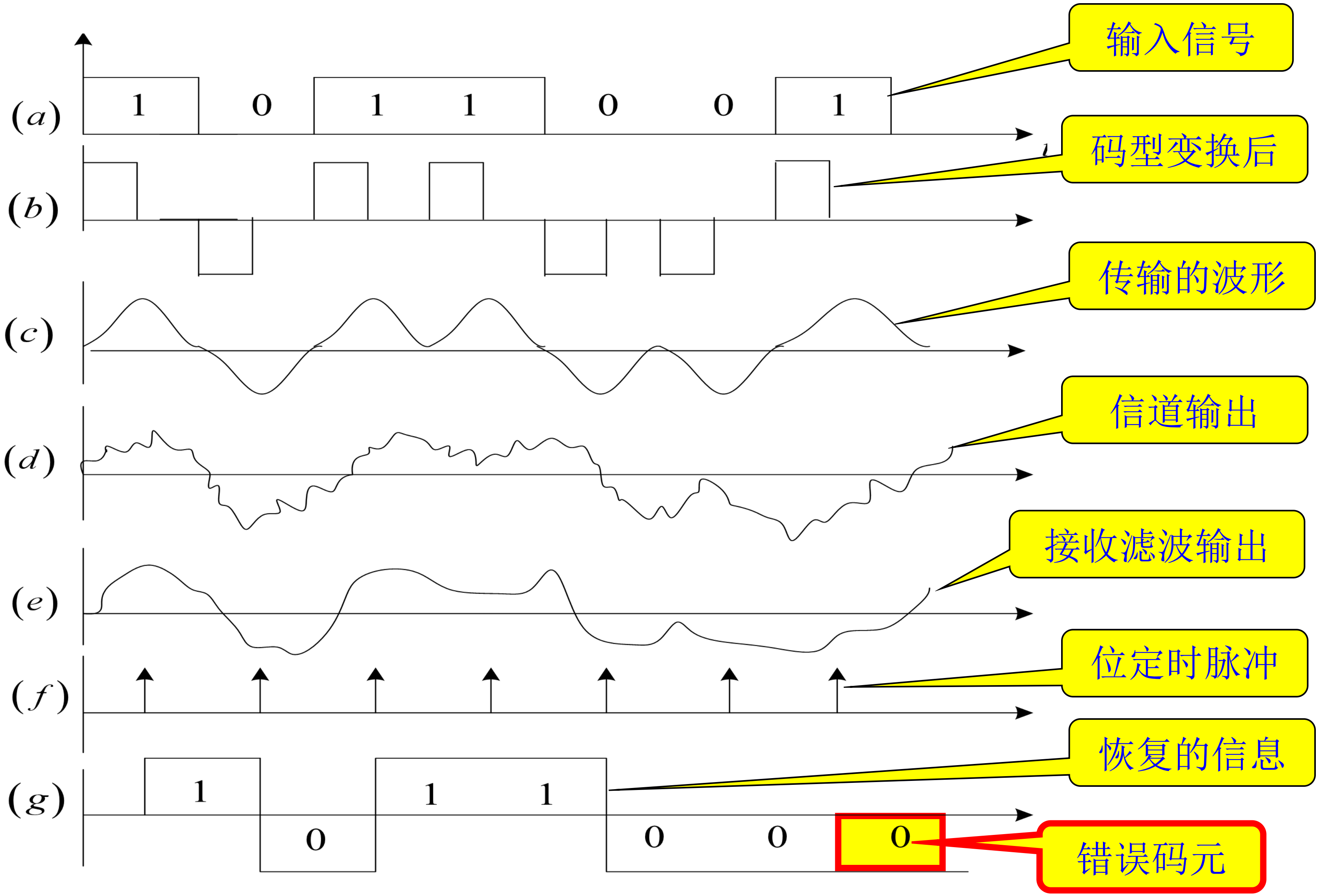
- 数字基带传输系统的组成



发送滤波器：压缩输入信号频带，把传输码变换成适合于信道传输的基带信号波形（波形变换）。

接收滤波器： 接收信号，滤除信道噪声和其他干扰，对信道特性进行均衡，使输出的基带波形有利于抽样判决。

信道：一般等价为一个具有特定带宽的低通滤波器。


(a)
1
0
1
1
0
0
1
输入信号
(b)
码型变换后
(c)
传输的波形
(d)
信道输出
(e)
接收滤波输出
(f)
位定时脉冲
(g)
1
0
1
1
0
0
0
恢复的信息
错误码元

- 本章主要内容

- □ 数字基带信号的码型
- □ 数字基带信号的功率谱
- □ 无码间串扰的传输波形
- □ 数字基带系统的差错率
- □ 眼图

数字基带信号的码型

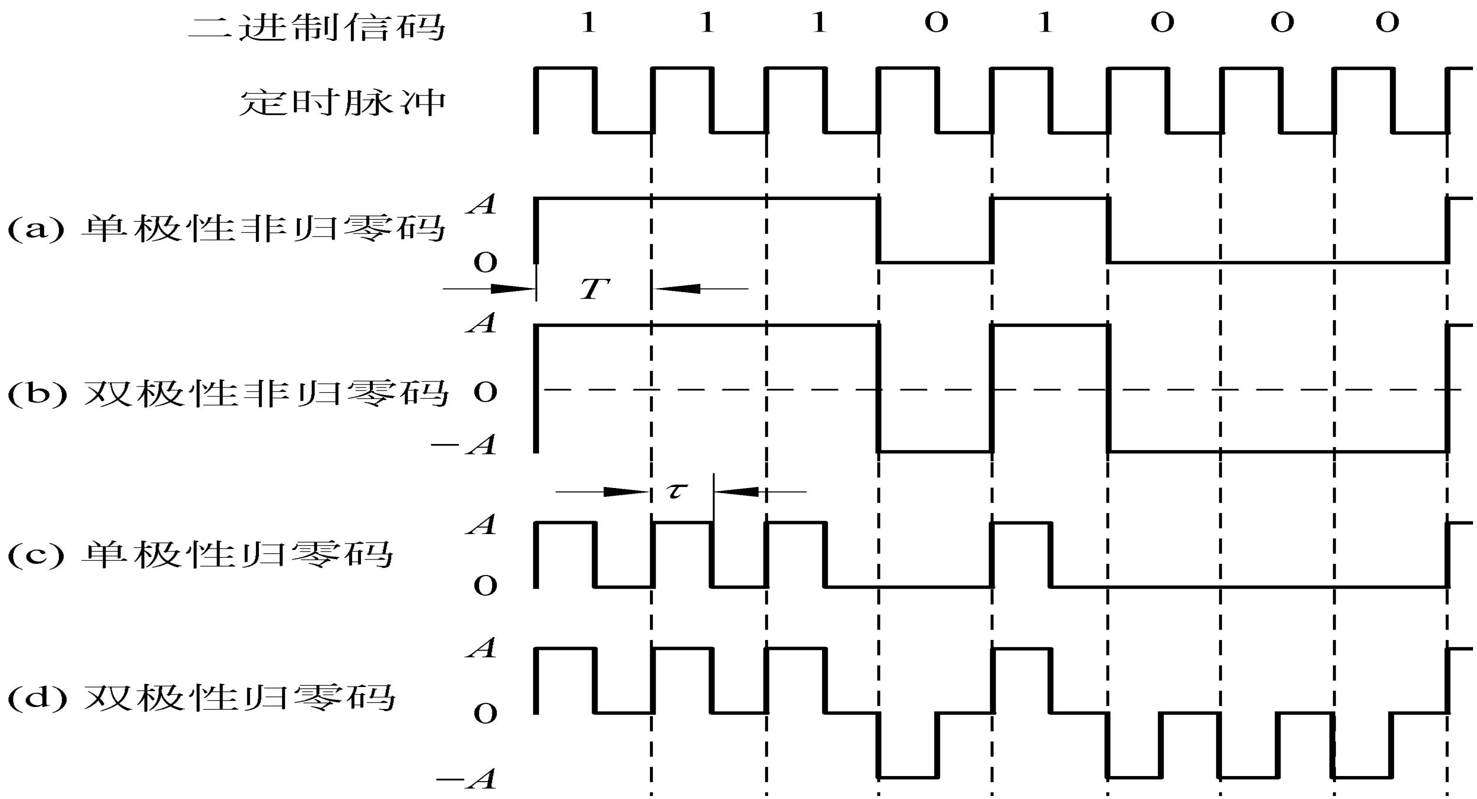
■ 码型设计原则

- 码型：数字信息的电脉冲表示形式，即数字基带信号的波形。 码型编码(码型变换) 、码型译码
- 码型设计原则
  - 对低频受限信道，码型应不含有直流，且低频成分小；
  - 在抗噪性能上，应不易产生误码扩散或增值；
  - 便于提取定时信息；
  - 尽量减少高频分量以节约频率资源，减少串音；
  - 提高传输效率，并具有内在检错能力；
  - 编译码设备力求简单。

二元码

对应0、1码，基带脉冲幅度只有两种电平取值。

基本二元码

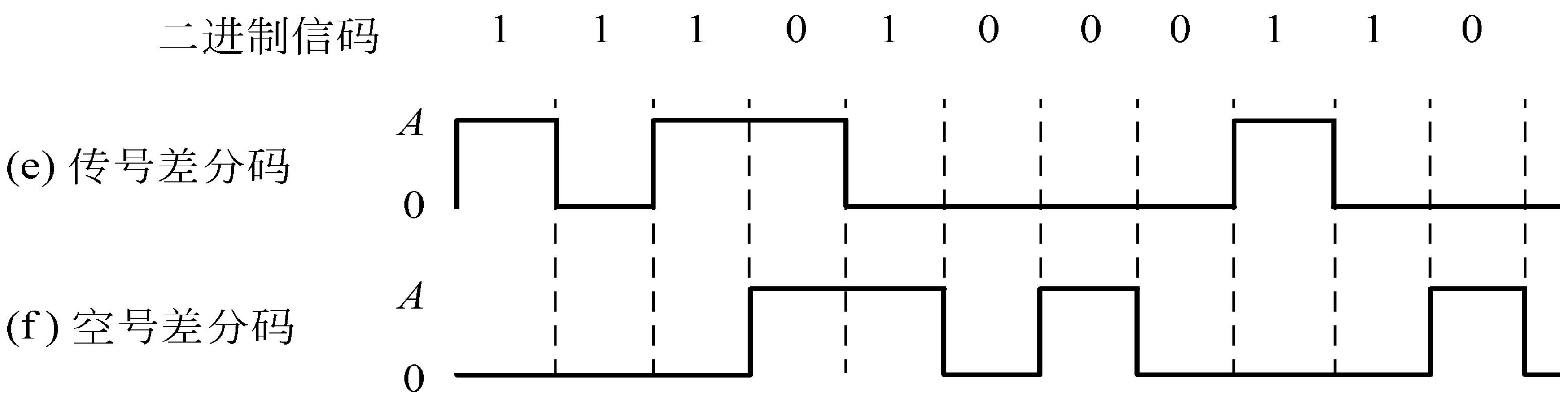


数字基带信号的码型

- 相对码

用相邻码元之间脉冲电平的跳变和不变来表示消息代码。

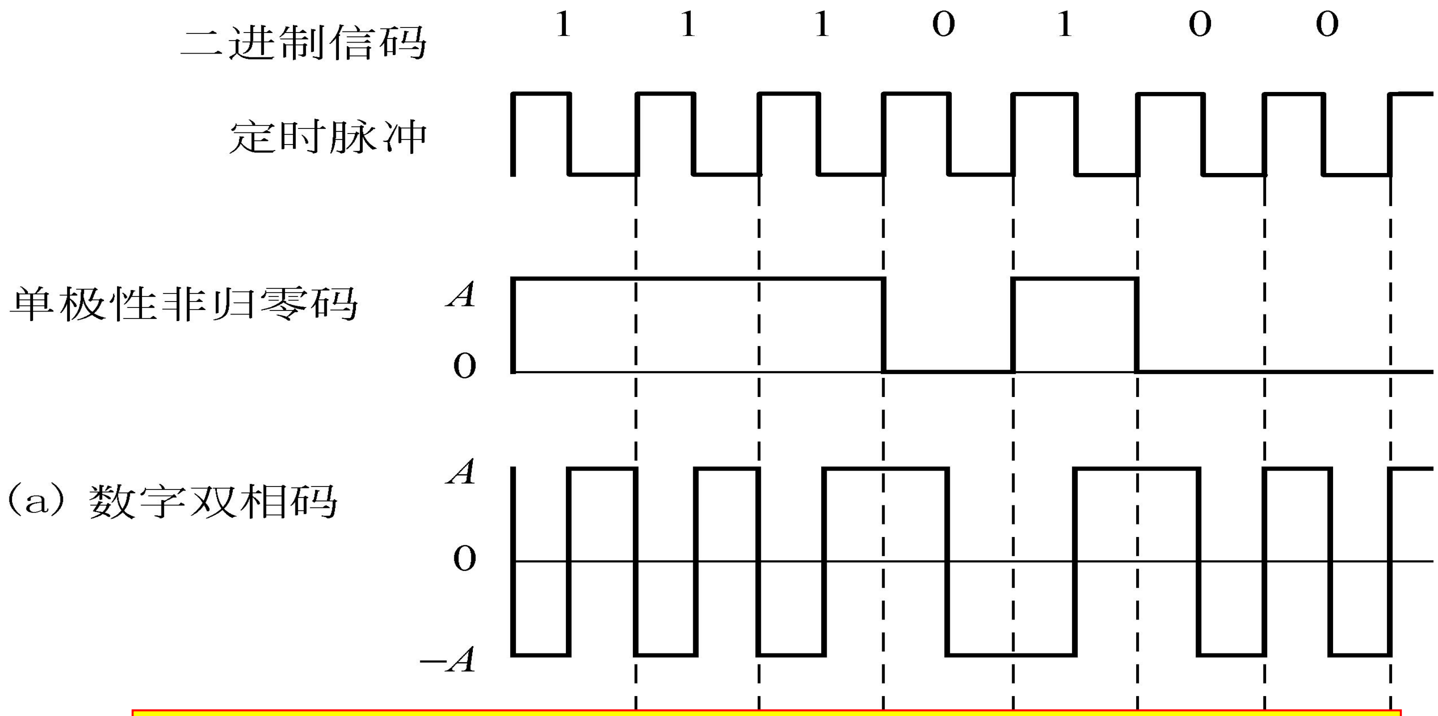
- 传号差分码：跳变表示1，不变表示0，$b_n = a_n \oplus b_{n-1}$。
- 空号差分码：跳变表示0，不变表示1，$b_n = \overline{a_n \oplus b_{n-1}}$。



数字基带信号的码型

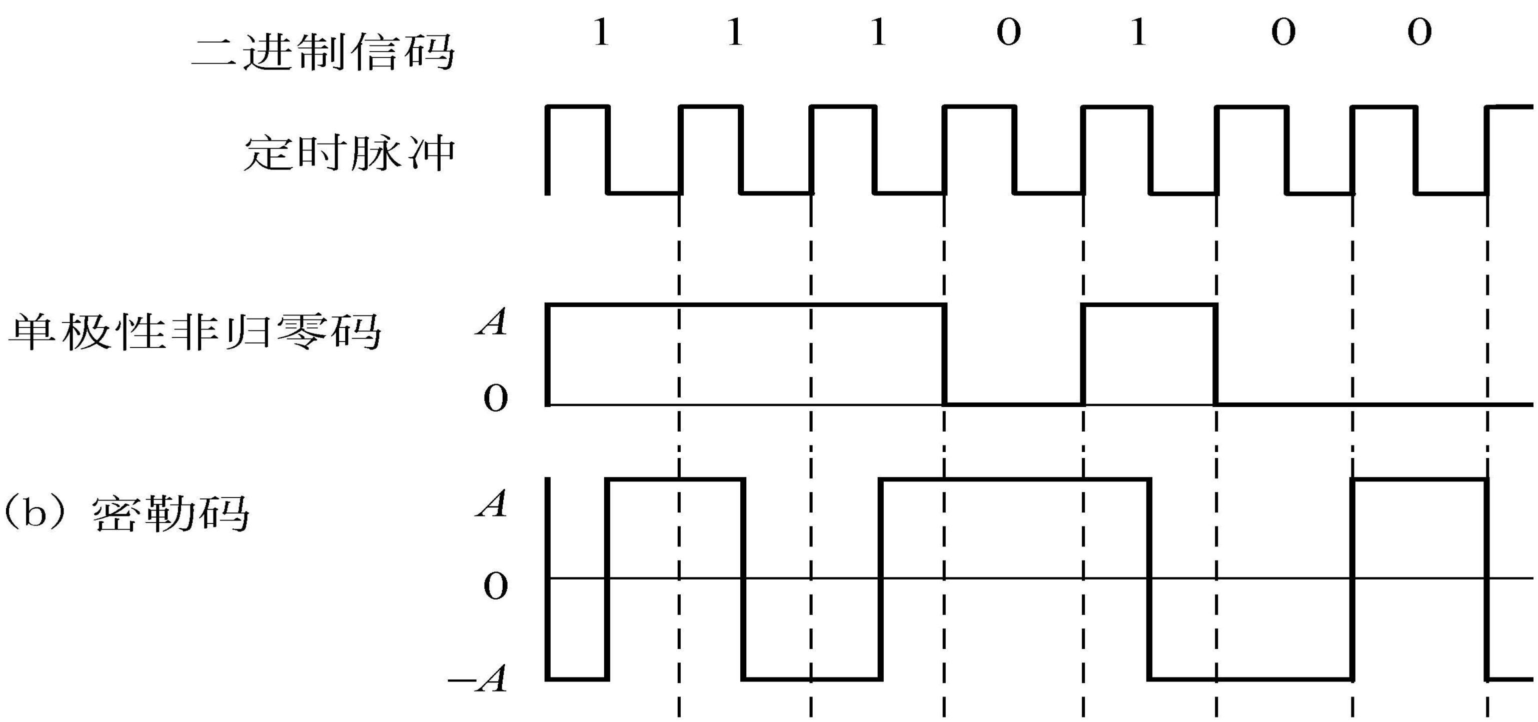
- **1B2B码**

每个原始代码用两位双极性二元码表示。



1码用01表示，0码用10表示；或者相反。

数字基带信号的码型

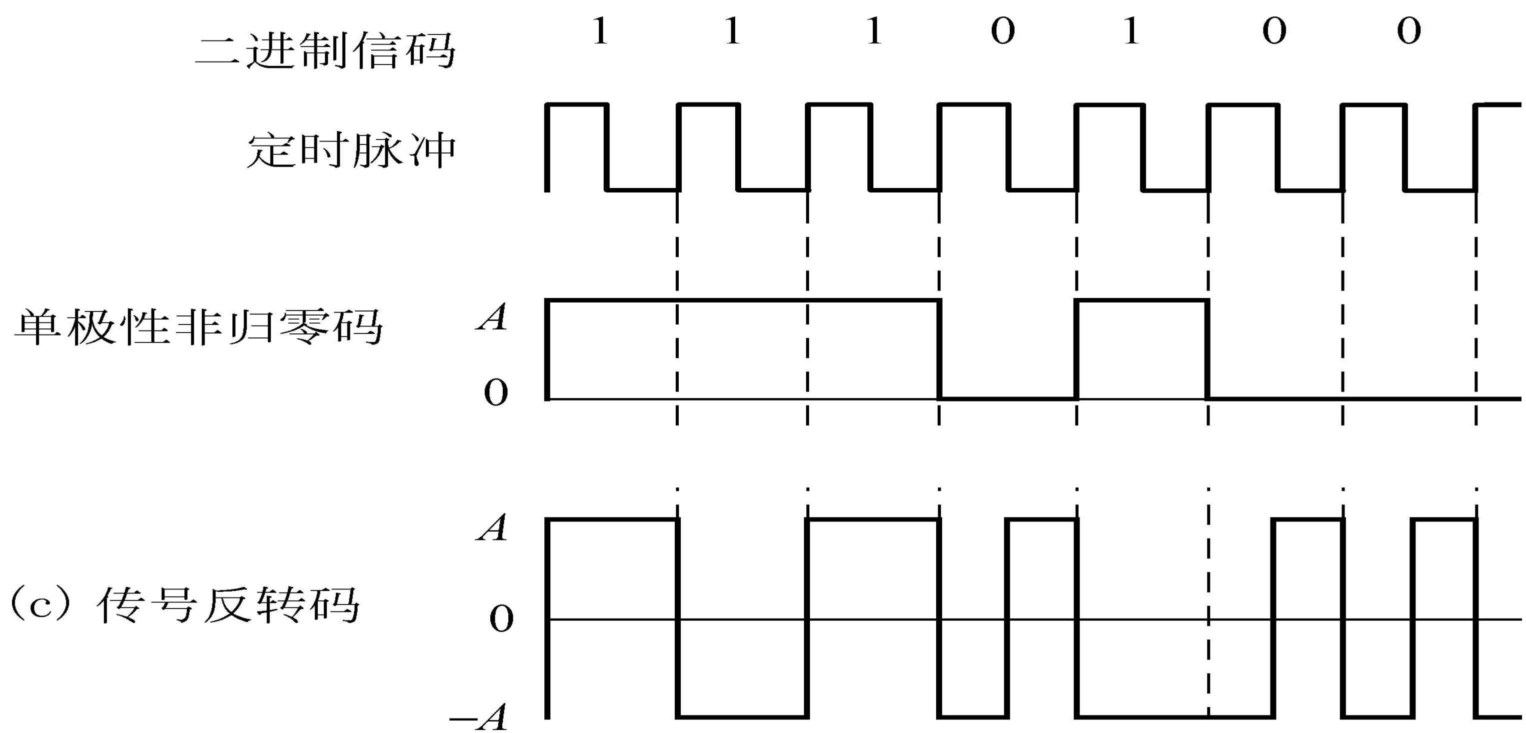


1码用01或10表示，边界上无跳变；

单个0码用00或11表示，边界上不跳变；

连0码在边界上跳变。

数字基带信号的码型

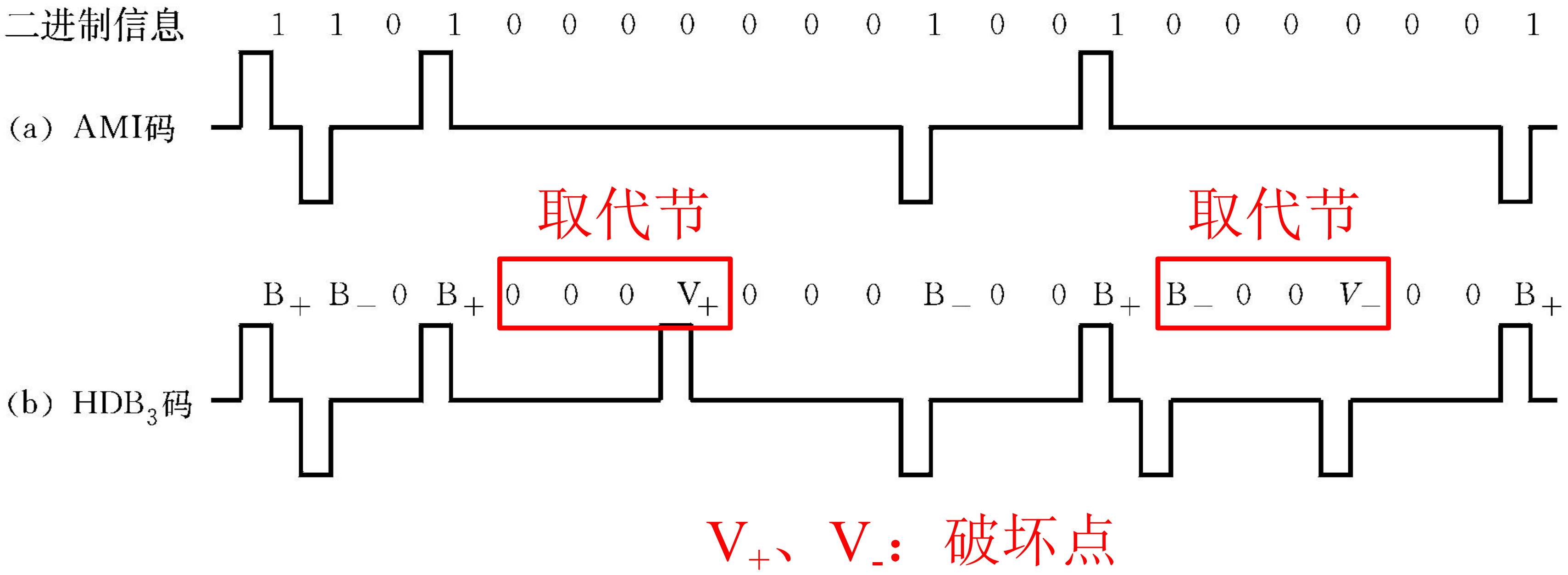


1码交替用11和00表示；0码固定用01表示。

三元码

1码用正或负归零脉冲表示；0码用零电平表示。

信号中共有三种电平幅度。



数字基带信号的码型

HDB$_3$码编码方法

- 每 4个连0串用000V或B00V（取代节）取代：

  相邻V码（破坏点）间有奇数个1，用000V取代；

  相邻两个V码间有偶数（包括0）个1，用B00V；

- 1码与B码一起做极性交替；
- V码必须与前一个1码或B码同极性；

例：HDB$_3$码

消息码：	1 0 0 0	0	1 0 0 0	0	1	1 0 0 0	0	0 0 0	0	1	1	
AMI码：	-1 0 0 0	0	+1 0 0 0	0	-1	+1 0 0 0	0	0 0 0	0	-1	+1	
HDB$_3$码：	-1	$\boxed{0\ 0\ 0\ -V}$	+1	$\boxed{0\ 0\ 0\ +V}$	-1	+1	$\boxed{-B\ 0\ 0\ -V}$	$\boxed{+B\ 0\ 0\ +V}$	-1	+1			

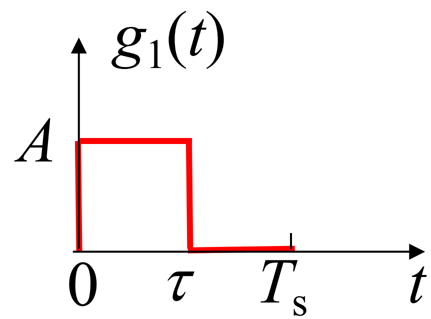
数字基带信号的功率谱

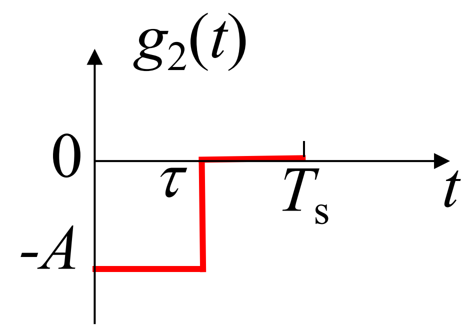
- 数字基带信号的基本波形

设二进制随机序列中1码的基本波形为$g_1(t)$，概率为P；

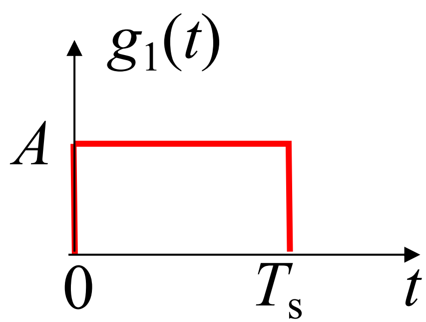
0码的基本波形为$g_2(t)$，概率为$1-P$。

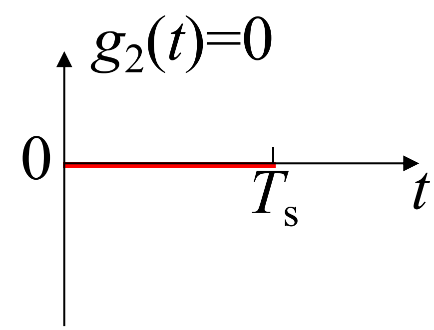
例：双极性RZ码矩形脉冲，T_s为码元间隔，码元速率为$f_s = 1/T_s$。





例：单极性NRZ码矩形脉冲。





- 数字基带信号的功率谱

连续谱一定存在；
由其决定带宽。

离散谱不一定存在；
n=0处的分量称为直流分量；
n=±1处的分量称为位定时分量。

$$P(f)=f_sP(1-P)\left|G_1(f)-G_2(f)\right|^2 + f_s^2\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left|[PG_1(nf_s)+(1-P)G_2(nf_s)]\right|^2\delta(f-nf_s)$$

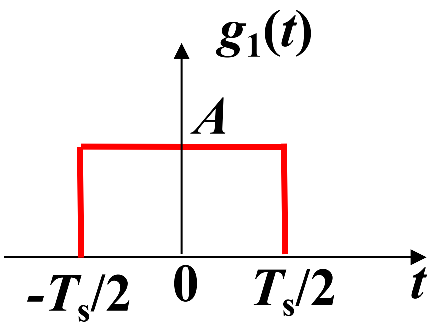
直流分量的功率： $P_0=f_s^2\left|[PG_1(0)+(1-P)G_2(0)]\right|^2$

位定时分量的功率： $P_1=2f_s^2\left|[PG_1(f_s)+(1-P)G_2(f_s)]\right|^2$

数字基带信号的功率谱

例5-1 求0、1等概的单极性NRZ码的功率谱。已知单个1码的波形是幅度为A，宽度为T_s的矩形脉冲。

解：P=1/2，$g_1(t)=\begin{cases} A, & |t|\le \dfrac{T_s}{2} \\ 0, & 其他t \end{cases}$，$g_2(t)=0$，



且 $f_s=1/T_s$

则 $G_1(f)=\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t)e^{-j2\pi ft}dt = AT_s\mathrm{Sa}(\pi f T_s)$

$G_2(f)=0$

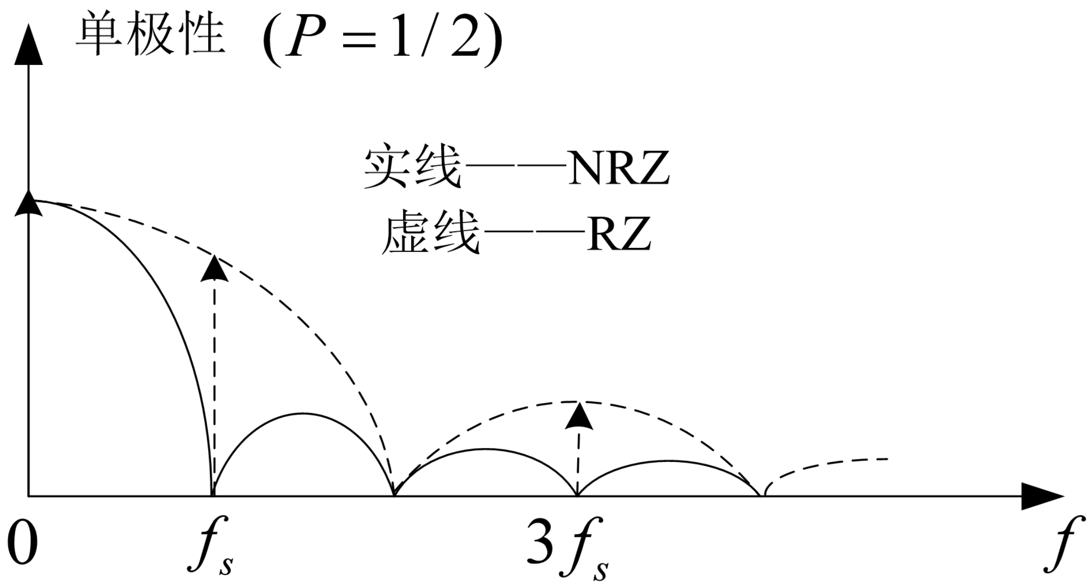
数字基带信号的功率谱

$$
\begin{aligned}
P(f) &= f_s P(1-P)\left|G_1(f)-G_2(f)\right|^2 \\
&\quad + f_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left|[PG_1(nf_s)+(1-P)G_2(nf_s)]\right|^2 \delta(f-nf_s) \\
&= \frac{1}{4} f_s \left|G_1(f)\right|^2 + \frac{1}{4} f_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left|G_1(nf_s)\right|^2 \delta(f-nf_s) \\
&= \frac{1}{4} f_s T_s^2 A^2 \mathrm{Sa}^2(\pi f T_s) \\
&\quad + \frac{1}{4} f_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_s^2 A^2 \mathrm{Sa}^2(\pi n f_s T_s)\delta(f-nf_s) \\
&= \frac{A^2 T_s}{4} \mathrm{Sa}^2(\pi f T_s) + \frac{A^2}{4}\delta(f)
\end{aligned}
$$

数字基带信号的功率谱

例5-2 求0、1等概的**单极性RZ码**的功率谱。已知单个1码的波形是幅度为A的半占空矩形脉冲。

$$P(f)=\frac{A^2T_s}{16}\mathrm{Sa}^2\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)+\frac{A^2}{16}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\mathrm{Sa}^2\left(\frac{n\pi}{2}\right)\delta(f-nf_s)$$



数字基带信号的功率谱

结 论：

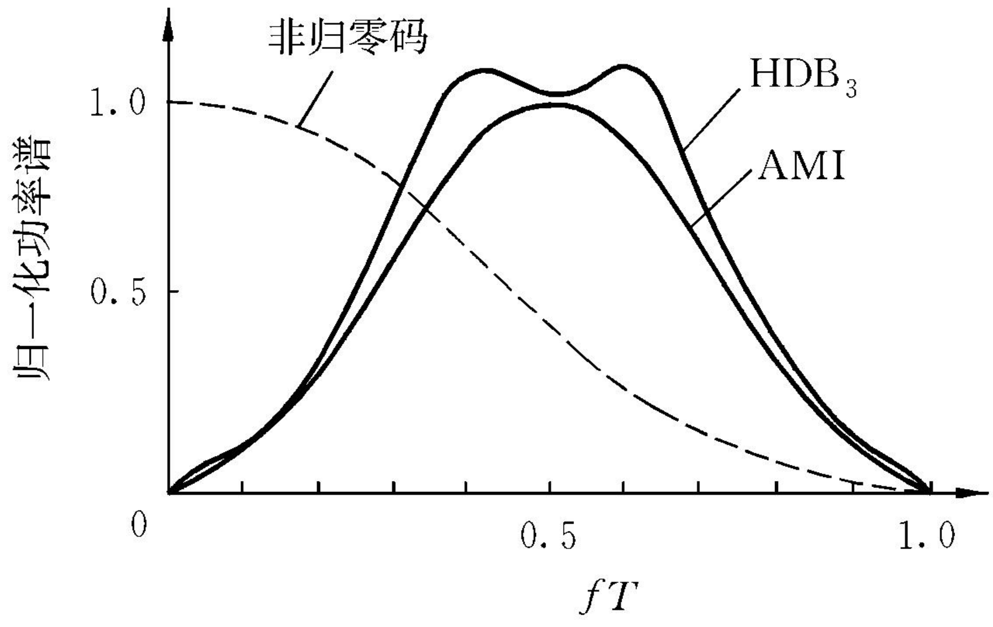
- 单极性NRZ码有直流分量，无位定时分量；
- 单极性RZ码有直流分量，有位定时分量；
- 由连续谱决定单极性NRZ码和RZ码基带信号的谱零点带宽（连续谱第一次达到横轴处的频率）分别为f_s、$2f_s$。
- 0、1等概时，双极性码都无离散谱，也就没有直流分量和位定时分量；
- 双极性码的带宽与单极性码一样，取决于NRZ码和RZ码。

数字基带信号的功率谱

注意：上述公式只能用于计算二元码基带信号的功率谱，不能用于求三元码或者多进制基带信号的功率谱。

AMI和HDB$_3$码基带信号的功率谱

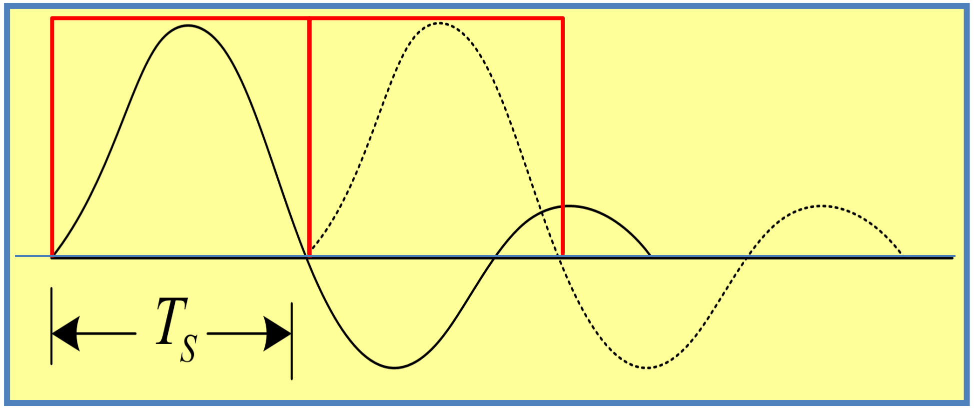
- 无离散谱，无直流分量和位定时分量；
- 低频分量小，适合于交流信道传输。



无码间串扰的传输波形

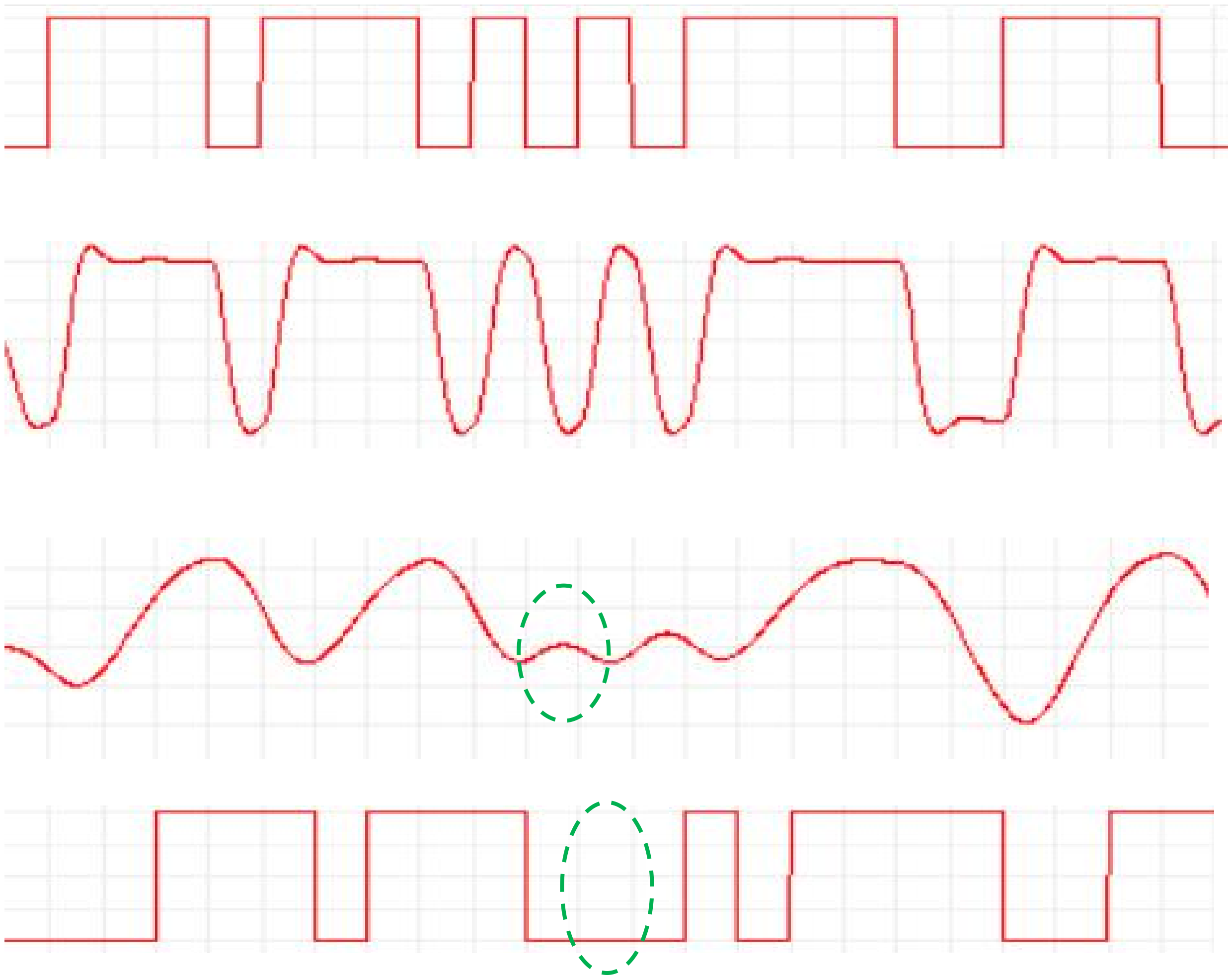
■ 码间串扰（ISI，Inter-Symbol Interference）

由于信道带宽有限，对传输基带信号中的高频分量造成衰减，导致各码元的传输波形展宽，出现很长的拖尾，延伸到后续码元间隔内，对其他码元的传输波形和抽样判决造成干扰。这种码元之间的相互干扰称为码间串扰、符号间串扰或码间干扰。



无码间串扰的传输波形

例 数字信号通过不同带宽的信道（滤波器）：



NRZ码基带信号

信道带宽大

波形失真小

信道带宽小

波形失真大

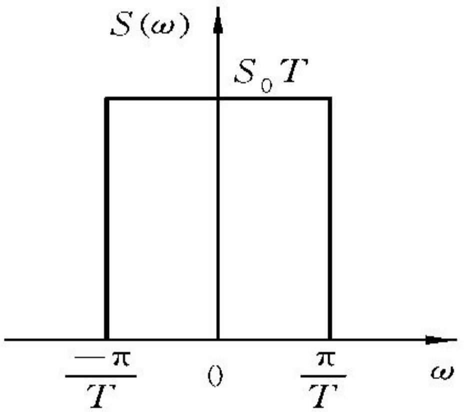
判决输出错误

■ 无码间串扰的传输波形

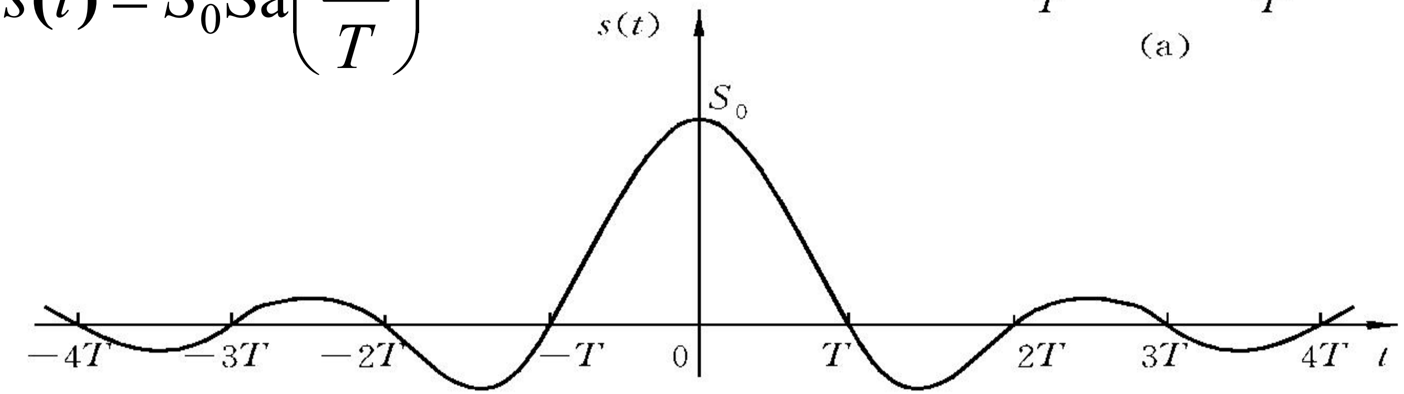
- 理想低通信号

$$S(\omega)=\begin{cases} S_0T & ,|\omega|\le \pi/T \\ 0 & ,|\omega|>\pi/T \end{cases}$$

$$s(t)=S_0\mathrm{Sa}\left(\frac{\pi t}{T}\right)$$



(a)

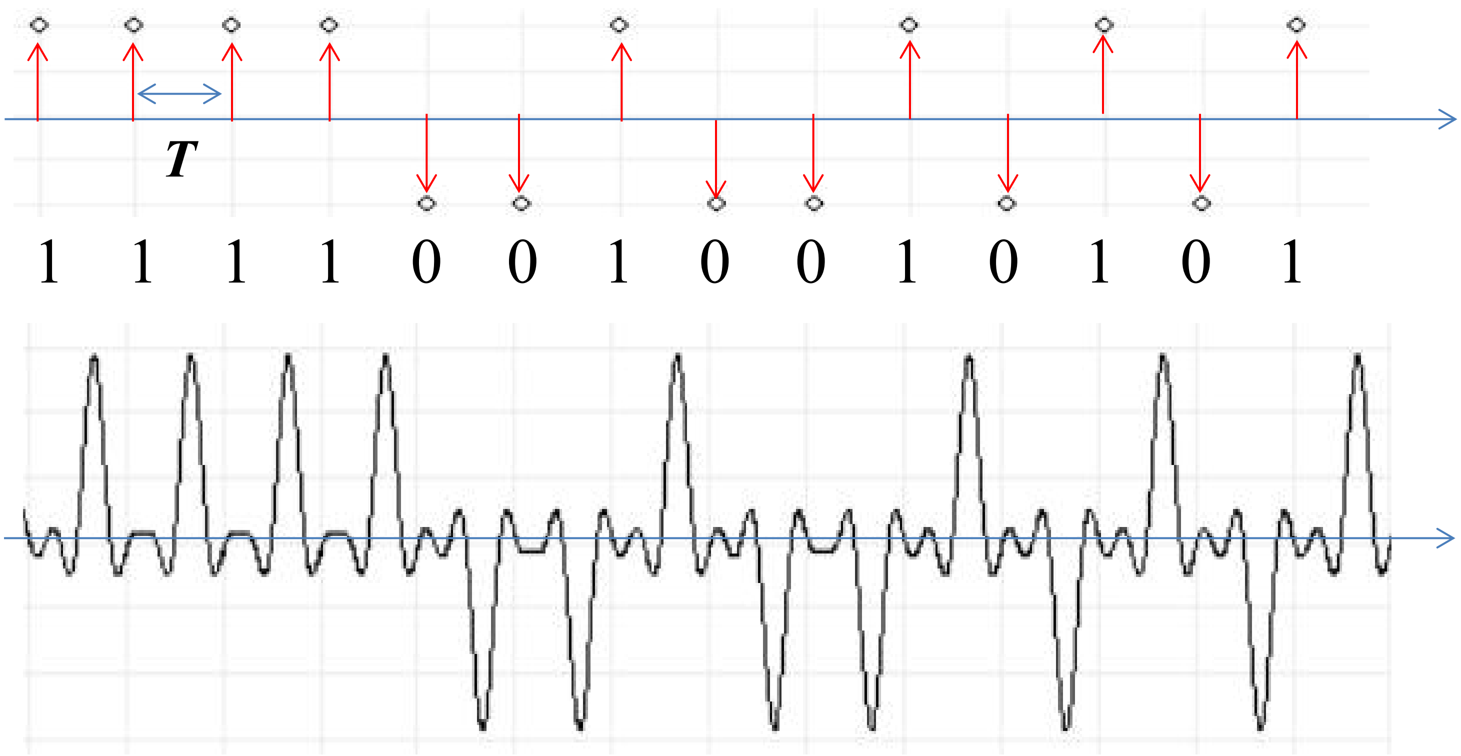


(b)

无码间串扰的传输波形

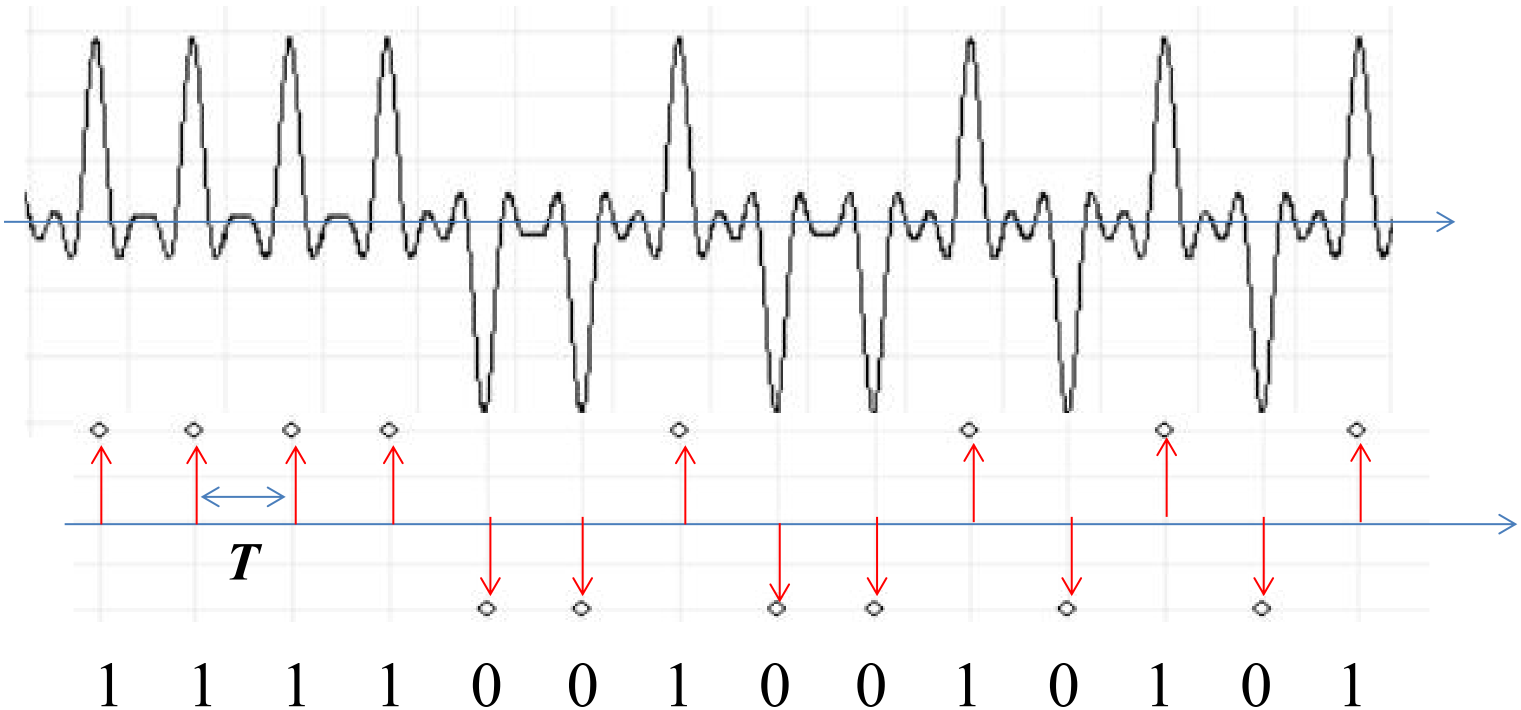
说 明

- 将数字代码用理想低通（Sa函数）波形表示后通过信道传输，波形的正/负(双极性)、有/无（单极性）表示1码/0码。



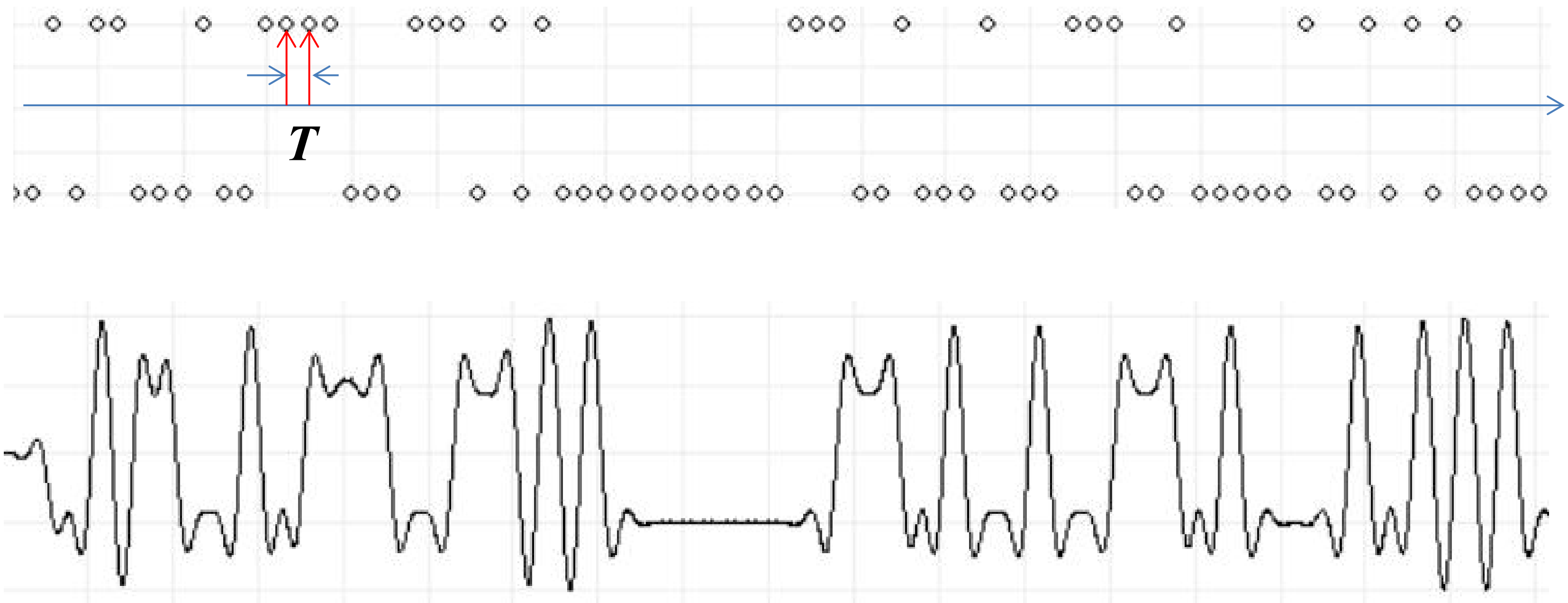
无码间串扰的传输波形

- 给定信道带宽后，当码元速率较低时，信号带宽较小，能够传输其中更多的高频分量，使得信号波形失真小，接收端对其抽样判决不会误码。



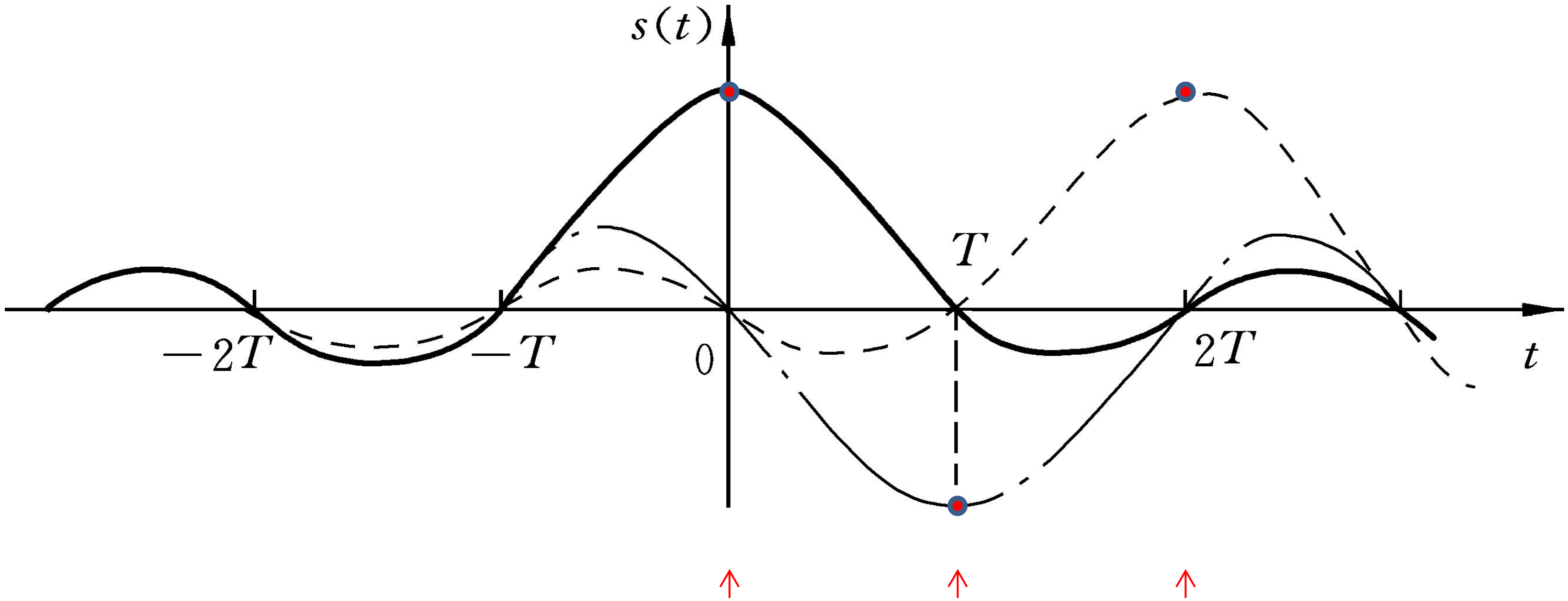
无码间串扰的传输波形

- 提高信源发送的码元速率，则信号带宽增大，高频分量得到大幅度衰减，使传输波形出现严重失真，失真达到一定程度后，造成抽样判决错误和误码。



无码间串扰的传输波形

- 对$R_s = 1/T$的理想低通信号，其带宽$B = 1/(2T) = R_s/2$，并且时间波形每隔T穿过一次横轴。当信道带宽不低于B时，每个码元引起的信道输出都在其他码元抽样时刻达到零，意味着对其他码元的抽样判决没有影响。



无码间串扰的传输波形

结论

对带宽为 $B=1/(2T)$ 的理想低通信号，无码间干扰的最高码元速率为 $R_s = 1/T = 2B$ baud，最高码元频带利用率为 $\eta_s = R_s / B = 2$ baud/Hz 。

含义：将数字代码用理想低通信号表示后传输，至少需要占用信道带宽等于码元速率的一半；或者说，信道带宽给定后，能够做到无码间干扰传输的最高码元速率为带宽的2倍。

缺点：理想低通信号物理上无法得到；

尾巴的振荡衰减慢，对定时精度要求高。

无码间串扰的传输波形

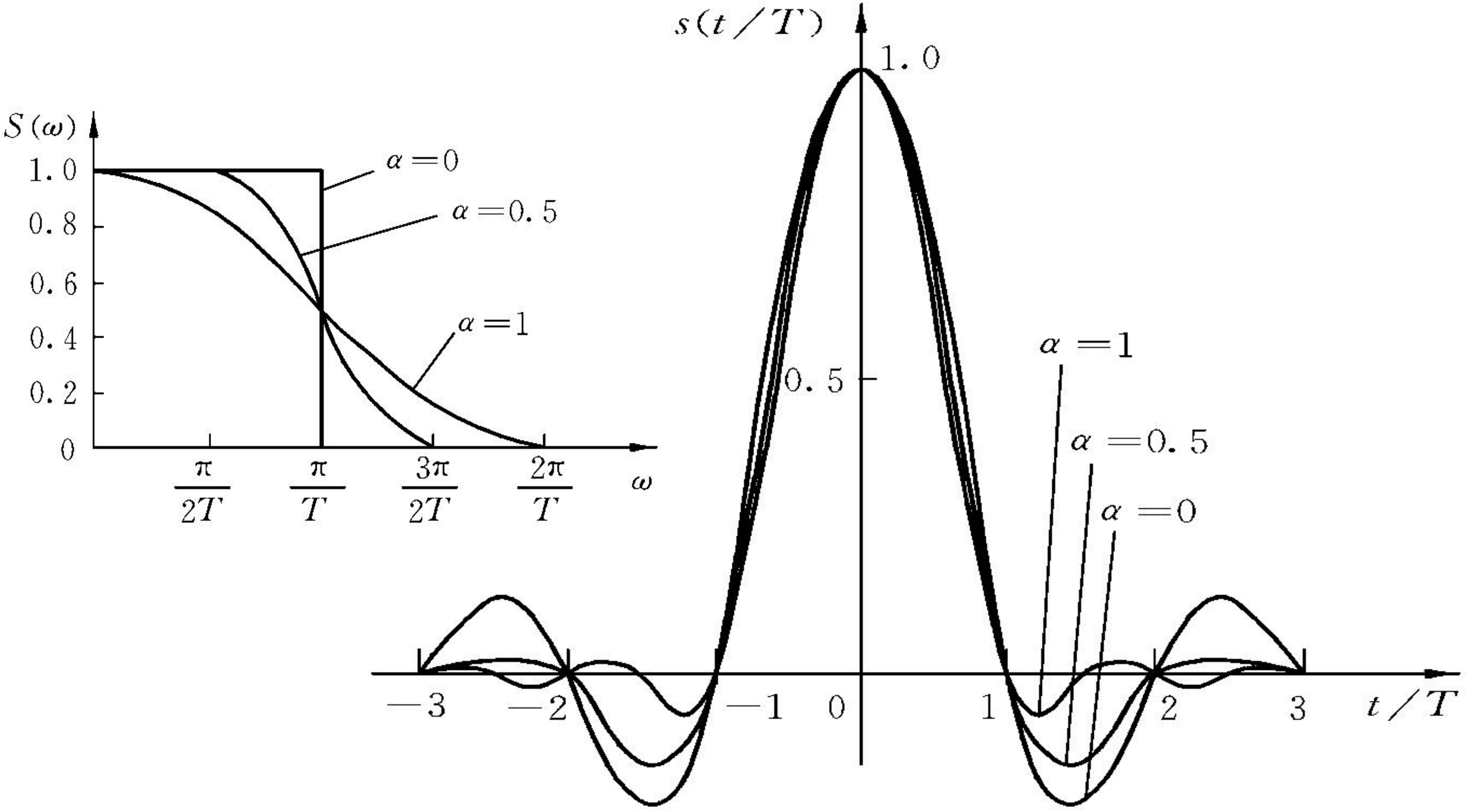
- 升余弦滚降信号

$$S(\omega)=\begin{cases}\dfrac{S_0T}{2}\left\{1-\sin\left[\dfrac{T}{2\alpha}\left(\omega-\dfrac{\pi}{T}\right)\right]\right\}, & \dfrac{\pi(1-\alpha)}{T}\le|\omega|\le\dfrac{\pi(1+\alpha)}{T}\\ S_0T, & 0\le|\omega|\le\dfrac{\pi(1-\alpha)}{T}\\ 0, & |\omega|>\dfrac{\pi(1+\alpha)}{T}\end{cases}$$

$$s(t)=S_0\frac{\sin\dfrac{\pi t}{T}}{\dfrac{\pi t}{T}}\frac{\cos\dfrac{\alpha\pi t}{T}}{1-\left(\dfrac{4\alpha^2t^2}{T^2}\right)}$$

其中，α 称为滚降系数，用于描述滚降的速度。

无码间串扰的传输波形

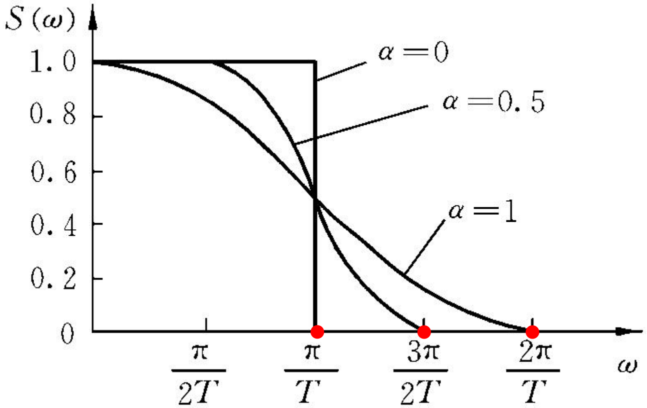

S(ω)
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0
α=0
α=0.5
α=1
π/2T
π/T
3π/2T
2π/T
ω
s(t/T)
1.0
0.5
α=1
α=0.5
α=0
−3
−2
−1
0
1
2
3
t/T

无码间串扰的传输波形

讨 论

✓ 传输带宽为

$$B=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{\pi(1+\alpha)}{T}=\frac{1+\alpha}{2T}=\frac{1+\alpha}{2}R_s$$



✓ 最高频带利用率为

$$\eta_s=\frac{R_s}{B}=\frac{2}{1+\alpha}\quad \mathrm{Bd/Hz}$$

✓ 滚降系数越大，$h(t)$的拖尾衰减越快；

✓ 尾部衰减快，有利于减小码间串扰和位定时误差的影响。

无码间串扰的传输波形

■ 无码间串扰的传输条件

- 抽样值无串扰

在接收端，接收波形在特定时刻进行抽样判决。只要抽样值能反映其所携带的幅度信息，还原的数字信号就是正确的，而波形延伸和失真无关紧要。

接收波形在本码元的抽样时刻上有最大值，而对其它码元的抽样时刻信号值无影响，称为**抽样值无串扰。**

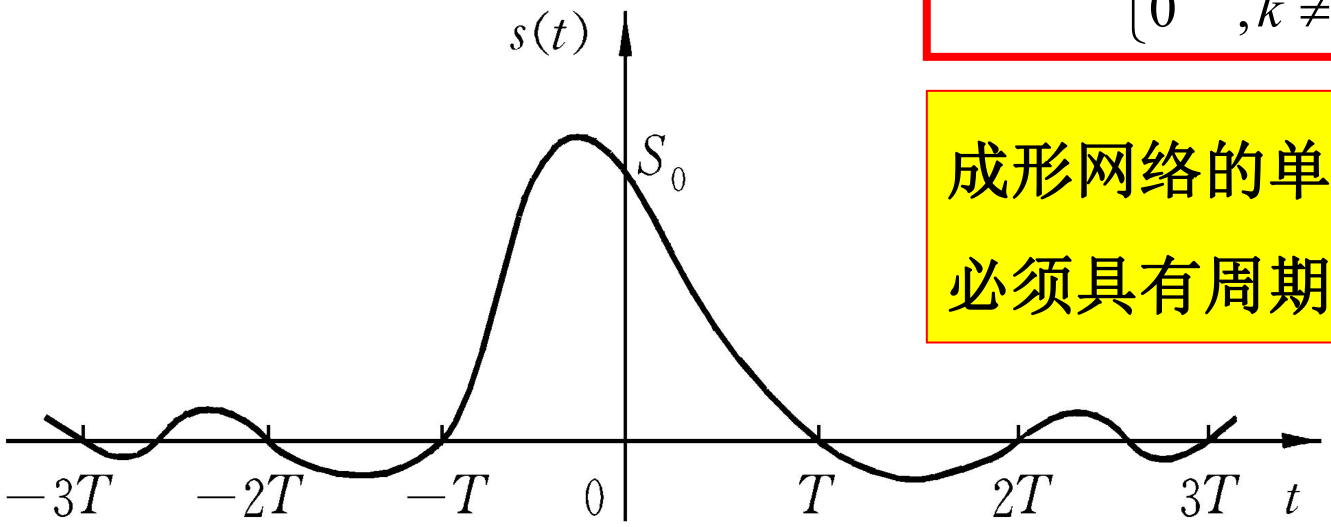
无码间串扰的传输波形

- 充要条件

设接收波形（成形网络的单位冲击响应）为$s(t)$，成形网络的特性为$S(\omega)$。

- 时域条件

$$s(kT)=\begin{cases}S_0 & ,k=0\\ 0 & ,k\neq 0\end{cases}$$

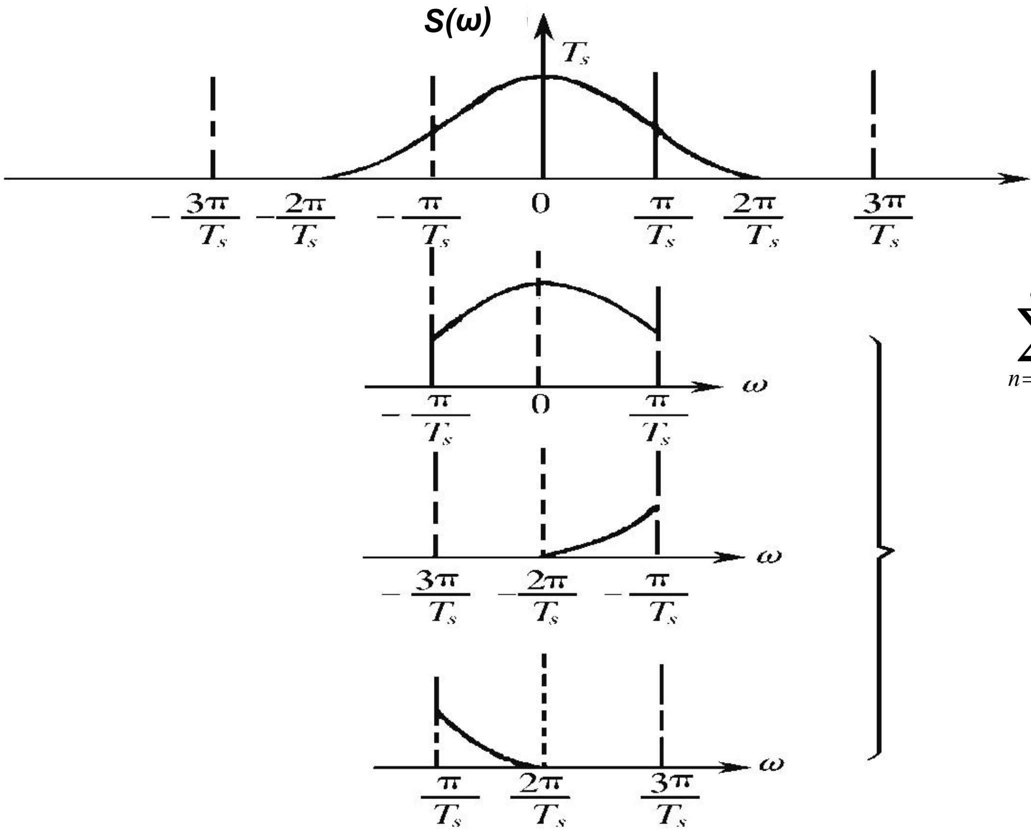


成形网络的单位冲激响应必须具有周期性过零点。

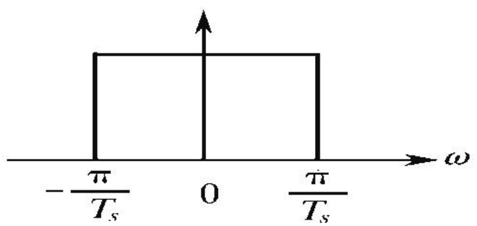
无码间串扰的传输波形

- 频域条件——奈奎斯特第一准则

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega+\frac{2n\pi}{T}\right)=S_0T,\quad -\frac{\pi}{T}\le\omega\le\frac{\pi}{T}$$



$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(\omega+\frac{2n\pi}{T}\right)=S_0T,\quad -\frac{\pi}{T}\le\omega\le\frac{\pi}{T}$$



无码间串扰的传输波形

说 明：

- 根据奈奎斯特第一准则，一个实际的传输波形特性若能等效成一个理想低通滤波器，则可实现无码间串扰传输。
- 满足上述条件的波形有很多，典型的就是其频谱具有奇对称特性的传输波形。理想低通特性和升余弦滚降特性就是两种典型。
- 对任意频谱具有奇对称特性的传输波形，假设奇对称点的频率为 f_0，则为消除码间干扰所允许的最高码元速率为 $2f_0$。

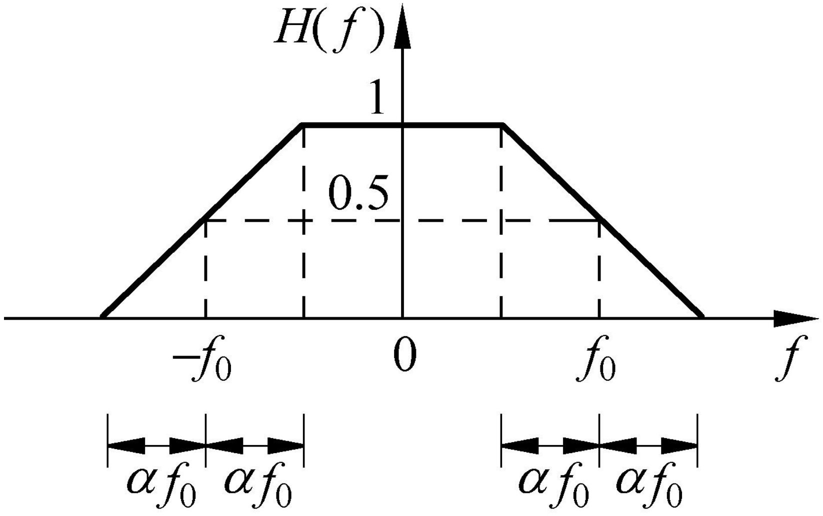
无码间串扰的传输波形

例5-4　某数字基带传输系统的传输特性$H(f)$如图5-18(a)所示。其中 α 为某个常数。

(1) 检验该系统能否实现无码间串扰的传输；

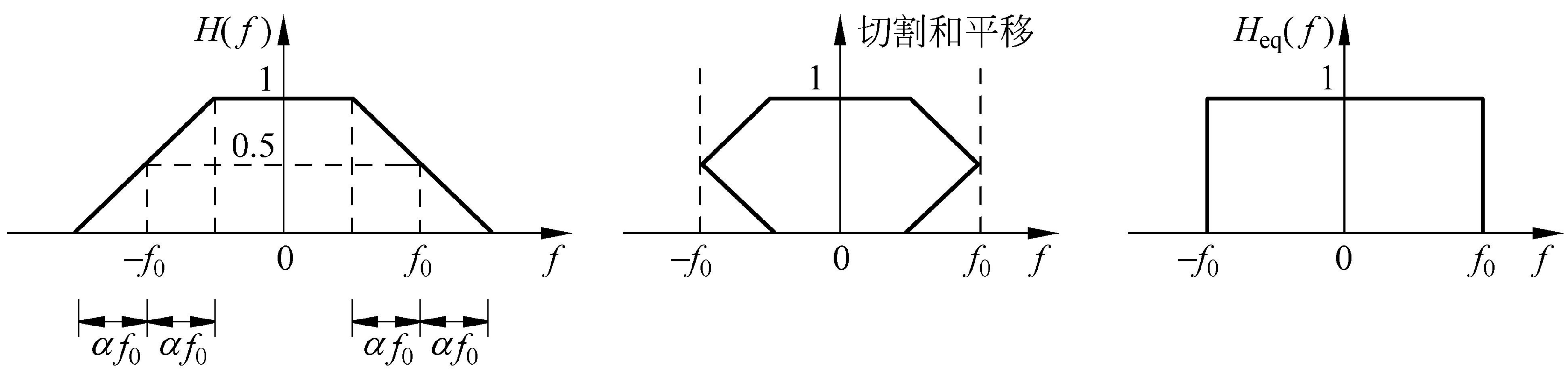
(2) 求最高码元传输速率R_s和码元频带利用率η_s；

(3) 传输二进制码元时，求信息频带利用率η_b。



无码间串扰的传输波形

解 （1）将该系统的传递函数$H(f)$以$2f_0$为间隔切割，然后分段平移到$[-f_0，f_0]$区间内进行叠加，如图5-18(b)所示。叠加后的传输特性为$H_{eq}(f)$。



(a) (b) (c)

由于$H_{eq}(f)$ 符合等效理想低通特性，所以该系统能够实现无码间串扰的传输。

无码间串扰的传输波形

（2）最高码元速率和码元频带利用率分别为

$$R_s = 2f_0(\text{band})$$

$$\eta_s = \frac{R_s}{B} = \frac{2f_0}{(1+\alpha)f_0} = \frac{2}{1+\alpha}(\text{Bd/Hz})$$

（3）传输二进制码元时，最高信息频带利用率与码元频带利用率在数值上相等，即

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} = \frac{R_s}{B} = \frac{2}{1+\alpha}(\text{bit/s}\cdot\text{Hz})$$

无码间串扰的传输波形

例5-5 已知某信道的截止频率为10MHz，信道中传输8电平数字基带信号。如果信道的传输特性为α=0.5的升余弦滚降特性，求该信道的最高信息传输速率R_b。

解 码元频带利用率为

$$\eta_s = \frac{R_s}{B} = \frac{2}{1+\alpha} = \frac{2}{1+0.5} = \frac{4}{3}\ (\text{Bd/Hz})$$

则最高码元速率为 $R_s = \eta_s B = \frac{4}{3} \times 10 \times 10^6 = \frac{4}{3} \times 10^7\ (\text{band})$

最高信息速率为

$$R_b = R_s \log_2 M = R_s \log_2 8 = \frac{4}{3} \times 10^7 \times 3 = 4 \times 10^7\ (\text{bit/s})$$

无码间串扰的传输波形

例5-6 理想低通型信道的截止频率为3000 Hz，当传输以下二电平信号时，求信号频带利用率和最高信息速率。

(1) 理想低通信号；　(2) $\alpha=0.4$的升余弦滚降信号；

(3) NRZ码；　(4) RZ码。

解 (1) η_b=2 bps/Hz

$$R_b=\eta_b B=2\times 3\ 000=6\ 000\ \ \text{(bit/s)}$$

(2) $$\eta_b=\frac{2}{1+\alpha}=\frac{2}{1+0.4}=1.43\ \ \text{bit/(s}\cdot\text{Hz)}$$

$$R_b=\eta_b B=1.43\times 3\,000=4\,290\ \ \text{(bit/s)}$$

无码间串扰的传输波形

(3) 取NRZ码的谱零点带宽为信道带宽，则

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} = \frac{R_s}{R_s} = 1 \ \ \text{bit/(s} \cdot \text{Hz)}$$

$$R_b = \eta_b B = 1 \times 3\ 000 = 3\ 000 \ \ \text{(bit/s)}$$

(4) 取RZ码的谱零点带宽为信道带宽，则

$$\eta_b = \frac{R_s}{2R_s} = 0.5 \ \ \text{bit/(s} \cdot \text{Hz)}$$

$$R_b = 0.5 \times 3\ 000 = 1\ 500 \ \ \text{(bit/s)}$$

无码间串扰的传输波形

采用不同基带信号传输时的有效性		
基带信号	二进制基带传输	调制传输
NRZ码	$B=R_s$ $\eta_s=1$，$\eta_b=1$	$B=2R_s$ $\eta_s=0.5$，$\eta_b=0.5$
RZ码	$B=2R_s$ $\eta_s=0.5$，$\eta_b=0.5$	$B=4R_s$ $\eta_s=0.25$，$\eta_b=0.25$
理想低通	$B=R_s/2$ $\eta_s=2$，$\eta_b=2$	$B=R_s$ $\eta_s=1$，$\eta_b=1$
升余弦	$B=R_s(1+\alpha)/2$ $\eta_s=2/(1+\alpha)$， $\eta_b=2/(1+\alpha)$	$B=R_s(1+\alpha)$ $\eta_s=1/(1+\alpha)$ $\eta_b=1/(1+\alpha)$

无码间串扰的传输波形

例5-7 对模拟信号$m(t)$进行线性PCM编码，量化电平数$L=16$。PCM信号先通过$\alpha=0.5$、截止频率为5 kHz的升余弦滚降滤波器，然后再进行传输。求：

(1) 二进制基带信号无串扰传输时的最高信息速率；

(2) 可允许模拟信号$m(t)$ 的最高频率分量f_H。

解 (1) $$R_b=\eta_b B=\frac{2}{1+\alpha}\cdot B=\frac{2}{1+0.5}\times 5\times 10^3=6.67\ \text{(kbit/s)}$$

(2) 由 $R_b=f_s n=2f_H n$

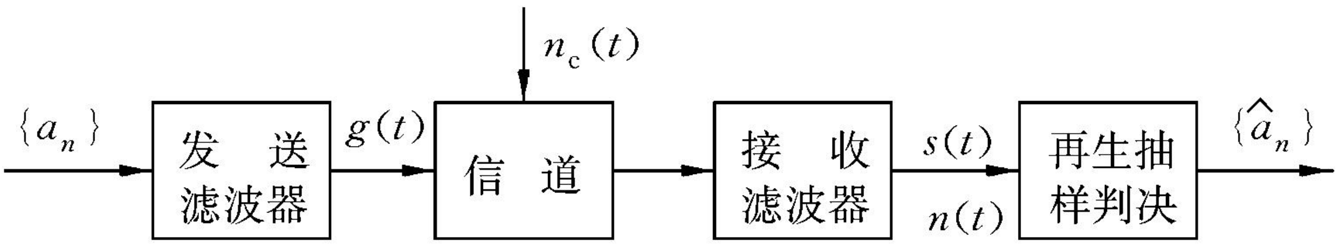
求得

$$f_H=\frac{R_b}{2n}=\frac{6.67\times 10^3}{2\times 4}=834\ \text{(Hz)}$$

数字基带系统的差错率

二元码的误比特率

- 分析模型



接收滤波器输出 $r(t)=s(t)+n(t)$，各码元时刻的抽样值为$r(kT)$。

单极性传输：
$$r(kT)=\begin{cases} n(kT), & \text{（0码）} \\ A+n(kT), & \text{（1码）} \end{cases}$$

双极性传输：
$$r(kT)=\begin{cases} -A+n(kT), & \text{（0码）} \\ A+n(kT), & \text{（1码）} \end{cases}$$

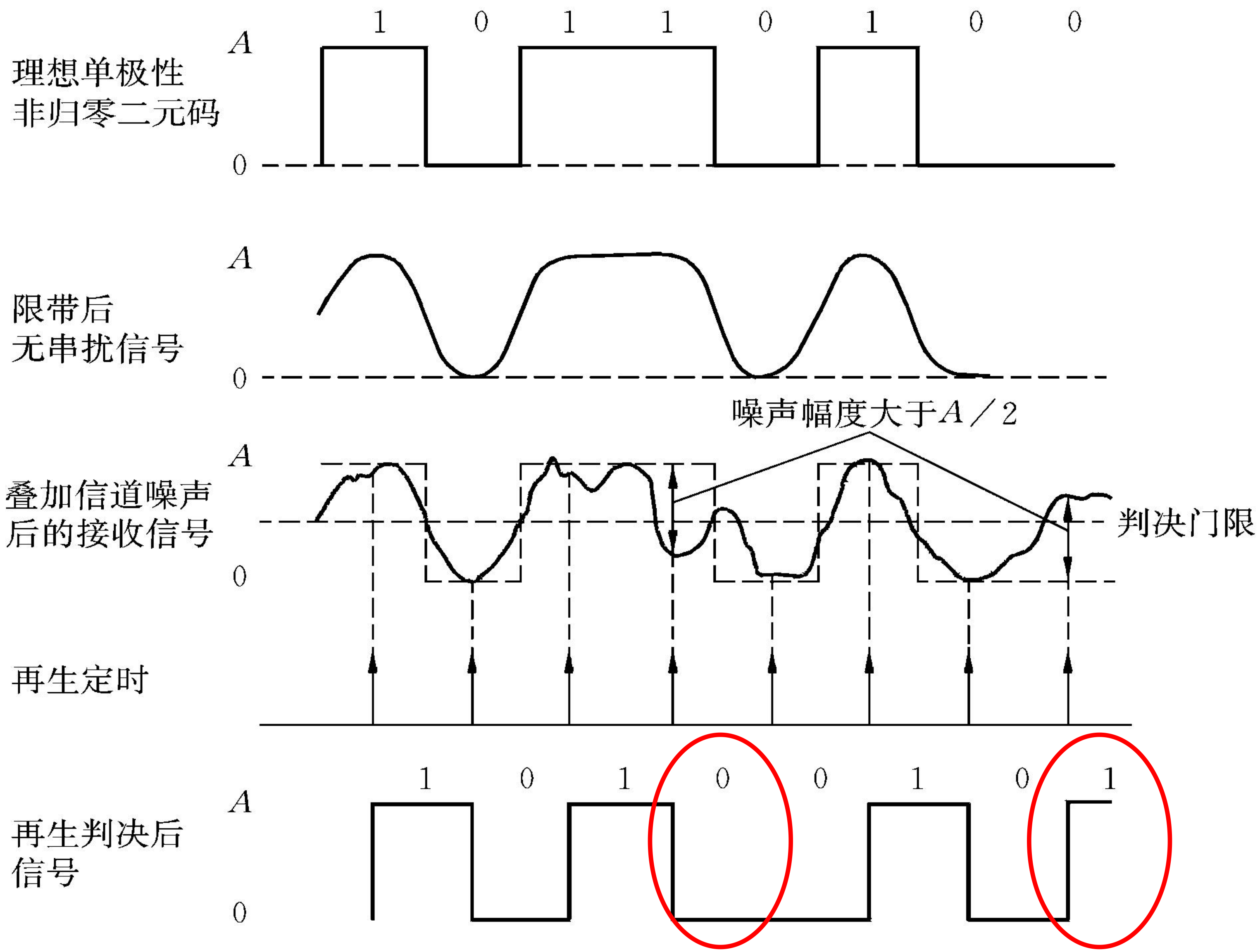
数字基带系统的差错率

以单极性传输为例：

$$r(kT)=\begin{cases} n(kT) & ，\quad （0码） \\ A+n(kT) & ，\quad （1码） \end{cases}$$

- 如果发送信号的幅度为0，在抽样时刻噪声幅度超过判决门限，使抽样值$r(kT)>V_d$，则判决的结果认为发送信号幅度为A，这样就将0码错判为1码。
- 如果发送信号的幅度为A，在抽样时刻幅度为负值的噪声与信号幅度相抵消，使抽样值 $r(kT)<V_d$，则判决的结果认为发送信号幅度为0，因此将1码错判为0码。

数字基带系统的差错率

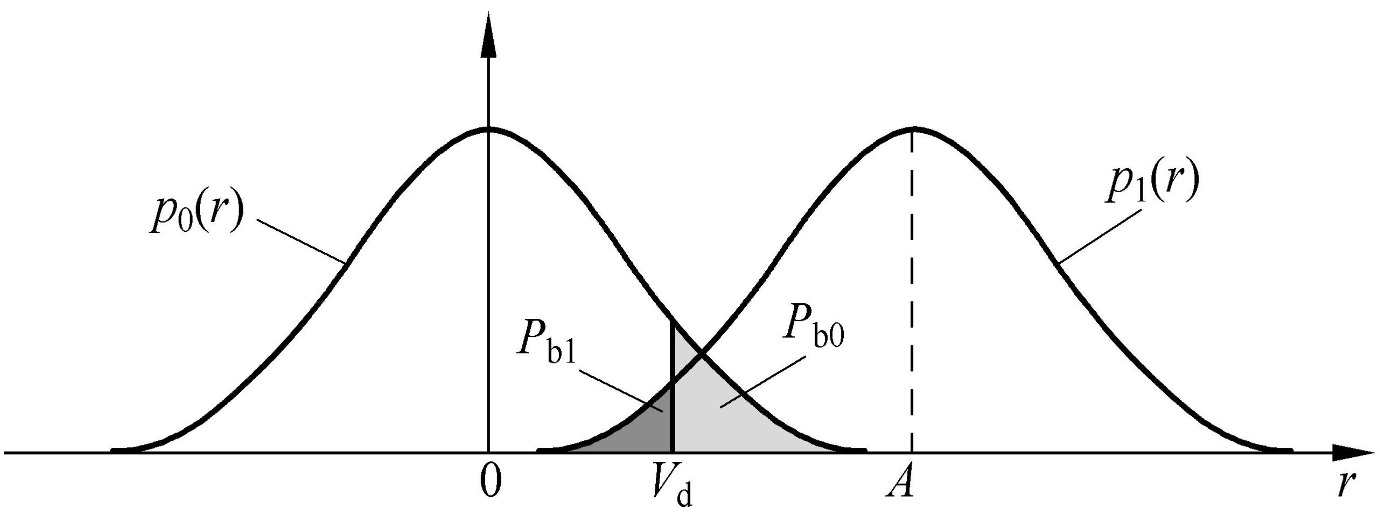

1 0 1 1 0 1 0 0
A
理想单极性
非归零二元码
0
A
限带后
无串扰信号
0
噪声幅度大于A／2
A
叠加信道噪声
后的接收信号
判决门限
0
再生定时
1 0 1 0 0 1 0 1
A
再生判决后
信号
0

数字基带系统的差错率

- 单极性NRZ码的误比特率

假设信道引入的是高斯噪声，其幅度概率密度函数服从高斯分布，均方值（即噪声的平均功率）为σ^2。

与有用基带信号叠加后，接收信号的幅度也服从高斯分布，只是数学期望分别为0和A。



数字基带系统的差错率

0码错判为1码、1码错判为0码的概率分别为

$$P_{b0} = \int_d^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)} dr$$

$$P_{b1} = \int_{-\infty}^{d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-(r-A)^2/(2\sigma^2)} dr$$

设信源发0和1的概率分别为P_0和P_1，则总的误比特率为

$$P_b = P_0 P_{b0} + P_1 P_{b1}$$

一般情况下有P_0=P_1=1/2，则总的误比特率为

$$P_b = \frac{1}{2}(P_{b0} + P_{b1})$$

数字基带系统的差错率

在最佳判决门限$V_d=A/2$时，得到误比特率为

$$\boxed{P_b = \int_d^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-r^2/(2\sigma^2)} dr = Q(\frac{A}{2\sigma})}$$

其中，$Q(x)$称为Q函数，是x的单调减函数。

Q函数值可以通过查表或者用如下近似公式求得：

$$Q(x) \approx \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{2\pi} \cdot x}$$

查表方法：向下取最接近的自变量或函数值。

误比特率与信噪比

单极性NRZ码，信号的平均功率为$S=A^2/2$，噪声的平均功率为$N=\sigma^2$，则信噪比为

$$\frac{S}{N}=\frac{A^2/2}{\sigma^2}=\frac{A^2}{2\sigma^2}$$

误比特率可表示为

$$\boxed{P_b=Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right)}$$

数字基带系统的差错率

- 双极性NRZ码的误比特率

$$\boxed{P_b = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{S}{N}}\right)} \qquad S = (A/2)^2$$

其中，发送0码和1码时，接收信号的幅度分别为-*A*/2和+*A*/2，*A*为双极性NRZ码脉冲信号的峰峰值。

- 结 论

- 为达到相同的误比特率，单极性二元码要求信号平均功率比双极性二元码高一倍。
- 在相同的信噪比下，双极性二元码的误比率低于单极性二元码。

数字基带系统的差错率

例5-10 基带信号是峰-峰值为4 V的NRZ码，噪声功率为0.25 W，求单极性和双极性码的误比特率。

解 单极性NRZ码的信噪比为 $\dfrac{S}{N}=\dfrac{4^2/2}{0.25}=32$

则 $P_{\mathrm{b}}=Q\left(\sqrt{\dfrac{S}{2N}}\right)=Q\left(\sqrt{16}\right)\approx 3.75\times 10^{-5}$

双极性NRZ码的信噪比为 $\dfrac{S}{N}=\dfrac{2^2}{0.25}=16$

则 $P_{\mathrm{b}}=Q\left(\sqrt{\dfrac{S}{N}}\right)=Q\left(\sqrt{16}\right)\approx 3.75\times 10^{-5}$

结论：峰-峰值相同时，单双极性NRZ码的误比特率相同。

数字基带系统的差错率

例5-11 要求基带传输系统的误比特率为2×10^{-5}，求采用下列基带信号时所需要的信噪比：

(1) 单极性NRZ码；　(2) 双极性NRZ码。

解 由$Q(x)=2\times10^{-5}$查表得到$x\approx4.11$。

对单极性NRZ码 $x=\sqrt{\dfrac{S}{2N}}$ ，则 $\dfrac{S}{N}=2x^2\approx33.78$

对双极性NRZ码 $x=\sqrt{\dfrac{S}{N}}$ 则 $\dfrac{S}{N}=x^2\approx16.89$

结论：为达到相同的误比特率，单极性NRZ码的信噪比必须是双极性的2倍，即比双极性NRZ码的信噪比大3dB。

多元码的差错率

多元码是指多电平码。多元码基带信号的幅度有多种选择，M元码的一个码元可以有M种幅度。

在传输过程中，电平的错误概率就是码元的错误概率，即误码率。

在M码元一般情况下，按等概推导，则总误码率为：

$$\boxed{P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)}$$

结 论：

- 多元码传输时，随M增大，误码率缓慢增大，其抗噪声性能下降。
- 误比特率：如果多进制码元与其二进制码组之间采用自然二进制编码，误比特率为

$$P_b = \left(\frac{1}{2} \sim \frac{2}{3}\right) P_s$$

对于格雷码， $P_b \approx \frac{1}{n} P_s$ ，其中$n = \log_2 M$。

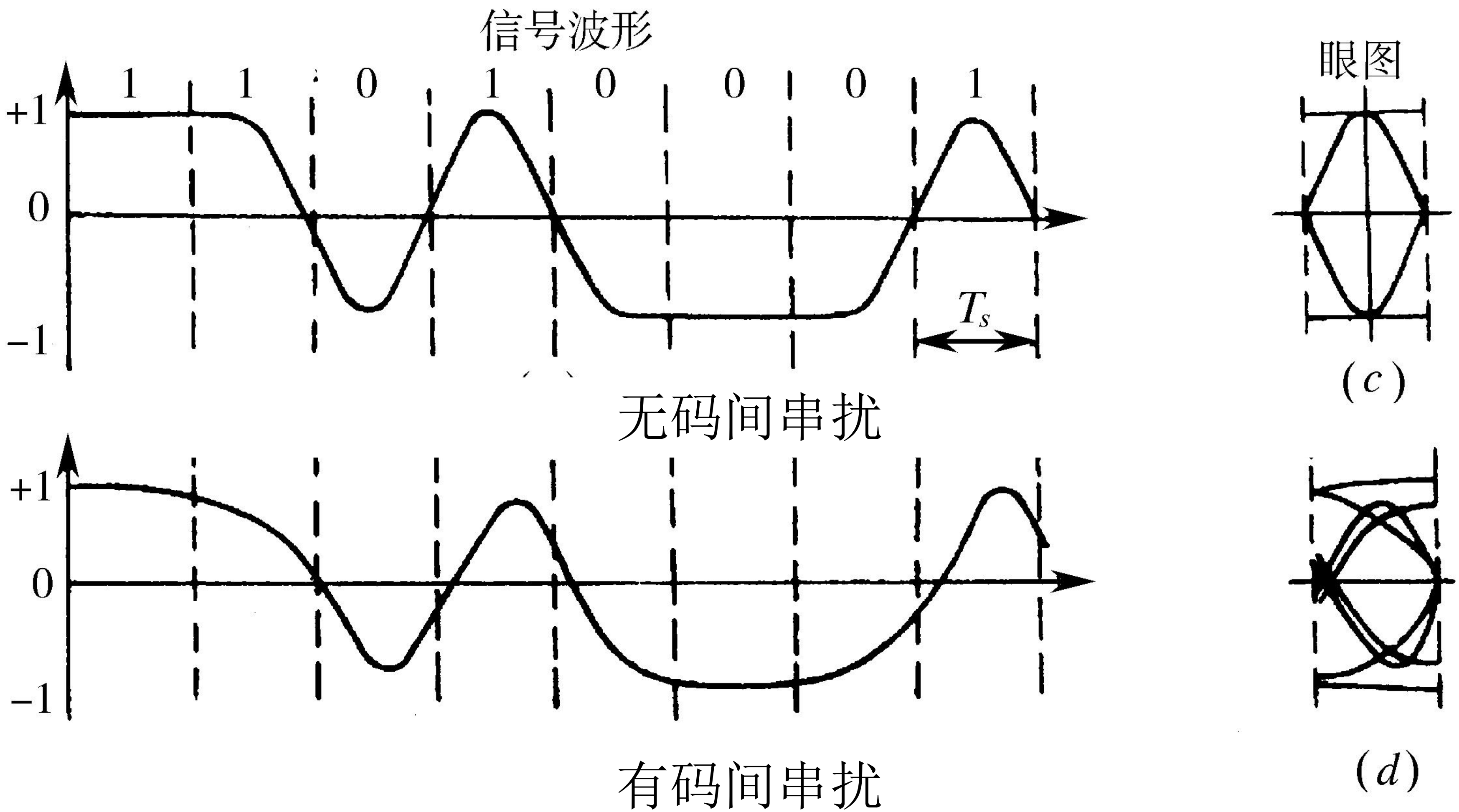
眼 图

- **基本概念**

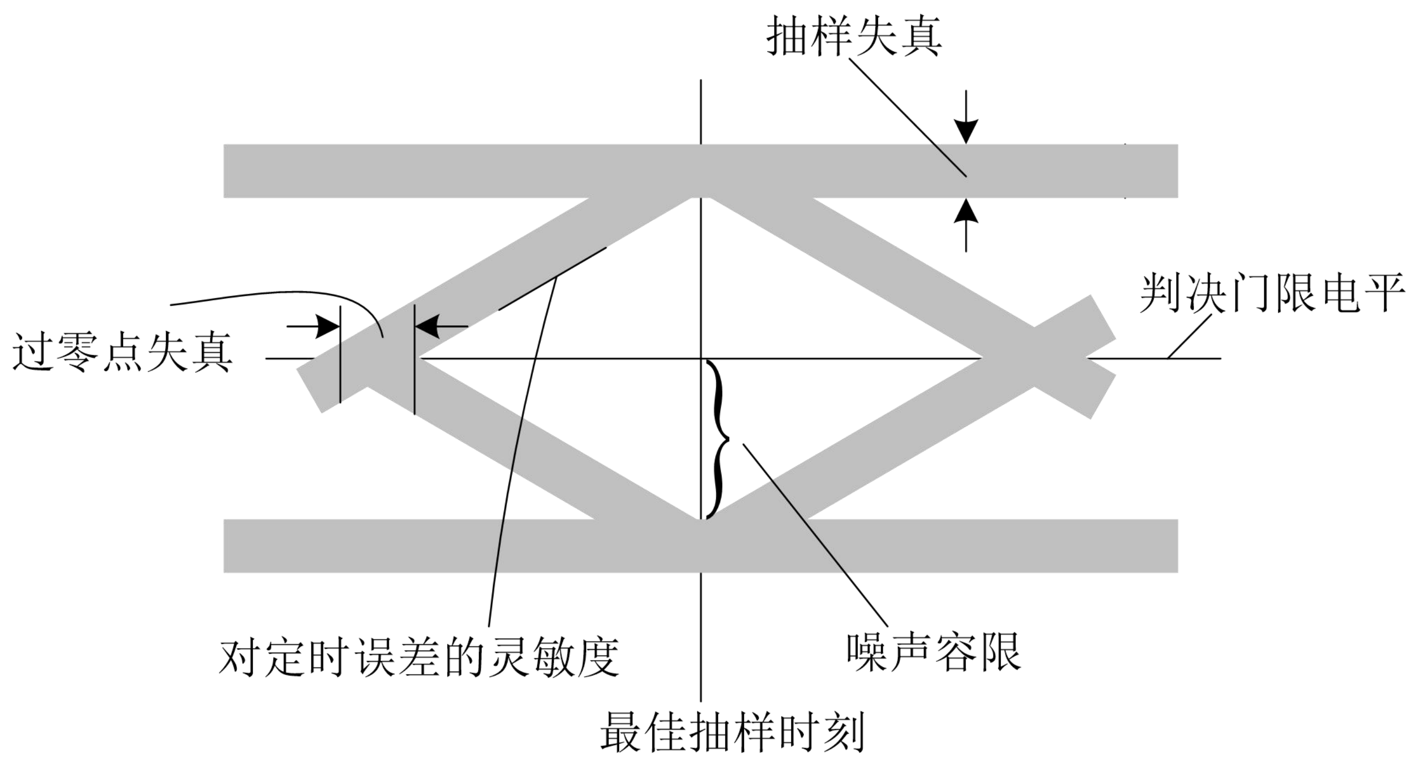
眼图是指通过用示波器观察接收端的基带信号波形，从而估计和调整系统性能的一种方法。

具体方法：用一个示波器跨接在抽样判决器的输入端，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。在传输二进制信号波形时，示波器显示的图形很像人的眼睛，故名“眼图”。

眼 图



● 眼图模型

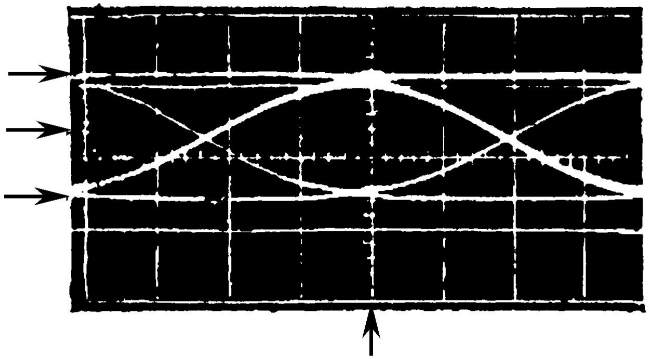


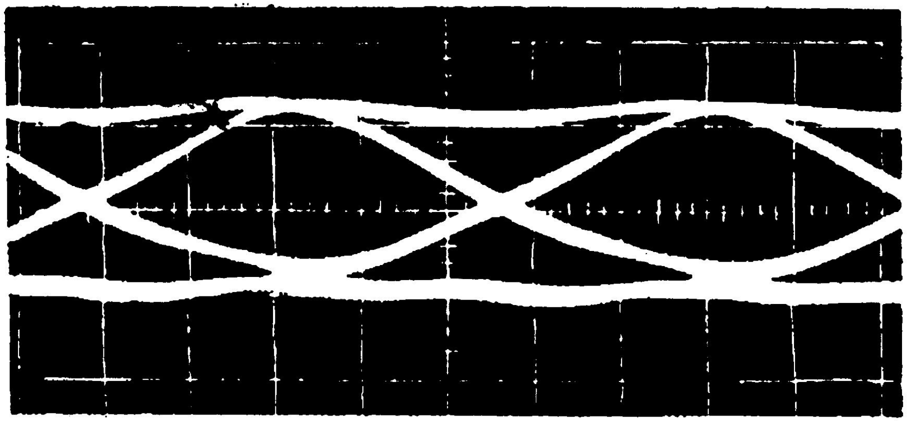
眼 图

- 最佳抽样时刻是“眼睛”张开最大的时刻；
- 在抽样时刻上下两阴影区的间隔距离的一半为噪声容限；
- 定时误差灵敏度是眼图斜边的斜率。斜率越大，对位定时误差越敏感；
- 图中央的横轴位置对应于判决门限电平；
- 图中倾斜阴影带与横轴相交的区间表示了接收波形零点位置的变化范围，即过零点畸变，它对于利用信号零交点的平均位置来提取定时信息的接收系统有很大影响。

眼 图

● 系统性能评价


(a)


(b)

- 无噪声和码间串扰时，眼图迹线清晰，且张度最大；
- 有噪声和码间串扰时，眼图迹线模糊，张度减小，且不端正。

本章总结

- 掌握常用数字基带信号的码型，能熟练分析并绘制其波形。
- 了解数字基带信号功率谱的分析方法，掌握基本的二元码基带信号功率谱的计算及性能分析。
- 了解码间串扰的概念及对通信系统性能的影响，了解无码间串扰的传输条件，掌握理想低通和升余弦滚降波形传输的性能特点。
- 了解数字基带系统差错率的分析方法，熟悉相关结论及其计算。
- 了解眼图的概念。