第六章

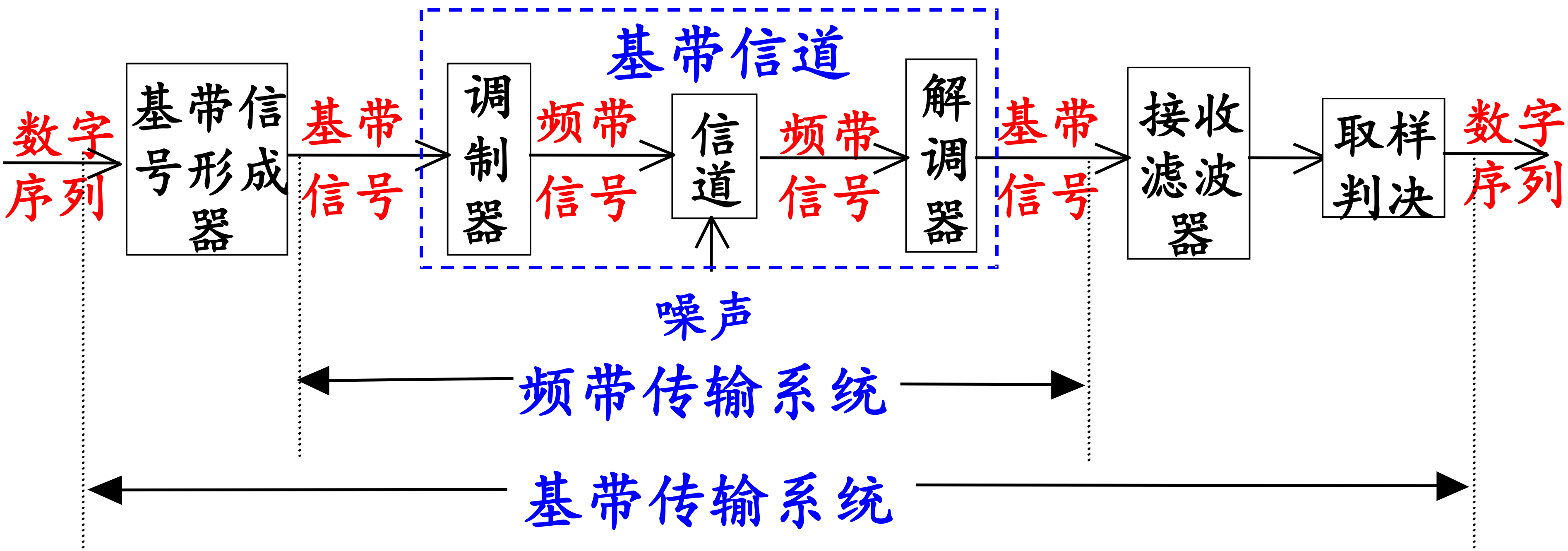
数字基带传输系统

主要内容

- 数字基带传输系统模型
- 数字基带信号及其频域特性
- 基带传输的常用码型
- 码间干扰和奈奎斯特第一准则
- 无码间干扰的传输特性
- 无码间干扰的基带系统抗噪性能

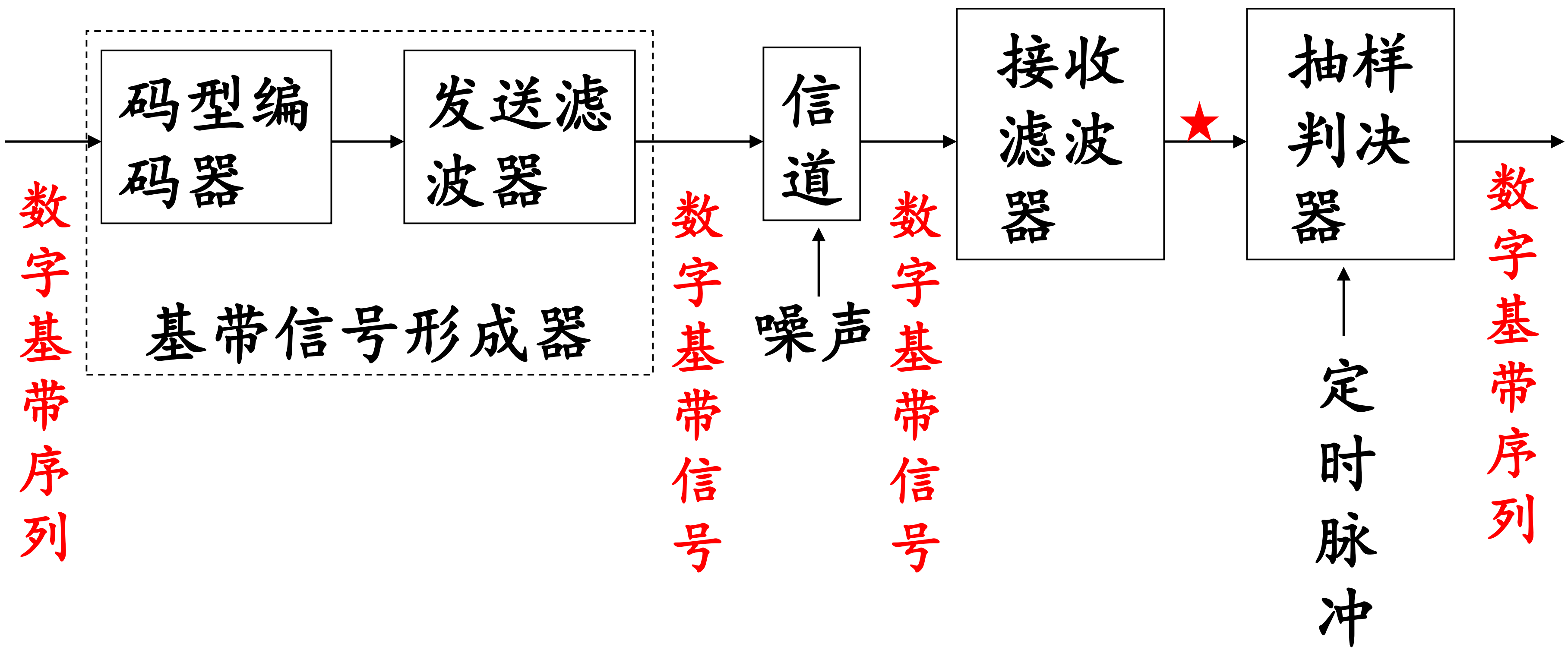
6.1 引言

- 数字传输系统

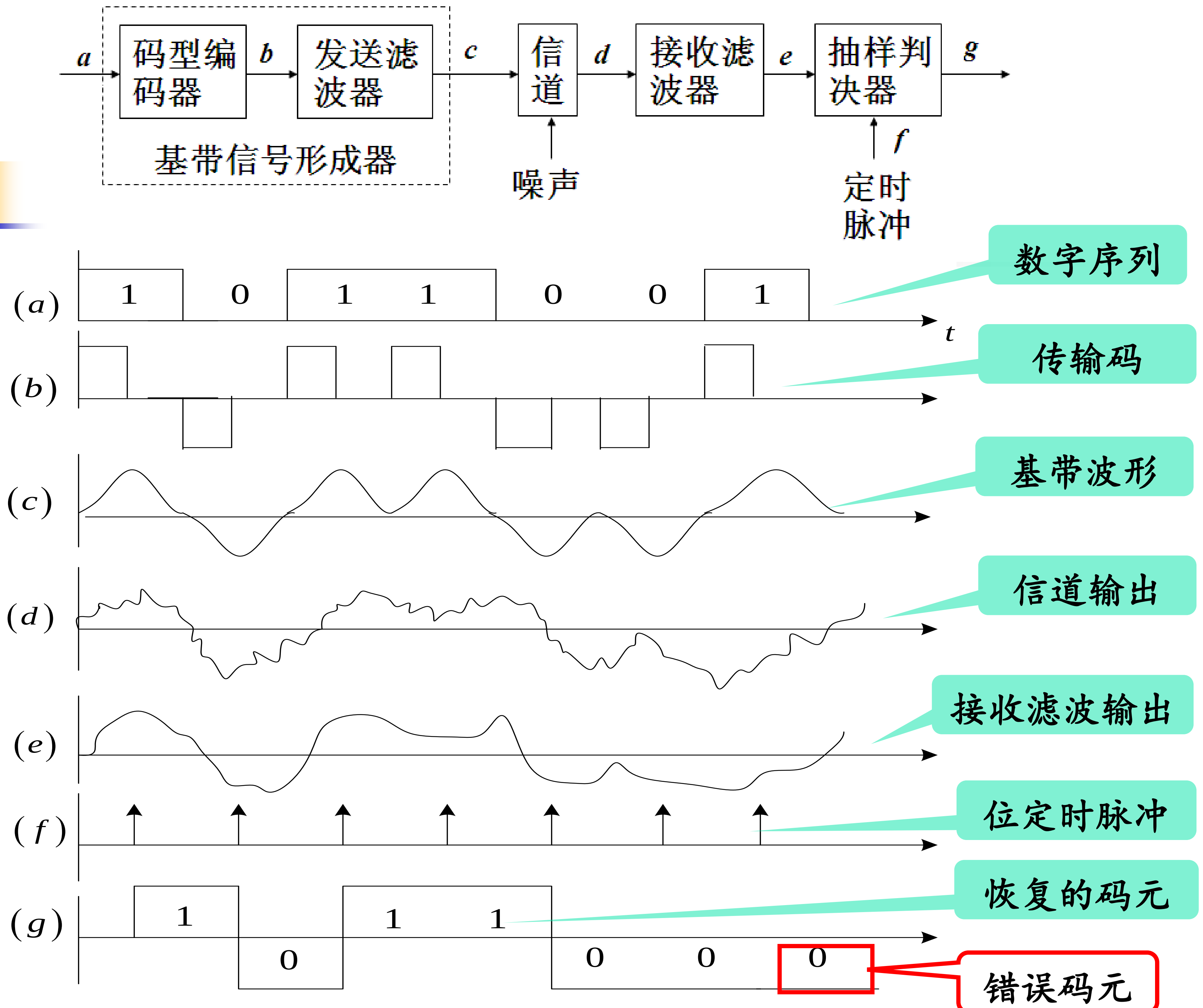


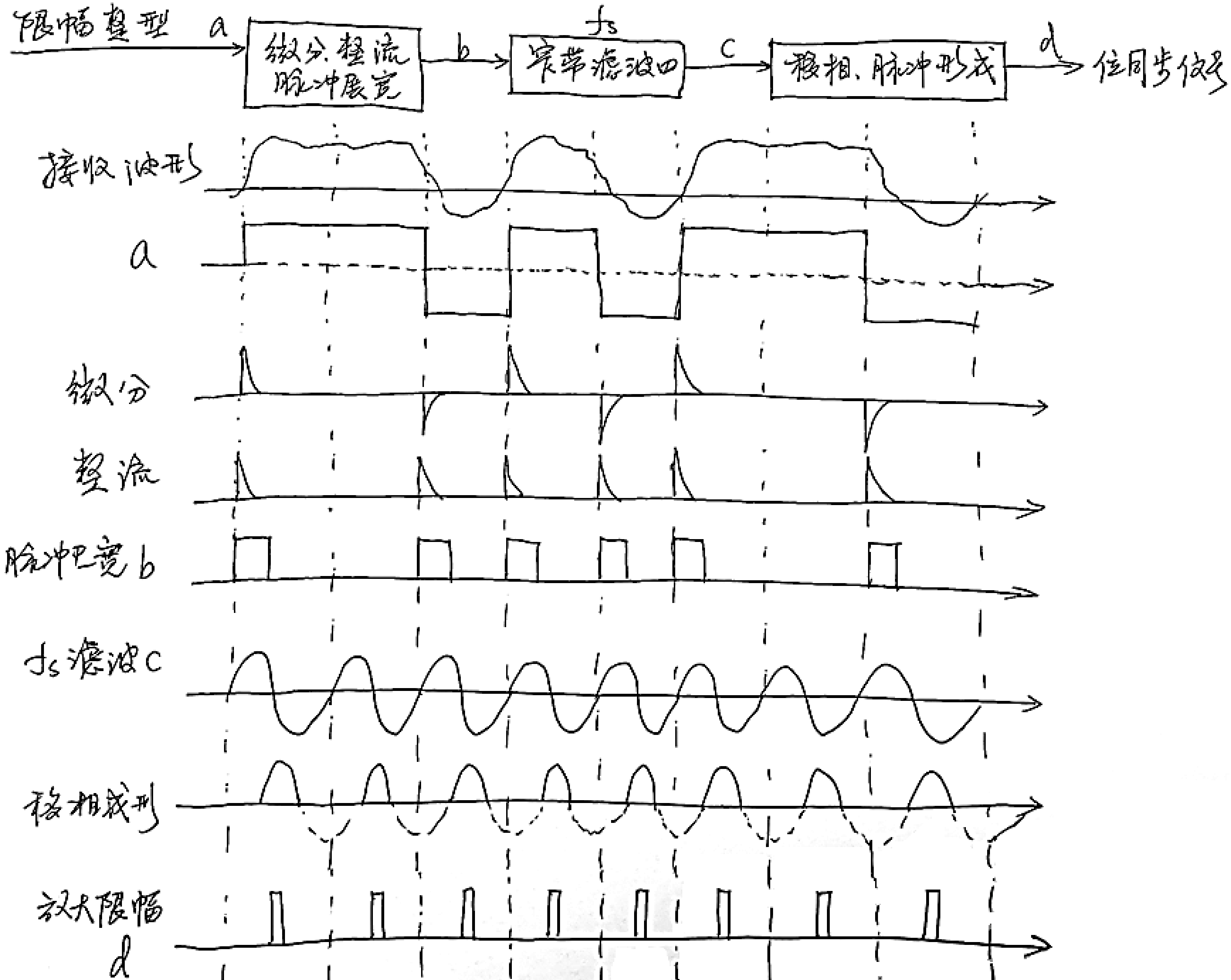
基带信道
数字序列
基带信号形成器
基带信号
调制器
频带信号
信道
频带信号
解调器
基带信号
接收滤波器
取样判决
数字序列
噪声
频带传输系统
基带传输系统

▪ 数字基带传输系统模型



码型编码器
发送滤波器
信道
接收滤波器
抽样判决器
基带信号形成器
噪声
定时脉冲
数字基带序列
数字基带信号
数字基带信号
数字基带序列


a
码型编码器
b
发送滤波器
c
信道
d
接收滤波器
e
抽样判决器
g
基带信号形成器
噪声
f
定时脉冲
(a)
1 0 1 1 0 0 1
t
数字序列
(b)
传输码
(c)
基带波形
(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
恢复的码元
错误码元



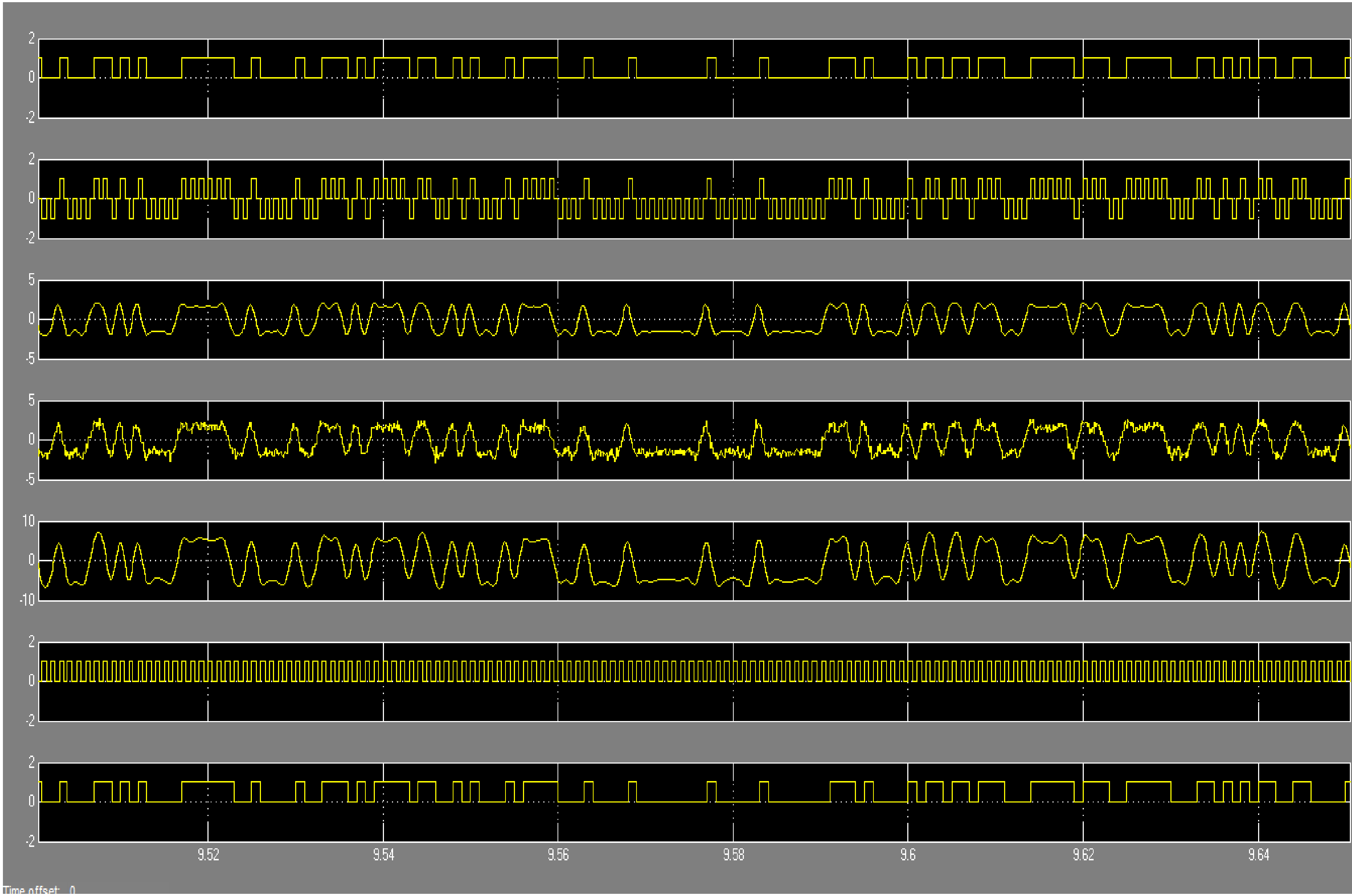
限幅整型
a
微分整流
脉冲展宽
b
fs
窄带滤波器
c
移相、脉冲形成
d
位同步信号
接收波形
a
微分
整流
脉冲展宽 b
fs 滤波 c
移相成形
放大限幅
d

- 主要研究问题
  - 码型设计—选择传输码型
  - 波形设计—选择基带波形
  - 接收滤波器设计—使输出信噪比最大，误码率最低

频带传输的基本问题

- 调制解调方法
- 输出信噪比最大，误码率最低

数字基带传输信号仿真



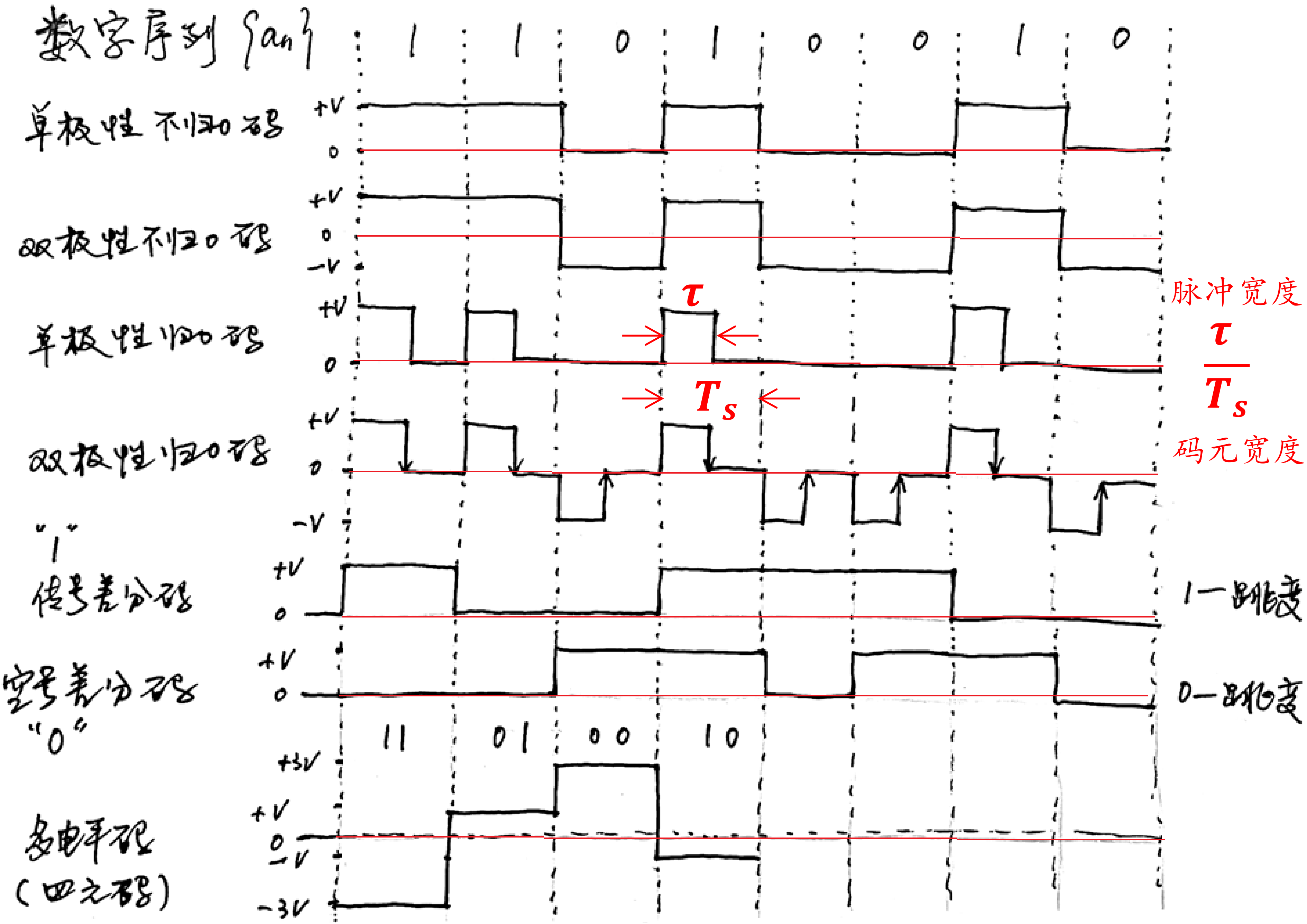
2
0
-2
2
0
-2
5
0
-5
5
0
-5
10
0
-10
2
0
-2
2
0
-2
9.52
9.54
9.56
9.58
9.6
9.62
9.64
Time offset: 0

- 传输码型设计要求
  - **功率谱密度**：无直流少低频，功率谱集中在信道通频带附近，并尽量节省传输频带
  - **定时信息**：线路码中应含有丰富的定时信息，用于抽样判决
  - **统计特性**：与信源的统计特性无关
  - **误码扩散**：减小误码扩散
  - **检错能力**：有内在检错能力
  - **编码简单**：降低成本

6.2 数字基带信号及其频域特性

一. 数字基带信号

- 单极性和双极性码
- 归零和不归零码
- 二元码和多元码
- 绝对码和相对码



数字序列 {an}
1 1 0 1 0 0 1 0
单极性不归0码
双极性不归0码
单极性归0码
双极性归0码
"1"信号差分码
空号差分码"0"
多电平码(四元码)
+V
0
-V
+3V
-3V
11 01 00 10
τ
T_s
脉冲宽度
$\frac{\tau}{T_s}$
码元宽度
1—跳变
0—跳变

- 单极性不归零码
  - “1”—正电位；“0”—0电位
  - 极性单一；脉冲宽度占满整个码元周期
  - 有直流分量
- 双极性不归零码
  - “1”—正电位；“0”—负电位
  - 脉冲宽度占满整个码元周期
  - 当“1”和“0”等概率出现时无直流分量
  - 可能出现长“0”或长“1”，不利提取定时

- **单极性归零码**
  - “1”—正脉冲；“0”—0电位
  - 极性单一；每个脉冲宽度不占满整个码元周期，占空比：τ/ T
  - 含直流分量
- **双极性归零码**
  - “1”—正脉冲；“0”—负脉冲
  - 兼有双极性和归零码的特点
  - 接收端很容易识别出每个码元的起止时刻，便于提取定时信息

- **相对码**
  - 脉冲波形本身代表码元取值为绝对码；以前后码元波形变化代表码元取值为相对码
  - **传号差分码**：“1”—电压跳变；“0”—无跳变
  - **空号差分码**：“0”—电压跳变；“1”—无跳变
- **多元码**
  - **二元码**：一个码元有两种波形表示，即二电平波形
  - **多元码**：一个码元有多种波形表示，即多电平波形

二. 基带信号的频域特性

- **数字基带信号可看作是一个随机脉冲序列，分析其频域特性就是分析随机过程的功率谱**
- 方法
  - 由平稳的随机序列的自相关函数通过付氏变换找到功率谱
  - 从随机过程功率谱的原始定义出发，求出数字随机序列的功率谱

$$P_\xi(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{E[|F_T(\omega)|^2]}{T}$$

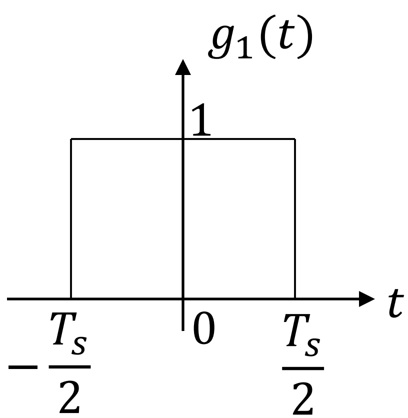
推导过程*

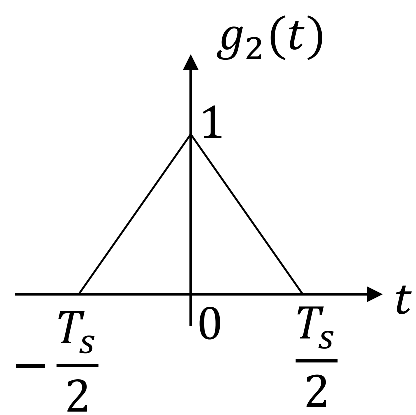
时域假设

- 设一个二进制的随机脉冲序列

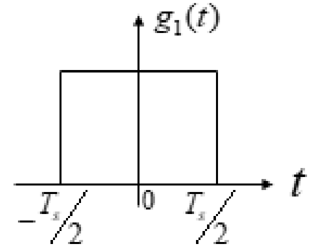
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

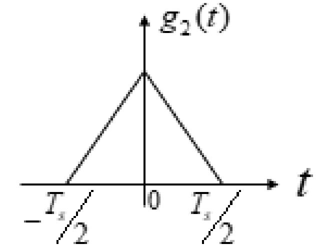
- **T_s — 码元宽度**
- “0” —$g_1(t)$； “1” —$g_2(t)$





"0" $-g_1(t)$； "1" $-g_2(t)$





- 设$g_1(t)$出现的概率为P，$g_2(t)$出现的概率为$1-P$，且0和1的出现是随机的，并统计独立

$$第n个码元：s_n(t)=\begin{cases} g_1(t-nT_s) & 0，P \\ g_2(t-nT_s) & 1，1-P \end{cases}$$

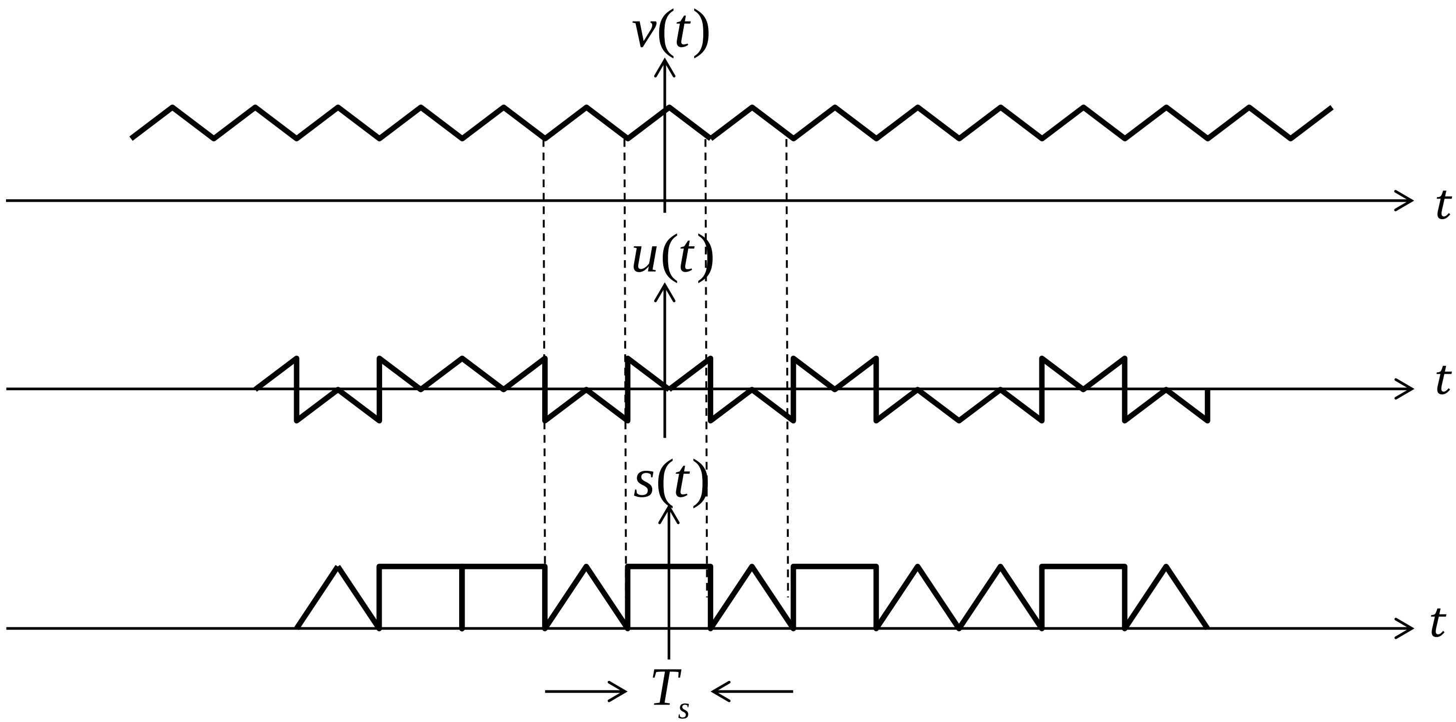
$$s_T(t)=\sum_{-N}^{N} s_n(t) \qquad T=(2N+1)T_s$$

- **则$s(t)$的功率谱**

$$P_s(\omega)=\lim_{T\to\infty}\frac{E[|s_T(\omega)|^2]}{T}=\lim_{N\to\infty}\frac{E[|s_T(\omega)|^2]}{(2N+1)Ts}$$

- **将随机脉冲序列*s*(*t*)看作两部分信号的叠加**

$$\begin{cases} v(t)\text{：稳态波} \rightarrow \text{周期信号} \rightarrow \text{离散谱} \\ u(t)\text{：交变波} \rightarrow \text{非周期信号} \rightarrow \text{连续谱} \end{cases}$$



$$P(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2 \delta(\omega - n\omega_s)$$

稳态波 *v*(*t*) 的功率谱

- 稳态波*v*(*t*)是随机脉冲序列*s*(*t*)的统计平均，求周期信号的功率谱

$$v(t) = E[s(t)] = E\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)\right]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [Pg_1(t-nT_S) + (1-P)g_2(t-nT_S)]$$

- 其中

$$S_n(t) = \begin{cases} g_1(t-nT_s) & 0 & P \\ g_2(t-nT_s) & 1 & 1-P \end{cases}$$

$$v(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}[Pg_1(t-nT_s)+(1-P)g_2(t-nT_s)]$$

$v(t)$ 的功率谱推导

- $v(t)$是周期为T_S的周期信号，可用傅里叶级数展开

$$v(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}C_m e^{jm\omega_s t} \qquad \omega_s=\frac{2\pi}{T_s}$$

$$C_m=\frac{1}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2}v(t)e^{-jm\omega_s t}dt=\frac{1}{T_s}\int_{-T_s/2}^{T_s/2}[Pg_1(t)+(1-P)g_2(t)]e^{-jm\omega_s t}dt$$

$$=\frac{1}{T_s}\int_{-\infty}^{\infty}[Pg_1(t)+(1-P)g_2(t)]e^{-jm\omega_s t}dt$$

$$=\frac{P}{T_s}\int_{-\infty}^{\infty}g_1(t)e^{-jm\omega_s t}dt+\frac{1-P}{T_s}\int_{-\infty}^{\infty}g_2(t)e^{-jm\omega_s t}dt$$

$$=\frac{P}{T_s}G_1(m\omega_s)+\frac{1-P}{T_s}G_2(m\omega_s)$$

$$=f_s[PG_1(mf_s)+(1-P)G_2(mf_s)]$$

$$C_m = f_s[PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]$$

- 由周期信号的功率谱

$$P(\omega) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} |F_n|^2 \delta(\omega - n\omega_s)$$

- 得$v(t)$的功率谱

$$P_v(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |C_m|^2 \delta(f - mf_s)$$

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

- **稳态波的功率谱是离散谱**

交变波 u(t) 的功率谱推导

- 思路

$$P_u(\omega)=\lim_{T\to\infty}\frac{E[|U_T(\omega)|^2]}{T}$$

- 时域表达式

$$
\begin{aligned}
u(t)&=s(t)-v(t)\\
&=\sum_{n=-\infty}^{\infty}s_n(t)-\sum_{n=-\infty}^{\infty}[Pg_1(t-nT_s)+(1-P)g_2(t-nT_s)]\\
&=\sum_{n=-\infty}^{\infty}[s_n(t)-Pg_1(t-nT_s)-(1-P)g_2(t-nT_s)]\\
&=\sum_{n=-\infty}^{\infty}u_n(t)
\end{aligned}
$$

$$u(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}u_n(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}[s_n(t)-Pg_1(t-nT_s)-(1-P)g_2(t-nT_s)]$$

- 由前假设 $S_n(t)=\begin{cases} g_1(t-nT_s) & 0 & P \\ g_2(t-nT_s) & 1 & 1-P \end{cases}$
- 当第n个码元为0时

$$u_n(t)=g_1(t-nT_s)-Pg_1(t-nT_s)-(1-P)g_2(t-nT_s)$$
$$=(1-P)[g_1(t-nT_s)-g_2(t-nT_s)]$$

- 当第n个码元为1时

$$u_n(t)=g_2(t-nT_s)-Pg_1(t-nT_s)-(1-P)g_2(t-nT_s)$$
$$=-P[g_1(t-nT_s)-g_2(t-nT_s)]$$

- 得 $u_n(t)=a_n[g_1(t-nT_s)-g_2(t-nT_s)]$

- 即： $a_n = \begin{cases} 1-P & P & 0 \\ -P & 1-P & 1 \end{cases}$

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n[g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)]$$

- 将$u(t)$截短为能量信号求频谱

$$u_T(t) = \sum_{n=-N}^{N} u_n(t) \qquad\qquad T = (2N+1)T_s$$

$$U_T(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t)e^{-j\omega t}dt$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N}^{N} a_n[g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)]e^{-j\omega t}dt$$

$$= \sum_{n=-N}^{N} a_n\left[\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t-nT_s)e^{-j\omega t}dt - \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t-nT_s)e^{-j\omega t}dt\right]$$

$$= \sum_{n=-N}^{N} a_n[G_1(\omega) - G_2(\omega)]e^{-j\omega nT_s}$$

$$\begin{cases} m \neq n & E[a_m a_n] = 0 \\ m = n & E[a_m a_n] = P(1-P) \end{cases}$$

$$U_T(\omega) = \sum_{n=-N}^{N} a_n [G_1(\omega) - G_2(\omega)] e^{-j\omega n T_s}$$

- 则： $|U_T(\omega)|^2 = U_T(\omega) \cdot U_T^*(\omega)$

$$= \sum_{m=-N}^{N} a_m [G_1(\omega) - G_2(\omega)] e^{-j\omega m T_s} \cdot \sum_{n=-N}^{N} a_n [G_1^*(\omega) - G_2^*(\omega)] e^{j\omega n T_s}$$

$$= \sum_{m=-N}^{N} \cdot \sum_{n=-N}^{N} a_m a_n e^{j\omega(n-m)T_s} [G_1(\omega) - G_2(\omega)] [G_1^*(\omega) - G_2^*(\omega)]$$

- 再求统计平均

$$E[|U_T(\omega)|^2] = \sum_{m=-N}^{N} \cdot \sum_{n=-N}^{N} E[a_m a_n] \cdot e^{j\omega(n-m)T_s} [G_1(\omega) - G_2(\omega)] [G_1^*(\omega) - G_2^*(\omega)]$$

$$\because E[a_m a_n] = E[a_n^2] = P(1-P)$$

$$= \sum_{n=-N}^{N} P(1-P) |G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2$$

$$= (2N+1) P(1-P) |G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2$$

$$E[|U_T(\omega)|^2] = (2N+1)P(1-P)|G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2$$

- 则$u(t)$的功率谱

$$P_u(\omega) = \lim_{T\to\infty} \frac{E[|U_T(\omega)|^2]}{T}$$

$$= \lim_{N\to\infty} \frac{(2N+1)P(1-P)|G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2}{(2N+1)T_s}$$

$$= \frac{1}{T_s} P(1-P)|G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2$$

- 即：

$$P_u(f) = f_s \cdot P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2$$

- **交变波的功率谱是连续谱**

$g_1(t) \Leftrightarrow G_1(f)$
$g_2(t) \Leftrightarrow G_2(f)$

基带信号 s(t) 的功率谱结论

$$P_S(f) = P_v(f) + P_u(f)$$

$$= f_S^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| PG_1(mf_S) + (1-P)G_2(mf_S) \right|^2 \delta(f - mf_S)$$

$$+ f_S \cdot P(1-P) \left| G_1(f) - G_2(f) \right|^2$$

- 连续谱$P_u(f)$：总存在，决定基带信号的带宽
- 离散谱$P_v(f)$：不一定存在，决定直流和定时
  - $m = 0$ 表示直流功率谱
  - $m = \pm 1$ 表示基波 f_s 的功率谱
  - $|m| > 1$ 表示谐波 mf_s 的功率谱
  - $p = \frac{1}{2}, g_1(t) = -g_2(t)$，即等概率双极性波形不含离散谱

$$P_S(f)=P_v(f)+P_u(f)$$
$$=f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|PG_1(mf_S)+(1-P)G_2(mf_S)\right|^2\delta(f-mf_S)$$
$$+f_S\cdot P(1-P)\left|G_1(f)-G_2(f)\right|^2$$

举例

- 单极性波形功率谱
  - 设“0” $\rightarrow g_1(t)=0$　　“1” $\rightarrow g_2(t)=g(t)$

$$\begin{cases} g_1(t)\Leftrightarrow G_1(f)=0 & P \\ g_2(t)\Leftrightarrow G_2(f)=G(f) & 1-P \end{cases}$$

  - 功率谱

$$P_S(f)=f_S^2(1-P)^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|G(mf_S)\right|^2\delta(f-mf_S)+f_S\cdot P(1-P)\left|G(f)\right|^2$$

  - 0、1等概时

$$P_S(f)=\frac{1}{4}f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|G(mf_S)\right|^2\delta(f-mf_S)+\frac{1}{4}f_S\left|G(f)\right|^2$$

$$P_S(f)=\frac{1}{4}f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}|G(mf_S)|^2\delta(f-mf_S)+\frac{1}{4}f_S|G(f)|^2$$

$$G(f)=T_S Sa(\pi f T_S)$$

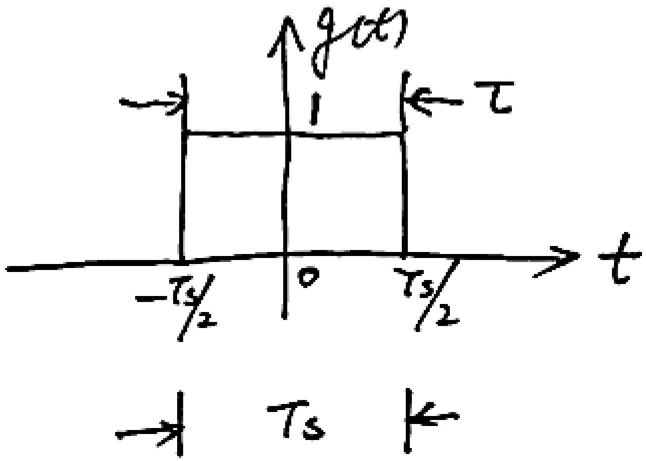
- 0、1等概的**单极不归零**波形功率谱（1码的波形是全占空的矩形脉冲） $\tau=T_s$
  - 离散谱 $P_v(f)=\frac{1}{4}\delta(f)$
  - 连续谱 $P_u(f)=\frac{1}{4}T_S S_a^2(\pi f T_S)$
  - **有直流，无定时，以主瓣宽度作为基带信号的近似带宽时，$B=1/\tau=1/T_S$称为谱零点带宽**

推导

若 $g(t)$ 是不归0的矩形脉冲

$$g(t)=\begin{cases}1 & |t|\le \frac{T_s}{2}\\ 0 & \text{else}\end{cases} \iff G(\omega)=\tau\, Sa\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

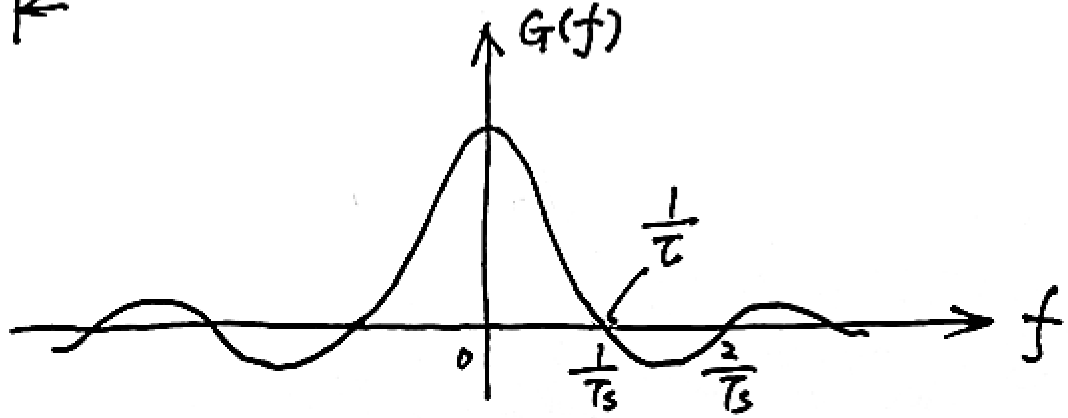
过0点： $\omega=\dfrac{2k\pi}{\tau}$ $k=\pm1,\pm2\cdots$



$$G(f)=\tau\, Sa(\pi f\tau)=T_s\, Sa(\pi f T_s)$$

过0点： $\pi f\tau=k\pi$， $f=\dfrac{k}{\tau}$

第一个过0点： $f_0=\dfrac{1}{\tau}=\dfrac{1}{T_s}$



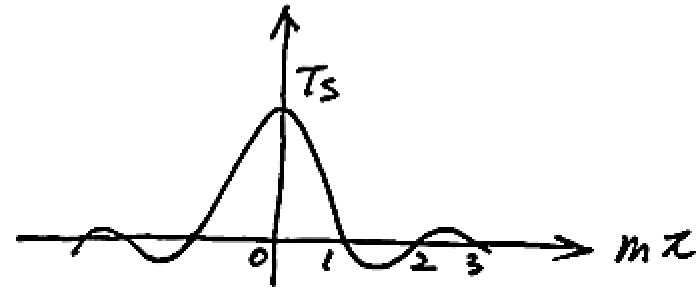
单极性功率谱: $P_s(f)=\frac{1}{4}f_s^2\sum|G(mf_s)|^2\delta(f-mf_s)+\frac{1}{4}f_s|G(f)|^2$

$G(f)=\tau\, Sa(\pi f\tau)=T_s\, Sa(\pi f T_s)$ 离散谱 连续谱

∵ 当 $f=mf_s$ ， $G(mf_s)=T_s\, Sa(\pi m f_s T_s)=T_s\, Sa(m\pi)$

当 $m=0$ ， $G(mf_s)=T_s\neq 0$

$m\neq 0$ 整数， $G(mf_s)=0$



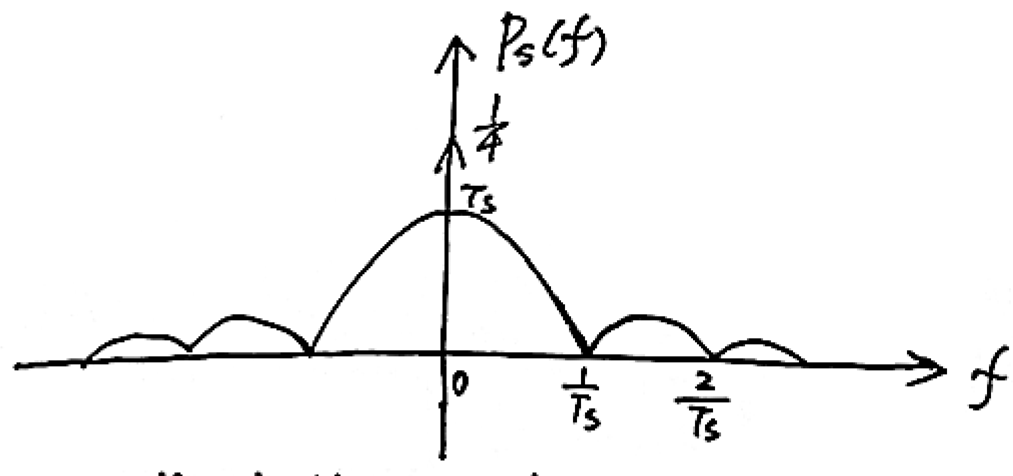
说明: 有直流分量 $(f=0)$ ，无离散分量无定时.

∴ 离散谱: $P_v(f)=\frac{1}{4}\delta(f)$

连续谱: $P_u(f)=\frac{1}{4}f_s|G(f)|^2$

$=\frac{1}{4}f_s|T_s\, Sa(\pi f T_s)|^2$

$=\frac{1}{4}T_s\, Sa^2(\pi f T_s)$



谱0点带宽 $B=\frac{1}{\tau}$

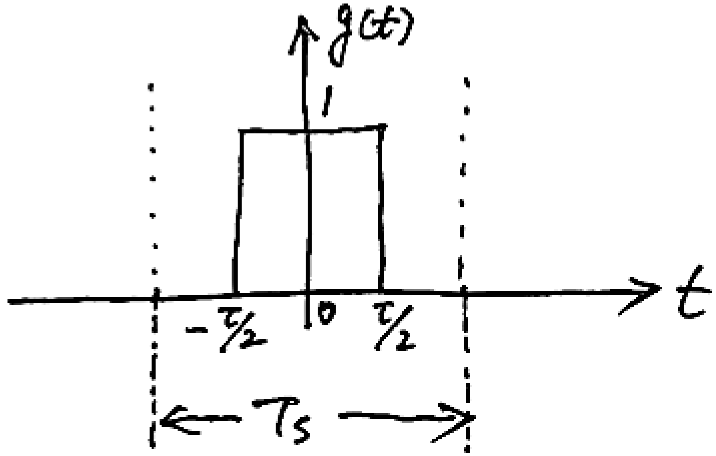
$$P_S(f)=\frac{1}{4}f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}|G(mf_S)|^2\delta(f-mf_S)+\frac{1}{4}f_S|G(f)|^2$$

$$G(f)=\frac{T_S}{2}Sa(\pi f\frac{T_S}{2})$$

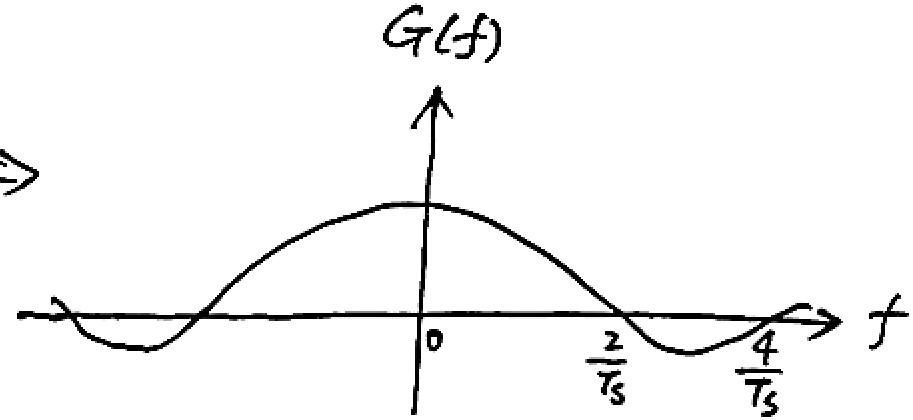
- 0、1等概的**单极归零**波形功率谱（1码的波形是半占空的矩形脉冲） $\tau=T_s/2$
  - 离散谱 $P_v(f)=\frac{1}{16}\sum_{m=-\infty}^{\infty}Sa^2(\frac{m\pi}{2})\delta(f-mf_S)$
  - 连续谱 $P_u(f)=\frac{T_S}{16}Sa^2(\frac{\pi fT_S}{2})$
  - **有直流，有定时，以主瓣宽度作为基带信号的近似带宽时，谱零点带宽$B=1/\tau=2/T_s$**

推导

若 $g(t)$ 是归0矩形脉冲，半占空 $\tau=\frac{T_s}{2}$



$\Longleftrightarrow$



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

过0点：$\pi f\tau=k\pi$

$$f=\frac{k}{\tau}.$$

$$f_0=\frac{1}{\tau}$$

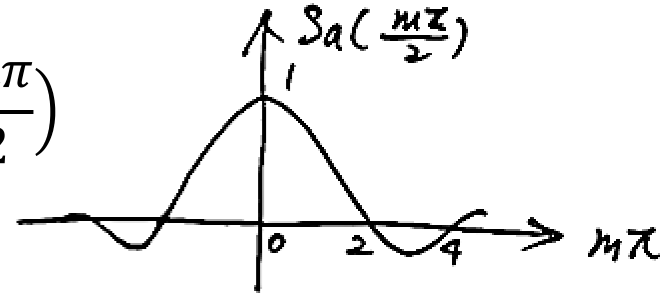
$$\frac{\pi f T_s}{2}=k\pi \quad (k=\pm1,\pm2\cdots)$$

$$f=\frac{2k}{T_s}$$

$$f_0=\frac{2}{T_s}$$

$$P_S(f)=\frac{1}{4}f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|G(mf_S)\right|^2\delta(f-mf_S)+\frac{1}{4}f_S\left|G(f)\right|^2$$

当 $f=mf_s$ 时，$G(mf_s)=\frac{T_s}{2}Sa\left(\pi f\frac{T_s}{2}\right)=\frac{T_s}{2}Sa\left(\frac{m\pi}{2}\right)$



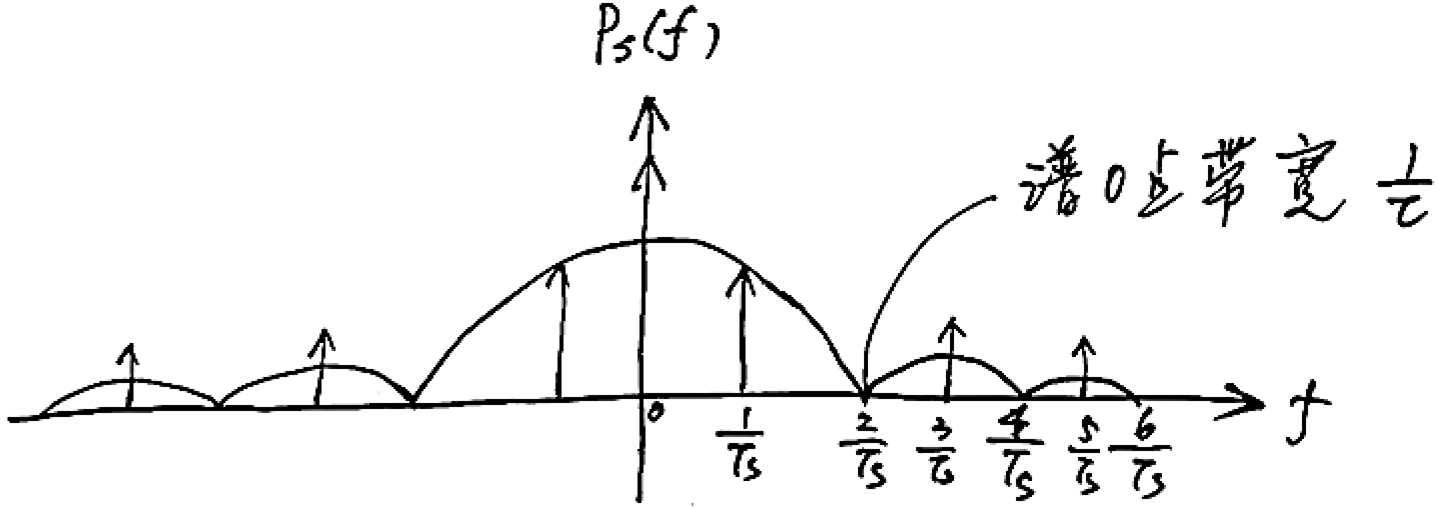
$m=0$，$G(mf_s)=\frac{T_s}{2}\neq 0$ — 直流

m 为奇数，$G(mf_s)\neq 0$ — 奇次谐波，含定时

m 为偶数，$G(mf_s)=0$ — 无偶次谐波

谱0点：$\frac{m\pi}{2}=k\pi$

$m=2k \quad k=\pm 1,\pm 2\cdots$



带宽取决于连续谱，取决于单个脉冲之频谱。

- 结论
  - 脉冲宽度：τ
  - 谱零点带宽：$B = \dfrac{1}{\tau}$
  - 频带利用率：$\eta = \dfrac{R_B}{B} = \dfrac{1/T_s}{1/\tau} = \dfrac{\tau}{T_s}$
  - 码元速率相同时，单极性归零波频带利用率低，但含有定时信息

$$P_S(f)=P_v(f)+P_u(f)$$
$$=f_S^2\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|PG_1(mf_S)+(1-P)G_2(mf_S)\right|^2\delta(f-mf_S)$$
$$+f_S\cdot P(1-P)\left|G_1(f)-G_2(f)\right|^2$$

- 双极性波形功率谱
  - 设 $\begin{cases} g_1(t)=g(t) & 1 \\ g_2(t)=-g(t) & 0 \end{cases}$ $\begin{cases} g_1(t)\Leftrightarrow G(f) \\ g_2(t)\Leftrightarrow -G(f) \end{cases}$
  - 0、1等概时的功率谱 $P_S(f)=f_S\left|G(f)\right|^2$
  - 特点：**无离散谱；连续谱取决于单个码元的频谱**

$$P_S(f) = f_S |G(f)|^2$$

$$G(f) = \tau Sa(\pi f \tau) = T_s Sa(\pi f T_s)$$

- 0、1等概的**双极不归零**波形的功率谱（1、0码的波形是全占空的正负矩形脉冲）

$$\tau = T_s$$

  - 离散谱 $P_v(f) = 0$
  - 连续谱 $P_u(f) = T_s Sa^2(\pi f T_s)$
  - 特点：**无直流，无定时，谱零点带宽**

$$\boldsymbol{B = 1/\tau = 1/T_s}$$

$$P_S(f) = f_S |G(f)|^2$$

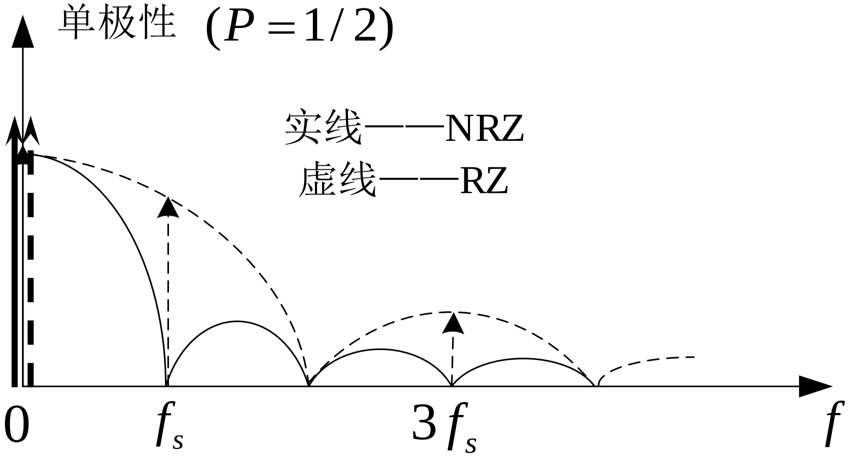
$$G(f) = \tau Sa(\pi f \tau) = \frac{T_S}{2} Sa\left(\pi f \frac{T_S}{2}\right)$$

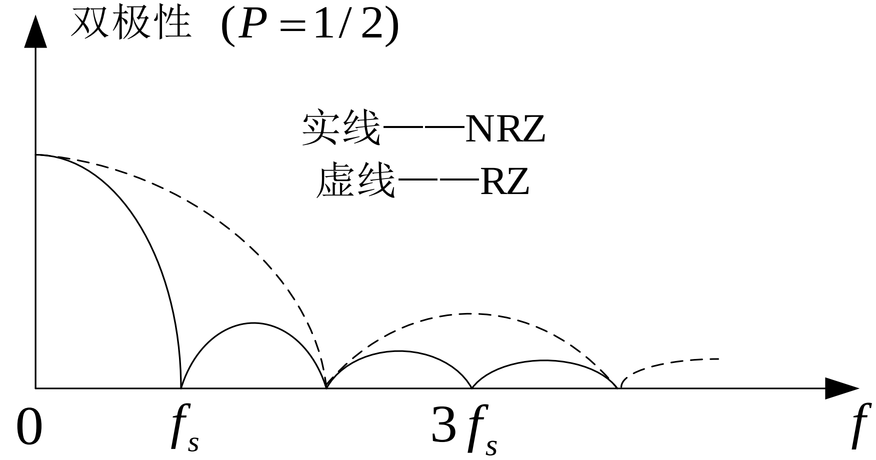
- 0、1等概的**双极归零**波形的功率谱（ 1、0码的波形是半占空的正负矩形脉冲）

$$\tau = T_s / 2$$

  - 离散谱 $P_v(f) = 0$
  - 连续谱 $P_u(f) = \dfrac{T_S}{4} S_a^2\left(\dfrac{\pi f T_S}{2}\right)$
  - 特点：**无直流，无定时（接收时可提取位定时），谱零点带宽 $B = 1/\tau = 2/T_s$**

单极性和双极性波形功率谱





结论

- 数字基带信号的功率谱包含连续谱（决定信号的**带宽**）和离散谱（决定信号是否包含**直流**和**定时**信息）
- 数字基带信号的**带宽取决于单个码元的频谱**
- 0、1等概的双极性码波形无直流，也无定时
- 单极性归零码波形有定时，对于不含位定时的码型要设法在接收端变成单极归零码波形
- 时域波形的占空比越小，信号所占用的频带越宽，**频带利用率**越低

6.3 基带传输的常用码型

- 传输码型的设计原则
  - 无直流，少低频
  - 应含有丰富的定时信息
  - 功率谱主瓣宽度窄，以节省传输频带
  - 不受信息源统计特性的影响
  - 减小误码扩散
  - 具有内在的检错能力
  - 编译码简单

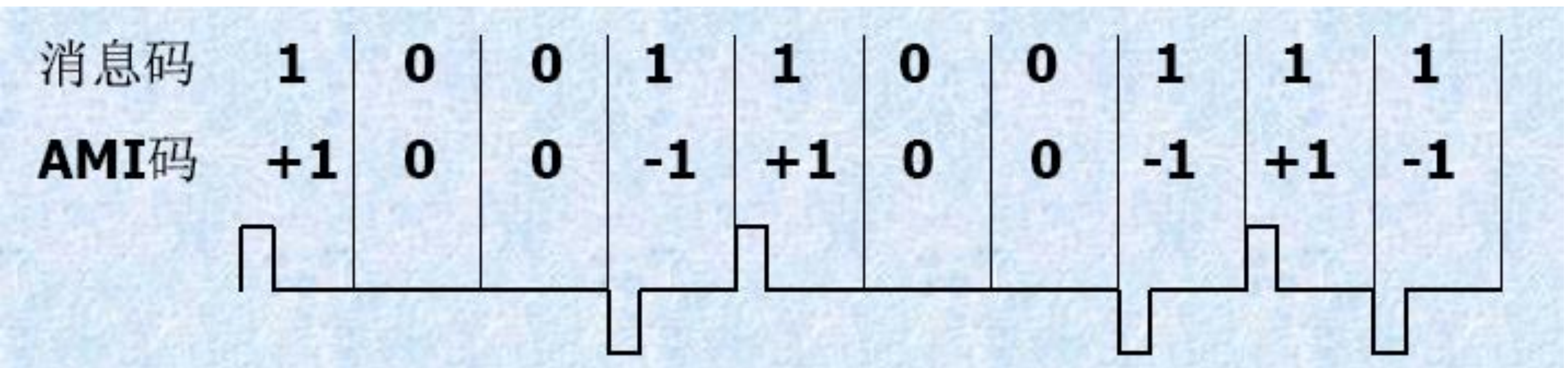
常用传输码型

- 将数字序列$\{a_n\}$经过码型设计变成传输码，也称线路编码
- 消息码元→传输码元→波形表示
  - AMI码
  - HDB_3码
  - 双相码
  - ……
  - nBmB码

AMI码

- **编码规则：** “0”→0

  “1”→交替变换＋1和－1



- AMI码（传号交替反转码）对应的波形是具有正、负、零三种电平的脉冲序列，“伪三元码”

- **AMI码优点**
  - 无直流，功率谱少高、低频
  - 译码可通过微分整流等电路提取定时
  - 具有一定检错能力
- **缺点**
  - 连0多时，定时不准

HDB_3码

- **编码规则**
  - “0”→0， “1”→B
  - 4个连“0”时，“0000”→000V或B00V，保证相邻V间的B为奇数个
  - 0编码为0
  - B交替反转编码为＋B和－B
  - V与前一个B同极性，编码为＋V和－V
  - **V称为破坏点**，B为附加码

$\{a_n\}$ 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1

① B 0 0 0 B 0 0 0 0 B B 0 0 0 0 0 B 0 0 0 0 B

② B 0 0 0 B 0 0 0 V B B B 0 0 V 0 B 0 0 0 V B

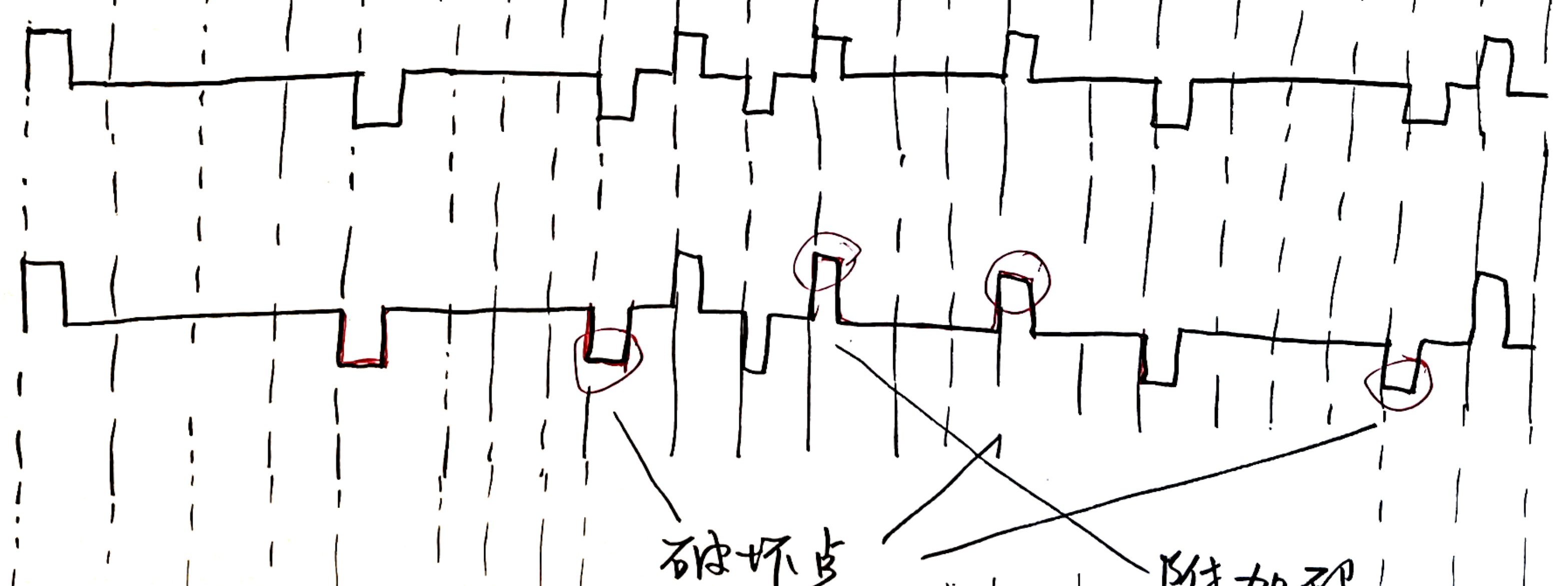
+B 0 0 0 −B 0 0 0 V +B −B +B 0 0 V 0 −B 0 0 0 V +B

+B 0 0 0 −B 0 0 0 −V +B −B +B 0 0 +V 0 −B 0 0 0 −V +B

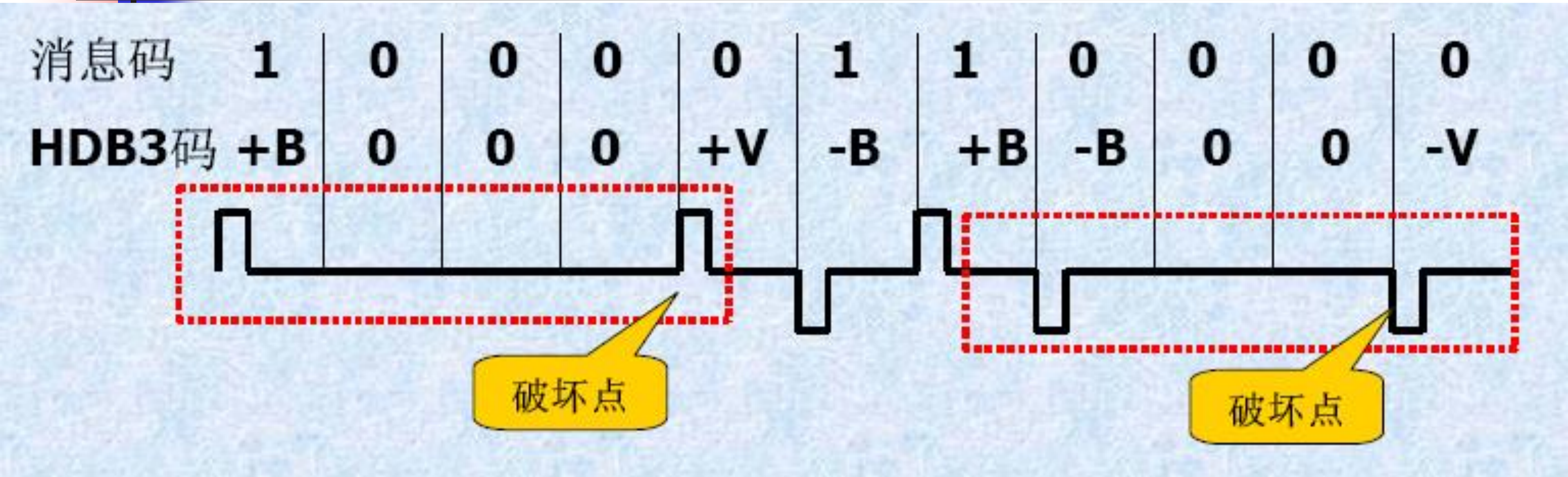
+1 0 0 0 −1 0 0 0 −1 +1 −1 +1 0 0 +1 0 −1 0 0 0 −1 +1

③

接收



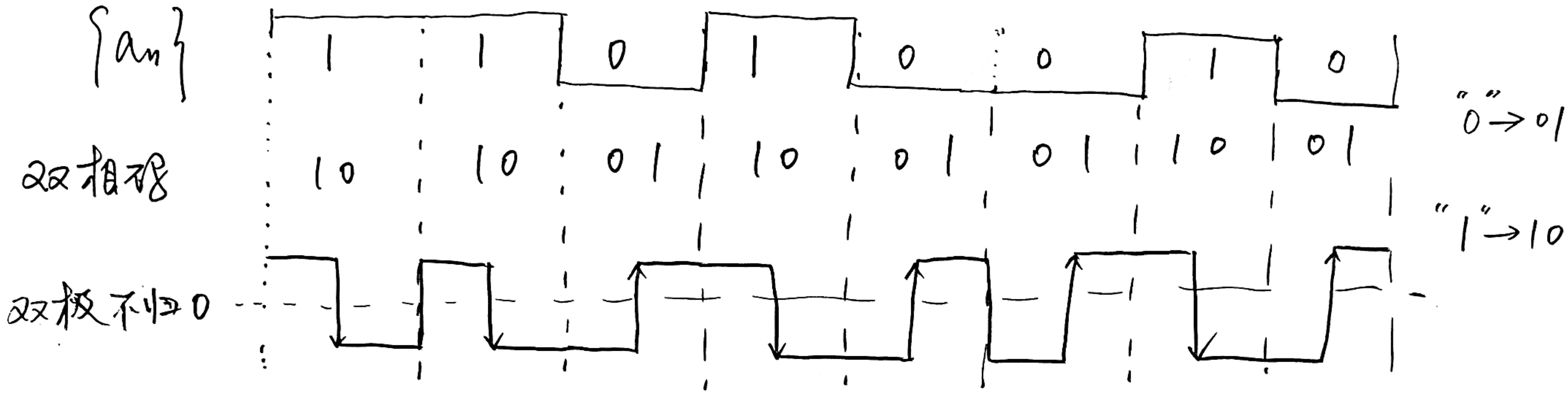
输出 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1



- 对应的波形是具有正、负、零三种电平的脉冲序列
- **无直流，少高低频，有定时，**编码复杂译码简单；用于PCM一次群至三次群

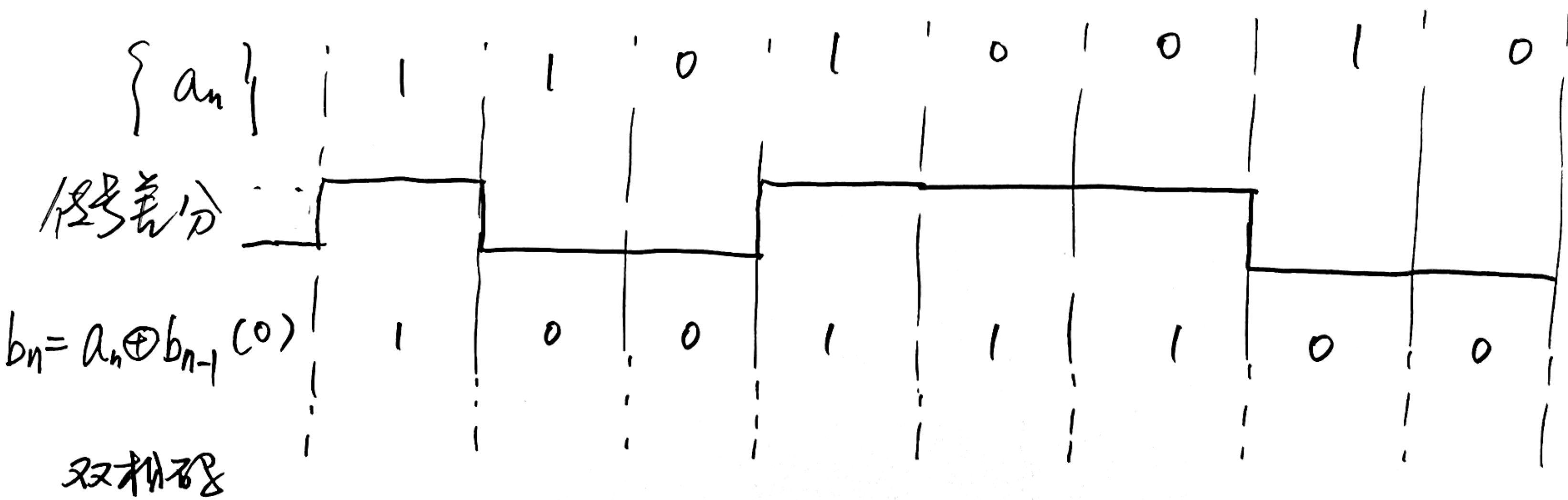
双相码

- **曼彻斯特（Manchester）**
- **编码规则：** “0”→01， “1”→10
- **双极性不归零波形**
- **特点**
  - 优点是无直流，含有丰富的定时信息，编码简单；缺点是占用带宽加倍，使频带利用率降低；广泛用于数据通信（以太网差分曼彻斯特编码）



脉冲变窄，带宽加倍，$B=\frac{1}{\tau}$

差分 Manchester



$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{\frac{1}{T_s}}{\frac{1}{\tau}} = \frac{\tau}{T_s}$$

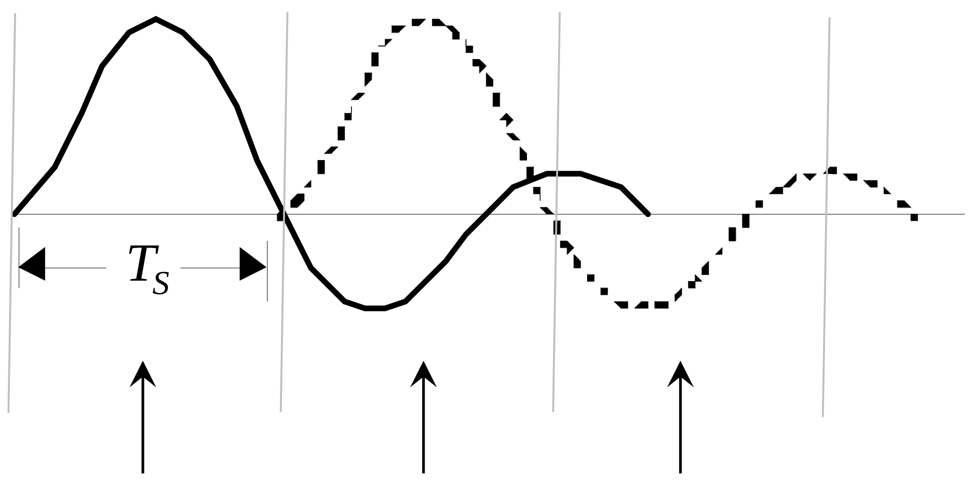
*n*B*m*B码

- 将原码流中*n*位码做为一个码组，变换成*m*位码做为一个新的码组，$m > n$，通过禁用码组达到检错效果，带宽增加
- 如：1B2B码（双相码、密勒码、CMI码），4B5B码（100M局域网），5B6B码（200M以上光纤传输使用）

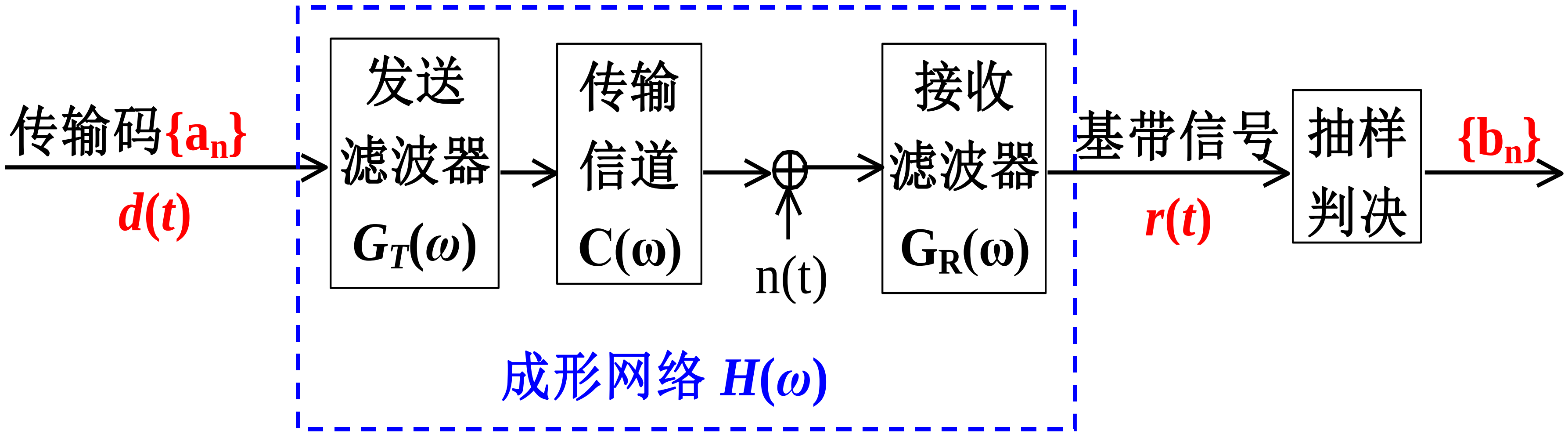
- **码型变换不改变数字基带信号每个脉冲的形状，只改变脉冲的极性或持续时间，码元持续时间不变，脉冲压缩，带宽展宽**

6.4 基带信号传输与码间干扰

- 码间干扰(串扰)
  - 信道特性不理想
    - 信道带宽受限
    - 多径效应



基带系统模型



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

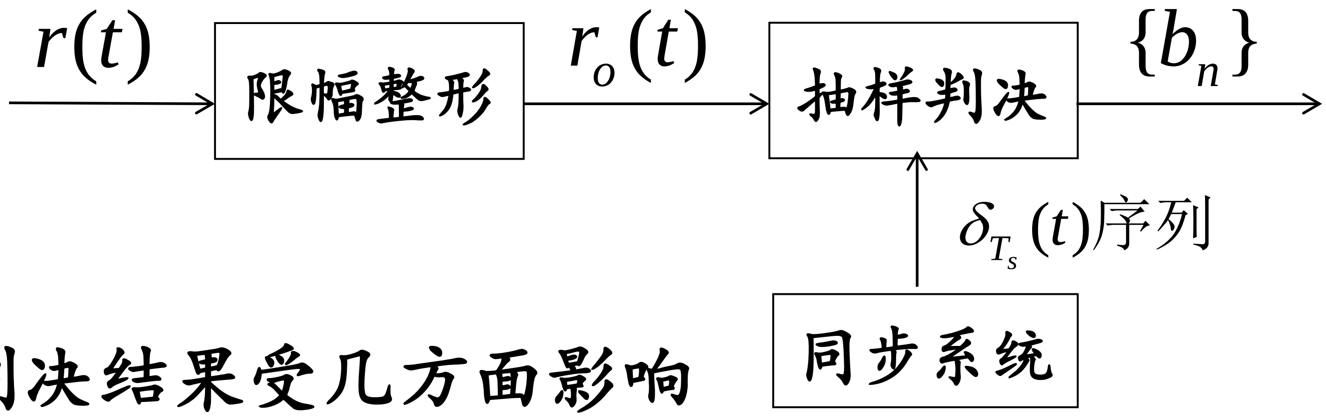
$$d(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n\delta(t-nT_s)$$ ，T_s 为码元宽度，a_n 为码元幅度

- 简化系统

码型变换后的基带信号 $\xrightarrow{d(t)}$ 成形网络 $\boldsymbol{H(\omega)}$ $\xrightarrow{r(t)}$ 基带信号

- 若输入 $\delta(t)$，则输出 $\delta(t) * h(t) = h(t)$
- **波形设计就是对基带波形 $h(t)$ 的设计，也就是设计整个传输系统的特性 $H(\omega)$**
- 若基带信号频域特性与系统传输特性完全匹配，则输出无失真的基带波形

- 抽样判决电路



- **抽样判决结果受几方面影响**
  - 码间干扰（ISI——Inter Symbol Interference）
  - 加性噪声
  - 抽样定时脉冲

判决输出（不考虑噪声影响）

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

则$H(\omega)$输出 $r(t)=d(t)*h(t)$

$$=\sum_{n} a_n \delta(t-nT_s)*h(t)$$

$$=\sum_{n} a_n h(t-nT_s)$$

则判决输出 $b_k=r(kT_S)=\sum_{n} a_n h(kT_S-nT_S)$

$$=a_k h(0)+\sum_{\substack{n \\ n\neq k}} a_n h\left[(k-n)T_S\right]$$

$$b_k = a_k h(0) + \sum_{\substack{n \\ n \neq k}} a_n h\left[(k-n)T_S\right]$$

$$\begin{cases} a_k h(0) = a_k \\ \sum\limits_{\substack{n \\ n \neq k}} a_n h\left[(k-n)T_S\right] = 0 \end{cases}$$

$$h\left[(k-n)T_S\right] = \begin{cases} 1 & n = k \quad (k-n=0) \\ 0 & n \neq k \quad (k-n \neq 0) \end{cases}$$

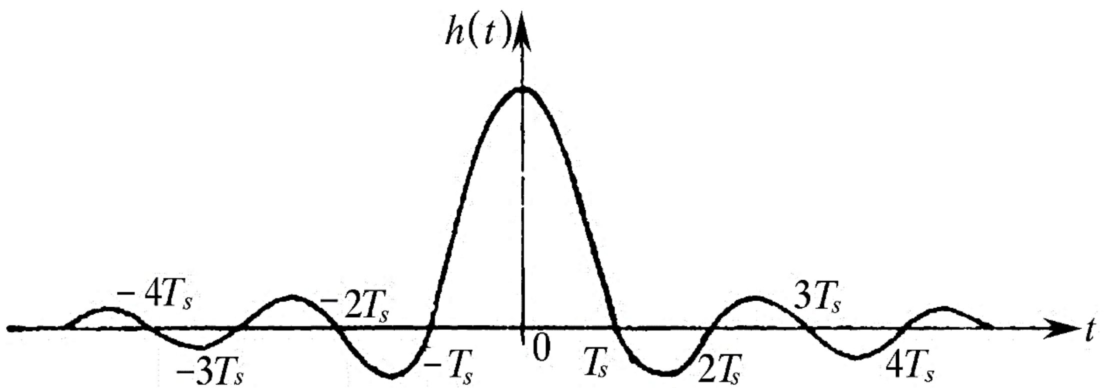
令$k = k - n$

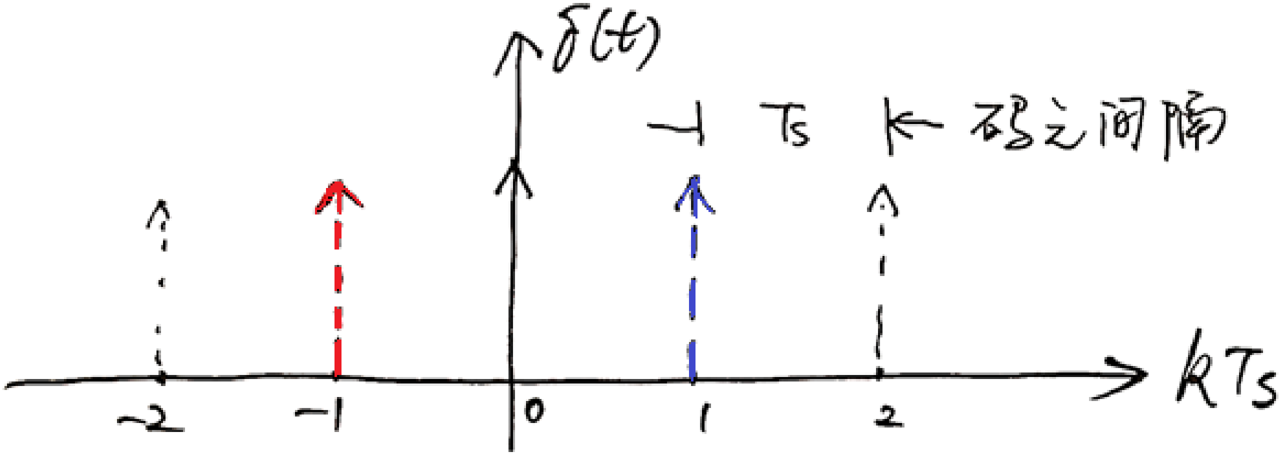
$$h(kT_S) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

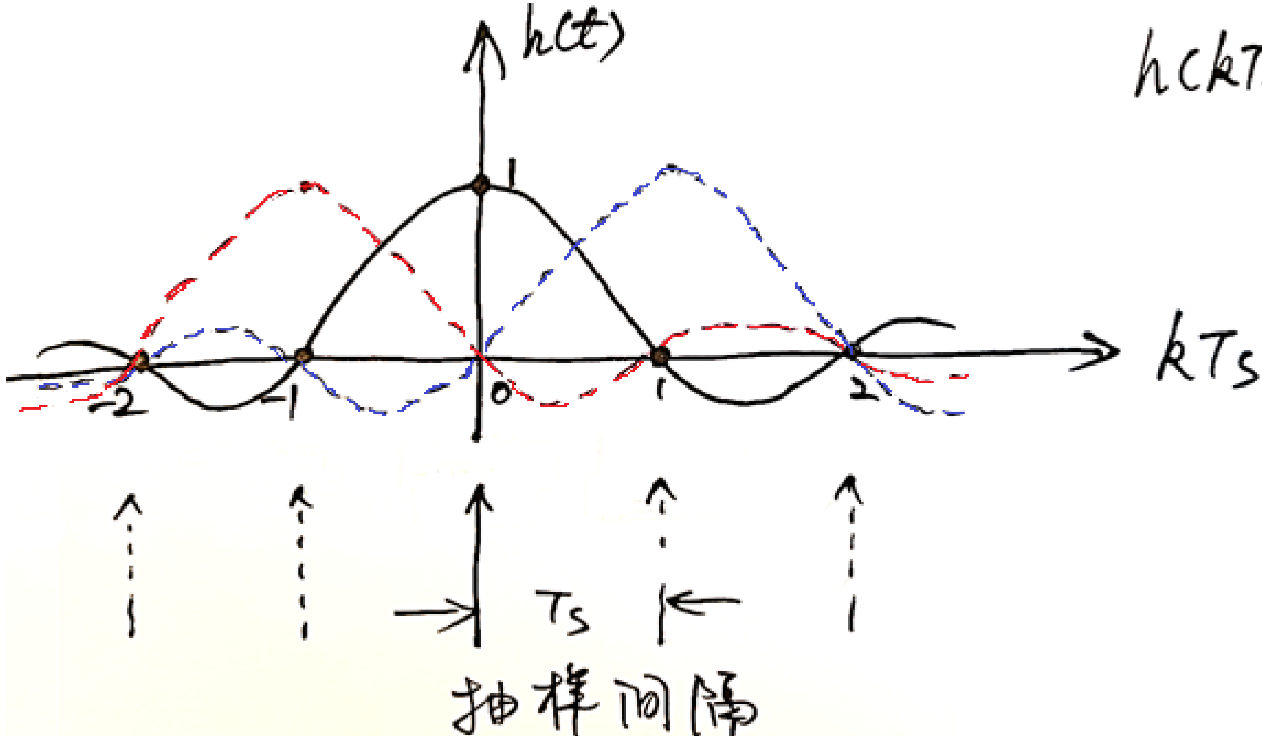
6.5 无码间干扰的基带传输特性

- 时域条件

$$h(kT_s)=\begin{cases}1 & k=0\\ 0 & k\neq 0\text{的整数}\\ \text{任意} & k=\text{小数}\end{cases}$$

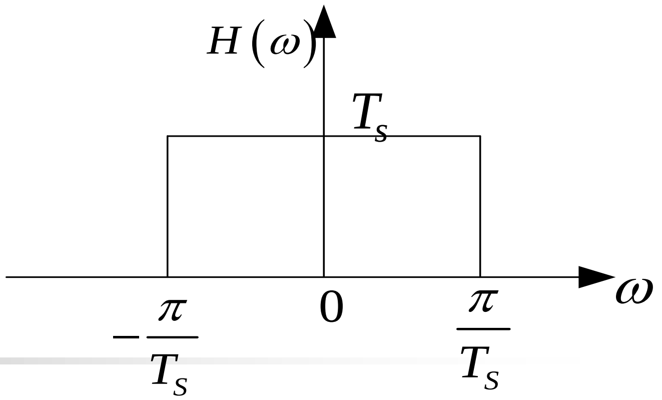






$$h(kT_s)=\begin{cases}1 & k=0\\ 0 & k\neq 0\end{cases}$$

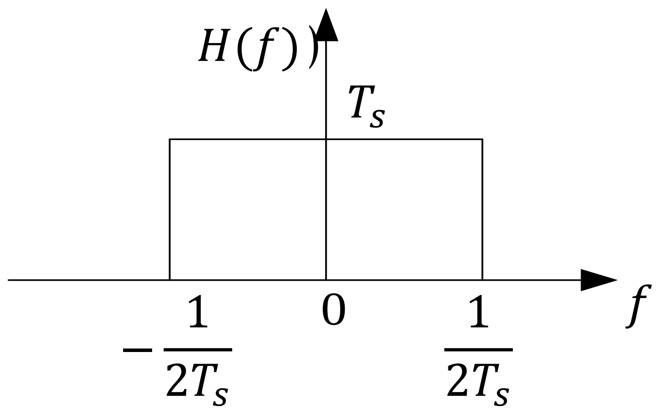
$$Sa\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \Leftrightarrow H(\omega)$$



- 频域条件

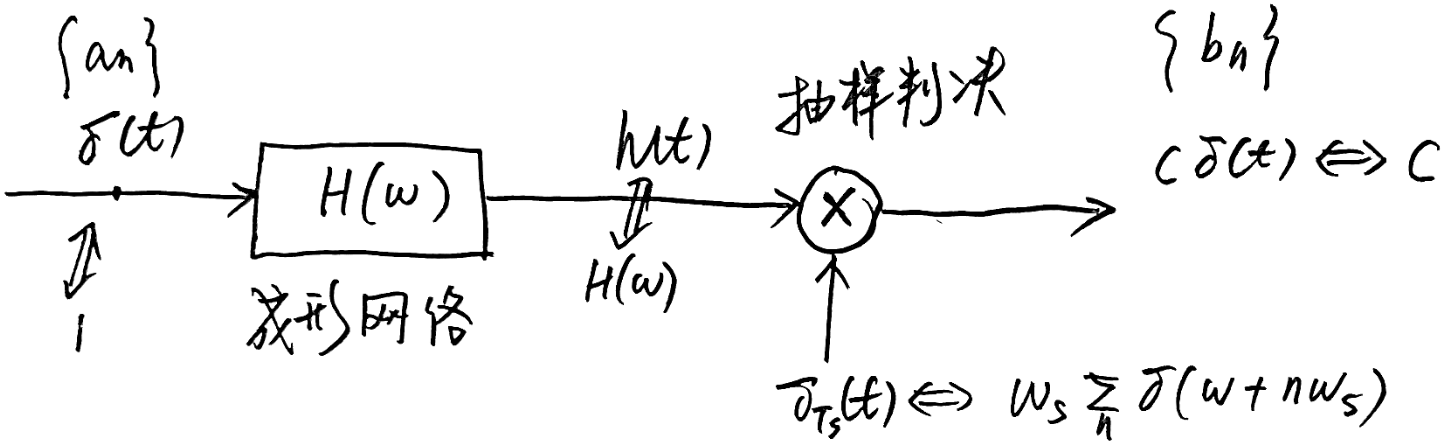
$$\boxed{H_{eq}(\omega)=\begin{cases}\sum\limits_{i=-\infty}^{\infty} H(\omega+\frac{2\pi}{T_s}i)=T_s & |\omega|\le\frac{\pi}{T_s}\\ 0 & else\end{cases}}$$

——奈奎斯特第一准则



$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} H(f+\frac{1}{T_s}i)=K \qquad |f|\le\frac{1}{2T_s}$$

证明：在一个T_s内.



$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$

$\because \quad C = \frac{1}{2\pi}\left[H(\omega) * \omega_s \sum_n \delta(\omega + n\omega_s)\right] \qquad -\frac{\pi}{T_s} \le \omega \le \frac{\pi}{T_s}$

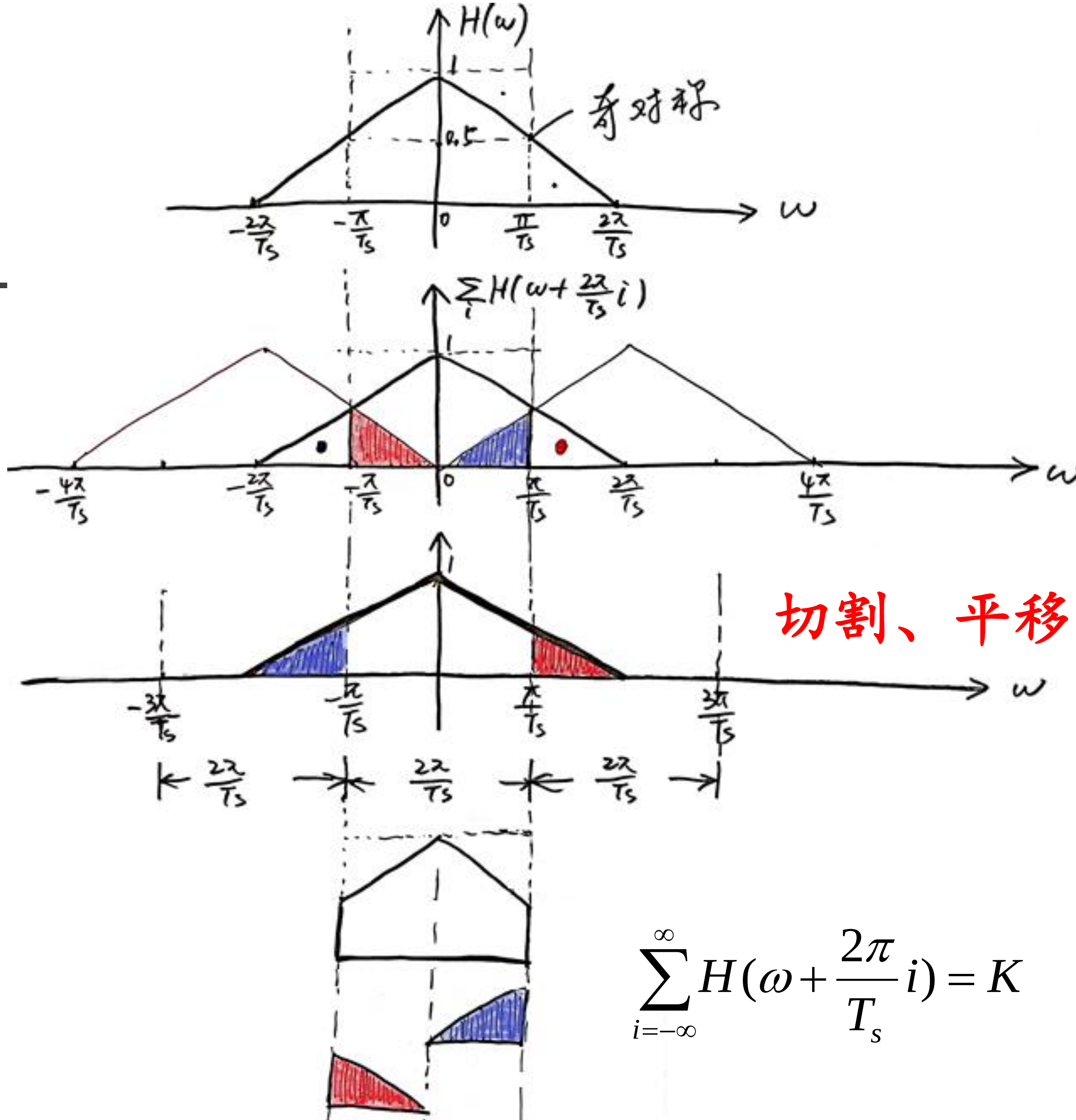
$= \frac{1}{T_s} \sum_n H(\omega + n\omega_s)$

$\therefore \quad \sum_n H(\omega + n\omega_s) = C T_s$

$\sum_n H(\omega + \frac{2\pi}{T_s} n) = K \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T_s}$

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} H(\omega+\frac{2\pi}{T_s}i)=K \qquad |\omega|\le\frac{\pi}{T_s}$$

- 频域条件的物理意义
  - 将$H(\omega)$分割成宽度为$2\pi/T_s$（**T_s为码元间隔，$1/T_s$为码元速率**）的若干段，再全部平移到（$-\pi/T_s$，π/T_s）区间内叠加，如果和为常数，则信号在抽样时刻无码间干扰
  - **一个实际的$H(\omega)$特性若能等效成一个理想低通$H_{eq}(\omega)$，则可实现无码间干扰**
  - **奈奎斯特第一准则是无码间干扰的充要条件**

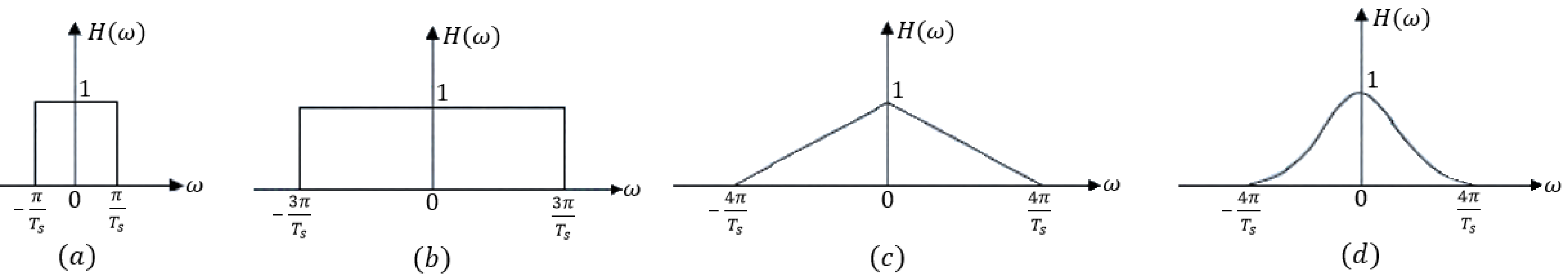


切割、平移、叠加

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} H\left(\omega+\frac{2\pi}{T_s} i\right)=K \qquad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

切割、平移、叠加

- 例：若传输速率为 $2/T_s$ $baud$，如图为几种基带传输系统，试分析各系统是否存在码间干扰？



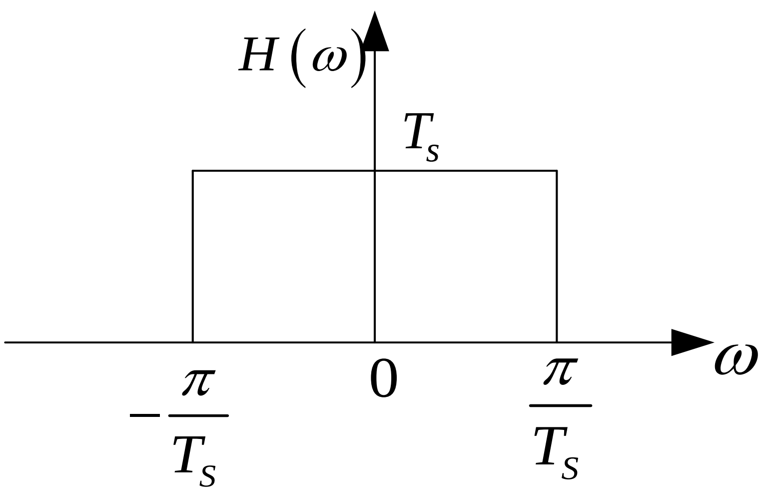
$$H_{eq}(\omega)=\sum_{i=-\infty}^{\infty}H(\omega+\frac{2\pi}{T}i)=K\quad |\omega|\le\frac{\pi}{T}$$

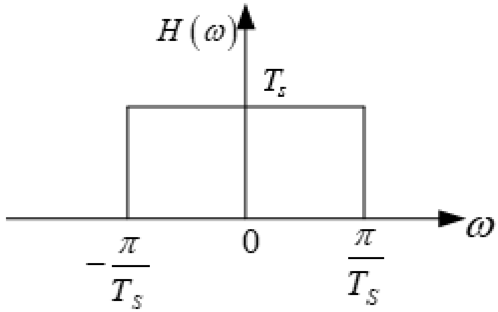
$$=\sum_{i=-\infty}^{\infty}H(\omega+\frac{4\pi}{T_s}i)=K\quad |\omega|\le\frac{2\pi}{T_s}$$

无码间干扰的传输特性设计
（基带波形设计）

一. 理想低通特性

$$H(\omega)=H_{eq}(\omega)=\begin{cases}T_s & |\omega|\le \dfrac{\pi}{T_s}\\ 0 & else\end{cases}$$





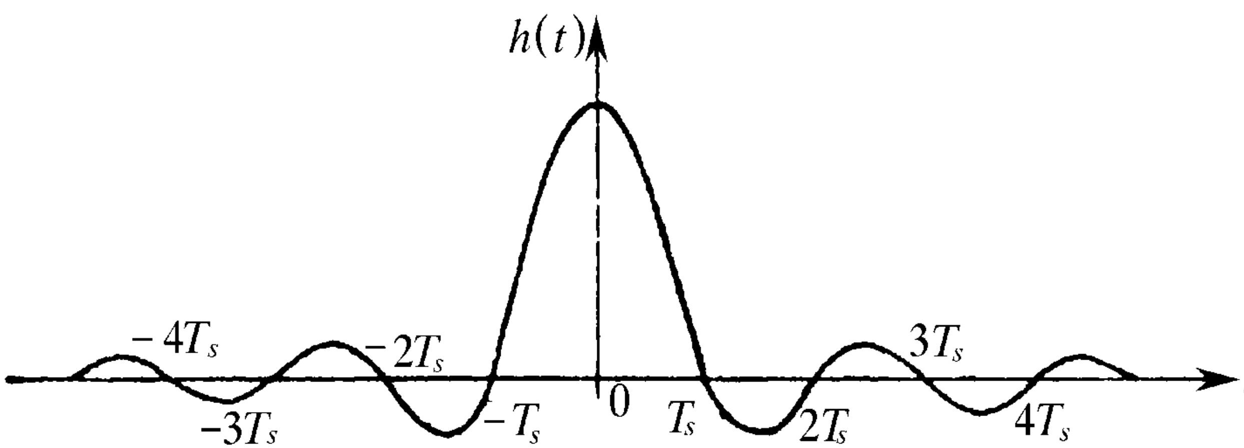
$$h(t)=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{2\pi}{T_s}\cdot T_s\cdot Sa\left(t\cdot\frac{\pi}{T_s}\right)$$

$$\frac{\pi t}{T_s}=k\pi \quad k=\pm1,\pm2\cdots$$

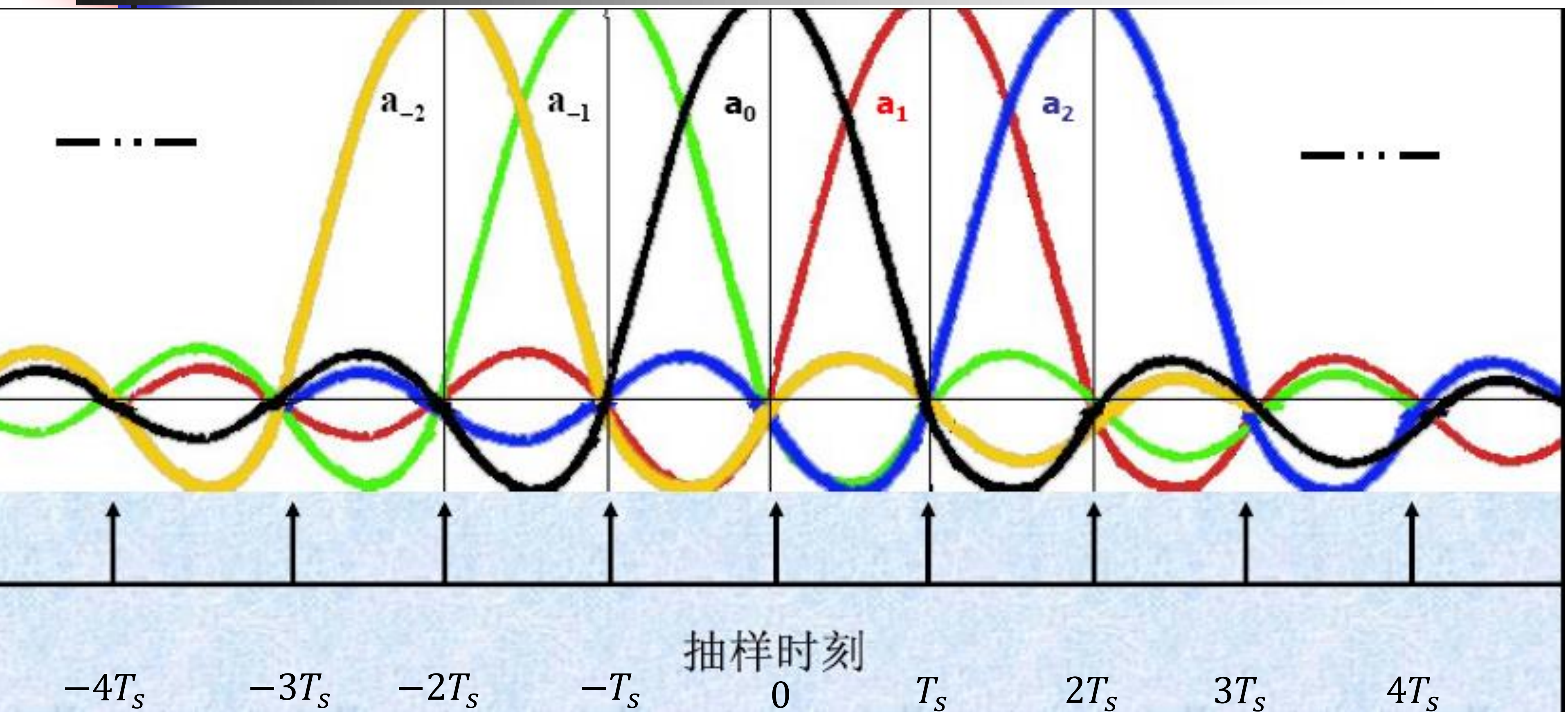
理想基带波形

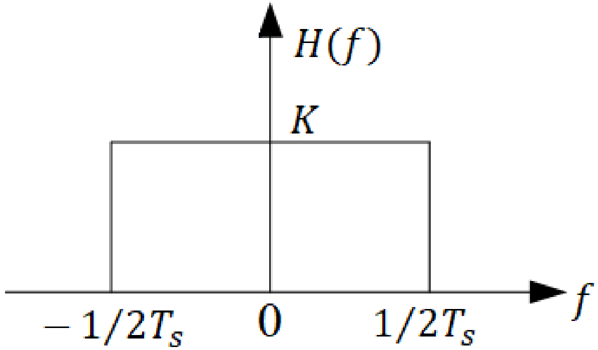
$$h(t)=Sa(\frac{\pi t}{T_s})$$

若在$t=kT_s$抽样，则无码间干扰



基带信号抽样判决





$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} H\left(f+\frac{1}{T_s}i\right)=K \qquad |f|\le\frac{1}{2T_s}$$

$$H(f)=K \qquad |f|\le\frac{1}{2T_s}$$

理想低通特性结论

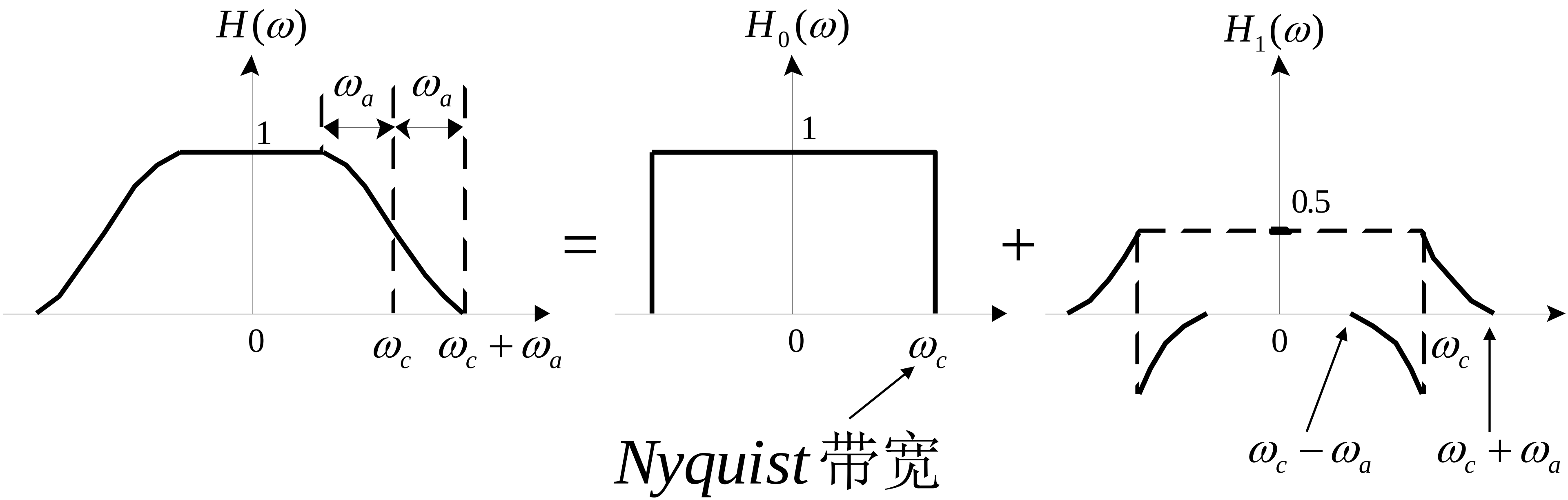
- 当理想低通特性信道带宽为 $\boxed{B=1/2T_s\,(Hz)}$ 时，若基带信号以 $\boxed{R_B=1/T_s\,(baud)}$ 进行传输，则无码间干扰，此码元速率为无码间干扰的最高速率，称为Nyquist速率，此时的带宽称为Nyquist带宽
- 最大频带利用率为 $\boxed{\eta=2(baud\ /\ Hz)}$
- **问题：理想低通很难实现；基带波形拖尾长，收敛慢，定时不准时串扰大**

二. 余弦滚降特性

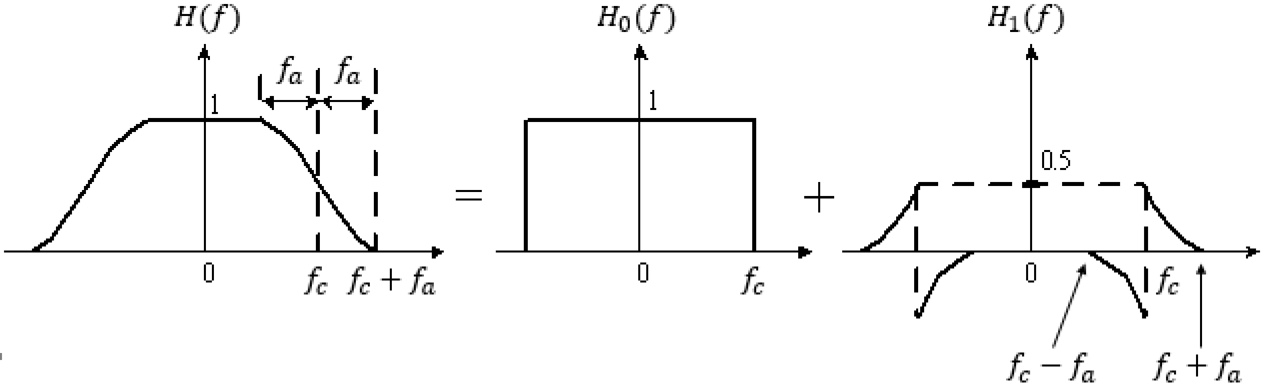
- 首先保证抽样时刻**无码间干扰**
- 总传输特性圆滑滚降，则**带宽展宽**
- 基带信号**码元速率不变**，波形拖尾收敛快，**定时误差影响小**
- 频带利用率达不到理论最大值

满足无码间干扰的带宽称为Nyquist带宽，余弦滚降系统中为奇对称点

余弦滚降频域特性



$$H(\omega)=H_0(\omega)+H_1(\omega)$$

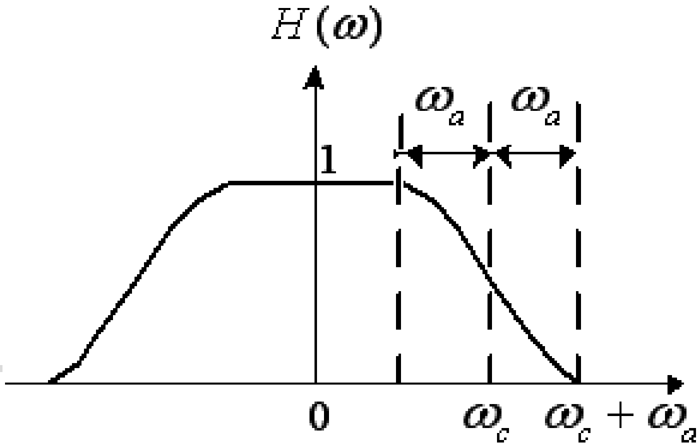


- 定义**滚降系数** $\alpha=\dfrac{f_a}{f_c}$ $\qquad 0\le\alpha\le 1$
- **系统带宽** $B=f_c+f_a=(1+\alpha)f_c$

$$f_c=\frac{1}{2T_s}\text{—}Nyquist\text{带宽}$$

- **频带利用率**

$$\eta=\frac{\text{码元速率}}{\text{系统带宽}}=\frac{R_B}{B}=\frac{1/T_s}{(1+\alpha)f_c}=\frac{2}{1+\alpha}$$



- 频域特性

$$H(\omega)=\begin{cases}1 & |\omega|\le\omega_c-\omega_a\\ \dfrac{1}{2}+\dfrac{1}{2}\sin\dfrac{\pi(\omega_c-\omega)}{2\omega_a} & \omega_c-\omega_a\le|\omega|\le\omega_c+\omega_a\\ 0 & |\omega|\ge\omega_c+\omega_a\end{cases}$$

- 时域特性

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

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

- 当α=0时，即为理想低通特性
- 当**α=1**时，即为**升余弦**滤波器特性（$\omega_a=\omega_c$）

$$H(\omega)=\begin{cases}\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cos\frac{\pi\omega}{2\omega_c}=\left(\cos\frac{\pi\omega}{4\omega_c}\right)^2 & |\omega|\le 2\omega_c\\ 0 & else\end{cases}$$

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

- 升余弦谱的波形

$$h(t)=\frac{1}{T_S}\cdot Sa(\frac{\pi}{T_S}t)\cdot\frac{\cos\pi t/T_S}{1-4t^2/T_S^2}\qquad\left(t\neq\pm\frac{T_s}{2}\right)$$

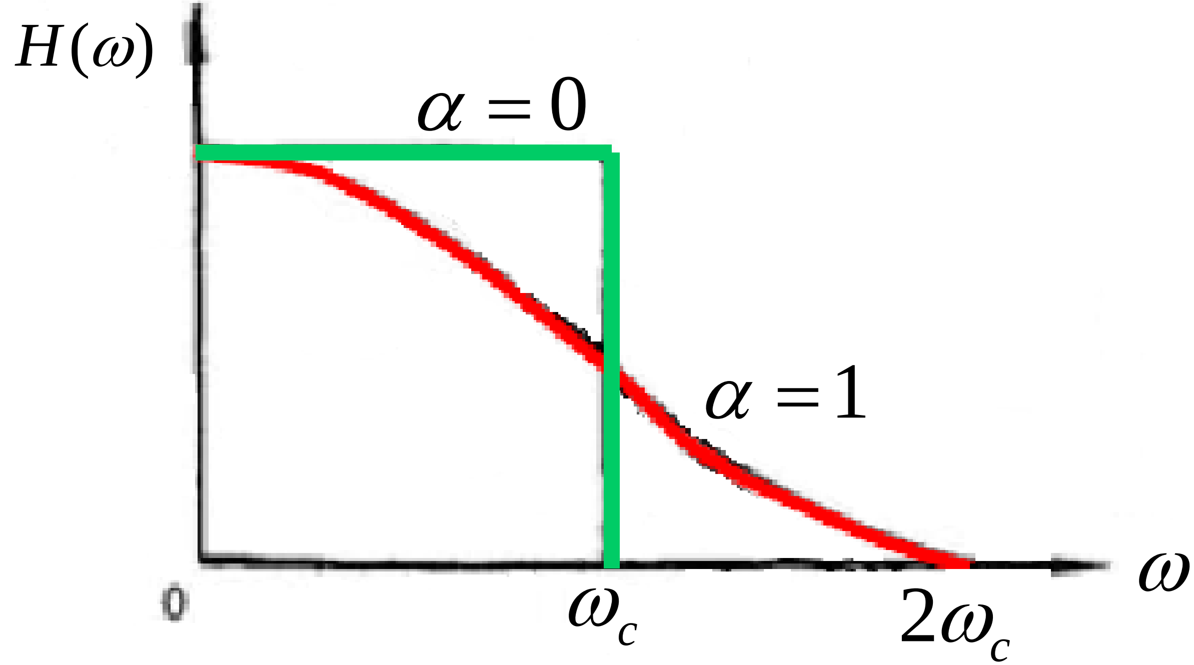
- $Sa(\dfrac{\pi}{T_s}t)$ 的过零点

$$\frac{\pi t}{T_s}=k\pi\qquad t=kT_s\quad,k=\pm1,\pm2\cdots$$

- $\cos\dfrac{\pi}{T_s}t$ 的过零点

$$(k\neq 0,-1)$$

$$\frac{\pi t}{T_s}=k\pi+\frac{\pi}{2}\qquad t=kT_s+\frac{1}{2}T_s\quad,k=1,\pm2\cdots$$

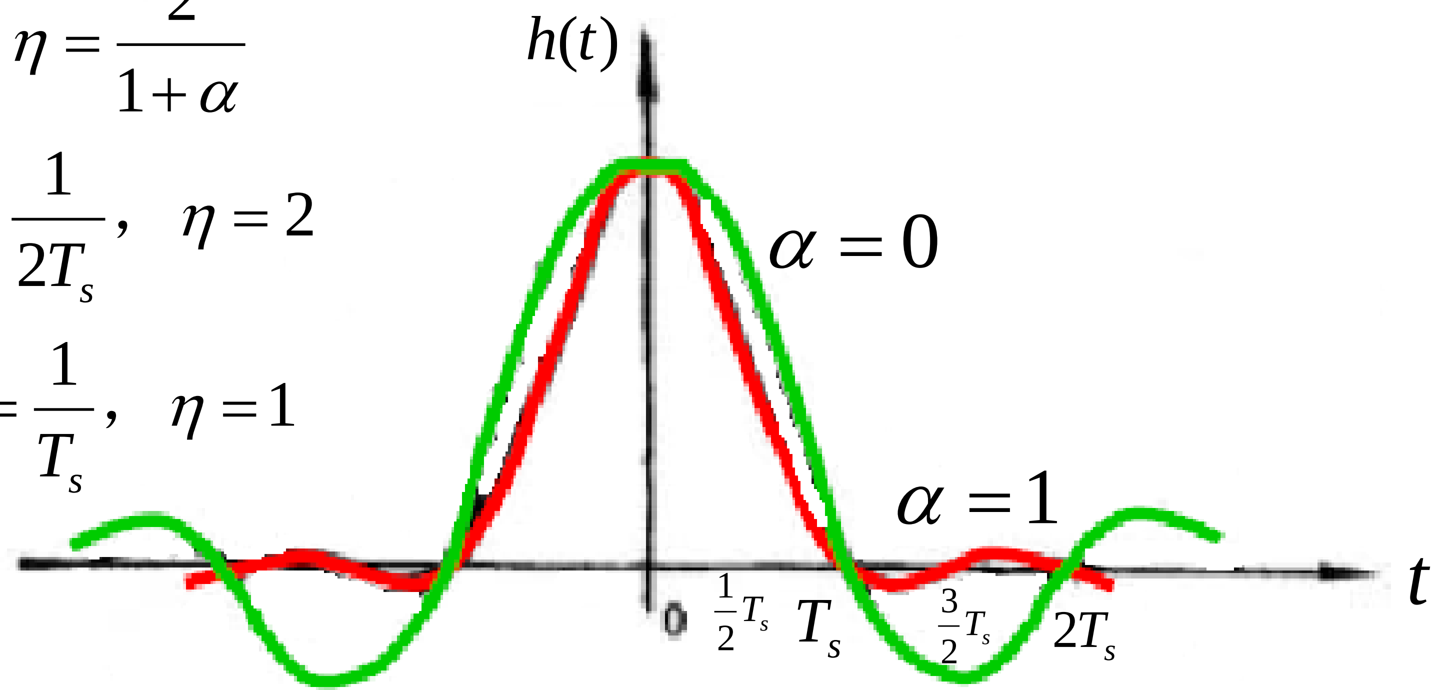


$\alpha = f_a / f_c$

$B = (1+\alpha) f_c \qquad \eta = \dfrac{2}{1+\alpha}$

$\alpha = 0$: $\quad B = f_c = \dfrac{1}{2T_s}, \quad \eta = 2$

$\alpha = 1$: $\quad B = 2 f_c = \dfrac{1}{T_s}, \quad \eta = 1$



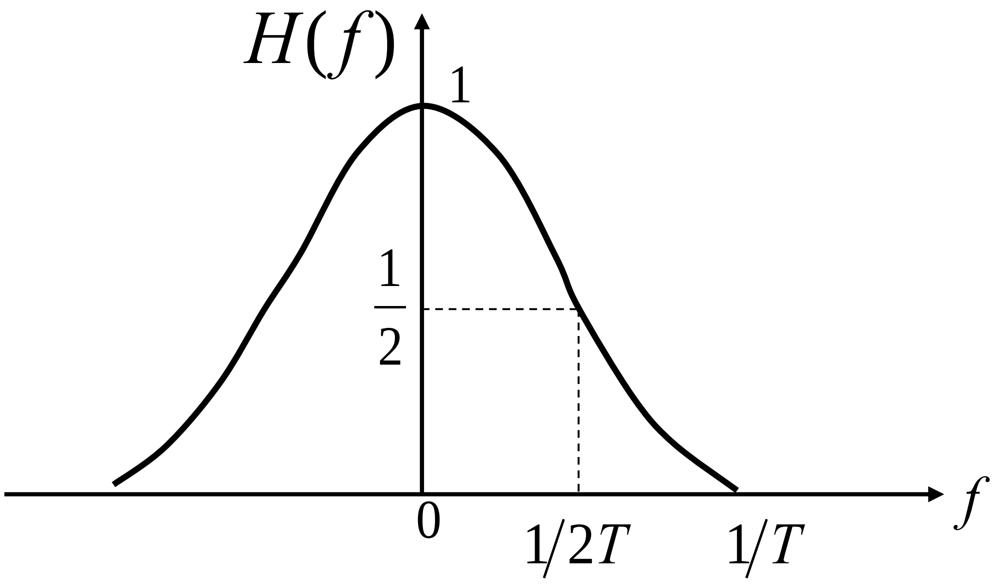
$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{1/T_s}{B}$$

余弦滚降特性结论

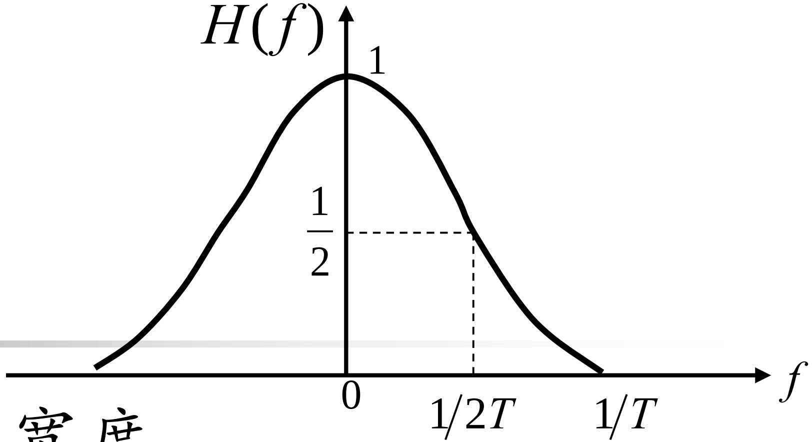
- 系统带宽 $\boxed{B=(1+\alpha)f_c}$
- 频带利用率 $\boxed{\eta=\dfrac{2}{1+\alpha}}$
- 滚降系数$\alpha(0 \le \alpha \le 1)$越大，滚降越平缓，系统频域特性越容易实现，占用频带越宽，频带利用率越低；时域波形拖尾收敛越快，有利于减小由于定时误差引起的码间干扰
- 设计通信系统时，希望频带利用率高，定时抖动对误码率影响小，系统易于实现，而它们对滚降系数的要求是矛盾的。

例：基带传输系统总特性为升余弦滚降特性

- 求系统无码间干扰的最高传码率和频带利用率
- 若分别以2/3T，1/2T，1/T，3/T的码元速率传输数据，哪些速率可消除码间干扰



切割、平移、叠加



解:

- 最高传码率即频率最大切割宽度

$$R_{Bmax}=\frac{1}{T}\ baud \qquad \eta_{max}=\frac{R_{Bmax}}{B}=1\ baud/Hz$$

- 首先排除 $>\frac{1}{T}$ 的码元速率，即 $\frac{3}{T}$ 速率有干扰
- 以 $\frac{1}{T}$ 速率通过系统显然无干扰
- $\frac{1}{T_s}=\frac{2}{3T}$ 有干扰，切割宽度为 $\frac{2}{3T}$，平移，叠加范围 $\left(-\frac{1}{3T}Hz,\frac{1}{3T}Hz\right)$
- $\frac{1}{T_s}=\frac{1}{2T}$ 无干扰，切割宽度为 $\frac{1}{2T}$，平移，叠加范围 $\left(-\frac{1}{4T}Hz,\frac{1}{4T}Hz\right)$

- 例：**理想低通信道的截止频率为3KHz，分别传送以下的各类二进制信号，求最高信息速率**
  - 理想低通谱型的信号
  - $\alpha = 0.2$的余弦滚降信号（谱型）
  - 升余弦滚降信号（谱型）
  - 以矩形脉冲为基本波形的不归零信号
  - 以半占空矩形脉冲为基本波形的归零信号

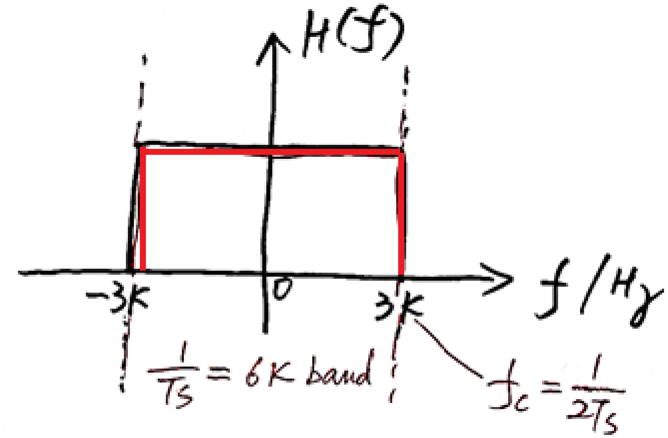
解：∵ 二进制 $R_b = R_B$，$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{R_b}{B}$，∴ $R_b = \eta \cdot B$

∵ $B = 3KHz$ ∴ 只需求 $\eta_{max} \rightarrow R_{bmax}$

(1) 理想低通谱型信号

∵ $\eta_{max} = 2\ baud/Hz = 2\ bps/Hz$

∴ $R_{bmax} = \eta \cdot B = 2 \times 3K = 6K\ bps$



(2) $\alpha = 0.2$ 余弦滚降谱信号

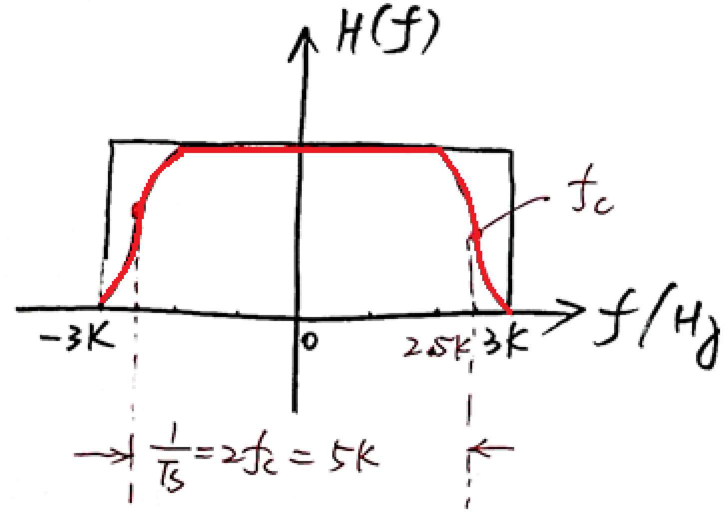
$$\eta_{max} = \frac{2}{1+\alpha} = \frac{2}{1+0.2} = \frac{5}{3}\ baud/Hz$$

$$R_{bmax} = \eta \cdot B = \frac{5}{3} \times 3K = 5K\ bps$$

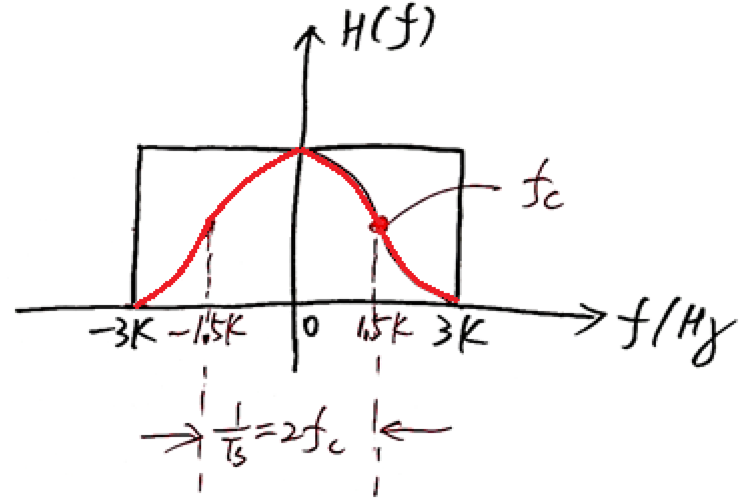
∵ $B = (1+\alpha) f_c$

$3K = 1.2 f_c$

∴ $f_c = 2.5KHz$



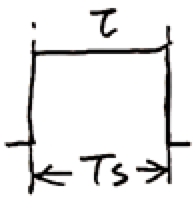
(3) 升余弦滚降信号（谱型）



$\alpha=1$，$\eta_{max}=\frac{2}{1+\alpha}=1$ baud/Hz

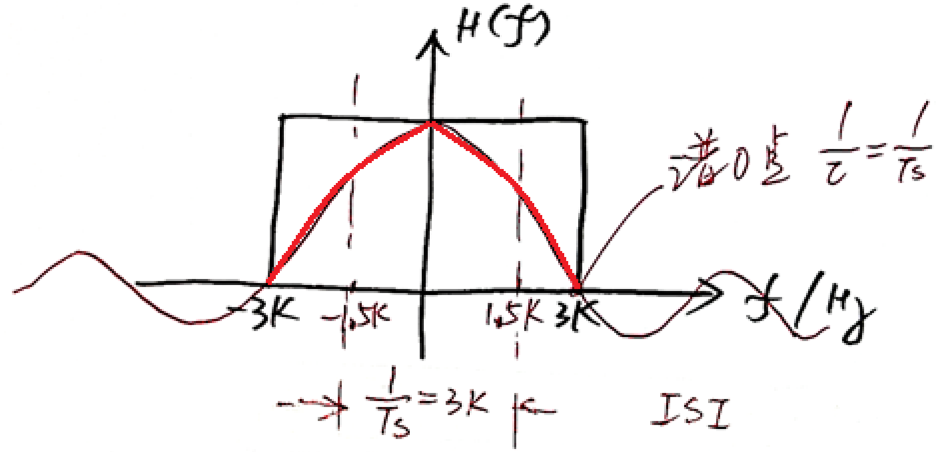
$R_b=\eta\cdot B=1\times3K=3K$ bps

(4) 不归0矩形脉冲信号

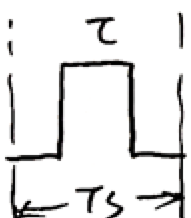


$\eta=\frac{\tau}{T_s}=1$ baud/Hz

$R_b=\eta\cdot B=1\times3K=3K$ bps

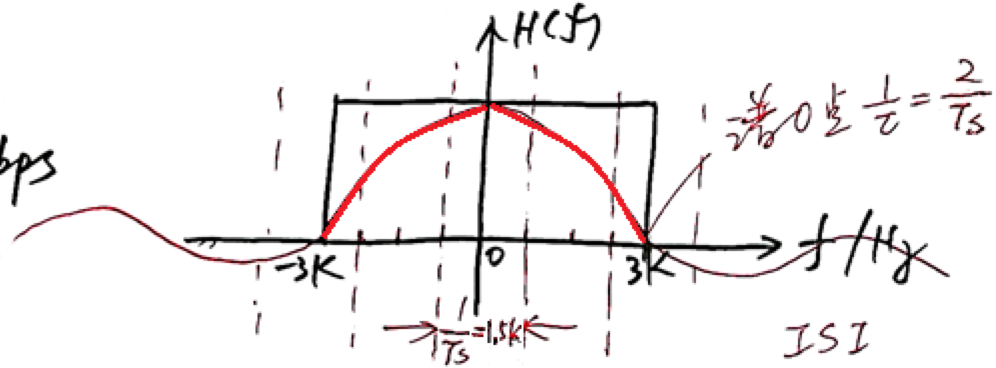


(5) 半占空矩形脉冲信号



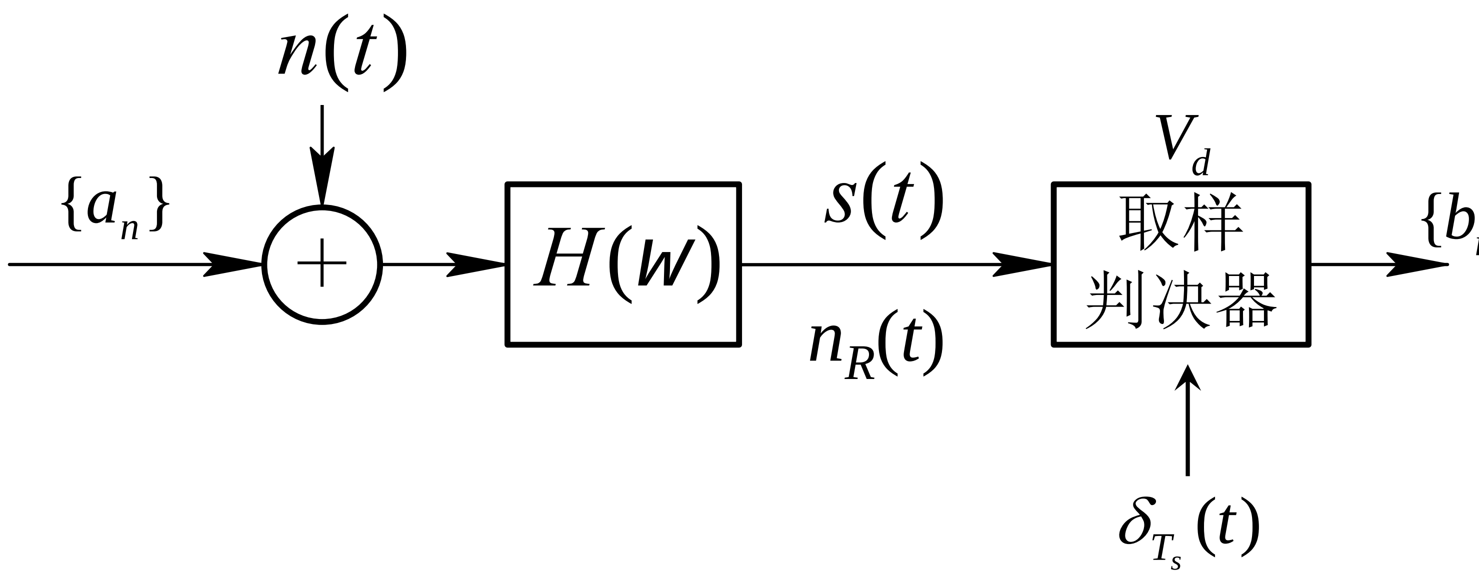
$\eta=\frac{\tau}{T_s}=\frac{1}{2}$ baud/Hz

$R_b=\eta\cdot B=\frac{1}{2}\times3K=1.5K$ bps



6.6 基带传输系统抗噪性能

- 在不考虑码间干扰的前提下，研究信道加性高斯白噪声对信号判决的影响，即误码率；抗噪性能分析即建立误码率与信噪比的关系。



- 假设
  - 信道加性噪声$n(t)$是均值为0，双边功率谱为$n_0/2$的平稳高斯白噪声，成型网络是一个线性网络 $H(\omega)=G_T(\omega)\cdot C(\omega)\cdot G_R(\omega)$，故判决电路输入噪声$n_R(t)$也是均值为0的平稳高斯噪声
  - 设 $n_R(t)$ 是均值为0，方差为$\sigma_n{}^2$的高斯噪声

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

二进制双极性基带系统

- 设二进制基带信号为双极性，若传输过程信号无损耗，无码间干扰，则信号在抽样时刻的电平取值为$\pm A$，则抽样判决器输入的混合波形 $r(t)=s(t)+n_R(t)$ 在抽样时刻的取值

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

- 设判决门限为V_d，判决规则

$$\begin{cases} r(kT_S)\geq V_d & \text{判为"1"} \\ r(kT_S)<V_d & \text{判为"0"} \end{cases}$$

$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0}$$

- **以误码率最小的原则确定判决门限**

- 发送“1”时，$x = r(kT_s) = A + n_R(kT_s)$的概率分布

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

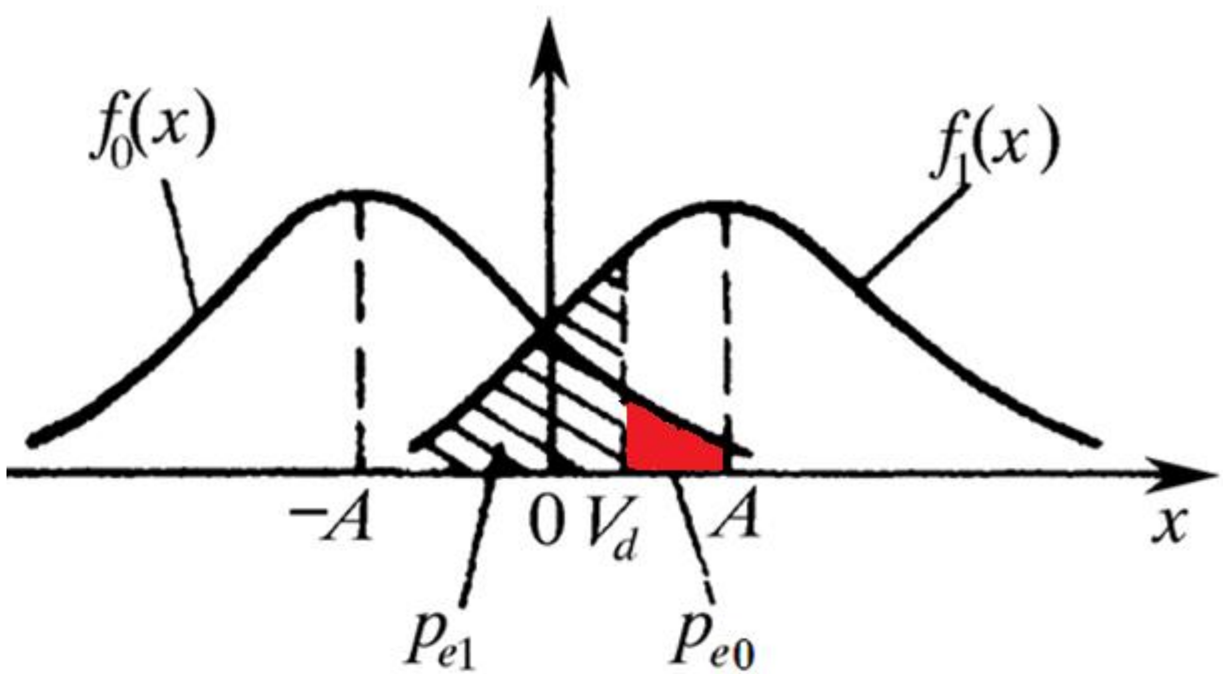
- 发送“0”时， $x = r(kT_s) = -A + n_R(kT_s)$的概率分布

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

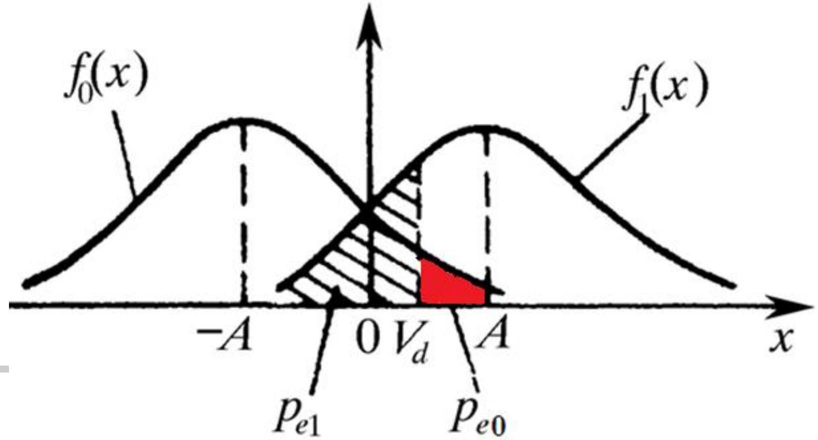
$$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0}$$

$$\begin{cases} r(kT_S) \geq V_d & \text{判为"1"} \\ r(kT_S) < V_d & \text{判为"0"} \end{cases}$$

- **判决门限：** $-A < V_d < A$
- 发1错判为0的概率为 $P_{e1} = P(0/1)$
- 发0错判为1的概率为 $P_{e0} = P(1/0)$



- **误差函数**
  - 误差函数： $erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-z^2} dz$
  - 补误差函数： $erfc(x) = 1 - erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-z^2} dz$
  - 误差函数是奇函数 $erf(x) = -erf(-x)$
  - 若$x_1 < x_2$，则$erfc(x_1) > erfc(x_2)$



- 发“1”的误码率

$$P_{e1}=P(x<V_d)=\int_{-\infty}^{V_d} f_1(x)dx=\frac{1}{2}erfc\left(\frac{A-V_d}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

- 发“0”的误码率

$$P_{e0}=P(x\geq V_d)=\int_{V_d}^{\infty} f_0(x)dx=\int_{-\infty}^{-V_d} f_1(x)dx$$

$$=\frac{1}{2}erfc\left[\frac{A-(-V_d)}{\sqrt{2}\sigma_n}\right]=\frac{1}{2}erfc\left[\frac{A+V_d}{\sqrt{2}\sigma_n}\right]$$

- 系统总误码率：$P_e = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0}$
- 当误码率最小时，得到最佳门限电平

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

- **若0、1等概时，双极性波形最佳门限 $V_d^* = 0$**

误码率：$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$

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

二进制单极性基带系统

- 二进制基带信号为单极性波形，在抽样时刻的电平取值为0和A
- 最佳门限 $V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$
- **0、1等概时，最佳判决电平A / 2**

  总误码率：$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n}\right)$
- **结论：对同一系统，信噪比越高，误码率越低，抗噪性能越好；而在信噪比相同情况下，双极性系统比单极性系统误码率低**

本章小结

- 数字基带传输系统模型，及主要解决的问题
- 数字基带信号及其频域特性分析结论
- 传输码型的常用几种编码方法
- 奈奎斯特第一准则的原理及应用
- 理想低通、余弦滚降的特性、设计思想、模型原理及相关指标计算
- 基带系统抗噪性能分析方法及结论

作业

- 阅读教材第六章内容
- 第六章习题
  - 1、2、3
  - 4、7、8（~~和CMI码~~）
  - 11、12、13
  - 17、18