



引言

- 数字基带信号

- 未经调制的数字信号，它所占据的频谱是从零频或很低频率开始的。

- 数字基带传输系统

- 不经载波调制而直接传输数字基带信号的系统，常用于传输距离不太远的情况下。

- 数字调制（带通）传输系统

- 包括调制和解调过程的传输系统。



引言

- 研究数字基带传输系统的原因：
 - 近程数据通信系统中广泛采用，有迅速发展的趋势；
 - 基带传输中包含带通传输的许多基本问题；
 - 任何一个采用线性调制的带通传输系统，可以等效为一个基带传输系统来研究。



第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性 ➡
- 6.2 基带传输的常用码型 ➡
- 6.3 基带脉冲传输与码间串扰 ➡
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性 ➡
- 6.5 基带系统的抗噪声性能 ➡
- 6.6 眼图 ➡
- 6.7 部分响应和时域均衡 ➡



作业:

P₁₇₁

1、 5、 7、 8、 11、 12、 13、 23



6.1 数字基带信号及其频谱特性

6.1.1 数字基带信号

数字基带信号是指消息代码的电波形，它是用不同的电脉冲来表示相应的消息代码。

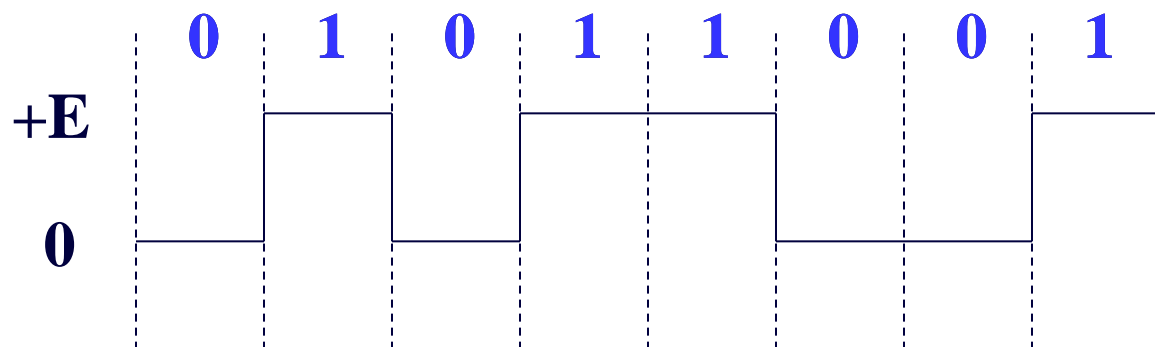
数字基带信号的类型有很多，常见的有矩形脉冲、三角形脉冲、高斯脉冲和升余弦脉冲等。最常用的是矩形脉冲，因为矩形脉冲易于形成和变换。





1. 单极性不归零波形 (NRZ)

信号脉冲的零电平和正电平分别对应着二进制代码0和1，码元之间无时间间隔。



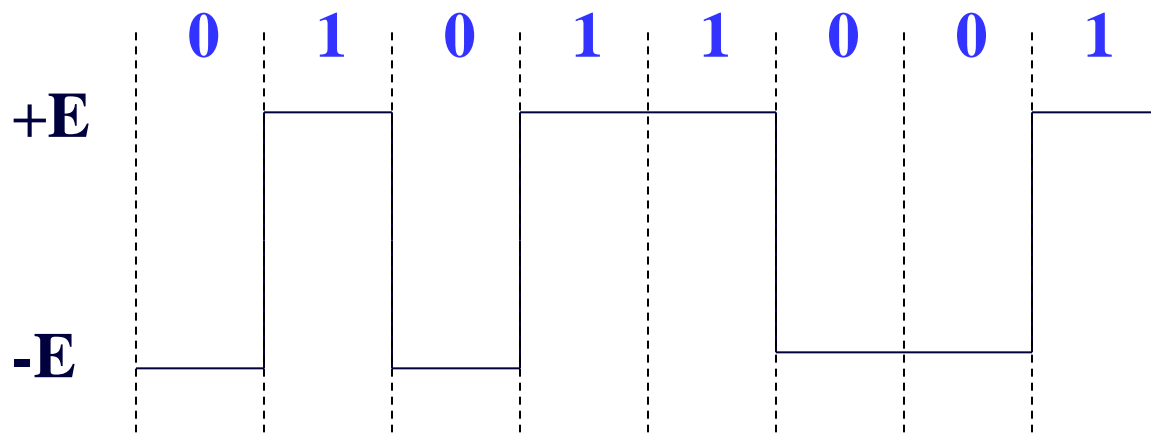
- 极性单一，易于用TTL、CMOS电路产生；
- 有直流成份，要求传输线路具有直流传输能力，因而不适应有交流耦合的远距离传输；
- 只适用于计算机内部或极近距离的传输。





2. 双极性不归零波形 (BNRZ)

在该波形中，脉冲的正负电平分别对应于二进制代码1、0，码元之间无时间间隔。



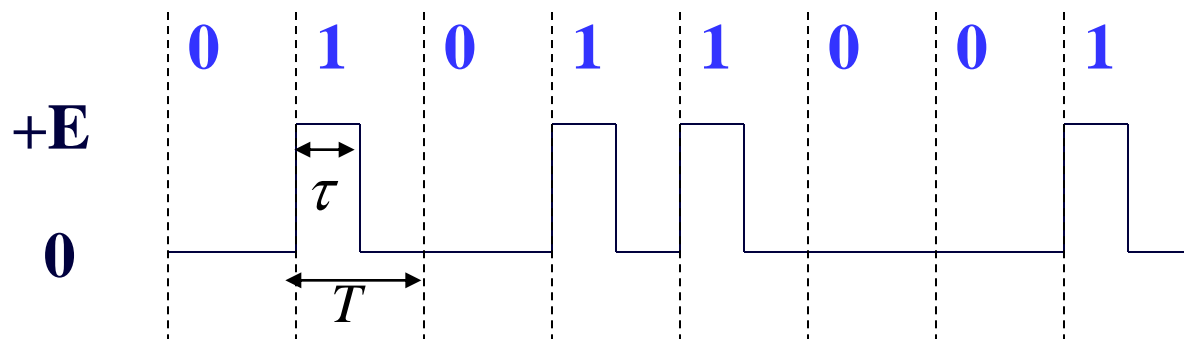
- 1和0等概时无直流分量， 但不等概时仍存在；
- 接收端判决门限为0， 不受信道特性的影响， 因此抗噪声性能好；
- ITU-T制定的V. 24接口标准和EIA制定的RS-232C接口标准中使用。





3. 单极性归零波形 (RZ)

所用脉冲宽度小于码元宽度，每个脉冲在小于码元长度内总要回到零电平，所以称为归零波形。占空比 $\tau/T_s < 1$



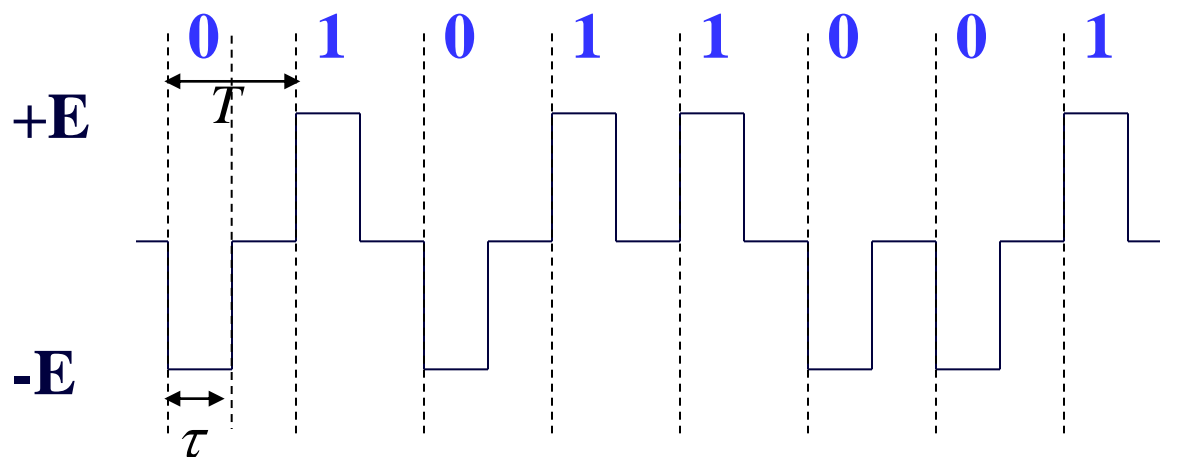
- 可以直接提取同步信号。
- 它是其它码型提取同步信号需采用的一个过渡波形。





4. 双极性归零波形 (BRZ)

它是双极性波形的归零形式。每个码元内的脉冲都回到零电平，即相邻脉冲之间必定留有零电位的间隔。

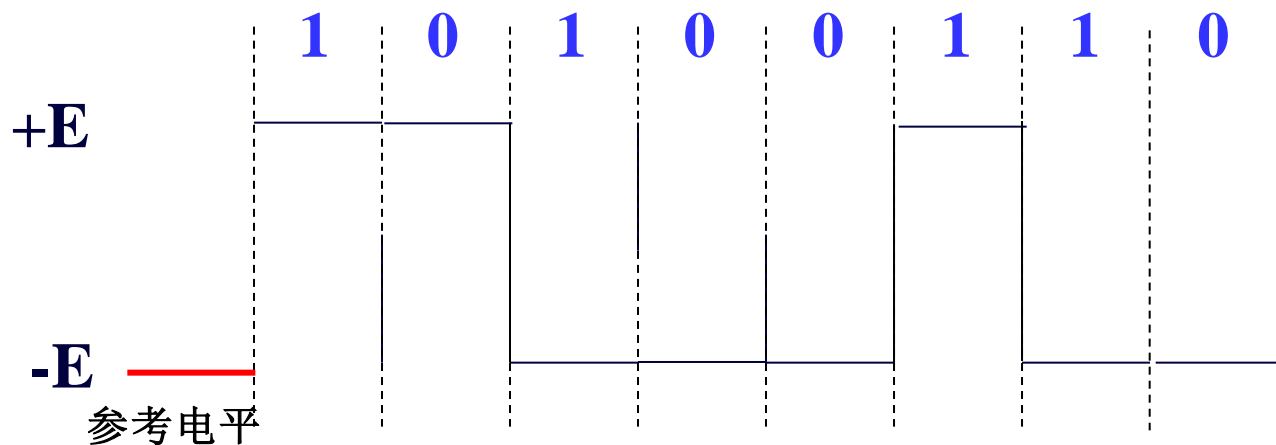


- 它除了具有双极性不归零波形的特点外，还有利于同步脉冲的提取。



5. 差分波形

这种波形是用相邻码元的电平的跳变和不变来表示消息代码。以电平跳变表示1，电平不变表示0，也可以反过来。



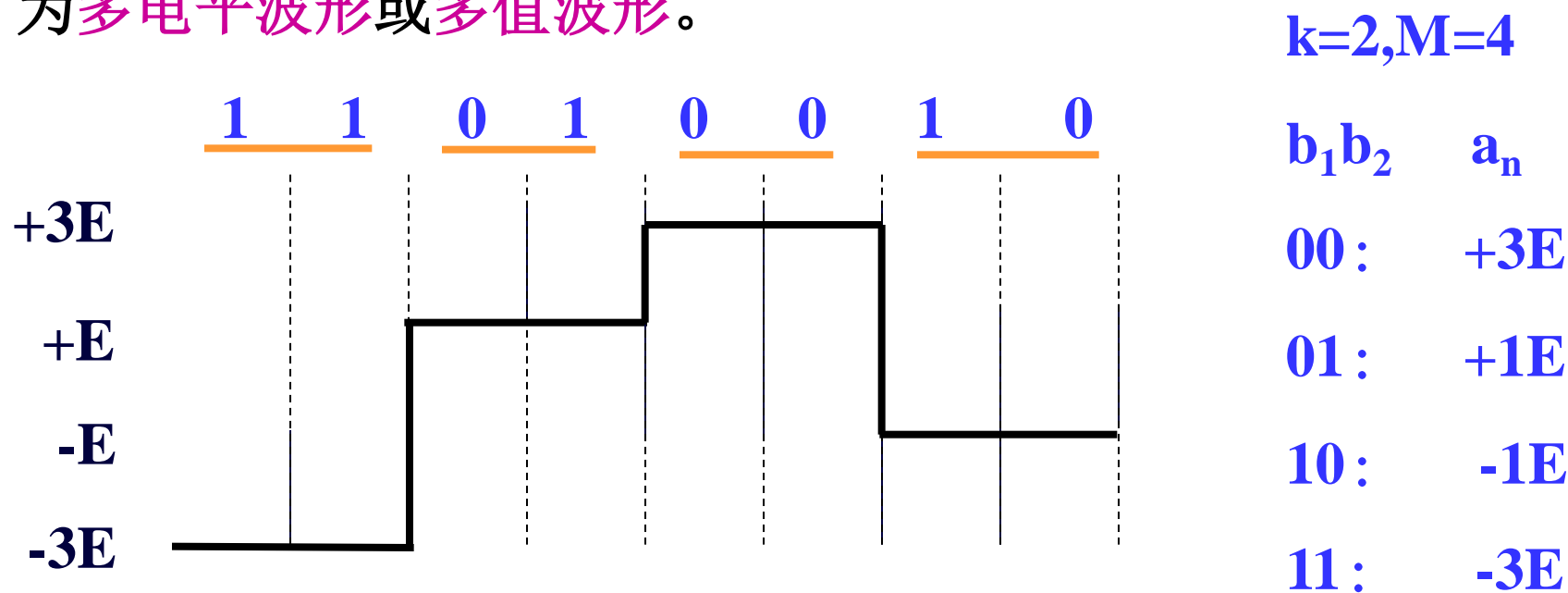
- 差分码又称为**相对码**
- 用差分码波形传送代码可以**消除设备初始状态的影响**，特别是在相位调制系统中用于解决载波相位模糊问题。





6. 多电平波形

多于一个二进制符号对应一个脉冲的情形。这种波形统称为多电平波形或多值波形。



- 在码元速率一定时，多进制码可以提高信息速率，故在高速数字传输系统中得到广泛应用。





6.1.2 数字基带信号的频谱特性

■ 码型

- 数字基带信号的时域波形，时域特性

■ 数字基带信号的频域特性？

- 规则波形----确定性函数----频谱函数
- 随机脉冲序列？ 功率谱

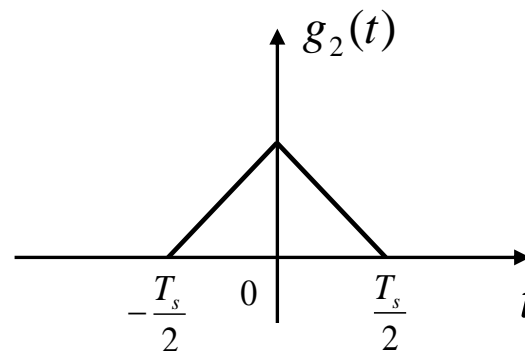
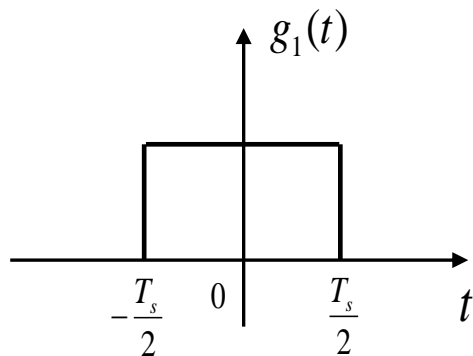
■ 功率谱公式计算方法

- 自相关函数，付氏变换----计算过程复杂
- 根据基本定义，求出简单二元码功率谱----较为简单



6.1.2 数字基带信号的频谱特性

假设 $g_1(t)$ 表示“0”码， $g_2(t)$ 表示“1”码。假设序列中任一码元间隔 T_s 内 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 出现的概率分别为 P 和 $1-P$ ，且出现是统计独立的。



码元周期 T_s (s)

码元速率 R_B (baud)

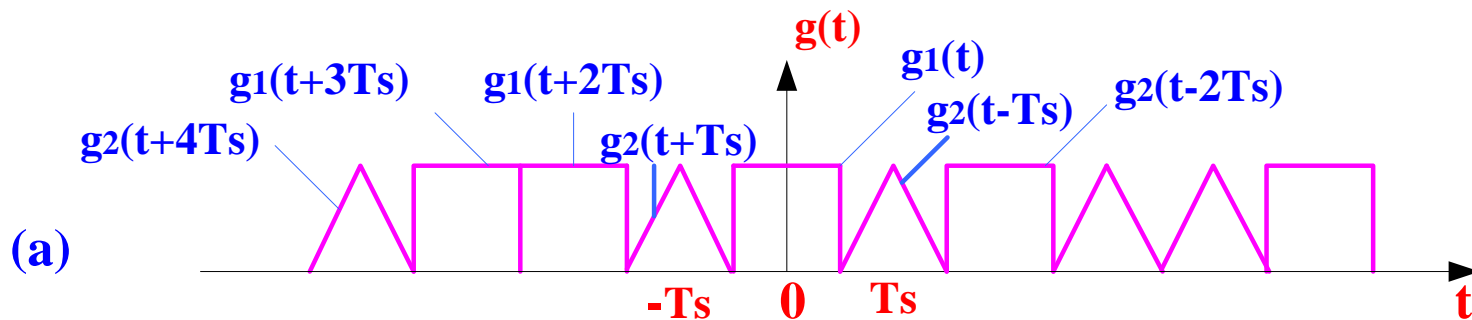
码元位定时频率 f_s (Hz)

$$f_s = R_B = 1/T_s$$





... 1 0 0 1 0 1 0 1 1 0 ...



数字基带信号是一个随机序列 $s(t)$ ，可表示成

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

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





随机脉冲序列 $s(t)$ 分解成两部分：稳态波 $v(t)$ 和交变波 $u(t)$

- 稳态波 $v(t)$ ：随机序列 $s(t)$ 的统计平均分量—每个码元内出现 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 的概率加权平均

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

- 交变波 $u(t)$ ：交变波是 $s(t)$ 与 $v(t)$ 之差

$$u(t) = s(t) - v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_n(t)$$

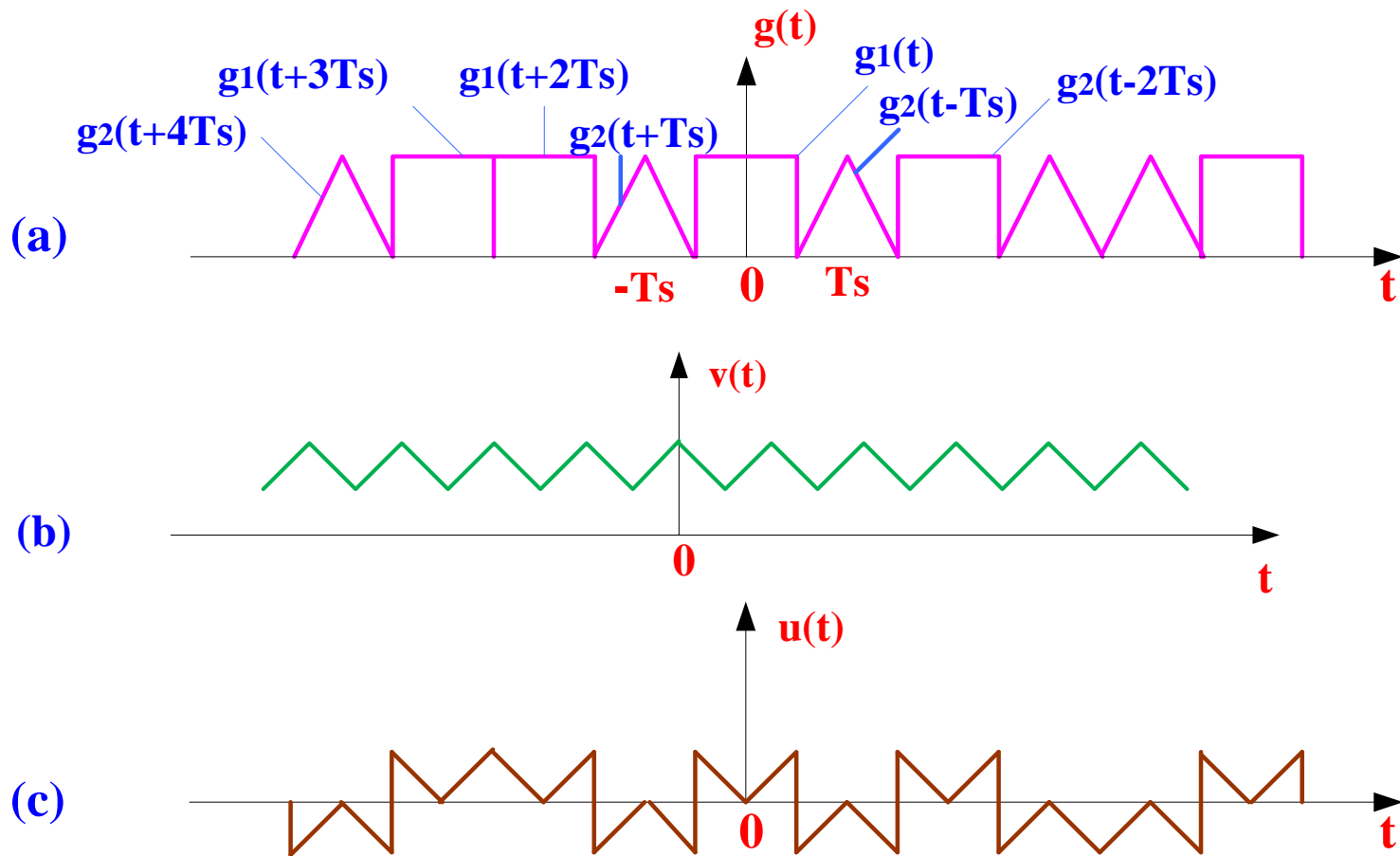
$$u_n(t) = a_n [g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)]$$

$$a_n = \begin{cases} 1-P, & \text{以概率} P \\ -P, & \text{以概率} (1-P) \end{cases}$$





稳态分量和交变分量

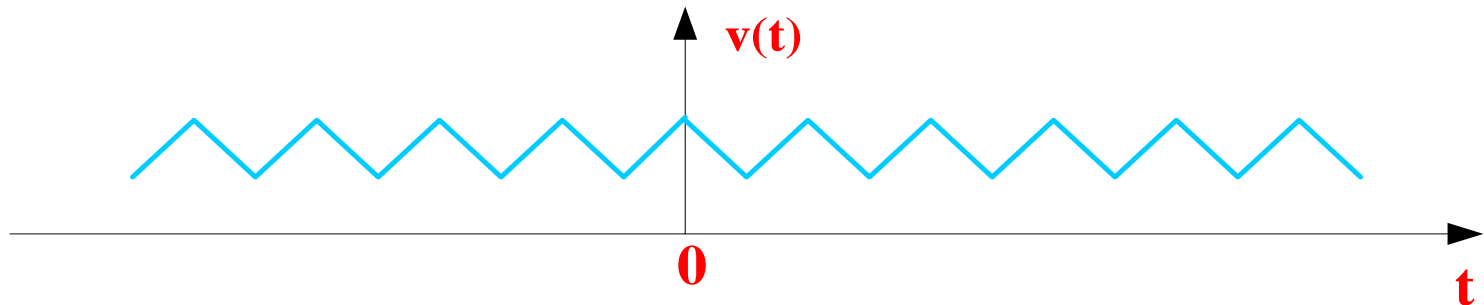


随机脉冲序列示意波形



稳态分量的功率谱

1. $v(t)$ 的功率谱密度 $P_v(f)$



$v(t)$ 是以 T_s 为周期的周期信号，故可以展成傅氏级数

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

$$C_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} v(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

码元周期	T_s (s)
码元速率	R_B (baud)
码元位定时频率	f_s (Hz)
$f_s = R_B = 1/T_s$	





稳态分量的功率谱

$$C_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} v(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [P g_1(t - nT_s) + (1 - P) g_2(t - nT_s)] \cdot e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

令 $t - nT_s = t'$

$$\begin{aligned} C_m &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-nT_s - T_s/2}^{-nT_s + T_s/2} [P g_1(t) + (1 - P) g_2(t)] \cdot e^{-j2\pi m f_s (t + nT_s)} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} [P g_1(t) + (1 - P) g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s t} dt \end{aligned}$$

令：	$G_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi f t} dt$	则：	$G_1(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt$
	$G_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi f t} dt$		$G_2(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt$

得：

$$C_m = f_s [P G_1(mf_s) + (1 - P) G_2(mf_s)]$$





稳态分量的功率谱

跟据周期信号功率谱密度与傅氏系数 C_m 的关系，有

$$\begin{aligned} P_v(f) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} |C_m|^2 \delta(f - mf_s) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)] \right|^2 \delta(f - mf_s) \end{aligned}$$

可见稳态波的功率谱 $P_v(f)$ 是冲击强度取决 $|C_m|^2$ 的离散线谱，根据离散谱可以确定随机序列是否包含直流分量（ $m=0$ ）和定时分量（ $m=1$ ）。





交变分量的功率谱

2. $u(t)$ 的功率谱密度 $P_u(f)$

$u(t)$ 是功率型的随机脉冲序列，它的功率谱密度可采用截短函数和求统计平均的方法来求，有

$$P_u(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E[|U_T(f)|^2]}{(2N+1)T_s}$$

其中 $U_T(f)$ 是 $u(t)$ 的截短函数 $u_T(t)$ 的频谱函数； E 表示统计平均；截短时间 T 是 $(2N+1)$ 个码元的长度。

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

$$U_T(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t) e^{-j2\pi ft} dt = \sum_{n=-N}^N a_n e^{-j2\pi fnT_s} [G_1(f) - G_2(f)]$$



交变分量的功率谱

于是

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

其统计平均为

$$E[|U_T(f)|^2] = \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N E[a_m a_n] e^{j2\pi f(n-m)T_s} [G_1(f) - G_2(f)][G_1^*(f) - G_2^*(f)]$$





交变分量的功率谱

当 $m=n$ 时,

$$a_m a_n = a_n^2 = \begin{cases} (1-P)^2, & \text{以概率 } P \\ P^2, & \text{以概率 } (1-P) \end{cases}$$

$$E[a_n^2] = P(1-P)^2 + (1-P) P^2 = P(1-P)$$

当 $m \neq n$ 时,

$$a_m a_n = \begin{cases} (1-P)^2, & \text{以概率 } P^2 \\ P^2, & \text{以概率 } (1-P)^2 \\ -P(1-P), & \text{以概率 } 2P(1-P) \end{cases}$$

$$E[a_m a_n] = P^2(1-P)^2 + (1-P)^2 P^2 + 2P(1-P)(P-1)P = 0$$



交变分量的功率谱

由上述计算可知统计平均值仅在 $m=n$ 时存在，即

$$\begin{aligned} E[|U_T(f)|^2] &= \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N E(a_m a_n) e^{j2\pi f(n-m)T_s} [G_1(f) - G_2(f)][G_1^*(f) - G_2^*(f)] \\ &= \sum_{n=-N}^N E[a_n^2] |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ &= (2N+1)P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \end{aligned}$$



交变分量的功率谱

可求得交变波的功率谱

$$\begin{aligned} P_u(f) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E[|U_T(f)|^2]}{(2N+1)T_s} \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{(2N+1)P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2}{(2N+1)T_s} \\ &= f_s P(1-P)|G_1(f) - G_2(f)|^2 \end{aligned}$$

交变波的功率谱是连续谱，它与 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱以及出现概率 P 有关。根据连续谱可确定随机序列的带宽。



 $s(t)$ 的功率谱密度

$$\begin{aligned} P_S(f) &= P_u(f) + P_v(f) \\ &= f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ &\quad + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)] \right|^2 \delta(f - mf_s) \end{aligned}$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \rightarrow \text{码元传输速率}$$

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

$$G_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi ft} dt$$



如果写成单边的，则

$$\begin{aligned} P_s(f) = & 2f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ & + f_s^2 [PG_1(0) + (1-P)G_2(0)]^2 \delta(f) \\ & + 2 \sum_{m=1}^{\infty} f_s^2 |PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)| \delta(f - mf_s) \quad f \geq 0 \end{aligned}$$

- ◆ 随机脉冲序列的功率谱密度可能包含连续谱 $P_u(f)$ 和离散谱 $P_v(f)$ 。
- ◆ 对于连续谱而言，由于代表数字信息的 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 不能完全相同，故 $G_1(f) \neq G_2(f)$ ，因而连续谱总是存在的；





如果写成单边的，则

$$\begin{aligned} P_s(f) = & 2f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ & + f_s^2 [PG_1(0) + (1-P)G_2(0)]^2 \delta(f) \\ & + 2 \sum_{m=1}^{\infty} f_s^2 |PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)| \delta(f - mf_s) \quad f \geq 0 \end{aligned}$$

- ◆ 离散谱是否存在，取决于 $g_1(t)$ ， $g_2(t)$ 的波形及其出现的概率。一般情况下，它也总是存在的。对于双极性信号 $g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$ ，且概率 $P=1/2$ （等概）时，则没有离散分量 $\delta(f - mf_s)$ 。
- ◆ 根据连续谱可确定随机序列的带宽。
- ◆ 根据离散谱可以确定随机序列是否包含直流分量（ $m=0$ ）和位定时分量（ $m=1$ ）。





【例6-1】对于单极性波形：若设 $g_1(t)=0$, $g_2(t)=g(t)$, 则随机脉冲序列的双边功率谱密度为

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

等概 ($P=1/2$) 时, 上式简化为

$$P_s(f) = \frac{1}{4} f_s |G(f)|^2 + \frac{1}{4} f_s^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |G(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s)$$



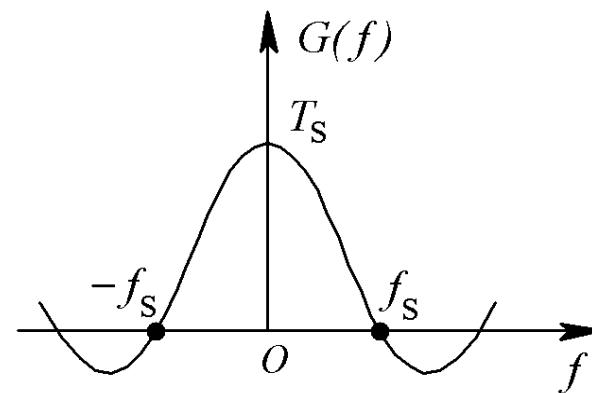
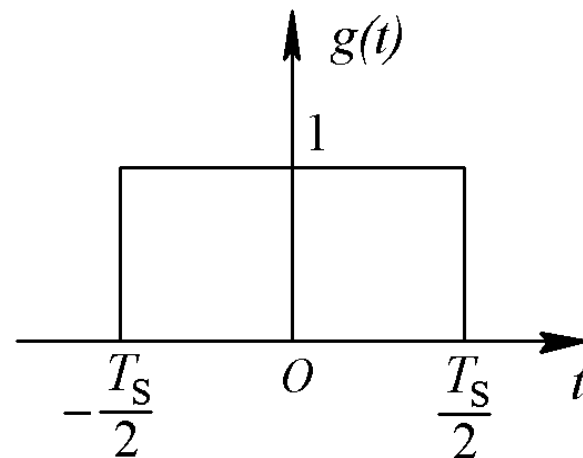


(1) 若表示“1”的波形 $g_2(t)=g(t)$ 为不归零矩形脉冲，即

$$g(t) = \begin{cases} 1, |t| \leq \frac{T_s}{2} \\ 0, \text{其它}t \end{cases}$$

其频谱函数为

$$G(f) = T_s \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right] = T_s \text{Sa}(\pi f T_s)$$



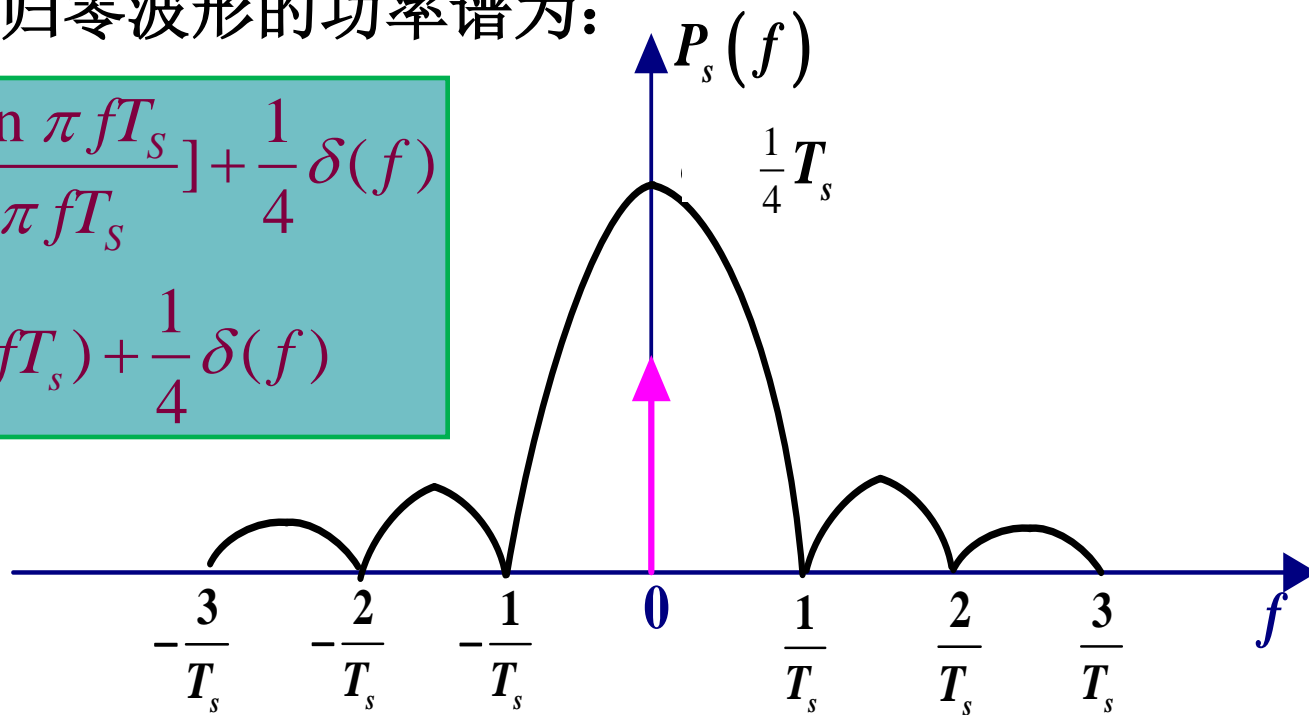


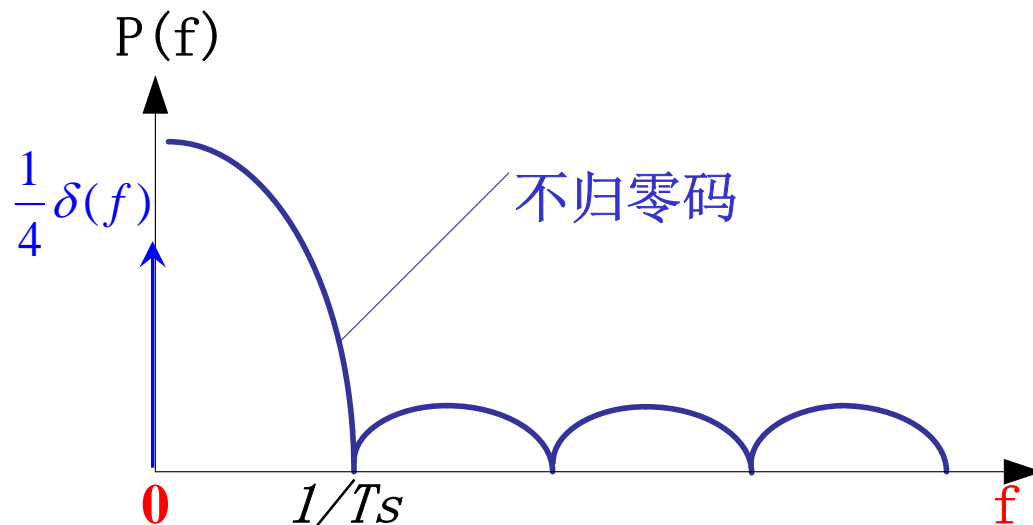
数字基带信号的频谱

$f = mf_s$, $G(mf_s)$ 的取值情况:

$m = 0$, $G(mf_s) = T_s \text{Sa}(0) \neq 0$, 因此离散谱中有直流分量;
 $m \neq 0$ 时, $G(mf_s) = T_s \text{Sa}(m\pi) = 0$, 离散谱均为零, 故无定时信号。
因此, 单极性不归零波形的功率谱为:

$$\begin{aligned} P_s(f) &= \frac{1}{4} f_s T_s^2 \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 + \frac{1}{4} \delta(f) \\ &= \frac{T_s}{4} \text{Sa}^2(\pi f T_s) + \frac{1}{4} \delta(f) \end{aligned}$$





随机序列的带宽取决于连续谱, 实际由单个码元的频谱函数 $G(f)$ 决定, 该频谱的第一个零点在 $f=f_s$, 因此单极性不归零信号的带宽为 $B=f_s$ 。



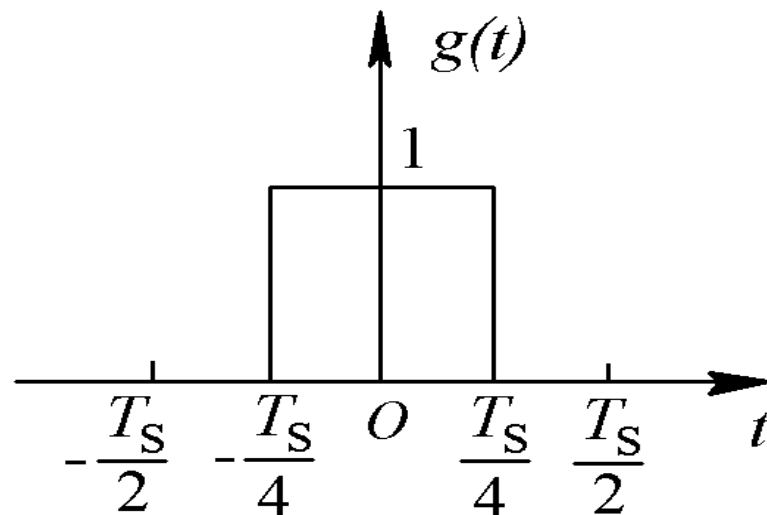


数字基带信号的频谱

(2) 若表示“1”码波形 $g_2(t)=g(t)$ 为半占空归零矩形脉冲

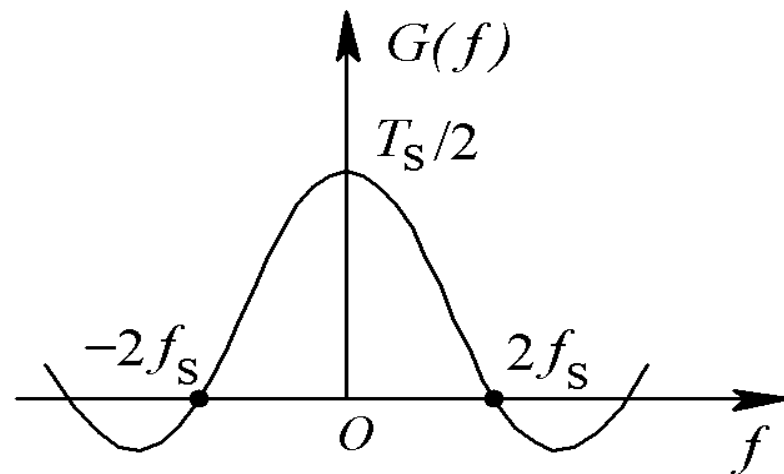
即脉冲宽度 $\tau = T_s / 2$ 时,

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T_s}{4} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$



其频谱函数为

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





$m=0$ 时, $G(mf_s) = T_s \text{Sa}(0) \neq 0$, 离散谱中有直流分量;

m 为奇数时, $G(mf_s) = \frac{T_s}{2} \text{Sa}(\frac{m\pi}{2}) \neq 0$, 此时有离散谱

其中 $m=1$ 时, $G(mf_s) = \frac{T_s}{2} \text{Sa}(\frac{\pi}{2}) \neq 0$, 因此有定时信号;

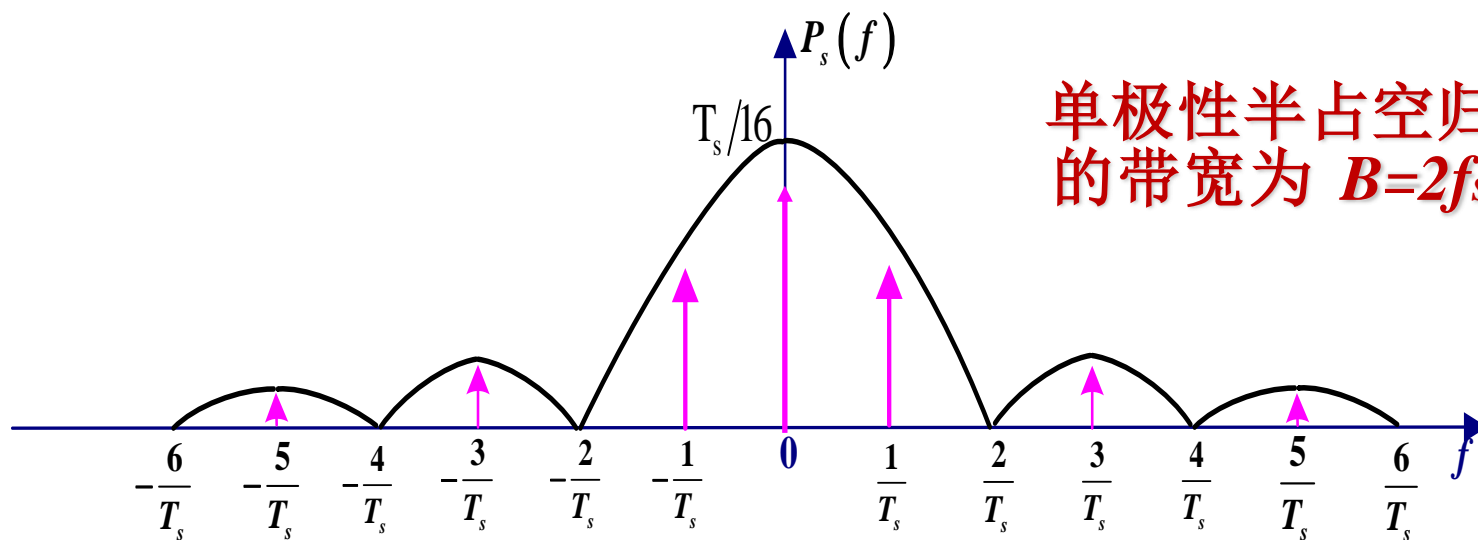
m 为偶数时, $G(mf_s) = \frac{T_s}{2} \text{Sa}(\frac{m\pi}{2}) = 0$, 因此无离散谱。





数字基带信号的频谱

$$P_s(f) = \frac{T_s}{16} \text{Sa}^2\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right) + \frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{Sa}^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \delta(f - m f_s)$$



单极性半占空归零信号的
带宽为 $B=2f_s$ 。

- ① 该基带信号功率谱密度中含有频率 $f_s=1/T_s$ 的离散分量，故可以提取码元同步所需的频率 $f_s=1/T_s$ 的分量。
- ② 归零码、不归零码占用的频带宽度不一样。





【例6-2】对于双极性波形：设 $g_1(t)=-g_2(t)=g(t)$

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

有连续谱和离散谱。

但当等概 ($P=1/2$) 时，上式为

$$P_s(f) = f_s |G(f)|^2 \quad \text{只有连续谱}$$

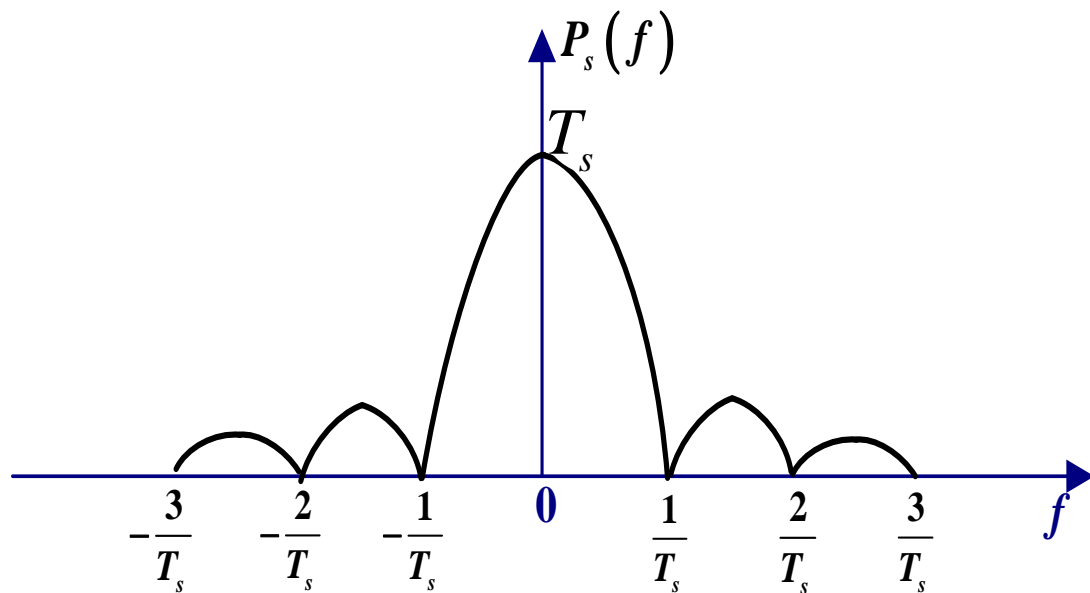
(1) 若 $g(t)$ 是高度为1的NRZ矩形脉冲，则：

$$G(f) = T_s \text{Sa}(\pi f T_s) \Rightarrow P_s(f) = T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s)$$





$$P_s(f) = T_s \cdot S_a^2(\pi f T_s)$$



双极性不归零矩形信号功率谱

即0、1等概时只有连续谱，无离散谱，不能提取同步信号，带宽 $B=f_s$





(2) 对双极性归零码，当脉冲宽度 $\tau=T_s/2$ ，
 $P=1/2$ ，即0、1等概时：

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

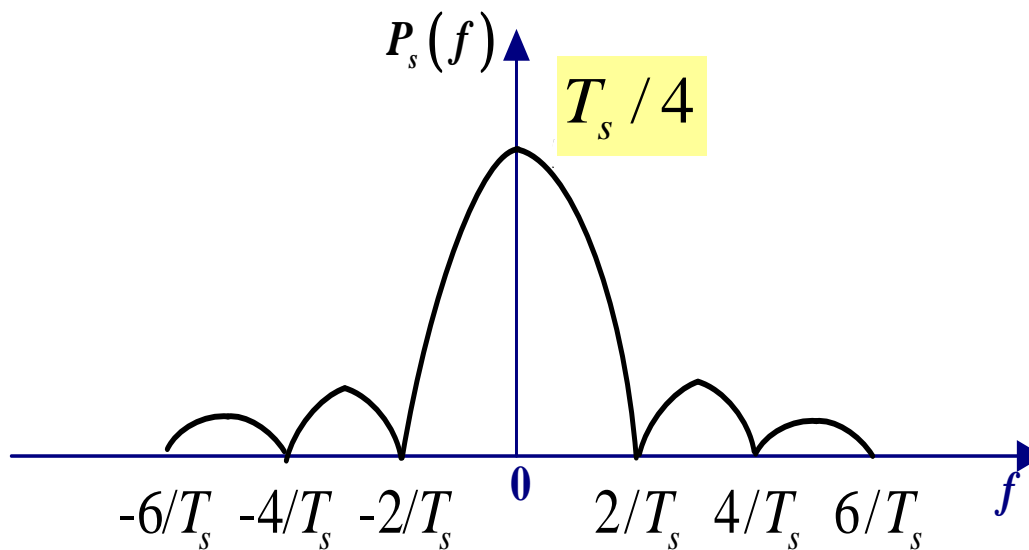
$$P_s(f) = 4 f_s P(1-P) |G(f)|^2 = \frac{1}{4} T_s Sa^2\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)$$

只有连续谱，无离散谱。不能提取同步信息。





$$P_s(f) = \frac{1}{4} T_s \text{Sa}^2\left(\frac{\pi f T_s}{2}\right)$$



双极性归零矩形信号功率谱





小结:

- 功率谱的形状取决于单个波形的频谱函数;
- 时域波形的宽度愈窄, 频带愈宽;
- 凡是0, 1等概的双极性码均无离散谱;
- 单极性归零码的离散谱中有定时分量, 因此可直接提取位定时分量。





6.2 基带传输的常用码型

对传输用的**基带信号**的主要要求：

- ① 对**代码**的要求：原始消息代码必须编成适合于传输用的码型；
- ② 对所选码型的**电波形**要求：电波形应适合于基带系统的传输。

前者属于**传输码型**的选择，后者是**基带脉冲**的选择。这是两个既独立又有联系的问题。本节讨论码型的选择问题。





传输码(或称线路码)的结构将取决于实际信道特性和系统工作的条件。通常，传输码的结构应具有以下主要特性：

- a. 无直流分量，低频分量小；
- b. 尽量减少高频分量以节约频率资源减少串音；
- c. 定时分量 f_s ，易于提取；
- d. 不受信源统计的约束；
- e. 具有内在检错能力；
- f. 编码、译码简单。



1. AMI码：传号交替反转码（Alternate Mark Inversion）

编码规则：

- ❑ 二进制码0用0电平表示
- ❑ 二进制码1交替地用+1和-1的半占空归零码表示

消息代码：1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1

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

AMI码对应的波形是具有正、负、零三种电平的脉冲序列。



1. AMI码:

优点:

- 频谱中不含直流分量;
- 高、低频成分少;
- 无连0码时, 经变换后可提取位定时信号
- 编译码电路简单, 有检错功能。
- 应用广泛
 - μ 律数字编码终端-美国24路一次群接口码型 (1.544Mbps)

缺点:

- 出现三电平;
- 原信码出现连“0”串时, 电平长时间不跳变, 定时提取遇到困难





2. HDB₃码：3阶高密度双极性码

它是AMI码的一种改进型，目的是为了保持AMI码的优点而克服其缺点，使连“0”个数不超过3个。

编码规则

- ① 无4个连0码出现时为 AMI 码
- ② 出现4个连0码时用取代节代替
 - ◆ 取代节 000V B00V
 - ◆ B：符合极性交替规律的传号，称为调节脉冲
 - ◆ V：破坏极性交替规律的传号，称为破坏脉冲
- ③ 取代节的选择
 - ◆ 使相邻V脉冲的极性也满足交替规律
 - 相邻V脉冲之间的脉冲个数为奇数。



2. HDB3码

代码: 1000 0 1000 0 1 1 000 0 1 1

AMI码: -1000 0 +1000 0 -1 +1 000 0 -1 +1

HDB3码: -1000 -v +1000 +v -1 +1 -B00 -v +1 -1

±v脉冲和±B脉冲与±1脉冲波形相同，用v或B的目的是为了示意是将原信码的“0”变换成“1”码。



2. HDB3码

译码：

虽然编码规则比较复杂，但译码却比较简单。每一个破坏符号 v 总是与前一非0符号同极性。

例如：

HDB ₃ 码：	-1000	-v	+1000	+v	-1	+1	-B00	-v	+1	-1
代码：	1000	0	1000	0	1	1	000	0	1	1

HDB3码保持了AMI码的优点外，还将连“0”码限制在3个以内，有利于位定时信号的提取。HDB3码是应用最广泛的码型，A律PCM四次群以下的接口码型均为HDB3码。





基带传输的常用码型

2. HDB3码

优点

- 无直流分量
- 利用V脉冲的特点，可用作线路差错的宏观检测
- 解决了遇连0串不能提取定时信号的问题

缺点

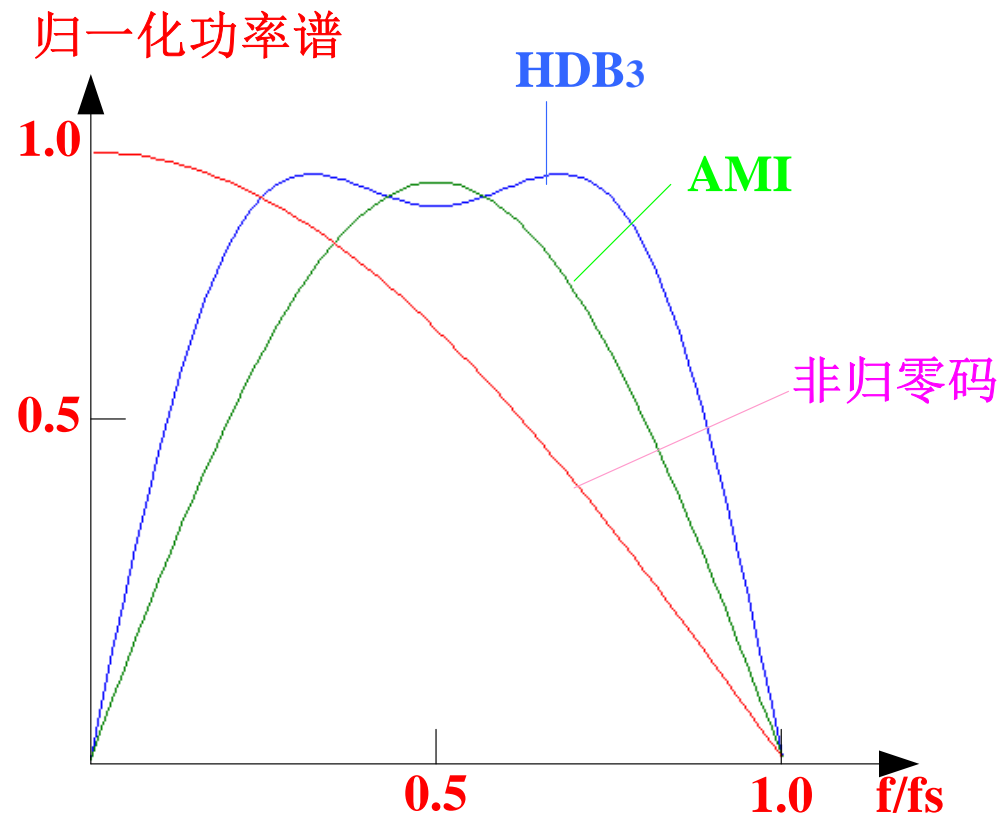
- 有误码扩散

应用极为广泛

- A律数字编码终端



基带传输的常用码型



AMI码和HDB3码的功率谱

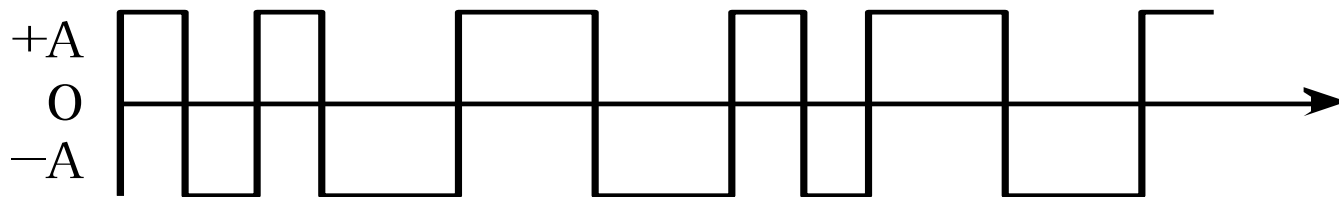


3. 数字双相码

数字双相码又称曼彻斯特 (Manchester) 码。它是用一个周期的正负对称方波表示“0”，而用其反相波形表示“1”。

编码规则：“0”码用“01”两位码表示，“1”码用“10”两位码表示。

代码:	1	1	0	1	0	0	1
双相码:	10	10	01	10	01	01	10





3. 数字双相码

➤ 优点

- ◆ 每个码元间隔中心都有电平跳变，有丰富的位定时信息
 - ◆ 双极性非归零脉冲，不存在直流分量
 - ◆ 00和11是禁用码组，不会出现3个或更多的连码，可用来宏观检错
- 用于数据终端设备的短距离传输，本地数据网10Mbit/s。

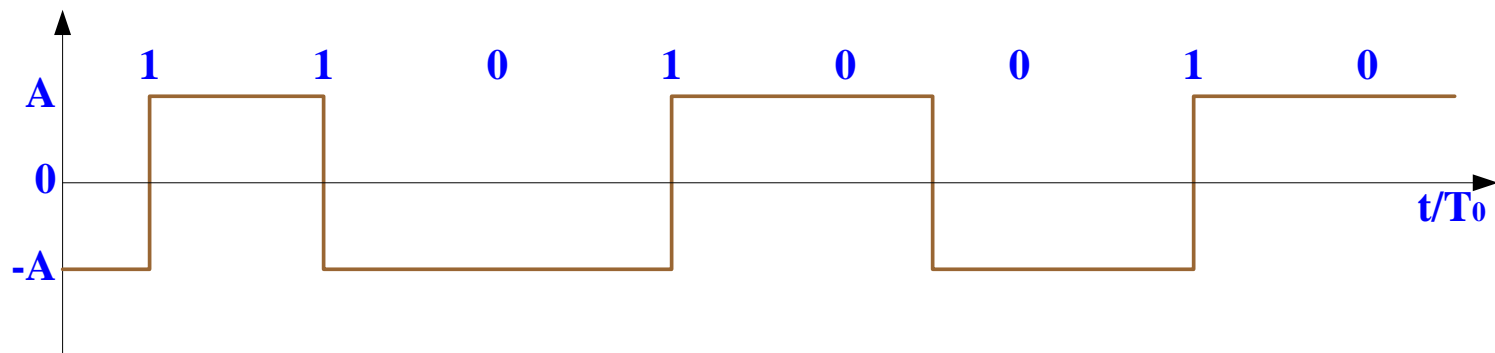


4. Miller码（延迟调制码）

编码规则：

“1”码用码元间隔中心点出现跃变来表示，即用“10”或“01”表示。

“0”码有两种情况：单个“0”时，在码元间隔内不出现电平跃变，且与相邻码元的边界处也不跃变，连“0”时，在两个“0”码的边界处出现电平跃变，即“00”与“11”交替。





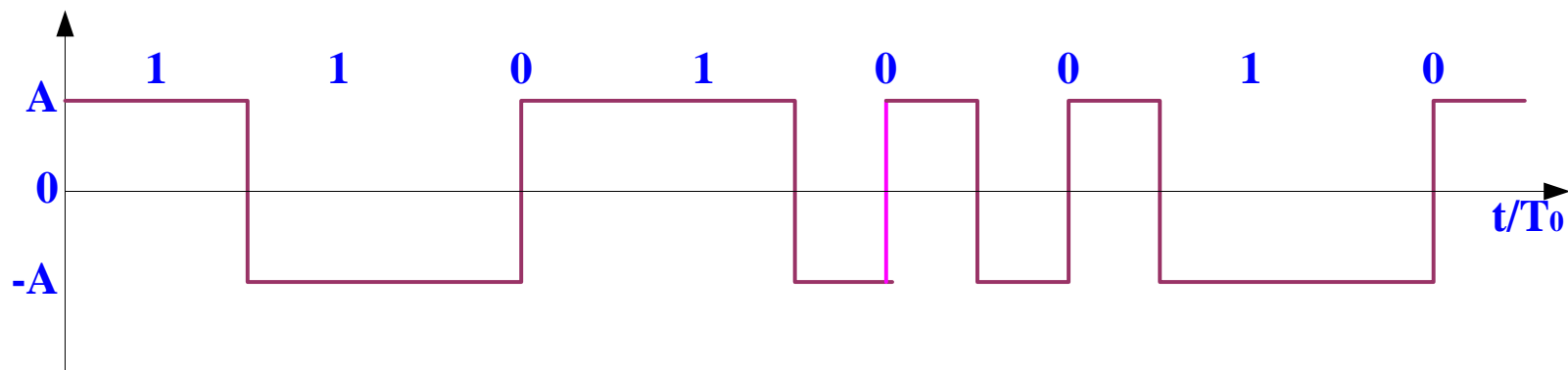
基带传输的常用码型

5. CMI码

CMI码是传号反转码的简称，它也是一种双极性二电平码。

编码规则：

“1”码交替用“1 1”和“0 0”两位码表示；“0”码固定地用“01”表示。



由于CMI码易于实现，是ITU推荐的PCM高次群采用的接口码型，在速率低于8.448Mb/s的光纤传输系统中有时也用作线路传输码型。