

《通信原理》

(14 数字基带传输 基本码型)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

lasers@netease.com

13316105077

光信息实验室：84110909

中大光信息

* 循环平稳随机过程

不是宽平稳随机过程（一般意义上）

定义：若随机过程 $X(t)$ 的统计平均值（数学期望）和自相关函数是时间的周期函数，则 $X(t)$ 称作周期平稳随机过程或循环平稳随机过程。

$$X(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT)$$

式中 $\{a_n\}$ 是一随机序列。

广义（宽）平稳随机序列

若随机变量 a_n 的均值 $m_a = E[a_n]$ 是一常数，且序列 $\{a_n\}$ 的自相关函数 $R_a(a_n^* a_{n+k}) = R_a(k)$ ，则 $\{a_n\}$ 是广义（宽）平稳随机序列。

✓ 式中的 $g(t)$ 为码元波形，是一确定函数。

➤ $X(t)$ 可以表示某些数字基带信号

$X(t)$ 的数学期望（均值）

$$E[X(t)] = E\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT)\right] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E[a_n] g(t - nT)$$

$$= m_a \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT)$$

周期=T

X(t)的自相关函数

$$\begin{aligned} R_X(t, t + \tau) &= E[X^*(t)X(t + \tau)] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[a_n^* a_m] g(t - nT) g(t + \tau - mT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m - n) g(t - nT) g(t + \tau - mT) \end{aligned}$$

可看出：

$$R_X(t + kT, t + kT + \tau) = R_X(t, t + \tau)$$

周期=T

X(t)的平均自相关函数

X(t)是非平稳过程，其自相关函数与t有关，
且是t的周期函数，可在周期T内对 $R_X(t, t+\tau)$ 进
行时间平均，消除 $R_X(t, t+\tau)$ 与t的关系。

$$\overline{R_X(t, t+\tau)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_X(t, t+\tau) dt = \overline{R_X(\tau)}$$

不是时间的函数

X(t)的平均功率谱密度

有
$$\overline{R_X(t, t + \tau)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_X(t, t + \tau) dt = \overline{R_X(\tau)}$$

再对平均自相关函数进行傅里叶变换，得到循环平稳随机过程X(t)的平均功率谱密度：

$$P_X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{R_X(\tau)} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau$$

第五章：数字信号的基带传输

5.1 引言

5.2 数字基带信号的码型和波形

5.3 数字基带信号的功率谱密度

5.4 数字基带信号的传输与码间串扰

5.5 码间串扰基带传输系统的抗噪

声性能分析

5.6 最佳基带传输系统

5.7 眼图

5.8 改善数字基带系统性能的措施

- 时域均衡
- 部分响应波形

5.9 位同步

5.1 引言

数字信号的传输需要解决的主要问题是：
在规定的传输速率下，**有效地控制符号间干扰**，具有抗加性高斯白噪声的**最佳性能**以及
形成发、收两端的**位定时同步**。

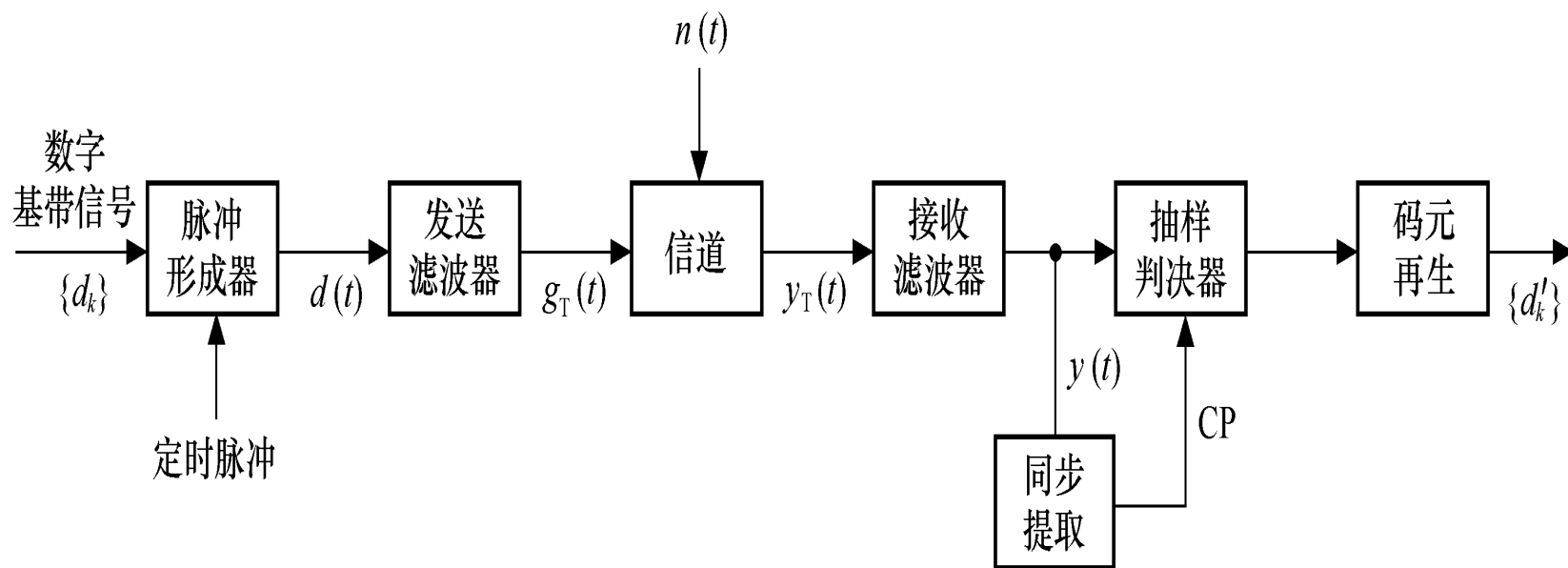
因而如何保证准确地传输数字信号是数字
通信系统要解决的关键问题。数字信号的传
输可分为**基带传输**和**频带传输**两种方式。

信源发出的数字信号未经调制或频谱变换，直接在有效频带与信号频谱相对应的信道上传输的通信方式称为数字信号的**基带传输**(本章)。

为了适应信道传输特性而将数字基带信号进行调制，即将数字基带信号的频谱搬移到某一载频处，变为频带信号进行传输的方式称为**频带传输**(第七章)。

在实际数字通信系统中，数字基带传输在应用上虽不如频带传输那么广泛，但仍有相当广的应用范围。数字基带传输的基本理论不仅适宜于基带传输，而且还适用于频带传输，因为所有窄的带通信号、线性带通系统以及线性带通系统对带通信号的响应均可用其等效基带传输系统的理论来分析它的性能，因而掌握数字基带传输系统的基本理论十分重要，它在数字通信系统中具有普遍意义。

数字基带传输系统的基本结构如图5-1所示。它由**脉冲形成器**、**发送滤波器**、**信道**、**接收滤波器**、**抽样判决器**与**码元再生器**组成。为了保证系统可靠有序地工作，还应有**同步系统**。



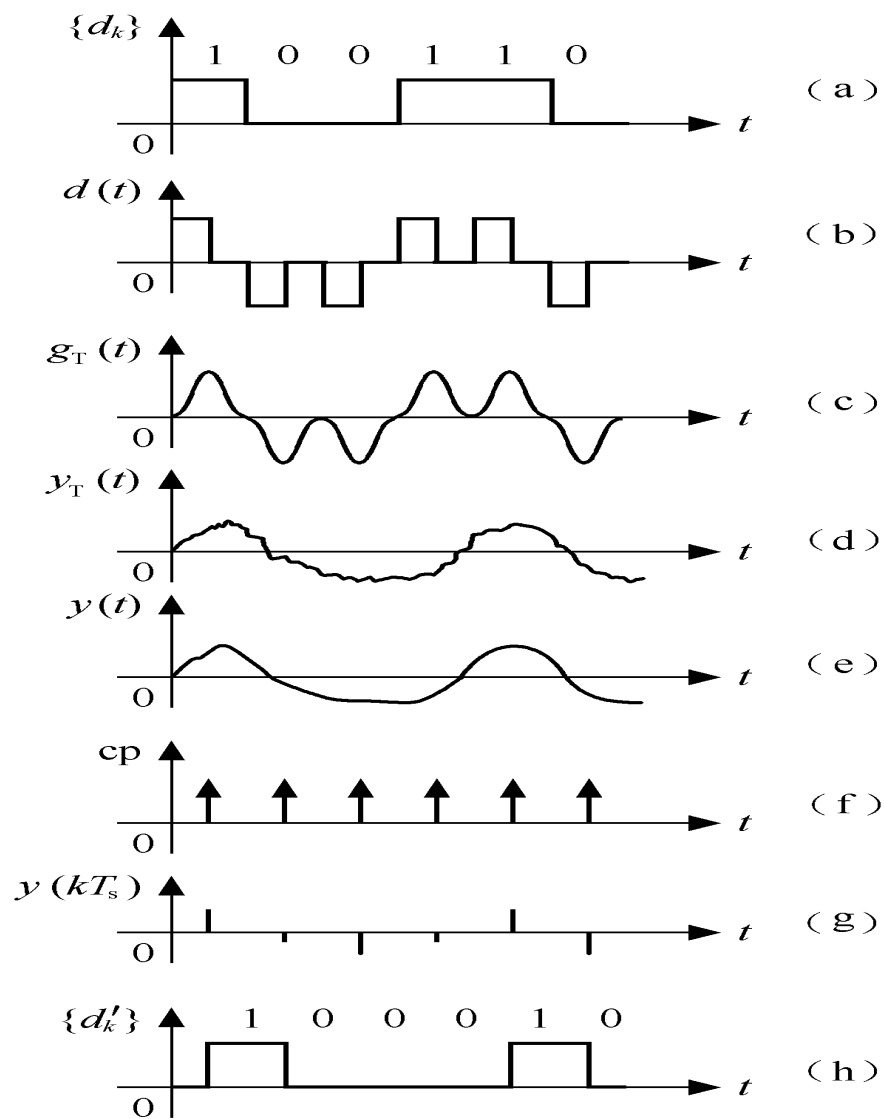
系统工作过程及各部分作用如下。

数字基带传输系统的输入端通常是码元速率为 R_B ，码元宽度为 T_s 的二进制（也可为多进制）**脉冲序列**，用符号 $\{d_k\}$ 表示。

一般终端设备（如电传机、计算机）送来的“0”、“1”代码序列为**单极性码**，如图5-2（a）波形所示。后面我们将见到这种单极性代码由于有直流分量等原因并不适合在基带系统信道中传输。

脉冲形成器的作用是把单极性码变换为**双极性码**或其它形式适合于信道传输的、并可提供同步定时信息的**码型**，如图5-2（b）所示的双极性归零码元序列 $d(t)$ 。脉冲形成器也称为**码型变换器**。

脉冲形成器输出的各种码型是以矩形脉冲为基础的，这种以**矩形脉冲**为基础的码型往往低频分量和高频分量都比较大，占用**频带**也比较**宽**，直接送入信道传输，容易产生失真。**发送滤波器**的作用是把它变换为比较平滑的波形 $g_T(t)$ ，如图5-2（c）所示的波形为**升余弦波形**。



单极性码

双极性码

升余弦波形

+噪声

图5-2 数字基带传输系统各点波形

基带传输系统的信道通常采用电缆、架空明线等。由于信道中存在**噪声** $n(t)$ 和信道本身传输特性的不理想，使得接收端得到的波形 $y_T(t)$ 与发送波形 $g_T(t)$ 具有较大的差异，如图5-2（d）所示。

接收滤波器的作用是滤除带外噪声并对已接收的波形**均衡**，以便抽样判决器正确判决。接收滤波器的输出波形 $y(t)$ 如图5-2（e）所示。

抽样判决器首先对接收滤波器输出的信号 $y(t)$ 在规定的时刻进行抽样，获得**抽样值**序列 $y(kT_s)$ ，然后对抽样值进行判决，以确定各码元是“1”码还是“0”码。抽样值序列 $y(kT_s)$ 见图5-2 (g) 所示。

码元再生电路的作用是对判决器的输出“0”、“1”进行原始码元再生，以获得图5-2 (h) 所示与输入波形相应的脉冲序列 $\{d_k'\}$ 。

同步提取电路的任务是从接收信号中提取**定时脉冲 c_p** ，供接收系统同步使用。

对比图5-2 (a)、(h) 中的 $\{d'_k\}$ 与 $\{d_k\}$ 可以看出，传输过程中第4个码元发生了误码。产生该误码的原因之一是信道**加性噪声**，之二是传输总特性（包括收、发滤波器和信道的特性）不理想引起的**波形畸变**，使码元之间相互串扰，从而产生码间干扰。

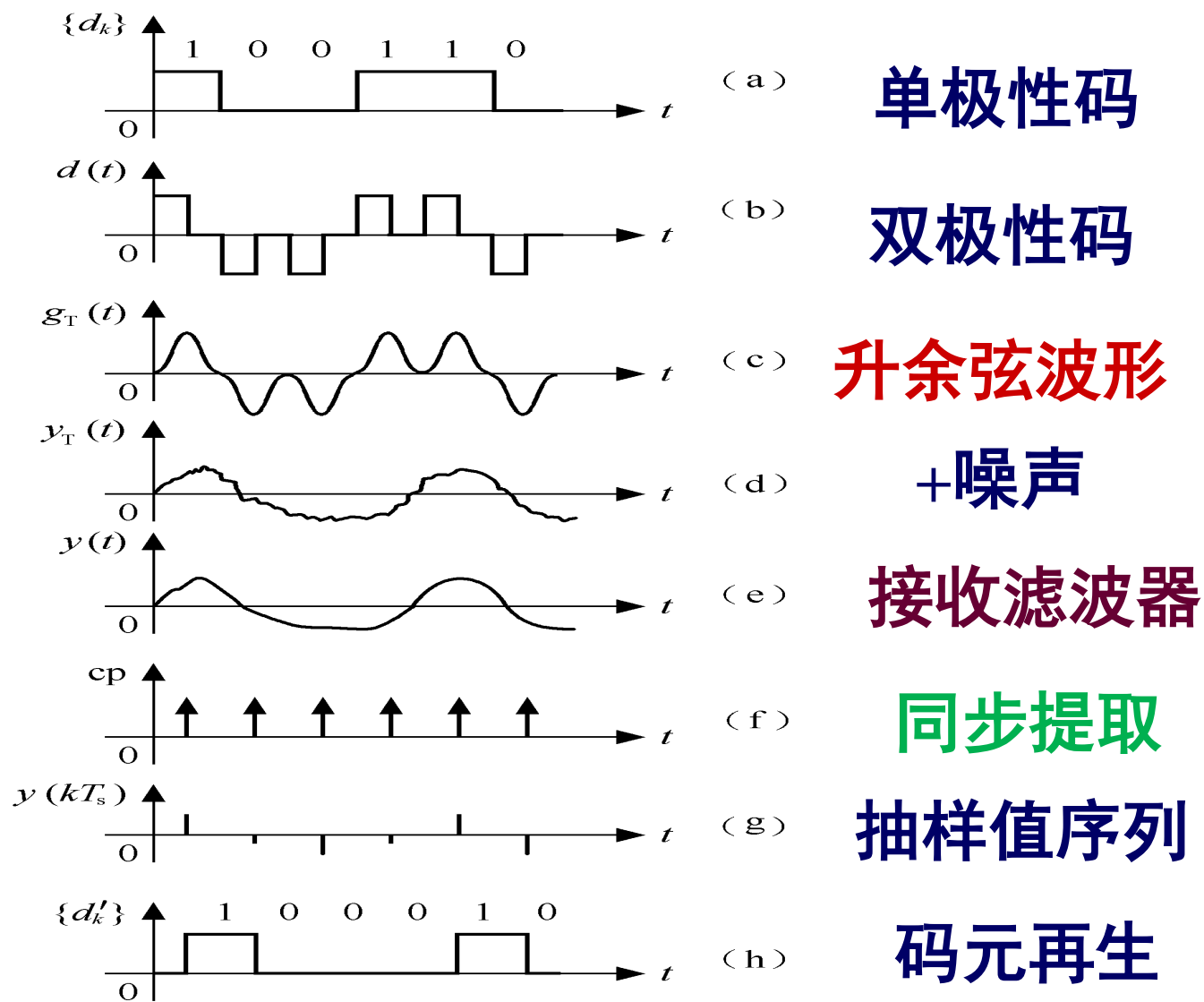


图5-2 数字基带传输系统各点波形
中大光信息

5.2 数字基带信号的码型和波形

对传输用的基带信号的主要要求有两点：

(1) 对各种码型的要求，期望将原始信息符号编制成适合于传输用的**码型**；

(2) 对所选码型的电波形要求，期望**电波形**适宜于在信道中传输。

前一问题是**传输码型**的选择；后一问题是**基带波形**的选择。这两个问题既有独立性又相互联系。

基带传输码型

基带信号的**码型**类型很多，常见的有**单极性码**、**双极性码**、**AMI码**、**HDB3码**和**CMI码**等。适合于信道中传输的波形一般应为**变化较平滑**的脉冲波形。为了简便起见，本节将以**矩形脉冲**为例来介绍基带信号的码型。

不同形式的码型信号具有不同的频谱结构，实际中必须合理地设计选择数字基带信号码型，使数字信号能在给定的信道中传输。我们将适于在信道中传输的基带信号码型称为线路传输码型。

为适应信道的传输特性及接收端再生恢复数字信号的需要，基带传输信号码型设计应考虑如下一些原则：

码型设计

- (1) 对于频带低端受限的信道传输，线路码型中**不含有直流**分量，且低频分量较少。
- (2) 便于从相应的基带信号中**提取定时同步**信息。
- (3) 信号中**高频**分量尽量少，以节省传输频带并减少码间串扰。
- (4) 所选码型应具有纠错、**检错**能力。
- (5) 码型变换设备要简单，**易于实现**。

六种基本码型

- 单极性码
 - 单NRZ
 - 单RZ
- 双极性码
 - 双NRZ
 - 双RZ
- 差分码
- 多电平波形

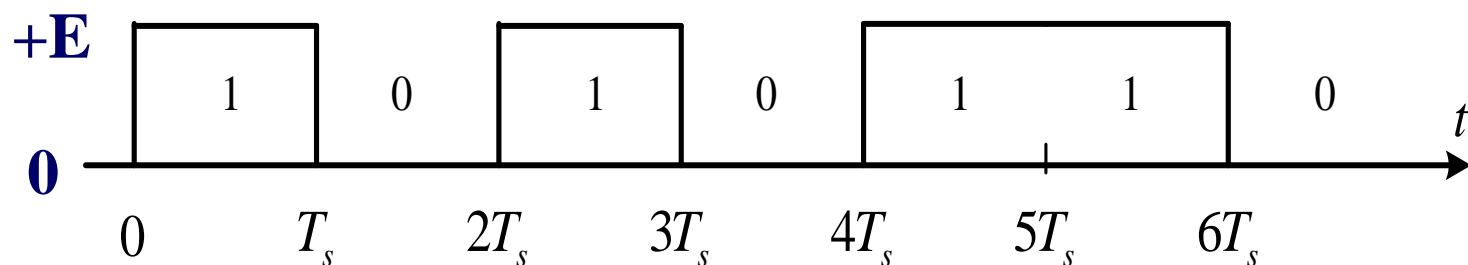
一、几种基本的基带信号码型

1 单极性不归零（NRZ）码

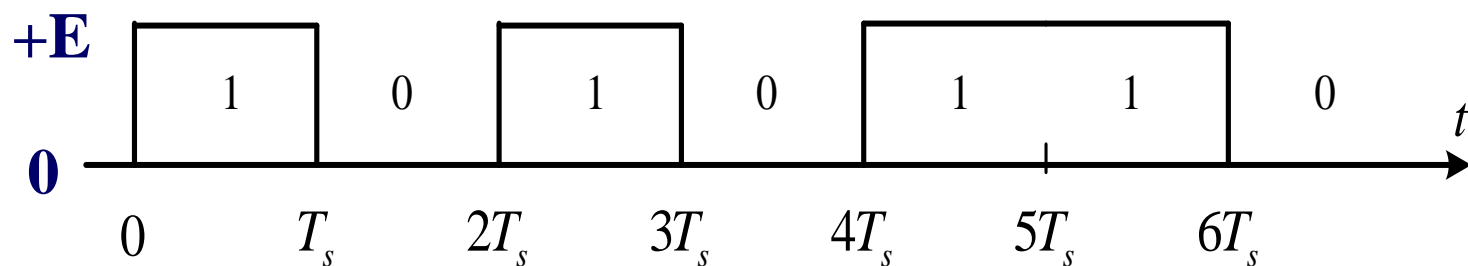
设消息代码由二进制符号“0”、“1”组成，则**单极性**不归零码如图5-3（a）所示。这里，基带信号的零电位及正电位分别与二进制符号的“0”及“1”——对应可见，它是一种最简单的常用码型。

二元码

只有两个取值的脉冲序列就是二元码。
最简单的二元码基带信号波形为矩形波，
幅度取值只有两种电平，分别对应于二进制码的“1”和“0”。



单极性不归零码 (NRZ)



- 缺点:**
- (1) 有直流成分, 低频传输特性比较差。
 - (2) 抗噪声性能不好。
 - (3) 单极性NRZ码不能直接提取同步信号。
 - (4) 单极性码传输时要求信道一端接地, 对传输带来困难。

2、双极性不归零（NRZ）码

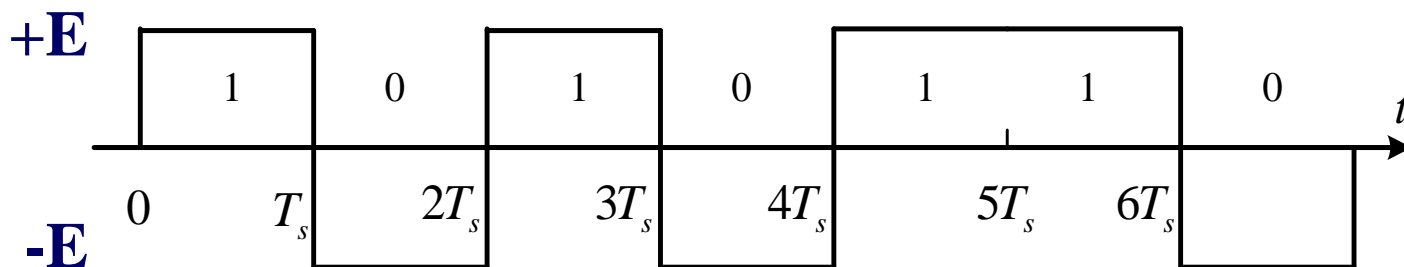
其特点是数字消息用两个极性相反而幅度相等的脉冲表示。其与单极性码比较有以下优点：

（1）从平均统计角度来看，消息“1”和“0”的数目各占一半，所以**无直流分量**。

（2）接收双极性码时判决**门限电平**为零，稳定不变，因而不受信道特性变化的影响，抗噪声性能好。

（3）可以在电缆等**无接地**的传输线上传输。

双极性不归零码 (NRZ)



优点:

- (1) 从统计平均观点看, “0”和 “1”各占一半, 因此, 无直流分量。

- (2) 抗噪声性能好。

缺点:

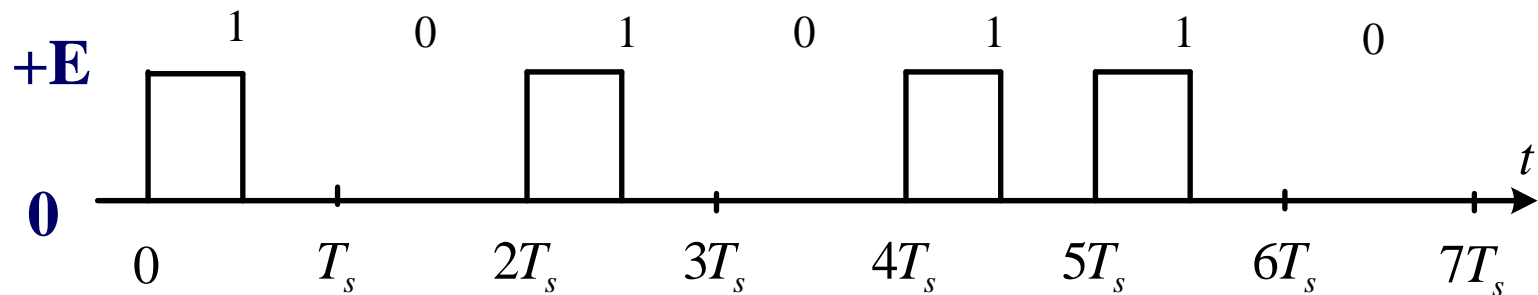
- (1) 不能直接从双极性NRZ码中提取同步信号。

- (2) “0”和 “1”不等概出现时, 仍有直流分量。

3、单极性归零（RZ）码

单极性归零码是在传送“1”码时发送一个宽度小于码元持续时间的归零脉冲，而在传送“0”码时不发送脉冲，如图5-3（c）所示。设码元间隔为 T_s ，归零码宽度为 τ ，则称 τ / T_s 为占空比。

单极性归零码波形 (RZ)



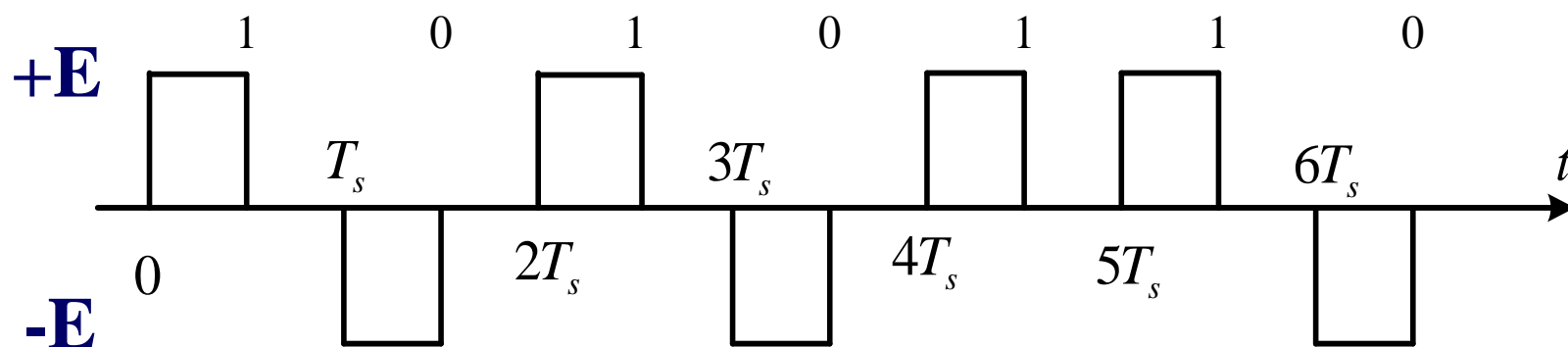
归零码宽度为 $\tau = \frac{T_s}{2}$ ，称为半占空码。由空比。 $\tau = \frac{T_b}{2}$ 称为 $\frac{1}{2}$

优点： 可以直接提取同步信号。

作为一个过渡码型，可以把一些适合于信道传输但不能从中直接提取出同步信号的码型，先变换为单极性归零码再提取同步信号。

4、双极性归零 (RZ) 码

双极性归零码的构成与单极性归零码一样，如图5-3 (d) 所示。这种码型除了具有双极性不归零码的一般特点以外，还可以通过简单的变换电路变换为**单极性归零码**，从而可以提取**同步信号**。因此双极性归零码得到广泛的应用。



5、差分码

这种码型的特点是把二进制脉冲序列中的“1”或“0”反映在相邻信号码元相对极性变化上，是一种**相对码**。

利用前后码元电平的相对极性来传递信息。

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1} \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

优点：码型的波形与码元本身的极性无关，即使接收端接收到的码元极性与发送端的完全相反，也能正确地进行判决。

例: 求数字信息序列 1010110的差分码。

解: 根据给定的数字序列, 我们知道:

$$a_1=1, a_2=0, a_3=1, a_4=0, a_5=1, a_6=1, a_7=0$$

$$b_1 = a_1 \oplus b_0 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$b_2 = a_2 \oplus b_1 = 0 \oplus 1 = 1$$

$$b_3 = a_3 \oplus b_2 = 1 \oplus 1 = 0$$

$$b_4 = a_4 \oplus b_3 = 0 \oplus 0 = 0$$

$$b_5 = a_5 \oplus b_4 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$b_6 = a_6 \oplus b_5 = 1 \oplus 1 = 0$$

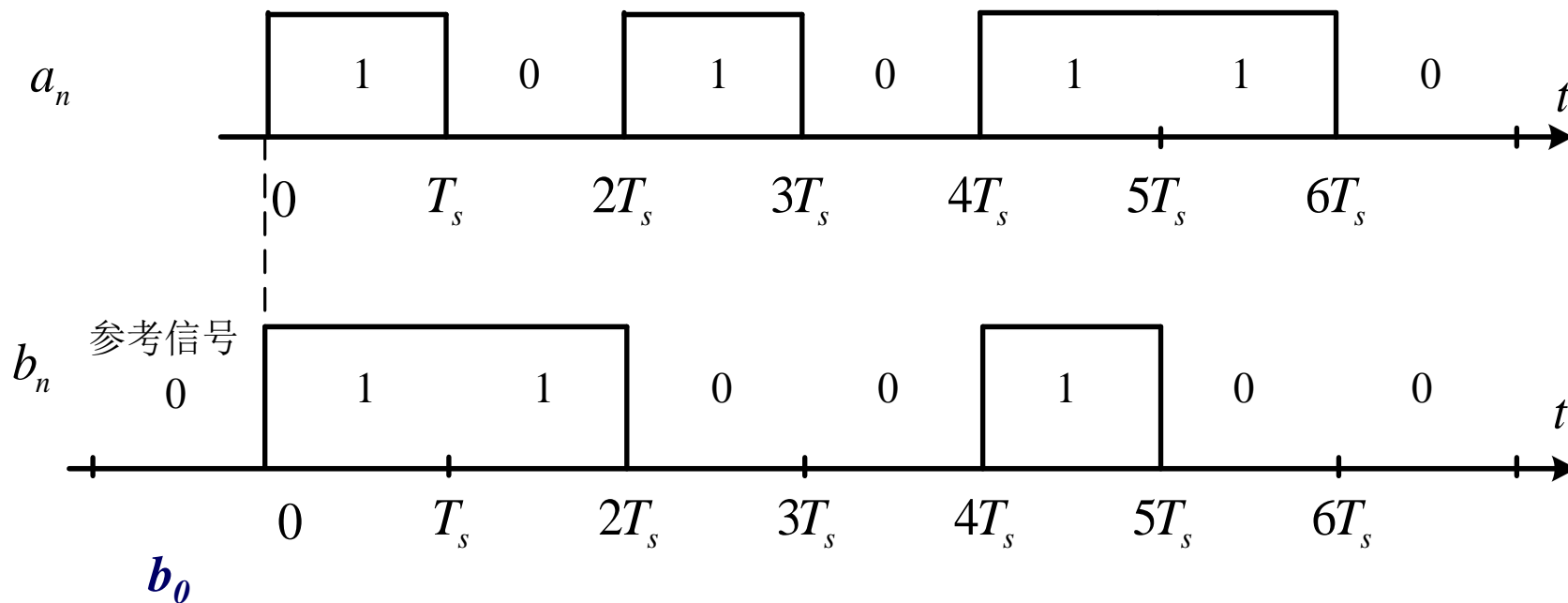
$$b_7 = a_7 \oplus b_6 = 0 \oplus 0 = 0$$

b_0 为参考信号

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

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

差分码



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

6、多值波形（多电平波形）

前述各种信号都是一个二进制符号对应一个脉冲。实际上还存在表示多个二进制符号对应一个脉冲的情形。这种波形统称为**多值波形或多电平波形**。例如若令两个二进制符号00对应 $+3E$ ，01对应 $+E$ ，10对应 $-E$ ，11对应 $-3E$ ，则所得波形为4值波形，如图5-3（f）所示。由于这种波形的一个脉冲可以代表多个二进制符号，故在高速数据传输中，常采用这种信号形式。

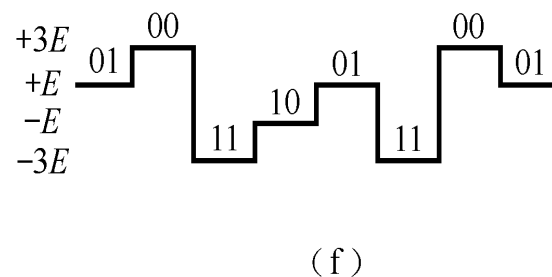
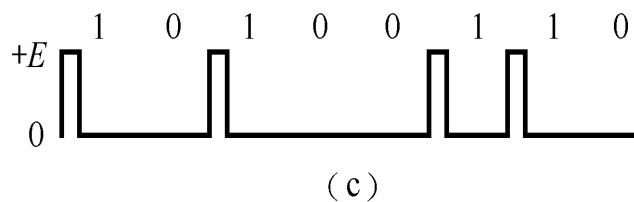
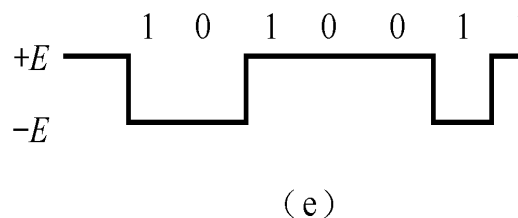
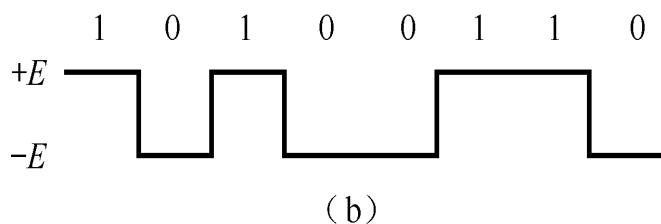
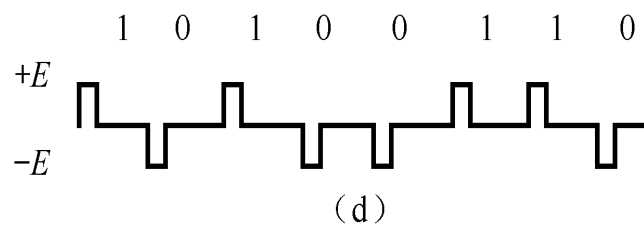
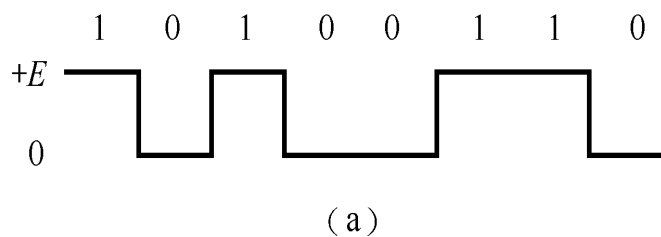


图5-3 几种基本的数字基带信号码型

多电平 MPAN

在输入的二进制序列中每 K 个二进制符号映射为MPAN中的 $M=2^K$ 个可能的离散幅度值之一的信号波形，其中发送滤波器冲激响应 $g_T(t)$ 为矩形不归零脉冲。

八进制的符号间隔 $T_S=3T_B$ 。

若MPAN信号的均值为零、符号间互不相关，则MPAN信号的功率谱密度无离散直流分量，仅含连续谱，其功率谱主瓣宽度取决于 M 进制符号速率 $R_S=R_B/K$ 。因此，MPAN可提高频率利用率。

大光信息

Note

基本码型；

这些基本码型的频谱特性。

之后，再讨论适应线路传输的常用码型
(即“线路码型”)。

第6章 数字基带传输系统

- 数字基带信号的表示式：表示信息码元的单个脉冲的波形并非一定是矩形的。

若表示各码元的波形相同而电平取值不同，则数字基带信号可表示为：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$

式中， a_n — 第 n 个码元所对应的电平值

T_s — 码元持续时间

$g(t)$ — 某种脉冲波形

一般情况下，数字基带信号可表示为一随机脉冲序列：

$$s(t) = \sum s_n(t)$$

式中， $s_n(t)$ 可以有 M 种不同的脉冲波形。

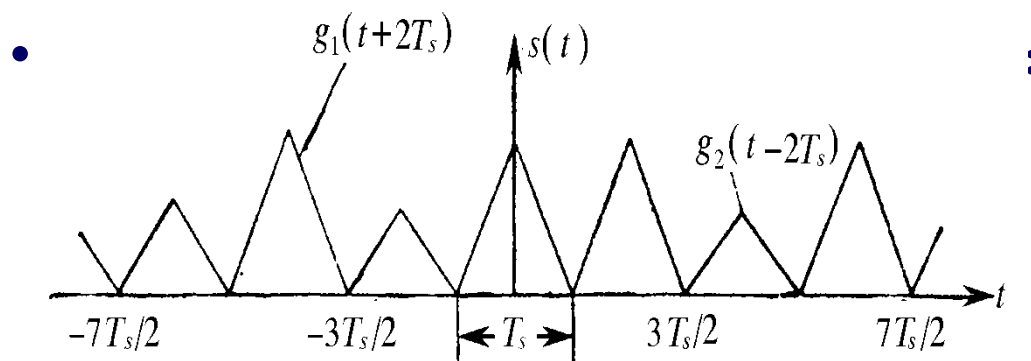
第6章 数字基带传输系统

■ 6.1.2 基带信号的频谱特性

• 本小节讨论的问题

- 由于数字基带信号是一个随机脉冲序列，没有确定的频谱函数，所以只能用功率谱来描述它的频谱特性。
- 这里将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公式。

• 随机脉冲序列的表示式



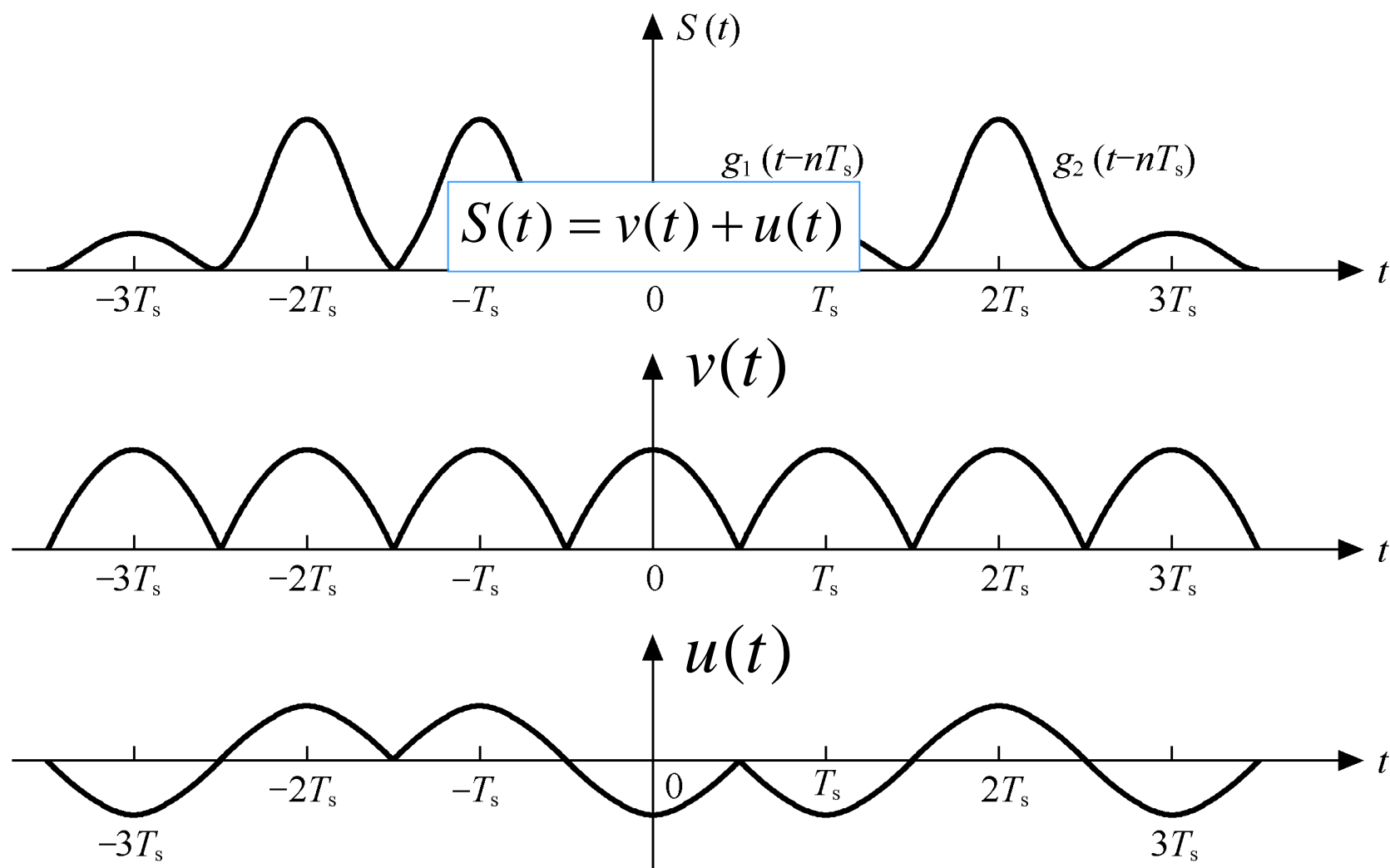
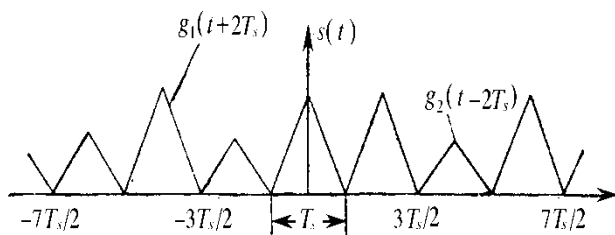


图 基带随机脉冲序列及其分解波形

第6章 数字基带传输系统

图中



T_s — 码元宽度

$g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ — 分别表示消息码“0”和“1”，为任意波形。

- 设序列中任一码元时间 T_s 内 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 出现的概率分别为 P 和 $(1-P)$ ，且认为它们的出现是统计独立的，则该序列可表示为

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

式中

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

第6章 数字基带传输系统

- 为了使频谱分析的物理概念清楚，推导过程简化，我们可以把 $s(t)$ 分解成稳态波 $v(t)$ 和交变波 $u(t)$ 。所谓稳态波，即随机序列 $s(t)$ 的统计平均分量，它取决于每个码元内出现 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的概率加权平均，因此可表示成

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

由于 $v(t)$ 在每个码元内的统计平均波形相同，故 $v(t)$ 是以 T_s 为周期的周期信号。

第6章 数字基带传输系统

交变波 $u(t)$ 是 $s(t)$ 与 $v(t)$ 之差，即

$$u(t) = s(t) - v(t)$$

于是

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

式中，

$$u_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s) - Pg_1(t - nT_s) - (1 - P)g_2(t - nT_s) \\ = (1 - P)[g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)], \text{ 以概率 } P \\ g_2(t - nT_s) - Pg_1(t - nT_s) - (1 - P)g_2(t - nT_s) \\ = -P[g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)], \text{ 以概率 } (1 - P) \end{cases}$$

或写成

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

其中

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

显然， $u(t)$ 是一个随机脉冲序列。

第6章 数字基带传输系统

- $v(t)$ 的功率谱密度 $P_v(f)$

由于 $v(t)$ 是以为 T_s 周期的周期信号, 故

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

可以展成傅里叶级数

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

式中

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

由于在 $(-T_s/2, T_s/2)$ 范围内,

$$v(t) = Pg_1(t) + (1 - P)g_2(t)$$

所以

$$C_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} [Pg_1(t) + (1 - P)g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

第6章 数字基带传输系统

又由于

$$Pg_1(t) + (1-P)g_2(t)$$

只存在于 $(-T_s/2, T_s/2)$ 范围内，所以上式的积分限可以改为从 $-\infty$ 到 ∞ ，因此

$$C_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} [Pg_1(t) + (1-P)g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

其中

$$G_1(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

$$G_2(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt$$

于是，根据周期信号的功率谱密度与傅里叶系数的关系式得到的功率谱密度为

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

第6章 数字基带传输系统

• $u(t)$ 的功率谱密度 $P_u(f)$

由于是一个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统计平均的方法来求。

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

式中 $U_T(f)$ — $u(t)$ 的截短函数 $u_T(t)$ 所对应的频谱函数；

E — 统计平均

T — 截取时间，设它等于 $(2N+1)$ 个码元的长度，即

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

式中， N 是一个足够大的整数。此时，上式可以写成

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

第6章 数字基带传输系统

现在先求出 $u_T(t)$ 的频谱函数。

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

故

$$\begin{aligned} U_T(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t) e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{n=-N}^N a_n \int_{-\infty}^{\infty} [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{n=-N}^N a_n e^{-j2\pi f nT_s} [G_1(f) - G_2(f)] \end{aligned}$$

其中

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

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

第6章 数字基带传输系统

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

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

因为当 $m = n$ 时

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

所以

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

第6章 数字基带传输系统

当 $m \neq n$ 时

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

所以

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

由以上计算可知，式

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

的统计平均值仅在 $m = n$ 时存在，故有

$$E[|U_T(f)|^2] = \sum_{n=-N}^N E[a_n^2] |G_1(f) - G_2(f)|^2 = (2N+1)P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

第6章 数字基带传输系统

将其代入

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

即可求得 $u(t)$ 的功率谱密度

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

上式表明，交变波的功率谱 $P_u(f)$ 是连续谱，它与 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱以及概率 P 有关。通常，根据连续谱可以确定随机序列的带宽。

第6章 数字基带传输系统

• $s(t)$ 的功率谱密度 $P_s(f)$

由于 $s(t) = u(t) + v(t)$ ，所以将下两式相加：

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

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

即可得到随机序列 $s(t)$ 的功率谱密度，即

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

上式为双边的功率谱密度表示式。如果写成单边的，则有

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

第6章 数字基带传输系统

$$P_s(f) = P_u(f) + P_v(f) = f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

式中

$f_s = 1/T_s$ - 码元速率;

T_s - 码元宽度 (持续时间)

$G_1(f)$ 和 $G_2(f)$ 分别是 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的傅里叶变换

以上推导, 参见p132~136, 课外自己熟悉

第6章 数字基带传输系统

由上式可见：

- 二进制随机脉冲序列的功率谱 $P_s(f)$ 可能包含连续谱（第一项）和离散谱（第二项）。
- **连续谱**总是存在的，这是因为代表数据信息的 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 波形不能完全相同，故有 $G_1(f) \neq G_2(f)$ 。谱的形状取决于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱以及出现的概率 P 。
- **离散谱**是否存在，取决于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的波形及其出现的概率 P 。一般情况下，它也总是存在的，但对于双极性信号 $g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$ ，且概率 $P=1/2$ （等概）时，则没有离散分量 $\delta(f - mf_s)$ 。根据离散谱可以确定随机序列是否有直流分量和定时分量。

二、数字基带信号的功率谱密度

由上面分析可知，可通过先求出 $v(t)$ 和 $u(t)$ 的功率谱密度，然后两者相加即可得到的功率谱密度。

1、稳态项 $v(t)$ 的功率谱密度 $P_v(f)$

稳态项 $v(t)$ 是周期为 T_s 的周期函数，可将其展开成指数形式的傅里叶级数，求出其系数 F_n ，然后利用式 (2. 38) 得到 $v(t)$ 的功率谱 $P_v(f)$ 。经分析可得：

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[P g_1(t - nT_B) + (1 - P) g_2(t - nT_B) \right]$$

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

(5.4)

式中

$$G_1(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi mf_s t} dt \quad (5.5)$$

$$G_2(mf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi mf_s t} dt \quad (5.6)$$

2、交变项 $u(t)$ 的功率谱密度 $P_u(f)$

由于 $u(t)$ 是功率型的随机信号，因此求其功率谱密度 $P_u(f)$ 时要采用截短函数的方法和求统计平均的方法。经过分析可得

$$u(t) = a_n \left[g_1(t - nT_B) - g_2(t - nT_B) \right] \quad a_n = \begin{cases} 1-P & \text{以概率 } P \\ -P & \text{以概率 } (1-P) \end{cases}$$

$$P_u(f) = f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad (5.7)$$

3、求随机基带序列s(t)的功率谱密度

由于 $s(t)=v(t)+u(t)$ ，则将式(5.4)与式(5.7)相加，可得到随机序列s(t)的功率谱密度为

$$\begin{aligned} P_s(f) &= P_u(f) + P_v(f) \\ &= f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + \\ &\quad \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s) \end{aligned} \quad (5.8)$$

上式是双边功率谱密度表示式。若用**单边功率谱密度**表示，则有：

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

(5.9)

下面以矩形脉冲构成的基带信号为例对式(5.8)的应用及意义做进一步说明，其结果对后续问题的研究具有实用价值。

[例5.1] 求单极性不归零信号的功率谱密度，假定 $P=1/2$ 。

解：设单极性不归零信号 $g_1(t)=0$ ， $g_2(t)$ 为图5-5所示的高度为1、宽度为 $\tau=T_s$ 的矩形脉冲。

则 $G_1(f) = 0$

$$G_2(f) = G(f) = T_s \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]$$

$$G_2(mf_s) = T_s \left[\frac{\sin \pi m f_s T_s}{\pi m f_s T_s} \right] = \begin{cases} T_s & m = 0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases}$$

代入式 (5.8) 得单极性不归零信号的双边功率谱密度为

$$\begin{aligned} P_s(f) &= \frac{1}{4} f_s T_s^2 \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2 + \frac{1}{4} \delta(f) \\ &= \frac{1}{4} T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s) + \frac{1}{4} \delta(f) \end{aligned} \quad (5.10)$$

单极性不归零信号的功率谱如图5-6所示。

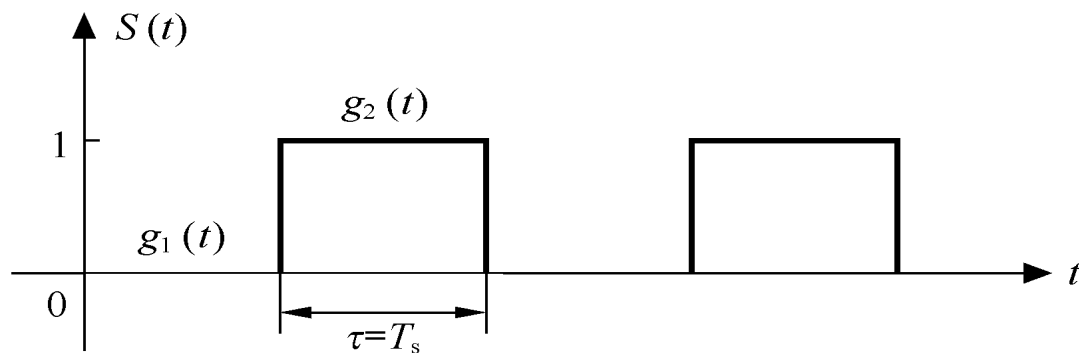


图5-5 单极性不归零信号

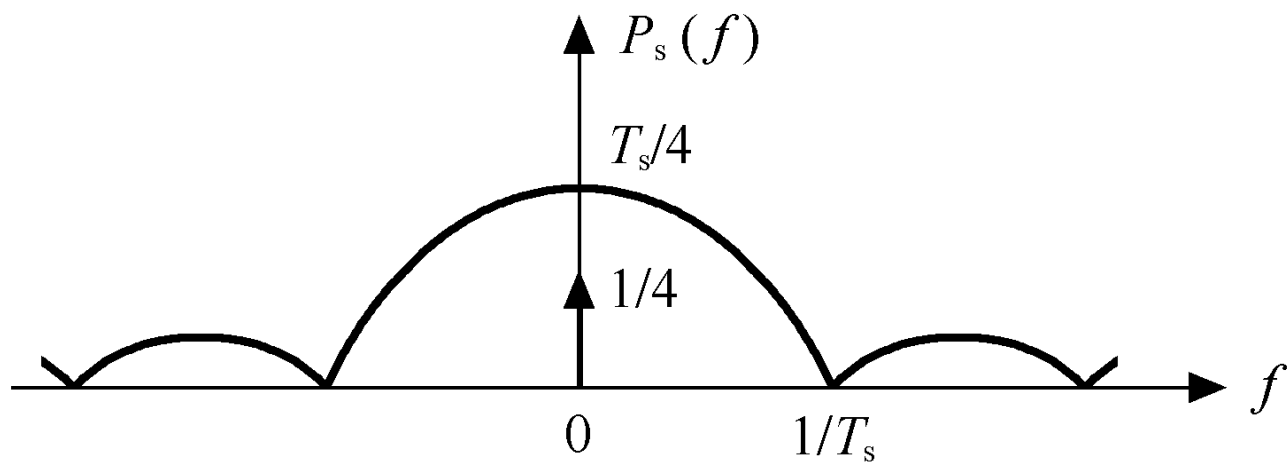


图5-6 单极性不归零信号的功率谱

由以上分析可见，单极性不归零信号的功率谱只有连续谱和直流分量，不含有可用于提取同步信息的 f_s 分量；由连续分量可方便求出单极性不归零信号功率谱的近似带宽（Sa函数第一零点）为 $B = 1/T_s$ 。

[例5.2] 求单极性归零信号的功率谱密度，假定 $P=1/2$ 。

解：设单极性归零信号 $g_1(t)=0$ ， $g_2(t)$ 为图5-7所示的高度为1、宽度为 τ （ $\tau \leq T_s$ ）的矩形脉冲。

则

$$G_1(f) = 0$$

$$G_2(f) = G(f) = \tau \left[\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right]$$

$$G_2(mf_s) = \tau \left[\frac{\sin \pi m f_s \tau}{\pi m f_s \tau} \right]$$

代入式 (5.8) 得单极性不归零信号的双边功率谱密度为

$$P_s(f) = \frac{1}{4} f_s \tau^2 \left[\frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right]^2 + \frac{1}{4} f_s^2 \tau^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{Sa}^2(\pi m f_s \tau) \delta(f - m f_s) \quad (5.11)$$

单极性归零信号的功率谱如图5-8所示。

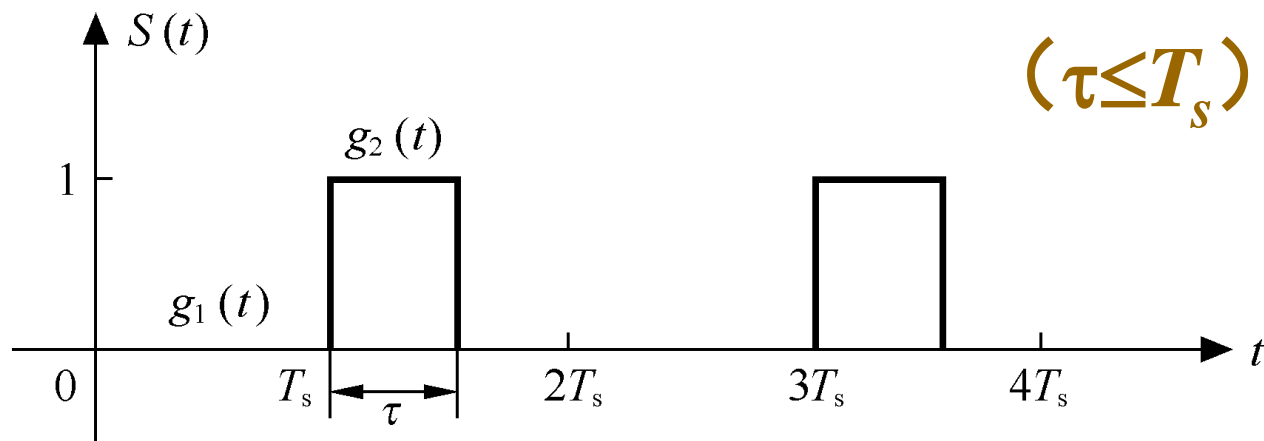


图5-7 单极性归零信号

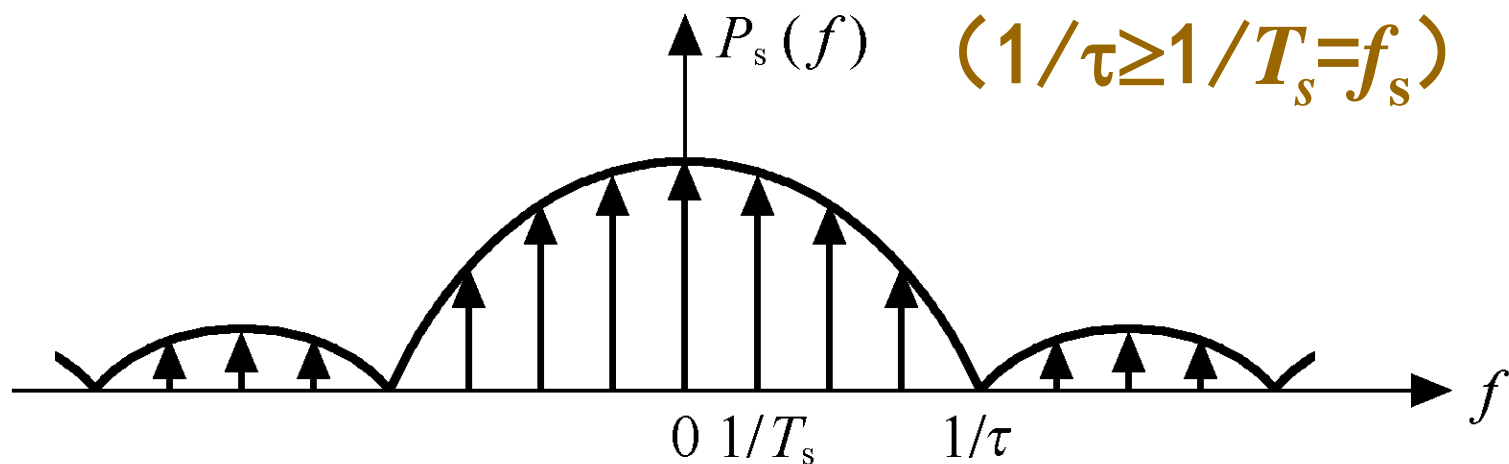
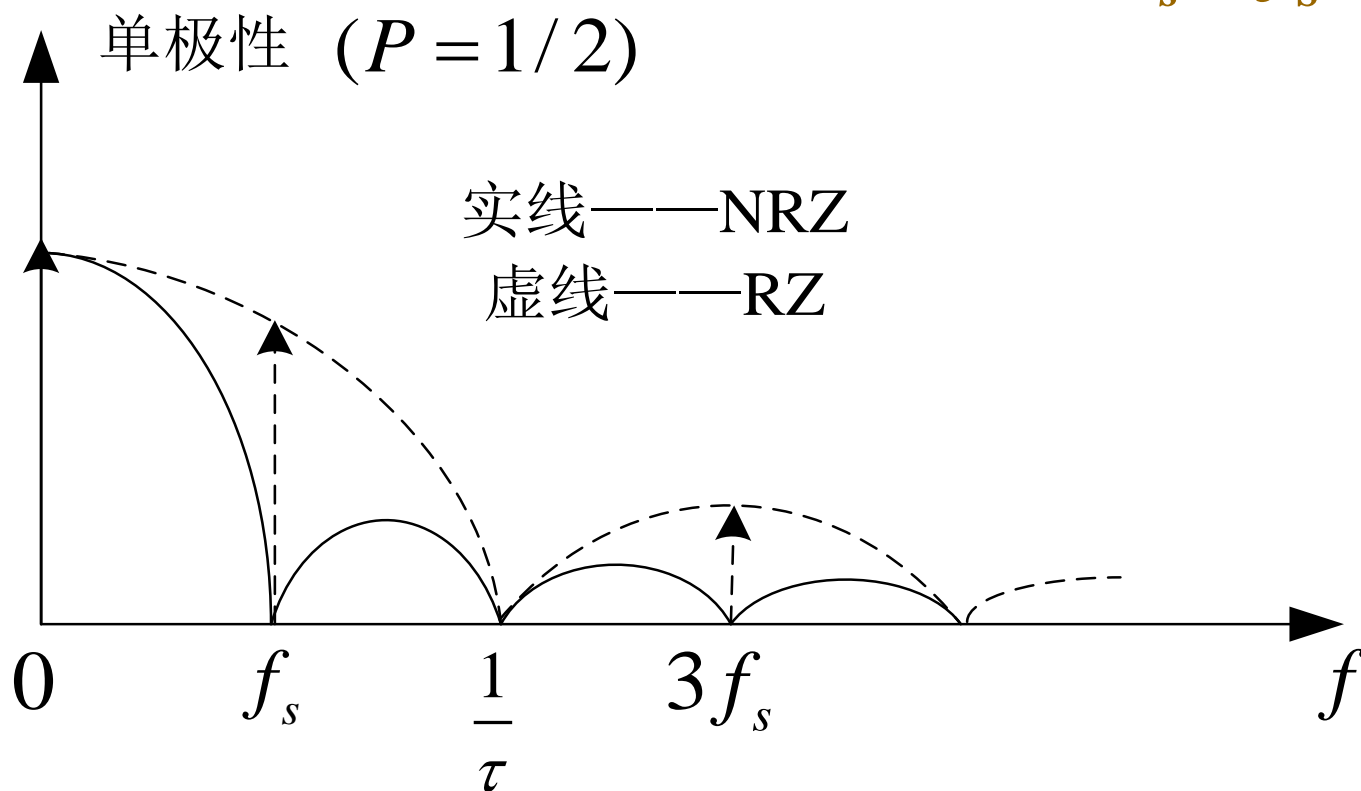


图5-8 单极性归零信号的功率谱

单极性信号的功率谱密度分别如下图中的实线和虚线所示

$$(1/\tau = 2/T_s = 2f_s)$$



[例5.3] 求双极性码信号的功率谱密度，假定 $P=1/2$ 。

解：双极性信号一般满足 $g_1(t)=-g_2(t)$ ，
 $G_1(f)=-G_2(f)$ ，当1、0码等概时，不论归零与否，稳态分量 $v(t)$ 都是0，因此都没有直流分量和离散谱。

双极性不归零(NRZ)信号的双边功率谱为

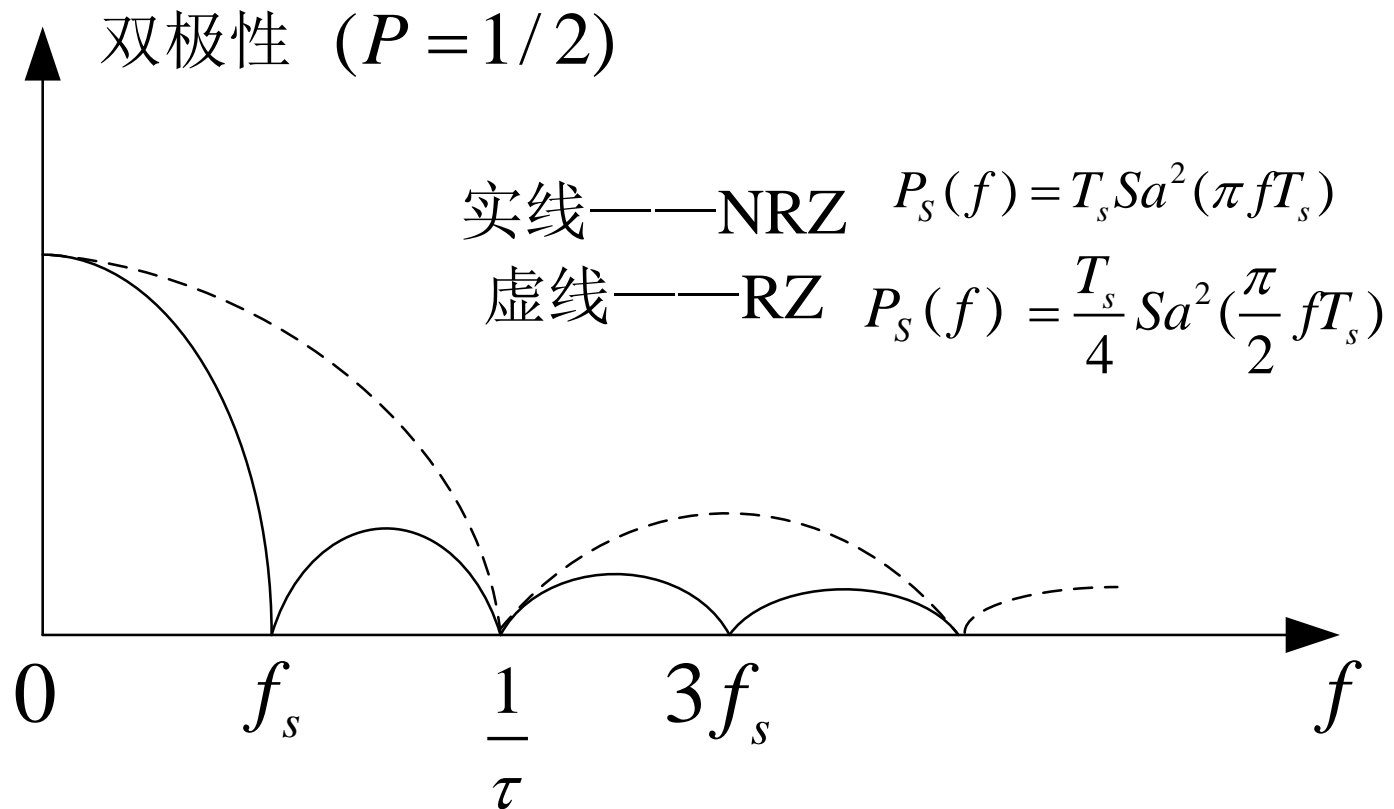
$$P_s(f) = T_s \text{Sa}^2(\pi f T_s) \quad (5.12)$$

双极性归零(RZ)信号的双边功率谱为

$$P_s(f) = f_s \tau^2 \text{Sa}^2(\pi f \tau) \quad (5.13)$$

注：宽度为 τ ($\tau \leq T_s$) 的矩形脉冲

- 双极性信号功率密度谱曲线如下图中的实线和虚线所示



注：宽度为 $\tau = T_s/2$ 的矩形脉冲
中大光信息

综上所述，通过对数字基带信号的二进制随机脉冲序列功率谱的分析，我们一方面可以根据它的**连续谱**来确定序列的带宽，从上述举例可以看出，当数字基带信号用矩形脉冲表示时，其带宽为连续谱的**第一零点带宽**；另一方面利用它的**离散谱**是否存在这一特点，可以明确能否从脉冲序列中直接提取**定时**分量和采取怎样的方法可以从基带脉冲序列中获得所需的离散分量。

需要指出的是，以上的分析方法，由于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的波形没有加以限制，故即使它们不是基带信号波形，而是数字调制波形，也将是适用的。

• 信号带宽:

• 对矩形脉冲序列，以谱的第1个零点计算信号带宽，称为**第一零点带宽**。主要看**连续谱**，依赖单个码元波形的频谱函数 $G_0(f)$ 和 $G_1(f)$ 。

•
$$B = \frac{1}{\tau} \quad \tau \leq T \quad \text{从而} \quad B \geq f_s$$

对于**NRZ**信号 $B = 1/T = f_s$ 其中 $f_s = 1/T$ 就是码元速率 R_B 。

对于**RZ**信号 $B = \frac{2}{T} = 2f_s$

• 离散谱

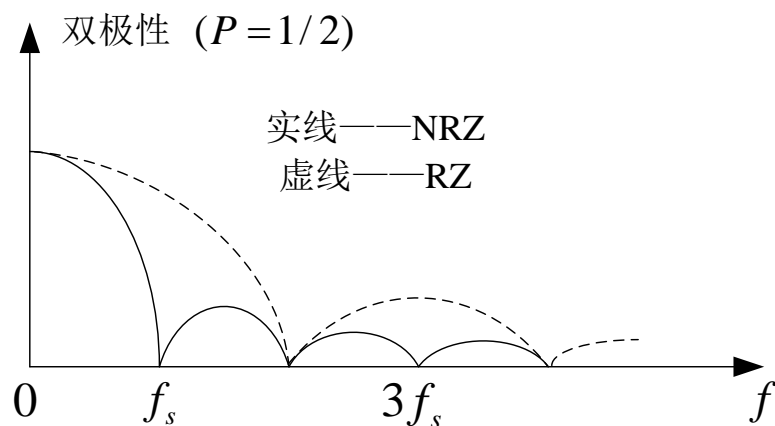
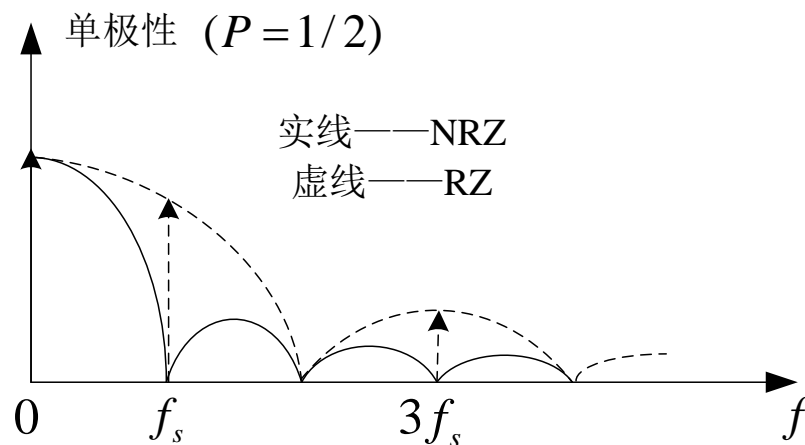
只有单极性归零矩形脉冲信号含有时钟频率分量。

在以下情况下信号中没有**离散谱**分量:

(1) 单极性信号，波形为不归零矩形脉冲时。

(2) 双极性信号，0、1等概。(不管何种波形)

基本的数字基带信号波形的功率谱密度



四种
基本
码型
的能
量谱
密度

Note

前面讲了数字传输的基本码型，和它们的频谱特性 **(5.3)** 。

下面，讲一讲常用的线路传输码型。

二、常用的(线路)传输码型

并不是所有的基带信号码型都适合在信道中传输，往往是根据实际需要进行选择。

下面我们介绍几种常用的适合在信道中传输的(线路)传输码型。

码型设计

- (1) 对于频带低端受限的信道传输，线路码型中**不含有直流**分量，且低频分量较少。
- (2) 便于从相应的基带信号中**提取定时同步**信息。
- (3) 信号中**高频**分量尽量少，以节省传输频带，并减少码间串扰。
- (4) 所选码型应具有纠错、**检错**能力。
- (5) 码型变换设备要简单，**易于实现**。

1、AMI码

AMI码的全称是**传号交替反转码**。这是一种将消息中的代码“0”(空号)和“1”(传号)按如下规则进行编码的码：代码“0”仍为0；代码“1”交替变换为+1、-1、+1、-1、---。例如：

消息
代码

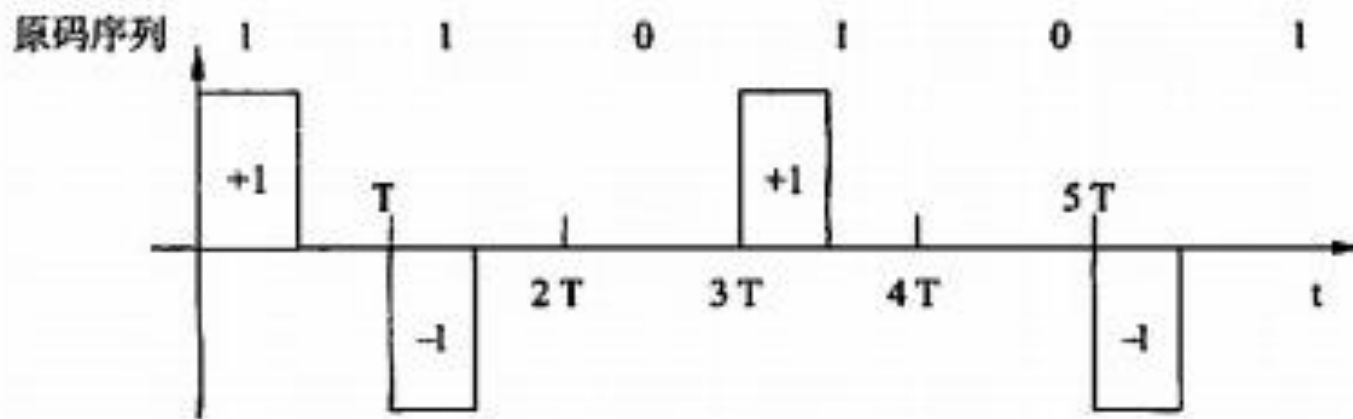
1 0 0 0 1 1 1 0 1

AMI码

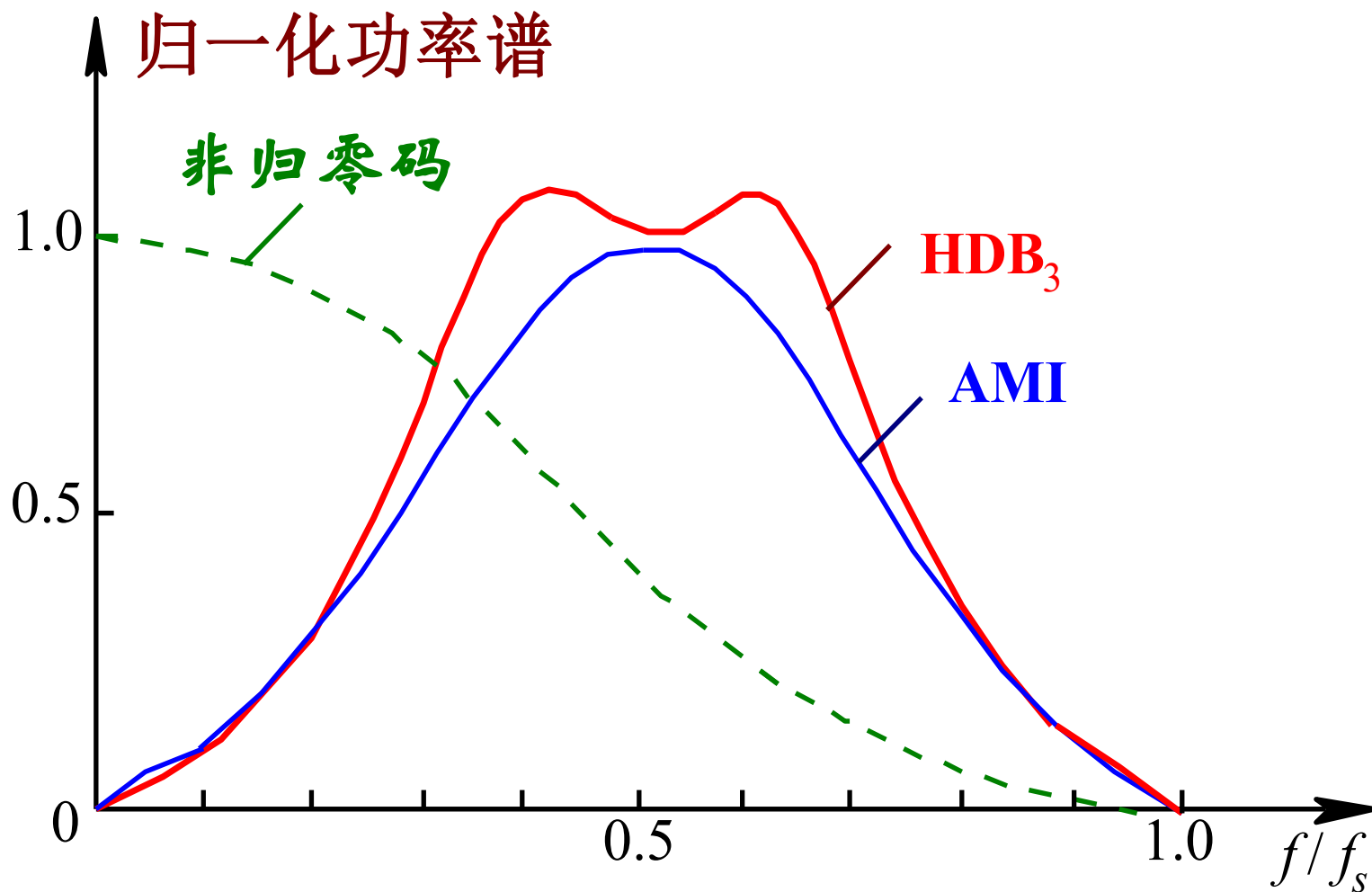
+1 0 0 0 -1 +1 -1 0 +1

AMI码

编码规则：消息码的“1”交替变化为“+1” “-1”，“0”不变



AMI码的功率谱



AMI码和HDB₃码的功率谱

AMI码的优点是：不含直流成分，低频分量小；

编译码电路简单，便于利用传号极性交替规律观察误码情况。鉴于这些优点，AMI码是ITU建议采用的传输码型之一。

AMI码的不足是，当原信码出现连“0”串时，信号的电平长时间不跳变，造成提取定时信号的困难。解决连“0”码问题的有效方法之一是采用HDB₃码。

2、HDB3码

HDB3码的全称是**3阶高密度双极性码**，它是AMI码的一种改进型，其目的是为了保持AMI码的优点而克服其缺点，使连“0”个数不超过3个。其编码规则如下：

(1) 当信码的连“0”个数不超过3时，仍按AMI码的规则编码，即传号极性交替；

(2) 当连“0”个数超过3时，出现4个或4个以上连“0”串时，”则将每4个连“0”小段的第4个“0”变换为非“0”脉冲，用符号**V**表示，称之为**破坏脉冲**。而原来的二进制码元序列中所有的“1”码称为**信码**，用符号**B**表示。当信码序列中加入破坏脉冲以后，信码B与破坏脉冲 V 的正负极性必须满足如下两个条件：

① B 码和 V 码各自都应始终保持极性**交替**变化的规律，以确保编好的码中没有直流成分；

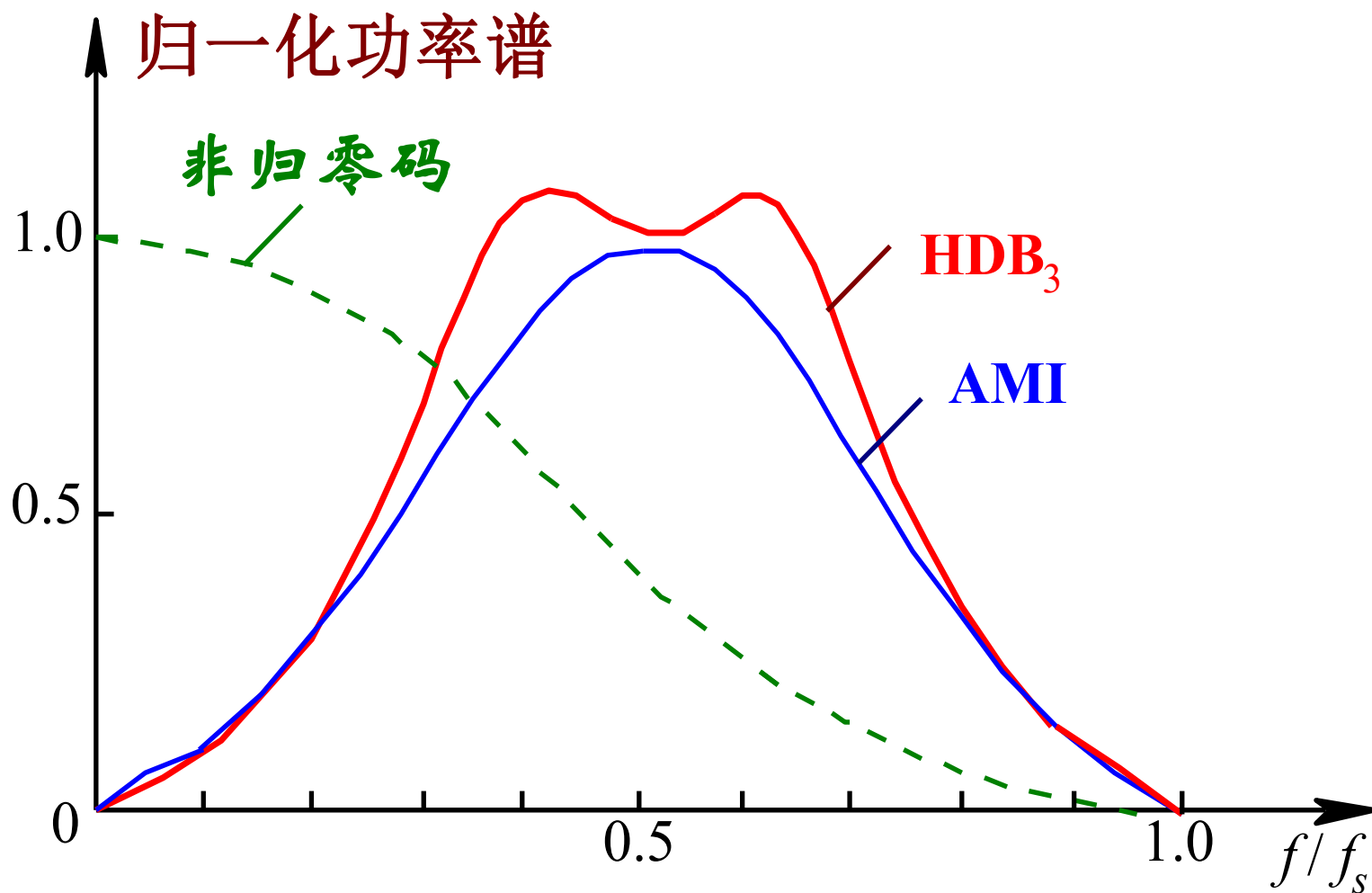
② V 码必须与前一个非零符号码（信码B）同极性，以便和正常的 AMI 码区分开来。如果这个条件得不到满足，那么应该将四连“0”码的第一个“0”码变换成与V 码同极性的补信码，用符号 B' 表示，并做调整，使 B 码和 B' 码合起来保持条件①中信码（含B 及 B' ）极性交替变换的规律。

代码 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 1

AMI 0 +1 0 0 0 V_+ -1 +1 0 0 0 V_- 0 -1 0 +1

HDB3
0 +B 0 0 0 V_+ -B +B B'_- 0 0 V_- 0 +B 0 -B

HDB3码的功率谱



AMI码和HDB₃码的功率谱

3、PST码

PST码的全称是**成对选择三进码**。其编码规则是：先将二进制码元划分为**2个码元为一组**的码组序列，然后再把每一组编码成两个三进制码(+ - 0)。因为**三进制数字共有9种**状态，故可以灵活地选择其中的四种状态。

特点：能够提供足够的定时分量，且无直流；但这种码在识别时需要提供“分组”信息，即需建立帧同步。

PST码

先使用加模式，然后采用减模式。

二进制代码	+模式	-模式
00	++	--
01	0+	0-
10	+0	-0
11	+-	+-
未使用	00、++、--	

代码:	01	00	11	10	10	11	00
取+模式时:	0+	--	+-	-0	+0	+-	--
取-模式时:	0-	--	+-	+0	-0	+-	--

例如：有二进制码：00 10 11 00 01 10 00 11

PST码可译为：++ +0 +- -- 0- +0 -- ++

4、双相码

双相码又称**Manchester码**，即曼彻斯特码。

它的特点是每个码元用两个连续极性相反的脉冲来表示。

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”。

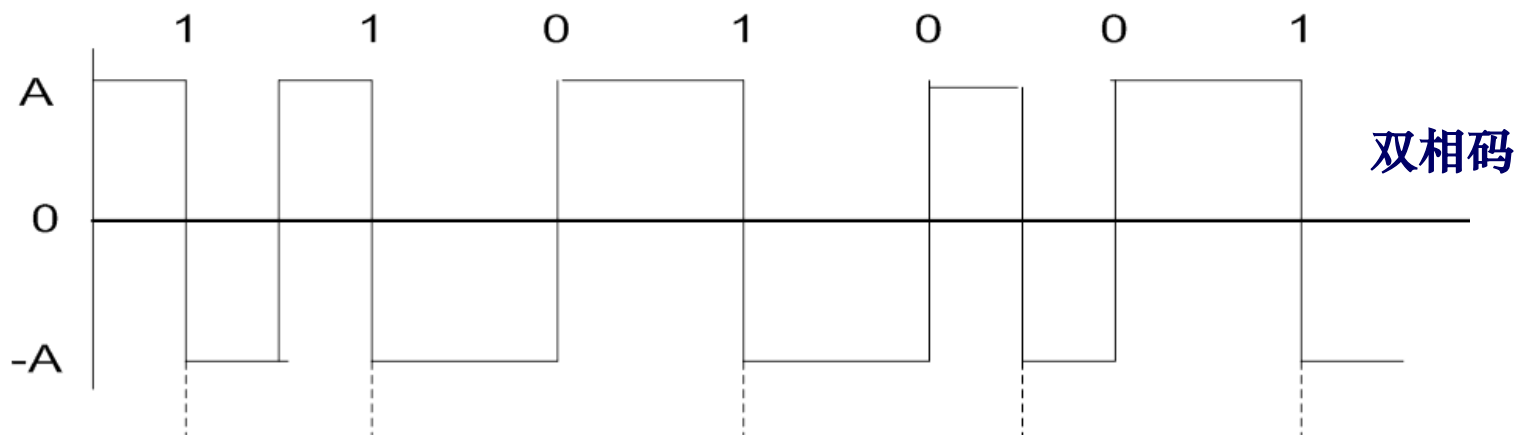
“0”码用“01”两位码表示，“1”码用“10”两位码表示
例：

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

优点:

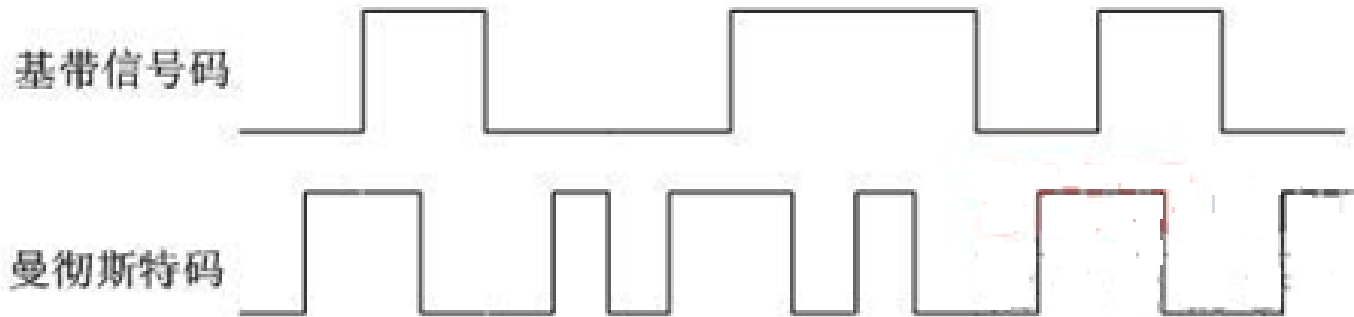
双相码波形是一种双极性NRZ波形，只有极性相反的两个电平。它在每个码元间隔的中心点都存在电平跳变，所以含有丰富的位定时信息，且没有直流分量，编码过程也简单。

缺点是占用带宽加倍，使频带利用率降低。



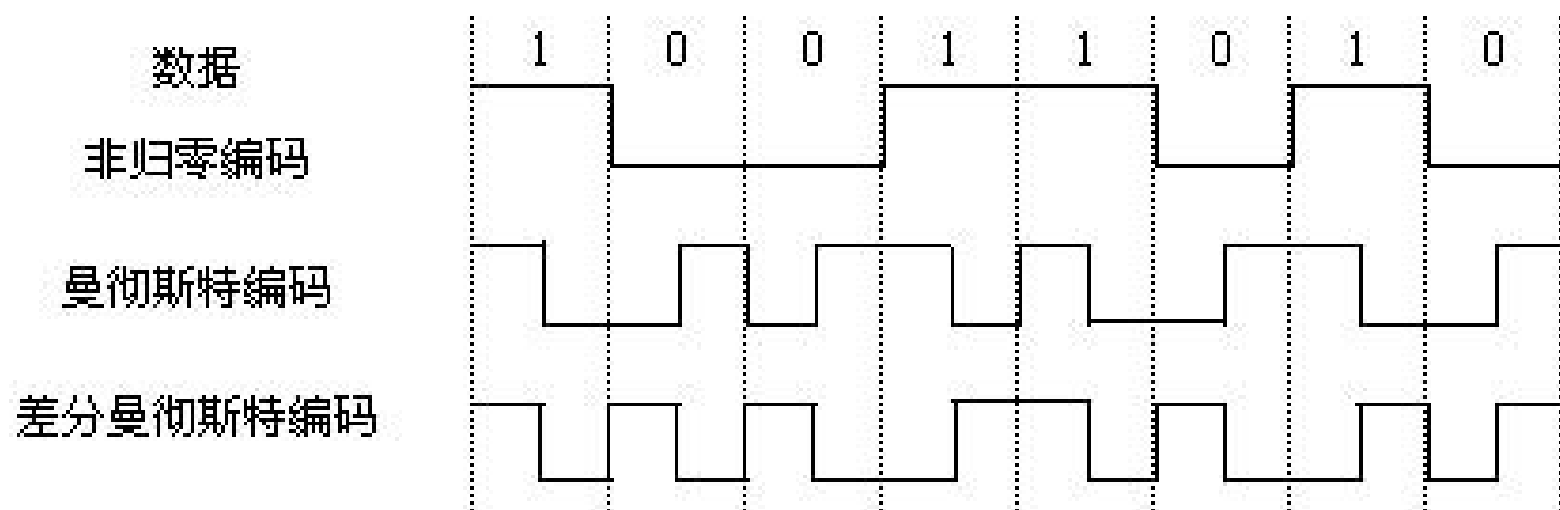
双相码（曼彻斯特码）

编码规则：0码用01表示，1码用10表示



差分双相码

编码规则：电平跳变表示0，电平不变表示1



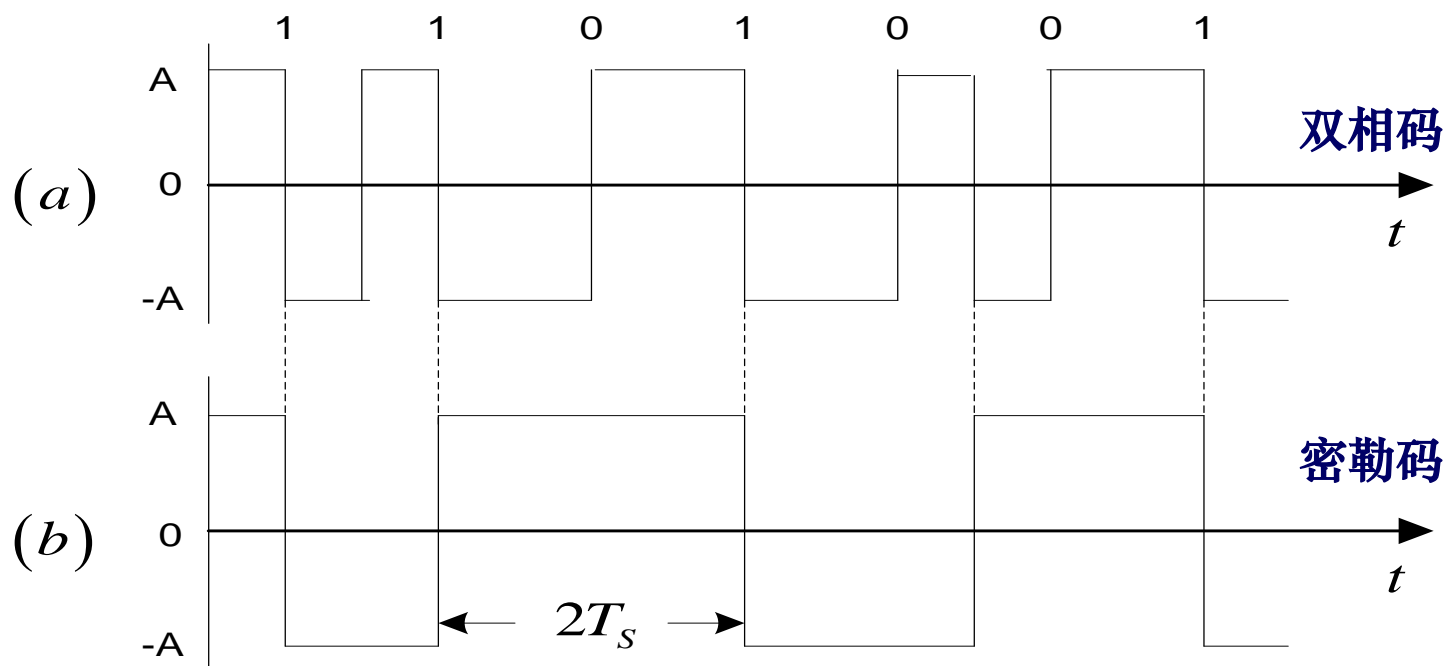
码与码之间
没有跳变

5、密勒（Miller）码

密勒码又称**延迟调制码**，它是双相码的一种变形。编码规则如下：“1”码用“10”或“01”表示。“0”码分两种情形处理：

1. 对于**单个**“0”时，用“11”或“00”表示。要求在码元持续时间内不出现跃变，且与相邻码元的边界处也不跃变；
2. 对于**连**“0”时，用“00”与“11”交替。要求在两个“0”码的边界处出现跃变。

- 例：图(a)是双相码的波形；
- 图(b) 为密勒码的波形；若两个“1”码中间有一个“0”码时，密勒码流中出现最大宽度为 $2T_s$ 的波形，即两个码元周期。这一性质可用来进行误码监测。
- 用双相码的下降沿去触发双稳电路，即可输出密勒码。



6、CMI码

CMI 码是**传号反转码**的简称，其编码规则为：“1”码交替用“00”和“11”表示；“0”码用“01 ”表示。

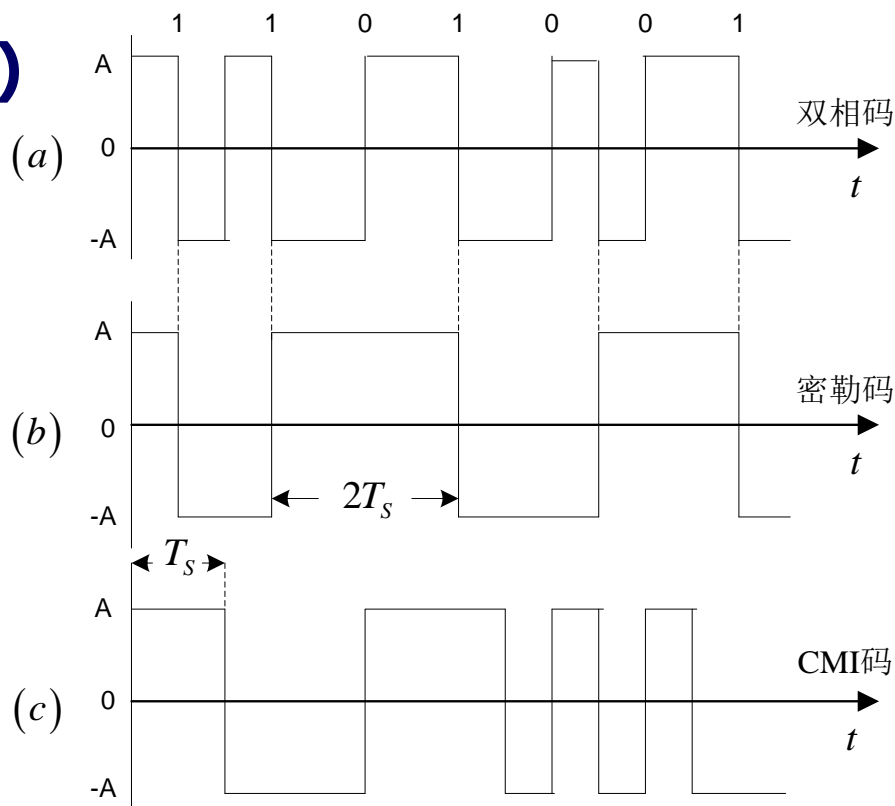
CMI 码的优点是没有直流分量，且有频繁出现波形跳变，便于定时信息提取，具有误码监测能力。

CMI码: CMI码是传号反转码的简称。

- 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。

- 波形图举例: 如下图(c)

- CMI码易于实现, 含有丰富的定时信息。此外, 由于**10**为禁用码组, 不会出现**3**个以上的连码, 这个规律可用来监测误码。



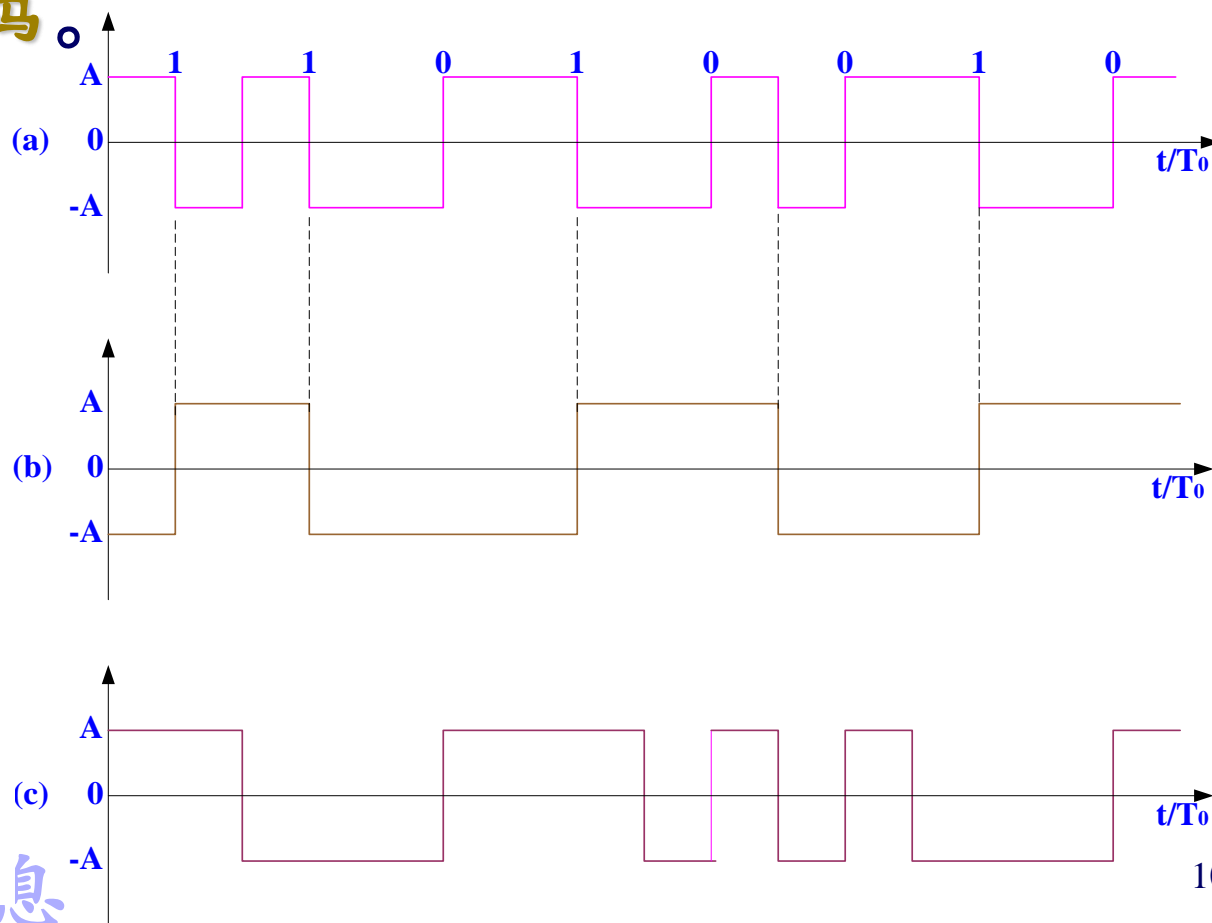
1B2B

在数字双相码、密勒码和 CMI 码中，每个二进制信码都用一组 2 位的二进制码表示，因此这类码又称为 1B2B 码。

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。

- (a) 双相码、
- (b) 密勒码、
- (c) CMI 码 波形



块编码：块编码的形式：有**nBmB**码，**nBmT**码等。

- **nBmB**码：把原信息码流的 **n** 位二进制码分为一组，并置换成 **m** 位二进制码的新码组，其中 **$m > n$** 。由于，新码组可能有 2^m 种组合，故多出 $(2^m - 2^n)$ 种组合。在 2^m 种组合中，以某种方式选择有利码组作为可用码组，其余作为禁用码组，以获得好的编码性能。

- 例如，在**4B5B**编码中，用**5**位的编码代替**4**位的编码，对于**4**位分组，只有 $2^4 = 16$ 种不同的组合，对于**5**位分组，则有 $2^5 = 32$ 种不同的组合。

为了实现同步，我们可以按照不超过一个前导“0”和两个后缀“0”的方式选用码组，其余为禁用码组。这样，如果接收端出现了禁用码组，则表明传输过程中出现误码，从而提高了系统的检错能力。

- 双相码、密勒码和**CMI**码都可看作**1B2B**码。
- 优点：提供了良好的同步和检错功能，但带宽增大

nBmB 码 (块编码)

nBmB 码是把原信息码流的 n 位二进制码作为一组，编成 m 位二进制码的新码组

位定时信息 检错

由于 $m > n$ ，新码组可能多出 $(2^m - 2^n)$ 种组合。

从中选择一部分 有利码组 作为 可用码组，其余为 禁用码组，以获得好的特性。

在光纤数字传输系统中，通常选择 $m = n + 1$ ，有 1B2B 码、2B3B、3B4B 码 以及 5B6B 码 等。

其中，5B6B 码型已实用化，用作三次群和四次群以上的线路传输码型。

nBmT码

- nBmT码：将 n 个二进制码变换成 m 个三进制码的新码组，且 $m \leq n$ 。
 - 例：1B1T码：AMI码、HDB3码、PST码
 - 例：4B3T码，它把4个二进制码变换成3个三进制码。
显然，在相同的码速率下，4B3T码的信息容量大于1B1T，因而可提高频带利用率。

4B/3T 码 (块编码)

在某些高速、远程传输系统中，1B/1T 码的传输效率偏低。

为此，可将输入的二进制信码分成若干位一组，然后用较少位数的三元码来表示，以降低编码后的码速率，从而提高频带利用率。

4B/3T 码型是 1B/1T 码型的改进型，它把 4 个二进制码变换成 3 个三元码。

显然，在相同的码速率下，4B/3T 码的信息容量大于 1B/1T 码，因而可提高频带利用率。

4B/3T 码适用于较高速率的数据传输系统，如高次群同轴电缆传输系统。

小复习

数字基带传输系统

- 它由脉冲形成器、发送滤波器、信道、接收滤波器、抽样判决器与码元再生器组成；还有同步提取电路。

数字基带的码型与波形

- 基本码型
- 5.3 数字基带信号的功率谱密度
 - 波形（数学表达式） ~ 功率谱
- 常用的线路传输码型