

通信原理

第6章 数字基带传输

数字通信与模拟通信相比有许多优点：

- (1) 在良好设计的数字通信链路上，**中继转发不会产生误差积累**；
- (2) 在数字通信中可以通过纠错编码技术极大提高**抗干扰性能**；
- (3) 数字通信系统中容易采用保密措施，大大提高通信**安全性**；
- (4) 在数字通信中，可以通过各种方式把语音、图像和文字都变换成数字，**在同一信道中传输多种媒体信息**；并便于**存贮和处理**；
- (5) 数字信号可以通过信源压缩编码，减少冗长度，**提高信道利用率**；
- (6) 数字通信系统可采用大规模数字集成电路，使**设备重量轻，体积小，功耗省**；
- (7) 数字通信系统更加**适合于信息论的理论框架**，有利于在信息论理论指导下发展新技术，新体制。

第六章 数字基带传输

已经学习了如何把模拟消息变成数字序列，但是要传输信息还必须把数字序列转换成波形序列。通常首先用数字序列调制脉冲波形得到基带信号。所谓基带信号是指频率范围从直流到某个有限值的信号，基带信号是低通信号。

为何要研究基带传输？

- ① 基带信号能在双绞线、电缆或其他信道上直接传输。数字基带传输有许多应用场合，如局域网、电话等，许多是直接基带传输的；
- ② 数字通带传输系统一般也是先把数字序列调制成基带信号，然后再用载波调制到与信道相匹配的通带上进行传输。

数字基带传输是数字通信的基础。

本章介绍：数字基带信号的特点；
数字基带信号在基带系统中的传输技术

3/28

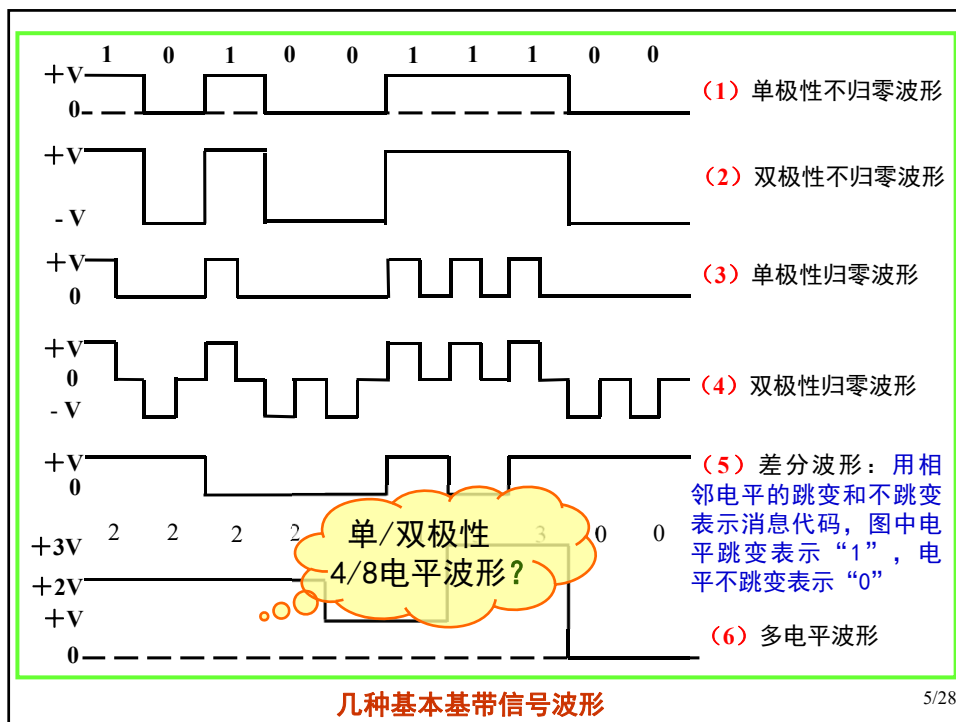
§ 6.1 数字基带信号及其频谱特征

一、基本基带信号波形

为了在信道上传输数字符号，必须把它们表示成电压或电流波形；以矩形电压脉冲为例说明几种基本基带信号波形：

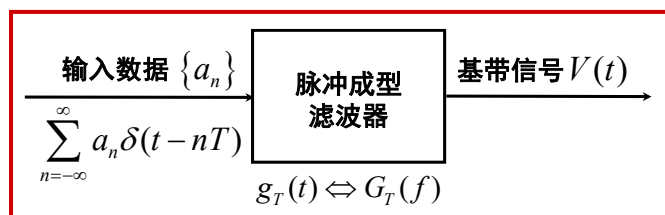
- 1、单极性不归零波形；
- 2、双极性不归零波形；
- 3、单极性归零波形；
- 4、双极性归零波形；
- 5、差分波形；
- 6、多电平波形；

4/28



二、数字脉冲幅度调制（PAM）信号的功率谱

理想方波脉冲的频带无限宽，不可能在有限带宽信道上传输，一般都需进行脉冲成型，成为有限带宽的基带信号来传输。



$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t-nT)$$

$\{a_n\}$ 是一个平稳随机序列，对二进制数据，其取值为 $\{0,1\}$

平稳随机过程指它的任何 n 维分布函数与时间起点 τ 无关——严平稳过程

$$F_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = F_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1 + \tau, t_2 + \tau, \dots, t_n + \tau)$$

均值、方差为常数，自相关函数只和时间差有关——广义平稳过程

6/28

$V(t)$ 的平均值:

$$E[V(t)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} E(a_n) g_T(t-nT) = m_a \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_T(t-nT)$$

其中 m_a 是随机序列 $\{a_n\}$ 的平均值。显然 $V(t)$ 的平均值是周期为 T 的周期函数。

$V(t)$ 的自相关数:

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

自相关函数只和时间差有关

其中 $R_a(m) = E(a_{n+m} a_n)$; $R_V(t+\tau, t)$ 是 t 的周期为 T 的函数。

$V(t)$ 是循环平稳随机过程 (cyclostationary process)。

7/28

循环平稳随机过程 (cyclostationary process)。

均值和自相关函数均为周期函数的随机过程称为是循环平稳随机过程。对于循环平稳随机过程来说, 它的功率谱等于自相关函数在一个周期中的平均值的Fourier变换。

$R_V(t+\tau, t)$ 对 t 的周期平均为:

$$\begin{aligned} \bar{R}_V(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_V(t+\tau, t) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} g_T(t-nT) g_T(t+\tau-nT-mT) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{nT-\frac{T}{2}}^{nT+\frac{T}{2}} g_T(t) g_T(t+\tau-mT) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \int_{-\infty}^{\infty} g_T(t) g_T(t+\tau-mT) dt \end{aligned}$$

记 $R_g(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g_T(t) g_T(t+\tau) dt$ 为 $g_T(t)$ 的时间自相关函数

得到 $\bar{R}_V(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) R_g(\tau-mT)$ 卷积

8/28

$\bar{R}_V(\tau)$ 的Fourier变换为:

$$\begin{aligned}
 S_V(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \bar{R}_V(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
 &= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau - mT) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
 &= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \cdot e^{-j2\pi fmT} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_g(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
 &= \frac{1}{T} S_a(f) \cdot |G_T(f)|^2
 \end{aligned}$$

基带脉冲功率谱

其中

$$S_a(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) e^{-j2\pi fmT}$$

随机序列的功率谱

$$G_T(f) \Leftrightarrow g_T(t)$$

随机PAM信号的功率谱不仅与基带脉冲功率谱 $|G_T(f)|^2$ 有关, 而且和随机序列 $\{a_n\}$ 的功率谱 $S_a(f)$ 有关。

9/28

最简单情况, 当 $\{a_n\}$ 是独立同分布序列时:

$$R_a(m) = \begin{cases} \sigma_a^2 + m_a^2, & m = 0 \\ m_a^2, & m \neq 0 \end{cases}$$

其中 m_a 和 σ_a^2 为序列 $\{a_n\}$ 的均值和方差。

$$\begin{aligned}
 S_a(f) &= \sigma_a^2 + m_a^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi fmT} \\
 &= \sigma_a^2 + \frac{m_a^2}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)
 \end{aligned}$$

$$\text{得到 } S_V(f) = \frac{\sigma_a^2}{T} |G_T(f)|^2 + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| G_T\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)$$

其中**第一项是连续谱**, 取决于基带脉冲的频谱 $G_T(f)$; **第二项是离散谱线**, 频率间隔为 $\frac{1}{T}$ 。如果我们选 $\{a_n\}$ 的均值 $m_a = 0$, 则离散谱线可被消除。

10/28

[例6.1.1] 对于单极性信号 $\{0,1\}$, $P(a_n=0)=p$, $P(a_n=1)=1-p$

则 $m_a=(1-p)$, $\sigma_a^2=(1-p)p$

得到 $S_V(f)=\frac{1}{T}p\cdot(1-p)|G_T(f)|^2+\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left|\frac{(1-p)}{T}\cdot G_T\left(\frac{m}{T}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{m}{T}\right)$

当 $p=\frac{1}{2}$, 且

$$g_T(t)=\begin{cases} 1 & |t|\leq\frac{T}{2} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \iff G_T(f)=T\cdot\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}$$

$$S_V(f)=\frac{1}{4T}\cdot T^2\cdot\left[\frac{\sin\pi Tf}{\pi Tf}\right]^2+\frac{1}{4}\delta(f)$$

11/28

[例6.1.2] 对于 $a_n\in\{-1,1\}$, 双极性信号 $P(a_n=-1)=p$, $P(a_n=1)=1-p$

则 $m_a=1-2p$, $\sigma_a^2=4p(1-p)$

$$S_V(f)=\frac{4}{T}p(1-p)|G_T(f)|^2+\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left(\frac{2p-1}{T}\right)^2\left|G_T\left(\frac{m}{T}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{m}{T}\right)$$

当 $p=\frac{1}{2}$, 且

$$g_T(t)=\begin{cases} 1 & |t|\leq\frac{T}{2} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \iff G_T(f)=T\cdot\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}$$

$$S_V(f)=T\cdot\left|\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}\right|^2$$

12/28

[例6.1.3] 差分编码：

设数据 $\{a_n\}$ 为取值 $\{0,1\}$ 的独立二进制数字序列， $p = P\{a_n = 1\}$ ，

对 $\{a_n\}$ 进行差分编码，得到 $\{b_n\}$ ， $b_n \in \{0,1\}$ ，其中：

$$b_n = b_{n-1} \oplus a_n \iff \begin{cases} b_n - b_{n-1} = \pm 1 & a_n = 1 \\ b_n - b_{n-1} = 0 & a_n = 0 \end{cases}$$

对于 $\{b_n\}$ ， $m_b = E\{b_n\} = P\{b_n = 1\}$

$$\begin{aligned} &= P\{a_n = 1\} \cdot P\{b_{n-1} = 0 | a_n = 1\} + P\{a_n = 0\} \cdot P\{b_{n-1} = 1 | a_n = 0\} \\ &= p \cdot (1 - m_b) + (1 - p) \cdot m_b \end{aligned}$$

得到

$$m_b = P\{b_n = 1\} = \frac{1}{2}$$

$$\beta_m \triangleq R_b[m] = E[b_n b_{n+m}]$$

$$= P\{b_n = 1, b_{n+m} = 1\} = P\{b_n = 1\} \cdot P\{b_{n+m} = 1 | b_n = 1\}$$

$$= \frac{1}{2} P\{b_{n+m} = 1 | b_n = 1\}$$

13/28

$$\begin{aligned} 2\beta_m &= P\{b_{n+m} = 1 | b_n = 1\} \\ &= P\{b_{n+m-1} = 0, a_{n+m} = 1 | b_n = 1\} + P\{b_{n+m-1} = 1, a_{n+m} = 0 | b_n = 1\} \\ &= P\{b_{n+m-1} = 0 | b_n = 1\} \cdot p + P\{b_{n+m-1} = 1 | b_n = 1\} \cdot (1 - p) \\ &= (1 - 2\beta_{m-1}) \cdot p + 2\beta_{m-1} \cdot (1 - p) \end{aligned}$$

得到差分方程， $\beta_m - (1 - 2p)\beta_{m-1} = \frac{1}{2}p$

利用初始条件和相关函数的对称性， $\beta_0 = \frac{1}{2}$ 和 $\beta_m = \beta_{-m}$

得
$$\beta_m = \frac{1}{4}[(1 - 2p)^{|m|} + 1]$$

$$S_b(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_b(m) e^{-j2\pi f m T} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m e^{-j2\pi f m T}$$

于是

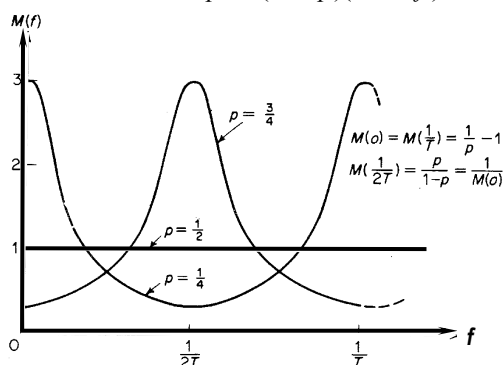
$$\begin{aligned} S_V(f) &= \frac{1}{T} S_b(f) \cdot |G_T(f)|^2 \\ &= \frac{|G_T(f)|^2}{4T} \cdot M(f) + \frac{1}{4T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| G_T\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{m}{T}\right) \end{aligned}$$

14/28

其中
$$M(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (1-2p)^{|m|} \cdot e^{-j2\pi fmT}$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} \left[(1-2p)^m e^{-j2\pi fmT} + (1-2p)^m e^{j2\pi fmT} \right] - 1$$

$$= \frac{p(1-p)}{p^2 + (1-2p)(\sin \pi T f)^2}$$



当 $p > 1/2$ 时，功率则集中在 $1/2T$ 的奇数倍频率分量中；
 当 $p < 1/2$ 时，功率则集中在 $1/2T$ 的偶数倍频率分量中；
 当 $p = 1/2$ 时，则为常数1，
 这时与原来的单极性信号功率谱公式一样。

15/28

三、具有多种基本脉冲波形的基带信号功率谱

一般情况，假设在 K 进制基带传输中， K 个符号对应了 K 种不同的脉冲波形 $s_i(t), i = 1, 2, \dots, K$ 。

这时基带信号可以表示成：

$$V(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K I_{kn} s_k(t - nT)$$

其中 $I_{kn} \in \{0, 1\}$ ，以及 $\sum_{k=1}^K I_{kn} = 1$ ，即 $I_{kn} = 1$ 表示在 $nT \leq t \leq (n+1)T$

中传输第 k 种波形。 $V(t)$ 的自相关函数：

$$R_V(t + \tau, t) = E \{ V(t) V(t + \tau) \}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K E \{ I_{in} \cdot I_{j(n+m)} \} s_i(t - nT) \cdot s_j(t + \tau - nT - mT)$$

16/28

$$E[I_{in} \cdot I_{j(m+n)}] = P(I_{in} = 1, I_{j(m+n)} = 1) = p_i \cdot p_{ij}(m)$$

其中 p_i 表示传输波形 $s_i(t)$ 的概率, $p_{ij}(m)$ 表示在当前传输波形 $s_i(t)$ 条件下, 过 m 个时刻后传送 $s_j(t)$ 的**条件转移概率**。于是

$$R_V(t + \tau, t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_{ij}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i(t - nT) s_j(t + \tau - mT - nT)$$

$R_V(t + \tau, t)$ 是 t 的周期为 T 的**周期函数**。

计算相关函数在一个周期中的平均得到,

$$\begin{aligned} \bar{R}_V(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} R_V(t + \tau, t) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_{ij}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_i(t - nT) s_j(t + \tau - mT - nT) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_{ij}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2} - nT}^{\frac{T}{2} - nT} s_i(t) s_j(t + \tau - mT) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_{ij}(m) R_{sij}(\tau - mT) \end{aligned}$$

17/28

其中 $R_{sij}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) s_j(t + \tau) dt$

取 $\bar{R}_V(\tau)$ 的**Fourier变换**

$$S_V(f) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i P_{ij}(f) S_i(f) S_j^*(f)$$

其中 $P_{ij}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_{ij}(n) e^{-j2\pi n f T}$

如果数据序列是独立的, 即基带信号序列是无记忆的, 则对任何

$n \geq 1, p_{ij}(n) = p_j$, 所以

$$P_{ij}(f) = \delta_{ij} + p_j \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} e^{-j2\pi n f T}$$

$$p_{ij}(0) = \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

$$\begin{aligned} S_V(f) &= \frac{1}{T} \sum_{i=1}^K p_i |S_i(f)|^2 - \frac{1}{T} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i \cdot p_j S_i(f) S_j^*(f) \\ &\quad + \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K p_i p_j S_i\left(\frac{n}{T}\right) S_j^*\left(\frac{n}{T}\right) \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \end{aligned}$$

18/28

对 $K=2$ 情况, 则

$$S_V(f) = \frac{1}{T} p(1-p) |S_1(f) - S_2(f)|^2 + \frac{1}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| pS_1\left(\frac{n}{T}\right) + (1-p)S_2\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

其中 p 为传送 $s_1(t)$ 的概率, $(1-p)$ 为传送 $s_2(t)$ 的概率。

对比

例6.1.1 (单极性):

$$S_V(f) = \frac{1}{T} p \cdot (1-p) |G_T(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| \frac{(1-p)}{T} \cdot G_T\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)$$

例6.1.2 (双极性):

$$S_V(f) = \frac{4}{T} p(1-p) |G_T(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(\frac{2p-1}{T} \right)^2 \left| G_T\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)$$

19/28

§ 6.2 常用的数字序列码型

$$S_V(f) = \frac{1}{T} S_a(f) \cdot |G_T(f)|^2$$

数字序列的功率谱 $S_a(f)$ 对于基带信号功率谱有重大影响;
为了适合信道传输, 编码后的数字序列还要经过一些处理,
称为**码型变换**或**线路编码**。

通常对于数字序列码型要求:

- 1、无直流分量, 较低的低频分量;
- 2、能从基带信号中获取码元定时信息;
- 3、信道传输效率高;
- 4、具有一定的检错能力;
- 5、不受信源统计特性的影响;

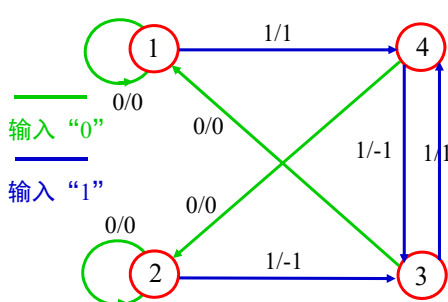
20/28

一、AMI码 (Alternate Mark Inverse) 长串零易发生位同步失锁

AMI码称为交替传号反转码，是一个3电平码。它把消息码中的“1”交替变成“+1”和“-1”，把“0”仍然变为“0”。

例如：

消息	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	...
AMI码	1	0	0	0	-1	1	-1	0	0	1	0	-1	1	...



状态①出发输入序列：

1 0 1 1 0 1 0 1 ...

输出AMI码：

1 0 -1 1 0 -1 0 1 ...

状态转移过程：

①→④→②→③→④→

②→③→①→④...

21/28

二、HDB₃码 (3rd Order High Density Bipolar)

HDB₃码称为3阶高密度双极性码。它是三电平码。

HDB₃码编码首先把消息数字序列按AMI码编码，用“0”表示“0”，用±1交替表示“1”。如果没有出现4个或4个以上的连“0”，则不做变化；当出现4个连“0”，就将第4个“0”改成与前面一个非“0”码元（“+1”或“-1”）同极性码元。原来AMI码的“极性交替反转”原则被破坏。

破坏“极性交替反转原则”的码元称为“破坏码元”，并用V表示（+V表示“+1”，-V表示“-1”）。为了消除极性不平衡，要求相邻“破坏码元”的极性也交替反转。当二个相邻V之间有奇数个非零码元，则相邻V自然是极性反转的。当相邻V之间有偶数个非零码元时，这时把4位连“0”串中第一个“0”变成B（+B表示“+1”，-B表示“-1”），B的极性与前一个非“0”码元极性相反，即B是满足极性交替反转原则，并让后面的非0符号从V符号开始再交替变化。

22/28

例如：

消息码	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
AMI	-1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	-1	1	0	0	0	0	-1	1
HDB ₃	-1	0	0	0	-V	1	0	0	0	V	-1	1	-B	0	0	-V	+1	-1

HDB₃编码比较复杂；不过HDB₃的译码是非常简单。

因为每一个破坏码元“V”总是和前一个非“0”码元同极性，所以从收到的码元序列很容易找到破坏码元“V”，因此也就知道“V”及前面3个码元必为“0”，然后把所有“-1”变成“1”就恢复了所有消息码。

23/28

三、双相码（Manchester码）

编码规则：把每个二进制码元变换成相位不同的一个周期方波。

消息码元	双相码
0	01
1	10

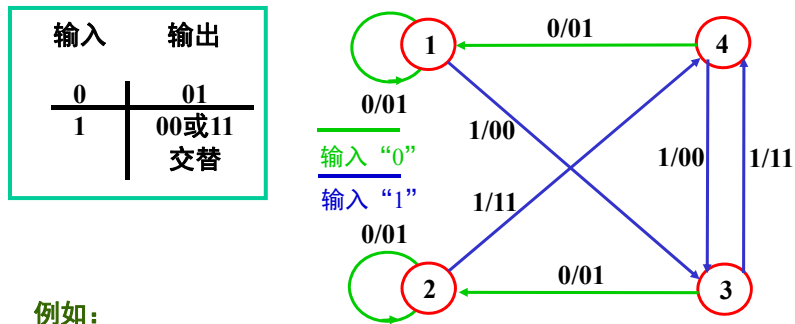
例如：

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

24/28

四、CMI码 (Coded Mark Inverse)

CMI码是编码传号反转码。它是输入一位，输出二位的码。当数据符号为“0”，则编码输出“01”，当数据符号“1”，则交替输出“00”或“11”。

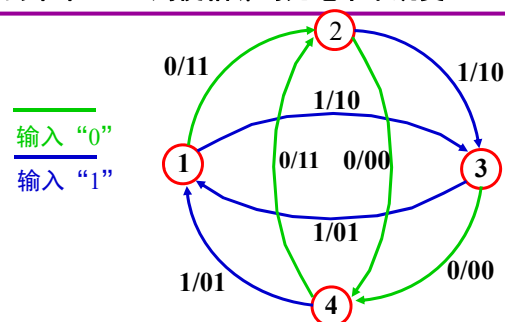


消息码	1	0	1	1	1	0	0	1
CMI码	11	01	00	11	00	01	01	11

25/28

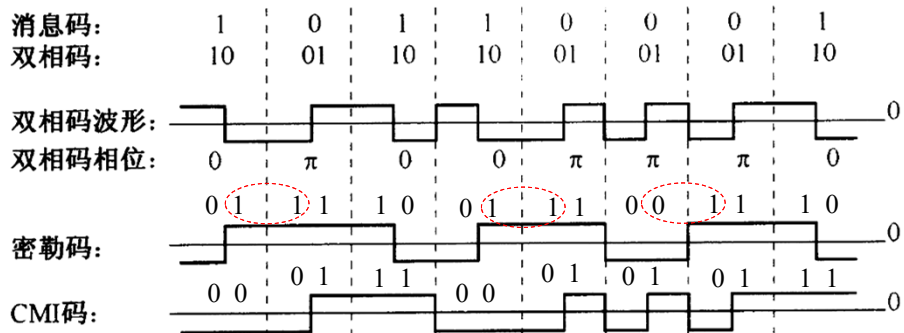
五、Miller码

消息码元“1”用“10”或“01”表示，使二个码元符号间电平不跳变；消息码元“0”用“00”或“11”表示，使相连的“0”用交替“00”，“11”表示，而单个“0”则使相邻码元电平不跳变。



消息码元	1	1	0	1	0	0	1	0
Miller码	01	10	00	01	11	00	01	11

26/28



密勒码的最大脉冲宽度为 $2T$,
用双相码的下降沿去触发一个双稳态触发器可以得到密勒码。

27/28

六、nBmB码

这是一类分组码。它把每 n 位二进制数据码元分成一组，并把这些长度 n 的分组变换成长度为 m ($m > n$) 的二进制码字。在 2^m 种可能的长度为 m 序列中选 2^n 个为码字，其他为禁用序列。这样得到的码称为 nBmB 码，它们可能具有好的性质。双相码、密勒码和 CMI 码都可以看成为 1B2B 码。在光纤通信中常用，例如 5B6B 码。

28/28

习 题

❁ 6-2

❁ 6-3

❁ 6-4

❁ 6-5

❁ 6-6