通信原理

第7章数字带通传输系统

1.重点内容

（1）二进制数字调制原理DPSK

差分编码、相位比较法解调、极性比较法解调

（2）QPSK波形、存在的问题和解决方案

（3）二进制数字调制系统的性能比较

1 误码率——可靠性

$$r=\frac{a^2}{2\sigma_n^2}$$

$$\sigma_n^2=n_0B=n_0\cdot\frac{2}{T_s}$$

	相干解调		非相干解调
	精确值	近似值	
2ASK	$P_e=\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\approx\frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r/4}$	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r/4}$
2FSK	$P_e=\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\approx\frac{1}{\sqrt{2\pi r}}e^{-r/2}$	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r/2}$
2PSK	$P_e=\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{r}\right)$	$\approx\frac{1}{2\sqrt{\pi r}}e^{-r}$	
2DPSK	$P_e=erfc(\sqrt{r})$	$\approx\frac{1}{\sqrt{\pi r}}e^{-r}$	$P_e=\frac{1}{2}e^{-r}$

讨论

- r 一定，相同解调方式（如相干解调），抗高斯白噪声性能优劣的顺序： **2PSK、2DPSK、2FSK、2ASK**

2ASK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$
2FSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$
2PSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{r}\right)$	$\approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	
2DPSK	$P_e = erfc(\sqrt{r})$	$\approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r}$

讨论

- r 一定，相同解调方式（如相干解调），抗高斯白噪声性能优劣的顺序：　2PSK、2DPSK、2FSK、2ASK

2ASK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$
2FSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$
2PSK	$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{r}\right)$	$\approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r}$	

- Pe一定，所需的信噪比：$r_{2ASK} = 2r_{2FSK} = 4r_{2PSK}$

讨论

- r 一定，相同解调方式（如相干解调），抗高斯白噪声性能优劣的顺序： 2PSK、2DPSK、2FSK、2ASK

2ASK	$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{4}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{\pi r}} e^{-r/4}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/4}$
2FSK	$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)$	$\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-r/2}$	$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$

- r 一定，相同调制方式： $P_{e相干} < P_{e非相干}$

- Pe一定，所需的信噪比： $r_{2ASK} = 2r_{2FSK} = 4r_{2PSK}$

讨论

- r 一定，相同解调方式（如相干解调），抗高斯白噪声性能优劣的顺序： 2PSK、2DPSK、2FSK、2ASK

- Pe一定，所需的信噪比： $r_{2ASK} = 2r_{2FSK} = 4r_{2PSK}$

$$(r_{2ASK})_{dB} = 3_{dB} + (r_{2FSK})_{dB} = 6_{dB} + (r_{2PSK})_{dB}$$

- r 一定，相同调制方式： $P_{e\text{相干}} < P_{e\text{非相干}}$

- 大信噪比(r >>1)时， 两者性能相差不大。

2 频带带宽——有效性

- 设基带信号的谱零点带宽为$R_B=1/T_S$，则有：

$$B_{2\mathrm{ASK}}=B_{2\mathrm{PSK}}=B_{2\mathrm{DPSK}}=2R_B=\frac{2}{T_s}$$

$$B_{2\mathrm{FSK}}=\left|f_2-f_1\right|+\frac{2}{T_s}$$

- B_{2FSK}不仅与基带信号带宽有关，且与两个载频之差有关。
- 在R_B一定时，2FSK的频带利用率最低，有效性最差。

3 对信道特性变化的敏感性

2ASK： $b^* = a/2$ 易受信道参数变化的影响。

不适于在变参信道中传输。

2PSK： $b^* = 0$ （等概时）

不易受信道参数变化的影响。

2FSK： 不需要人为地设置判决门限，因而对信道的变化不敏感。适用于变参信道传输场合。

4 设备的复杂度

通常，非相干方式 比 相干方式简单。

这是因为相干解调需要提取相干载波，

故设备相对复杂些，成本也略高。

综述

- 以上比较结果，为选择调制解调方式提供了一定的理论参考依据。

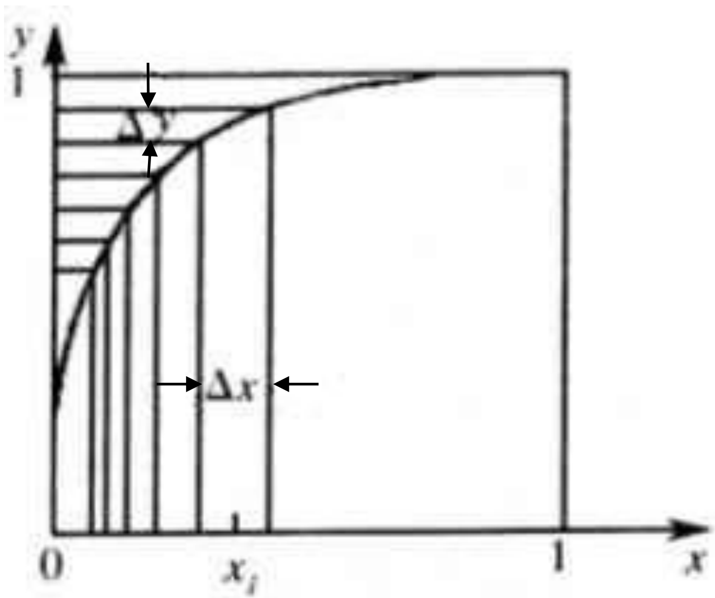
第10章 信源编码

1.重点内容

第10章 信源编码

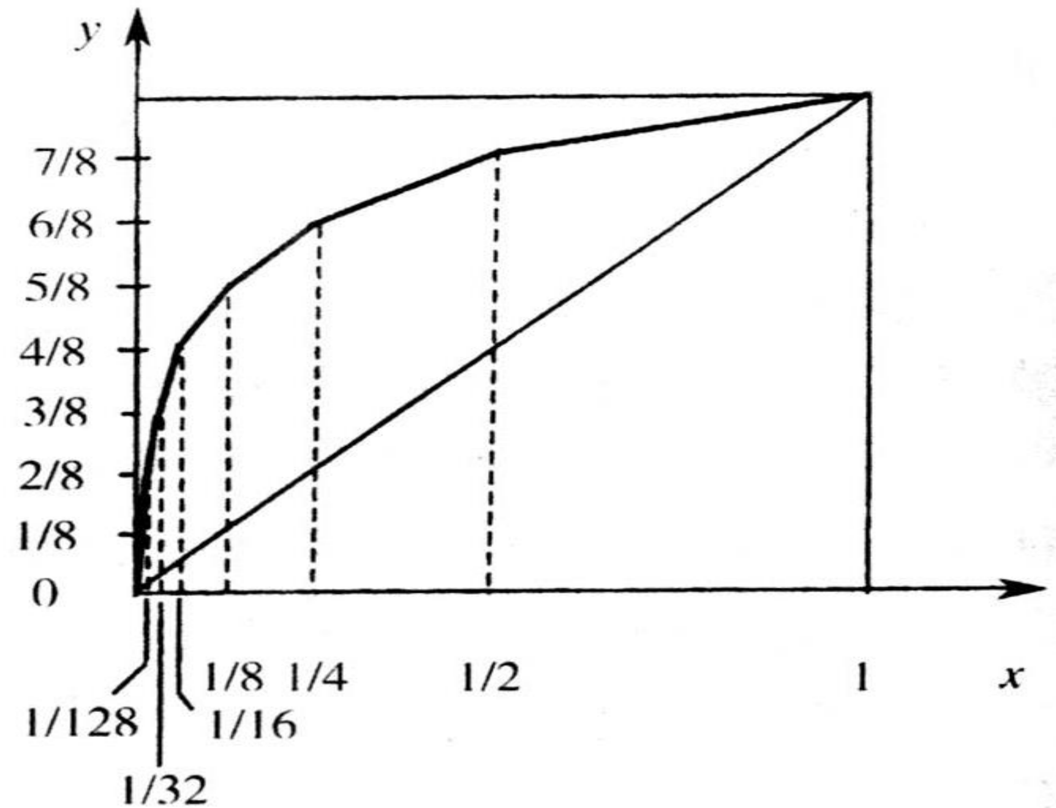
- （1）非均匀量化原理
  - 在非均匀量化时，量化间隔随信号抽样值的不同而变化。信号抽样值小时，量化间隔Δv也小；信号抽样值大时，量化间隔Δv也变大。
  - 实际中，非均匀量化的实现方法通常是在进行量化之前，先将信号抽样值压缩，再进行均匀量化。这里的压缩是用一个非线性电路将输入电压x变换成输出电压y：$y = f(x)$
  - 如右图所示：

    图中纵坐标y 是均匀刻度的，横坐标x 是非均匀刻度的。所以输入电压x越小，量化间隔也就越小。也就是说，小信号的量化误差也小。



第10章 信源编码

- 13折线压缩特性 - *A*律的近似
  - *A*律表示式是一条平滑曲线，用电子线路很难准确地实现。这种特性很容易用数字电路来近似实现。13折线特性就是近似于*A*律的特性。在下图中示出了这种特性曲线：



第10章 信源编码

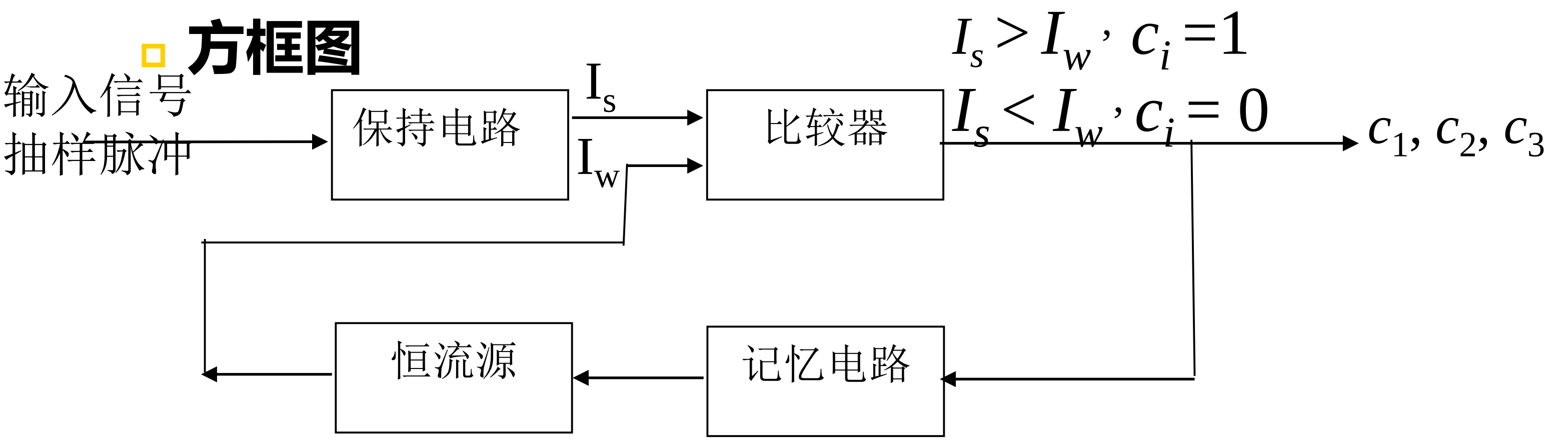
比较13折线特性和15折线特性的第一段斜率可知，15折线特性第一段的斜率（255/8）大约是13折线特性第一段斜率（16）的两倍。

所以，15折线特性给出的小信号的信号量噪比约是13折线特性的两倍。

但是，对于大信号而言，15折线特性给出的信号量噪比要比13折线特性时稍差。这可以从对数压缩式看出，在A律中A值等于87.6；但是在μ律中，相当A值等于94.18。A值越大，在大电压段曲线的斜率越小，即信号量噪比越差。

(2) 脉冲编码调制

- **逐次比较法编码原理**
  - **方框图**



- **图中示出一个3位编码器。其输入信号抽样脉冲值在0和7.5之间。它将输入模拟抽样脉冲编成3位二进制编码$c_1\ c_2\ c_3$。**
- **图中输入信号抽样脉冲电流I_s由保持电路短时间保持，并和几个称为权值电流的标准电流I_w逐次比较。每比较一次，得出1位二进制码。权值电流I_w是在电路中预先产生的。I_w的个数决定于编码的位数，现在共有3个不同的I_w值。因为表示量化值的二进制码有3位，即$c_1c_2c_3$。它们能够表示8个十进制数，从0至7，如下表所示。**

量化值	c_1	c_2	c_3
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

- **13折线法编码**

在13折线法中采用的折叠码有8位。其中第一位c_1表示量化值的极性正负。后面的7位分为段落码和段内码两部分，用于表示量化值的绝对值。其中第2至4位(c_2 c_3 c_4)是段落码，共计3位，可以表示8种斜率的段落；其他4位(c_5 ~ c_8)为段内码，可以表示每一段落内的16种量化电平。段内码代表的16个量化电平是均匀划分的。所以，这7位码总共能表示2^7 = 128种量化值。在下面的表中给出了段落码和段内码的编码规则。

- **段落码编码规则**

段落序号	段落码 $c_2 c_3 c_4$	段落范围（量化单位）
8	1 1 1	1024~2048
7	1 1 0	512~1024
6	1 0 1	256~512
5	1 0 0	128~256
4	0 1 1	64~128
3	0 1 0	32~64
2	0 0 1	16~32
1	0 0 0	0~16

第10章 信源编码

样值脉冲极性	量化级序号	自然二进制码	折叠二进制码
正极性部分	15	1 1 1 1	1 1 1 1
	14	1 1 1 0	1 1 1 0
	13	1 1 0 1	1 1 0 1
	12	1 1 0 0	1 1 0 0
	11	1 0 1 1	1 0 1 1
	10	1 0 1 0	1 0 1 0
	9	1 0 0 1	1 0 0 1
	8	1 0 0 0	1 0 0 0
负极性部分	7	0 1 1 1	0 0 0 0
	6	0 1 1 0	0 0 0 1
	5	0 1 0 1	0 0 1 0
	4	0 1 0 0	0 0 1 1
	3	0 0 1 1	0 1 0 0
	2	0 0 1 0	0 1 0 1
	1	0 0 0 1	0 1 1 0
	0	0 0 0 0	0 1 1 1

（3）增量调制

§ 10.7.2 增量调制系统中的量化噪声

- **译码器的最大跟踪斜率：**

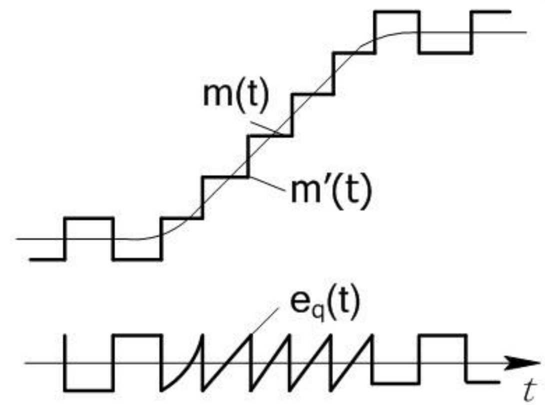
$$k = \frac{\sigma}{\Delta t} = \sigma \cdot f_s$$

- **不过载条件：**

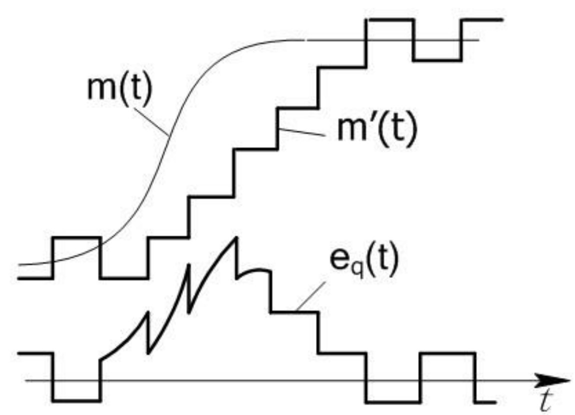
$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max} \le \sigma \cdot f_s$$

如何选择 σ 和 f_s

(1) 一般量化噪声　≤σ



(2) 过载量化噪声　很大



为了避免过载 和 增大编码范围，应合理选择 σ 和 f_s！

- σ 选大： 有利于减小过载噪声 ，但一般量化噪声增大。

——原因：简单 ΔM 的量化台阶是固定的，难以使两者都不超过要求。

——解决：采用自适应 ΔM，使量化台阶随信号的变化而变化。

- **f_s 选大：对减小过载噪声和一般量化噪声都有利。因此，对于语音信号而言， ΔM 的抽样频率在几十千赫 ~ 百余千赫。**

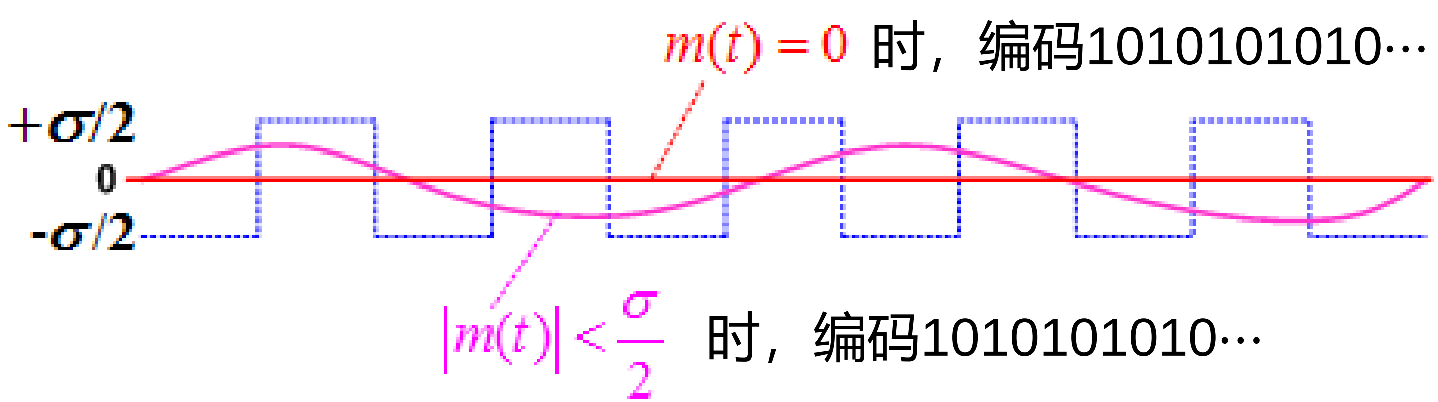
$$(f_s)_{\Delta M} \gg (f_s)_{PCM}$$

编码范围：$A_{min} \sim A_{max}$

◆ **起始编码电平** $A_{min} = \sigma/2$

含义：当信号的峰值电压 > σ/2 时，才能正常编码。

这时，输出序列才能反映信号的变化情况。



◆ 最大编码电平 A_{max}

设 $m(t) = A\sin\omega_k t$ 其斜率 $\frac{dm(t)}{dt} = A\omega_k \cos\omega_k t$

若不过载，应要求：

$$\left|\frac{dm(t)}{dt}\right|_{max} \le \sigma \cdot f_s$$

即

$$A\omega_k \le \sigma \cdot f_s$$

最大编码电平（临界过载振幅）为：

$$\boxed{A_{max} = \frac{\sigma \cdot f_s}{\omega_k} = \frac{\sigma \cdot f_s}{2\pi f_k}}$$

可见，当跟踪斜率一定时，允许的信号幅度随信号频率ω_k的增加而减小，这将导致语音高频段的信号量噪比下降。

信号量噪比

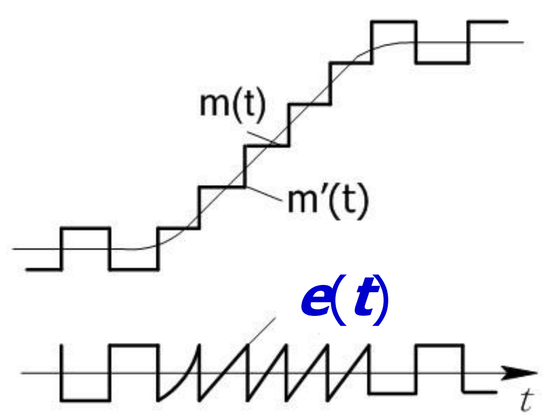
- **信号最大功率：** 由A_{max}可得

$$\boxed{S_{max} = \frac{A_{max}^2}{2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{2\omega_k^2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2}}$$

- **量化噪声功率：**

假定不过载，基本量化噪声为：

$$\boxed{e(t) = m'(t) - m(t)}$$



$m'(t)$ 是译码积分器输出波形；

$e(t)$ 是低通滤波前的量化噪声，

变化区间为$(-\sigma, +\sigma)$ 。

（4）Huffman编码

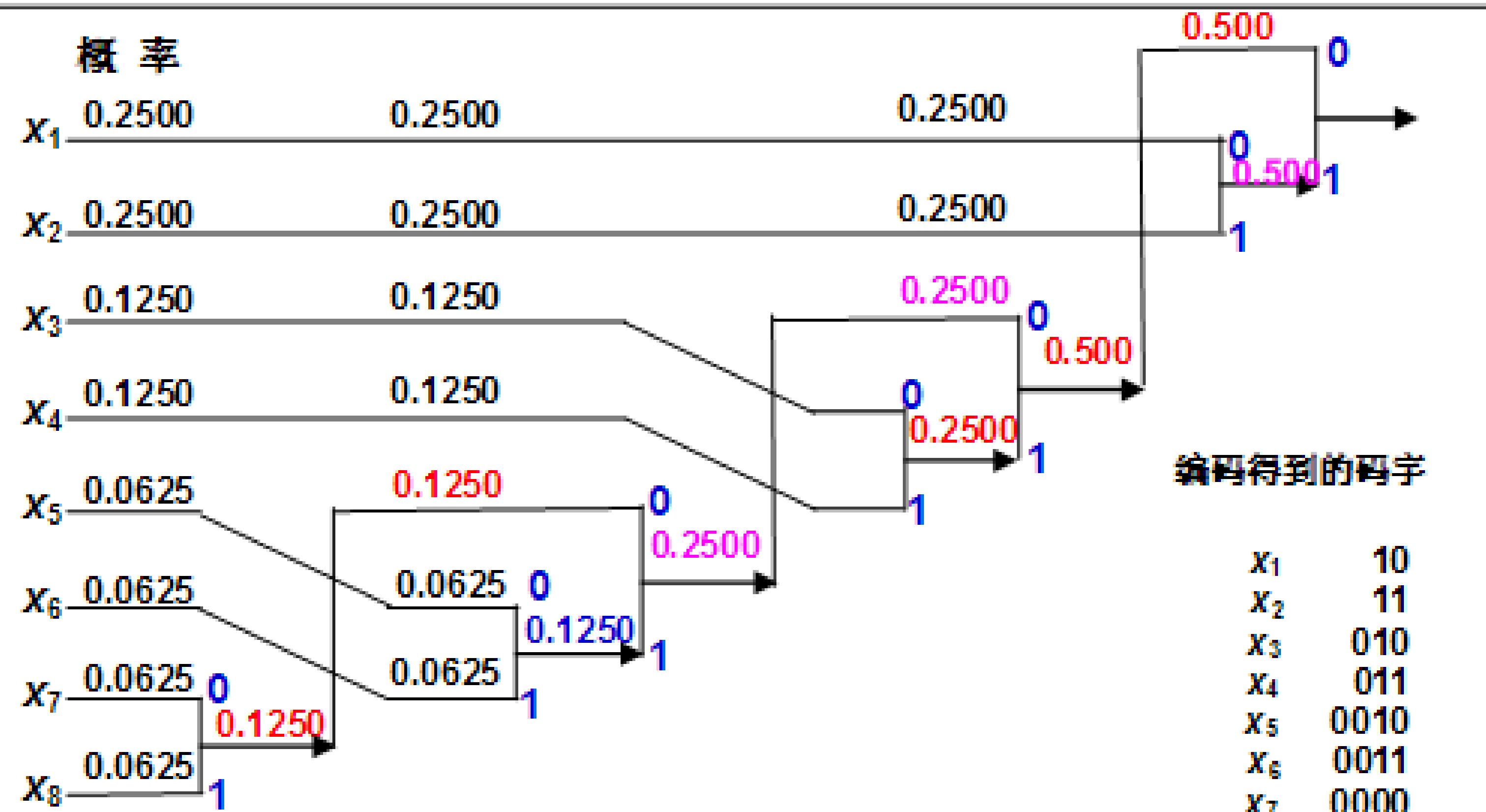


图 10-38 霍夫曼编码举例

第11章 差错控制编码

- **重点内容**

（1）码距和检纠错能力的关系

- **一种编码的最小码距d_0的大小直接关系着这种编码的检错和纠错能力**
- **为检测e个错码，要求最小码距 $d_0 \geq e + 1$**
- **为了纠正t个错码，要求最小码距$d_0 \geq 2t + 1$**
- **为纠正t个错码，同时检测e个错码，要求最小码距**

$$d_0 \geq e + t + 1 \qquad (e > t)$$

第11章 差错控制编码

（2）线性分组码、循环码

生成矩阵、校验矩阵、许用码组的计算

课后习题

重点内容——

(1) 伪随机序列

- *m*序列
  - *m*序列的产生原理图：*m*序列是最长线性反馈移位寄存器序列的简称。它是由带线性反馈的移存器产生的周期最长的一种序列。

特征方程

$$f(x) = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \cdots + c_n x^n = \sum_{i=0}^{n} c_i x^i$$

本原多项式

- 定义：若一个n次多项式$f(x)$满足下列条件：

  $f(x)$为既约的；

  $f(x)$可整除(x^m+1)，$m=2^n-1$；

  $f(x)$除不尽(x^q+1)，$q<m$；

  则称 $f(x)$为本原多项式。

- 由定理12.4可以简单写出一个线性反馈移存器能产生m序列的**充要条件**为：**反馈移存器的特征多项式为本原多项式。**

- 【例】要求用一个4级反馈移存器产生*m*序列，试求其特征多项式。

这时，$n = 4$，故此移存器产生的*m*序列的长度为$m = 2^n - 1 = 15$。由于其特征多项式$f(x)$应可整除$(x^m + 1) = (x^{15} + 1)$，或者说，应该是$(x^{15}+1)$的一个因子，故我们将$(x^{15}+1)$分解因子，从其因子中找$f(x)$：

$$\left(x^{15}+1\right)=\left(x^4+x+1\right)\left(x^4+x^3+1\right)\left(x^4+x^3+x^2+x+1\right)\left(x^2+x+1\right)\left(x+1\right)$$

$f(x)$不仅应为$(x^{15}+1)$的一个因子，而且还应该是一个4次本原多项式。上式表明，$(x^{15}+1)$可以分解为5个既约因子，其中3个是4次多项式。可以证明，这3个4次多项式中，前2个是本原多项式，第3个不是。因为

$$\left(x^4+x^3+x^2+x+1\right)\left(x+1\right)=\left(x^5+1\right)$$

$$\left(x^4+x^3+x^2+x+1\right)\left(x+1\right)=\left(x^5+1\right)$$

这就是说，$(x^4+x^3+x^2+x+1)$不仅可整除$(x^{15}+1)$，而且还可以整除(x^5+1)，故它不是本原的。于是，我们找到了两个4次本原多项式：和。由其中任何一个都可以产生m序列，用作为特征多项式构成的4级反馈移存器就是上图中给出的。

- 本原多项式表

由上述可见，只要找到了本原多项式，我们就能由它构成m序列产生器。但是寻找本原多项式并不是很简单的。经过前人大量的计算，已将常用本原多项式列成表备查。在下表中列出了部分已经找到的本原多项式。

- **主要的应用：**

  单程测量法、扩展频谱通信等等

第13章 同步原理

1.重点内容

(1) 同步的分类以及各类的基本原理

(2) 主要的码元同步方法