



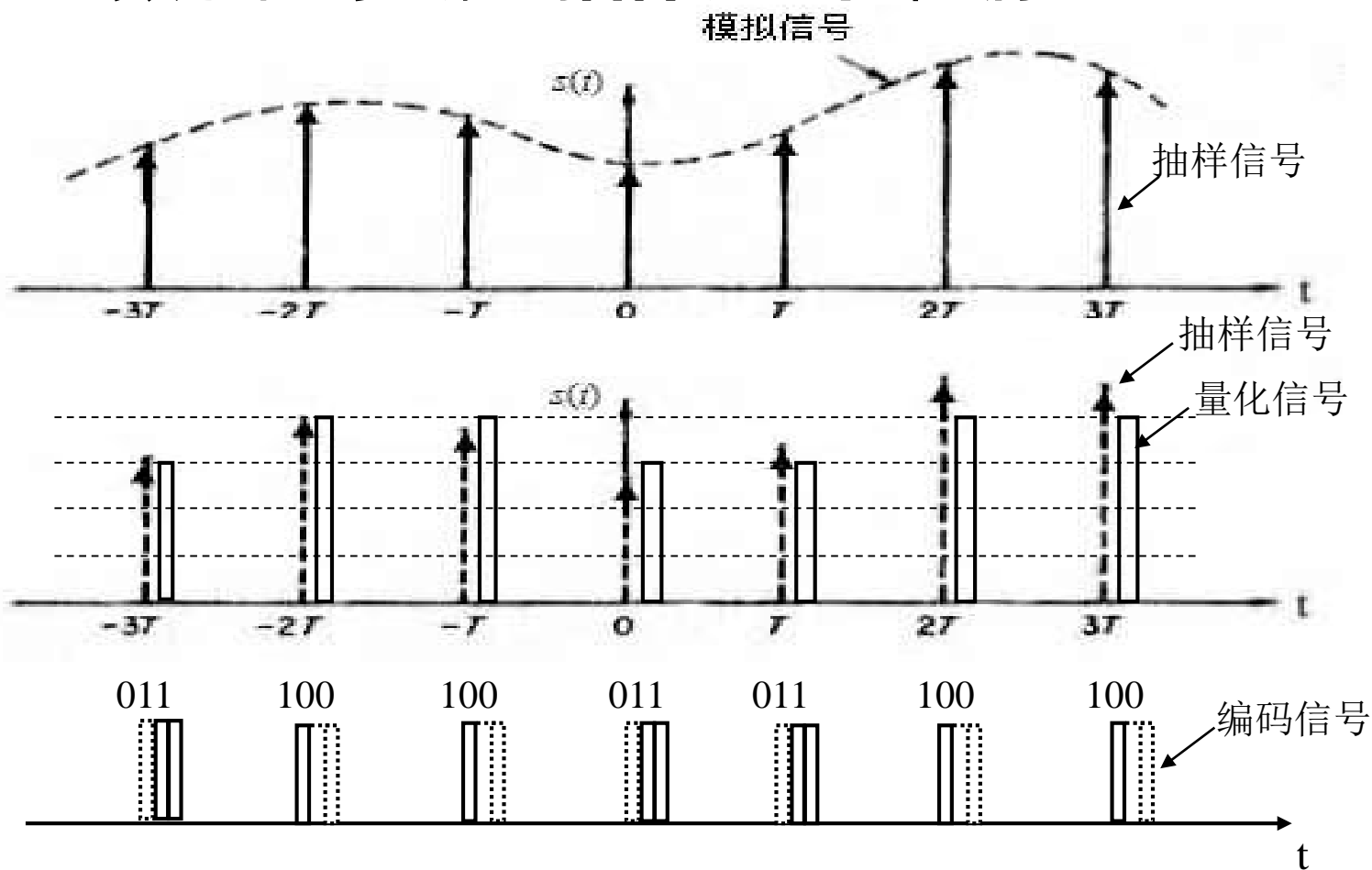
通信原理

第9章 模拟信号的数字传输

第9章模拟信号的数字传输

9.1 引言

■ 数字化3步骤：抽样、量化和编码



第9章模拟信号的数字传输

9.2 模拟信号的抽样

9.2.1 低通模拟信号的抽样定理

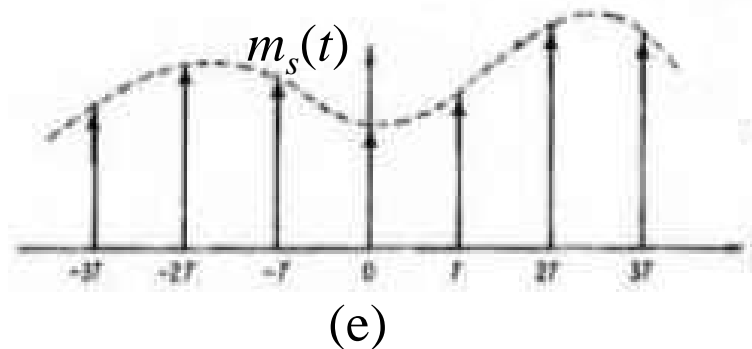
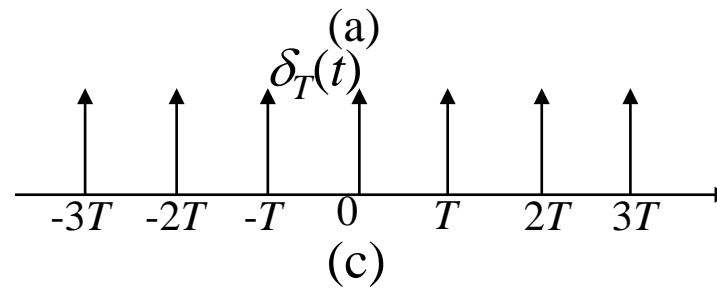
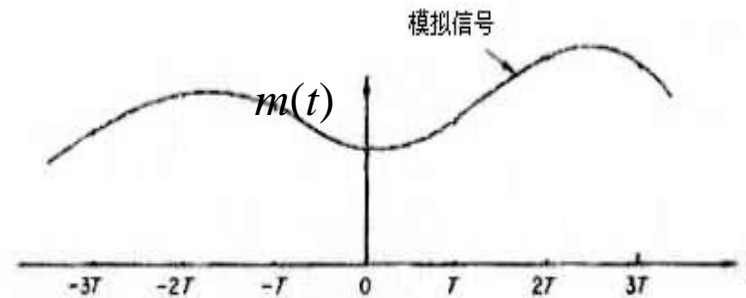
- **抽样定理：** 设一个连续模拟信号 $m(t)$ 中的最高频率 $< f_H$ ，则以间隔时间为 $T \leq 1/2f_H$ 的周期性冲激脉冲对它抽样时， $m(t)$ 将被这些抽样值所完全确定。

【证】设有一个最高频率小于 f_H 的信号 $m(t)$ 。将这个信号和周期性单位冲激脉冲 $\delta_T(t)$ 相乘，其重复周期为 T ，重复频率为 $f_s = 1/T$ 。乘积就是抽样信号，它是一系列间隔为 T 秒的强度不等的冲激脉冲。这些冲激脉冲的强度等于相应时刻上信号的抽样值。现用 $m_s(t) = \sum m(kT)\delta(t - kT)$ 表示此抽样信号序列。故有

$$m_s(t) = m(t)\delta_T(t)$$

用波形图示出如下：

第9章模拟信号的数字传输





第9章模拟信号的数字传输

令 $M(f)$ 、 $\Delta_{\Omega}(f)$ 和 $M_s(f)$ 分别表示 $m(t)$ 、 $\delta_T(t)$ 和 $m_s(t)$ 的频谱。按照频率卷积定理， $m(t)\delta_T(t)$ 的傅里叶变换等于 $M(f)$ 和 $\Delta_{\Omega}(f)$ 的卷积。因此， $m_s(t)$ 的傅里叶变换 $M_s(f)$ 可以写为：

$$M_s(f) = M(f) * \Delta_{\Omega}(f)$$

而 $\Delta_{\Omega}(f)$ 是周期性单位冲激脉冲的频谱，它可以求出等于：

$$\Delta_{\Omega}(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s)$$

式中， $f_s = 1/T$

将上式代入 $M_s(f)$ 的卷积式，得到

$$M_s(f) = \frac{1}{T} \left[M(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \right]$$



第9章模拟信号的数字传输

$$M_s(f) = \frac{1}{T} \left[M(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \right]$$

上式中的卷积，可以利用卷积公式：

$$f(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \delta(t - \tau) d\tau = f(t)$$

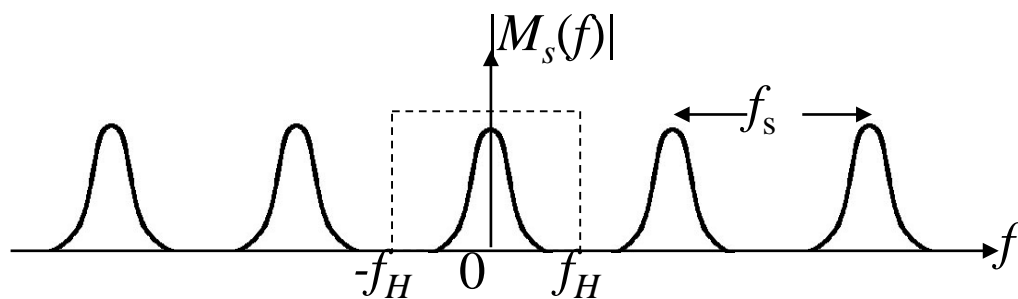
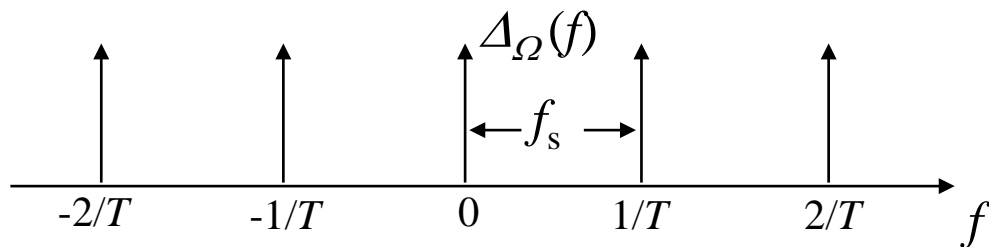
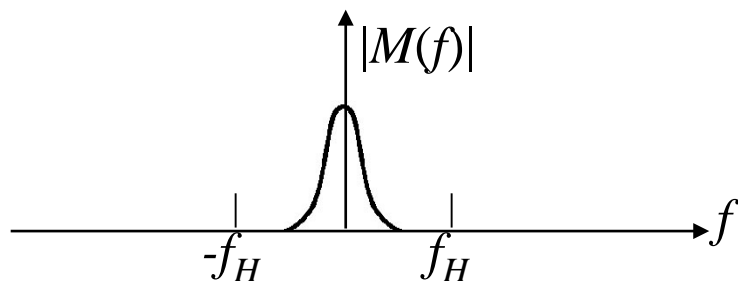
进行计算，得到

$$M_s(f) = \frac{1}{T} \left[M(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \right] = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s)$$

上式表明，由于 $M(f - nf_s)$ 是信号频谱 $M(f)$ 在频率轴上平移了 nf_s 的结果，所以抽样信号的频谱 $M_s(f)$ 是无数间隔频率为 f_s 的原信号频谱 $M(f)$ 相叠加而成。

用频谱图示出如下：

第9章模拟信号的数字传输





第9章模拟信号的数字传输

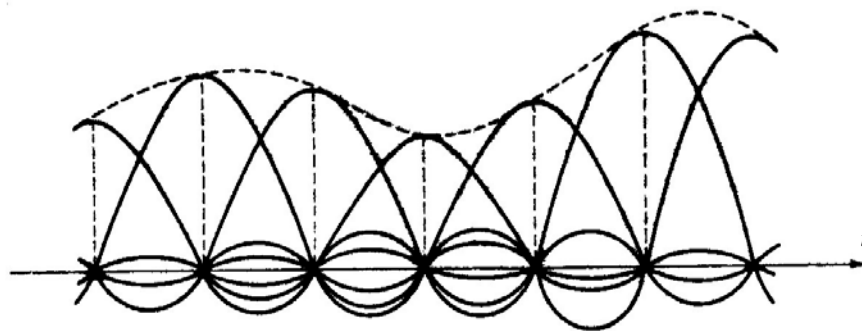
因为已经假设信号 $m(t)$ 的最高频率小于 f_H ，所以若频率间隔 $f_s \geq 2f_H$ ，则 $M_s(f)$ 中包含的每个原信号频谱 $M(f)$ 之间互不重叠，如上图所示。这样就能够从 $M_s(f)$ 中用一个低通滤波器分离出信号 $m(t)$ 的频谱 $M(f)$ ，也就是能从抽样信号中恢复原信号。这里，恢复原信号的条件是：

$$f_s \geq 2f_H$$

即抽样频率 f_s 应不小于 f_H 的两倍。这一最低抽样速率 $2f_H$ 称为**奈奎斯特速率**。与此相应的最小抽样时间间隔称为**奈奎斯特间隔**。

第9章模拟信号的数字传输

恢复原信号的方法：从上图可以看出，当 $f_s \geq 2f_H$ 时，用一个截止频率为 f_H 的理想低通滤波器就能够从抽样信号中分离出原信号。从时域中看，当用抽样脉冲序列冲激此理想低通滤波器时，滤波器的输出就是一系列冲激响应之和，如下图所示。这些冲激响应之和就构成了原信号。



理想滤波器是不能实现的。实用滤波器的截止边缘不可能做到如此陡峭。所以，实用的抽样频率 f_s 必须比 $2f_H$ 大一些。

例如，典型电话信号的最高频率通常限制在3400 Hz，而抽样频率通常采用8000 Hz。

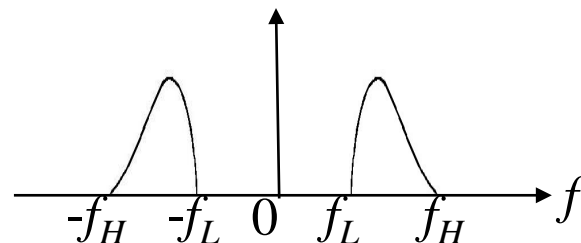
第9章模拟信号的数字传输

■ 9.2.2 带通模拟信号的抽样定理

设带通模拟信号的频带限制在 f_L 和 f_H 之间，如图所示。

即其频谱最低频率大于 f_L ，最高频率小于 f_H ，信号带宽
 $B = f_H - f_L$ 。可以证明，此带通模拟信号所需最小抽样
频率 f_s 等于

$$f_s = 2B(1 + \frac{k}{n})$$



式中， B - 信号带宽；

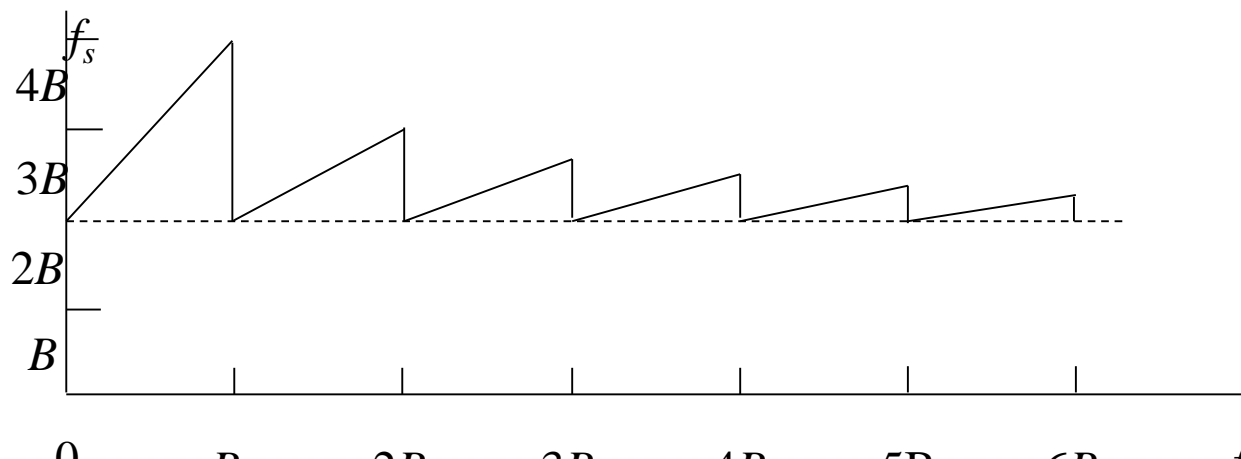
n - 商 (f_H / B) 的整数部分， $n = 1, 2, \dots$ ；

k - 商 (f_H / B) 的小数部分， $0 < k < 1$ 。

按照上式画出的 f_s 和 f_L 关系曲线示于下图：

第9章模拟信号的数字传输

由于原信号频谱的最低频率 f_L 和最高频率 f_H 之差永远等于信号带宽 B ，所以当 $0 \leq f_L < B$ 时，有 $B \leq f_H < 2B$ 。这时 $n = 1$ ，而上式变成了 $f_s = 2B(1 + k)$ 。故当 k 从0变到1时， f_s 从 $2B$ 变到 $4B$ ，即图中左边第一段曲线。当 $f_L = B$ 时， $f_H = 2B$ ，这时 $n = 2$ 。故当 $k = 0$ 时，上式变成了 $f_s = 2B$ ，即 f_s 从 $4B$ 跳回 $2B$ 。当 $B \leq f_L < 2B$ 时，有 $2B \leq f_H < 3B$ 。这时， $n = 2$ ，上式变成了 $f_s = 2B(1 + k/2)$ ，故若 k 从0变到1，则 f_s 从 $2B$ 变到 $3B$ ，即图中左边第二段曲线。当 $f_L = 2B$ 时， $f_H = 3B$ ，这时 $n = 3$ 。当 $k = 0$ 时，上式又变成了 $f_s = 2B$ ，即 f_s 从 $3B$ 又跳回 $2B$ 。依此类推。





第9章模拟信号的数字传输

由上图可见，当 $f_L = 0$ 时， $f_s = 2B$ ，就是低通模拟信号的抽样情况；当 f_L 很大时， f_s 趋近于 $2B$ 。 f_L 很大意味着这个信号是一个窄带信号。许多无线电信号，例如在无线电接收机的高频和中频系统中的信号，都是这种窄带信号。所以对于这种信号抽样，无论 f_H 是否为 B 的整数倍，在理论上，都可以近似地将 f_s 取为略大于 $2B$ 。

图中的曲线表示要求的最小抽样频率 f_s ，但是这并不意味着用任何大于该值的频率抽样都能保证频谱不混叠。



第9章 模拟信号的数字传输

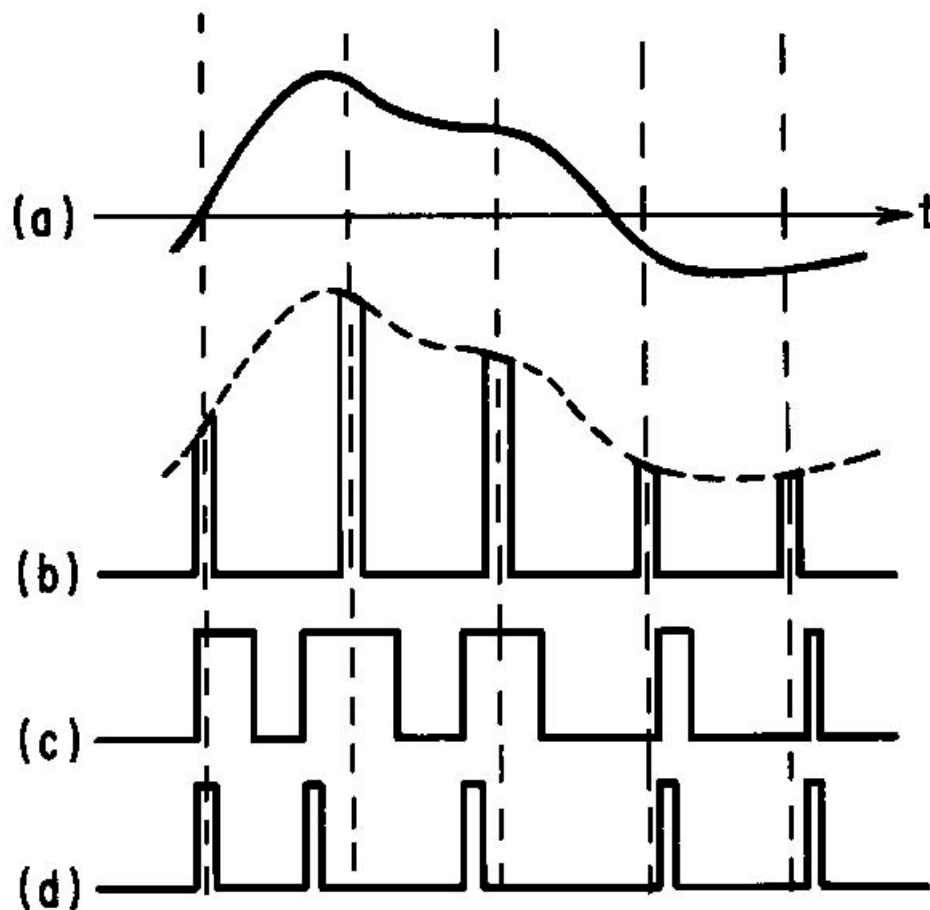
9.3 模拟脉冲调制

■ 模拟脉冲调制的种类

- ◆ 周期性脉冲序列有4个参量：脉冲重复周期、脉冲振幅、脉冲宽度和脉冲相位（位置）。
- ◆ 其中脉冲重复周期（抽样周期）一般由抽样定理决定，故只有其他3个参量可以受调制。
- ◆ 3种脉冲调制：
 - 脉冲振幅调制(PAM)
 - 脉冲宽度调制(PDM)
 - 脉冲位置调制(PPM)
- ◆ 仍然是模拟调制，因为其代表信息的参量仍然是可以连续变化的。

第9章 模拟信号的数字传输

■ 模拟脉冲调制波形



(a) 模拟基带信号

(b) PAM信号

(c) PDM信号

(d) PPM信号

第9章模拟信号的数字传输

PAM调制

◆ PAM调制信号的频谱

设：基带模拟信号的波形为 $m(t)$ ，其频谱为 $M(f)$ ；用这个信号对一个脉冲载波 $s(t)$ 调幅， $s(t)$ 的周期为 T ，其频谱为 $S(f)$ ；脉冲宽度为 τ ，幅度为 A ；并设抽样信号 $m_s(t)$ 是 $m(t)$ 和 $s(t)$ 的乘积。

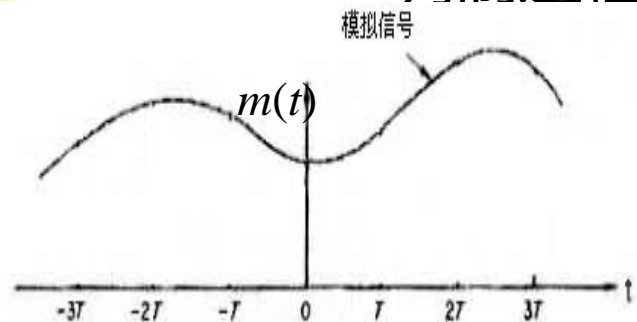
则抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱就是两者频谱的卷积：

$$M_s(f) = M(f) * S(f) = \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n\tau f_H) M(f - 2nf_H)$$

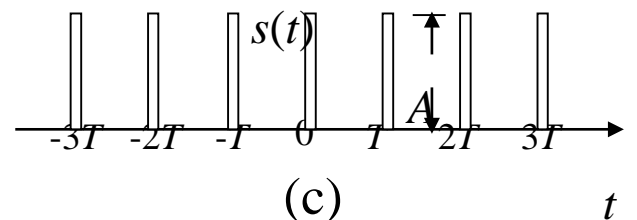
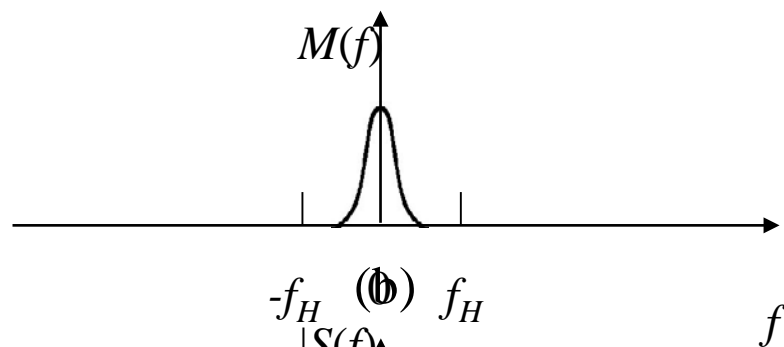
式中 $\text{sinc}(n\tau f_H) = \sin(n\tau f_H) / (n\tau f_H)$

第9章 模拟信号的数字传输

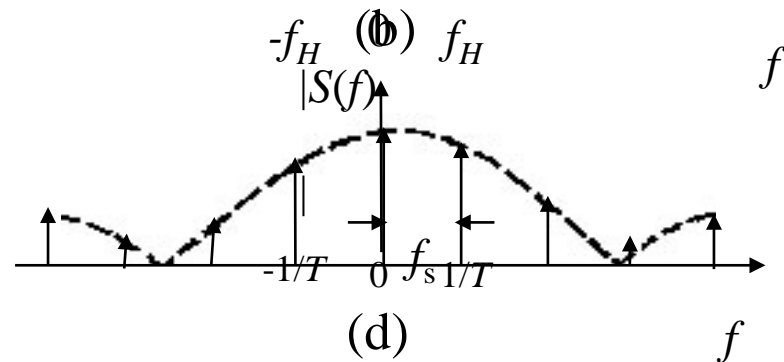
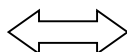
◆ PAM调制过程的波形和频谱图



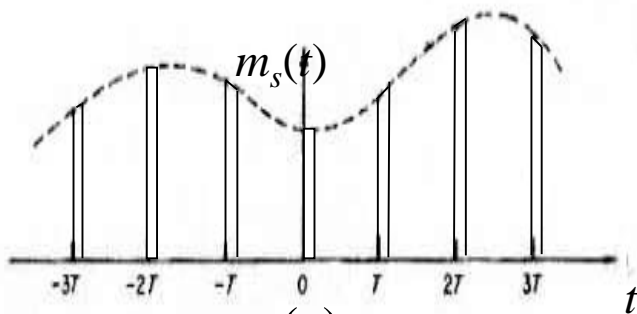
(a)



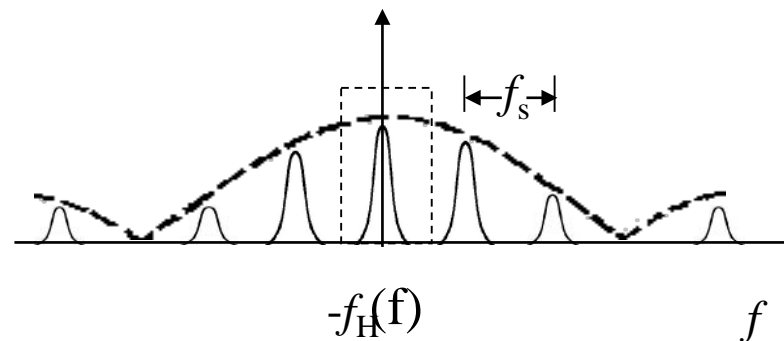
(c)



(d)



(e)

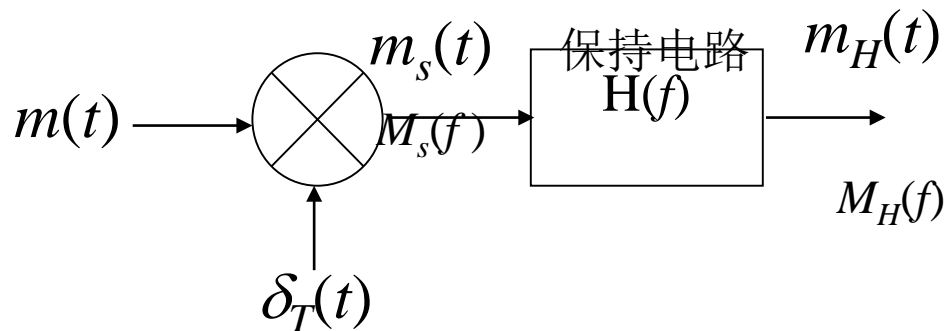


第9章模拟信号的数字传输

由上图看出, 若 $s(t)$ 的周期 $T \leq (1/2f_H)$, 或其重复频率 $f_s \geq 2f_H$, 则采用一个截止频率为 f_H 的低通滤波器仍可以分离出原模拟信号。

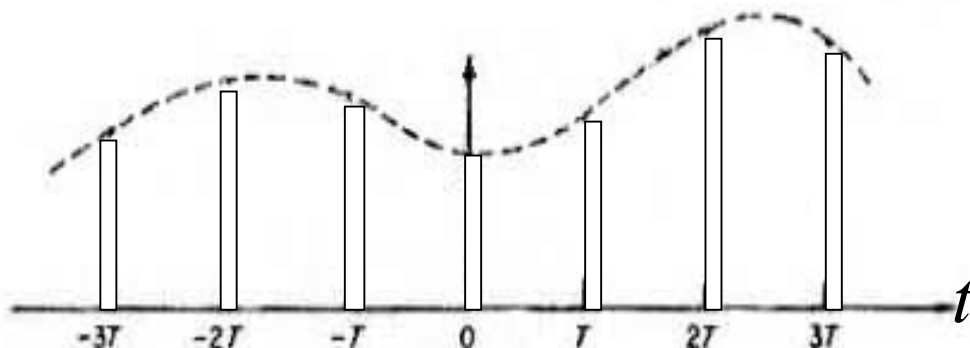
◆ 自然抽样和平顶抽样

- 在上述PAM调制中, 得到的已调信号 $m_s(t)$ 的脉冲顶部和原模拟信号波形相同。这种PAM常称为自然抽样。在实际应用中, 则常用“抽样保持电路”产生PAM信号。这种电路的原理方框图如右:



第9章模拟信号的数字传输

□ 平顶抽样输出波形



□ 平顶抽样输出频谱

设保持电路的传输函数为 $H(f)$ ，则其输出信号的频谱 $M_H(f)$ 为：

上式中的 $M_s(f)$ 用 $M_s(f)H(f)$

代入，得到
$$M_H(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s)$$

$$M_H(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f)M(f - nf_s)$$



第9章模拟信号的数字传输

$$M_s(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s)$$

$$M_H(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f) M(f - nf_s)$$

比较上面的 $M_H(f)$ 表示式和 $M_s(f)$ 表示式可见，其区别在于和式中的每一项都被 $H(f)$ 加权。因此，不能用低通滤波器恢复（解调）原始模拟信号了。但是从原理上看，若在低通滤波器之前加一个传输函数为 $1/H(f)$ 的修正滤波器，就能无失真地恢复原模拟信号了。



第9章模拟信号的数字传输

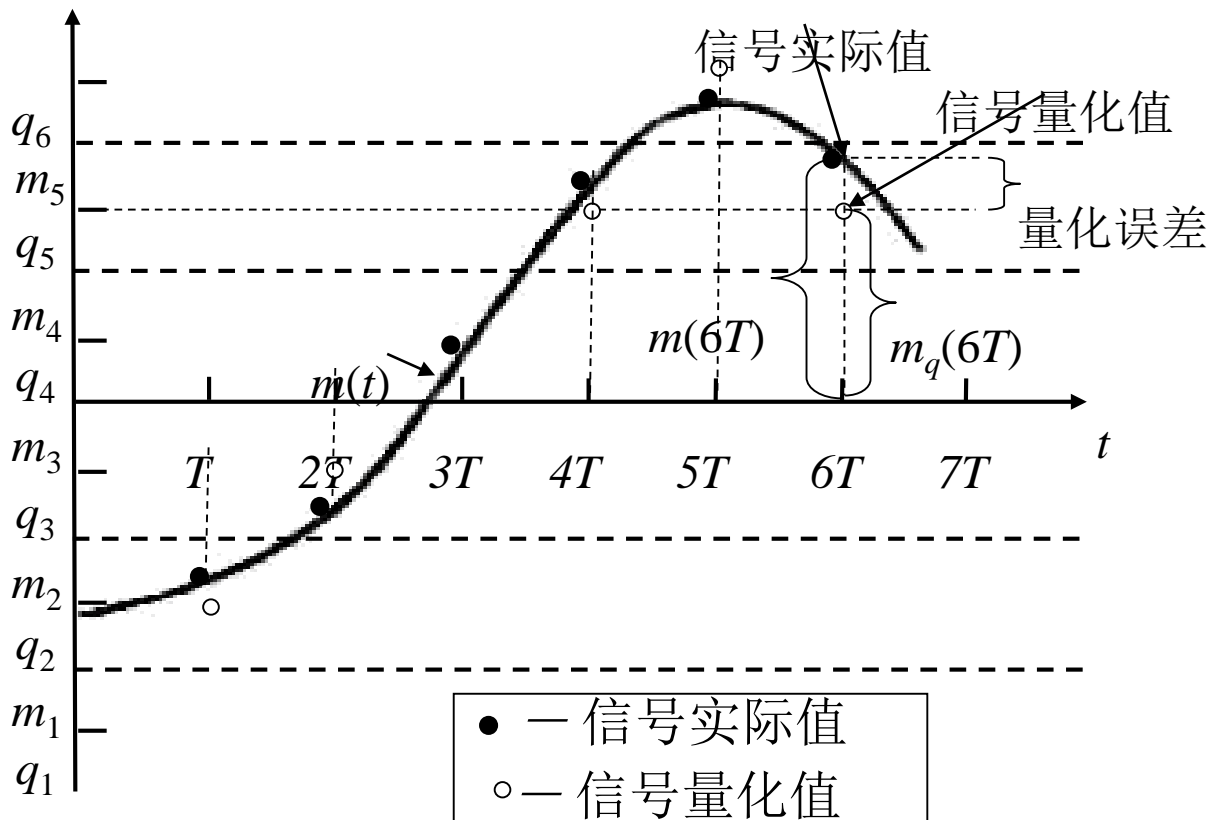
• 9.4 抽样信号的量化

■ 9.4.1 量化原理

- ◆ 设模拟信号的抽样值为 $m(kT)$ ，其中 T 是抽样周期， k 是整数。此抽样值仍然是一个取值连续的变量。若仅用 N 个不同的二进制数字码元来代表此抽样值的大小，则 N 个不同的二进制码元只能代表 $M = 2^N$ 个不同的抽样值。因此，必须将抽样值的范围划分成 M 个区间，每个区间用一个电平表示。这样，共有 M 个离散电平，它们称为**量化电平**。用这 M 个量化电平表示连续抽样值的方法称为**量化**。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 量化过程图



M 个抽样值区间是等间隔划分的, 称为**均匀量化**。 M 个抽样值区间也可以不均匀划分, 称为**非均匀量化**。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 量化一般公式

设： $m(kT)$ 表示模拟信号抽样值， $m_q(kT)$ 表示量化后的量化信号值， $q_1, q_2, \dots, q_i, \dots, q_6$ 是量化后信号的6个可能输出电平， $m_1, m_2, \dots, m_i, \dots, m_5$ 为量化区间的端点。

则可以写出一般公式：

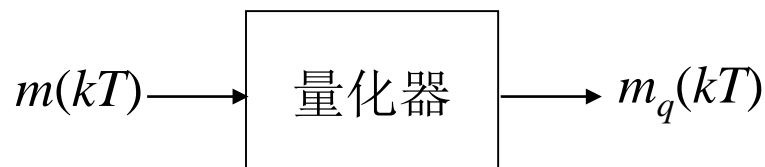
$$m_q(kT) = q_i, \text{ 当 } m_{i-1} \leq m(kT) < m_i$$

按照上式作变换，就把模拟抽样信号 $m(kT)$ 变换成了量化后的离散抽样信号，即量化信号。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 量化器

- 在原理上，量化过程可以认为是在一个量化器中完成的。量化器的输入信号为 $m(kT)$ ，输出信号为 $m_q(kT)$ ，如下图所示。



- 在实际中，量化过程常是和后续的编码过程结合在一起完成的，不一定存在独立的量化器。

第9章模拟信号的数字传输

9.4.2 均匀量化

◆ 均匀量化的表示式

设模拟抽样信号的取值范围在 a 和 b 之间，量化电平数为 M ，则在均匀量化时的量化间隔为

$$\Delta v = \frac{b - a}{M}$$

且量化区间的端点为

$$m_i = a + i\Delta v \quad i = 0, 1, \dots, M$$

若量化输出电平 q_i 取为量化间隔的中点，则

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

显然，量化输出电平和量化前信号的抽样值一般不同，即量化输出电平有误差。这个误差常称为量化噪声，并用信号功率与量化噪声之比衡量其对信号影响的大小。²⁴

第9章模拟信号的数字传输

◆ 均匀量化的平均信号量噪比

在均匀量化时，量化噪声功率的平均值 N_q 可以用下式表示

$$N_q = E[(m_k - m_q)^2] = \int_a^b (m_k - m_q)^2 f(m_k) dm_k = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (m_k - q_i)^2 f(m_k) dm_k$$

式中， m_k 为模拟信号的抽样值，即 $m(kT)$ ；

m_q 为量化信号值，即 $m_q(kT)$ ；

$f(m_k)$ 为信号抽样值 m_k 的概率密度；

E 表示求统计平均值；

M 为量化电平数；

$$m_i = a + i\Delta v$$

$$q_i = a + i\Delta v - \frac{\Delta v}{2}$$



第9章模拟信号的数字传输

信号 m_k 的平均功率可以表示为

$$S_0 = E(m_k^2) = \int_a^b m_k^2 f(m_k) dm_k$$

若已知信号 m_k 的功率密度函数, 则由上两式可以计算出平均信号量噪比。

第9章模拟信号的数字传输

- 【例9.1】 设一个均匀量化器的量化电平数为 M ，其输入信号抽样值在区间 $[-a, a]$ 内具有均匀的概率密度。试求该量化器的平均信号量噪比。

【解】

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (m_k - q_i)^2 f(m_k) dm_k = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (m_k - q_i)^2 \left(\frac{1}{2a} \right) dm_k \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{-a+(i-1)\Delta v}^{-a+i\Delta v} \left(m_k + a - i\Delta v + \frac{\Delta v}{2} \right)^2 \left(\frac{1}{2a} \right) dm_k \\ &= \sum_{i=1}^M \left(\frac{1}{2a} \right) \left(\frac{\Delta v^2}{12} \right) = \frac{M(\Delta v)^3}{24a} \end{aligned}$$

因为

$$M\Delta v = 2a$$

所以有
$$N_q = \frac{(\Delta v)^2}{12}$$



第9章模拟信号的数字传输

另外，由于此信号具有均匀的概率密度，故信号功率等于

$$S_0 = \int_{-a}^a m_k^2 \left(\frac{1}{2a} \right) dm_k = \frac{M^2}{12} (\Delta v)^2$$

所以，平均信号量噪比为

$$\frac{S_0}{N_q} = M^2$$

或写成

$$\left(\frac{S_0}{N_q} \right)_{dB} = 20 \lg M \quad \text{dB}$$

由上式可以看出，量化器的平均输出信号量噪比随量化电平数 M 的增大而提高。



第9章模拟信号的数字传输

■ 9.4.3 非均匀量化

- ◆ 非均匀量化的目的：在实际应用中，对于给定的量化器，量化电平数 M 和量化间隔 Δv 都是确定的，量化噪声 N_q 也是确定的。但是，信号的强度可能随时间变化（例如，语音信号）。当信号小时，信号量噪比也小。所以，这种均匀量化器对于小输入信号很不利。为了克服这个缺点，改善小信号时的信号量噪比，在实际应用中常采用非均匀量化。

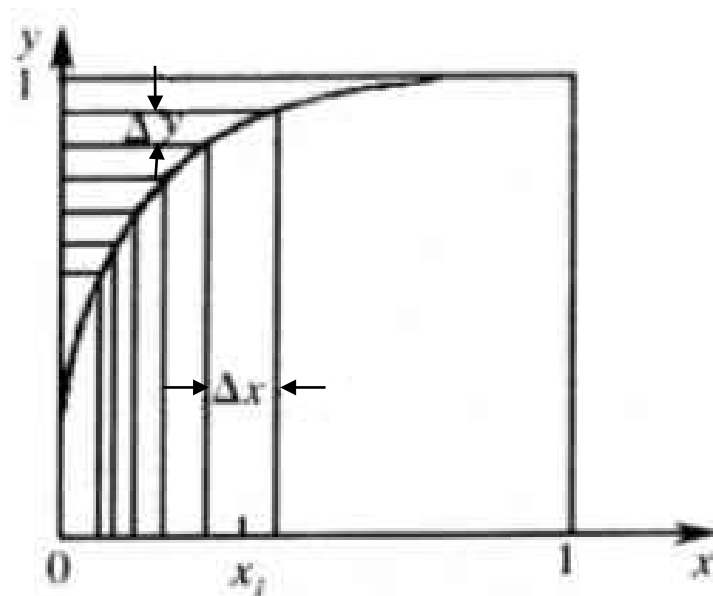
第9章模拟信号的数字传输

◆ 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9章模拟信号的数字传输

◆ 非均匀量化的数学分析

当量化区间划分很多时，在每一量化区间内压缩特性曲线可以近似看作为一段直线。因此，这段直线的斜率可以写为：

$$\frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{dy}{dx} = y'$$

并有

$$\Delta x = \frac{dx}{dy} \Delta y$$

设此压缩器的输入和输出电压范围都限制在0和1之间，即作归一化，且纵坐标 y 在0和1之间均匀划分成 N 个量化区间，则每个量化区间的间隔应该等于

$$\Delta y = \frac{1}{N}$$

将其代入上式，得到

$$\Delta x = \frac{dx}{dy} \Delta y = \frac{1}{N} \frac{dx}{dy} \quad \frac{dx}{dy} = N \Delta x$$



第9章模拟信号的数字传输

为了对不同的信号强度保持信号量噪比恒定，当输入电压 x 减小时，应当使量化间隔 Δx 按比例地减小，即要求

$$\Delta x \propto x$$

因此上式可以写成

$$\frac{dx}{dy} \propto x$$

或

$$\frac{dx}{dy} = kx$$

式中， k - 比例常数。

上式是一个线性微分方程，其解为：

$$\ln x = ky + c$$

第9章模拟信号的数字传输

$$\ln x = ky + c$$

为了求出常数 c ，将边界条件(当 $x = 1$ 时， $y = 1$)，代入上式，得到

$$k + c = 0$$

故求出

$$c = -k$$

将 c 的值代入上式，得到 $\ln x = ky - k$

即要求 $y = f(x)$ 具有如下形式：

$$y = 1 + \frac{1}{k} \ln x$$

由上式看出，为了对不同的信号强度保持信号量噪比恒定，在理论上要求压缩特性具有对数特性。但是，该式不符合因果律，不能物理实现，因为当输入 $x = 0$ 时，输出 $y = -\infty$ ，其曲线和上图中的曲线不同。所以，在实用中这个理想压缩特性的具体形式，按照不同情况，还要作适当修正，使当 $x = 0$ 时， $y = 0$ 。



第9章模拟信号的数字传输

关于电话信号的压缩特性，国际电信联盟(ITU)制定了两种建议，即A压缩律和 μ 压缩律，以及相应的近似算法 - 13折线法和15折线法。我国大陆、欧洲各国以及国际间互连时采用A律及相应的13折线法，北美、日本和韩国等少数国家和地区采用 μ 律及15折线法。下面将分别讨论这两种压缩律及其近似实现方法。

第9章模拟信号的数字传输

◆ A压缩律

□ A压缩律是指符合下式的对数压缩规律：

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 < x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases}$$

式中, x - 压缩器归一化输入电压;

y - 压缩器归一化输出电压;

A - 常数, 它决定压缩程度。

A 律是从前式修正而来的。它由两个表示式组成。第一个表示式中的 y 和 x 成正比, 是一条直线方程; 第二个表示式中的 y 和 x 是对数关系, 类似理论上为保持信号量噪比恒定所需的理想特性的关系。

第9章模拟信号的数字传输

□ A律的导出

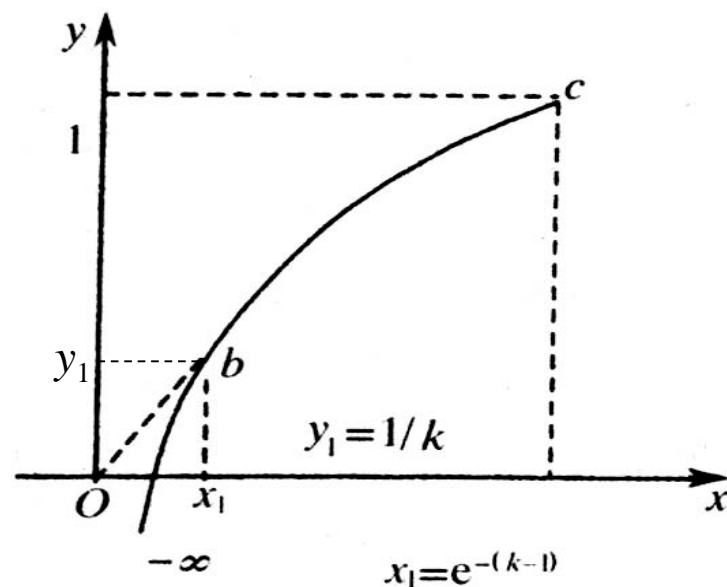
由式
$$y = 1 + \frac{1}{k} \ln x$$

画出的曲线示于下图中。为了使此曲线通过原点，修正的办法是通过原点对此曲线作切线ob，用直线段ob代替原曲线段，就得到A律。此切点b的坐标 (x_1, y_1) 为

$$(e^{1-k}, 1/k)$$

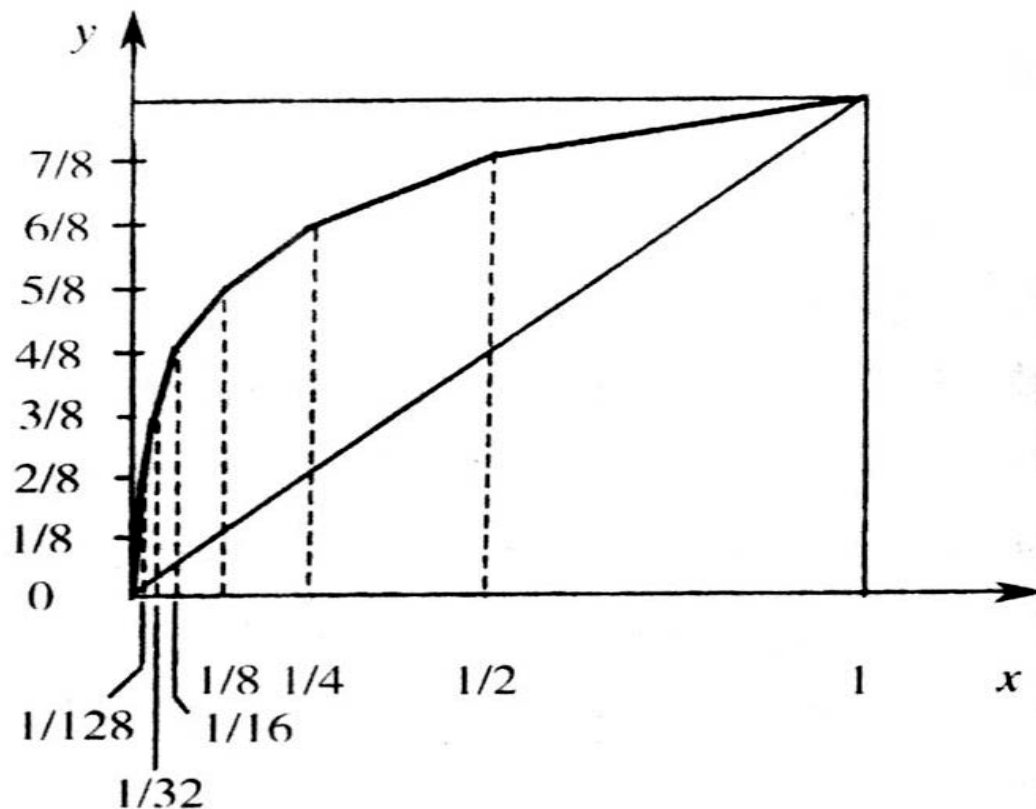
或 $(1/A, Ax_1/(1+\ln A))$

A律是物理可实现的。其中的常数A不同，则压缩曲线的形状不同，这将特别影响小电压时的信号量噪比的大小。在实用中，选择A等于87.6。



第9章模拟信号的数字传输

- ◆ 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：



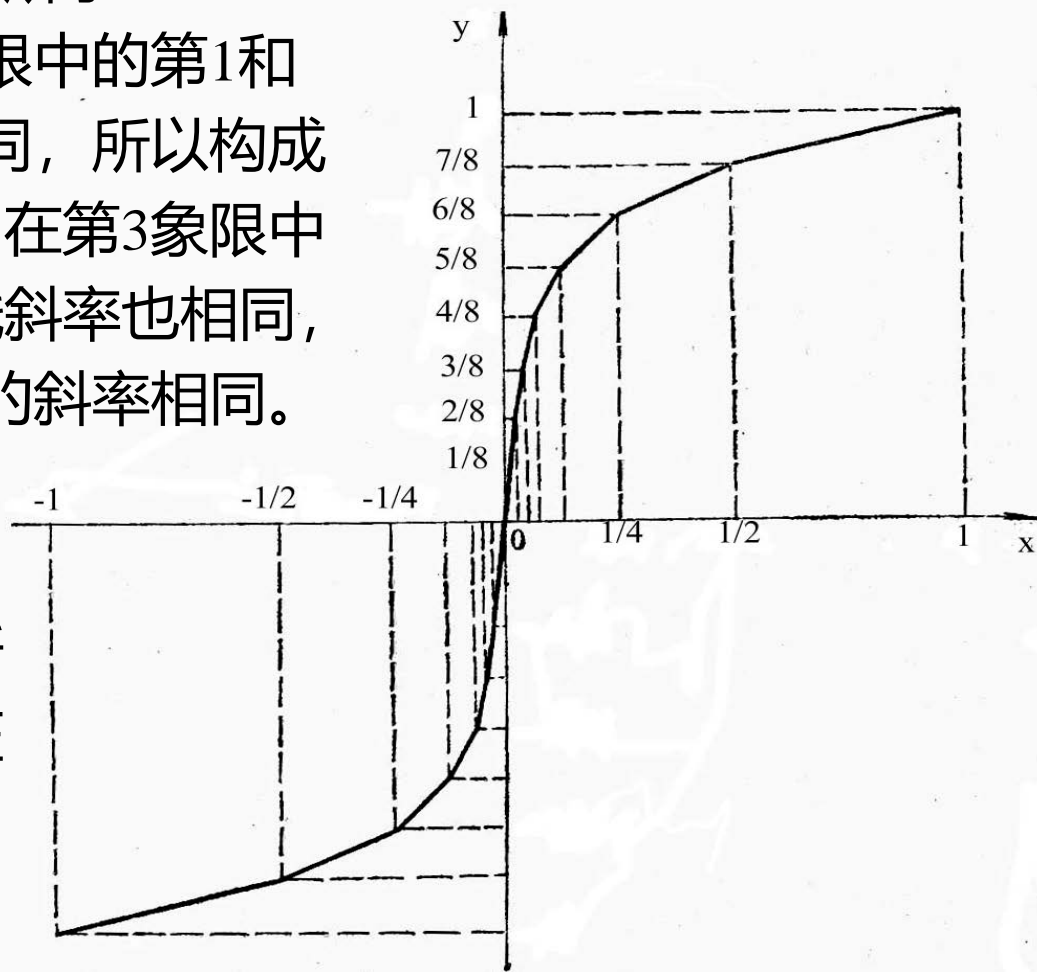
第9章模拟信号的数字传输

- 图中横坐标 x 在0至1区间中分为不均匀的8段。1/2至1间的线段称为第8段；1/4至1/2间的线段称为第7段；1/8至1/4间的线段称为第6段；依此类推，直到0至1/128间的线段称为第1段。图中纵坐标 y 则均匀地划分作8段。将与这8段相应的座标点 (x, y) 相连，就得到了一条折线。由图可见，除第1和2段外，其他各段折线的斜率都不相同。在下表中列出了这些斜率：

折线段号	1	2	3	4	5	6	7	8
斜 率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4

第9章模拟信号的数字传输

- 因为语音信号为交流信号，所以，上述的压缩特性只是实用的压缩特性曲线的一半。在第3象限还有对原点奇对称的另一半曲线，如下图所示：
- 在此图中，第1象限中的第1和第2段折线斜率相同，所以构成一条直线。同样，在第3象限中的第1和第2段折线斜率也相同，并且和第1象限中的斜率相同。所以，这4段折线构成了一条直线。因此，共有13段折线，故称13折线压缩特性。



第9章模拟信号的数字传输

□ 13折线特性和A律特性之间的误差

➤ 为了方便起见，仅在折线的各转折点和端点上比较这两条曲线的坐标值。各转折点的纵坐标 y 值是已知的，即分别为0, 1/8, 2/8, 3/8, ..., 1。

➤ 对于A律压缩曲线，当采用的A值等于87.6时，其切点的横坐标 x_1 等于：

$$x_1 = \frac{1}{A} = \frac{1}{87.6} \approx 0.0114$$

将此 x_1 值代入 y_1 的表示式，就可以求出此切点的纵坐标 y_1 ：

$$y_1 = \frac{Ax_1}{\ln 87.6} = \frac{1}{\ln 87.6} \approx 0.183$$

这表明，A律曲线的直线段在坐标原点和此切点之间，即(0, 0)和(0.0114, 0.183)之间。所以，此直线的方程可以写为：

第9章模拟信号的数字传输

$$x = \frac{1 + \ln A}{A} y = \frac{1 + \ln 87.6}{87.6} y \approx \frac{1}{16} y$$

- 13折线的第1个转折点纵坐标 $y = 1/8 = 0.125$ ，它小于 y_1 ，故此点位于A律的直线段，按上式即可求出相应的 x 值为 $1/128$ 。

当 $y > 0.183$ 时，应按A律对数曲线段的公式计算 x 值。此时，由下式可以推出 x 的表示式：

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} = 1 + \frac{1}{1 + \ln A} \ln x \quad y - 1 = \frac{\ln x}{1 + \ln A} = \frac{\ln x}{\ln(eA)}$$

$$\ln x = (y - 1) \ln(eA) \quad x = \frac{1}{(eA)^{1-y}}$$

按照上式可以求出在此曲线段中对应各转折点纵坐标 y 的横坐标值。当用 $A = 87.6$ 代入上式时，计算结果见下表

第9章模拟信号的数字传输

I	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$y=1-i/8$	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
A律的 x 值	0	1/128	1/60.6	1/30.6	1/15.4	1/7.79	1/3.93	1/1.98	1
13折线法的 $x=1/2i$	0	1/128	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1
折线段号	1	2	3	4	5	6	7	8	
折线斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4	

- 从表中看出，13折线法和 $A = 87.6$ 时的A律压缩法十分接近。

第9章模拟信号的数字传输

◆ μ 压缩律和15折线压缩特性

在A律中，选用A等于87.6有两个目的：

1) 使曲线在原点附近的斜率等于16，使16段折线简化成仅有13段；

2) 使在13折线的转折点上A律曲线的横坐标 x 值接近 $1/2^i$ ($i = 0, 1, 2, \dots, 7$)，如上表所示。

若仅为满足第二个目的，则可以选择更恰当的A值。由上表可见，当仅要求满足 $x = 1/2^i$ 时， $y = 1 - i/8$ ，则将此条件代入式

$$x = \frac{1}{(eA)^{1-y}}$$

得到：

$$\frac{1}{2^i} = \frac{1}{(eA)^{1-(1-i/8)}} = \frac{1}{(eA)^{i/8}} \quad 2^i = \left[(eA)^{1/8} \right]^i$$

$$(eA)^{1/8} = 2, \quad eA = 2^8 = 256$$

第9章模拟信号的数字传输

因此, 求出

$$A = 256/e \approx 94.18$$

将此A值代入下式, 得到:

$$y = \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A} = \frac{\ln(eAx)}{\ln(eA)} = \frac{\ln 256x}{\ln 256}$$

若按上式计算, 当 $x = 0$ 时, $y \rightarrow -\infty$; 当 $y = 0$ 时, $x = 1/2^8$ 。而我们的要求是当 $x = 0$ 时, $y = 0$, 以及当 $x = 1$ 时, $y = 1$ 。为此, 需要对上式作一些修正。在 μ 律中, 修正后的表示式如下:

$$y = \frac{\ln(1 + 255x)}{\ln(1 + 255)}$$

由上式可以看出, 它满足当 $x = 0$ 时, $y = 0$; 当 $x = 1$ 时, $y = 1$ 。

但是, 在其他点上自然存在一些误差。不过, 只在小电压($x < 1/128$)时, 才有稍大误差。通常用参数 μ 表示上式中的常数255。这样, 上式变成:



第9章模拟信号的数字传输

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$$

这就是美国等地采用的 μ 压缩律的特性。

由于 μ 律同样不易用电子线路准确实现，所以目前实用中是采用特性近似的15折线代替 μ 律。这时，和A律一样，也把纵坐标 y 从0到1之间划分为8等份。对应于各转折点的横坐标 x 值可以按照下式计算：

$$y = \frac{\ln(1 + 255x)}{\ln(1 + 255)} \quad x = \frac{256^y - 1}{255} = \frac{256^{i/8} - 1}{255} = \frac{2^i - 1}{255}$$

计算结果列于下表中。

第9章模拟信号的数字传输

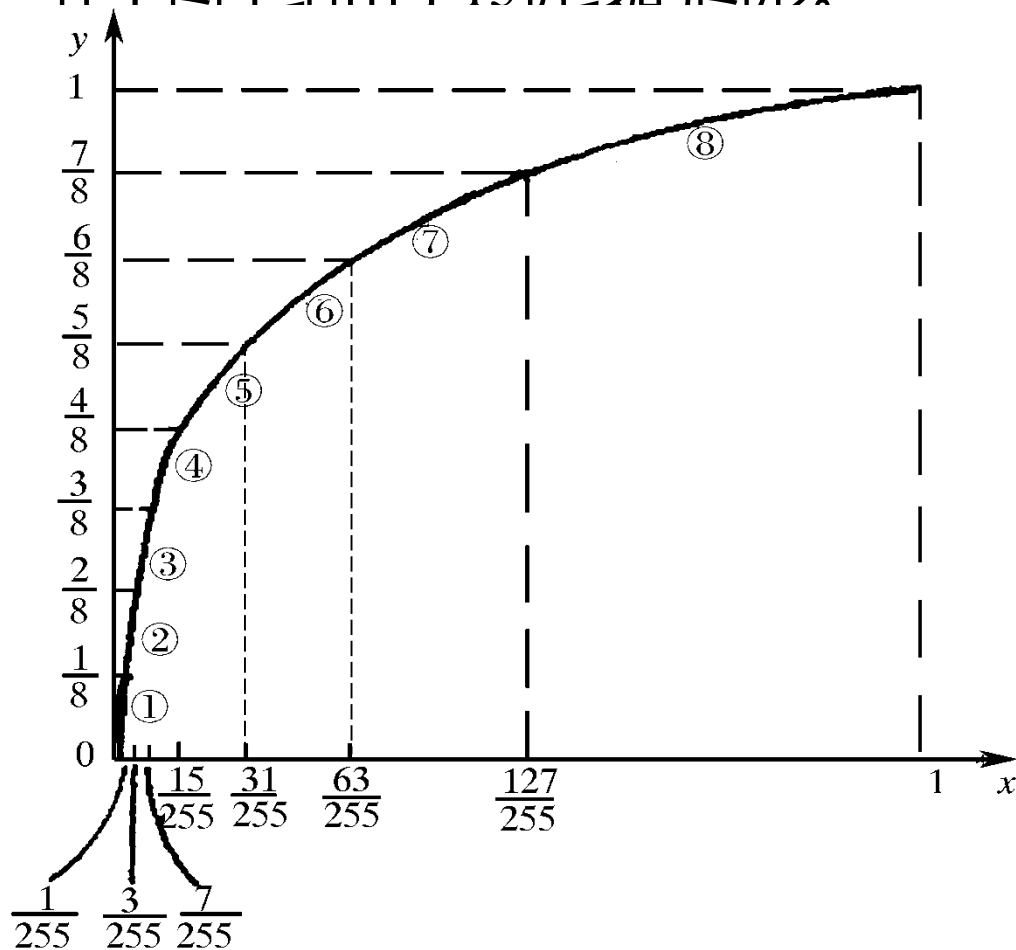
i	0	1	2	3	4	5	6	7	8
$y = i/8$	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
$x=(2^i - 1) / 255$	0	1/255	3/255	7/255	15/255	31/255	63/255	127/255	1
斜率 $\times 255$	1/8	1/16	1/32	1/64	1/128	1/256	1/512	1/1024	
段号	1	2	3	4	5	6	7	8	

将这些转折点用直线相连，就构成了8段折线。表中还列出了各段直线的斜率。

由于其第一段和第二段的斜率不同，不能合并为一条直线，故当考虑到信号的正负电压时，仅正电压第一段和负电压第一段的斜率相同，可以连成一条直线。所以，得到的是15段折线，称为15折线压缩特性。

第9章模拟信号的数字传输

在下图中给出了15折线的图形。





第9章模拟信号的数字传输

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。

- ◆ 恢复原信号大小的扩张原理，完全和压缩的过程相反。



第9章模拟信号的数字传输

◆ 均匀量化和均匀量化比较

若用13折线法中的（第一和第二段）最小量化间隔作为均匀量化时的量化间隔，则13折线法中第一至第八段包含的均匀量化间隔数分别为16、16、32、64、128、256、512、1024，共有2048个均匀量化间隔，而非均匀量化时只有128个量化间隔。因此，在保证小信号的量化间隔相等的条件下，均匀量化需要11比特编码，而非均匀量化只要7比特就够了。



第9章模拟信号的数字传输

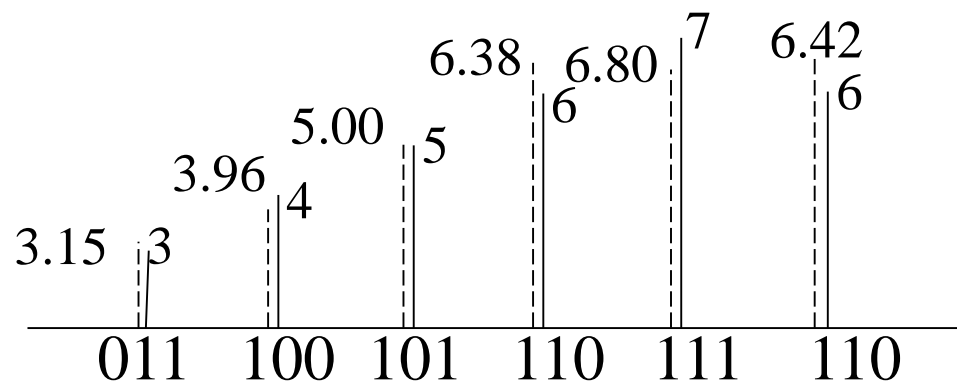
• 9.5脉冲编码调制

■ 9.5.1脉冲编码调制 (PCM) 的基本原理

- ◆ 把从模拟信号抽样、量化，直到变换成为二进制符号的基本过程，称为脉冲编码调制，简称脉码调制。
- ◆ 例：在下图中，模拟信号的抽样值为3.15, 3.96, 5.00, 6.38, 6.80和6.42。若按照“四舍五入”的原则量化为整数值，则抽样值量化后变为3, 4, 5, 6, 7和6。在按照二进制数编码后，量化值(quantized value)就变成二进制符号：011、100、101、110、111和110。

第9章模拟信号的数字传输

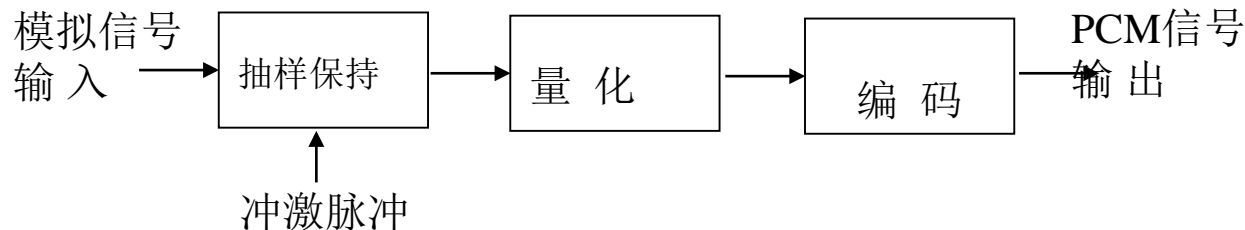
- ◆ 例：在下图中，模拟信号的抽样值为3.15, 3.96, 5.00, 6.38, 6.80和6.42。若按照“四舍五入”的原则量化为整数值，则抽样值量化后变为3, 4, 5, 6, 7和6。在按照二进制数编码后，量化值就变成二进制符号：011、100、101、110、111和110。



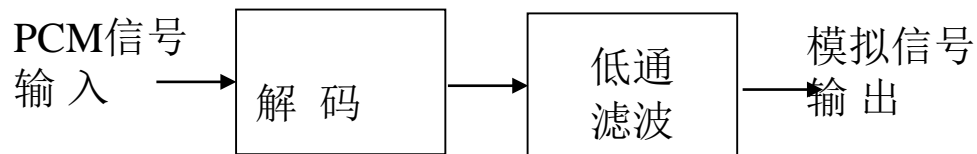
抽样值 -----	3.15	3.96	5.00	6.38	6.80	6.42
量化值 -----	3	4	5	6	7	6
编码后	011	100	101	110	111	110

第9章模拟信号的数字传输

◆ PCM系统的原理方框图



(a) 编码器

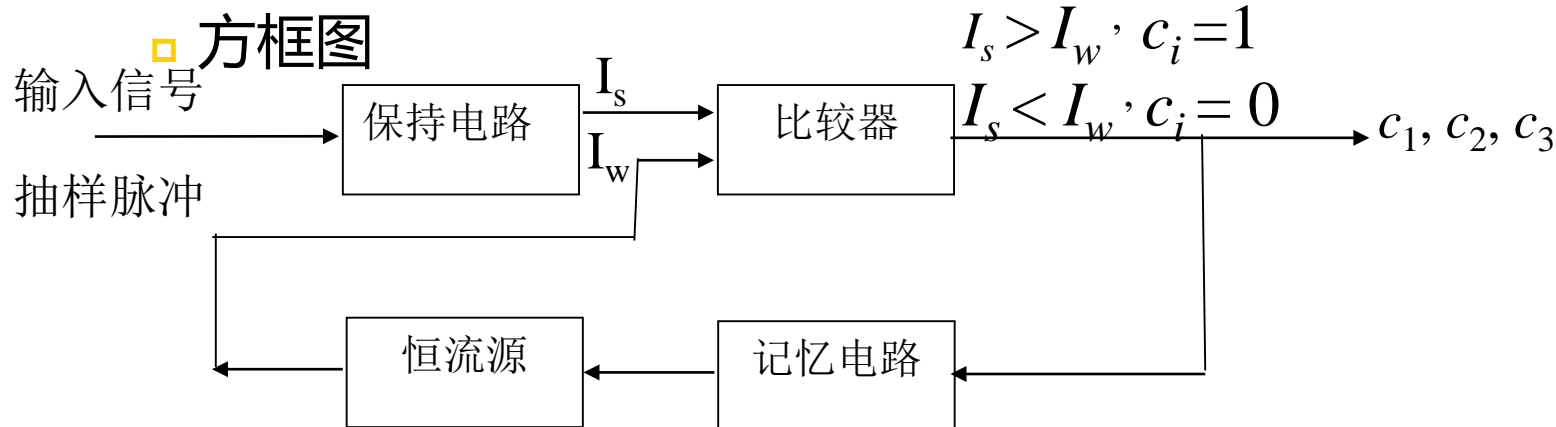


(b) 译码器

图9-17 PCM原理方框图

第9章模拟信号的数字传输

◆ 逐次比较法编码原理



- 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 $c_1 c_2 c_3$ 。它们能够表示8个十进制数，从0至7，如下表所示。



第9章模拟信号的数字传输

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



第9章模拟信号的数字传输

- 因此，若按照“四舍五入”原则编码，则此编码器能够对 -0.5 至 $+7.5$ 之间的输入抽样值正确编码。
- 由此表可推知，用于判定 c_1 值的权值电流 $I_w = 3.5$ ，即若抽样值 $I_s < 3.5$ ，则比较器输出 $c_1 = 0$ ；若 $I_s > 3.5$ ，则比较器输出 $c_1 = 1$ 。 c_1 除输出外，还送入记忆电路暂存。
- 第二次比较时，需要根据此暂存的 c_1 值，决定第二个权值电流值。若 $c_1 = 0$ ，则第二个权值电流值 $I_w = 1.5$ ；若 $c_1 = 1$ ，则 $I_w = 5.5$ 。第二次比较按照此规则进行：若 $I_s < I_w$ ，则 $c_2 = 0$ ；若 $I_s > I_w$ ，则 $c_2 = 1$ 。此 c_2 值除输出外，也送入记忆电路。
- 在第三次比较时，所用的权值电流值须根据 c_1 和 c_2 的值决定。例如，若 $c_1 c_2 = 0 0$ ，则 $I_w = 0.5$ ；若 $c_1 c_2 = 1 0$ ，则 $I_w = 4.5$ ；依此类推。

第9章模拟信号的数字传输

■ 9.5.2 自然二进制码和折叠二进制码

- ◆ 在上表中给出的是**自然二进制码**。电话信号还常用另外一种编码 - **折叠二进制码**。现以4位码为例，列于下表中：

量化值序号	量化电压极性	自然二进制码	折叠二进制码
15	正极性	1111	1111
14		1110	1110
13		1101	1101
12		1100	1100
11		1011	1011
10		1010	1010
9		1001	1001
8		1000	1000
7	负极性	0111	0000
6		0110	0001
5		0101	0010
4		0100	0011
3		0011	0100
2		0010	0101
1		0001	0110
0		0000	0111



第9章模拟信号的数字传输

◆ 折叠码的优点

- 因为电话信号是交流信号，故在此表中将16个双极性量化值分成两部分。第0至第7个量化值对应于负极性电压；第8至第15个量化值对应于正极性电压。显然，对于自然二进制码，这两部分之间没有什么对应联系。但是，对于折叠二进制码，除了其最高位符号相反外，其上下两部分还呈现映像关系，或称折叠关系。这种码用最高位表示电压的极性正负，而用其他位来表示电压的绝对值。这就是说，在用最高位表示极性后，双极性电压可以采用单极性编码方法处理，从而使编码电路和编码过程大为简化。



第9章模拟信号的数字传输

- 折叠码的另一个优点是误码对于小电压的影响较小。例如，若有1个码组为1000，在传输或处理时发生1个符号错误，变成0000。从表中可见，若它为自然码，则它所代表的电压值将从8变成0，误差为8；若它为折叠码，则它将从8变成7，误差为1。但是，若一个码组从1111错成0111，则自然码将从15变成7，误差仍为8；而折叠码则将从15错成为0，误差增大为15。这表明，折叠码对于小信号有利。由于语音信号小电压出现的概率较大，所以折叠码有利于减小语音信号的平均量化噪声。
- ◆ 在语音通信中，通常采用8位的PCM编码就能够保证满意的通信质量。



第9章模拟信号的数字传输

◆ 码位排列方法

- 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($c_5 \sim c_8$)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。



第9章模拟信号的数字传输

□ 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9章模拟信号的数字传输

□ 段内码编码规则：

量化间隔	段内码 $c_5 c_6 c_7 c_8$
15	1 1 1 1
14	1 1 1 0
14	1 1 0 1
12	1 1 0 0
11	1 0 1 1
10	1 0 1 0
9	1 0 0 1
8	1 0 0 0
7	0 1 1 1
6	0 1 1 0
5	0 1 0 1
4	0 1 0 0
3	0 0 1 1
2	0 0 1 0
1	0 0 0 1
0	0 0 0 0



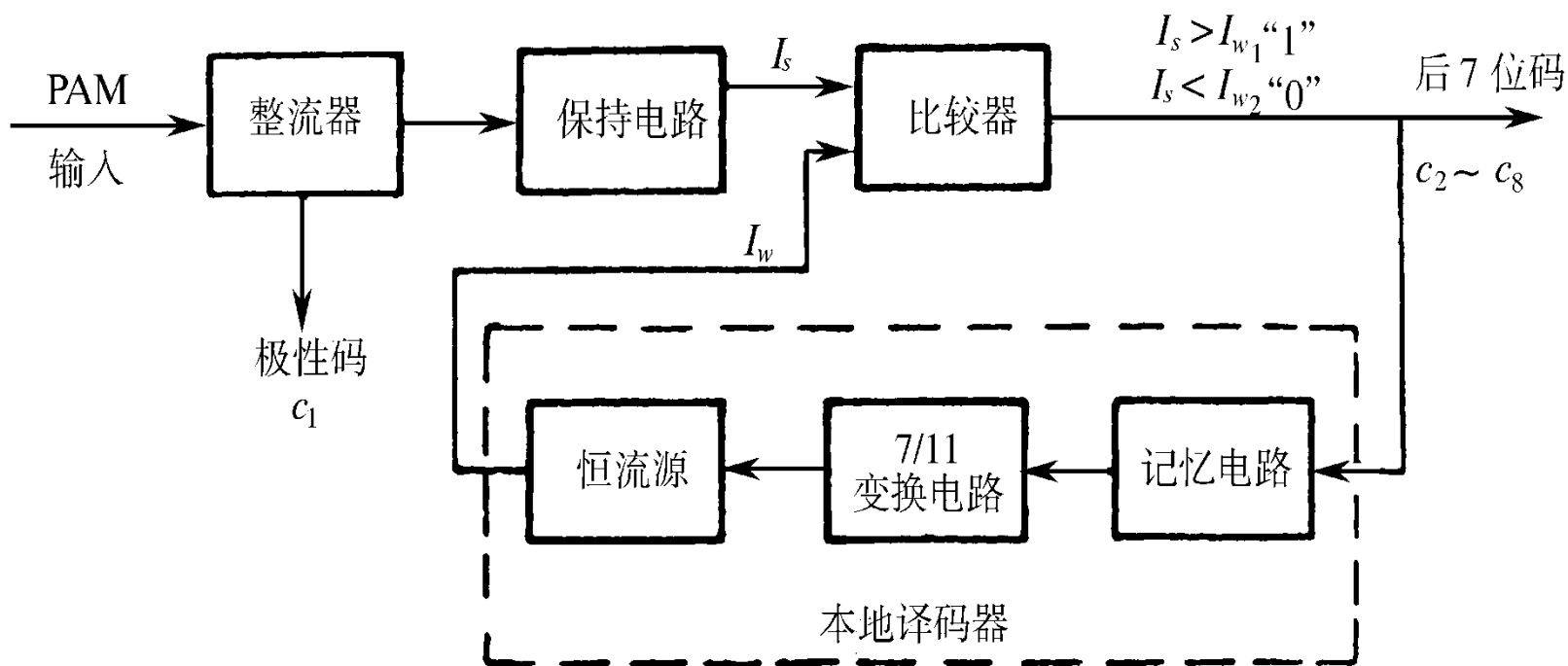
第9章模拟信号的数字传输

- 在上述编码方法中，虽然段内码是按量化间隔均匀编码的，但是因为各个段落的斜率不等，长度不等，故不同段落的量化间隔是不同的。其中第1和2段最短，斜率最大，其横坐标 x 的归一化动态范围只有 $1/128$ 。再将其等分为16小段后，每一小段的动态范围只有 $(1/128) \times (1/16) = 1/2048$ 。这就是最小量化间隔，后面将此最小量化间隔($1/2048$)称为1个量化单位。第8段最长，其横坐标 x 的动态范围为 $1/2$ 。将其16等分后，每段长度为 $1/32$ 。假若采用均匀量化而仍希望对于小电压保持有同样的动态范围 $1/2048$ ，则需要用11位的码组才行。现在采用非均匀量化，只需要7位就够了。
- 典型电话信号的抽样频率是8000 Hz。故在采用这类非均匀量化编码器时，典型的数字电话传输比特率为64 kb/s。

第9章模拟信号的数字传输

9.5.3 电话信号的编译码器

◆ 编码器原理方框图



- 上图给出了用于电话信号编码的13折线折叠码的量化编码器原理方框图。此编码器给出8位编码 c_1 至 c_8 。 c_1 为极性码，其他位表示抽样的绝对值。



第9章模拟信号的数字传输

- 比较此电话信号编码器的方框图和前面的原理方框图可见，其主要区别有两处：
 - 输入信号抽样值经过一个整流器，它将双极性值变成单极性值，并给出极性码 c_1 。
 - 在记忆电路后接一个7/11变换电路。其功能是将7位的非均匀量化码变换成11位的均匀量化码，以便于恒流源能够按照图的原理产生权值电流。
- 下面将用一个实例作具体说明。

第9章模拟信号的数字传输

- ◆ 【例】设输入电话信号抽样值的归一化动态范围在-1至+1之间，将此动态范围划分为4096个量化单位，即将 $1/2048$ 作为1个量化单位。当输入抽样值为+1270个量化单位时，试用逐次比较法编码将其按照13折线A律特性编码。

【解】设编出的8位码组用 $c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 c_6 c_7 c_8$ 表示，则：

1) 确定极性码 c_1 ：因为输入抽样值+1270为正极性，所以 $c_1 = 1$ 。

2) 确定段落码 $c_2 c_3 c_4$ ：由段落码编码规则表可见， c_2 值决定于信号抽样值大于还是小于128，即此时的权值电流 $I_w = 128$ 。现在输入抽样值等于1270，故 $c_2 = 1$ 。

在确定 $c_2 = 1$ 后， c_3 决定于信号抽样值大于还是小于512，即此时的权值电流 $I_w = 512$ 。因此判定 $c_3 = 1$ 。



第9章模拟信号的数字传输

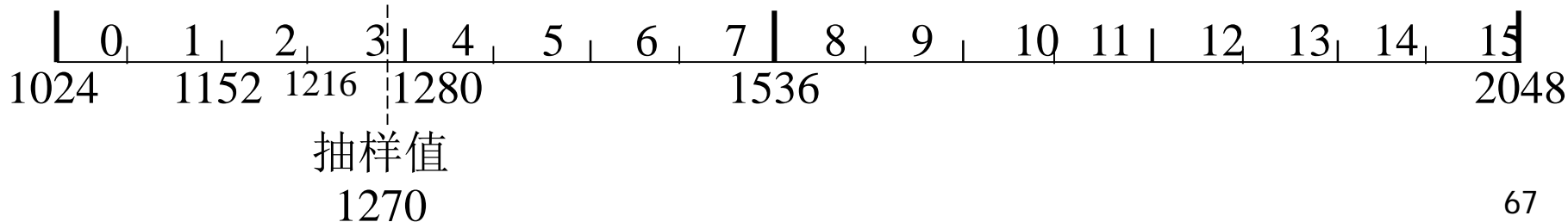
同理，在 $c_2 c_3 = 11$ 的条件下，决定 c_4 的权值电流 $I_w = 1024$ 。将其和抽样值1270比较后，得到 $c_4 = 1$ 。

这样，就求出了 $c_2 c_3 c_4 = 111$ ，并且得知抽样值位于第8段落内。

第9章模拟信号的数字传输

3) 确定段内码 $c_5 c_6 c_7 c_8$: 段内码是按量化间隔均匀编码的, 每一段落均被均匀地划分为16个量化间隔。但是, 因为各个段落的斜率和长度不等, 故不同段落的量化间隔是不同的。对于第8段落, 其量化间隔示于下图中。

由编码规则表可见, 决定 c_5 等于“1”还是等于“0”的权值电流值在量化间隔7和8之间, 即有 $I_w = 1536$ 。现在信号抽样值 $I_s = 1270$, 所以 $c_5 = 0$ 。同理, 决定 c_6 值的权值电流值在量化间隔3和4之间, 故 $I_w = 1280$, 因此仍有 $I_s < I_w$, 所以 $c_6 = 0$ 。如此继续下去, 决定 c_7 值的权值电流 $I_w = 1152$, 现在 $I_s > I_w$, 所以 $c_7 = 1$ 。最后, 决定 c_8 值的权值电流 $I_w = 1216$, 仍有 $I_s > I_w$, 所以 $c_8 = 1$ 。





第9章模拟信号的数字传输

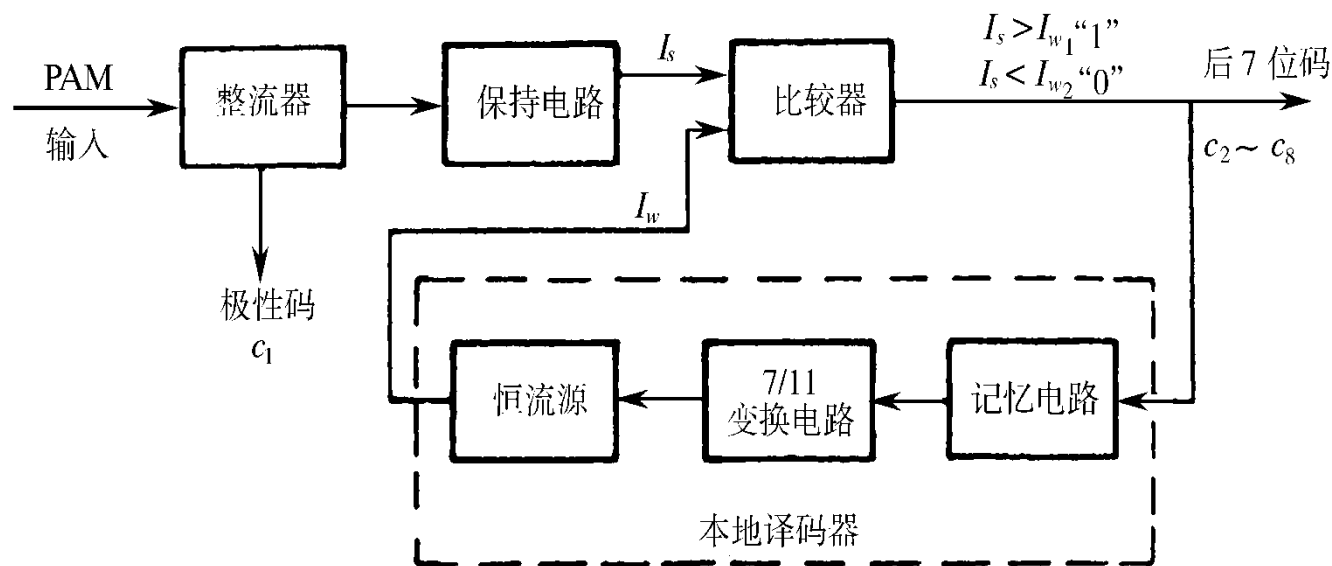
这样编码得到的8位码组为 $c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 c_6 c_7 c_8 = 11110011$ ，它表示的量化值应该在第8段落的第3间隔中间，即等于 $(1280-1216)/2 = 1248$ （量化单位）。将此量化值和信号抽样值相比，得知量化误差等于 $1270 - 1248 = 22$ （量化单位）。

顺便指出，除极性码外，若用自然二进制码表示此折叠二进制码所代表的量化值（1248），则需要11位二进制数（10011100000）。

第9章模拟信号的数字传输

■ 逐次比较法译码原理

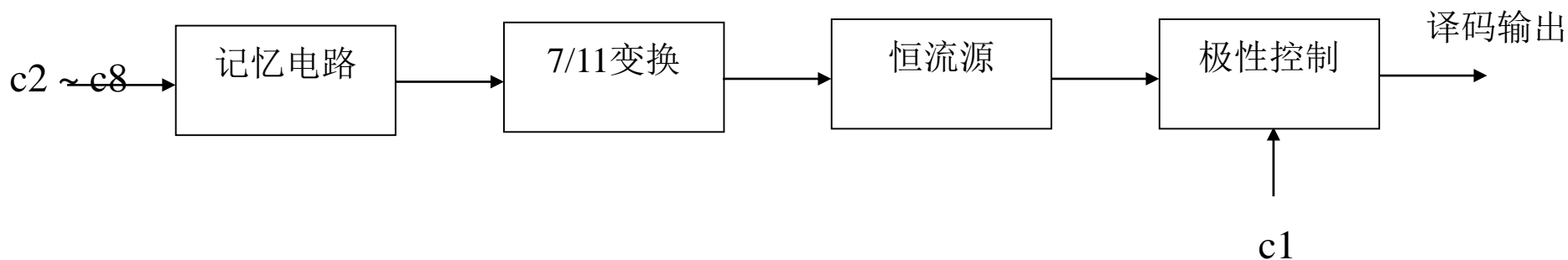
- ◆ 下图所示编码器中虚线方框内是本地译码器，而接收端译码器的核心部分原理就和本地译码器的原理一样。



- ◆ 在此图中，本地译码器的记忆电路得到输入 c_7 值后，使恒流源产生为下次比较所需要的权值电流 I_w 。在编码器输出 c_8 值后，对此抽样值的编码已经完成，所以比较器要等待下一个抽样值到达，暂不需要恒流源产生新的权值电流。

第9章模拟信号的数字传输

- 在接收端的译码器中，仍保留本地译码器部分。由记忆电路接收发送来的码组。当记忆电路接收到码组的最后一位 c_8 后，使恒流源再产生一个权值电流，它等于最后一个间隔的中间值。在上例中，此中间值等于1248。由于编码器中的比较器只是比较抽样的绝对值，本地译码器也只是产生正值权值电流，所以在接收端的译码器中，最后一步要根据接收码组的第一位 c_1 值控制输出电流的正负极性。在下图中示出接收端译码器的基本原理方框图。



第9章模拟信号的数字传输

9.5.4 PCM系统中噪声的影响

PCM系统中的噪声有两种：**量化噪声**和**加性噪声**。下面将先分别对其讨论，再给出考虑两者后的总信噪比。

◆ 加性噪声的影响

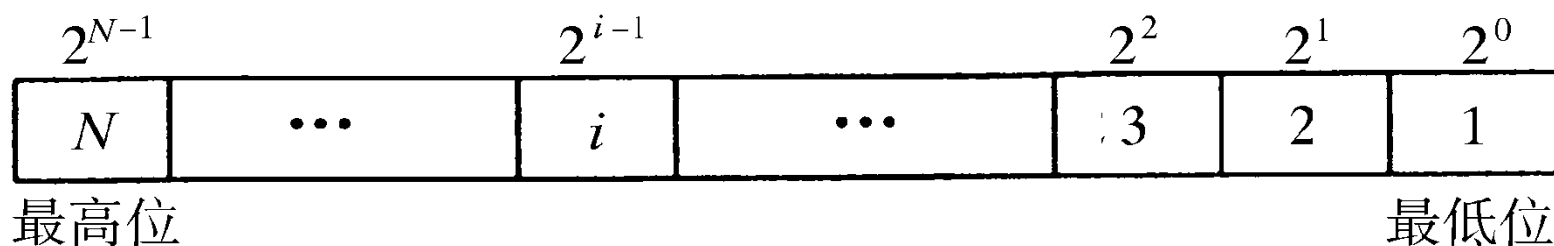
- 错码分析：通常仅需考虑在码组中有一位错码的情况，因为在同一码组中出现两个以上错码的概率非常小，可以忽略。例如，当误码率为 $P_e = 10^{-4}$ 时，在一个8位码组中出现一位错码的概率为 $P_1 = 8P_e = 8 \times 10^{-4}$ ，而出现2位错码的概率为

$$P_2 = C_8^2 P_e^2 = \frac{8 \cdot 7}{2} \times (10^{-4})^2 = 2.8 \times 10^{-7}$$

所以 $P_2 \ll P_1$ 。现在仅讨论白色高斯加性噪声对均匀量化的自然码的影响。这时，可以认为码组中出现的错码是彼此独立的和均匀分布的。

第9章模拟信号的数字传输

设码组的构成如下图所示，即码组长度为 N 位，每位的权值分别为 $2^0, 2^1, \dots, 2^{N-1}$ 。



第9章模拟信号的数字传输

- 一位错码的影响：设量化间隔为 Δv ，则第 i 位码元代表的信号权值为 $2^{i-1} \Delta v$ 。若该位码元发生错误，由“0”变成“1”或由“1”变成“0”，则产生的权值误差将为 $+2^{i-1} \Delta v$ 或 $-2^{i-1} \Delta v$ 。由于已假设错码是均匀分布的，若一个码组中有一个错误码元引起的误差电压为 Q_Δ ，则一个错误码元引起的该码组误差功率的（统计）平均值将等于

$$E[Q_\Delta^2] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1} \Delta v)^2 = \frac{(\Delta v)^2}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1})^2 = \frac{2^{2N} - 1}{3N} (\Delta v)^2 \approx \frac{2^{2N}}{3N} (\Delta v)^2$$

由于错码产生的平均间隔为 $1/P_e$ 个码元，每个码组包含 N 个码元，所以有错码码组产生的平均间隔为 $1/NP_e$ 个码组。这相当于平均间隔时间为 T_s/NP_e 。考虑到此错码码组的平均间隔后，将上式中的误差功率按时间平均，得到误差功率的时间平均值为

第9章模拟信号的数字传输

$$E_t[Q_{\Delta}^2] = (NP_e)E[Q_{\Delta}^2] = NP_e \frac{2^{2N}}{3N} (\Delta v)^2 = \frac{2^{2N} P_e}{3} (\Delta v)^2$$

它的等效误差电压为上式的平方根：

$$Q_{\Delta e} = \left(\frac{2^{2N} P_e}{3} \right)^{1/2} (\Delta v)$$

- 加性噪声功率：假设发送端送出的是抽样冲激脉冲，则接收端也是对抽样冲激脉冲译码。所以误差电压（冲激脉冲）的频谱等于

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Q_{\Delta e} \delta(t - kT_s) e^{-j\omega t} dt = Q_{\Delta e} e^{-j\omega kT_s}$$

这时，误差的功率谱密度为：

$$P_{\Delta e}(f) = f_s |G(f)|^2$$

式中 $f_s = 1/T_s$ - 抽样频率

第9章模拟信号的数字传输

将 $G(f)$ 值代入上式，得出误差的功率谱密度

$$P_{\Delta e}(f) = f_s Q_{\Delta e}^2$$

经过接收端截止频率为 f_H 的输出低通滤波器后，输出加性噪声功率等于

$$N_a = \int_{-f_H}^{f_H} P_{\Delta e}(f) df = f_s \left(\frac{2^{2N} P_e}{3} \right) (\Delta v)^2 (2f_H) = \frac{2^{2N} P_e (\Delta v)^2}{3T_s^2}$$

式中 $f_s = 2f_H = 1/T_s$

第9章模拟信号的数字传输

◆ 量化误差的影响

虽然上面得出的误差电压 $Q_{\Delta e}$ 是因噪声引起的，但是此式对于任何冲激脉冲都成立。所以，对于量化误差，也可以从量化误差功率 N_q 的公式，仿照上面的分析直接写出。

量化误差电压：

$$Q_q = N_q^{1/2} = \frac{\Delta v}{\sqrt{12}}$$

量化误差的频谱：

$$G_q(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Q_q \delta(t - kT_s) e^{-j\omega t} dt = Q_q e^{-j\omega kT_s}$$

量化误差的功率谱密度：

$$P_q(f) = f_s |G_q(f)|^2 = f_s Q_q^2$$

经过低通滤波器后，输出的量化噪声功率：

$$N_q = \int_{-f_H}^{f_H} P_q(f) df = f_s \left(\frac{(\Delta v)^2}{12} \right) (2f_H) = \frac{1}{T_s^2} \frac{(\Delta v)^2}{12}$$

第9章模拟信号的数字传输

◆ 输出信号功率

在低通滤波前信号（冲激脉冲）的平均功率，上节已经求出为

$$S_0 = \int_{-a}^a m_k^2 \left(\frac{1}{2a} \right) dm_k = \frac{M^2}{12} (\Delta v)^2$$

按照上述分析噪声的方法，同理可得接收端低通滤波后的信号功率是低通滤波前的 $(1/T_s^2)$ 倍，即有输出信号功率等于

$$S = \frac{M^2}{12T_s^2} (\Delta v)^2$$

最后得到PCM系统的总输出信噪功率比

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_a + N_q} = \frac{\frac{M^2}{12T_s^2} (\Delta v)^2}{\frac{2^{2N} P_e (\Delta v)^2}{3T_s^2} + \frac{(\Delta v)^2}{12T_s^2}} = \frac{M^2}{2^{2(N+1)} P_e + 1} = \frac{2^{2N}}{1 + 2^{2(N+1)} P_e}$$

式中 $M = 2^N$



第9章模拟信号的数字传输

在大信噪比条件下，即当 $2^{2(N+1)}P_e \ll 1$ 时，上式变成

$$S/N \approx 2^{2N}$$

在小信噪比条件下，即当 $2^{2(N+1)}P_e \gg 1$ 时，上式变成

$$S/N \approx 1/(4P_e)$$

还可以得出输出信号量噪比等于 $\frac{S}{N_q} = M^2 = 2^{2N}$

上式表示，PCM系统的输出信号量噪比仅和编码位数 N 有关，且随 N 按指数规律增大。另一方面，对于一个频带限制在 f_H 的低通信号，按照抽样定理，要求抽样速率不低于每秒 $2f_H$ 次。对于PCM系统，这相当于要求传输速率至少为 $2Nf_H$ b/s。故要求系统带宽 B 至少等于 Nf_H Hz。用 B 表示 N 代入上式，得到上式表明，当低通信号最高频率 f_H 给定时，PCM系统的输出信号量噪比随系统的带宽 B 按指数规律增长。



第9章模拟信号的数字传输

• 9.6 差分脉冲编码调制 (DPCM)

■ 9.6.1 预测编码简介

- ◆ 预测编码的目的：降低编码的比特率
- ◆ 预测编码原理：

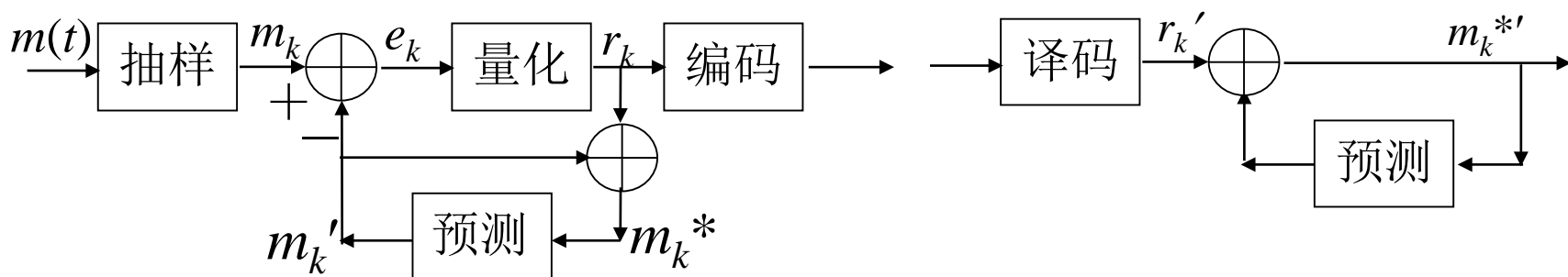
在预测编码中，先根据前几个抽样值计算出一个预测值，再取当前抽样值和预测值之差。将此差值编码并传输。此差值称为预测误差。由于抽样值及其预测值之间有较强的相关性，即抽样值和其预测值非常接近，使此预测误差的可能取值范围，比抽样值的变化范围小。所以，可以少用编码比特来对预测误差编码，从而降低其比特率。此预测误差的变化范围较小，它包含的冗余度也小。这就是说，利用减小冗余度的办法，降低了编码比特率。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 线性预测原理：

若利用前面的几个抽样值的线性组合来预测当前的抽样值，则称为线性预测。若仅用前面的1个抽样值预测当前的抽样值，则就是将要讨论的DPCM。

◆ 线性预测编码原理方框图



(a) 编码器

(b) 译码器

假定量化器的量化误差为零，即 $e_k = r_k$ ，则由此图可见：

$$m_k^* = r_k + m_k' = e_k + m_k' = (m_k - m_k') + m_k' = m_k$$

上式表示 m_k^* 就等于 m_k 。所以，可以把 m_k^* 看作是带有量化误差的抽样信号 m_k 。



第9章模拟信号的数字传输

预测器的输出和输入关系由下列线性方程式决定：

$$m_k' = \sum_{i=1}^p a_i m_{k-i}^*$$

式中 p - 预测阶数，

a_i - 预测系数。

上式表明，预测值 m_k' 是前面 p 个带有量化误差的抽样信号值的加权和。

由方框图可见，编码器中预测器输入端和相加器的连接电路和译码器中的完全一样。故当无传输误码时，即当编码器的输出就是译码器的输入时，这两个相加器的输入信号相同，即 $r_k = r_k'$ 。所以，此时译码器的输出信号 m_k^{*} 和编码器中相加器输出信号 m_k^* 相同，即等于带有量化误差的信号抽样值 m_k 。

第9章模拟信号的数字传输

■ 9.6.2 差分脉冲编码调制(DPCM)的原理及性能

◆ DPCM原理

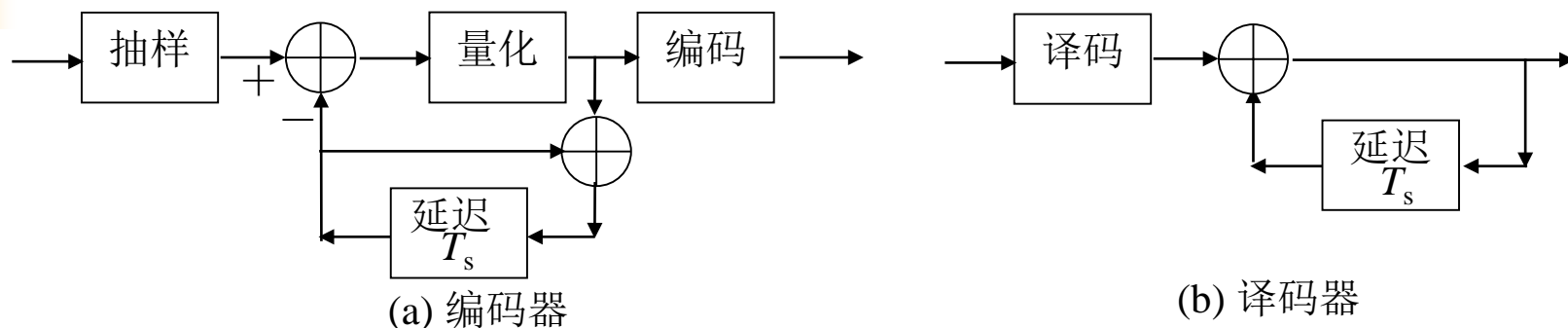
在DPCM中, 只将前1个抽样值当作预测值, 再取当前抽样值和预测值之差进行编码并传输。这相当于在下式

$$m_k' = \sum_{i=1}^p a_i m_{k-i}^*$$

中, $p = 1$, $a_1 = 1$, 故 $s_k' = s_{k-1}^*$ 。

这时, 上图中的预测器就简化成为一个延迟电路, 其延迟时间为1个抽样间隔时间 T_s 。在下图中画出了DPCM系统的原理方框图。

第9章模拟信号的数字传输



为了改善DPCM体制的性能，将自适应技术引入量化和预测过程，得出自适应差分脉码调制(ADPCM)体制。它能大大提高信号量噪比和动态范围。

第9章模拟信号的数字传输

◆ DPCM系统的量化误差（量化噪声）

DPCM系统的量化误差 q_k 定义为编码器输入模拟信号抽样值 m_k 与量化后带有量化误差的抽样值 m_k^* 之差：

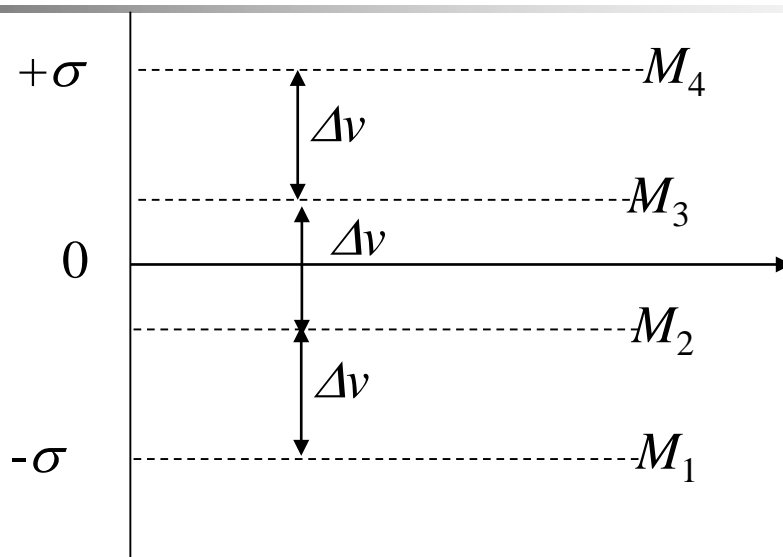
$$q_k = m_k - m_k^* = (m_k' + e_k) - (m_k' + r_k) = e_k - r_k$$

设预测误差 e_k 的范围是 $(+\sigma, -\sigma)$ ，量化器的量化电平数为 M ，量化间隔为 Δv ，则有

$$\Delta v = \frac{2\sigma}{(M-1)}, \quad \sigma = \frac{(M-1)}{2} \Delta v$$

在下图中画出，当 $M=4$ 时， σ ， Δv 和 M 之间关系的示意图。

第9章模拟信号的数字传输



由于量化误差仅为量化间隔的一半，因此预测误差经过量化后，产生的量化误差 q_k 在 $(-\Delta v/2, +\Delta v/2)$ 内。我们假设此量化误差 q_k 在 $(-\Delta v/2, +\Delta v/2)$ 内是均匀分布的。若DPCM编码器输出的码元速率为 Nf_s ，其中 f_s 为抽样频率； $N = \log_2 M$ 是每个抽样值编码的码元数，则 q_k 的概率密度 $f(q_k)$ 可以表示为

$$f(q_k) = \frac{1}{\Delta v}$$

第9章模拟信号的数字传输

故 q_k 的平均功率可以表示成

$$E(q_k^2) = \int_{-\Delta v/2}^{\Delta v/2} q_k^2 f(q_k) dq_k = \frac{1}{\Delta v} \int_{-\Delta v/2}^{\Delta v/2} q_k^2 dq_k = \frac{(\Delta v)^2}{12}$$

若我们还假设此功率平均分布在从0至 Nf_s 的频率范围内，即其功率谱密度 $P_q(f)$ 等于

$$P_q(f) = \frac{(\Delta v)^2}{12Nf_s}, \quad 0 < f < f_s$$

则此量化噪声通过截止频率为 f_m 的低通滤波器之后，其功率等于：

$$N_q = P_q(f) f_m = \frac{(\Delta v)^2}{12N} \left(\frac{f_m}{f_s} \right)$$

第9章模拟信号的数字传输

- ◆ 信号功率：为了计算信号量噪比，需要知道信号功率

由DPCM编码的原理可知，当预测误差 e_k 的范围限制在 $(+\sigma, -\sigma)$ 时，同时也限制了信号的变化速度。这就是说，在相邻抽样点之间，信号抽样值的增减不能超过此范围。一旦超过此范围，编码器将发生过载，即产生超过允许范围的误差。若抽样点间隔为 $T = 1 / f_s$ ，则将限制信号的斜率不能超过 σ / T 。

假设输入信号是一个正弦波：

$$m(t) = A \sin \omega_k t$$

式中， A – 振幅

ω_k – 角频率

它的变化速度决定于其斜率：

$$\frac{dm(t)}{dt} = A \omega_k \cos \omega_k t$$

第9章模拟信号的数字传输

上式给出最大斜率等于 $A\omega_k$ 。为了不发生过载，信号的最大斜率不应超过 σ/T ，即

$$A\omega_k \leq \frac{\sigma}{T} = \sigma f_s$$

所以最大允许信号振幅 A_{\max} 等于

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{\omega_k}$$

这时的信号功率为

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

将 σ 的值 $\sigma = (M-1)\Delta v / 2$ 代入上式，得到

$$S = \frac{\left(\frac{M-1}{2}\right)^2 (\Delta v)^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} = \frac{(M-1)^2 (\Delta v)^2 f_s^2}{32\pi^2 f_k^2}$$

最后，求出信号量噪比等于

$$\frac{S}{N_q} = \frac{3N(M-1)^2}{8\pi^2} \cdot \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}$$



第9章 模拟信号的数字传输

• 9.7 增量调制

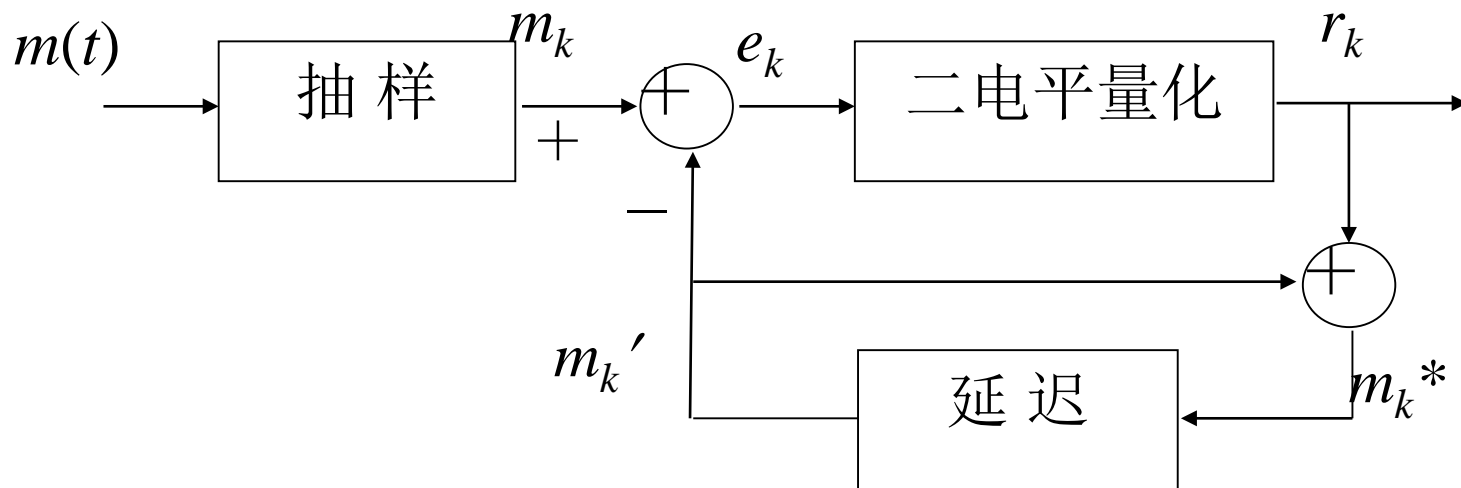
■ 9.7.1 增量调制原理

- ◆ 增量调制(ΔM)可以看成是一种最简单的DPCM。当DPCM系统中量化器的量化电平数取为2时，DPCM系统就成为增量调制系统。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 方框图

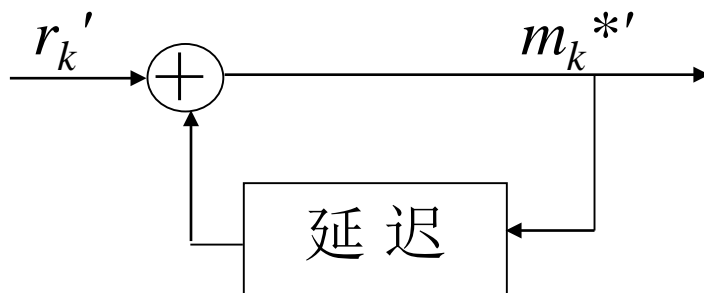
□ 编码器:



预测误差 $e_k = m_k - m_k'$ 被量化成两个电平 $+\sigma$ 和 $-\sigma$ 。 σ 值称为**量化台阶**。这就是说，量化器输出信号 r_k 只取两个值 $+\sigma$ 或 $-\sigma$ 。因此， r_k 可以用一个二进制符号表示。例如，用“1”表示“ $+\sigma$ ”，及用“0”表示“ $-\sigma$ ”。

第9章模拟信号的数字传输

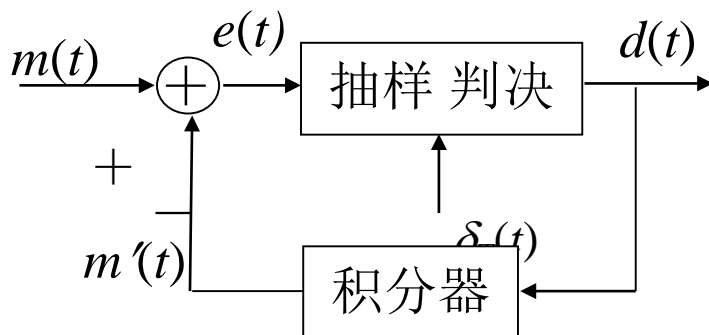
□ 译码器：



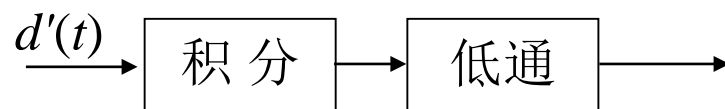
译码器由“延迟相加电路”组成，它和编码器中的相同。所以当无传输误码时， $m_k^{*'} = m_k^*$ 。

第9章模拟信号的数字传输

- 实用方案：在实用中，为了简单起见，通常用一个积分器来代替上述“延迟相加电路”，并将抽样器放到相加器后面，与量化器合并为抽样判决器。



(a) 编码器

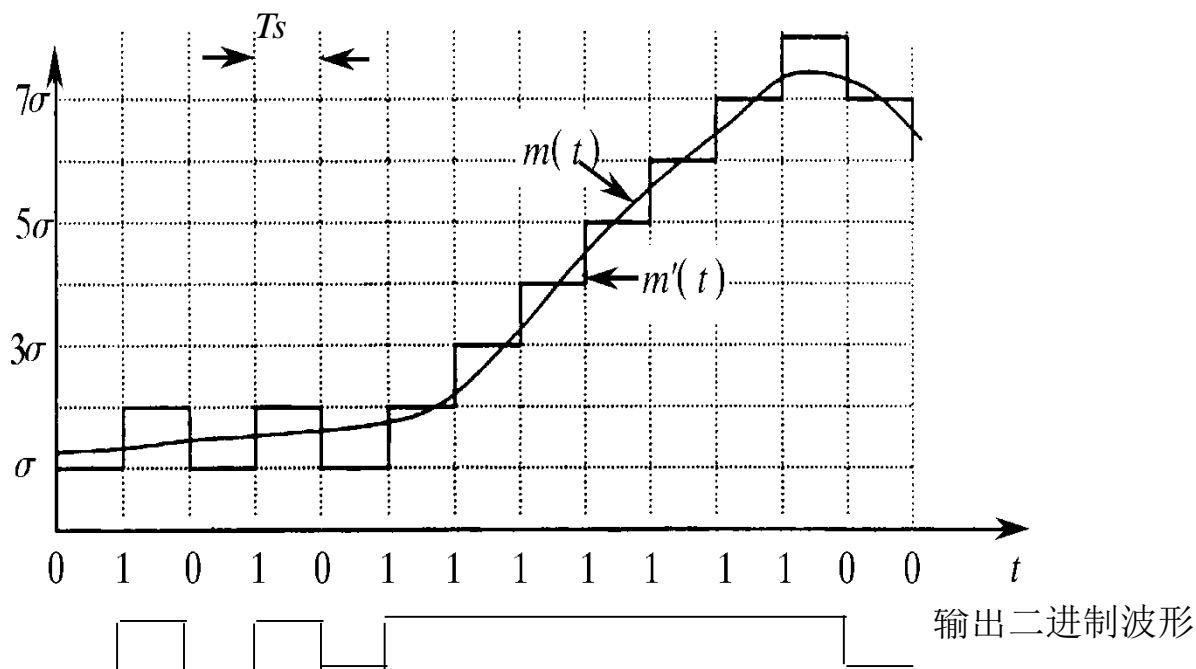


(b) 译码器

图中编码器输入信号为 $m(t)$ ，它与预测信号 $m'(t)$ 值相减，得到预测误差 $e(t)$ 。预测误差 $e(t)$ 被周期为 T_s 的抽样冲激序列 $\delta_T(t)$ 抽样。若抽样值为负值，则判决输出电压 $+\sigma$ （用“1”代表）；若抽样值为正值，则判决输出电压 $-\sigma$ （用“0”代表）。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 波形图



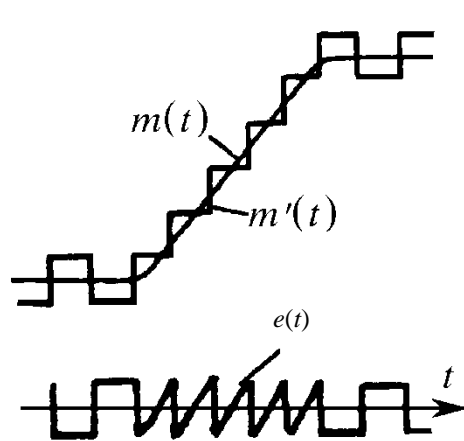
在解调器中，积分器只要每收到一个“1”码元就使其输出升高 σ ，每收到一个“0”码元就使其输出降低 σ ，这样就可以恢复出图中的阶梯形电压。这个阶梯电压通过低通滤波器平滑后，就得到十分接近编码器原输入的模拟信号。

第9章模拟信号的数字传输

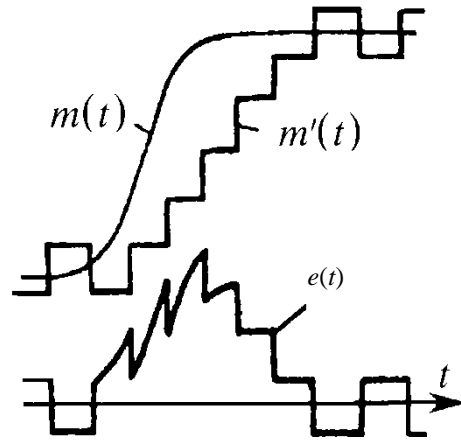
9.7.2 增量调制系统中的量化噪声

◆ 量化噪声产生的原因

- 由于编译码时用阶梯波形去近似表示模拟信号波形，由阶梯本身的电压突跳产生失真。这是增量调制的基本量化噪声，又称**一般量化噪声**。它伴随着信号永远存在，即只要有信号，就有这种噪声。
- 信号变化过快引起失真；这种失真称为**过载量化噪声**。它发生在输入信号斜率的绝对值过大时。



(a) 基本量化噪声



(b) 过载量化噪声

第9章模拟信号的数字传输

◆ 最大跟踪斜率

设抽样周期为 T_s ，抽样频率为 $f_s = 1 / T_s$ ，量化台阶为 σ ，则一个阶梯台阶的斜率 k 为： $k = \sigma / T = \sigma f_s$

它是译码器的最大跟踪斜率。当输入信号斜率超过这个最大值时，将发生过载量化噪声。为了避免发生过载量化噪声，必须使 σ 和 f_s 的乘积足够大，使信号的斜率不超过这个值。另一方面， σ 值直接和基本量化噪声的大小有关，若取 σ 值太大，势必增大基本量化噪声。所以，用增大 f_s 的办法增大乘积 σf_s ，才能保证基本量化噪声和过载量化噪声两者都不超过要求。

实际中增量调制采用的抽样频率 f_s 值比PCM和DPCM的抽样频率值都大很多；对于语音信号而言，增量调制采用的抽样频率在几十千赫到百余千赫。



第9章模拟信号的数字传输

◆ 起始编码电平

当增量调制编码器输入电压的峰-峰值为0或小于 σ 时，编码器的输出就成为“1”和“0”交替的二进制序列。因为译码器的输出端接有低通滤波器，故这时译码器的输出电压为0。只有当输入的峰值电压大于 $\sigma/2$ 时，输出序列才随信号的变化而变化。故称 $\sigma/2$ 为增量调制编码器的起始编码电平。

第9章模拟信号的数字传输

■ 9.7.3 增量调制系统中的量化噪声

◆ 基本量化噪声

假定系统不会产生过载量化噪声，只有基本量化噪声。这样，图中的阶梯波 $m'(t)$ 就是译码积分器输出波形，而 $m'(t)$ 和 $m(t)$ 之差就是低通滤波前的量化噪声 $e(t)$ 。由图可知， $e(t)$ 随时间在区间 $(-\sigma, +\sigma)$ 内变化。假设它在此区间内均匀分布，则 $e(t)$ 的概率分布密度 $f(e)$ 可以表示为：

故 $e(t)$ 的平均功率可以表示成： $f(e) = \frac{1}{2\sigma}$ ， $-\sigma \leq e \leq +\sigma$

$$E[e^2(t)] = \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 f(e) de = \frac{1}{2\sigma} \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 de = \frac{\sigma^2}{3}$$



第9章模拟信号的数字传输

假设这个功率的频谱均匀分布在从0到抽样频率 f_s 之间，即其功率谱密度 $P(f)$ 可以近似地表示为：

$$P(f) = \frac{\sigma^2}{3f_s}, \quad 0 < f < f_s$$

因此，此量化噪声通过截止频率为 f_m 的低通滤波器之后，其功率等于：

$$N_q = P(f)f_m = \frac{\sigma^2}{3} \left(\frac{f_m}{f_s} \right)$$

由上式可以看出，此基本量化噪声功率只和量化台阶 σ 与 (f_L / f_s) 有关，和输入信号大小无关。

第9章模拟信号的数字传输

◆ 信号量噪比

□ 信号功率：设输入信号为 $m(t) = A \sin \omega_k t$
式中， A - 振幅，

ω_k - 角频率，

则其斜率由下式决定：
$$\frac{dm(t)}{dt} = A \omega_k \cos \omega_k t$$

此斜率的最大值等于 $A \omega_k$ 。

为了保证不发生过载，要求信号的最大斜率不超过译码器的最大跟踪斜率。现在信号的最大斜率为 $A \omega_k$ ，所以要求

$$A \omega_k \leq \frac{\sigma}{T} = \sigma \cdot f_s$$

上式表明，保证不过载的临界振幅 A_{\max} 应该等于

$$A_{\max} = \frac{\sigma \cdot f_s}{\omega_k}$$

即临界振幅 A_{\max} 与量化台阶 σ 和抽样频率 f_s 成正比，与信号角频率 ω_k 成反比。这个条件限制了信号的最大功率。

第9章模拟信号的数字传输

$$A_{\max} = \frac{\sigma \cdot f_s}{\omega_k}$$

由上式不难导出这时的最大信号功率等于

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

式中 $f_k = \omega_k / 2\pi$

■ 最大信号量噪比

因此，最大信号量噪比等于

$$\frac{S_{\max}}{N_q} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} \left[\frac{3}{\sigma^2} \left(\frac{f_s}{f_m} \right) \right] = \frac{3}{8\pi^2} \left(\frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \right) \approx 0.04 \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}$$

上式表明，最大信号量噪比和抽样频率 f_s 的三次方成正比，
而和信号频率 f_k 的平方成反比。

第9章模拟信号的数字传输

- DPCM系统和增量调制系统的信号量噪比比较：

在DPCM系统中，若 $M = 2, N = 1$ ，则DPCM的信号量噪比

$$\frac{S}{N_q} = \frac{3N(M-1)^2}{8\pi^2} \cdot \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}$$

将和 ΔM 的信号量噪比

$$\frac{S_{\max}}{N_q} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} \left[\frac{3}{\sigma^2} \left(\frac{f_s}{f_m} \right) \right] = \frac{3}{8\pi^2} \left(\frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \right) \approx 0.04 \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}$$

相同。这时，每个抽样值仅用一位编码，DPCM系统变成增量调制系统。所以，增量调制系统可以看成是DPCM系统的一个最简单的特例。

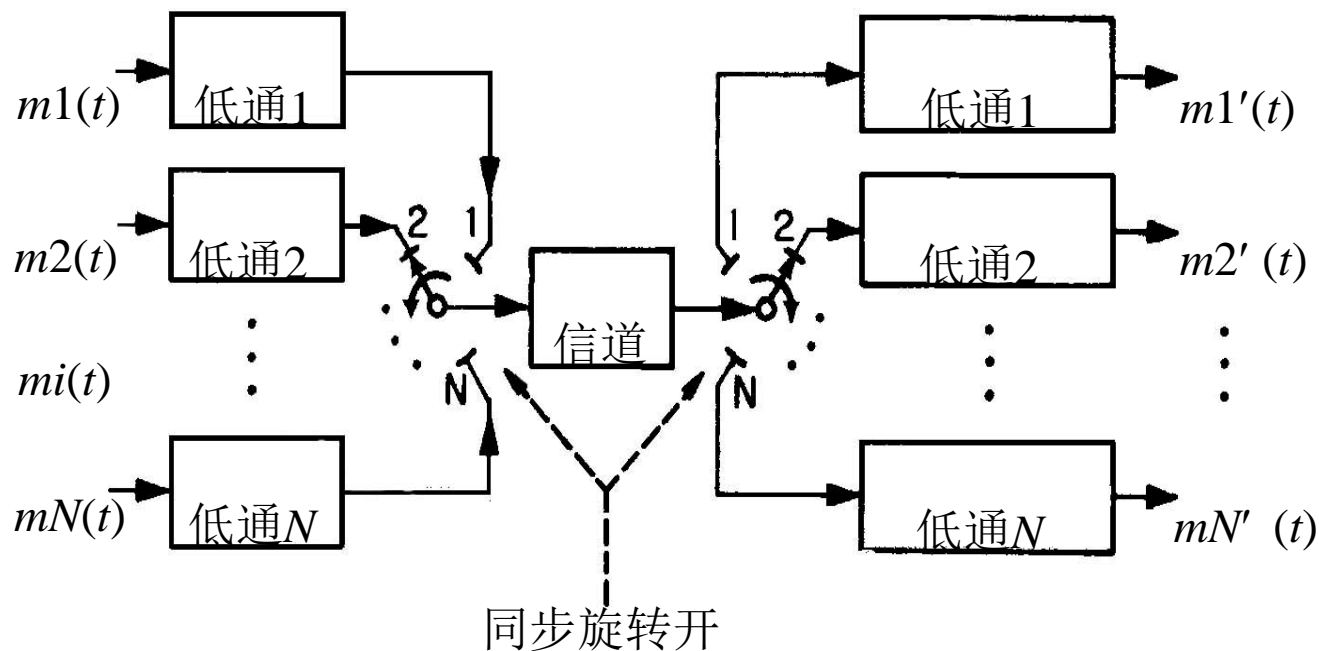
- 增量调制系统用于对语音编码时，要求的抽样频率达到几十kb/s以上，而且语音质量也不如PCM系统。为了提高增量调制的质量和降低编码速率，出现了一些改进方案，例如“增量总和(Δ - Σ)”调制、压扩式自适应增量调制等。

第9章模拟信号的数字传输

9.8 时分复用和复接

9.8.1 基本概念

◆ 时分多路复用原理



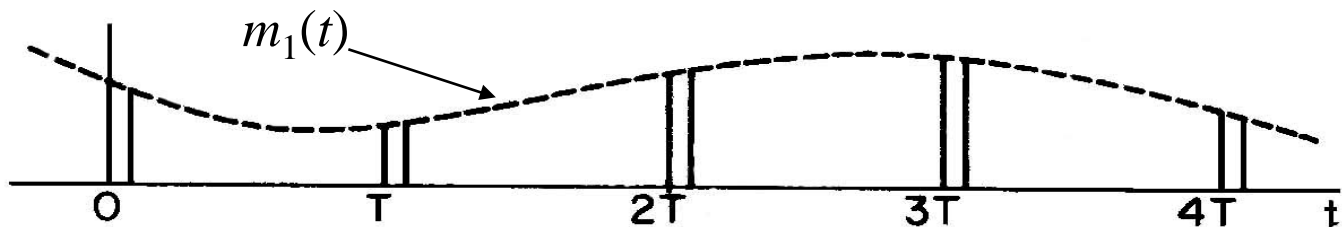
关



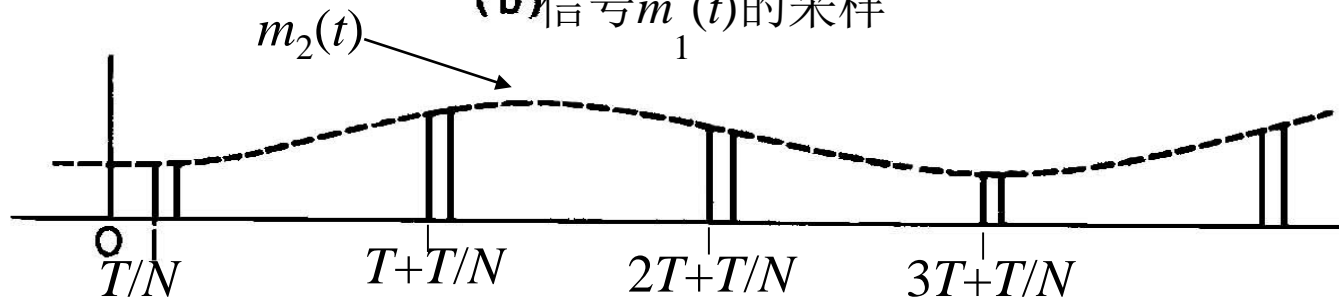
第9章模拟信号的数字传输

例如，若语音信号用8 kHz的速率抽样，则旋转开关应每秒旋转8000周。设旋转周期为 T_s 秒，共有 N 路信号，则每路信号在每周中占用 T_s/N 秒的时间。此旋转开关采集到的信号如下图所示。每路信号实际上是PAM调制的信号。

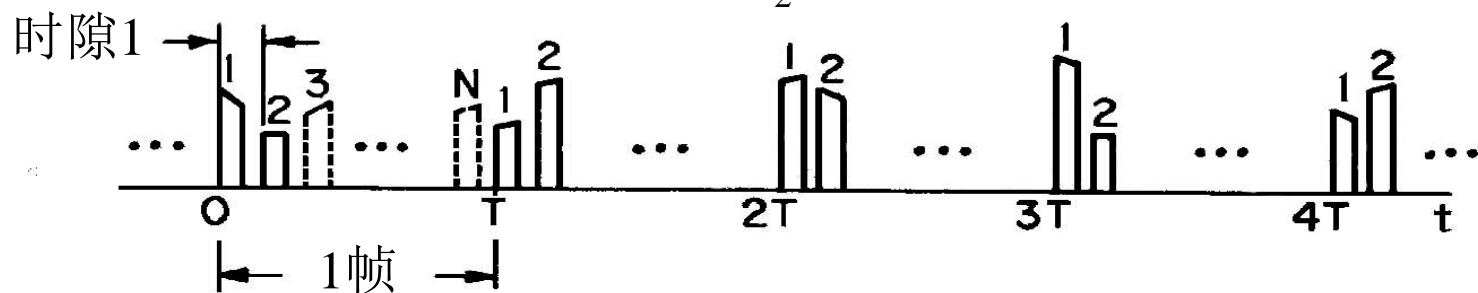
第9章模拟信号的数字传输



(b) 信号 $m_1(t)$ 的采样



(c) 信号 $m_2(t)$ 的采样



(d) 旋转开关采集到的信号



第9章模拟信号的数字传输

在接收端，若开关同步地旋转，则对应各路的低通滤波器输入端能得到相应路的PAM信号。

上述时分复用基本原理中的机械旋转开关，在实际电路中是用抽样脉冲取代的。因此，各路抽样脉冲的频率必须严格相同，而且相位也需要有确定的关系，使各路抽样脉冲保持等间隔的距离。在一个多路复用设备中使各路抽样脉冲严格保持这种关系并不难，因为可以由同一时钟提供各路抽样脉冲。时分复用的主要优点：便于实现数字通信、易于制造、适于采用集成电路实现、生产成本较低。

模拟脉冲调制目前几乎不再用于传输。抽样信号一般都在量化编码后以数字信号的形式传输。故上述仅是时分复用的基本原理。



第9章模拟信号的数字传输

◆ 复接和分接

- **复接**：将低次群合并成高次群的过程。

在通信网中往往有多次复用，由若干链路来的多路时分复用信号，再次复用，构成高次群。各链路信号来自不同地点，其时钟（频率和相位）之间存在误差。所以在低次群合成高次群时，需要将各路输入信号的时钟调整统一。

- **分接**：将高次群分解为低次群的过程称为分接。

- 目前大容量链路的复接几乎都是TDM信号的复接。

- 标准：关于复用和复接，ITU对于TDM多路电话通信系统，制定了两种**准同步数字体系(PDH)**和两种**同步数字体系(SDH)**标准的建议。



第9章模拟信号的数字传输

■ 9.8.2 准同步数字体系(PDH)

◆ ITU提出的两个建议:

- **E体系** - 我国大陆、欧洲及国际间连接采用
- **T体系** - 北美、日本和其他少数国家和地区采用,

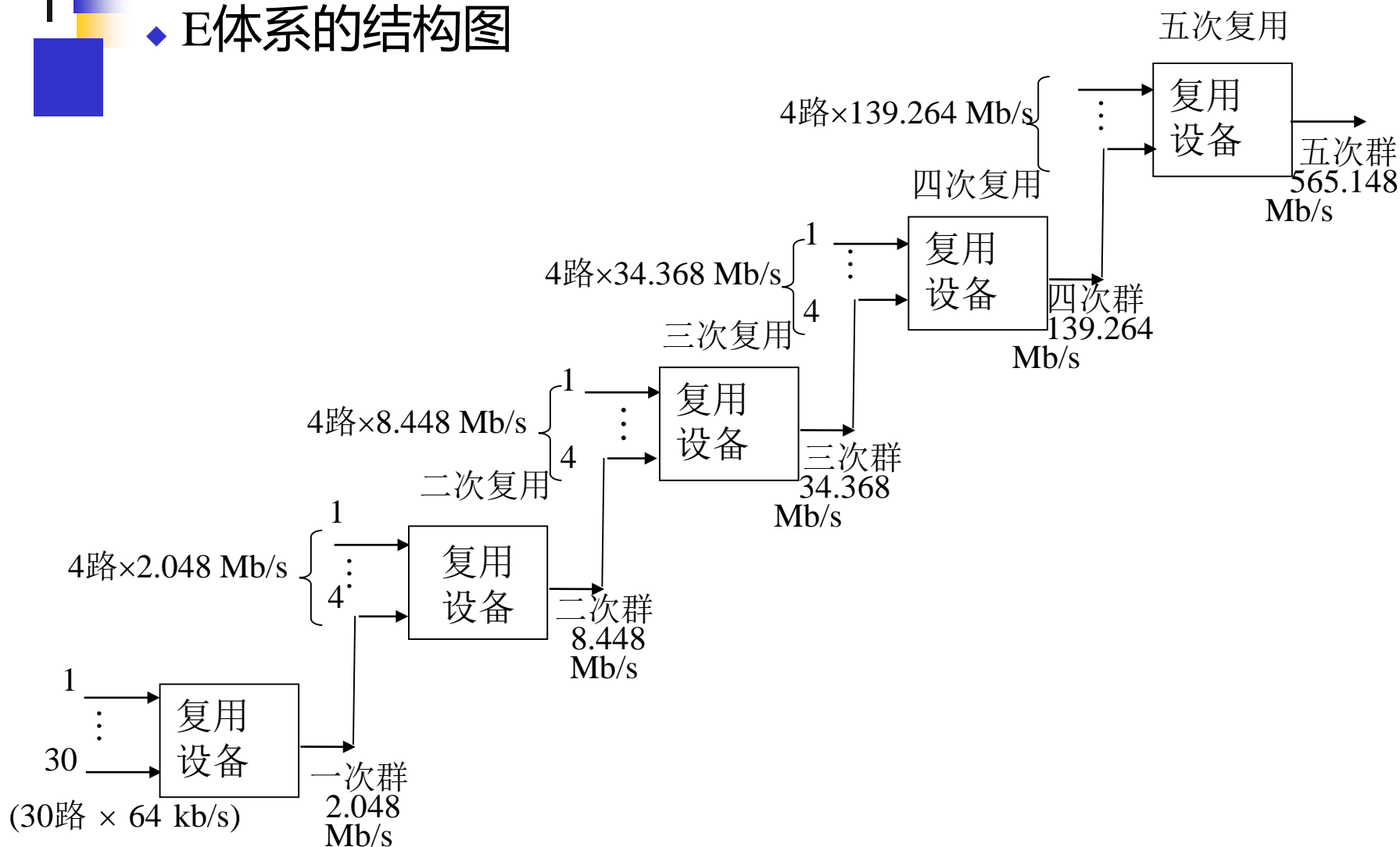


第9章模拟信号的数字传输

	层次	比特率 (Mb/s)	路数 (每路64kb/s)
E 体系	E - 1	2.048	30
	E - 2	8.448	120
	E - 3	34.368	480
	E - 4	139.264	1920
	E - 5	565.148	7680
T 体系	T - 1	1.544	24
	T - 2	6.312	96
	T - 3	32.064 (日本)	480
		44.736 (北美)	672
	T - 4	97.728 (日本)	1440
		274.176 (北美)	4032
	T - 5	397.200 (日本)	5760
		560.160 (北美)	8064

第9章模拟信号的数字传输

◆ E体系的结构图





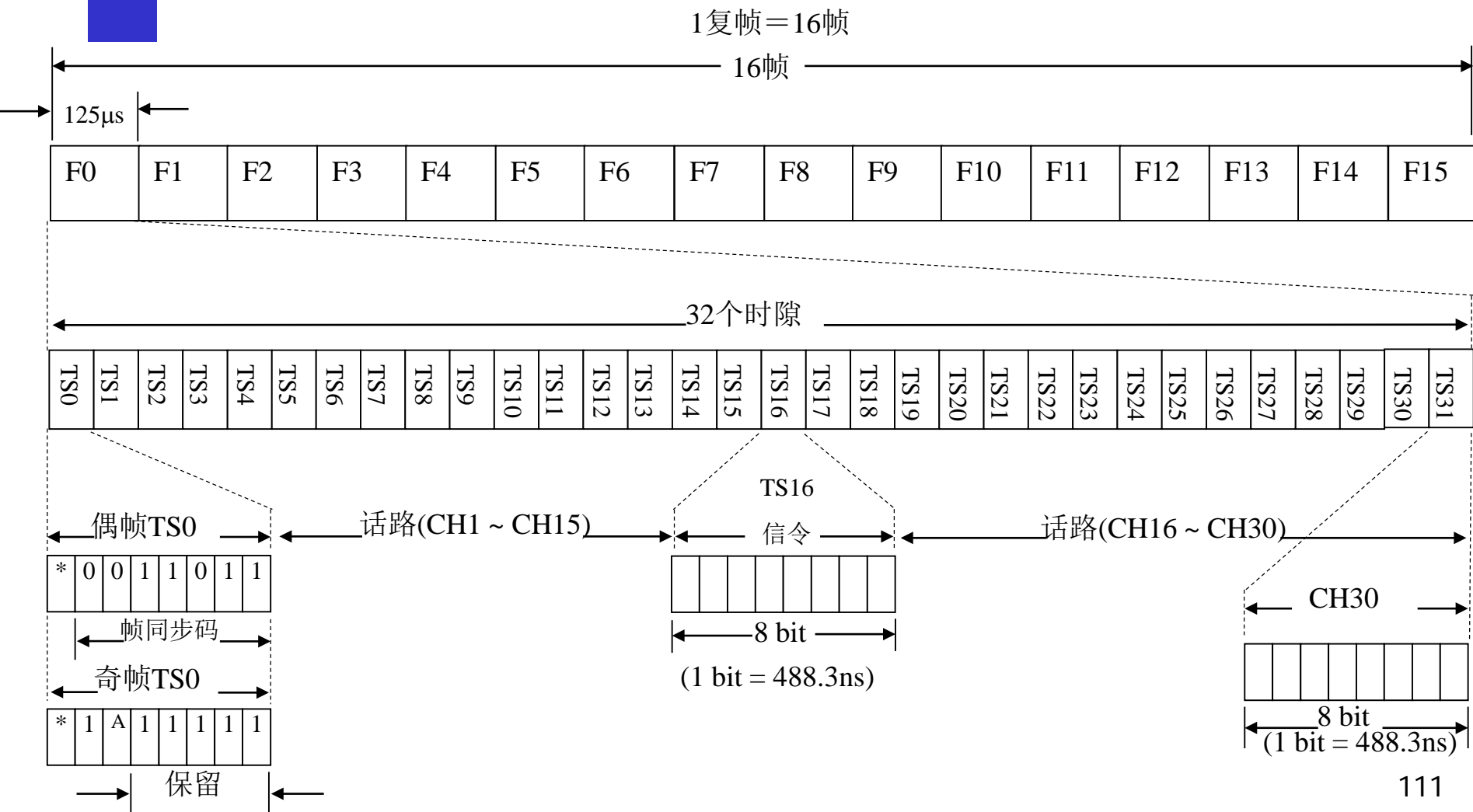
第9章模拟信号的数字传输

◆ E体系的速率:

- 基本层(E-1): 30路PCM数字电话信号, 每路PCM信号的比特率为64 kb/s。由于需要加入群同步码元和信令码元等额外开销(overhead), 所以实际占用32路PCM信号的比特率。故其输出总比特率为2.048 Mb/s, 此输出称为一次群信号。
- E-2层: 4个一次群信号进行二次复用, 得到二次群信号, 其比特率为8.448 Mb/s。
- E-3层: 按照同样的方法再次复用, 得到比特率为34.368 Mb/s的三次群信号
- E-4层: 比特率为139.264 Mb/s。
- 由此可见, 相邻层次群之间路数成4倍关系, 但是比特率之间不是严格的4倍关系。

第9章模拟信号的数字传输

◆ E体系的一次群结构



第9章模拟信号的数字传输

- 1帧：由于1路PCM电话信号的抽样频率为8000 Hz，抽样周期为125 μ s，即1帧的时间。
- 时隙(TS)：将1帧分为32个时隙，每个时隙容纳8比特。在32个时隙中，30个时隙传输30路语音信号，另外2个时隙可以传输信令和同步码。其中时隙TS0和TS16规定用于传输帧同步码和信令等信息；其他30个时隙，即TS1 ~ TS15和TS17 ~ TS31，用于传输30路语音抽样值的8比特码组。
- 时隙TS0的功能：在偶数帧和奇数帧不同。规定在偶数帧的时隙TS0发送一次帧同步码。帧同步码含7比特，为“0011011”，规定占用时隙TS0的后7位。时隙TS0的第1位“*”供国际通信用；若不是国际链路，则它也可以给国内通信用。TS0的奇数帧留作告警(alarm)等其他用途。在奇数帧中，TS0第1位“*”的用途和偶数帧的相同；第2位的“1”用以区别偶数帧的“0”，辅助表明其后不是帧同步码；第3位“A”用于远端告警，“A”在正常状态时为“0”，在告警状态时为“1”；第4 ~ 8位保留作维护、性能监测等其他用途，在没有其他用途时，在跨国链路上应该全为“1”。



第9章模拟信号的数字传输

- 时隙TS16的功能：可以用于传输信令，但是当无需用于传输信令时，它也可以像其他30路一样用于传输语音。信令是电话网中传输的各种控制和业务信息，例如电话机上由键盘发出的电话号码信息等。在电话网中传输信令的方法有两种。一种称为共路信令(CCS)，另一种称为随路信令(CAS)。共路信令是将各路信令通过一个独立的信令网络集中传输；随路信令则是将各路信令放在传输各路信息的信道中和各路信息一起传输。
- 在此建议中为随路信令作了具体规定。采用随路信令时，需将16个帧组成一个复帧，时隙TS16依次分配给各路使用。如图中第一行所示。

第9章模拟信号的数字传输

- 在一个复帧中按照下表共用此信令时隙。在F0帧中，前4个比特“0000”是复帧同步码组，后4个比特中“x”为备用，无用时它全置为“1”，“y”用于向远端指示告警，在正常工作状态它为“0”，在告警状态它为“1”。在其他帧（F1至F15）中，此时隙的8个比特用于传送2路信令，每路4比特。由于复帧的速率是500帧/秒，所以每路的信令传送速率为2 kb/s。

帧	比特							
	1	2	3	4	5	6	7	8
F0	0	0	0	0	x	y	x	X
F1	CH1				CH16			
F2	CH2				CH17			
F3	CH3				CH18			
...			
...			
F15	CH15				CH30			



第9章模拟信号的数字传输

■ 9.8.3 同步数字体系(SDH)

◆ SDH基本概念

- SDH是针对更高速率的传输系统制定出的全球统一的标准。
- 整个网络中各设备的时钟来自同一个极精确的时间标准（例如铯原子钟），没有准同步系统中各设备定时存在误差的问题。
- 在SDH中，信息是以“**同步传送模块(STM)**”的信息结构传送的。一个同步传送模块主要由信息有效负荷和**段开销(SOH)**组成块状帧结构，其重复周期为 $125\mu\text{s}$ 。按照模块的大小和传输速率不同，SDH分为若干等级。

第9章模拟信号的数字传输

◆ SDH的速率等级

等级	比特率(Mb/s)
STM-1	155.52
STM-4	622.08
STM-16	2488.32
STM-64	9953.28

- 目前SDH制定了4级标准，其容量（路数）每级翻为4倍，而且速率也是4倍的关系，在各级间没有额外开销。
- STM-1：是基本模块，包含一个**管理单元群(AUG)**和**段开销(SOH)**。
- STM-N：包含N个AUG和相应的SOH。



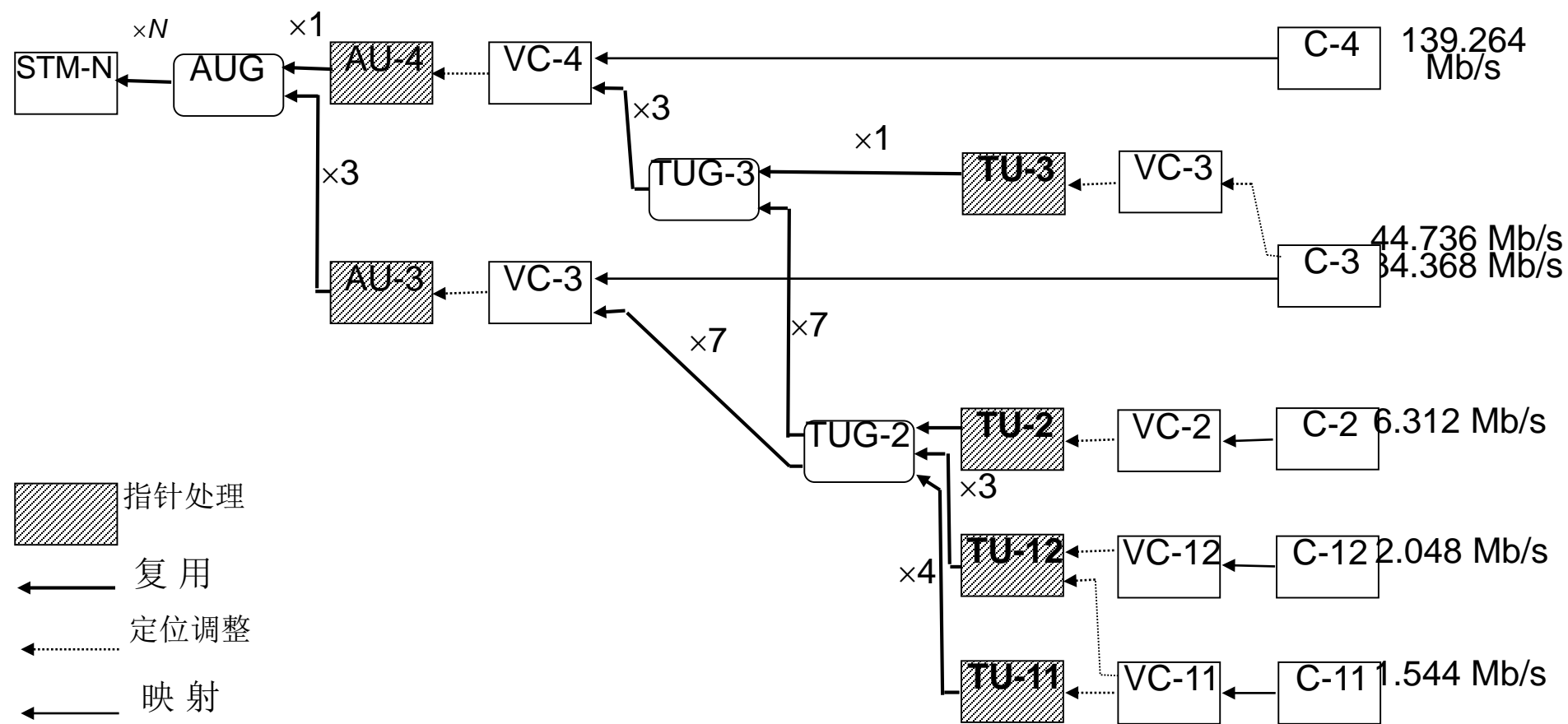
第9章模拟信号的数字传输

◆ PDH体系和SDH体系之间的关系

- 通常将若干路PDH接入STM-1内，即在155.52Mb/s处接口。这时，PDH信号的速率都必须低于155.52Mb/s，并将速率调整到155.52上。
- 例如，可以将63路E-1，或3路E-3，或1路E-4，接入STM-1中。对于T体系也可以作类似的处理。这样，在SDH体系中，各地区的PDH体制就得到了统一。

第9章模拟信号的数字传输

◆ PDH和SDH连接关系图





第9章模拟信号的数字传输

- ◆ **容器**：是一种信息结构。PDH体系的输入信号首先进入容器 $C-n$, ($n = 1 \sim 4$)。这里，它为后接的虚容器(VC- n)组成与网络同步的信息有效负荷。
- ◆ **映射**：在SDH网的边界处，使支路信号与虚容器相匹配的过程。在图中用细箭头指出。
- ◆ 在ITU的建议中只规定有几种速率不同的标准容器和虚容器。每一种虚容器都对应一种容器。
- ◆ **虚容器**：也是一种信息结构。它由信息有效负荷和路径开销信息组成帧，每帧长 $125\mu\text{s}$ 或 $500\mu\text{s}$ 。
- ◆ 虚容器有两种：低阶虚容器VC- n ($n=1, 2, 3$)；高阶虚容器VC- n ($n=3, 4$)。低阶虚容器包括一个容器 $C-n$ ($n = 1, 2, 3$)和低阶虚容器的路径开销。高阶虚容器包括一个容器 $C-n$ ($n = 3, 4$)或者几个支路单元群 (TUG-2或TUG-3)，以及虚容器路径开销。虚容器的输出可以进入支路单元TU- n 。



第9章模拟信号的数字传输

- ◆ **支路单元** $TU-n$ ($n=1, 2, 3$): 也是一种信息结构, 它的功能是为低阶路径层和高阶路径层之间进行适配。它由一信息有效负荷 (低阶虚容器 $VC-n$) 和一个支路单元指针组成。支路单元指针指明有效负荷帧起点相对于高阶虚容器帧起点的偏移量。
- ◆ **支路单元群** (TUG): 由一个或几个支路单元组成。后者在高阶 $VC-n$ 有效负荷中占据不变的规定的位置。TUG可以混合不同容量的支路单元以增强传送网络的灵活性。例如, 一个TUG-2可以由相同的几个TU-1或一个TU-2组成; 一个TUG-3可以由相同的几个TUG-2或一个TU-3组成。



第9章模拟信号的数字传输

- ◆ **管理单元**AU- n ($n=3, 4$): 也是一种信息结构。它为高阶路径层和复用段层之间提供适配。管理单元由一个信息有效负荷（高阶虚容器）和一个管理单元指针组成。此指针指明有效负荷帧的起点相对于复用段帧起点的偏移量。
- ◆ 管理单元有两种：AU-3和AU-4。AU-4由一个VC-4和一个管理单元指针组成，此指针指明VC-4相对于STM- N 帧的相位定位调整量。AU-3由一个VC-3和一个管理单元指针组成，此指针指明VC-3相对于STM- N 帧的相位定位调整量。在每种情况中，管理单元指针的位置相对于STM- N 帧总是固定的。
- ◆ **管理单元群**(AUG): 由一个或多个管理单元组成。它在一个STM有效负荷中占据固定的规定位置。一个AUG由几个相同的AU-3或一个AU-4组成。

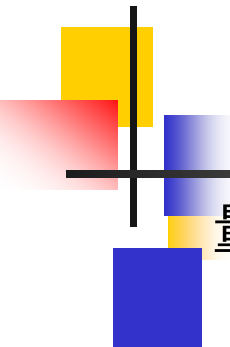
第9章模拟信号的数字传输

● 9.9 小结

本章讨论了模拟信号数字化的原理和基本方法.模拟信号数字化的目的是使模拟信号能够在数字通信系统中传输,特别是能够和其他数字信号一起在宽带综合业务数字通信网中同时传输。模拟信号数字化需要经过三个步骤,即抽样,量化和编码。

抽样的理论基础是抽样定理。抽样定理指出, 对于一个频带限制 $0 \leq f < f_H$ 内的低通模拟信号抽样时, 若最低抽样速率不小于奈奎斯特速率 $2 f_H$, 则能够无失真地恢复原模拟信号。对于一个带宽为 B 的带通信号而言, 抽样频率应不小于 $[2B+2(f_H-nB)/n]$;但是, 需要注意, 这并不是说任何大于 $[2B+2(f_H-nB)/n]$ 的抽样频率都可以从抽样信号无失真地恢复原模拟信号。已抽样的信号仍然是模拟信号, 但是时间上是离散的。离散的模拟信号可以变换成不同的模拟脉冲调制信号, 包括PAM, PDM和PPM。

抽样信号的量化有两种方法, 一种是均匀量化, 另一种是非均匀量化。抽样信号量化后的量化误差又称为量化噪声。电话信号的非均匀量化可以有效地改善其信号量噪声。ITU对电话信号制定了具有对数特性的非均匀量化标准建议, 即A律和 μ 率, 欧洲和我国大陆采用A律, 北美, 日本和其他一些国家和地区采用 μ 律。13折线法和15折线法的特性近似A律和 μ 律的特性。为了便于采用数字电路实现量化, 通常采用13折线法和15折线法代替A律和 μ 律。



量化后的信号变成了数字信号。但是，为了适宜传输和存储，通常用编码的方法将其变成二进制信号的形式。电话信号最常用的编码是PCM，DPCM，和M。

模拟信号数字化后，变成了在时间上离散的脉冲信号。这时为时分复用（TDM）提供了基本条件。由于时分复用的诸多优点，使其成为目前取代频分复用的主流复用技术。ITU为时分复用数字电话通信制定了PDH和SDH两套标准建议。PDH体系主要适用于较低的传输速率，它又分为E和T两种体系，我国采用前者作为标准。SDH系统适用于155Mb/s以上的数字电话通信系统，特别是光纤通信系统中。SDH系统的输入端可以和PDH及SDH体系的信号连接，构成速率更高的系统。所以在155Mb/s以上的速率采用SDH体系就解决了国家和地区之间的标准统一问题，并减小PDH体系的额外开销。



习题

9-1 已知一低通信号 $m(t)$ 的频谱 $M(f)$ 为 $M(f)=1-|f|/200$
 $|f|<200\text{Hz}$ $M(f)=0$ 其他

(1) 假设以 $f_s=300\text{Hz}$ 速率对 $m(t)$ 进行理想抽样, 试画出已抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱草图;

(2) 若用 $f_s=400\text{Hz}$ 的速率抽样, 重作上题。

9-7 设信号 $m(t)=9+A\cos\omega t$, 其中 $A\leq 10\text{V}$ 。若 $m(t)$ 被均匀量化为40个电平, 试确定所需的二进制码组的位数 N 和量化间隔 V 。

9-9 采用13折线A律编码, 设最小量间隔为1个单位, 已知抽样脉冲值为+635单位:

(1) 试求此时编码器输出码组, 并计算量化误差;

(2) 写出对应于7位码(不包括极性码)的均匀量化11位码(采用自然二进制码)。

9-11 采用13折线A律编码, 设最小的量化间隔为1个量化单位, 已知抽样脉冲值为-95量化单位:



(1) 试求此时编码器输出码组，并计算量化误差；

(2) 试写出对应于该7位码（不包括极性码）的均匀量化11位码。

9-12对信号 $m(t)=M\sin 2\pi f_0 t$ 进行简单增量调制，若台阶和抽样频率选择得既保证不过载，又保证不致因信号振幅太小而使增量调制器不能正常编码，试证明此时要求 $f_s > 2f_0$ 。

9-14一单路话音信号的最高频率为4kHz，抽样频率为8 kHz，以PCM方式传输。设传输信号的波形为矩形脉冲，起带宽为 B ，且占空比为1：

(1) 若抽样后信号按8级量化，试求PCM基带信号第一零点频宽；

(2) 若抽样后信号按128级量化，则PCM二进制基带信号第一零点频宽又为多少？

9-15若12路话音信号（每路信号的最高频率均为4kHz）进行抽样和十分复用，将所得的脉冲用PCM系统传输，重作上题。

