

5.1 引言

数字通信由于自身固有的各种优点已得到广泛的应用。但常见的通信业务如电话、传真、电视等,这些信源输出的都是模拟信号。因此,如何实现从模拟信源到数字信源的转换是实现通信系统全数字化的一个重要环节。

在通信系统的发送端把模拟信号转换成数字信号是波形编码,简称“模/数转换(Analog to Digital Conversion, A/D)”,它包括三个基本步骤:抽样、量化和编码。最终变换为二元数字序列。在接收端为了恢复原来的模拟信号则应包括一个“数/模转换(Digital to Analog Conversion, D/A)”装置。

采用抽样、量化、编码等方法使模拟信号不但在时间上离散化,而且在幅度上用有限个数字量来表示,这便是模拟信号数字化。最常用的模拟信号数字化方法是脉冲编码调制(Pulse Code Modulation, PCM)。PCM 的系统原理框图如图 5.1.1 所示。图中,输入模拟信号 $m(t)$ 通过抽样后成为时间上离散、幅度上连续的模拟信号,称为脉冲振幅调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)信号。PAM 信号经过量化后输出的是时间上和幅度上都离散的数字信号。编码是将量化输出的数字信号按一定的规则用二进制数字序列表示。接收端译码器进行与编码相反的变换,低通滤波器输出的是恢复的模拟信号。

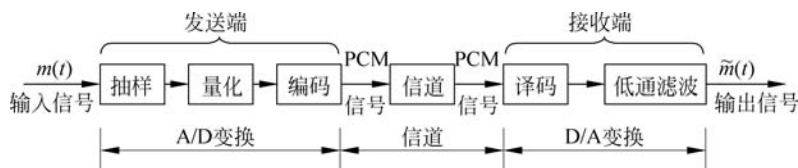


图 5.1.1 PCM 系统原理框图

本章在介绍抽样定理的基础上,以最常见的电话业务中的模拟语音信号为例,讨论了模拟信号数字化的基本原理和方法,即脉冲编码调制(PCM)、增量调制(Delta Modulation, ΔM)和差分脉码调制(Differential Pulse Code Modulation, DPCM)。然后介绍了时分复用的概念和多路数字电话系统。

5.2 抽样定理

将时间上连续的模拟信号处理成时间上离散的信号,这一过程称之为抽样或采样、取样。如何使抽样值能完全表示原信号的全部信息,也就是由离散的抽样序列能不失真地恢复出原模拟信号则可由抽样定理来确定。因此,抽样定理是模拟信号数字化的理论基础,也就是说,抽样定理为模拟信号与数字序列之间的可转换性奠定了理论基础。这对数字通信来说是十分重要的。

抽样定理告诉我们:如果对某一带宽有限的时间连续的模拟信号进行抽样,且抽样速率达到一定数值时,由这些抽样值就能准确地确定原信号。这意味着:如果要传输时间连续的模拟信号,不一定要传输模拟信号本身,只要传输按抽样定理得到的抽样值,在接收端就能恢复出该模拟信号。抽样定理将连续信号和相应的时间离散信号本质地联系了起来。

那么,究竟以怎样的抽样频率进行抽样才能在接收端恢复原信号呢?下面分别就低通型信号和带通型信号来讨论这个问题。

5.2.1 低通型信号抽样定理

一个频带限制在 $(0, f_H)$ 内的低通型模拟信号 $m(t)$,它完全由以速率 $f_s \geq 2f_H$ 对其等间隔抽样的抽样值所确定。这就是说 $m(t)$ 中所含的全部信息都包含在抽样值中而没有丢失,因此, $m(t)$ 完全可以用抽样值代替。这就是奈奎斯特抽样定理或低通型波形信号的均匀抽样定理。由该定理我们可以知道,无失真地恢复原信号的最低抽样速率是 $f_s = 2f_H$,称为奈奎斯特速率。相应的最大抽样时间间隔 $T_s = \frac{1}{2f_H}$ 称为奈奎斯特间隔。事实上,若 $f_s < 2f_H$ 恢复原信号时就会产生混叠失真。下面我们从频域和时域上来证明抽样定理。

假设频带限于 $(0, f_H)$ 内的被抽样模拟信号 $m(t)$ 的傅里叶变换为 $M(\omega)$,抽样脉冲是周期性单位冲激序列 $\delta_T(t)$,即

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (5.2.1)$$

式中, T_s 为抽样脉冲的周期。 $\delta_T(t)$ 的傅里叶变换为

$$\delta_T(t) \Leftrightarrow \delta_T(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \quad (5.2.2)$$

式中, $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ 为抽样频率。根据图 5.2.1 所示的抽样模型,我们可以得到抽样后输出信号

$$m_s(t) = m(t) \cdot \delta_T(t) \quad (5.2.3)$$

由傅里叶变换的卷积定理, $m_s(t)$ 的傅里叶变换 $M_s(\omega)$ 可写成

$$\begin{aligned} M_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * \delta_T(\omega)] = \frac{1}{T_s} [M(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega_s)] \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(\omega - n\omega_s) \end{aligned} \quad (5.2.4)$$

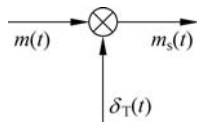


图 5.2.1 抽样模型

上式表明 $M_s(\omega)$ 是由无穷多个间隔为 ω_s 的 $M(\omega)$ 相叠加而成, 也就是 $M_s(\omega)$ 的频谱是由 $M(\omega)$ 频谱的周期性重复构成, 重复周期是抽样频率 ω_s 。如果 $\omega_s \geq 2\omega_H$, 即 $T_s \leq \frac{1}{2f_H}$, $M(\omega)$ 就周期性地重复而不重叠构成 $M_s(\omega)$, 因而从频域上看, 可由 $M_s(\omega)$ 通过采用理想低通滤波器来恢复 $M(\omega)$; 如果 $\omega_s < 2\omega_H$, $M_s(\omega)$ 是 $M(\omega)$ 的周期性重复但存在重叠或称混叠, 则不能由 $M_s(\omega)$ 恢复 $M(\omega)$ 。图 5.2.2 示出了抽样过程中信号的时间波形和频谱。由图 5.2.2(f) 看到, 当满足抽样定理时原信号完全可由抽样信号通过低通滤波器取出, 也就是抽样值包含了原信号的全部信息。

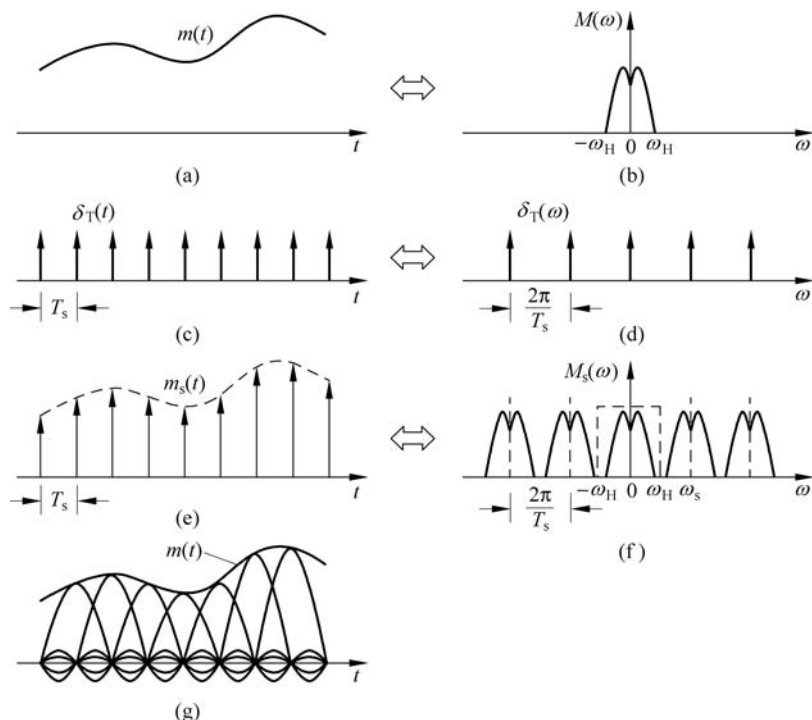


图 5.2.2 抽样过程中信号的时间波形和频谱

上面我们从频域上证明了抽样定理的正确性, 即从频域上说明了抽样信号频谱与原信号频谱的关系。下面从时域上来分析抽样信号 $m_s(t)$ 与原信号 $m(t)$ 的关系, 也就是 $m(t)$ 如何由 $m_s(t)$ 来恢复。我们以最低抽样速率对信号 $m(t)$ 抽样, 即取 $f_s = 2f_H$, 把它代入式(5.2.4), 得到

$$M_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(\omega - 2n\omega_H) \quad (5.2.5)$$

为了得到 $M(\omega)$, 将 $M_s(\omega)$ 通过如下的理想低通滤波器

$$H(\omega) = \begin{cases} T_s & (|\omega| \leq \omega_H) \\ 0 & (|\omega| > \omega_H) \end{cases} \quad (5.2.6)$$

其冲激响应为

$$H(\omega) \Leftrightarrow h(t) = \text{Sa}(\omega_H t) \quad (5.2.7)$$

当式(5.2.5)表示的抽样信号通过式(5.2.6)的理想低通时, 只有 $n=0$ 这一项可以通过, 其

余项都被低通滤波器滤除,因此有

$$M_s(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{T_s} M(\omega) \cdot H(\omega) = M(\omega) \quad (5.2.8)$$

由卷积定理可求得 $M(\omega)$ 的时域表达式为

$$m(t) = m_s(t) * h(t) = m_s(t) * \text{Sa}(\omega_H t) \quad (5.2.9)$$

因为

$$\begin{aligned} m_s(t) &= m(t) \cdot \delta_T(t) = m(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \delta(t - nT_s) \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

式中, m_n 是 $m(t)$ 的第 n 个抽样值。将式(5.2.10)代入式(5.2.9)中,因此有

$$\begin{aligned} m(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \delta(t - nT_s) * \text{Sa}(\omega_H t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \text{Sa}[\omega_H(t - nT_s)] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m_n \text{Sa}(\omega_H t - n\pi) \end{aligned} \quad (5.2.11)$$

式(5.2.11)表明:将每个抽样值 m_n 与相对应的抽样函数相乘,并将所得的全部波形相加,即得到原信号 $m(t)$,如图 5.2.2(g)所示。这也说明了原信号完全可由抽样值来恢复。

5.2.2 带通型信号抽样定理

上面我们讨论了低通型连续信号的抽样频率应该不低于 $2f_H$ 。那么对于带宽比最低频率分量小的带通型信号来说,是否还需要至少以信号最高频率两倍的抽样速率对其抽样呢?下面将对这个问题进行讨论。

如果一个信号的最高频率为 f_H ,最低频率是 f_L ,带宽为 $B = f_H - f_L$,通常将 $f_L < B$ 的信号定义为低通型信号,而将 $f_L \geq B$ 的信号称为带通型信号。带通型信号 $m(t)$ 的频谱 $M(\omega)$ 如图 5.2.3(a)所示,将 f_H 表示成

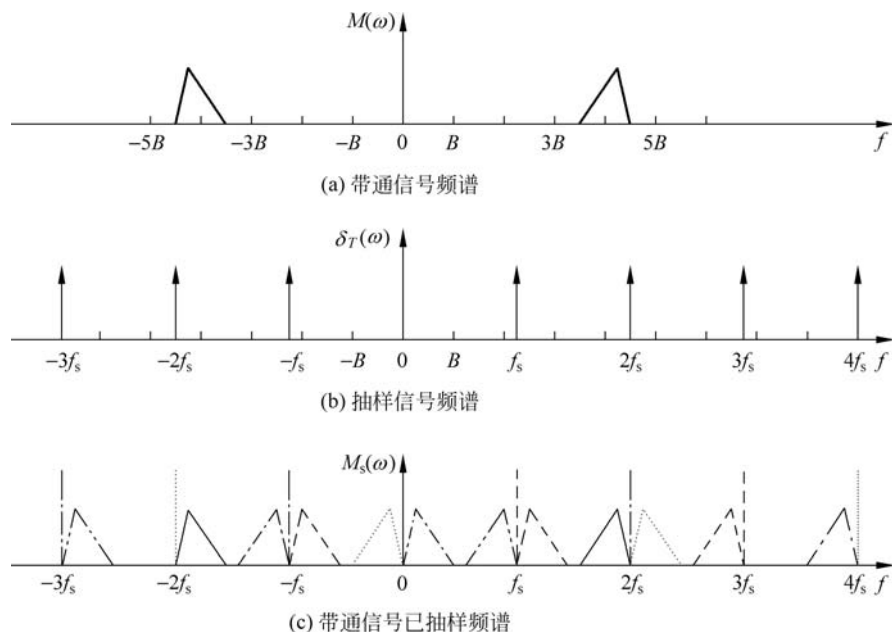
$$f_H = nB + kB \quad (0 < k < 1) \quad (5.2.12)$$

式中, n 为不超过比值 $\frac{f_H}{B}$ 的最大整数。带通抽样定理告诉我们,抽样后不发生波形混叠失真的抽样频率应满足下列关系式:

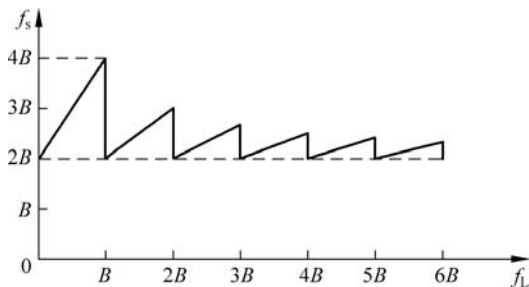
$$f_s \geq 2B \left(1 + \frac{k}{n} \right) \quad (5.2.13)$$

图 5.2.3 示出了当 $f_H = 4B + 0.5B$, $f_s = 2B \left(1 + \frac{0.5}{4} \right) = 2.25B$ 时的已抽样信号频谱波形。

从图中可看到频谱波形不发生混叠且波形中间有 $0.25B$ 的空隙, $M(\omega)$ 的频谱成分包含其中,因此用带通滤波器完全可以准确地恢复 $m(t)$ 。一个特别的情况是当 $k=0$,也就是信号最高频率是信号带宽的整数倍,即 $f_H = nB$ 时,这时所需的采样频率最低,最小等于 $2B$,即最低采样频率是信号带宽的 2 倍,并与信号的最高频率取值无关。这时图 5.2.3(c) 的抽样信号频谱波形之间将没有空隙。

图 5.2.3 $f_H = 4.5B$ 时带通信号的抽样频谱

根据式(5.2.13)画出的曲线如图 5.2.4 所示。图中示出了最低取样频率与带通信号所含最低频率的关系。可以看到,不论信号所处的频段位置如何,恢复信号所需的最低取样频率总是在 $2B$ 与 $4B$ 之间。而且,随着 n 的增加,采样频率 f_s 趋向于 $2B$ 。在实际中得到广泛应用的高频窄带信号一般都满足 $f_H \gg B$,也就是 n 的值都比较大,所以其抽样频率常用 $2B$ 来近似。

图 5.2.4 带通抽样频率的 f_s 与 f_L 的关系

最后需要指出的是抽样定理也适用于频带受限的广义平稳随机信号。

5.2.3 自然抽样与平顶抽样

在前面讨论抽样定理时,采用的抽样脉冲序列是周期性理想单位冲激序列 $\delta_T(t)$,这样的抽样称为理想抽样。理想冲激序列在实际中不能实现。因此,实际抽样电路中采用的抽样脉冲总是具有一定的持续时间,也就是具有一定的脉冲宽度,这样的抽样称为实际抽样。根据抽样脉冲脉宽持续时间内的幅度是否随被抽样信号而变化,实际抽样又可以分为自然抽样和平顶抽样。由实际抽样得到的已抽样信号也称为脉冲振幅调制(PAM)信号。

1. 自然抽样

在抽样脉冲持续期间,抽样脉冲幅度随被抽样信号而变化的抽样称自然抽样,又称曲顶抽样。设抽样脉冲序列 $s(t)$ 是幅度为 A ,脉宽为 τ ,周期为 T_s 的周期矩形脉冲序列,其傅里叶级数可表示为

$$s(t) = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_s\tau}{2}\right) \cdot e^{jn\omega_s t} \quad (5.2.14)$$

式中, $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ 。由上式得到 $s(t)$ 的傅里叶变换为

$$S(\omega) = \frac{2\pi A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_s\tau}{2}\right) \cdot \delta(\omega - n\omega_s) \quad (5.2.15)$$

被抽样基带信号 $m(t)$ 的傅里叶变换为 $M(\omega)$,信号的最高频率为 ω_H ,则自然抽样后得到的信号为

$$m_s(t) = m(t) \cdot s(t) \quad (5.2.16)$$

根据卷积定理,式(5.2.16)的频谱表达式为

$$\begin{aligned} M_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] \\ &= \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\omega_s\tau}{2}\right) \cdot M(\omega - n\omega_s) \end{aligned} \quad (5.2.17)$$

将式(5.2.17)与式(5.2.4)比较,可看到自然抽样与理想抽样信号的频谱分量形状相似,仅有幅度大小的差异且前者每一个 $M(\omega - n\omega_s)$ 频谱幅度随 n 增大按 $\text{Sa}(x)$ 函数逐渐衰减。据此,自然抽样也能用低通滤波器从 $M_s(\omega)$ 中取出 $M(\omega)$,因此两者的抽样和恢复过程是一样的。

2. 平顶抽样

抽样值的幅度是抽样时刻信号的瞬时值,而且在抽样脉冲持续期间样值幅度保持不变,这样的抽样称为平顶抽样,又称瞬时抽样。由于每个抽样脉冲顶部不随信号变化,在实际应用中可采用抽样保持电路来实现。为方便分析,可以把平顶抽样看成是理想抽样后再经过一个冲激响应是矩形的网络形成的,如图 5.2.5(a)所示。图中的乘法器完成理想抽样,其输出信号的频谱 $M_s(\omega)$ 如式(5.2.4),脉冲形成电路的冲激响应 $h(t)$ 和频率特性 $H(\omega)$ 分别为

$$h(t) = \begin{cases} A & (|t| \leq \frac{\tau}{2}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.2.18)$$

$$H(\omega) = A\tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \quad (5.2.19)$$

那么,平顶抽样电路输出信号的频谱为

$$\begin{aligned} M_H(\omega) &= M_s(\omega) \cdot H(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} M(\omega - n\omega_s) \cdot H(\omega) \\ &= \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \cdot M(\omega - n\omega_s) \end{aligned} \quad (5.2.20)$$

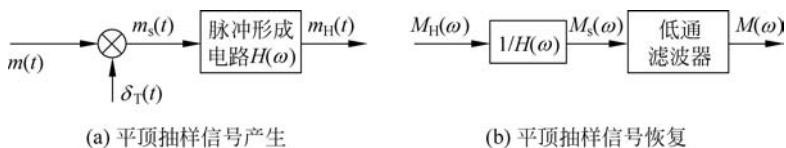


图 5.2.5 平顶信号产生和恢复原理框图

式中, 频谱幅度加权项 $\text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$ 是频率的函数, 它使原信号频谱 $M(\omega - n\omega_s)$ 的频率分量发生了变化, 是频谱失真项。因此, 在接收端不能直接由低通滤波器从 $M_H(\omega)$ 取出 $M(\omega)$, 而应在低通滤波器前采用频率响应为 $1/H(\omega)$ 的网络来进行频谱补偿, 如图 5.2.5(b) 所示, 以抵消上述失真项。

以上讨论的实际抽样都是采用矩形窄脉冲序列为抽样脉冲, 这是实际中采用比较多的一种形式, 但原理上只要能够反映瞬时抽样值的任意脉冲形式都是可以采用的。

5.3 量化与信号量化噪声功率比

模拟信号经抽样后, 样值脉冲的幅度变化仍是连续的, 其取值的数目是无限的。显然, 如果传输这样的时间离散、幅度连续的抽样信号仍然会受到干扰噪声的直接影响。因此, 还必须对抽样信号进行幅度离散化即量化。所谓量化就是用有限个电平来表示幅度取值连续的模拟抽样值。也就是对信号变化范围内的电平作分层处理, 层与层之间为量化间隔称为量化台阶, 用 Δv 表示, 每一个量化台阶表示一个量化级或一个量化电平。按量化台阶用取整的方法将抽样值用最接近的量化级代替。

量化由量化器完成, 如图 5.3.1(a) 所示。若量化器输入抽样信号 $m(kT_s)$ 满足

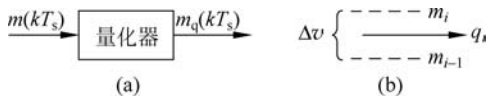
$$m_{i-1} \leq m(kT_s) \leq m_i \quad (5.3.1)$$

则量化器输出为

$$m_q(kT_s) = q_i \quad (i=1, 2, \dots, M) \quad (5.3.2)$$

式中, m_{i-1} 、 m_i 分别为量化器第 i 个量化间隔的起始和终点电平, q_i 为量化器第 i 个量化间隔的量化输出电平, 如图 5.3.1(b) 所示, 其大小为量化间隔的中点电平, 即

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2} \quad (5.3.3)$$

图 5.3.1 量化器及第 i 个量化间隔电平

经过量化的信号与原信号存在一定的误差, 称为量化误差。这是因为量化输出信号只能取有限个量化电平之一, 所以量化过程不可避免地会造成误差。由于量化误差产生的影响类似于干扰和噪声, 故又称其为量化噪声。量化误差可表示为

$$\Delta V = m(kT_s) - m_q(kT_s) \quad (5.3.4)$$

量化误差一般在 $\pm \Delta v/2$ 内变化。由于量化实际上是用离散随机变量 $m_q(kT_s)$ 来近似表示

连续随机变量 $m(kT_s)$, 所以量化噪声功率 N_q 可用均方误差 $E\{[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2\}$ 来度量, 即

$$N_q = E\{[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2\} \quad (5.3.5)$$

因而, 用来衡量量化器性能的主要技术指标——信号量化噪声功率比可定义为

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{E[m^2(kT_s)]}{E\{[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2\}} \quad (5.3.6)$$

根据对电平分层是否均匀, 量化可分为均匀量化和非均匀量化两种。

5.3.1 均匀量化

把输入信号的取值域按等距离分割的量化称为均匀量化。当信号是均匀分布(如图像信号)时, 均匀量化器是最佳量化器。设量化器输入信号的最大值为 b , 最小值为 a , 量化电平数为 M , 那么均匀量化的量化间隔为

$$\Delta v = \frac{b - a}{M} \quad (5.3.7)$$

当 $m_{i-1} \leq m(kT_s) \leq m_i$ 时, 量化器输出

$$m_q(kT_s) = q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2} = a + i\Delta v - \frac{\Delta v}{2} \quad (5.3.8)$$

第 i 个量化间隔的终点电平可写成

$$m_i = a + i\Delta v \quad (5.3.9)$$

均匀量化器的量化噪声功率为

$$\begin{aligned} N_q &= E\{[m(kT_s) - m_q(kT_s)]^2\} = \int_a^b [x - m_q(kT_s)]^2 f(x) dx \\ &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \end{aligned} \quad (5.3.10)$$

式中, $f(x)$ 是输入随机信号的概率密度函数。输入信号功率为

$$S_o = E[m^2(kT_s)] = \int_a^b x^2 f(x) dx \quad (5.3.11)$$

下面我们来具体求解一个均匀量化器的信号量化噪声功率比。假定输入信号取值的概率分布在区间 $[-a, a]$ 内是均匀的, 量化器量化级数为 M , 那么信号的概率密度函数为

$$f(x) = \frac{1}{2a} \quad -a \leq x \leq a$$

由式(5.3.8)得到量化器第 i 个量化间隔的输出电平

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

由式(5.3.9)得到量化器第 i 个量化间隔的终点电平

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

将上面的关系式代入式(5.3.10), 得到

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

令 $y = x + a - i\Delta v + \frac{\Delta v}{2}$, 有

$$N_q = \sum_{i=1}^M \int_{-\Delta v/2}^{\Delta v/2} y^2 \cdot \frac{1}{2a} \cdot dy = \sum_{i=1}^M \frac{1}{2a} \cdot \frac{(\Delta v)^3}{12} = \frac{M(\Delta v)^3}{24a}$$

将 $M \cdot \Delta v = 2a$ 代入上式,求得均匀量化器的量化噪声功率为

$$N_q = \frac{(\Delta v)^2}{12} \quad (5.3.12)$$

由式(5.3.11)求得信号功率为

$$S_o = \int_{-a}^a x^2 \frac{1}{2a} dx = \frac{a^2}{3} = \frac{M^2}{12} (\Delta v)^2 \quad (5.3.13)$$

将式(5.3.12)和式(5.3.13)代入式(5.3.6),得到均匀量化器的信号量化噪声功率比为

$$\frac{S_o}{N_q} = M^2 \quad (5.3.14)$$

用分贝表示

$$\left(\frac{S_o}{N_q} \right)_{\text{dB}} = 10 \log \frac{S_o}{N_q} = 20 \log M \quad (5.3.15)$$

由式(5.3.15)可见,信号量化噪声功率比与量化级数的平方成正比。在相同信号功率下,通过增加量化级数或减小量化间隔可以减小量化噪声,使信号量噪比得到提高。但量化电平数的增加会使编解码设备复杂度增加,当采用二进制编码时,编码位数将增加,用于传输的信道带宽也将增加。

由式(5.3.12)可看到均匀量化时的量化噪声功率与输入抽样信号的大小无关,仅与量化间隔有关。对于均匀量化,在量化区间内,大、小信号的量化间隔是相同的。因此,当量化间隔确定后,量化噪声功率是不变的。这就容易导致小信号的信号量噪比下降而不能满足要求,如在数字话音通信系统中要求信号量噪比 $\geq 26\text{dB}$,大信号的信号量噪比却远远超出系统要求的指标。这时为了满足系统的要求或者是对最小允许输入信号提出要求,使输入信号动态范围减小;或者增加量化电平数即减小量化间隔,使小信号时能满足信号量噪比的要求。这是均匀量化存在的一个主要缺点,克服的方法是采用下面将讨论的非均匀量化。

5.3.2 非均匀量化

根据信号取值的不同区间来确定不同量化间隔的方法称为非均匀量化。非均匀量化可以实现在不增加量化级数 M 的前提下,利用降低大信号的信号量噪比来提高小信号的信号量噪比。也就是信号幅度小时,量化间隔小,其量化误差也小;信号幅度大时,量化间隔大,其量化误差也大。对具有非均匀概率密度分布的信号,通过非均匀量化还可以得到较高的平均信号量噪比。例如,话音信号,其信号取值的概率密度分布可近似地用拉普拉斯分布来表示,即

$$p(u) = \frac{1}{\sigma_u \sqrt{2}} \cdot e^{-\frac{\sqrt{2}|u|}{\sigma_u}} \quad (5.3.16)$$

相应的概率密度分布曲线如图 5.3.2 所示,图中 U 为过载电压。由图可见,话音信号为小

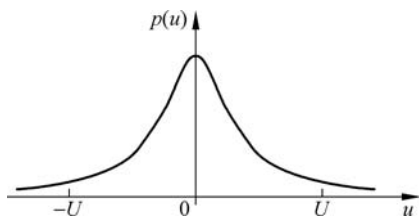


图 5.3.2 语音信号概率密度分布曲线

信号时出现的概率大,大信号时出现的概率小且随着信号幅度的增加,其概率密度分布按指数规律衰减。因此,对话音信号采用非均匀量化既可以使小信号时的信号量噪比得到改善,又由于小信号出现的概率大使得信号量噪比改善概率增大而得到较高的平均信号量噪比。下面我们就语音信号来分析非均匀量化的方法。

实现非均匀量化的方法之一是采用压缩扩张技术,即在发送端对输入量化器的抽样信号先进行压缩处理再均匀量化、编码,在接收端进行相应的解码和扩张处理。压缩特性是对小信号放大,对大信号压缩,扩张特性正好与压缩特性相反。非均匀量化的原理框图如图 5.3.3 所示。



图 5.3.3 非均匀量化原理框图

实际中采用的主要压缩方法是近似对数压缩,它包括 μ 压缩律和 A 压缩律。

1. μ 压缩律

μ 压缩律主要用于美国、加拿大和日本等国的 PCM-24 路基群中。其压缩特性具有如下关系式

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (5.3.17)$$

式中, x, y 分别为归一化的压缩器输入、输出电压, 定义为:

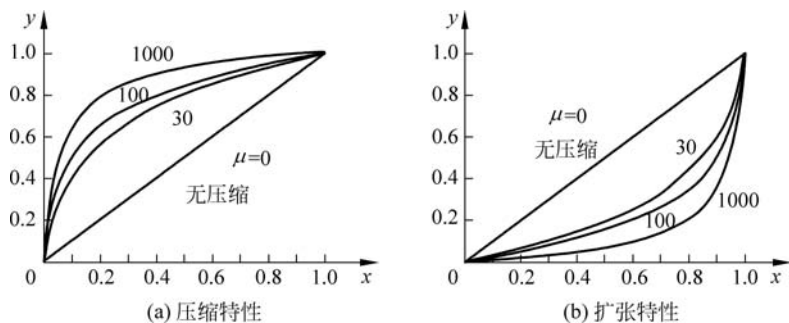
$$x = \frac{\text{压缩器输入电压}}{\text{压缩器可能的最大输入电压}}$$

$$y = \frac{\text{压缩器输出电压}}{\text{压缩器可能的最大输出电压}}$$

μ 是压扩参数, 表示压缩的程度。 μ 增大, 压缩效果明显; $\mu=0$ 时, $y=x$, 表示输入、输出信号无压缩。 μ 律压缩特性曲线如图 5.3.4(a) 所示。它是以原点奇对称的, 这里仅画出了正向部分。由图可见, 压缩器特性曲线在小信号时斜率大于 1, 大信号时斜率小于 1, 说明压缩器对小信号是放大, 对大信号是压缩。接收端的扩张特性应该与压缩特性正好相反, 以与压缩器的作用相互抵消, 使最终输出信号除量化误差外没有失真。 μ 律扩张特性曲线如图 5.3.4(b) 所示。下面我们来具体分析 μ 压缩律的信号量噪比的改善程度。对式 (5.3.17) 求导

$$y' = \frac{\mu}{(1 + \mu x) \cdot \ln(1 + \mu)} \quad (5.3.18)$$

因为压缩器输出 y 是均匀分级的, 由于压缩反映到输入信号 x 就成为非均匀了, 因此设非

图 5.3.4 μ 律压扩特性曲线

均匀量化间隔为 Δx , 当量化级数 M 很大即量化分层很密时, 有

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

那么, 量化误差为

$$\frac{\Delta x}{2} = \frac{1}{y'} \cdot \frac{\Delta y}{2} = \frac{(1 + \mu x) \cdot \ln(1 + \mu)}{\mu} \cdot \frac{\Delta y}{2}$$

因为 $\Delta y/2$ 与 $\Delta x/2$ 的比值, 即 $y' = \Delta y/\Delta x$ 表示信号压缩后的放大倍数, 或者说量化精度的提高倍数, 也就是非均匀量化相对于均匀量化的信号量噪比改善程度。所以用分贝表示的信号量噪比改善程度为

$$Q_{dB} = 20 \lg \left(\frac{\Delta y}{\Delta x} \right) = 20 \lg \left(\frac{dy}{dx} \right) \quad (5.3.19)$$

小信号 ($x \rightarrow 0$) 时, 取 $\mu = 100$, 由式 (5.3.18) 和式 (5.3.19) 得到信号量噪比的改善程度为

$$\left. \frac{dy}{dx} \right|_{x \rightarrow 0} = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)} = \frac{100}{\ln(1 + 100)} = 21.67$$

$$Q_{dB} = 20 \lg \left(\frac{dy}{dx} \right) = 20 \lg 21.67 = 26.72 (\text{dB})$$

大信号 ($x = 1$) 时, 信号量噪比的改善程度为

$$\left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=1} = \frac{\mu}{(1 + \mu) \ln(1 + \mu)} = \frac{100}{(1 + 100) \ln(1 + 100)} = 0.2145$$

$$Q_{dB} = 20 \lg \left(\frac{dy}{dx} \right) = 20 \lg 0.2145 = -13.37 (\text{dB})$$

由上述计算可知, 小信号时信号量噪比改善了 26.72dB, 而大信号时信号量噪比损失了 13.37dB。归一化输入信号电平与信号量噪比改善程度的具体数据如表 5.3.1 所示。表中, $Q_{dB} > 0$ 表示提高的信噪比, $Q_{dB} < 0$ 表示损失的信噪比, 取 $\mu = 100$ 。图 5.3.5 画出了有无压扩的比较曲线。图中, $\mu = 0$ 和 $\mu = 100$ 分别是无压扩和有压扩的归一化输入信号与输出信号量噪比的曲线。由图可见, 无压扩时, 信噪比随输入信号的减小而迅速下降, 为满足信噪比大于 26dB 的系统要求, 输入信号必须大于 -18dB; 有压扩时, 信噪比随输入信号的减小而下降较缓慢, 若要使信噪比大于 26dB, 输入信号只要大于 -36dB 即可。因此, 压扩技术提高了小信号的信噪比, 也相当于扩大了输入信号的动态范围。

实际中 μ 的取值在早期是 $\mu = 100$, 现在国际标准是 $\mu = 255$ 。

表 5.3.1 输入信号电平与信号量噪比改善程度的关系

输入信号电平	x	1	0.316	0.1	0.0312	0.01	0.003
	$x(\text{dB})$	0	-10	-20	-30	-40	-50
Q_{dB}		-13.3	-3.5	5.8	14.4	20.6	24.4

2. A 压缩律

A 压缩律主要用于英、法、德等欧洲各国及我国的 PCM-30/32 路基群中。其压缩特性具有如下的关系式

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases} \quad (5.3.20)$$

式中, x 、 y 分别为归一化的压缩器输入、输出电压; A 是压扩参数, 表示压缩的程度。A 律压缩特性曲线如图 5.3.6 所示。它也是以原点奇对称的, 这里仅画出了正向部分。由图可见, 在 $0 \leq x \leq 1/A$ 范围内, y 是一段直线, 也就是说是均匀量化特性; 在 $1/A < x \leq 1$ 范围内, 是对数特性曲线, 为非均匀量化。当 $A=1$ 时, 无压扩, 为均匀量化。现行国际标准取 $A=87.6$ 。

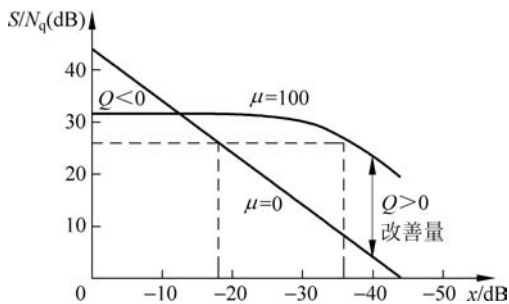


图 5.3.5 有无压扩的比较曲线

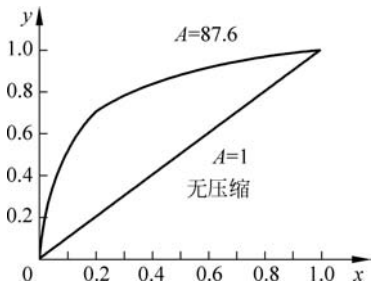


图 5.3.6 A 律压缩特性曲线

A 律与 μ 律压缩性能基本相似, 小信号时 μ 律的信噪比改善优于 A 律。A 律和 μ 律是 CCITT 建议 G711 中共存的两个国际标准。

3. 对数压缩特性的实现

由式(5.3.17)和式(5.3.20)表示的 μ 律和 A 律压扩特性都是连续的曲线。如果用电子电路来实现这样的函数规律是相当复杂的, 特别是要保证压缩特性的一致性、稳定性以及压缩与扩张的匹配是很困难的。一般采用折线段来近似表示对数压缩特性。这样, 它基本上保持了连续压扩特性曲线的优点, 又便于用数字电路来实现近似 A 律和 μ 律特性的折线压扩特性。一般采用 13 折线法来逼近 A 律($A=87.6$)压扩特性; 采用 15 折线法来逼近 μ 律($\mu=255$)压扩特性。

图 5.3.7 是 A 压缩律的 13 折线实现。具体实现方法是: 对 x 轴在 $0 \sim 1$ (归一化) 范围内以 2 倍递增规律分成 8 个不均匀段, 即取 $0 \sim 1/128$ 之间作为第一段, 取 $1/128 \sim 1/64$ 之间作为第二段, 取 $1/64 \sim 1/32$ 之间作为第三段, 依次下去, 直到 $1/2 \sim 1$ 为第八段; 对 y 轴在 $0 \sim 1$ (归一化) 范围内均匀地分成八段, 每段间隔长度为 $1/8$, 因此它们的分段点是 $1/8, 2/8, 3/8, 4/8, 5/8, 6/8, 7/8$; 将坐标点 $(1/128, 1/8)$ 与原点相连构成第一段直线, 再将点

(1/64,2/8)与点(1/128,1/8)相连构成第二段直线,依次下去,直到点(1,1)与点(1/2,7/8)相连形成第八段直线。这样就可以得到由上述八段直线连成的一条折线。由于第一、二段的直线斜率相等,所以实际上只有七段直线。又由于压缩特性对原点奇对称,负方向也有七段直线,而负方向的第一段直线与正方向的第一段直线斜率是相同的,因此,共有 13 段直线构成,故称其为 13 折线。各段折线的斜率及 x 、 y 的起止坐标如表 5.3.2 所示。

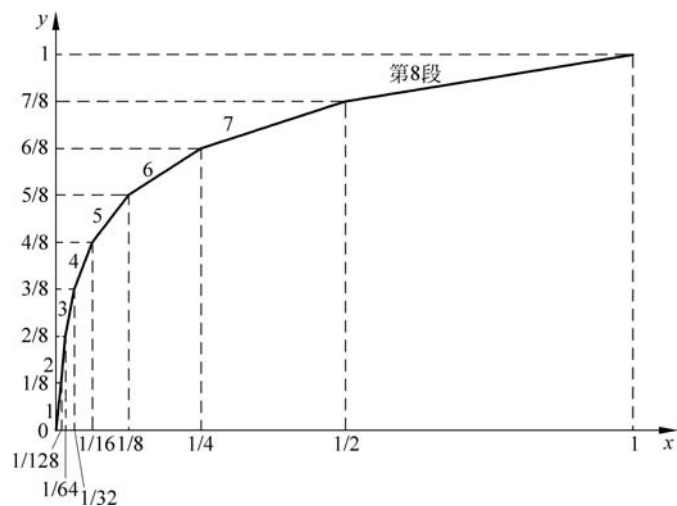


图 5.3.7 A 压缩律的 13 折线实现

表 5.3.2 A 律 13 折线压缩特性各段落折线的斜率

段落	1	2	3	4	5	6	7	8
x 范围	$0 \sim \frac{1}{128}$	$\frac{1}{128} \sim \frac{1}{64}$	$\frac{1}{64} \sim \frac{1}{32}$	$\frac{1}{32} \sim \frac{1}{16}$	$\frac{1}{16} \sim \frac{1}{8}$	$\frac{1}{8} \sim \frac{1}{4}$	$\frac{1}{4} \sim \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \sim 1$
y 范围	$0 \sim \frac{1}{8}$	$\frac{1}{8} \sim \frac{2}{8}$	$\frac{2}{8} \sim \frac{3}{8}$	$\frac{3}{8} \sim \frac{4}{8}$	$\frac{4}{8} \sim \frac{5}{8}$	$\frac{5}{8} \sim \frac{6}{8}$	$\frac{6}{8} \sim \frac{7}{8}$	$\frac{7}{8} \sim 1$
折线斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4

13 折线与式(5.3.20)表示的 $A=87.6$ 的压缩特性是十分接近的。首先,13 折线和 A 律曲线在原点处的斜率是相等的,这是通过选择合适的 A 参数达到的,即原点处折线的斜率为

$$\frac{1/8}{1/128} = 16$$

A 律曲线在原点处的斜率是

$$\frac{A}{1 + \ln A}$$

令两者相等,可以得到 $A=87.6$ 。这就是为什么取 $A=87.6$ 的原因。13 折线和 A 律曲线在原点处的斜率相等说明两者对小信号信号量噪比的改善程度是相当的。下面具体分析它们的近似程度。式(5.3.20)表示的 A 律曲线由两段组成,它们的相切点坐标为 $x=1/87.6$, y 由式(5.3.20)求得

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} = \frac{1}{1 + \ln 87.6} \approx 0.183$$

因此,当 $y \leq 0.183$ 时, A 律曲线的 x 值应按式(5.3.20)的第一式计算,即

$$x = \frac{1}{A}(1 + \ln A)y = \frac{1}{87.6}(1 + \ln 87.6)y \approx 0.0625y \quad (5.3.21)$$

当 $y > 0.183$ 时, A 律曲线的 x 值应按式(5.3.20)的第二式计算,即

$$\begin{aligned} \ln Ax &= (1 + \ln A)y - 1 \\ x &= \frac{1}{(eA)^{1-y}} \end{aligned} \quad (5.3.22)$$

根据式(5.3.21)和式(5.3.22)计算的 A 律曲线($A=87.6$)的 x 值和按折线分段的 x 值分别列于表 5.3.3 中。显然,表中对应于 $y \leq 1/8$ 的 A 律曲线 x 值是按式(5.3.21)计算的,对应于 $y \geq 2/8$ 的 A 律曲线 x 值是按式(5.3.22)计算的。由表可见,对应于同一 y 值的两个 x 值基本上是近似相等的,这说明按 2 倍递增规律进行非均匀分段的折线与 $A=87.6$ 的 A 律压缩特性是十分逼近的。同时, x 按 2 的幂次分割有利于数字化。

表 5.3.3 A 律曲线($A=87.6$) x 计算值与按 13 折线分段的 x 值比较

y	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
A 律曲线 x 计算值	0	1/128	1/60.6	1/30.6	1/15.4	1/7.79	1/3.93	1/1.98	1
按折线分段的 x 值	0	1/128	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1

用折线逼近 μ 律特性曲线的方法与 A 律一样,但它是采用 15 折线来近似的。具体方法是: y 轴在 $0 \sim 1$ (归一化)范围内仍然是均匀地分割成八段,每段间隔长度为 $1/8$,分段点的坐标是 $i/8$ ($i=0,1,2,\dots,8$),相应的 x 分段点坐标由式(5.3.17)计算得到,即

$$x = \frac{256^y - 1}{255} = \frac{256^{i/8} - 1}{255} = \frac{2^i - 1}{255}$$

其具体的段落区间坐标及斜率如表 5.3.4 所示。15 折线的形成类似于 A 律 13 折线。由表 5.3.4 可见,各段落折线的斜率都是以 $1/2$ 倍递减。由于压缩特性曲线的奇对称性,其正负方向各有 8 段直线,共 16 段直线。但正方向的第一段直线斜率与负方向的第一段直线斜率是相同的,所以整个 μ 压缩律由 15 段直线形成,故称其为 μ 律 15 折线。原点处的斜率为

$$\frac{1/8}{1/255} = 31.875$$

它是 A 律 13 折线在原点处的斜率的近 2 倍,因此,小信号的信号量噪比改善量也将比 A 律 13 折线大近一倍,但其大信号的信号量噪比要比 A 律的差。

表 5.3.4 μ 律 15 折线压缩特性各段落折线的斜率

段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
折线端点 i	0	1	2	3	4	5	6	7	8
$y = \frac{i}{8}$	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
$x = \frac{2^i - 1}{255}$	0	$\frac{1}{255}$	$\frac{3}{255}$	$\frac{7}{255}$	$\frac{15}{255}$	$\frac{31}{255}$	$\frac{63}{255}$	$\frac{127}{255}$	1
折线斜率 $\frac{8}{255} \left(\frac{\Delta y}{\Delta x} \right)$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{128}$	

接收端的扩张过程是发送端压缩的逆过程,两者特性曲线的合成等效于信号通过线性系统而没有失真。扩张的原理类似于压缩原理,因此,这里不再赘述。

5.4 脉冲编码调制(PCM)

模拟信源经过抽样、 M 级电平量化后,可以作为 M 进制数字信号直接传输,但更一般的是采用编码方式将每个量化电平变换成较低进制数的代码后进行传输,通常是采用二进制代码来表示。发送时代码用一定的脉冲序列代替。我们将模拟信号抽样量化,然后变换成代码的过程称为脉冲编码调制(Pulse Code Modulation,PCM)。脉冲编码调制最典型的应用是将模拟语音信号变换成数字信号。下面以语音信号为例,对 PCM 编码的原理和系统性能加以讨论。

5.4.1 PCM 编码原理

脉冲编码调制中的抽样和量化已经在前面讨论过,这里主要讨论将已抽样量化的语音信号如何变换成二进制代码,也就是编码、译码原理。

1. 码型选择

在 PCM 中,把信号量化值转换成二进制码组称为编码。其相反过程称为解码或译码。码型指的是量化后的所有量化级,按其量化电平的大小次序排列起来,并由按一定规则变化的各个码字表示,这些码字的全体就称为码型。显然,码字变化规则不同,码型就不同。理论上,任何一种可逆的二进制码型都可以用于 PCM 编码。常用的二进制码型有自然二进制和折叠二进制两种,对应的编码规律如表 5.4.1 所示。表中,用 4 位二进制码表示 16 个量化级。这 16 个量化级可分成两部分:0~7 的 8 个量化级对应负极性样值脉冲;8~15 的 8 个量化级对应正极性样值脉冲。从表中可以看到,自然二进码的码值随信号从小到大依次增大,其上、下两部分的码字无任何相似之处。对于折叠二进码,除最高位外,上半部分与下半部分呈倒影关系,也就是折叠关系。上半部分的最高位为全“1”,表示正信号;下半部分的最高位为全“0”,表示负信号。

表 5.4.1 常用二进制码型

样值脉冲极性	自然二进制	折叠二进制	量化级
正极性部分	1111	1111	15
	1110	1110	14
	1101	1101	13
	1100	1100	12
	1011	1011	11
	1010	1010	10
	1001	1001	9
	1000	1000	8

续表

样值脉冲极性	自然二进制	折叠二进制	量化级
负极性部分	0111	0000	7
	0110	0001	6
	0101	0010	5
	0100	0011	4
	0011	0100	3
	0010	0101	2
	0001	0110	1
	0000	0111	0

语音信号的 PCM 编码采用折叠二进制。这是因为折叠二进制与自然二进制比较有下列两个优点：①对双极性信号(语音信号通常具有这样的特点),可用最高位表示信号的正、负极性,而用其余的码表示信号的绝对值大小。这意味着对正、负极性信号,只要它们的绝对值相同,则可进行相同的编码。也就是说,用第一位码表示信号极性后,双极性信号可以采用单极性编码方法。因此,采用折叠二进制可以使编码过程大为简化。②信号在传输过程中如果出现误码,对小信号的影响较小。例如,当大信号 1111 误为 0111 时,对自然二进制而言,其解码后得到的幅度误差为 8 个量化级,也就是信号最大幅度值的 1/2;而对于折叠二进制,误差是 15 个量化级。因此,大信号时误码对折叠二进制影响大。但如果由小信号的 1000 误为 0000 时,对于自然二进制产生的误差还是 8 个量化级,这在小信号的电话中能听到清晰的“咔嚓”干扰声;而对于折叠二进制,其误差要小得多,只有一个量化级。因为语音信号中小信号出现的概率大,所以从统计的观点看,折叠二进制的这一特性有利于减小误码产生的均方误差功率。

根据上述讨论可以看到,在语音信号的 PCM 编码中用折叠二进制比用自然二进制优越。

2. 码长选择

编码位数即码长不仅关系到通信质量的好坏,而且还关系到通信设备的复杂程度。码位数由量化电平数确定。设量化电平数为 M ,当用二进制编码时,码位数 N 由下式确定

$$N = \lceil \log_2 M \rceil \tag{5.4.1}$$

式中, $\lceil x \rceil$ 表示若 x 有小数,则小数一律进位,再取 x 的整数。

当输入信号变化范围一定时,用于表示信号的码位数越多,量化分层就越细,量化噪声也越小,相应的通信质量也越好,但码位数的增加会使系统总的传输码率增加,这就会占用更多的频率资源,而且使设备的复杂性增加。因此,应该合理选择编码位数。对于语音信号,当采用非均匀量化的 A 或 μ 律编码时,一般选择 7~8 位码长即可满足 CCITT 规定的通信质量要求。

3. 码位安排

国际标准的 A 律 13 折线 PCM 编码规则规定其正、负非均匀量化是以原点奇对称的,共有 16 个量化段落,每一个量化段落内又均匀等分成 16 个量化级。所以,共有量化级数

$$M = 8(\text{段}) \times 16(\text{等分}) \times 2(\text{正、负值}) = 256$$

根据式(5.4.1)可以得到编码位数为 $N = \log_2 256 = 8$ 位。这 8 位码的安排如下:

C_1
极性码

$C_2C_3C_4$
段落码

$C_5C_6C_7C_8$
段内码

第一位码 C_1 是极性码,用来表示抽样量化值的极性。当输入信号为正极性时, $C_1=1$,为负极性时, $C_1=0$ 。其余 7 位码则表示抽样量化值的绝对大小。由此我们可以看到,这里的 PCM 编码采用的是 8 位折叠二进制码。第二至第四位码 $C_2C_3C_4$ 称段落码,用来表示 13 折线中正(或负)的 8 个非均匀量化段落。段落码与 8 个段落之间的关系以及各个段落的起始电平如表 5.4.2 所列。第五至第八位码 $C_5C_6C_7C_8$ 称段内码,表示任一段落内的 16 个均匀量化电平值。段内码与 16 个量化级之间的关系见表 5.4.3 所列。在每段内 16 个量化电平是等间隔的,但因段落长度不等,故不同段落的量化间隔是不同的。对于第一、二段落,它们的归一化段落长度是 $1/128$ (见表 5.3.2),再将它等分成 16 小段,则每小段的长度为

$$\Delta = \frac{1}{128} \times \frac{1}{16} = \frac{1}{2048}$$

Δ 是最小量化间隔。根据非均匀分割方法可知,第八段落的归一化长度最长,为 $1/2$,将它等分成 16 小段后得每一小段的长度为 $1/32=64\Delta$,它是最大量化间隔。按照上述同样的方法,可以计算出各段落的量化间隔大小,其结果列于表 5.4.2 中。从表中可以看到,除第一、二段落具有相同的量化间隔外,其余段落的量化间隔大小是随段落序号的增加而以两倍递增。

表 5.4.2 段落码及其对应电平

段 落 序 号	电平范围(Δ)	段落码($C_2C_3C_4$)	段落起始电平(Δ)	量化间隔(Δ)
8	1024~2048	111	1024	64
7	512~1024	110	512	32
6	256~512	101	256	16
5	128~256	100	128	8
4	64~128	011	64	4
3	32~64	010	32	2
2	16~32	001	16	1
1	0~16	000	0	1

表 5.4.3 段内码

段内量化级序号	段 内 码	段内量化级序号	段 内 码
16	1111	8	0111
15	1110	7	0110
14	1101	6	0101
13	1100	5	0100
12	1011	4	0011
11	1010	3	0010
10	1001	2	0001
9	1000	1	0000

具有对数特性的非均匀量化 PCM 得到了广泛的应用,但在信号处理中常需要将它转换成均匀量化的 PCM。在非均匀量化下,表示信号幅度绝对值大小的有 8 个段落,每个段落有 16 级,总共有 $16 \times 8 = 128$ 个量化级。因此需要 7 位码编码。这 7 位码就是 8 位非均匀量化编码中除表示极性的最高位外的其余 7 位码。对于均匀量化,设以非均匀量化时的最小量化间隔 Δ 为单位作均匀量化,则从 13 折线的第一段到第八段总共有 $(1+1+2+4+8+16+32+64) \times 16 = 2048\Delta$ 个均匀量化间隔。因此,均匀量化需要编 11 位码。在非线性码(7 位)转换成线性码(11 位)时,需要注意的是 7 位码表示的输出电平是段内量化间隔的 $1/2$ 处。将非线性码与线性码比较,可以看到,在小信号时由于非均匀量化与均匀量化的量化间隔相同,它们的性能也相同。但前者编码位数少,相应的设备简单,所需系统传输带宽也小。

4. 逐次比较型编码器

PCM 编码器的种类大体上可分为三种:逐次比较(反馈)型、折叠级联型和混合型。但在 PCM 通信中常用的编码器是逐次比较型编码器。它根据输入样值脉冲信号编出相应的 8 位二进制代码。除第一位极性码外,其他 7 位代码是通过逐次比较确定的。

逐次比较型编码的原理与天平称重的方法类似。样值脉冲信号相当于被测物,数值各不相同的预先规定好的作为比较标准的权值电流相当于天平各种重量规格的砝码。权值电流的个数与编码位数有关。当样值脉冲 I_s 输入编码器后,用逐步逼近的方法有规律地与各标准权值电流 I_w 比较,每比较一次出一位代码。当 $I_s > I_w$ 时,出代码“1”;反之,出“0”码。直至 I_w 与样值脉冲 I_s 逼近为止,完成对输入抽样值的非线性量化和编码。

实现 A 律 13 折线压扩特性的逐次比较型编码器的原理方框图如图 5.4.1 所示。它由极性判决、整流、保持电路、比较器及本地译码器等组成。

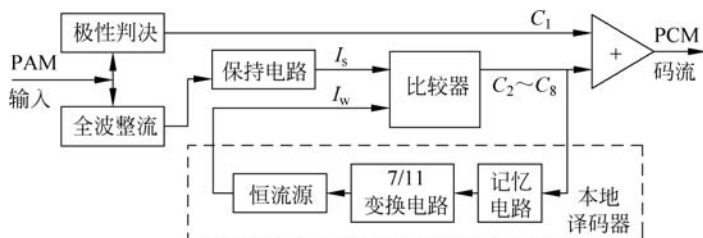


图 5.4.1 逐次比较型编码器组成框图

极性判决首先对输入样值脉冲信号的极性进行判决,编出第一位码(极性码)。样值脉冲为正时,出“1”码;样值脉冲为负时,出“0”码。

整流器的作用是将双极性脉冲变换成单极性脉冲,以便进行折叠二进制编码。

逐次比较型编码器对每一个输入样值脉冲要编出 7 位码,需要将样值信号 I_s 与权值电流 I_w 比较 7 次。保持电路的作用就是使输入信号的抽样值在整个比较过程中保持不变。

比较器是将输入样值信号电流 I_s 与本地译码输出的标准权值电流 I_w 比较,每比较一次输出一位二进制代码。当 $I_s - I_w > 0$ 时,判决输出“1”;当 $I_s - I_w < 0$ 时,判决输出“0”。对 A 律 13 折线法,一个输入样值脉冲需要比较 7 次才能得到 PCM 信号的 7 位段落码和段内码。

本地译码器包括记忆电路、7/11 变换电路和恒流源。在编码过程中,除第一次比较用

的权值电流 I_w 为一定值外,其余各次比较用的 I_w 是由前几位比较的结果来确定相应权值电流的。因此,7 位码组中的前 6 位码值状态需要由记忆电路寄存下来。恒流源有 11 个基本的权值电流支流,它要求有 11 个控制脉冲对其控制。而 A 律 13 折线只编 7 位码,加至记忆电路的码也只有 7 位。因此,需要 7/11 位逻辑变换电路将 7 位非线性码转换成 11 位线性码。恒流源用来产生各种标准权值电流 I_w ,它由若干个基本权值电流构成。恒流源中基本权值电流的数目与量化级数有关。对 A 律 13 折线编码器,编 7 位码需要 1,2,4,8,16,32,64,128,256,512,1024 共 11 个基本权值电流支路。每个支路均有一个控制开关,每次比较该由哪几个开关接通组成比较用的标准权值电流 I_w ,由前面的比较结果经 7/11 变换后得到的控制信号来控制。

具体编码过程可以通过下面的一个例题来说明。

例 5.1 设输入信号抽样值为 +1270 个量化单位,采用逐次比较型编码器将它按照 13 折线 A 律特性编成 8 位码并求量化误差和对应于非线性 7 位码的线性 11 位码。

解 设编成的 8 位码分别为 $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8$ 。

(1) 确定极性码 C_1

由于输入抽样值为正,故极性码 $C_1=1$ 。

(2) 确定段落码 $C_2C_3C_4$

根据表 5.6 所列的段落码和段落起始电平可知, C_2 是用来表示输入信号抽样值处于 13 折线正半部分 8 个段落的前四段还是后四段,故有

第一次比较 $I_w=128\Delta$

因为 $I_s=1270\Delta > I_w=128\Delta$ 所以 $C_2=1$

它表示输入信号抽样值处于 8 个段落中的 5~8 段。 C_3 用来进一步确定抽样值属于 5~6 段还是 7~8 段,故有

第二次比较 $I_w=512\Delta$

因为 $I_s=1270\Delta > I_w=512\Delta$ 所以 $C_3=1$

它表示输入信号抽样值处于 8 个段落中的 7~8 段。同理

第三次比较 $I_w=1024\Delta$

因为 $I_s=1270\Delta > I_w=1024\Delta$ 所以 $C_4=1$

因此,段落码 $C_2C_3C_4$ 为 111, I_s 属于第 8 段。

(3) 确定段内码 $C_5C_6C_7C_8$

从表 5.7 所示的段内码与量化级之间的关系可以看到, C_5 是用来确定输入信号抽样值处于段内 16 个量化级的前 8 个量化级还是后 8 个量化级。又信号处于第 8 段,该段落的起始电平为 1024,段中的 16 个均匀量化级的间隔为 64 个量化单位,故 C_5 的标准权值电流为

第四次比较 $I_w=1024+8\times 64=1536\Delta$

因为 $I_s=1270\Delta < I_w=1536\Delta$ 所以 $C_5=0$

它表示输入信号抽样值处于第 8 段落中的 1~8 量化级。同理

第五次比较 $I_w=1024+4\times 64=1280\Delta$

因为 $I_s=1270\Delta < I_w=1280\Delta$ 所以 $C_6=0$

说明输入信号抽样值处于第 8 段落中的 1~4 量化级。

第六次比较 $I_w=1024+2\times 64=1152\Delta$

因为 $I_s = 1270\Delta > I_w = 1152\Delta$ 所以 $C_7 = 1$
说明输入信号抽样值处于第 8 段落中的 3~4 量化级。

第七次比较 $I_w = 1024 + 3 \times 64 = 1216\Delta$

因为 $I_s = 1270\Delta > I_w = 1216\Delta$ 所以 $C_8 = 1$
说明输入信号抽样值处于第 8 段落中的第 4 量化级。

经过上述七次比较,逐次比较型编码器输出的 8 位码为 11110011。它表示输入信号抽样值处于第 8 段落中的第 4 量化间隔。

(4) 量化误差

因为第 8 段落中第 4 量化间隔的量化电平为

$$I'_s = 1024 + 3 \times 64 + 32 = 1248\Delta$$

所以,量化误差为

$$\Delta I_s = I_s - I'_s = 1270 - 1248 = 22\Delta$$

(5) 对应于 7 位非线性码的 11 位线性码

将第 8 段落中第 4 量化间隔的量化电平 1248Δ 用二进制代码表示即为 11 位线性码,故对应于 7 位非线性码 1110011 的 11 位线性码为 10011100000。

5. 译码器

译码就是把收到的 PCM 码还原为发送端的抽样脉冲幅值,这就是数/模转换(D/A)。译码器大致可分为三种类型:电阻网络型、级联型和级联-网络混合型等。在 PCM 通信中常用的译码器是电阻网络型译码器。其原理框图如图 5.4.2 所示。从原理框图上看,接收端电阻网络型译码器与发送端逐次比较型编码器中的本地译码器基本相似,都要使数字信号变为模拟信号。它也有记忆电路、恒流源及 7/11 变换电路部分。但编码器中的译码,只译出信号的幅度,不译出极性;而接收端的译码器在译出信号幅度的同时,还要恢复出信号的极性。此外在接收端译码器中还增加了一个寄存读出器。

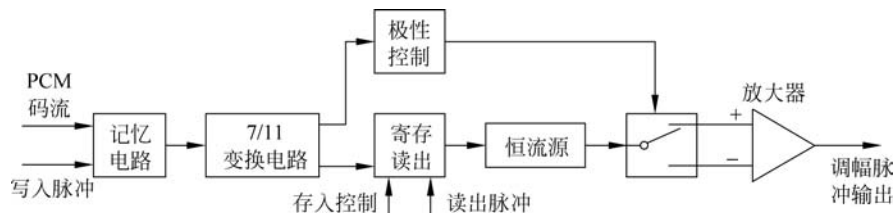


图 5.4.2 电阻网络型译码器框图

电阻网络型译码器中的记忆电路的作用是将接收到的 PCM 串行码变换为并行码,故又称串/并变换电路。7/11 变换电路是将表示信号幅度的 7 位非线性码变换成 11 位线性码。寄存读出电路的作用是把存入的信号在一定的时刻并行读出到恒流源中的译码逻辑电路中,使它产生各种所需要的逻辑脉冲去控制恒流源的开关,从而驱动权值电流电路产生译码输出,完成 D/A 转换。

由上述电阻网络型译码器各部分电路的作用,我们可以知道该译码器的译码过程就是根据所收到的码组,由后七位幅值码产生相应的控制脉冲去控制恒流源的基本权值电流支路,从而输出一个与发送端原抽样值接近的脉冲;由第一位极性码经极性控制电路后输出的信号去控制译码输出脉冲的极性。

以上介绍了 PCM 压扩编码原理和详细的编码过程。这种压扩编码器又称 PCM 非线性编码器。对于 PCM 通信系统的体制, CCITT 推荐了两种标准。对基群而言, 一种是 30/32 路采用 13 折线 A 律($A=87.6$)压扩特性编码; 另一种是 24 路采用 15 折线 μ 律($\mu=255$)压扩特性编码。这种近似对数的非线性编码对提高小信号信噪比, 扩大系统动态范围是必须而有效的。

5.4.2 PCM 系统的抗噪声性能

下面我们来分析图 5.1.1 所示 PCM 系统的抗噪声性能。在 PCM 通信系统中, 使重建信号失真的噪声主要来源于量化器的量化噪声 $n_q(t)$ 以及信道的加性噪声 $n_e(t)$ 。因此, 接收端低通滤波器的输出为

$$\tilde{m}(t) = m_o(t) + n_q(t) + n_e(t) \quad (5.4.2)$$

式中, $m_o(t)$ 为输出信号成分; $n_q(t)$ 为由量化噪声引起的输出噪声; $n_e(t)$ 为由信道加性噪声引起的输出噪声。

PCM 系统的抗噪声性能通常用系统输出端的信噪比来衡量。根据式(5.4.2), 可以定义接收端低通滤波器输出的总信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[m_o^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]} \quad (5.4.3)$$

式中, E 为求统计平均。

PCM 系统中的量化噪声和信道加性噪声由于来源不同, 它们互相统计独立, 故可以分别讨论它们单独存在时的系统性能。

1. PCM 系统输出端平均信号量化噪声功率比

假设:

- 发送端输入信号 $m(t)$ 在区间 $[-a, a]$ 内具有均匀分布, $m(t)$ 的最高频率为 f_H ;
- 对 $m(t)$ 采用理想冲激抽样, 抽样频率为 $f_s = 2f_H = 1/T_s$;
- 采用均匀量化, 量化级数为 M , 量化间隔为 Δv ;
- 接收端低通滤波器的传递函数为

$$H_R(f) = \begin{cases} 1 & (|f| \leq f_H) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.4.4)$$

理想抽样的输出信号为

$$m_s(t) = m(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s)$$

量化后的信号可以表示为

$$\begin{aligned} m_{sq}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} m_q(kT_s) \delta(t - kT_s) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} [m(kT_s) + m_q(kT_s) - m(kT_s)] \cdot \delta(t - kT_s) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} [m(kT_s) + e_q(kT_s)] \cdot \delta(t - kT_s) \end{aligned} \quad (5.4.5)$$

式中, $e_q(kT_s) = m_q(kT_s) - m(kT_s)$, 是由量化引起的误差。因为 $m(t)$ 均匀分布且采用均匀量化, 所以可以根据式(5.3.12)得到量化噪声功率为

$$E[e_q^2(kT_s)] = \frac{(\Delta v)^2}{12} \quad (5.4.6)$$

$e_q(kT_s)$ 的功率谱密度为(参见文献[23]附录 A: 411~415)。

$$G_{e_q}(f) = \frac{1}{T_s} E[e_q^2(kT_s)] \quad (5.4.7)$$

将式(5.4.6)代入上式,得到

$$G_{e_q}(f) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(\Delta v)^2}{12} \quad (5.4.8)$$

式(5.4.8)表示了接收端低通滤波器输入端的量化噪声功率谱密度。根据式(3.6.10), $G_{e_q}(f)$ 通过低通滤波器后的功率谱密度为

$$G_{n_q}(f) = G_{e_q}(f) \cdot |H_R(f)|^2$$

将式(5.4.4)及式(5.4.8)代入上式,得到

$$G_{n_q}(f) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(\Delta v)^2}{12}, & |f| \leq f_H \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

因此,接收端低通滤波器输出端的量化噪声功率为

$$N_q = E[n_q^2(t)] = \int_{-f_H}^{f_H} G_{n_q}(f) df = \frac{1}{T_s^2} \cdot \frac{(\Delta v)^2}{12} \quad (5.4.9)$$

由式(5.2.8)得到,接收端低通滤波器输出信号为

$$m_o(t) = \frac{1}{T_s} m(t) \quad (5.4.10)$$

$m(t)$ 是量化器输入信号,其功率可由式(5.3.13)得到

$$\overline{m^2(t)} = \frac{M^2}{12} \cdot (\Delta v)^2$$

把上述结果代入式(5.4.10),得到接收端低通滤波器输出信号功率为

$$S_o = E[m_o^2(t)] = \frac{1}{T_s^2} \cdot \frac{M^2 (\Delta v)^2}{12} \quad (5.4.11)$$

由此得到 PCM 系统输出端的平均信号量化噪声功率比为

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{E[m_o^2(t)]}{E[n_q^2(t)]} = M^2 \quad (5.4.12)$$

对于二进制编码,有 $M=2^N$,则式(5.4.12)可写成

$$\frac{S_o}{N_q} = 2^{2N} \quad (5.4.13)$$

式(5.4.13)表明,随着编码位数 N 的增加, S_o/N_q 按指数增加。对于一个频带限制在 f_H 的信号,当按最低抽样频率 $f_s=2f_H$ 的速率抽样时,系统每秒必须传输 $2Nf_H$ 个二进制脉冲。这时系统理论最小传输带宽 $B=Nf_H$ 。因此,式(5.4.13)还可以写成如下形式

$$\frac{S_o}{N_q} = 2^{\left(\frac{2B}{f_H}\right)} \quad (5.4.14)$$

可见,PCM 系统输出端的平均信号量化噪声功率比与系统带宽成指数关系。

2. PCM 系统输出端误码信噪比

信道中加性噪声的干扰将使 PCM 系统的接收端发生误判,导致恢复的抽样信号失真。这一情况可以用 PCM 系统误码信噪比来度量。

假设:

- 采用自然二进制编码,码长为 N ,量化间隔为 Δv ;
- 噪声为加性高斯白噪声,各误码的出现是相互独立的,系统误码率为 P_e ;
- 一个码组中只有一位码元发生错误,而且码组中各码元出错的可能性相同。

对于一个自然编码组,其各编码位与相应的权值关系为

编码位序号	N	$\cdots$	i	$\cdots$	2	1
权值	2^{N-1}	$\cdots$	2^{i-1}	$\cdots$	2^1	2^0

因此,第 i 位码对应的抽样值为 $2^{i-1} \Delta v$ 。如果第 i 位码发生误码,则产生的误差电平为 $e_e = \pm(2^{i-1} \Delta v)$ 。显然,误码发生在最高位时造成的误差最大,为 $\pm(2^{N-1} \Delta v)$,在最低位时的误差为最小,只有 $\pm \Delta v$ 。所以当在一个码组中只有一位误码时,由此在译码器输出端造成的平均误差功率为

$$\begin{aligned} E[e_e^2] &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1} \Delta v)^2 = \frac{(\Delta v)^2}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1})^2 \\ &= \frac{2^{2N} - 1}{3N} \cdot (\Delta v)^2 \approx \frac{2^{2N}}{3N} \cdot (\Delta v)^2 \end{aligned} \quad (5.4.15)$$

对于一个误码率为 P_e 的系统,出现错误码元的平均间隔为 $1/P_e$ 个码元,如果用码组来度量,则错误码组之间的平均间隔为 $1/NP_e$ 个码组,那么出现错误码元或码组的平均间隔时间为

$$T_a = \frac{T_s}{NP_e}$$

由于已假定发送端采用理想抽样,因此,根据式(5.4.7)同样的方法可以得到接收译码器输出端由误码引起的误差功率谱密度为

$$G_{e_e}(f) = \frac{1}{T_a} E[e_e^2] = \left(\frac{NP_e}{T_s} \right) \cdot \left[\frac{2^{2N}}{3N} (\Delta v)^2 \right] \quad (5.4.16)$$

$G_{e_e}(f)$ 通过式(5.4.4)所示的低通滤波器后的输出误码噪声功率谱密度为

$$G_{n_e}(f) = G_{e_e}(f) \cdot |H_R(f)|^2 = \begin{cases} G_{e_e}(f) & (|f| \leq f_H) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.4.17)$$

故接收端低通滤波器输出误码噪声功率为

$$N_e = E[n_e^2(t)] = \int_{-f_H}^{f_H} G_{n_e}(f) df = \frac{2^{2N} P_e (\Delta v)^2}{3T_s^2} \quad (5.4.18)$$

由式(5.4.11)及式(5.4.18),我们得到仅考虑信道加性噪声时的 PCM 系统输出端误码信噪比为

$$\frac{S_o}{N_e} = \frac{1}{4P_e} \quad (5.4.19)$$

可见,由误码引起的信噪比与误码率成反比。

3. PCM 系统输出端总平均信噪功率比

将式(5.4.9)、式(5.4.11)及式(5.4.18)代入式(5.4.3),得到 PCM 系统输出端总平均信噪功率比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[m_o^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]} = \frac{M^2}{1 + 4P_e 2^{2N}} = \frac{2^{2N}}{1 + 4P_e 2^{2N}} \quad (5.4.20)$$

当接收输入端为大输入信噪比时,即满足条件 $4P_e 2^{2N} \ll 1$ 时,式(5.4.20)成为

$$\frac{S_o}{N_o} \approx 2^{2N} \quad (5.4.21)$$

式(5.4.21)与式(5.4.13)相同,说明大输入信噪比时,PCM 系统的输出信噪比主要取决于信号量噪比。当接收输入端为小输入信噪比时,即满足条件 $4P_e 2^{2N} \gg 1$ 时,式(5.4.20)近似为

$$\frac{S_o}{N_o} \approx \frac{2^{2N}}{4P_e 2^{2N}} = \frac{1}{4P_e} \quad (5.4.22)$$

式(5.4.22)与式(5.4.19)相同,说明在小输入信噪比的条件下,PCM 系统的输出信噪比主要由误码信噪比确定。在基带传输的 PCM 系统中,通常能够使误码率达到 $P_e = 10^{-6}$,这时 PCM 系统的性能可以按式(5.4.22)来估算。

5.5 差分脉冲编码调制(DPCM)

采用 A 律或 μ 律对数压扩方法的 PCM 编码,其在满足长途电话质量标准的条件下,每路语音的标准传输速率是 64kb/s。传输该信号所需要的二进制基带系统最小理论带宽为 32kHz,而模拟单边带多路载波电话占用的频带仅 4kHz。显然,PCM 占用频带要比模拟单边带通信系统宽很多倍。这使得它在频带受限的通信系统中的应用受到了很大限制。基于这个原因,一直以来人们都在致力于压缩数字语音信号频带的研究工作,也就是在保证通信质量指标的条件下,努力降低数字语音信号的数码率,以提高数字通信系统的频带利用率。大量研究表明,自适应差分脉冲编码调制(Adaptive Differential Pulse Code Modulation, ADPCM)能以 32kb/s 速率传输符合长途电话质量标准的话音信号。现在 ADPCM 体制已经形成 CCITT 标准,作为长途电话传输中一种国际通用的语音压缩编码方法。ADPCM 是以差分脉冲编码调制(DPCM)为基础发展而来的,为此,下面主要介绍 DPCM 系统的工作原理。

前面所讲的 PCM 编码是将各样点幅值单独编码,认为各样值是互相独立、互不相关的。这样对样点幅值编码需要较多位数,导致数字化后的信号带宽大大增加。但是,实际上大部分信号源按奈奎斯特速率或更高速率抽样,各样点值有紧密的依赖性,也就是相邻的两个样值不会发生迅速变化,它们之间的相关性很强,有很大的冗余度。利用信源的这种相关性,根据线性均方差估值理论,可以用前面的 p 个样点值来预测当前的样点值,然后传送当前样值与预测值之差值的量化、编码信号。这样在量化台阶不变的情况下,可以使编码位数减少,信号带宽大大压缩。这种编码方法就称为差分脉冲编码调制。如果编码位数保持不变,则 DPCM 的信号量噪比显然优于 PCM 系统。

DPCM 系统的工作原理是基于如下的基本思想。把信号样值分成两部分,一部分与过去的样值有关,因而是可以预测的;另一部分是不可预测的。可预测的成分(也就是相关部分)可由过去的一些样值经适当加权后得到,不可预测的成分(也就是非相关部分)可看成是预测误差,简称差值。因为这种差值序列的信息可以代替原始序列中的有效信息,故不必直接传送原始信息抽样序列。又由于样值差值的动态范围比样值本身的动态范围小得多,因而可以在保证质量要求下,降低数码率。信号的相关性越强,压缩率就越大。在接收端,只

要把收到的差值信号序列叠加到预测序列上,就可以恢复原始的信号序列。

图 5.5.1 示出了 DPCM 系统的原理框图。图中,输入信号 m_k 是信源信号 $m(t)$ 在 kT_s 时刻的抽样值。 e_k 是信号样值与其预测值 $\hat{m}_k$ 之差值,即

$$e_k = m_k - \hat{m}_k \quad (5.5.1)$$

称 e_k 为预测误差值。它经过量化后得到 $\tilde{e}_k$,一路通过编码后送入 DPCM 信道到接收端解码,另一路与预测值相加恢复出信号样值 m_k 的量化值 $\tilde{m}_k$,即

$$\tilde{m}_k = \hat{m}_k + \tilde{e}_k \quad (5.5.2)$$

$\tilde{m}_k$ 作为预测器的输入,用来对下一个信号样值作预测。预测器的输入、输出关系满足

$$\hat{m}_k = \sum_{i=1}^p a_i \tilde{m}_{k-i} \quad (5.5.3)$$

式中, a_i 是预测系数, p 为预测阶数,它们都为常数。式(5.5.3)表示 $\hat{m}_k$ 是前 p 个样值的适当线性加权组合。

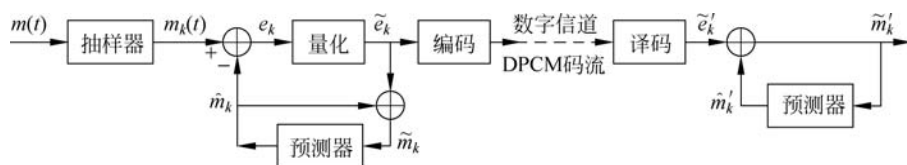


图 5.5.1 DPCM 系统原理框图

应当正确选择预测系数 a_i ,使预测误差 e_k 在均方误差意义下最小,即

$$E[(m_k - \hat{m}_k)^2] = E[e_k^2] \quad (5.5.4)$$

最小。设信号是均值为零的广义平稳随机过程,则 $E[e_k^2]$ 即为预测误差的方差,表示为

$$\sigma_e^2 = E[e_k^2] = E\left[\left(m_k - \sum_{i=1}^p a_i \tilde{m}_{k-i}\right)^2\right]$$

为方便分析,忽略样值的量化误差,即令 $\tilde{m}_k = m_k$,则上式可写成

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E[m_k^2] - 2 \sum_{i=1}^p a_i E[m_k m_{k-i}] + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p a_i a_j E[m_{k-i} m_{k-j}] \\ &= R(0) - 2 \sum_{i=1}^p a_i R(i) + \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^p a_i a_j R(i-j) \end{aligned} \quad (5.5.5)$$

式中, $R(m)$ 是样值序列的自相关函数。为选择最佳 a_i ,使 σ_e^2 最小,由 σ_e^2 对 a_i 求导,并令其为零,则得到求解 a_i 的线性方程为

$$\sum_{i=0}^p a_i R(i-j) = R(j) \quad (j=1,2,3,\dots,p) \quad (5.5.6)$$

这个求解预测系数的方程组称为标准方程,又称尤里-沃克方程(Yule-Walker equations),求解此方程的方法可参考文献[5]。

接收端解码器的加法器、预测器组成结构与编码端的完全一致,用来恢复原信号。如果信道传输没有误码,则有 $\tilde{e}'_k = \tilde{e}_k$, $\tilde{m}'_k = \tilde{m}_k$,解码器输出的重建信号与编码器的 $\tilde{m}_k$ 完全相同。DPCM 系统的量化误差定义为输入信号样值 m_k 与解码器输出的重建信号 $\tilde{m}_k$ 之差,即

$$q_k = m_k - \tilde{m}_k = (e_k + \hat{m}_k) - (\tilde{e}_k + \hat{m}_k) = e_k - \tilde{e}_k \quad (5.5.7)$$

由式(5.5.7)可见,DPCM系统的量化误差只与差值的量化误差有关,也就是等于量化器的输入与输出之差。因此,DPCM系统的信号量化噪声功率比可以定义为

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{E[m_k^2]}{E[q_k^2]} \quad (5.5.8)$$

在DPCM基础上,为进一步改善性能,一方面可以将固定预测器改为自适应的,即 a_i 可以随信号的统计特性而自适应变化;另一方面用自适应量化取代固定量化,也就是用预测值去控制量化间隔,使量化台阶 Δ 随信号动态范围改变。这就是自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)。它可以大大提高输出信噪比和编码动态范围。一种最简单实用的ADPCM方案是用前一个样点值来控制量化台阶,即 $\Delta_k = \Delta_{k-1} m_{k-1}$ 。需要指出的是ADPCM不仅应用于语音信号的编码,而且还普遍应用于图像信号的数字压缩编码中。

5.6 增量调制(ΔM)

增量调制(ΔM)是由法国工程师 De Loraine 在 1946 年首先提出来的又一种模拟信号数字化的方法。它用一位二进制码表示相邻抽样值的相对大小,简化了模拟信号的数字化方法。

在PCM系统中,信号抽样值是用多位二进制码表示的。为了减小量化噪声,提高编码质量,一般需要较长的代码,使编译码设备复杂。而 ΔM 调制对每个抽样值只用一位二进制码代表,它表示了相邻样值的增减变化,在接收端也只需要用一个线性网络便可恢复出原模拟信号。

5.6.1 增量调制原理

可以把增量调制看成是脉冲编码调制的一个特例,因为它们都是用二进制代码表示模拟信号。但 ΔM 只用一位编码,而且这一位码不是用来表示信号抽样值的大小,而是表示抽样时刻信号波形的变化趋势,也就是用一个阶梯波形去逼近一个模拟信号,如图5.6.1所示。这是 ΔM 与PCM的本质区别。图中,把横轴 t 按抽样时间间隔 T_s 划分成许多相等的时间段,把代表信号幅度大小的纵轴也分成许多相等的小间隔 σ 。由图中波形可以看到,如果 T_s 很小,则一个频带有限的模拟信号 $m(t)$ 在相邻抽样时刻上得到的值的差别也将很小。这时,如果 σ 的取值合适,那么,该模拟信号 $m(t)$ 就可以用图中所示的阶梯波形 $\tilde{m}(t)$ 去逼近。由于阶梯波形相邻间隔上的幅度差为 $\pm\sigma$,因此,可以用二进制的“1”码表示 $\tilde{m}(t)$ 在给定时刻上升一个台阶 σ ,用“0”表示 $\tilde{m}(t)$ 下降一个台阶。这样, $m(t)$ 就可以被一个二进制的序列所表征。图5.6.1中表征 $m(t)$ 的二进制序列是0101011111100。

另外,从图5.6.1所示的差分脉冲编码调制系统看增量调制,当DPCM系统的量化电平数取为2,预测器是一个延迟为 T_s 的延迟线时,该DPCM系统即为增量调制系统。因此,可以得到 ΔM 编解码原理框图和量化特性,如图5.6.2所示。在每个抽样时刻,输入抽样值 m_k 与本地预测值即前一抽样时刻的阶梯波形取值 $\tilde{m}_{k-1}$ 之差值进行比较。若 $e_k = m_k - \tilde{m}_{k-1} > 0$,则差分值 e_k 被量化器量化成 $+\sigma$,即 $\tilde{e}_k = +\sigma$,并被编为“1”码;若 $e_k = m_k - \tilde{m}_{k-1} < 0$,则 e_k 被量化成 $-\sigma$,即 $\tilde{e}_k = -\sigma$,并被编为“0”码。 σ 值称为量化台阶。在解码端, ΔM 的“延迟单元-相加器”结构与发送端的完全相同。如果传输无误码,则 $\tilde{m}'_k = \tilde{m}_k$ 。当接

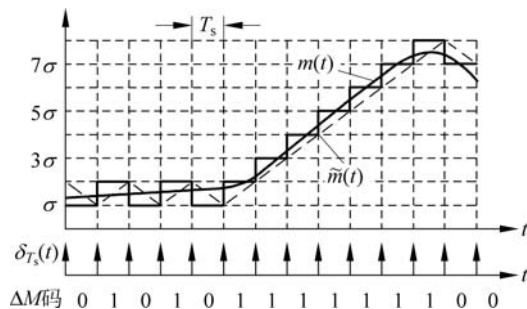


图 5.6.1 增量调制波形

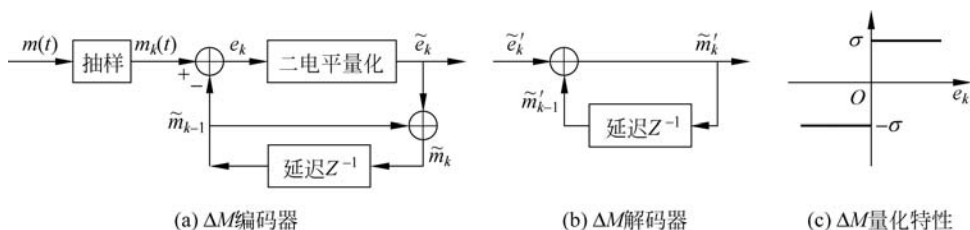


图 5.6.2 增量调制原理框图及量化特性

收到“1”码时,解码器输出 $\tilde{m}_k = \tilde{m}_{k-1} + \sigma$, 输出波形上升一个台阶; 接收到“0”码时,解码器输出 $\tilde{m}_k = \tilde{m}_{k-1} - \sigma$, 输出波形下降一个台阶。可以看出,只要抽样频率足够高,台阶电压合适,这些上升和下降 σ 的累积就能近似地恢复原信号。

实现上述累积功能的最简单的电路是“积分器”。因此,图 5.6.2 中的“延迟单元-相加器”环路可以用一个积分器替代。图 5.6.3 示出了硬件实现时实际 ΔM 系统的方框图。编码器由比较器(相减器)、抽样判决器、发端译码器(积分器和脉冲产生器)及抽样脉冲发生器组成。收端包括与发端完全相同的译码器和低通滤波器两部分。由图看到, ΔM 的编译码设备通常要比 PCM 的简单。

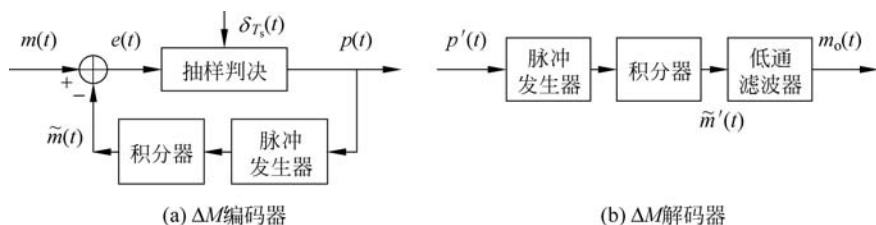
图 5.6.3 ΔM 硬件实现框图

图 5.6.3 的编解码器工作过程如下: 输入模拟信号 $m(t)$ 与积分器输出的阶梯波形 $\tilde{m}(t)$ 进行比较,即相减得到差值信号 $e(t)$,然后在抽样脉冲作用下对 $e(t)$ 的极性进行判决,如果在给定抽样时刻 t_k 有

$$e(t_k) = m(t_k) - \tilde{m}(t_k) > 0$$

则判决器输出“1”码; 如果

$$e(t_k) = m(t_k) - \tilde{m}(t_k) < 0$$

则输出“0”码。这里 $m(t_k)$ 是模拟信号在当前 t_k 时刻的抽样值,即第 k 个抽样值,而 $\tilde{m}(t_k)$

则表示积分器根据判决器在前一时刻 t_{k-1} 的判决结果而输出的阶梯波形值。由于这个阶梯波形值在下次新的判决结果出现之前一直保持不变,因此,在 t_k 抽样时刻得到的 $\tilde{m}(t_k)$ 是阶梯波形第 $(k-1)$ 个值。由抽样判决器输出的增量调制二进制码序列 $p(t)$ 一方面送入信道传输到接收端译码器,另一方面加到本地的脉冲发生器。脉冲发生器根据输入 $p(t)$ 是“1”码,还是“0”码,分别产生正和负的脉冲。积分器收到正脉冲就使输出上升一个 σ ; 如果收到负脉冲,则下降一个 σ 。故积分器的输出是接近输入模拟信号的阶梯波形。积分器输出信号的另一形式是折线近似的积分波形,如图 5.6.1 中虚线所示。两种波形在相邻抽样时刻的幅度变化都只增加或减少一个固定的量化台阶 σ ,它们没有本质的区别,只是实现的方法不同。接收端的译码器功能与发送端的完全一样。但积分器输出往往还包含不必要的高次谐波分量,所以在接收输出端需要加一低通滤波器对积分输出信号平滑,使输出信号更接近于原始输入模拟信号。

5.6.2 增量调制系统中的量化噪声

ΔM 系统中的量化噪声有两种形式:一种称为一般量化噪声,另一种称为过载量化噪声(简称过载噪声)。一般量化噪声与 PCM 编码中的量化噪声类似,是由于 ΔM 系统中信号量化按固定的台阶 σ 进行的,所以译码器输出信号与原模拟信号之间存在一定的误差,如图 5.6.4(a)所示。这种由量化误差造成的失真称为一般量化噪声。过载量化噪声发生在输入模拟信号斜率陡变或信号频率过高时。这是因为量化台阶 σ 固定,取决于抽样频率的每秒内台阶数也是确定的,当输入信号发生上述情况时,译码器输出信号就会出现跟不上信号变化的现象,形成失真很大的阶梯波形,如图 5.6.4(b)所示。这种现象称为过载现象,由此产生的失真称过载量化噪声。

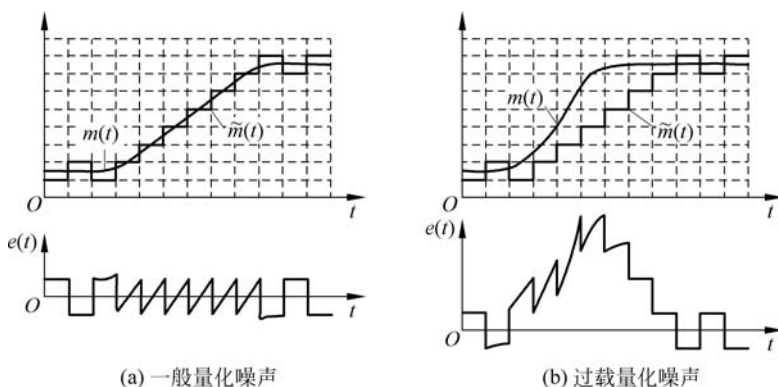


图 5.6.4 ΔM 系统的量化噪声

由图 5.6.4(a)看到, ΔM 系统的输入模拟信号 $m(t)$ 与输出阶梯波形 $\tilde{m}(t)$ 的误差为

$$e(t) = m(t) - \tilde{m}(t)$$

显然,在无过载的情况下,误差信号 $e(t)$ 在 $\pm\sigma$ 区间内变化,而不像 PCM 编码那样,由于四舍五入使误差在 $\pm\Delta/2$ 内变化。设 $e(t)$ 在区间 $(-\sigma, +\sigma)$ 上均匀分布,则其一维概率密度函数 $f(e)$ 可表示为

$$f(e) = \frac{1}{2\sigma} \quad (-\sigma \leq e \leq +\sigma)$$

因而可得到 $e(t)$ 的平均功率,即译码积分器输出端的一般量化噪声功率

$$E[e^2(t)] = \int_{-\sigma}^{+\sigma} e^2 f(e) de = \frac{1}{2\sigma} \int_{-\sigma}^{+\sigma} e^2 de = \frac{\sigma^2}{3} \quad (5.6.1)$$

由式(5.6.1)看出, ΔM 系统的一般量化噪声与量化台阶的平方成正比,这就是说 σ 越小,一般量化噪声就越小。但是,从图 5.6.4(b) 可以看到,当抽样频率一定时,减小量化台阶会使译码器跟踪输入信号斜率的能力下降,导致产生更大的过载量化噪声。因此,应该合理选择量化台阶的大小。

过载量化噪声在正常工作状态下是必须而且可以避免的。那么,应该满足怎样的条件才能不产生过载失真? 下面我们就来分析这个问题。

设增量调制器的量化间隔为 σ 、采样速率为 f_s , 则 ΔM 系统能跟踪输入信号的最大斜率为

$$K = \frac{\sigma}{T_s} = \sigma \cdot f_s \quad (5.6.2)$$

式中, T_s 为抽样时间间隔; σ/T_s 为临界过载情况下的译码器最大跟踪斜率。当输入信号 $m(t)$ 的实际斜率超过这个最大跟踪斜率时,将产生过载噪声。因此,为了不发生过载现象,要求

$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right| \leq K = \frac{\sigma}{T_s} = \sigma \cdot f_s \quad (5.6.3)$$

若输入信号为 $m(t) = A \sin \omega_0 t$, 其斜率变化由下式确定

$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right| = A \omega_0 \cos \omega_0 t$$

可见,最大斜率值为 $A \omega_0$ 。因此,在正弦信号的情况下,不发生过载的条件为

$$A \omega_0 \leq \frac{\sigma}{T_s} = \sigma \cdot f_s \quad (5.6.4)$$

由式(5.6.4)看出,当输入信号幅度增大或频率过高时,容易引起过载失真。为了提高 ΔM 系统的抗过载能力,又为了使一般量化噪声小,量化台阶不能取得大,所以只能提高采样频率 f_s , 或者使信号幅度随频率的增加而下降。根据式(5.6.4),临界过载时信号有最大振幅 $A_{\max}$, 它的大小由下式确定

$$A_{\max} = \frac{\sigma \cdot f_s}{\omega_0} \quad (5.6.5)$$

可见,在 ΔM 系统中,临界振幅与量化台阶 σ 和抽样频率 f_s 成正比,与信号频率 ω_0 成反比。这意味着频率每增加一倍,幅度将下降 6dB, ΔM 系统的最大输出信噪比将随频率增高而下降。

根据上述分析可知, ΔM 系统的最大允许编码电平是 $A_{\max} = \sigma \cdot f_s / \omega_0$, 那么它的最小编码电平即起始编码电平是多少? 我们知道,当输入交流信号峰-峰值小于 σ 时,增量调制器输出的二进制序列为“0”和“1”交替的码序列,它并不随 $m(t)$ 的变化而变化;只有当输入交流信号单峰值大于 $\sigma/2$ (即峰-峰值大于 σ) 时,输出二进制序列才开始随 $m(t)$ 而变化。故增量调制器的起始编码电平是 $A_{\min} = \sigma/2$ 。

5.6.3 增量调制系统的抗噪声性能

下面我们对图 5.6.3 所示的 ΔM 系统的抗噪声性能进行分析。增量调制是把模拟信

号变换为数字信号的一种方法,它和 PCM 一样必定带来因量化而产生的量化噪声。量化噪声对系统的影响可以用系统输出端的信号量化噪声功率比 S_o/N_q 来衡量。这里我们分析存在量化噪声时的系统性能,也就是认为信道加性噪声很小,没有对传输信号造成误码,其影响可以忽略。这时接收端收到的信号等于发送端发送的信号,即 $p'(t)=p(t)$ 。接收端译码积分器的输出为

$$\tilde{m}(t) = m(t) + e(t)$$

式中, $m(t)$ 为输出信号成分; $e(t)$ 为量化误差成分。

根据式(5.6.1),在译码积分器输出端由 $e(t)$ 形成的一般量化噪声平均功率为

$$E[e^2(t)] = \frac{\sigma^2}{3}$$

观察图 5.6.4(a)中的 $e(t)$ 波形,可以粗略地看出: $e(t)$ 的变化频率最高可以达到采样频率 f_s ,最低可以从 0 开始。因此,上述量化噪声功率谱应在 $(0, f_s)$ 频带内按某一规律分布。为简单起见,假定功率谱在 $(0, f_s)$ 频率范围内是均匀分布的,则 $e(t)$ 的功率谱密度 $G_e(f)$ 可近似认为

$$G_e(f) = \frac{\sigma^2}{3f_s} \quad (0 < f < f_s) \quad (5.6.6)$$

在接收端译码后还要经过低通滤波器。设接收端输出低通滤波器的截止频率为 f_H ,则通过低通滤波器之后的量化噪声功率为

$$N_q = G_e(f) f_H = \frac{\sigma^2 f_H}{3f_s} \quad (5.6.7)$$

由此可见,在未过载条件下, ΔM 系统输出的量化噪声功率与量化台阶 σ 及比值 (f_H/f_s) 有关,而与输入信号的幅度无关。这是因为系统工作于无过载情况下,式(5.6.7)表示的量化噪声不含有过载噪声,所以输出量化噪声功率与信号的幅度无关。

在临界过载条件下,系统有最大的输出信号功率。若输入是正弦信号,由式(5.6.5)可知临界过载下的信号功率为

$$S_o = \frac{A_{\max}^2}{2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{2\omega_0^2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_0^2} \quad (5.6.8)$$

由式(5.6.7)及式(5.6.8)求得系统的最大信号量化噪声功率比

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f_0^2 f_H} \quad (5.6.9)$$

式(5.6.9)表明: ΔM 系统的最大信号量化噪声功率比 (S_o/N_q) 与抽样频率 f_s 的三次方成正比,即抽样频率每提高一倍,信号量化噪声功率比提高 9dB; 与信号频率 f_0 的平方成反比,即信号每提高一倍频率,信号量化噪声功率比下降 6dB。因此,对于 ΔM 系统,提高采样频率将能明显地提高信号与量化噪声的功率比,而对高频段的语音信号,信号量噪比将下降。

5.7 时分复用(TDM)

前面我们在介绍各种模拟信号数字化方法时都是用一路模拟信号来说明它们的编解码方法的。但在实际的数字通信系统中,一般都是采用时分复用(TDM)方式来提高信道的传输效率。

如利用同一根同轴电缆传输 1920 路电话。因此,如何实现时分复用多路通信是至关重要的。

所谓复用是指多路信号利用同一信道传输而互不干扰。实现多路复用的方法主要有时分多路复用和我们在第四章已介绍过的频分多路复用。频分复用(FDM)是把可用的频带划分成若干频隙,各路信号占有各自的频隙在同一信道中互相独立、互不影响地传输;而时分复用是把时间帧分成若干时隙,各路信号占有各自的时隙在同一信道上实现多路传输。因此,频分复用信号在频域上各路信号的频谱是分割开的,但在时域上是混叠在一起的;时分复用信号在时域上各路信号的波形是分开的,但在频域上各路信号频谱是混叠的。通常,FDM 用于模拟多路通信;TDM 用于数字多路通信。

5.7.1 时分复用原理

n 路基带信号如话音信号,分别在具有相同抽样频率 f_s 但在时间上依次错开的抽样脉冲作用下,得到在时间上分开的各路样值序列,经合路后,各路抽样值顺序地置入各自的时隙,形成一个可以在一个信道中传输的群路信号,如图 5.7.1 所示。我们把 n 路信号依次抽样一次所组成的序列称为 1 帧,所需要的时间称为帧周期,用 T_F 表示;把每路信号在一帧中所占有的时间间隔称为路时隙或时隙,用 T_c 表示。显然,一帧时间由抽样周期 $T_s = 1/f_s$ 确定,即 $T_F = T_s$;一帧中含有 n 个路时隙,每个时隙容纳一个抽样值或其编码的一个码组。如果 n 个路时隙在一帧中具有相同的时隙宽度,则有 $T_c = T_F/n$ 。如果一个抽样值在传输前被编成 N 位码,那么其中 1 位码所占用的时间称为位时隙,用 T_b 表示,它的大小为

$$T_b = \frac{T_c}{N} = \frac{T_F}{nN} \quad (5.7.1)$$

由此可得到信道中的码元传输速率为

$$R_B = \frac{1}{T_b} = n \cdot N \cdot f_s \quad (5.7.2)$$

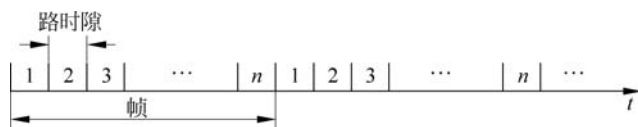


图 5.7.1 n 路 TDM 信号的时隙分配

实现 TDM 的系统示意框图如图 5.7.2 所示。 n 路输入信号 $m_1(t), m_2(t), \dots, m_n(t)$ 分别通过截止频率为 f_H 的低通滤波器,将信号频带限制在 f_H 以内,以防止高于 f_H 的信号通过,避免抽样后的 PAM 信号产生折叠噪声。然后各路信号去“发旋转开关” S_T ,又称采样开关。 S_T 以符合抽样定理要求的速率对各路信号按顺序采样,并把在时间上周期地互相错开的各样值脉冲按顺序串行送入传输系统。这里,旋转开关同时完成抽样和信号合路功能,且每秒钟旋转 f_s 次(旋转频率等于抽样频率),并在一周旋转期内轮流对各输入信号提取一个样值(旋转周期等于帧周期或单路信号抽样周期)。如果传输话音信号,抽样频率规定为 8000 Hz,故一帧时间为 $125 \mu s$ 。若旋转开关的抽样是理想的,则开关输出信号可表示为

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [m_1(kT_s)\delta(t - kT_s) + m_2(kT_s + T_c)\delta(t - kT_s - T_c) + \dots + m_n(kT_s + nT_c)\delta(t - kT_s - nT_c)] \quad (5.7.3)$$

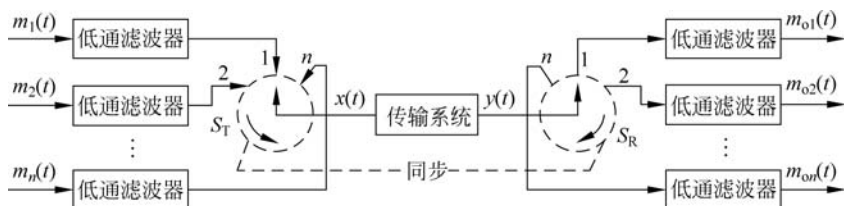


图 5.7.2 TDM 系统示意框图

图 5.7.2 中的“传输系统”包括量化、编码、调制解调、传输媒质和译码等。如果传输中的信道干扰噪声很小,不引起误码,则在接收端“收旋转开关” S_R 处的信号 $y(t)$ 应该等于发端信号 $x(t)$ 。收旋转开关又称分路器,它将收到的时分复用信号 $y(t)$ 中的各路信号样值序列分离并送到相应的通路上,即分离成各通路的 PAM 信号,它们可以分别表示为

$$\begin{cases} y_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_1(kT_s)\delta(t - kT_s) \\ y_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_2(kT_s + T_c)\delta(t - kT_s - T_c) \\ y_3(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_3(kT_s + 2T_c)\delta(t - kT_s - 2T_c) \end{cases} \quad (5.7.4)$$

上述各路信号如果满足抽样定理条件,则分别通过输出低通滤波器后可恢复发端原始模拟信号,其中第 i 路的输出信号为 $m_{oi}(t) = m_i(t)$ 。

为了在接收端能正确接收或者说能正确区分每一路信号,时分多路复用系统中的收、发两端必须保持严格同步,主要包括位同步和帧同步(正确识别各路信号的排队次序)。要做到位同步,即保证收、发码元的节拍一致,以正确识别每一位码元,在图 5.7.2 中,相当于要求收、发两端旋转开关的旋转速度保持相同。为了做到帧同步,即保证收、发两端相应各路要对准,以正确区分每一路信号,这相当于要求收、发两端旋转开关的起始位置要相同。通常,在每个帧的第一个时隙安排标志码(即帧同步码),以便接收端识别判断帧的开始位置是否与发端的相对应。因为每帧内各路信号的位置是固定的,如果能把每帧的首尾辨别出来,就可正确区分每一路信号,即实现帧同步。而位同步可以通过时钟同步来实现。

上面 TDM 系统中的合路信号 $x(t)$ 是 PAM 多路信号,但它也可以是已量化和编码的多路 PCM 信号或增量调制信号。时分多路 PCM 系统有各种各样的应用,最重要的一种是 PCM 电话系统。下面我们概略介绍 PCM 时分多路数字电话系统。

5.7.2 时分多路数字电话通信系统

根据 CCITT 建议,国际上通用的 PCM 话音通信有两种标准化制式,即 PCM30/32 路制式(A 律压扩特性)和 PCM24 路制式(μ 律压扩特性),并规定国际通信时以 PCM30/32 路制式为标准。我国规定采用 PCM30/32 路制式。

1. TDM 电话通信系统的组成

PCM 时分多路数字电话通信系统基本组成框图如图 5.7.3 所示。图中,用户话音信号的发与收是采用二线制传输,但端机的发送支路与接收支路是分开的,即发与收是采用四线制传输的,因此用户的话音信号需经 2/4 线的变换。完成这个功能的是图中的输入、输出混

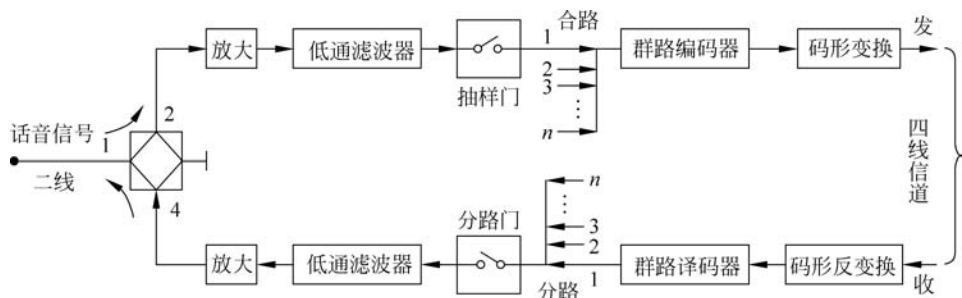


图 5.7.3 PCM 时分多路数字电话通信系统方框图

合线圈。图 5.7.3 所示 PCM 电话系统的基本工作过程是：输入话音信号从二线进入，经混合线圈的 1→2 端送入 PCM 系统的发送端。经过放大（调节话音电平）、低通滤波（限制话音频带，防止折叠噪声的产生）及抽样合路，形成时分复用的 PAM 信号。然后在群路编码器中一起被量化和编码，将 PAM 信号变成 PCM 信号。最后经码型变换电路将 PCM 信号变换成适合于信道传输的码型送往信道。在接收端首先将接收到的信号进行整形再生，然后由码型反变换电路恢复出原始的 PCM 信号并送到译码器，译码器把 PCM 信号转换成 PAM 信号，分路器分离出每一路 PAM 信号，各路 PAM 信号经各自的输出低通滤波器恢复成模拟话音信号，最后经放大、混合线圈的 4→1 端输出，送至用户。

图 5.7.3 示出的是采用群路编译码器的 PCM 多路数字电话系统。它给信号的上、下路带来很大不便。近年来，随着大规模集成电路技术的发展，PCM 数字电话系统中的编译码器已由原来的群路编译码器改用单路编译码器。也就是每一路话音单独采用一片编译码集成电路。典型的单路 PCM 编译码器产品有 Intel 2911、MK5156 等。这种编译码器利用大规模集成技术的 NMOS 工艺在一块芯片上实现了 A 律 13 折线压扩的 8 比特 PCM 编码和译码功能。图 5.7.4 是采用单路编译码器的 PCM 数字电话系统框图。由图看到，发送端低通滤波器输出的模拟信号直接加到单路编译码器，而在单路编译码器的 D_x 端便可获得已编码的 PCM 数字信号。各个单路编译码器的输出线 D_x 均接至发送总线，构成多路 PCM 信号输出。接收端来自 PCM 收信总线的信号进入单路编译码器的 D_R 端，在 VF_R 端便能得到还原的模拟信号，再经输出低通滤波器和混合线圈送至用户。现在已有将系统中的低通滤波器一起集成进单路编译码器的产品，如 Intel 2913/14、MT8961/63/65、MC14400/01/02/03/05、TLC32044 等。单路编译码器的采用可以大大降低设备的功耗，缩减设备的体积和重量，从而使通信系统的可靠性大大提高。

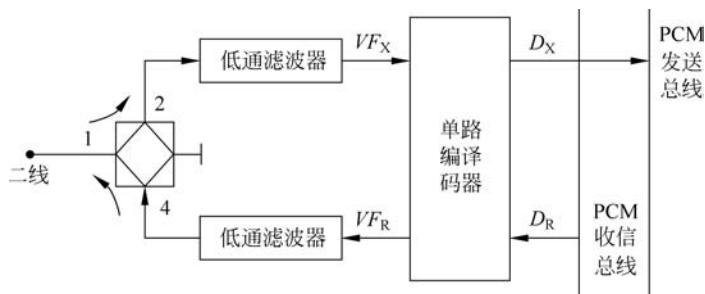


图 5.7.4 采用单路编译码器的 PCM 数字电话系统方框图

如果多路数字电话系统采用增量调制方式,其系统组成与 PCM 数字电话系统基本相同,而且也采用单路编译码方式。单路增量调制编译码集成电路产品有 MC3417/18 等。

2. PCM30/32 路系统帧结构和传码率

我国采用的 PCM30/32 路系统(又称基群或一次群)帧结构如图 5.7.5 所示。它采用 A 律 13 折线编码,语音信号抽样频率 f_s 为 8kHz,抽样周期为 $T_s=125\mu s$,所以一帧的时间(即帧周期) $T_F=T_s=125\mu s$ 。每一帧由 32 个路时隙组成,每个时隙对应一个样值,所有时隙都采用 8 位二进制码。其中,

(1) 30 个话路时隙(TS0~TS15,TS17~TS31)

TS0~TS15 分别传送第 1~15 路(CH1~CH15)话音信号,TS17~TS31 分别传送第 16~30 路(CH16~CH30)话音信号。

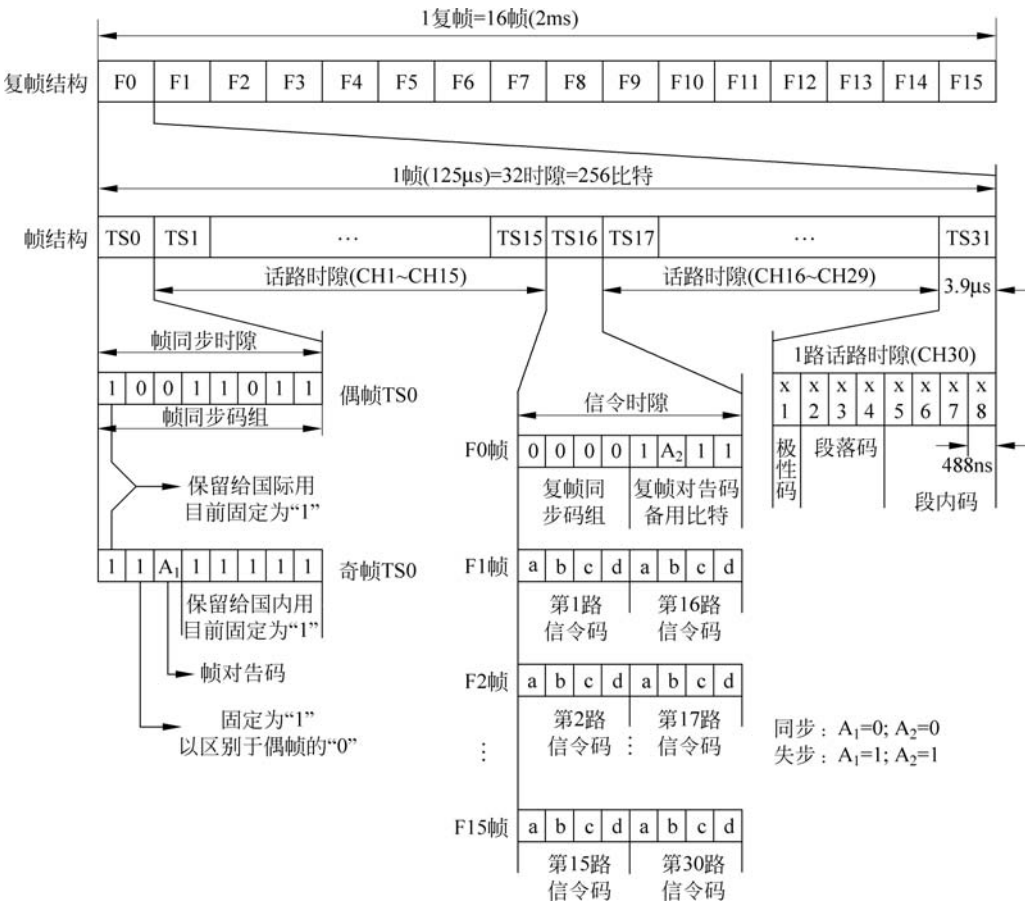


图 5.7.5 PCM 基群帧结构

(2) 帧同步时隙(TS0)

偶数帧的 TS0 用于发送帧同步码,其码组为 * 0011011。接收端根据此码组建立正确的路序,即实现帧同步。其中第一位码元“*”保留作国际通信用,目前暂固定为 1,后 7 位为帧同步码。

奇数帧的 TS0 用于发送帧失步告警码,其码组为 * 1A₁11111。第 1 位码的作用与偶数

帧 TS0 的第一位相同;第 2 位码元固定为 1,以区别于偶帧对应位的 0,便于接收端区分是偶帧还是奇帧;第 3 位是帧失步告警码,简称对告码,用于将本端的同步状况告诉对端, $A_1=0$ 表示同步, $A_1=1$ 表示失步;第 4~第 8 位码可用于传送其他信息,未使用时固定为 1。

(3) 信令与复帧同步时隙(TS16)

TS16 用来传送复帧同步和局间话路信令信息等,如振铃、拨号脉冲、被叫摘机、主叫挂机信号信息。由于信令信号的频率很低,故其抽样频率取 500Hz,相应的抽样周期为 $1/500=16 \times 125\mu\text{s}=16T_F$,这说明对于每个话路信令,只要每隔 16 帧传输一次就够了。因此,将这 16 个帧(F0~F15)构成一个更大的帧,称之为复帧。其中 15 个帧(F1~F15)的 TS16 用来传送 30 个话路的信令码,每路信令占 4 位码,即每个 TS16 含两路信令。

为了保证收、发两端各路信令码在时间上对准,每个复帧需要一个复帧同步码。复帧中 F0 帧的 TS16 用来传送复帧同步和复帧失步告警码,其码组为 00001 A_2 11。前 4 位码是复帧同步码;第 6 位码是复帧失步告警码, $A_2=0$ 为复帧同步, $A_2=1$ 为失步;第 5,7,8 位码可用于传送其他信息,未使用时固定为 1。

根据以上帧结构,我们可以得到以下几个数据:

- 复帧周期 $16(\text{帧}) \times T_F = 16 \times 125\mu\text{s} = 2\text{ms}$,复帧频率 500 复帧/秒;
- 帧周期 $T_F = 125\mu\text{s}$,帧频 8000 帧/秒,帧长度 $32(\text{时隙}) \times 8(\text{bit}) = 256(\text{bit})$;

$$\text{• 路时隙 } T_c = \frac{T_F}{n} = \frac{125\mu\text{s}}{32(\text{时隙})} = 3.91\mu\text{s}(n: \text{一帧中所含时隙数});$$

$$\text{• 位时隙 } T_b = \frac{T_c}{N} = \frac{3.91\mu\text{s}}{8(\text{bit})} = 488\text{ns}(N: \text{一个时隙内所含码元数});$$

- PCM30/32 系统传码率

$$R_{BP} = n \cdot N \cdot f_s = 32 \times 8 \times 8000 = 2.048(\text{MB}) \quad (5.7.5)$$

- PCM30/32 系统传信率

因为是二进制码元,传信率在数值上等于传码率,所以有

$$R_{bp} = 2.048(\text{Mbit/s}) \quad (5.7.6)$$

- PCM30/32 系统最小信道带宽

$$B_{\min} = \frac{1}{2} \cdot R_{BP} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot N \cdot f_s = 1.024(\text{MHz}) \quad (5.7.7)$$

时分复用增量调制系统,目前尚无国际标准,但有一种国内外应用较多的 DM32 路制式。该制式中,抽样频率为 32kHz,即帧周期为 $31.25\mu\text{s}$,每个时隙含一个比特。TS0 为帧同步时隙,TS1 为信令时隙,TS2 为勤务电话时隙,TS3、TS4、TS5 为数据时隙,TS6~TS31 为用户电话时隙。显然,该系统传信率为

$$R_{bDM} = f_s \times n = 32000 \times 32 = 1.024(\text{Mbit/s}) \quad (5.7.8)$$

60 路 ADPCM 系统已有国际标准,它的帧结构类似于 PCM30/32 系统。根据 CCITT G.761 建议规定,其帧周期为 $125\mu\text{s}$,分成 32 个时隙,每个时隙置入两路 ADPCM 信号(每路用 4 位码编码)。TS0 时隙用于传输同步等信息,TS16 时隙作为信令时隙,其他 30 个时隙可用来传输 60 个用户信息。显然,该系统的传信率为 2.048Mb/s,与基群比特率相同。

3. 数字通信系统的高次群

通信技术的发展和通信需求的增长,使得数字通信容量不断增大。前面讨论的

PCM30/32 或 PCM 24 路时分复用系统称为数字基群即一次群。由若干个基群通过数字复接技术,汇合成更高速的数字信号是 PCM 通信的扩容方法。目前,PCM 通信通过由低向高逐级复接,其高次群已形成了一个系列,按传输速率不同分别称为二次群、三次群、四次群等,如表 5.7.1 所示。四次及四次群以下的高次群,都是采用准同步方式按位复接的,称为准同步数字体系(plesiochronous digital hierarchy,PDH)。

表 5.7.1 TDM 数字复接系列

	准同步数字体系 PDH					同步数字体系 SDH			
国家	单位	基群	二次群	三次群	四次群	STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
北美	kb/s	1544	6312	44736	274176	155.52 Mb/s	622.08 Mb/s	2488.32 Mb/s	9953.28 Mb/s
	路数	24	96	672	4032				
日本	kb/s	1544	6312	32064	97728				
	路数	24	96	480	1440				
欧洲	kb/s	2048	8448	34368	139264				
中国	路数	30	120	480	1920				

随着光纤通信技术的发展,四次群速率已不能满足大容量、高速率传输的要求。为此,CCITT 又制定了 TDM 制 150Mb/s 以上的同步数字体系(synchronous digital hierarchy,SDH)标准,以满足宽带业务传输和全球通信发展的需要。SDH 的第一级速率规定为 155.52Mb/s,记作 STM-1。四个 STM-1 按字节同步复接得到 STM-4,比特率是 STM-1 的 4 倍即 622.08Mb/s,依次类推,具体见表 5.8。

PCM 系统所使用的传输介质与传输速率有关。基群 PCM 的传输介质一般采用市话对称电缆,也可以在市郊长途电缆上传输。可以传输电话、数据或可视电话信号。二次群速率较高,需采用对称平衡电缆、低电容电缆或微型同轴电缆。可传送可视电话、会议电视或电视信号。三次群以上的传输需采用同轴电缆或毫米波波导等,可传送彩色电视。如果采用光纤、卫星通信,则可以得到更大的通信容量。

5.8 思考题

- 5.8.1 抽样定理的主要内容是什么? 在什么情况下抽样频谱会产生频谱混叠或折叠噪声?
- 5.8.2 什么是理想抽样、自然抽样和平顶抽样? 它们对已抽样信号的频谱各有什么影响?
- 5.8.3 什么是均匀量化? 什么是非均匀量化? 采用非均匀量化的目的是什么?
- 5.8.4 量化区间内最大量化误差等于多少? 均匀量化时的信号量化噪声功率比与哪些因素有关?
- 5.8.5 PCM 编码中为什么要采用折叠二进制?
- 5.8.6 A 律压缩特性是如何对信号压扩的? A 代表什么意义? 它对压缩特性有什么影响?
- 5.8.7 什么是差分脉冲编码调制? 什么是增量调制? 它们与脉冲编码调制有何异同?

5.8.8 与 PCM 系统比较,为什么 DPCM 系统既能使信号频带压缩,又不影响通信质量?

5.8.9 为了不发生过载噪声,增量调制系统应满足怎样的条件? 该系统的输出信号量化噪声功率比与哪些因素有关?

5.8.10 什么是时分复用? 它与频分复用有什么区别? 一般模拟、数字通信系统各采用什么方法进行多路复用?

5.8.11 数字电话通信系统的基群信号是由多少路信号时分复用而成的? 其帧频是由什么决定的?

5.9 习题

5.9.1 已知一低通信号 $m(t)$ 的频谱为

$$M(f) = \begin{cases} 1 - \frac{|f|}{200} & (|f| \leq 200 \text{ Hz}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

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

② 若用 $f_s = 400 \text{ Hz}$ 的速率抽样,重做上题。

5.9.2 信号 $f(t) = 10 \cos 20\pi t \cdot \cos 200\pi t$,以每秒 250 次速率抽样。

① 要求给出抽样样值序列的频谱。

② 若用理想低通恢复 $f(t)$,则低通滤波器的截止频率为何值?

③ 如把 $f(t)$ 看作是低通信号,则最低抽样速率是多少?

④ 如把 $f(t)$ 看作是带通信号,则最低抽样速率又是多少?

5.9.3 已知某信号 $m(t)$ 的频谱 $M(\omega)$ 如图 5.9.1(a) 所示。将它通过传递函数特性示于图 5.9.1(b) 的滤波器后再进行理想抽样,如图 5.9.1(c) 所示。

① 最低抽样速率应为多少?

② 若设抽样速率 $f_s = 3f_1$,试画出已抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱。

③ 接收端的接收网络(图 5.9.1(d))应具有怎样的传输函数 $H_2(\omega)$,才能由 $m_s(t)$ 不失真地恢复 $m(t)$ 。

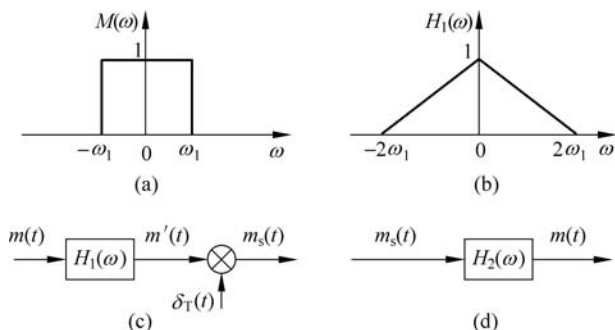


图 5.9.1

5.9.4 设以每秒 400 次的速率对信号 $g(t) = 10\cos 60\pi t \cdot \cos^2 106\pi t$ 抽样,试确定由抽样波形恢复 $g(t)$ 时所用理想低通滤波器的截止频率允许范围。

5.9.5 一个基带信号 $m(t)$,其频谱如图 5.9.2 所示。如果 $m(t)$ 被抽样,并且要保证无失真地恢复原信号,试问最低的抽样频率是多少?

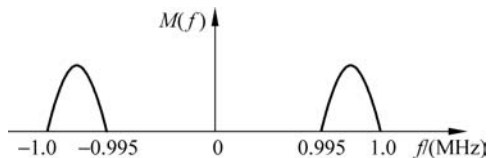


图 5.9.2

5.9.6 已知信号 $m(t)$ 的最高频率为 f_m ,其频谱 $M(\omega)$ 如图 5.9.3(a) 所示。若用图 5.9.3(b) 所示的抽样信号 $q(t)$ 对 $m(t)$ 进行自然抽样,试确定已抽样信号频谱的表达式,并画出其示意图。

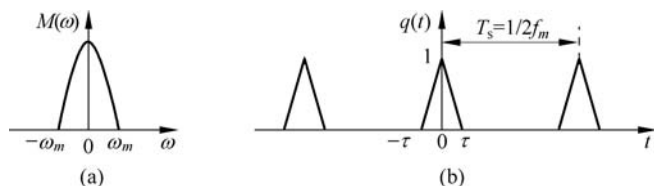


图 5.9.3

5.9.7 如果传送信号是 $A \sin \omega t$, $A \leq 10\text{V}$,按线性 PCM 编码,分成 64 个量化级,试问:

① 需要用多少位二进制码?

② 信号量化噪声功率比?

5.9.8 信号 $f(t) = \sin \omega_0 t$ 以最小信号量噪比 30dB 被数字化,设采用线性 PCM 编码。问所需的最小量化间隔是多少? 每样值用二进制编码时所需的编码位数是多少?

5.9.9 设一信号 $m(t) = 10 + A \cos \omega t$,其中 $A \leq 10\text{V}$ 。若 $m(t)$ 被均匀量化为 40 个电平,试求:

① 用二进制编码时,所需的编码位数 N 和量化间隔 Δv 。

② 若量化器量化范围是 0~20V,量化后的最高、最低电平是多少?

5.9.10 某信号的幅度概率分布是

$$p(u) = \frac{1}{0.8\sqrt{2}} e^{-|u| \frac{\sqrt{2}}{0.8}}$$

若考虑非过载范围 $|u| \leq 8\text{V}$,对该信号用 5 位码进行 PCM 线性编码,求编码的量化噪声功率及信号量噪比。

5.9.11 某信号的最高频率为 3.4kHz,采用线性 PCM 方式传输,其信号的最大幅度为 $\pm 0.64\text{V}$,量化级差为 10mV,编码信号中除音频信号外还另加 1bit 为同步信号,试求码元的最大持续时间是多少? 若用占空比为 50% 的归零码,其信号脉冲的持续时间是多少?

5.9.12 按 A 律压扩特性

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & \left(0 \leq x \leq \frac{1}{A}\right) \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & \left(\frac{1}{A} \leq x \leq 1\right) \end{cases}$$

式中 $x = \frac{u}{V}$, 为归一化输入信号电平, $A = 87.6$ 。求 $x = 0\text{dB}$ 和 $x = -40\text{dB}$ 非均匀量化时的信噪比改善量。

5.9.13 采用 13 段折线 A 律编码, 最小量化级为一个单位, 已知样值脉冲为 +635 个单位。

- ① 试求编码器输出码组。
- ② 写出对应于该 7 位码(不含极性码)的均匀量化 11 位码(采用自然二进制码)。
- ③ 接收端译码器输出信号值为多少? 与发端抽样脉冲值相比量化误差为多少?

5.9.14 采用 13 折线 A 律编码, 设最小量化级为 1 个单位, 已知抽样脉冲值为 -95 单位。

- ① 试求此时编码器输出的码组, 并计算量化误差(段内码用折叠二进制码)。
- ② 写出对应于该 7 位码(不含极性码)的均匀量化 11 位自然二进制码。

5.9.15 采用 13 折线 A 律编码电路, 设接收端收到的码组为“01010011”, 最小量化间隔为 1 个量化单位。

- ① 试问译码器输出为多少量化单位?
- ② 写出对应于该 7 位码(不含极性码)的均匀量化 11 位自然二进制码。
- ③ 求编码器输入端信号抽样值的范围。

5.9.16 采用 13 段折线 A 律编码电路, 设接收端收到的码组为“01010011”, 最小量化间隔为 1 个量化单位, 并已知段内码改用折叠二进制码。

- ① 试问译码器输出为多少量化单位?
- ② 写出对应于该 7 位码(不含极性码)的均匀量化 11 位自然二进制码。

5.9.17 如果 A 律 13 段折线编码器的过载电压为 $\pm 4.096V$ 。

- ① 试对 $PAM_1 = 3.01V$, $PAM_2 = -0.003V$ 编 PCM 8 位码。
- ② 经线路传送到接收端, 求译码后的 PAM 值。

5.9.18 已知线性 PCM 系统的量化电平数为 32, 计算系统误码率分别为 $P_e = 10^{-3}$ 和 $P_e = 10^{-6}$ 时的 PCM 系统输出信噪比。

5.9.19 已知语音信号的最高频率 $f_m = 3400\text{Hz}$, 今用线性 PCM 系统传输, 要求信号量化噪声比 S_o/N_q 不低于 30dB。试求此 PCM 系统所需的理论最小基带频宽。

5.9.20 对信号 $f(t) = M\sin(2\pi f_0 t)$ 进行简单增量调制 ΔM , 若量化台阶 σ 和抽样频率 f_s 选择保证既不过载, 又不小于最小编码电平。试证明此时要求: $f_s > \pi f_0$ 。

5.9.21 对信号 $f(t)$ 进行简单增量调制。采样频率 $f_s = 40\text{kHz}$, 量化台阶为 σ 。

- ① 若 $f(t) = A\sin(\omega t)$, 求不发生过载的条件。
- ② 能保证系统正常工作的最低码元速率是多少?

5.9.22 已知 ΔM 调制系统中, 低通滤波器的截止频率为 3400Hz, 采用的抽样频率 $f_s = 32\text{kHz}$ 。求在不过载条件下, 信号频率为 300Hz 时, 该系统输出的最大信噪比 S_o/N_q 。

5.9.23 设一般语音信号动态范围为 40dB, 语音信号最高截止频率 $f_H = 3400\text{Hz}$, 若要求语音信号的最低输出信噪比为 16dB, 试计算 ΔM 调制中, 在信号频率 $f = 800\text{Hz}$ 时满足动态范围的最低采样频率 f_s 是多少?

5.9.24 一个频带限制在 $f_m = 4\text{kHz}$ 的信号分别通过 PCM 系统与 ΔM 系统, 如果要

求输出信号量噪比都满足 30dB 的要求,比较信号频率 $f_k = 1\text{kHz}$ 时的 PCM 系统与 ΔM 系统所需的带宽。

5.9.25 对 24 路最高频率均为 4kHz 的信号进行时分复用,采用 PAM 方式传输。假定所用的脉冲为周期性矩形脉冲,脉冲的宽度为 τ ,占空比为 0.5。求此 24 路 PAM 信号的第一零点带宽和传输该信号所需的最小信道带宽。

5.9.26 对 12 路语音信号(每路信号的最高频率均为 4kHz)进行抽样和时分复用,抽样速率为 8kHz,以 PCM 方式传输。设传输信号的波形是矩形脉冲,其宽度为 τ ,且占空比为 1。

- ① 抽样后信号按 8 级量化,求 PCM 基带信号第一零点带宽。
- ② 若抽样后信号按 128 级量化,PCM 基带信号第一零点带宽又为多少?

5.9.27 有 24 路 PCM 信号,每路信号的最高频率为 4kHz,量化级为 128,每帧增加 1bit 作为帧同步信号,试求传码率和信道传输带宽。如果 32 路 PCM 信号,每路 8bit,同步信号已包括在内,量化级为 256,试求传码率和信道传输带宽。

5.9.28 设有 6 个带宽分别为 W 、 W 、 $2W$ 、 $2W$ 、 $3W$ 、 $3W$ 的独立信息源,采用时分复用方式共用一条信道传输,每路信源均采用 8 位 PCM 编码。

- ① 设计该系统的帧结构和总时隙数,使各个信源信号可按各自的奈奎斯特速率取样。
- ② 求每个时隙占有的时隙宽度以及脉冲宽度。
- ③ 求信道最小传输带宽。