

第3章

模拟信号的数字化

3.1 引言

在绪论中已经指出,通信系统分为模拟通信系统和数字通信系统,数字通信系统有着模拟通信系统不可比拟的优点。而有待传输的消息信号,如通信中的电话和图像信号,绝大多数是模拟信号,即在时间上和幅度上均为连续取值的信号。为了利用数字通信系统传输模拟信号,就必须首先对模拟信号进行数字化处理,使之转换为数字信号,这个过程称为模拟信号数字化。

从原理上来讲,模拟信号数字化过程由抽样、量化与编码3个基本环节组成。抽样是把在时间上连续的模拟信号转换成时间上离散的抽样信号,量化是把幅度上连续的抽样信号转换成幅度上离散的量化信号,编码是把时间离散且幅度离散的量化信号用一个二进制码组表示。模拟信号数字化过程的示意图如图3-1所示。

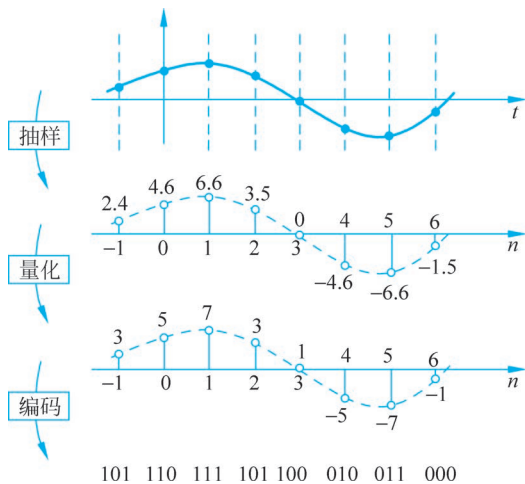


图 3-1 模拟信号数字化过程的示意图

电话通信系统主要采用脉冲编码调制(PCM)技术实现话音信号数字化。PCM是一种最重要、最具代表性的数字化方法。采用PCM技术的电话通信系统极大地促进了数字通信的发展,是目前公用电话网体系的支撑。

本章在讨论抽样、量化的基础上着重分析脉冲编码调制(PCM)的原理及性能,简要介绍差分脉冲编码调制(DPCM)和增量调制(ΔM)的原理及性能,简要介绍电话通信系统的时分复用体系。

3.2 模拟信号的抽样

将时间上连续的模拟信号变为时间上离散样值的过程称为抽样。能否由离散样值序列重建原始的模拟信号,是抽样定理要回答的问题。抽样定理是任何模拟信号数字化的理论基础。

3.2.1 理想抽样

1. 低通抽样定理

低通信号抽样定理是：一个频带限制在 $(0, f_H)$ 内的连续信号 $x(t)$ ，如果抽样频率 f_s 大于或等于 $2f_H$ ，则可以由样值序列 $\{x(nT_s)\}$ 无失真地重建原始信号 $x(t)$ 。

由抽样定理可知，当被抽样信号的最高频率为 f_H 时，每秒内的抽样点数目将等于或大于 $2f_H$ 个，这就意味着对于信号中的最高频率分量至少在一个周期内要取2个样值。如果这个条件不能满足，则接收时将引起信号的失真。通常将满足抽样定理的最低抽样频率称为奈奎斯特(Nyquist)频率。

设 $x(t)$ 为低通信号，抽样脉冲序列是一个周期性冲激函数 $\delta_T(t)$ ，抽样信号可看成 $x(t)$ 和 $\delta_T(t)$ 相乘的结果，如图3-2所示。抽样信号可表示为

$$x_s(t) = x(t)\delta_T(t) \quad (3-1)$$

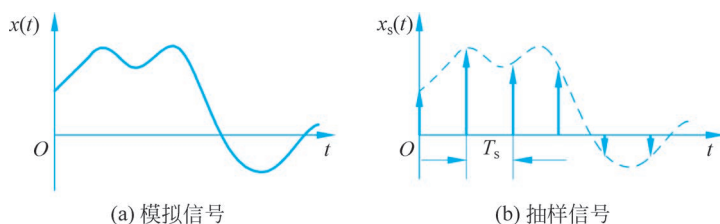


图 3-2 抽样信号的形成过程

利用傅里叶变换的基本性质，以时域和频域对照的直观图形，可说明抽样定理，如图3-3所示。

$\delta_T(t)$ 是理想的单位冲激函数序列，其表达式为

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

式中， T_s 为脉冲周期。信号和冲激序列相乘的结果也是冲激序列，冲激的强度等于 $x(t)$ 在相应时刻的取值，即样值 $x(nT_s)$ 。这样抽样信号 $x_s(t)$ 又可表示为

$$x_s(t) = x(t)\delta_T(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s) \quad (3-2)$$

$x(t)$ 的频谱为 $X(\omega)$ ， $X(\omega)$ 的最高频率为 ω_H ，如图3-3(a)所示。 $\delta_T(t)$ 的频谱 $\delta_T(\omega)$ 也是由一系列冲激函数所组成的，即

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

$\delta_T(t)$ 和 $\delta_T(\omega)$ 如图3-3(b)所示。

根据频域卷积定理，式(3-1)所表达的抽样信号 $x_s(t)$ 的频域表达式为

$$\begin{aligned} X_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi} [X(\omega) * \delta_T(\omega)] \\ &= \frac{1}{T_s} \left[X(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] \end{aligned}$$

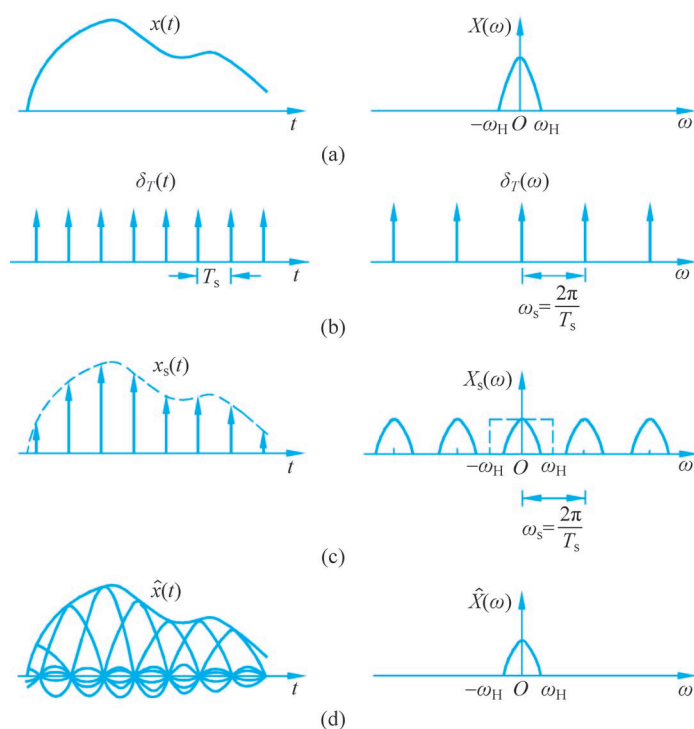


图 3-3 抽样信号的时域和频域对照图

$$= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) \quad (3-3)$$

式(3-3)说明抽样信号的频谱除了原信号的频谱 $X(\omega)$ 以外,在 ω_s 的整数倍即 $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ 处存在 $X(\omega)$ 的复制频谱。抽样信号 $x_s(t)$ 和抽样信号的频谱 $X_s(\omega)$ 如图 3-3(c) 所示。只要 $\omega_s \geq 2\omega_H$, $X(\omega)$ 就周期性地重复,周期性频谱不会混叠。显然,抽样信号 $x_s(t)$ 包含了信号 $x(t)$ 的全部信息。使抽样信号通过一个低通滤波器,只允许低于 ω_H 的频率分量通过,而将更高的频率分量滤除,这样便能从 $X_s(\omega)$ 中无失真地恢复原信号 $X(\omega)$ 。低通滤波器的特性在图 3-3(c) 上用虚线表示。

如果抽样频率 $\omega_s < 2\omega_H$, 即抽样间隔 $T_s > 1/2f_H$, 则抽样信号的频谱会发生混叠现象,此时不可能无失真地重建原始信号。

将抽样后的信号 $X_s(\omega)$ 通过截止频率为 ω_H 的低通滤波器,可以恢复出原来被抽样的信号 $X(\omega)$,这种在频域中的运算对应于时域中从 $x_s(t)$ 中恢复出 $x(t)$ 的运算。

设截止频率是 ω_H 的低通滤波器的传递函数为 $H(\omega)$, 即

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \omega_H \\ 0, & |\omega| > \omega_H \end{cases}$$

当抽样信号 $X_s(\omega)$ 通过该滤波器时,滤波器的作用等效于用一门函数与 $X_s(\omega)$ 相乘,因此滤波器输出为

$$\hat{X}(\omega) = X_s(\omega)H(\omega) = X_s(\omega)\text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_H}\right) = \frac{1}{T_s}X(\omega) \quad (3-4)$$

根据时域卷积定理,时域中的重建信号是抽样信号 $x_s(t)$ 和滤波器冲激响应 $h(t)$ 的卷积,即

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= x_s(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s) * \frac{1}{T_s}\left(\frac{\sin\omega_H t}{\omega_H t}\right) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \frac{\sin\omega_H(t - nT_s)}{\omega_H(t - nT_s)} \end{aligned} \quad (3-5)$$

令 $\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x}$, 则由式(3-5)可知,利用 Sa 函数作为内插函数,可以把时间离散的样值序列恢复为时间连续的信号。也就是说,一个时间上的连续信号可以展成 Sa 函数的无穷级数,级数的系数等于抽样值 $x(nT_s)$ 。从几何意义上来说,以每个抽样值为峰值画一个 Sa 函数的波形,则合成的波形就是 $x(t)$ 。图 3-3(d)表示重建信号的示意图。由于 Sa 函数和抽样信号的恢复有密切的联系,所以 Sa 函数又称为抽样函数。

2. 带通抽样定理

实际中遇到的许多信号是带通信号,这种信号的带宽 B 远小于其中心频率。若带通信号的上截止频率为 f_H ,下截止频率为 f_L ,此时并不需要抽样频率高于 2 倍上截止频率。带通抽样定理指出,此时的抽样频率 f_s 应满足

$$f_s = 2B\left(1 + \frac{M}{N}\right) \quad (3-6)$$

式中, $B = f_H - f_L$; $M = f_H/B - N$; N 为不超过 f_H/B 的最大正整数。由于 $0 \leq M < 1$, 所以带通信号的抽样频率在 $2B \sim 4B$ 变动。由式(3-6)画出的曲线如图 3-4 所示。

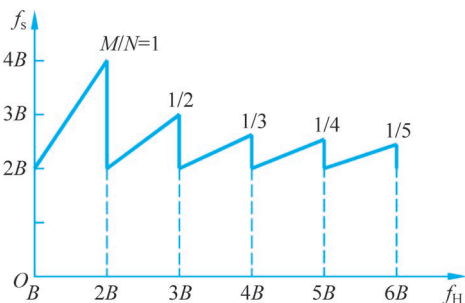


图 3-4 带通抽样定理

将带通抽样信号的频谱画出,可形象地理解带通抽样定理的含义。设带通信号的最高频率 f_H 是带宽 B 的整数倍,即 $f_H = NB$ 。若抽样频率为 $f_s = 2B$,抽样后的频谱依然没有发生混叠。图 3-5 画出 $N = 3$ 的情形。将 $X(f)$ 分别向右和向左移动 f_s ,频谱图如图 3-5(b)和图 3-5(c)所示,移动若干次后的频谱恰好在频率轴上排开,如图 3-5(d)所示,这样,采用带通滤波器可无失真地恢复原始信号,但此时的抽样频率远低于低通抽样定理 $f_s = 6B$ 的要求。

设带通信号的最高频率不是带宽的整数倍,即 $f_H = NB + MB$,其中 $0 < M < 1$,这时

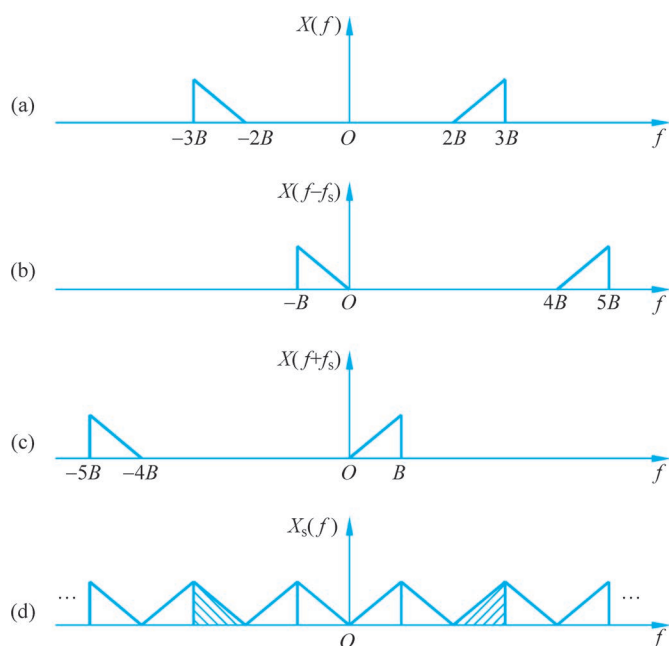


图 3-5 带通抽样频谱

如果仍以 $f_s = 2B$ 进行抽样,从频谱图上可以看到有明显的混叠现象。图 3-6 画出 $N=3, M \neq 0$ 的情形,此时若要使频谱无混叠则必须使 $2f_H = 3f_s$ 。推广到一般情况,有

$$Nf_s = 2(NB + MB)$$

$$f_s = 2B \left(1 + \frac{M}{N} \right)$$

带通抽样定理在频分多路信号的编码中有很重要的应用,针对典型信号的抽样频率均有相应的建议。

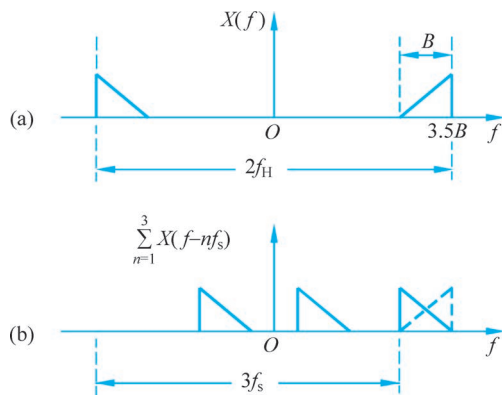


图 3-6 带通抽样频谱的混叠

由以上的讨论可知,低通信号的抽样和恢复比起带通信号来要简单。通常当带通信号的带宽 B 大于信号的最低频率 f_L 时,便将此信号当作低通信号处理。只有在不满足上述条件时才使用带通抽样定理。模拟电话信号经限带后的频率范围是 $300 \sim 3400\text{Hz}$,

所以按低通信号处理,抽样频率理论值至少应为 6800Hz。由于解调时不可能使用理想的低通滤波器,而实际的滤波器均有一定宽度的过渡带,又由于抽样前的限带滤波器也可能对 3400Hz 以上的频率分量做不到完全抑制,所以对语音信号的抽样频率取为 8000Hz。这样,在抽样信号的频谱之间便可形成一定间隔的“防护带” ΔB ,既防止了频谱的混叠,又放宽了对低通滤波器的要求,如图 3-7 所示。

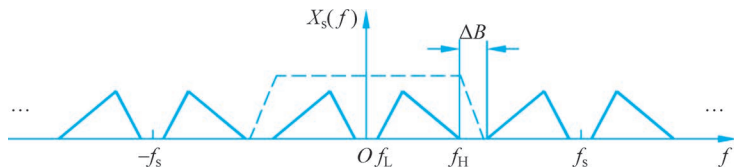


图 3-7 模拟电话抽样信号的频谱

抽样频率越高对防止频谱混叠越有利,但在第 5 章的讨论中会看到抽样频率的提高会使码元速率提高,意味着传输带宽加宽,这是不可取的。通常,抽样频率选择信号最高频率的 2~2.5 倍。几种常用模拟信号的频率范围和抽样频率如表 3-1 所示。

表 3-1 几种常用模拟信号的频率范围和抽样频率

信号类型	电话	电话会议	声音	电视
频率范围	300~3400Hz	50~7000Hz	20~20kHz	0~6MHz
抽样频率	8kHz	16kHz	48kHz	13.5MHz

值得注意的是,抽样定理是信号重建的充分非必要条件。近年来,基于压缩感知的采样方法得到了广泛的重视和应用,这种方法通过开发信号的稀疏特性,在远小于奈奎斯特频率的条件下,利用随机采样获取信号的离散样本,然后通过非线性重建算法恢复原信号,该方法已经用于雷达、医学成像、认知无线电等领域。

3.2.2 实际抽样

前面介绍的抽样使用的抽样脉冲序列是理想的冲激脉冲序列 $\delta_T(t)$,这种抽样称为理想抽样。由于无法得到理想的冲激脉冲序列,所以实际抽样电路中抽样脉冲都具有一定的持续时间。相应地,已抽样信号在脉冲持续时间内其顶部便会有某种形状。

1. 自然抽样

设抽样脉冲序列为

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_s)$$

式中, $p(t)$ 是任意形状的脉冲。抽样过程亦是信号 $x(t)$ 和抽样脉冲序列 $c(t)$ 相乘,即

$$x_s(t) = x(t)c(t) \quad (3-7)$$

若抽样脉冲 $c(t)$ 是周期性矩形脉冲序列,信号 $x(t)$ 与 $c(t)$ 相乘,便得到已抽样信号 $x_s(t)$ 。抽样的过程及所对应的频谱如图 3-8 所示。由图 3-8(d) 可以看出, $x_s(t)$ 在抽样期间的脉冲顶部不是平的,而是随着 $x(t)$ 变化,因而称这种抽样为自然抽样。 $c(t)$ 是周期性信号,可以用傅里叶级数展开,得

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t}$$

式中, C_n 为傅里叶级数的系数, 有

$$C_n = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} p(t) e^{-jn\omega_s t} dt$$

式中, ω_s 为抽样角频率; T_s 为抽样间隔。将 $c(t)$ 表达式代入式(3-7), 得

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) C_n e^{jn\omega_s t}$$

所以自然抽样后信号的频谱为

$$X_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n X(\omega - n\omega_s) \quad (3-8)$$

将式(3-8)和式(3-3)作比较可知, 与理想抽样信号的频谱相比, 自然抽样信号的频谱幅度变化了 $C_n T_s$ 倍。 C_n 随 n 的变化而变化, 但对确定的 n 来说 C_n 是一个常数。因此 $C_n T_s$ 对信号频谱是一种幅度加权, 并不改变频谱的形状, 只是随着 n 的不同, 频谱的幅度不同。这样, 使用相应的低通滤波器, 便可从抽样信号中无失真恢复原始信号。

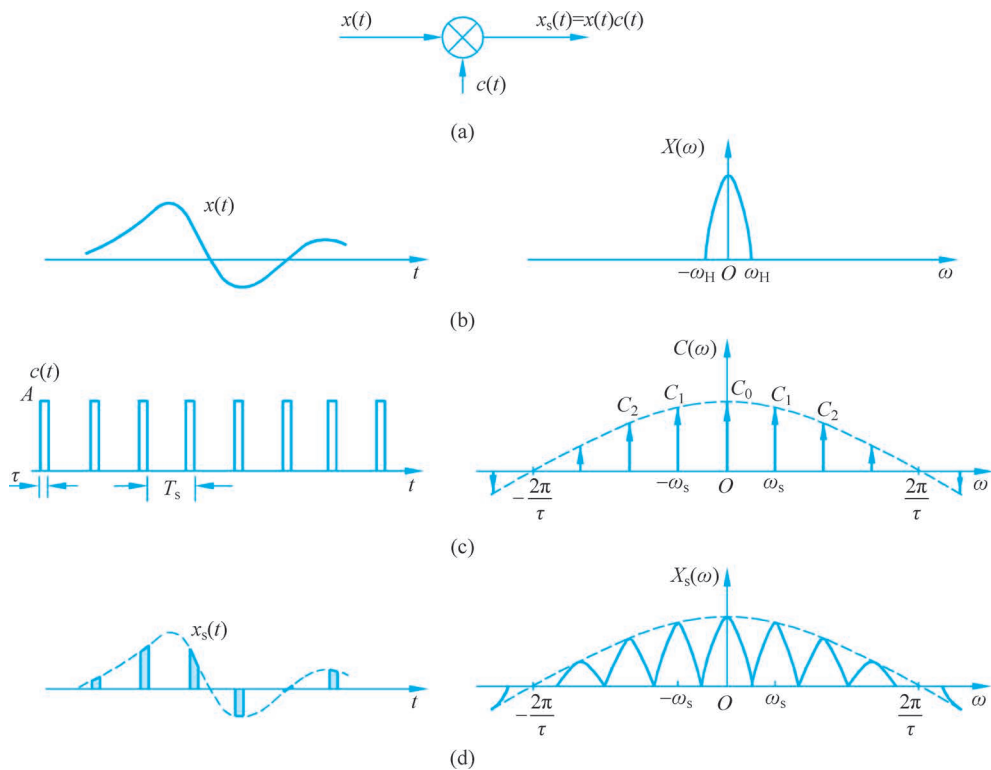


图 3-8 自然抽样

2. 平顶抽样

自然抽样是很容易实现的, 但在某些场合不能满足使用的要求。例如, 对抽样后的样

值要进行编码,而在编码期间的样值必须是恒定不变的。在抽样脉冲期间幅度不变的抽样称为平顶抽样。在实际电路中,平顶抽样是通过窄脉冲自然抽样和平顶保持电路来实现的。

从理论上来说,平顶抽样可分为两步实现,即先进行理想抽样,然后再用一个冲激响应是矩形的网络对样值进行保持,抽样的过程及频谱如图 3-9 所示。

网络的冲激响应为矩形脉冲,可表示为

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

网络的传递函数为 $H(\omega)$,有

$$H(\omega) = A\tau \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$$

由形成过程可知,平顶抽样信号的时域表达式是理想抽样信号和网络冲激响应的卷积,即

$$x_{sf}(t) = x_s(t) * h(t)$$

相应的频域表达式为

$$\begin{aligned} X_{sf}(\omega) &= X_s(\omega) H(\omega) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) A\tau \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \\ &= \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \end{aligned} \quad (3-9)$$

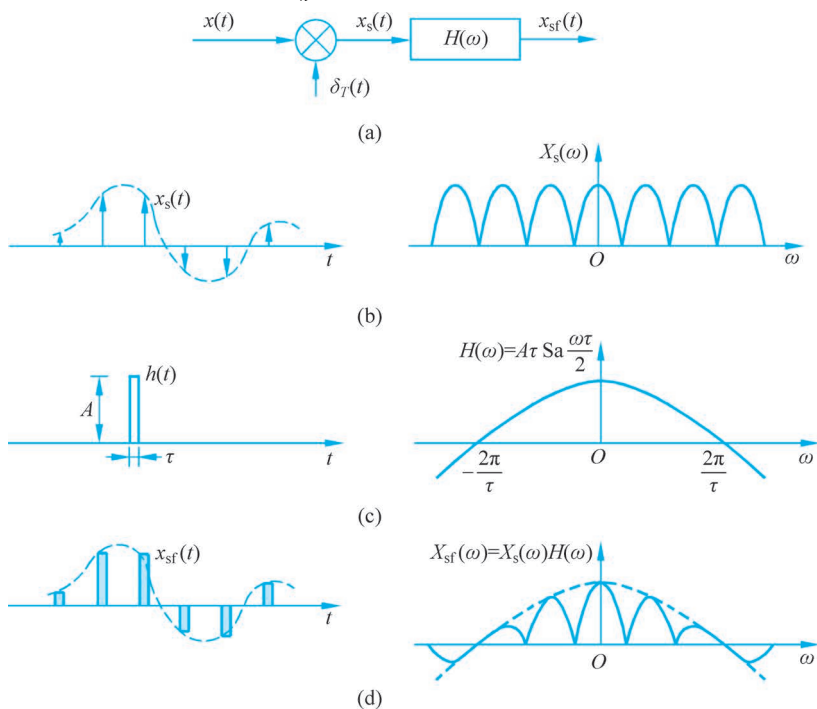


图 3-9 平顶抽样

与理想抽样信号的频谱相比较,平顶抽样信号的频谱有一加权项 $\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$ 。由于加权项是频率的函数,因而引起了频率失真,使频谱的形状发生了变化。这时,如果简单地使用低通滤波器,将无法实现无失真解调,而平顶抽样带来的频率失真在实际电路中又是不可避免的。在 PCM 解码电路中,对数字编码信号解码后得到量化的样值序列 $\{\hat{x}(nT_s)\}$,由样值序列恢复出的原始信号的幅度与占空比 τ/T_s 成正比。为了尽可能增大输出信号的幅度,可将样值序列展宽成全占空的平顶阶梯波。这样,在解调时除使用低通滤波器外还必须使用传递函数为 $\frac{\omega\tau/2}{\sin(\omega\tau/2)}$ 的网络进行频率补偿,以抵消平顶保持所带来的频率失真。这种频率失真常称为孔径失真。

3. 脉冲调制

第2章讨论的模拟调制是以正弦信号作为载波的,可是正弦信号并不是唯一的载波形式。在时间上离散的脉冲串,同样可以作为载波。以时间上离散的脉冲串作为载波,用基带信号 $x(t)$ 去控制脉冲串的某个参量,使其按 $x(t)$ 的规律变化,这样的调制称为脉冲调制。按基带信号改变脉冲参量(幅度、宽度、位置)的不同,脉冲调制分为脉幅调制(PAM)、脉宽调制(PDM)和脉位调制(PPM)。3种脉冲调制信号的波形示意图如图3-10所示。

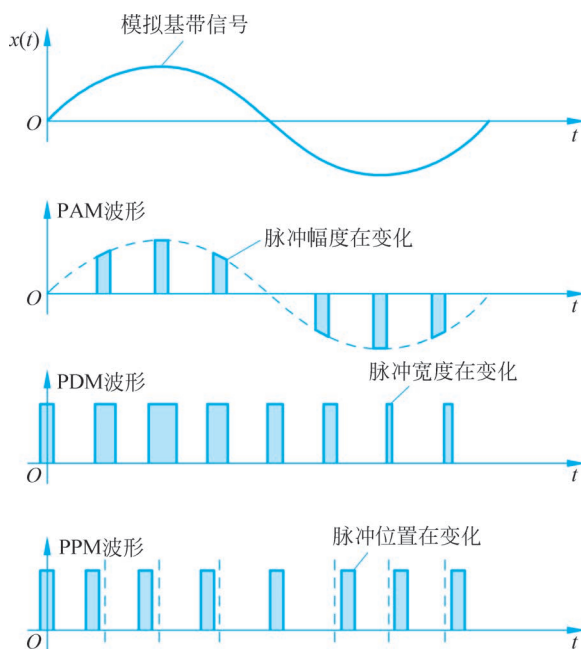


图 3-10 3 种脉冲调制信号的波形示意图

从调制的角度来看,实际抽样信号是用时间连续的基带信号去改变脉冲载波的幅度得到的,所以抽样信号又称 PAM 信号。

3.3 模拟信号的量化

3.3.1 量化的原理

模拟信号 $x(t)$ 经抽样后得到了样值序列 $\{x(nT_s)\}$ 。样值序列在时间上是离散的,但在幅度上的取值还是连续的,即有无限多种样值。这种样值无法用有限位数字信号来表示,因为有限位数字信号 n 最多能表示 $M=2^n$ 种电平。这样,就必须对样值进一步处理,使它成为在幅度上是有限种取值的离散样值。对幅度进行离散化处理的过程称为量化,实现量化的器件称为量化器。

量化的过程可用图 3-11 所示的方框图表示。输入值 x 是连续取值的模拟量,量化器输出为量化值 y , y 有 L 种取值。 y 是对 x 进行量化的结果,这一过程可表示为

$$y = Q(x)$$

当输入信号幅度落在 x_k 和 x_{k+1} 之间时量化器输出为 y_k , y_k 可表示为

$$y_k = Q\{x_k \leq x < x_{k+1}\}, \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (3-10)$$

式中, y_k 称为量化电平或重建电平; x_k 称为分层电平; 分层电平之间的间隔 $\Delta_k = x_{k+1} - x_k$ 称为量化间隔,也称为量阶或阶距。量化间隔相等时称均匀量化,不相等时称非均匀量化。

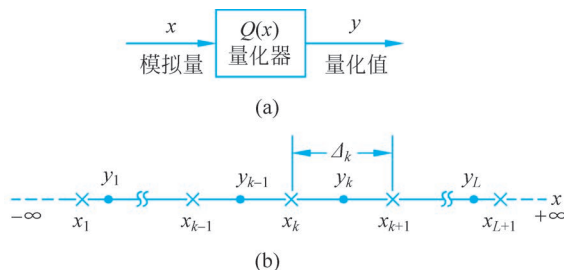


图 3-11 量化的过程

量化器输出和输入之间的关系称为量化特性,采用量化特性曲线可形象地表示出量化特性。一个理想的线性系统,其输出-输入特性为一条直线,而量化器的输出-输入特性是阶梯形曲线。阶梯面之间的距离为阶距。均匀量化器的特性曲线是等阶距的,非均匀量化器的特性曲线是不等阶距的。根据阶梯面的位置特性曲线又分为中升型和中平型。各种特性曲线如图 3-12 所示。

量化器的输入是连续值,输出是量化值,输入和输出之间存在着误差。这种误差是由于量化引起的,所以叫量化误差。定义量化误差 q 为量化器输入与输出之差,即

$$q = x - y = x - Q(x) \quad (3-11)$$

q 的规律由 x 的取值规律决定。对于确定性的输入信号, q 是一个确定性函数。但对于随机信号, q 是一个随机变量。图 3-13 画出对模拟信号 $x(t)$ 进行均匀量化的情况,量化信号 $y(t)$ 是一个阶距为 Δ 的阶梯波,量化误差 $q(t)$ 是模拟信号和量化信号的差别。

量化误差的存在对信号的解调一定会产生影响,这种影响对信号是一种干扰,所以

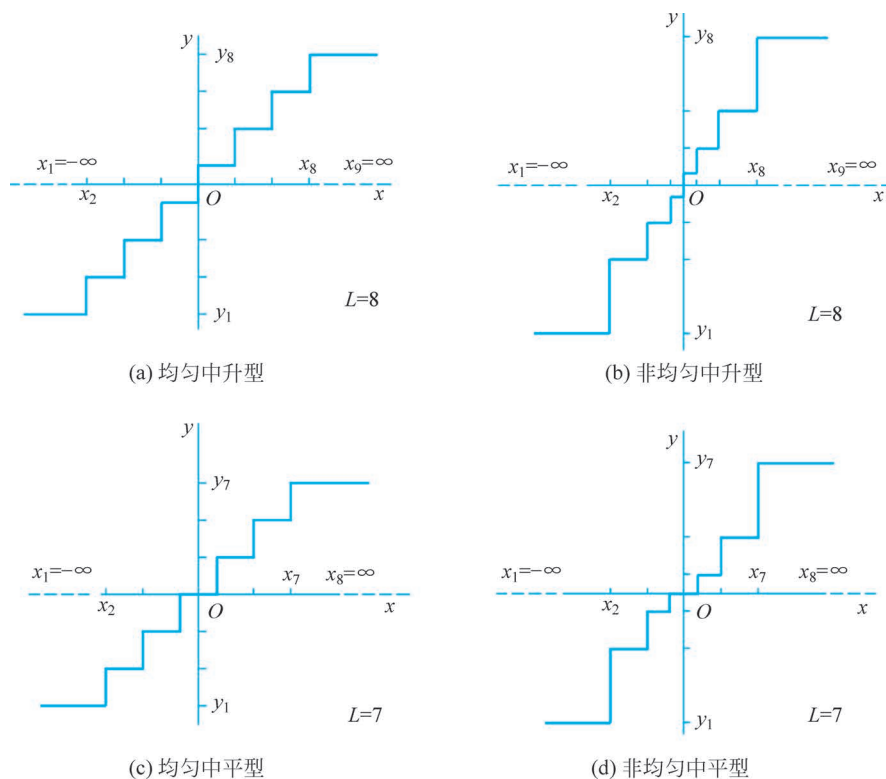


图 3-12 量化特性曲线

通常又把量化误差称为量化噪声。一般来说,量化噪声是正、负交变的随机变量,平均值为零,所以量化噪声的影响要用平均功率来度量。量化噪声的平均功率用均方误差表示。设输入信号 x 的幅度概率密度为 $p_x(x)$,量化噪声的平均功率为

$$\sigma_q^2 = E[x - Q(x)]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [x - Q(x)]^2 p_x(x) dx \quad (3-12)$$

由于有 L 个量化间隔,因此可以把积分区域分割成 L 个区间,则上式可写成

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^L \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \quad (3-13)$$

式(3-13)是计算量化噪声平均功率的基本公式。在给定消息源的情况下, $p_x(x)$ 是已知的,因此量化噪声的平均功率与量化间隔的分隔有关。如何使量化噪声的平均功率最小或符合一定规律,是量化器的理论所要研究的问题。

当量化间隔数 L 较小时,利用式(3-13)可分段进行计算。当 $L \gg 1$,且量化间隔 Δ_k 很小时,信号幅度落入第 k 层的概率密度函数可用该函数在 x_k 的取值代替,即近似为一个常数,因此有

$$p_x(x) \approx p_x(x_k)$$

在概率密度均匀分布的条件下,最佳量化电平应在分层电平的中点,即

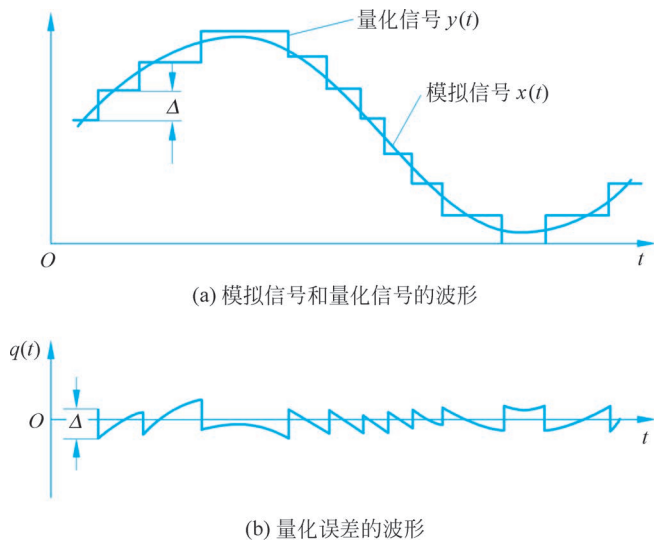


图 3-13 模拟信号的均匀量化

$$y_k = \frac{x_k + x_{k+1}}{2}$$

这样,用式(3-13)计算量化噪声的功率可以得到简化。输入电平落在第 k 层量化间隔内的概率

$$P_k \approx p_x(x_k) \Delta_k \quad (3-14)$$

将式(3-14)代入式(3-13),得

$$\begin{aligned} \sigma_q^2 &= \sum_{k=1}^L \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \approx \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 dx \\ &= \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \left[\frac{(x_{k+1} - y_k)^3}{3} - \frac{(x_k - y_k)^3}{3} \right] = \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \frac{\Delta_k^3}{12} \\ &= \frac{1}{12} \sum_{k=1}^L P_k \Delta_k^2 = \frac{1}{12} \sum_{k=1}^L p_x(x_k) \Delta_k^3 \end{aligned} \quad (3-15)$$

当 Δ_k 很小时, $\Delta_k = dx$, 这样,式(3-15)还可以写成积分形式,即

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \int_{-V}^V \Delta_k^2(x) p_x(x) dx \quad (3-16)$$

式中, V 表示量化器的最大输入电平。当 Δ_k 很小时,可用 V 表示最大量化电平。显然,式(3-16)适用于量化器不过载的情况。当输入电平超出量化范围时,量化器处于过载情况,其量化噪声称为过载噪声。过载时量化值保持为常数 V ,过载噪声的功率为

$$\sigma_{q0}^2 = \int_V^{\infty} (x - V)^2 p_x(x) dx + \int_{-\infty}^{-V} (x + V)^2 p_x(x) dx$$

当 $p_x(x)$ 对称分布时,

$$\sigma_{q0}^2 = 2 \int_V^{\infty} (x - V)^2 p_x(x) dx \quad (3-17)$$

总的量化噪声功率应为不过载噪声和过载噪声功率之和,即

$$N_q = \sigma_q^2 + \sigma_{q0}^2 \quad (3-18)$$

3.3.2 均匀量化和线性 PCM 编码

均匀量化器的量化特性是一条等阶距的阶梯形曲线,如图 3-14(a)、图 3-14(b)所示。图中还有一条过原点的虚线,表示未量化时的关系。

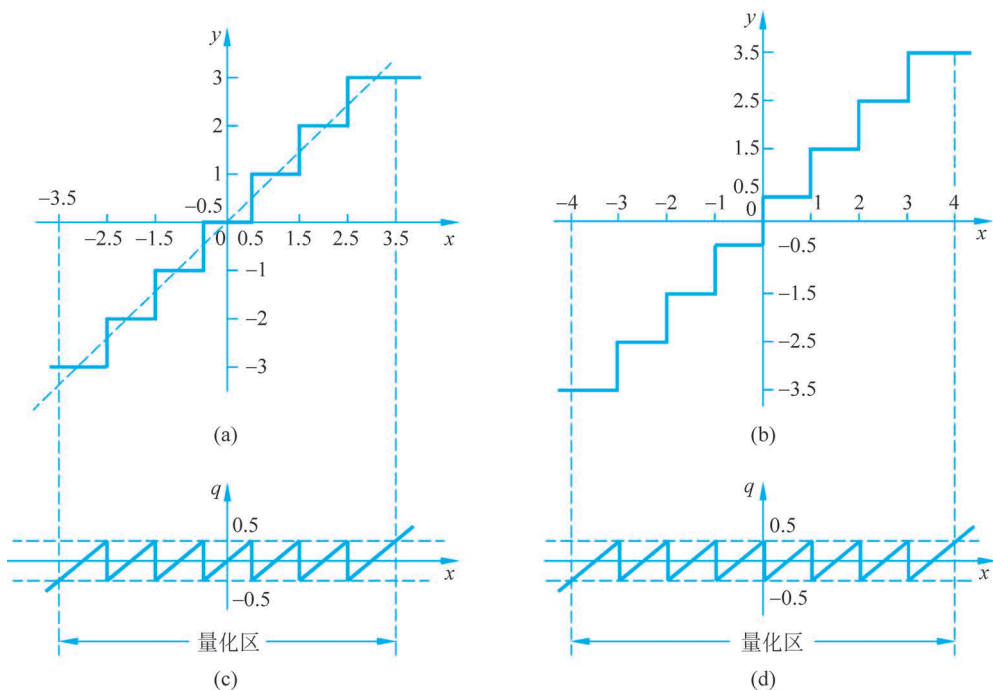


图 3-14 均匀量化特性和量化误差

设量化器的量化范围是 $-V$ 到 V ,量化间隔数为 L ,则量化间隔 Δ_k 为

$$\Delta_k = \Delta = \frac{2V}{L} \quad (3-19)$$

图 3-14 示出的是 $\Delta=1$ 的均匀量化器的特性曲线。量化误差 q 与信号幅度 x 之间的关系如图 3-14(c)、图 3-14(d)所示。在量化范围内,量化误差的绝对值 $|q| \leq 0.5\Delta$ 。当信号幅度超出量化范围后,量化值 y 保持不变, $|q| > 0.5\Delta$,此时称为过载。在设计量化器时,应考虑输入信号的幅度范围,使信号幅度不进入过载区,或者只能以极小的概率进入过载区。

在均匀量化的条件下,不过载噪声的功率

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \sum_{k=1}^L P_k \Delta^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{k=1}^L P_k \quad (3-20)$$

由于信号不过载,信号幅度落入量化范围内的总概率为 1,即

$$\sum_{k=1}^L P_k = 1$$

因此

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{V^2}{3L^2} \quad (3-21)$$

由式(3-21)可知,均匀量化器不过载量化噪声功率与信号的统计特性无关,而只与量化间隔有关。量化间隔数和量化电平数均用 L 表示。

对均匀量化的量化间隔或量化电平用 n 位码表示,就得到了数字编码信号,通常称为线性 PCM 编码信号。

为了衡量量化器的质量,定义信号的平均功率 S 与量化噪声平均功率 N_q 之比 S/N_q 为量化信噪比(简称信噪比)。信噪比可表示为符号形式 SNR 和比值形式 S/N ,在定义式中多采用 SNR,在计算式中多采用 S/N 。在信号和量化特性已知的条件下,就可具体计算量化信噪比。下面分别以正弦信号和实际话音信号为例分析信噪比的特性。

1. 正弦信号

设输入信号为正弦波,且信号不过载。当正弦波的幅度为 A_m 时,正弦波的功率 $S = A_m^2/2$,则

$$\text{SNR} = \frac{S}{N_q} = \frac{A_m^2/2}{V^2/(3L^2)} = \frac{3A_m^2 L^2}{2V^2} = \frac{3}{2} \left(\frac{A_m}{V} \right)^2 L^2 \quad (3-22)$$

用 n 位二进制码表示 L 个量化电平时, $L = 2^n$ 。令归一化有效值 $D = A_m/(\sqrt{2}V)$,则式(3-22)可化成

$$\text{SNR} = 3D^2 L^2 \quad (3-23)$$

式(3-23)通常用 dB 值来表示,这时有

$$[\text{SNR}]_{\text{dB}} = 10\lg 3 + 20\lg D + 20\lg 2^n \approx 4.77 + 20\lg D + 6.02n \quad (3-24)$$

式中, D 的物理意义是信号有效值与量化器最大量化电平之比。当 $A_m = V$ 时, $D = 1/\sqrt{2}$,则满载正弦波的 SNR 为正弦波所能得到的最大信噪比,这时有

$$[\text{SNR}]_{\text{max dB}} \approx 1.76 + 6.02n \quad (3-25)$$

这样,对正弦信号进行线性 PCM 编码的 $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 值可由式(3-24)和式(3-25)求出。SNR 的 dB 值随信号功率的 dB 值的变化而变化;每增加一位编码, $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 提高 6dB。由式(3-24)画得的 $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 曲线如图 3-15 所示。以 $20\lg D$ 为横坐标,以 n 为参变量,可画出若干条信噪比特性曲线。当 $20\lg D$ 取 -3dB 时,对应于信号的过载点。曲线之间的距离为 6dB。

2. 话音信号

话音信号幅度的概率密度可近似地用拉普拉斯分布来表示,即

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} e^{-\sqrt{2}|x|/\sigma_x} \quad (3-26)$$

式中, σ_x 是信号 x 的均方根值。如图 3-16 所示,无论量化器的量化范围怎样确定,总有

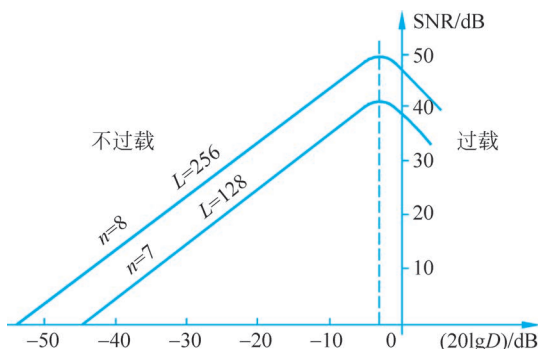


图 3-15 正弦信号线性 PCM 编码时的信噪比特性

极小一部分信号幅度超出量化范围而造成过载。

与对正弦信号的分析相类似,当输入为语音信号时,信噪比特性曲线如图 3-17 所示。

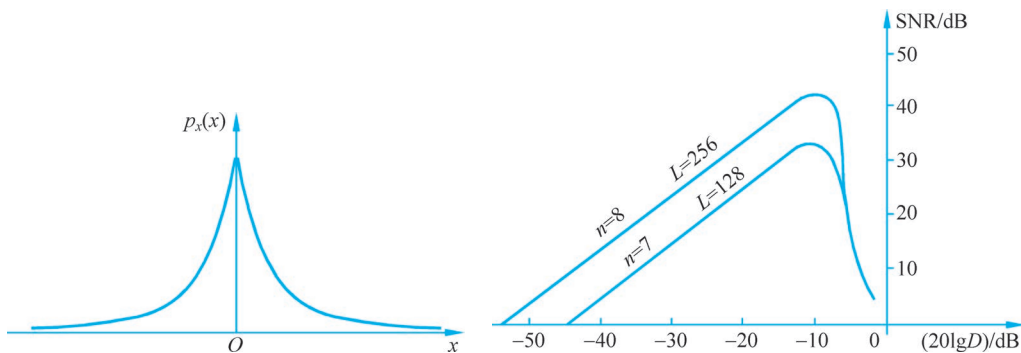


图 3-16 语音信号的概率密度

图 3-17 语音信号线性 PCM 编码时的信噪比特性

由图 3-15 与图 3-17 可见,对于正弦信号和语音信号来说, $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 曲线的形状大致相同。在不过载范围内, $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 曲线与信号功率是线性关系,而在过载区域,曲线明显下降。

均匀量化器广泛用于线性 A/D 变换接口,例如在计算机的 A/D 变换中, n 为 A/D 变换器的位数,常用的有 8 位、12 位、16 位等不同精度。另外,在遥控遥测系统、仪表、图像信号的数字化接口等设备中,也都使用均匀量化器。

在均匀量化中,无论信号大小如何,量化噪声的平均功率都不变。因此当信号较小时,量化信噪比也就很小,难以达到给定的要求。而小信号时的低信噪比一定会影响用户对动态范围的要求。动态范围是指满足一定信噪比要求的信号取值范围,通常用 dB 值表达,其表达式为

$$R_{\text{dB}} = 20 \lg \frac{\sigma_{\text{max}}}{\sigma_{\text{min}}} \quad (3-27)$$

式中, σ 是指信号有效值。由以上分析可知,在数字电话通信中,均匀量化有明显的不足,这是由电话信号的特点决定的。第一,电话信号的动态范围很大,一般在 40~50dB。第二,人们对电话信号要求的信噪比值应大于 25dB。如果对电话信号采用均匀量化,为了



满足在 40~50dB 的动态范围内 $[\text{SNR}]_{\text{dB}}$ 均大于 25dB, 经过计算可知, 必须采用 $n=12$ 位的均匀量化器。编码位数多就意味着编码后信息速率高, 传输带宽宽。第三, 话音信号取小信号的概率大, 而在均匀量化时小信号的信噪比明显低于大信号。在保证电话通信质量的前提下, 为了减少编码位数和提高小信号的信噪比, 必须采用有效的办法。

例 3-1 正弦信号 $x(t)=3.25\sin(1600\pi t)$, 抽样频率 $f_s=8\text{kHz}$, 限定抽样时刻通过正弦波的零点。

(1) 列出在正弦信号一个周期内样值序列 $x(n)$ 的取值, 画出样值序列的时间波形图;

(2) 样值序列输入如图 3-14(b) 所示的量化器, 列出量化后的样值序列 $x_q(n)$, 画出量化后的样值序列的时间波形图。

解 (1) 正弦信号的频率 $f=1600\pi/2\pi=800\text{Hz}$, 抽样频率 $f_s=8\text{kHz}$, 在正弦信号的一个周期内抽样次数为 m , 即

$$m = \frac{f_s}{f} = \frac{8 \times 10^3}{8 \times 10^2} = 10$$

抽样的时间间隔为 T_c , 即

$$T_c = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{8 \times 10^3} = 125(\mu\text{s})$$

相邻样值之间的相位间隔为 $\Delta\varphi$, 即

$$\Delta\varphi = 2\pi f \cdot T_c = 1600\pi \times 125 \times 10^{-6} = 0.2\pi$$

限定抽样时刻通过正弦波的零点, 10 个点均分在一个周期中, 所以在正弦信号一个周期内的样值序列 $x(n)$ 可表示为

$$x(0) = x(5) = 3.25\sin 0 = 0(\text{V})$$

$$x(1) = x(4) = 3.25\sin(0.2\pi) \approx 1.88(\text{V})$$

$$x(2) = x(3) = 3.25\sin(0.4\pi) \approx 3.08(\text{V})$$

$$x(6) = x(9) = 3.25\sin(1.2\pi) \approx -1.88(\text{V})$$

$$x(7) = x(8) = 3.25\sin(1.4\pi) \approx -3.08(\text{V})$$

样值序列 $x(n)$ 的时间波形图如图 3-18(a) 所示。

(2) 量化器对样值序列 $x(n)$ 进行量化, 量化后的样值序列 $x_q(n)$ 为

$$x_q(0) = x_q(5) = 0.5(\text{V})$$

$$x_q(1) = x_q(4) = 1.5(\text{V})$$

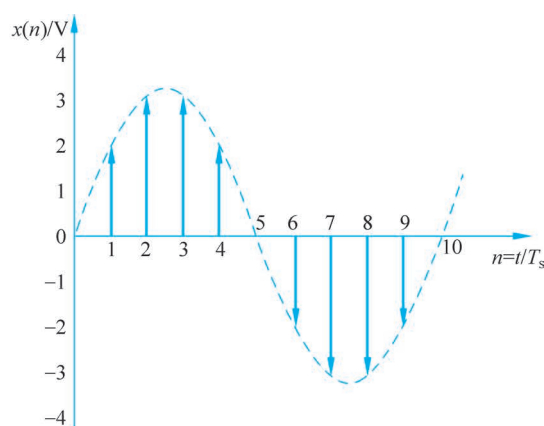
$$x_q(2) = x_q(3) = 3.5(\text{V})$$

$$x_q(7) = x_q(8) = -3.5(\text{V})$$

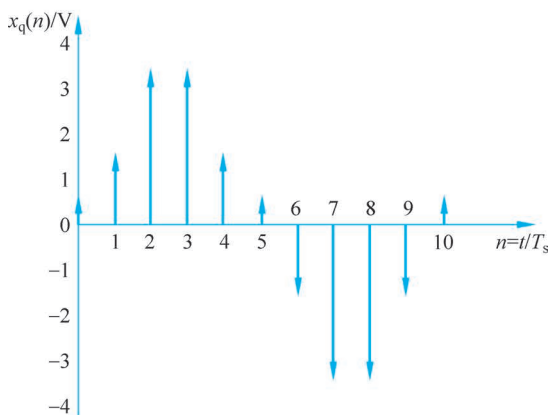
$$x_q(6) = x_q(9) = -1.5(\text{V})$$

量化后的样值序列的时间波形图如图 3-18(b) 所示。

考虑到编码的规则, 在抽样值的计算中均不进行四舍五入的近似处理, 直接将尾数舍去。



(a) 样值序列的时间波形图



(b) 量化后的样值序列的时间波形图

图 3-18 例 3-1 中的时间波形图

例 3-2 对频率范围为 $30 \sim 300\text{Hz}$ 的模拟信号进行线性 PCM 编码。

(1) 求最低抽样频率 f_s ;

(2) 若量化电平数 $L=64$, 求 PCM 信号的信息速率 R_b 。

解 (1) 由模拟信号的频率范围可知, 该信号应作为低通信号处理。最低抽样频率为

$$f_s = 2f_H = 2 \times 300 = 600(\text{Hz})$$

(2) 由量化电平 L 可求出编码位数 n , 即

$$n = \log_2 L = \log_2 64 = 6$$

PCM 信号的信息速率为

$$R_b = f_s n = 600 \times 6 = 3600(\text{bit/s})$$

例 3-3 设正弦信号动态范围为 $40 \sim 50\text{dB}$, 最低信噪比不低于 26dB , 求线性 PCM 编码的位数。

解 当最低信噪比为 26dB 时, 由动态范围 R_{dB} 可知, 正弦信号的最大信噪比为

$$[\text{SNR}]_{\text{max dB}} = [\text{SNR}]_{\text{min dB}} + R_{\text{dB}}$$

$$= 26 + (40 \sim 50) = 66 \sim 76(\text{dB})$$

式(3-25)给出正弦信号最大信噪比与编码位数的关系,即

$$[\text{SNR}]_{\max \text{ dB}} \approx 1.76 + 6.02n$$

由此得

$$n \approx \frac{(66 \sim 76) - 1.76}{6.02} = 11 \sim 13$$

由式(3-21)可知,量化噪声平均功率与阶距 Δ 的平方成正比。如果能找到一种量化特性,对小信号用小阶距量化,减小噪声功率提高信噪比,而大信号时用大阶距量化,噪声功率虽然有所增大,但由于信号功率大,仍然能保持信噪比在额定值以上。这样,就能在较宽的信号动态范围内均满足对信噪比的要求。

3.3.3 非均匀量化

1. 非均匀量化原理

量化间隔不相等的量化称为非均匀量化。从理论分析的角度,非均匀量化可认为是信号非线性变换后再进行均匀量化的结果。这一过程如图 3-19 所示。对输入信号先进行一次非线性变换 $z = f(x)$, 然后对 z 进行均匀量化及编码。对接收端解码后得到的量化电平要进行一次反变换 $f^{-1}(x)$, 才能恢复原始信号。

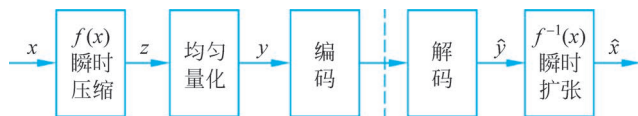


图 3-19 非均匀量化原理

由于 $f(x)$ 和 $f^{-1}(x)$ 分别具有把信号幅度范围压缩与扩张的作用,所以 $f(x)$ 称为压缩特性, $f^{-1}(x)$ 称为扩张特性。图 3-20 为非线性压缩特性的示意图。压缩特性是一条曲线,当 z 信号有均匀量化间隔 Δ 时,由于对应于输入信号有非均匀量化间隔 $\Delta_k(x)$,这就等效于对输入信号进行了非均匀量化。

2. 对数量化及其折线近似

基于对话音信号的大量统计和研究,国际电话电报咨询委员会(CCITT)建议采用两种压缩特性,它们都是具有对数特性且通过原点呈中心对称的曲线。为了简化图形,通常只画出第一象限的图形。

1) A 律对数压缩特性

令量化器的满载电压为归一化值 ± 1 , 相当于将输入信号 x_i 对量化器最大量化电平 V 进行归一化处理,即信号的归一化值为

$$x = \frac{x_i}{V}$$

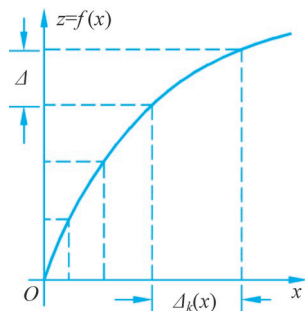


图 3-20 非均匀压缩特性示意图



视频

A 律对数压缩特性定义为

$$f(x) = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (3-28)$$

式中, A 为压缩系数。 $A=1$ 时无压缩, A 越大压缩效果越明显。由式(3-28)可知: 在 $0 \leq x \leq 1/A$ 时, $f(x)$ 是线性函数, 对应一段直线, 也就是相当于均匀量化特性; 在 $1/A \leq x \leq 1$ 时, $f(x)$ 是对数函数, 对应一段对数曲线。特性曲线如图 3-21(a) 所示, 在国际标准中取 $A=87.6$ 。

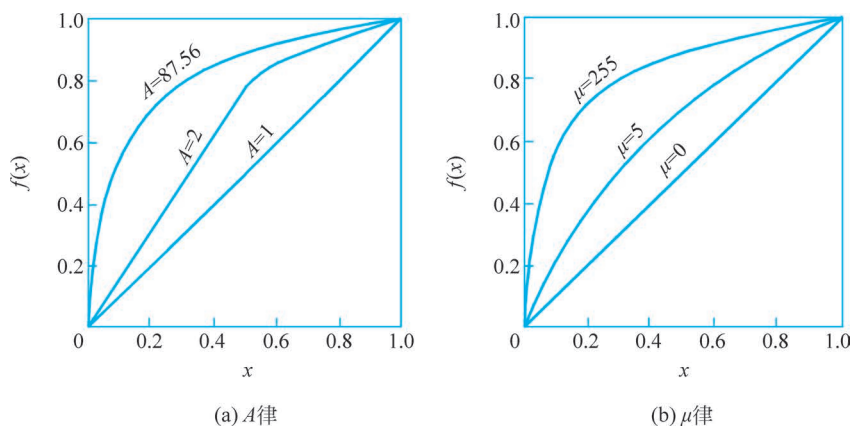


图 3-21 对数压缩特性

由式(3-28)和式(3-16)可以计算出量化噪声功率 σ_q^2 。使用 $A=87.6$ 的压缩特性, 当输入信号为正弦信号时, 信噪比曲线如图 3-22 所示, 图中的虚线为均匀量化时的信噪比特性。经计算可知, 当量化电平数 $L=256$, 即编码位数 $n=8$ 时, 与均匀量化相比, 信噪比大于 25dB 的动态范围从 25dB 扩展到 52dB, 对小信号的信噪比改善值为 24dB。

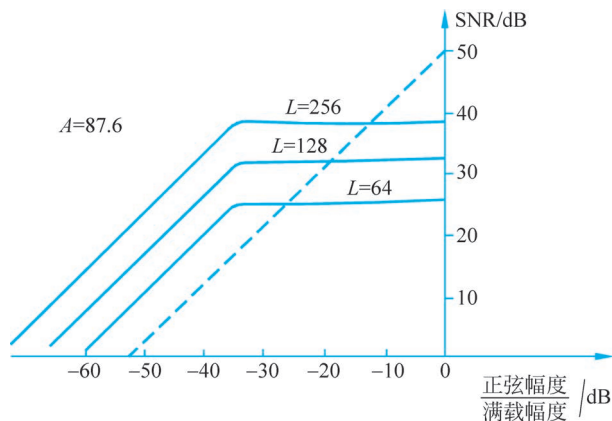


图 3-22 正弦信号 A 律压缩时的信噪比特性

2) μ 律对数压缩特性

μ 律对数压缩特性定义为

$$f(x) = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (3-29)$$

式中, μ 为压缩系数。 $\mu=0$ 时无压缩, μ 越大压缩效果越明显, 如图 3-21(b) 所示。在国际标准中取 $\mu=255$ 。当量化电平数 $L=256$ 时, 对小信号的信噪比改善值为 33.5dB。从整体上来看, μ 律与 A 律性能基本接近。 μ 律最早由美国提出, A 律后来由欧洲提出, 我国使用 A 律。

3) 对数压缩特性的折线近似

早期的 A 律和 μ 律压缩特性是用非线性模拟电路完成的, 精度和稳定性都受到限制。随着数字电路技术的发展, 使用数字电路很容易用折线近似实现平滑曲线, 电路的大规模集成进一步保证了质量和可靠性。

采用折线法逼近 A 律和 μ 律已形成国际标准。A 律压缩特性采用 13 折线近似, 如图 3-23 所示, 图中只画出了输入信号为正时的情形。输入信号幅度的归一化范围为 (0,1), 将其不均匀地划分为 8 个区间, 每个区间长度以 1/2 倍递减。其划分方法是: 取 1 的 1/2 为 1/2, 取 1/2 的 1/2 为 1/4, 以此类推, 直到取 1/64 的 1/2 得到 1/128。输出信号幅度的归一化范围 (0,1) 则均匀地分成 8 个区间, 每个区间的长度为 1/8。输入信号和输出信号按照同一顺序的 8 个区间对应应有 8 段线段。正负方向各有 8 段, 共有 16 段线段。将此 16 段线段相连便得到一条折线。正负方向的第 1 段和第 2 段因斜率相同而合成一段线段, 因此 16 段线段从形状上变成 13 段折线, 这条折线被称为 A 律 13 折线。但在定量计算时, 仍以 16 段为准。

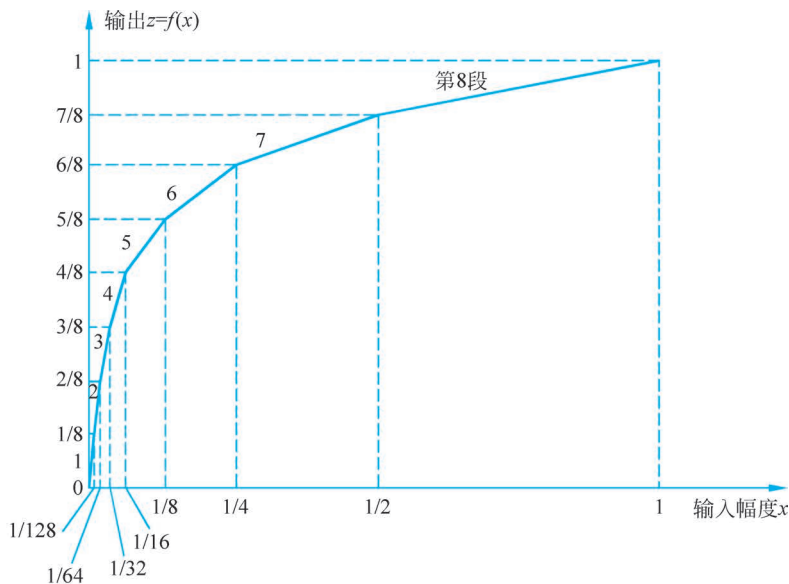


图 3-23 A 律 13 折线

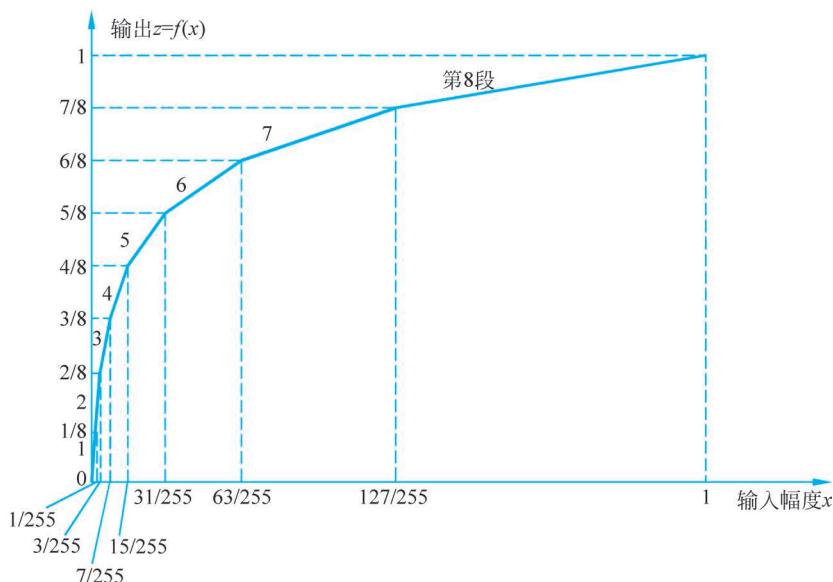
除第 1 段和第 2 段以外,组成折线的各线段斜率逐段递减 $1/2$,相应的信噪比改善值逐段下降 6dB,各线段斜率和信噪比改善值如表 3-2 所示。

表 3-2 折线线段斜率

折线段	1	2	3	4	5	6	7	8
斜率 $f'(x)$	16	16	8	4	2	1	$1/2$	$1/4$
信噪比改善 Q/dB	24	24	18	12	6	0	-6	-12

A 律 13 折线起始段的斜率为 16,由式(3-28)可知, $A=87.6$ 的对数压缩特性起始段的斜率也为 16,这就是说,13 折线逼近的是 $A=87.6$ 的对数压缩特性。

μ 律压缩特性用 15 折线来近似,如图 3-24 所示。折线近似时,在正方向和负方向各有 8 段线段,正方向和负方向的第 1 段因斜率相同而合成一段线段,所以 16 段线段从形状上变为 15 段折线,这条折线被称为 μ 律 15 折线。

图 3-24 μ 律 15 折线

3.4 A 律 PCM 编码

把量化后的信号电平值转换成二进制码组的过程称为编码,其逆过程称为解码。

3.4.1 常用的二进制码组

常用的二进制码组有自然二进制码组(NBC)、折叠二进制码组(FBC)和格雷二进制码组(RBC)。表 3-3 列出了用 4 位码表示 16 个量化级时 3 种码组的编码规律。

表 3-3 3 种码组

极 性	电平序号	自然码 NBC				折叠码 FBC				格雷码 RBC			
		b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4	b_1	b_2	b_3	b_4
正极性	15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
	14	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1
	13	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1
	12	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0
	11	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
	10	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
	9	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1
	8	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
负极性	7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0
	6	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1
	5	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1
	4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
	3	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0
	2	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0

自然二进制码就是一般的十进制正整数的二进制表示。折叠码左边第一位表示正负号,第二位至最后一位表示幅度绝对值。第一位用 1 来表示正,用 0 表示负。由于绝对值相同的折叠码,其码组除第一位外都相同,形成对相对零电平(第 7 电平和第 8 电平之间)的对称折叠,所以形象地称为折叠码。格雷码的特点是任何相邻电平的码组,只有一位码发生变化。

当信道传输中有误码时,各种码组在解码时产生的后果是不同的。如果第一位码 b_1 发生误码,自然码解码后,幅度误差为信号最大幅度的 $1/2$,这样会使恢复出的模拟电话信号出现明显的误码噪声,在小信号时,这种噪声尤为突出。而对折叠码来说,在小信号时,解码后产生的误差要小得多。因为话音信号中小信号出现的概率大,所以从统计的观点看,折叠码因误码产生的误差功率最小。另外,折叠码的极性码可由极性判决电路决定。这样,在编码位数相同时,折叠码等效于少编一位码,使编码电路大为简化。由于以上这些原因,PCM 编码采用折叠码。

3.4.2 A 律 PCM 编码规则

A 律 PCM 编码习惯上又称 A 律 13 折线编码。在 A 律 13 折线编码中,正负方向共有 16 个段落,在每一段落内有 16 个均匀分布的量化电平,因此总的量化电平数 $L=256$,编码位数 $n=8$ 。8 位码的排列如下:

$$\begin{array}{ccc} \overline{M_1} & \overline{M_2} \quad \overline{M_3} \quad \overline{M_4} & \overline{M_5} \quad \overline{M_6} \quad \overline{M_7} \quad \overline{M_8} \\ \text{极性码} & \text{段落码} & \text{段内码} \end{array}$$

极性码 M_1 表示样值的极性,规定正极性为“1”,负极性为“0”。

段落码 $M_2 M_3 M_4$ 表示样值的幅度所处的段落。量化的 ± 8 段,需由3位码元表示,即000,001, $\dots$,111表示量化值处于8段中的哪一段。若样值 $\geq$ 本段的起始电平,且小于下一段的起始电平,就可认为样值处于本段落。

段内码 $M_5 M_6 M_7 M_8$ 表示对应各段内的16个量化级。 ± 8 段中每段均有16个不同电平,由0000,0001, $\dots$,1111表示量化值在某段中的第几个电平。

编码时首先将样值进行归一化处理,输入样值 x_i 对量化最大电平 V 的归一化值为 $x = x_i/V$ 。如表3-4所示,归一化值1被分成4096份,每份对应的电平称为归一化电平,用 Δ 标记。将根据样值的幅度所在的段落和量化级,编出相应的幅度码。

表 3-4 A 律正输入值编码表

段落号	段落码			段落码对应的起始电平	段内电平码对应的电平				段内量化间隔
	M_2	M_3	M_4		M_5	M_6	M_7	M_8	
1	0	0	0	0	16	8	4	2	2
2	0	0	1	32	16	8	4	2	2
3	0	1	0	64	32	16	8	4	4
4	0	1	1	128	64	32	16	8	8
5	1	0	0	256	128	64	32	16	16
6	1	0	1	512	256	128	64	32	32
7	1	1	0	1024	512	256	128	64	64
8	1	1	1	2048	1024	512	256	128	128

由编码表可知,编码实际上是对输入信号所对应的分层电平 x_k 进行编码,对于处在同一层的信号电平值 $x_k \leq x < x_{k+1}$,编码的结果是唯一的。由编码码组直接解出的信号电平都是 $\hat{x}_k$ 。为了使编码造成的量化误差小于量化间隔 Δ_k 的一半,在解码时要加上该层量化间隔的一半,即解码输出 $\hat{x}$ 为

$$\hat{x} = \hat{x}_k + \Delta_k/2 \quad (3-30)$$

这种方式的解码,等效于对量化电平 y_k 的编码。由以上过程可知,非线性压缩、均匀量化和编码实际上是通过非线性编码一次实现的。

由编码规则可知,对分层电平 x_k 的计算不进行四舍五入的近似处理,用归一化电平表示时取到整数位即可。

例 3-4 输入信号归一化抽样值 $x = 1260_{\Delta}$,按照 A 律 13 折线编码,求编码码组 M ,解码输出 $\hat{x}$ 和量化误差 q 。

解 此题分3步求解。

(1) 编码过程及码组 M 。

因输入信号样值为正,故极性码 $M_1 = 1$ 。将 x 与段落码的起始电平相比较, $1024_{\Delta} < x < 2048_{\Delta}$,说明样值落入第7段,故段落码

$$M_2 M_3 M_4 = 110$$

进一步确定样值在第7段内的哪个量化级。将样值减去第7段起始电平,得 $1260_{\Delta} - 1024_{\Delta} = 236_{\Delta}$ 。再将剩余电平与段内电平码对应电平从左到右逐位比较,若大于该电平,该 bit 记为 1,将电平码减去该 bit 代表的电平值,再与下一个 bit 的电平值进行比较,以此类推;若小于该电平,则该 bit 记为 0,电平码值不变,再与下一个 bit 的电平值进行比较。

$$236_{\Delta} < 512_{\Delta}, \quad M_5 = 0$$

$$236_{\Delta} < 256_{\Delta}, \quad M_6 = 0$$

$$236_{\Delta} > 128_{\Delta}, \quad M_7 = 1$$

$$236_{\Delta} - 128_{\Delta} = 108_{\Delta} > 64_{\Delta}, \quad M_8 = 1$$

所以编码码组

$$M = 11100011$$

(2) 解码输出

$$\hat{x} = 1024_{\Delta} + 128_{\Delta} + 64_{\Delta} + 64_{\Delta}/2 = 1248_{\Delta}$$

(3) 量化误差

$$q = 1260_{\Delta} - 1248_{\Delta} = 12_{\Delta}$$

$12_{\Delta} < 64_{\Delta}/2$, 即量化误差小于第7段量化间隔的一半。

实现 PCM 编码的具体方式和电路很多, A 律 13 折线目前常采用逐次比较型编码器。除第1位极性码外,其他7位幅度码是通过逐次比较来确定的。每次比较得出1位码,共需要对样值进行7次比较。

段落码的确定以段落为单位逐次对分,从高位到低位逐位编出。段内码以段内的量化级为单位逐次比较,也是从高位到低位逐次编出。

在实际的编码器中,还要将编码结果进行偶次比特倒置。例如,“0_Δ”附近的电平编码结果为 10000000 或 00000000,偶次比特倒置后为 11010101 或 01010101。这样的处理方法是为了防止 0 电平信号及小信号的编码中连 0 码过多,有利于接收端位定时信号的提取。

3.5 脉冲编码调制系统



3.5.1 脉冲编码调制系统原理

脉冲编码调制过程的原理图如图 3-25 所示。原始话音信号 $x(t)$ 的频带为 40~10000 Hz,按标准电话信号的规定,在抽样前通过预滤波将话音信号的频带限制在 300~3400 Hz。编码后的 PCM 信号经数字信道传输,传输方式可以是直接的基带传输,也可以是对微波、光波等载波调制后的调制传输。在接收端,二进制码组经解码后形成重建的量化信号,然后经低通滤波器滤除高频分量及进行必要的频率失真补偿,便可得到重建信号 $\hat{x}(t)$ 。

电话信号的 PCM 码组是由 8 位码组成的,一个码组表示一个量化后的样值。从调制的观点来看,以模拟信号为调制信号,以二进制脉冲序列为载波,通过调制改变脉冲序



图 3-25 PCM 过程的原理图

列中码元的取值,这一调制过程对应于 PCM 的编码过程,所以 PCM 称为脉冲编码调制,简称脉码调制。

3.5.2 PCM 系统的抗噪声性能分析

影响 PCM 系统性能的噪声有两种,即传输中引入的信道噪声和量化中引入的量化噪声。信道噪声和量化噪声产生的机理不同,可以认为它们是统计独立的。为分析方便,可先讨论它们单独存在时系统的性能,然后再分析它们共同存在时系统的性能。

设信道噪声的平均功率为 N_e ,量化噪声的平均功率为 N_q 。当信号的平均功率为 S 时,PCM 系统的总信噪比定义为

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_e + N_q} \quad (3-31)$$

首先考虑信道噪声的影响。在传输过程中,信道噪声总是或大或小地存在,对 PCM 信号产生干扰。当噪声足够大时,就会引起解码器错误判决,将二进制的 1 码误判为 0 码,0 码误判为 1 码。PCM 信号的每一码字(即码组)代表一个量化值,误码使解码后的样值产生误差,这样在恢复的语音信号中就会出现误码噪声。在信道噪声为高斯噪声的情况下,可以认为码字中码元出现误码是随机的、彼此独立的。PCM 信号的码字由 n 位码构成,当码元的误码率为 P_e ,且 $P_e \ll 1$ 时,在 n 位码中有 i 位差错的概率为

$$P_i(n) = C_n^i P_e^i (1 - P_e)^{n-i} \approx C_n^i P_e^i$$

当 $i=1$ 时,有

$$P_1(n) \approx C_n^1 P_e = n P_e$$

当 $i=2$ 时,有

$$P_2(n) \approx C_n^2 P_e^2 = n(n-1) P_e^2 / 2$$

以此类推。由于 $P_e \ll 1$,发生多于 1 位差错的概率确实远小于发生 1 位差错的概率,所以可以认为码字的差错率近似等于 $n P_e$ 。

码字中各位码的权重不重,差错的影响不同。为简化分析,设码字为自然二进制码,码组的构成如图 3-26 所示。自然二进制码按 2 的幂次加权,由最低位到最高位的加权数为 $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{i-1}, \dots, 2^{n-1}$ 。量化级之间的间隔为 Δ ,则第 i 位码元对应的量化值为 $2^{i-1} \Delta$,如果第 i 位码元发生了误码,其误差即为 $\pm(2^{i-1} \Delta)$ 。前面已经假定每一码元出现错误的可能性都相同,且码元数 n 与量化电平 L 的关系为 $2^n = L$,在一个码字中如有一个码元发生错误,则码元所造成的均方误差为

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (2^{i-1} \Delta)^2 = \frac{\Delta^2}{n} \sum_{i=1}^n (2^{i-1})^2 = \frac{4^n - 1}{3n} \Delta^2 = \frac{L^2 - 1}{3n} \Delta^2 \approx \frac{L^2}{3n} \Delta^2 \quad (3-32)$$

由于码字差错率为 $n P_e$,所以平均误码噪声功率 N_e 为



图 3-26 码组的构成

$$N_e = \sigma_e^2 n P_e = L^2 \Delta^2 P_e / 3 \quad (3-33)$$

至于单独考虑量化噪声的影响,式(3-21)已经给出均匀量化器不过载时量化噪声功率为

$$N_q = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3-34)$$

这样,在接收端引起的噪声总功率 N 是二者平均功率之和,即

$$N = N_q + N_e = \frac{\Delta^2}{12} + \frac{L^2}{3} P_e \Delta^2 \quad (3-35)$$

假设输入信号为均匀分布,则满载时输入信号功率

$$S = \int_{-V}^V x^2 p(x) dx = \int_{-V}^V x^2 \left(\frac{1}{2V} \right) dx = \frac{V^2}{3} \quad (3-36)$$

由式(3-19)可知量化间隔 $\Delta = 2V/L$,代入式(3-36)可得

$$S = \frac{L^2 \Delta^2}{12} \quad (3-37)$$

由此可得总信噪比 SNR 为

$$\text{SNR} = \frac{S}{N} = \frac{L^2 \Delta^2 / 12}{\Delta^2 / 12 + L^2 P_e \Delta^2 / 3} = \frac{L^2}{1 + 4L^2 P_e} \quad (3-38)$$

式中, $L = 2^n$ 。

在小信噪比条件下,即当 $4L^2 P_e \gg 1$ 时,信道噪声起主要作用,量化噪声可忽略不计,式(3-38)可表示为

$$\frac{S}{N} \approx \frac{S}{N_e} \approx \frac{1}{4P_e} \quad (3-39)$$

总信噪比与误码率 P_e 成反比。

在大信噪比条件下,即 $4L^2 P_e \ll 1$ 时,量化噪声起主要作用,信道噪声可忽略不计,式(3-38)可表示为

$$\frac{S}{N} \approx \frac{S}{N_q} = L^2 = 2^{2n} \quad (3-40)$$

总信噪比仅与编码位数 n 有关,且随着 n 按指数规律变化。

当 $4L^2 P_e = 1$ 时,信道噪声使总信噪比下降 3dB。对于 $L = 256$ 的 8 位线性 PCM 来说,所对应的 $P_e \approx 3.8 \times 10^{-6}$ 。在 PCM 信号的传输中,误码率低于 10^{-6} 并不困难,这时可基本不考虑信道带来的影响,只考虑量化噪声的影响就可以了。

在 PCM 系统抗噪声性能的分析过程中,信号和噪声均使用了 PCM 系统接收端的输入信号和输入噪声。在经过接收端低通滤波器的处理后,接收端的输出信号和输出噪声的关系和输入端相同,所以式(3-38)所表达的既是输入端的信噪比,也是输出端的信

噪比。

需要指出的是,对于一个频带限制在 f_H 的低通信号,按照抽样定理的要求,抽样频率不低于 $2f_H$ 。当编码位数为 n 时,相当于要求 PCM 系统的码元传输速率至少为 $2nf_H$,这就意味着系统传输带宽 B 至少为 nf_H (见 4.4.2 节),即

$$B = nf_H \quad (3-41)$$

$$n = \frac{B}{f_H} \quad (3-42)$$

将式(3-42)代入式(3-40),得

$$\frac{S}{N_q} = 2^{2(B/f_H)} \quad (3-43)$$

式(3-43)表明,PCM 系统的量化信噪比随系统的带宽 B 按指数规律增长,而在宽带调频中输出信噪比随带宽按线性规律增长,这是 PCM 系统的一个显著优点。

还要指出的是,式(3-38)是在自然码、均匀量化以及输入信号为均匀分布的前提下得到的。在折叠码、非均匀量化以及输入信号为非均匀分布的情况下,所得到的结论比式(3-38)还要小一些。

3.5.3 PCM 信号的码元速率和带宽

在 A 律 13 折线编码中规定编码位数 $n=8$ 。在一般的 PCM 编码中,编码位数 n 则要根据量化电平数 L 确定,即满足 $n=\log_2 L$ 的关系。当确定抽样频率 f_s 后,抽样周期即抽样间隔为

$$T_c = \frac{1}{f_s} \quad (3-44)$$

在一个抽样周期 T_c 内要编 n 位码,每个二进制码元的宽度(即码元周期)为

$$T_s = \frac{T_c}{n} \quad (3-45)$$

用二进制码表示的 PCM 编码信号的码元速率为

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{n}{T_c} = f_s n = f_s \log_2 L \text{ (bit/s)} \quad (3-46)$$

PCM 信号可以直接进行基带传输,也可以经过调制以后进行频带传输,所需要的带宽与传输方式有关,计算方法将在第 4 章和第 5 章经讨论后得出。这里先引用一个具体结论,如果 PCM 信号采用矩形脉冲传输,脉冲宽度为 τ ,则 PCM 信号的第一零点带宽为

$$B = \frac{1}{\tau} \quad (3-47)$$

第一零点带宽又称谱零点带宽,指功率谱的第一个过零点之内的主瓣宽度,可以作为信号的近似带宽。

二进制码元的占空比 D 为脉冲宽度 τ 与码元宽度 T_s 的比值,即

$$D = \frac{\tau}{T_s} \quad (3-48)$$



视频

已知码元周期 T_s 和占空比 D 即可计算 PCM 信号的第一零点带宽。编码码组中的位数 n 越多,码元宽度 T_s 就越小,占用的带宽 B 就越大。传输 PCM 信号所需要的带宽要比模拟基带信号的带宽大得多。

例 3-5 单路模拟信号的最高频率为 4000Hz,以奈奎斯特频率抽样并进行 PCM 编码。编码信号的波形为矩形,占空比为 1。

- (1) 按 A 律 13 折线编码,计算 PCM 信号的码元速率和第一零点带宽;
- (2) 设量化电平数 $L=128$,计算 PCM 信号的码元速率和第一零点带宽。

解 (1) 因为以奈奎斯特频率抽样,所以抽样频率为

$$f_s = 2f_H = 2 \times 4 \times 10^3 = 8 \times 10^3 \text{ (Hz)}$$

A 律 13 折线编码的位数 $n=8$,所以 PCM 信号的码元速率为

$$R_s = f_s n = 8 \times 10^3 \times 8 = 64 \text{ (kbaud)}$$

当矩形波的占空比为 1 时,脉冲宽度为

$$\tau = T_s = \frac{1}{R_s}$$

PCM 信号的第一个零点带宽为

$$B = \frac{1}{\tau} = R_s = 64 \text{ (kHz)}$$

- (2) 量化电平数 $L=128$,编码位数为

$$n = \log_2 L = \log_2 128 = 7$$

PCM 信号的码元速率为

$$R_s = f_s n = 8 \times 10^3 \times 7 = 56 \text{ (kbaud)}$$

PCM 信号的第一个零点带宽为

$$B = \frac{1}{\tau} = R_s = 56 \text{ (kHz)}$$

3.6 差分脉码调制



3.6.1 压缩编码简介

64kbit/s 的 A 律或 μ 律的对数压扩 PCM 编码已经在大容量的光纤通信系统和数字微波系统中得到了广泛的应用。但 PCM 信号占用频带要比模拟通信系统中的一个标准话路带宽(4kHz)宽很多倍,这样,对于大容量的长途传输系统和带宽有限的系统,采用 PCM 方式的经济性能很难与模拟通信相比。多年来,人们一直在研究压缩数字化语音占用频带的工作,即研究如何在可接受的质量指标的条件下降低数字化语音的数码率,以提高数字通信系统的频带利用率。

通常把 64kbit/s 的 PCM 作为标准的语音数字化技术,而把数码率低于 64kbit/s 的语音编码方法称为语音压缩编码技术。几十年来,人们成功地提出了许多方案。

如果从原理上对语音编码进行分类,可以粗略地分为波形编码、参量编码和混合编码三类。

波形编码是直接对信号波形的抽样值或抽样值的差值进行编码,要求接收端解码后尽量恢复原始信号的波形,并以波形的保真度即语音自然度为主要度量指标。波形编码的数码率较高,其速率通常为 32~64kbit/s,故可以获得高质量的音频和高保真度的语音和音乐信号。波形编码采用的算法有 PCM、DPCM、ADPCM、DM、ADM 等。一般来说,采用波形编码的系统,压缩率较低,但是其质量几乎与压缩前没有大的变化,它可用于公用通信网。

参量编码是一种分析/合成编码方法。这种方法不是跟踪话音信号的波形,而是先通过分析,提取表征声音信号特征参数(如声源、声道的参数),再对特征参数进行编码。接收端根据声音信号产生过程的机理,将解码后的参数进行合成,重构声音信号。参量编码的典型算法是线性预测编码(LPC),它通过对发音机理的研究,找出话音生成模型。一旦模型和参数正确确定,便能合成原来的声音。

由于声音信号特征参数的数量远小于原始声音信号的样点数据,所以这种编码方法的数码率可达到 8kbit/s 以下。参量编码的压缩率较高而通信质量较差,一般不能用于公用网。目前参量编码在移动通信、多媒体通信和 IP 网络电话应用中起到了重要的作用。参量编码的极低数码率使之成为当前语音通信的主流技术,有替代 PCM 编码的趋势。

参量编码的方法由于计算量大,自然度差,一般只适合于话音信号的编码。近年来在 LPC 的基础上提出了不少改进的方案,重点在改进激励源上。

混合编码介于波形编码和参量编码之间,即在参量编码的基础上引入了一些波形编码的特征,以达到改善自然度的目的。混合编码将波形编码的高保真度与参量编码的低数码率的优点结合起来,在 16kbit/s 以下的中速率编码和 4.8kbit/s 以下的低速率编码中得到广泛应用。

ITU-T 和一些机构陆续制订了一系列有关语音压缩编码的标准。当前比较成功的混合编码方法有短延时码激励线性预测编码(LD-CELP)、长时预测规则脉冲激励编码(RPE-LTP)、矢量和激励线性预测编码(VSELP)、基于线性预测编码(LPC)的 2.4kbit/s 编码标准和基于码激励线性预测编码(CELP)的 4.8kbit/s 编码标准等。更低数码率(如 2.4kbit/s)的压缩编码已逐步开始了研究型应用。表 3-5 给出了几种典型的语音压缩编码技术名称与特点。

表 3-5 几种典型的语音压缩编码技术

年 份	编 码 方 法	典型数码率/(kbit · s ⁻¹)	语音质量	典 型 应 用
1972	PCM	64	优良	公用网电话通信
1976	DM	32	中等	卫星通信、军事通信
1984	ADPCM	32	良好	公用网电话通信
1992	LD-CELP	16	良好	电话通信
1988	RPE-LTP	13	中等	移动通信
1989	VSELP	8	中等	移动通信
1982	LPC	2.4	较差	保密通信
1989	CELPC	4.8	较差	保密通信

在以上的语音压缩编码方法中,差分脉码调制(DPCM)和增量调制(ΔM 或 DM)是



复杂度较低的两种编码方法,下面介绍它们的基本概念。

3.6.2 差分脉码调制原理

自适应差分脉码调制(ADPCM)是语音压缩编码中复杂度较低的一种方法,它可在32kbit/s 数码率上达到64kbit/s 的PCM 数字电话语音质量。近年来,ADPCM 已作为长途传输中一种新型的国际通用的语音编码方法。当前,在物联网近距离低功耗的通信模式中,ADPCM 也得到了广泛的应用。

ADPCM 是在差分脉码调制(DPCM)的基础上发展起来的。根据前面的知识,为了压缩数字化语音信号所占用的频带宽度,就需要在相同质量指标的条件下,降低数字化语音的码元速率。那么,码元速率又与什么因素有关呢? 可以根据图 3-27 进行分析。

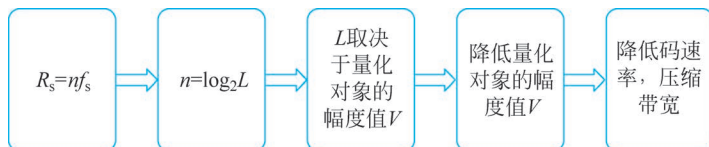


图 3-27 DPCM 带宽压缩原理分析

显然,从图 3-27 中可知,如果能够降低量化对象的幅度值,就能达到压缩带宽的目的。由此可引出 DPCM 的原理是基于模拟信号的相关性。

话音信号和图像信号经抽样后得到了样值序列,经分析可知,当前时刻的样值与前面相邻的若干时刻的样值之间有明显的关联。这样,可以根据前些时刻的样值来预测当前时刻的样值。预测值和实际值之差为差值。大量统计的结果是,在大多数时间内,信号本身的功率比差值的功率要大得多,如果只传送这些差值来代替信号,那么码组所需的位数就可以显著减少。差分脉码调制就是利用样值之间的关联进行高效率波形编码的一种典型方法。

图 3-28 给出了 DPCM 系统原理框图。图中输入抽样信号为 $x(n)$,接收端重建信号为 $\hat{x}(n)$, $d(n)$ 是输入信号与预测信号 $\tilde{x}(n)$ 的差值, $d_q(n)$ 为量化后的差值, $c(n)$ 是 $d_q(n)$ 经编码后输出的数字编码信号。

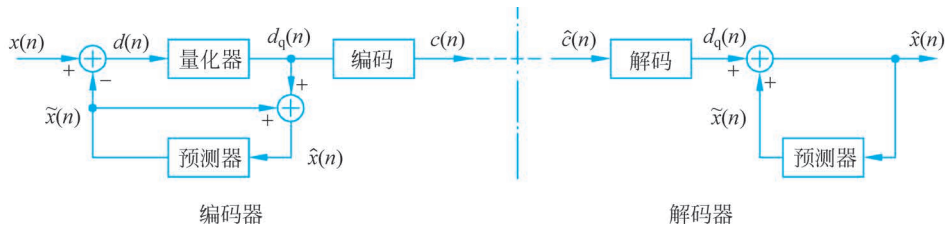


图 3-28 DPCM 系统原理图

编码器中的预测器与解码器中的预测器完全相同。因此,在无传输误码的条件下,解码器输出的重建信号 $\hat{x}(n)$ 与编码器中的 $\hat{x}(n)$ 完全相同。对照图 3-28 可写出差值 $d(n)$ 和重建信号 $\hat{x}(n)$ 的表达式分别为

$$d(n) = x(n) - \tilde{x}(n) \quad (3-49)$$

$$\hat{x}(n) = \tilde{x}(n) + d_q(n) \quad (3-50)$$

DPCM 的总量化误差 $e(n)$ 定义为输入信号 $x(n)$ 与解码器输出的重建信号 $\hat{x}(n)$ 之差,即

$$\begin{aligned} e(n) &= x(n) - \hat{x}(n) \\ &= [\tilde{x}(n) + d(n)] - [\tilde{x}(n) + d_q(n)] \\ &= d(n) - d_q(n) \end{aligned} \quad (3-51)$$

由式(3-51)可知,在这种 DPCM 系统中,总量化误差只与差值信号的量化误差有关。系统总的量化信噪比 SNR 定义为

$$\text{SNR} = \frac{E[x^2(n)]}{E[e^2(n)]} = \frac{E[x^2(n)]}{E[d^2(n)]} \frac{E[d^2(n)]}{E[e^2(n)]} = G_p \cdot \text{SNR}_q \quad (3-52)$$

式中, G_p 和 SNR_q 分别定义为

$$G_p = \frac{E[x^2(n)]}{E[d^2(n)]} \quad (3-53)$$

$$\text{SNR}_q = \frac{E[d^2(n)]}{E[e^2(n)]} \quad (3-54)$$

由表达式可知, SNR_q 是把差值序列作为信号时的量化信噪比,与 PCM 系统考虑量化误差时所计算的信噪比相当。 G_p 可理解为 DPCM 系统相对于 PCM 系统而言的信噪比增益,称为预测增益。如果能够选择合理的预测规律,差值功率 $E[d^2(n)]$ 就能甚小于样值功率 $E[x^2(n)]$, G_p 就会大于 1,该系统就会获得增益。对 DPCM 系统的研究就是围绕着如何使 G_p 和 SNR_q 这两个参数取最大值逐步完善起来的。

3.6.3 自适应差分脉码调制

由式(3-52)可知,减小 $E[d^2(n)]$ 或 $E[e^2(n)]$ 都可使 SNR 提高。为了减小 $E[d^2(n)]$ 就必须使差值 $d(n)$ 减小,即要得到最佳的预测;为了减小 $E[e^2(n)]$,则必须使量化误差 $e(n)$ 减小,即要达到最佳的量化。对话音信号进行预测和量化是复杂的技术问题,这是因为话音信号在较大的动态范围内变化,所以只有采用自适应系统,才能得到最佳的性能。有自适应系统的 DPCM 称为自适应差分脉码调制,记作 ADPCM。自适应可包括自适应预测或自适应量化,也可以两者均包括。

图 3-28 中的预测器用线性预测的方法产生预测信号 $\tilde{x}(n)$ 。 N 阶预测器的输出 $\tilde{x}(n)$ 是前 N 个重建信号 $\hat{x}(n-i)$ 的线性组合,即

$$\tilde{x}(n) = \sum_{i=1}^N a_i \hat{x}(n-i) \quad (3-55)$$

式中, a_i 为预测系数; N 为预测阶数。当量化误差比较小时,重建信号近似为抽样信号,此时可将式(3-55)表示为

$$\tilde{x}(n) = \sum_{i=1}^N a_i x(n-i) \quad (3-56)$$

式(3-56)表明,第 n 个抽样信号的预测值取决于 N 个预测系数 a_i 及前 N 个抽样信号 $x(n-i)$ 。如果预测系统能随着信号的统计特性进行自适应调整,使预测误差始终保持最小,就可以使预测增益 G_p 最大,实现自适应的最佳预测。

图 3-28 中的量化器对差值信号 $d(n)$ 进行量化。量化噪声的平均功率与输入差值信号的平均功率有关。使量化器的动态范围、分层电平和量化电平随差值信号 $d(n)$ 的变化而自适应调整,就能使量化器始终处于最佳状态,产生的量化噪声功率最小。这样就能得到最佳的自适应量化。

如果 DPCM 的预测增益为 6~11dB,自适应预测器可使信噪比改善 4dB,自适应量化使信噪比改善 4~7dB,则 ADPCM 比 PCM 可改善 16~21dB,相当于编码位数可以减少 3~4 位。实际使用的 ADPCM 系统为 32kbit/s,与 64kbit/s 的 PCM 系统相比,在质量不变的条件下提高了信道的利用率。

从本节内容可以看出,从 PCM 到 DPCM 再到 ADPCM,是根据应用需求不断进行技术改进的结果。围绕带宽的压缩,寻找解决方法,这其中需要深入理解相关原理知识,进行综合分析。温故知新,学以致用,才能推动技术的不断进步。

ADPCM 是在 PCM 之后发展起来的编码技术,国际电信联盟(ITU)建议 PCM 数字电话用于公用网内的市话传输,而 ADPCM 则用于公用网中的长话传输。PCM 和 ADPCM 之间的转换如图 3-29 所示。两个 2048kbit/s 的 30 路 PCM 基群信号 A 和 B,用数字信号处理及复接技术,合成一个 2048kbit/s 的 60 路 ADPCM 信号 C。或者一个 60 路的 ADPCM 信号 C 反变换成两个 30 路的 PCM 基群信号 A 和 B。ADPCM 信号中每个话路的比特率为 32kbit/s,对于数字电话相当于对每个抽样值进行 4bit 编码,因此与 PCM 数字电话相比,在使用同样速率的情况下,传送电话路数增加一倍,降低了每话路的线路投资费用。有关 30 路 PCM 基群信号的内容见 3.8 节。

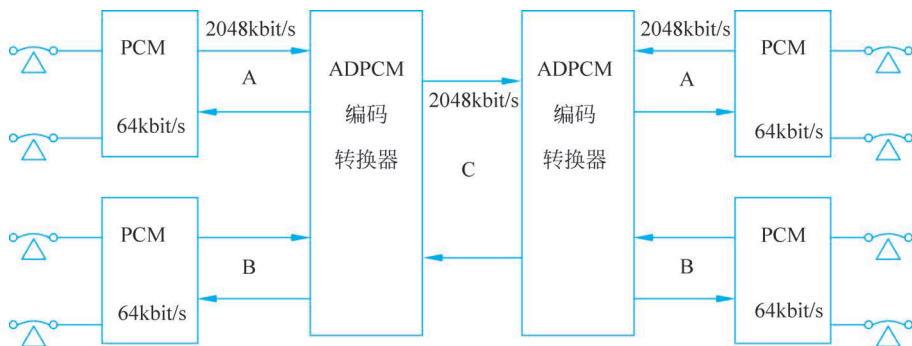


图 3-29 60 路 ADPCM 编码转换器

3.7 增量调制

增量调制简称 ΔM ,它是继 PCM 后出现的又一种话音信号的编码方法。与 PCM 相比, ΔM 的编解码器简单,抗误码性能好,在比特率较低时有较高的信噪比。增量调制在军事和工业部门的专用通信网和卫星通信中都得到广泛应用。

3.7.1 简单增量调制

当取样频率远大于奈奎斯特频率时,样值之间的关联程度增强,这样就可以进一步简化 DPCM 系统,仅使用一位编码表示抽样时刻波形的变化趋向。这种编码方法称为增量调制。

简单增量调制的功能方框图如图 3-30 所示,图 3-30(a)为编码器,图 3-30(b)为解码器。图 3-30(a)中输入信号是模拟信号 $x(t)$,它的第 n 时刻样值为 $x(n)$, $\tilde{x}(n)$ 表示第 n 时刻的预测值,根据预测规则,有

$$\tilde{x}(n) = \hat{x}_1(n-1) \quad (3-57)$$

$\hat{x}_1(n)$ 是 $x(n)$ 在第 n 时刻的重建样值。为了与接收端的重建信号相区别, $\hat{x}_1(n)$ 称为本地重建信号。设输入样值与预测值之差为差值信号 $e(n)$,则有

$$e(n) = x(n) - \tilde{x}(n) = x(n) - \hat{x}_1(n-1) \quad (3-58)$$

量化器对差值信号 $e(n)$ 进行量化,量化器输出 $d(n)$ 只有两个电平: $+\Delta$ 或 $-\Delta$ 。编码器将 $+\Delta$ 编为 1 码,将 $-\Delta$ 编为 0 码。 Δ 称为 ΔM 的量化间隔。

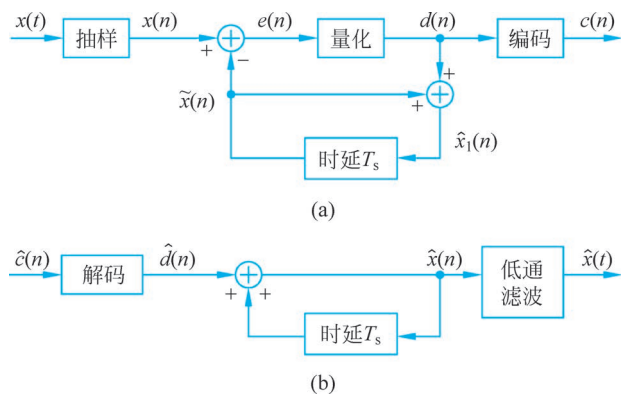


图 3-30 ΔM 原理图

在接收端,如图 3-30(b)所示,由接收到的信码解出差值信号量化值 $\hat{d}(n)$,经延迟和相加电路后,输出重建信号

$$\hat{x}(n) = \hat{d}(n) + \hat{x}(n-1) \quad (3-59)$$

若传输信道无误码,则接收端重建信号 $\hat{x}(n)$ 应与发送端本地重建信号 $\hat{x}_1(n)$ 相同,即 $\hat{x}(n) = \hat{x}_1(n)$,发送端本地重建信号 $\hat{x}_1(n)$ 和预测信号 $\tilde{x}(n)$ 只有一个时延差,即 $\tilde{x}(n) = \hat{x}_1(n-1)$ 。输出重建样值 $\hat{x}(n)$ 还要通过低通滤波器,才能恢复出原来的信号,同时叠加了由于量化引入的量化噪声。

对于一个给定的模拟信号 $x(t)$,在确定取样间隔和阶距 Δ 后,参照式(3-57)和式(3-58),可大致画出 $x(t)$ 和 $\tilde{x}(n)$ 的波形,如图 3-31 所示。由波形图可知,从数学意义上来说,增量调制系统实质上是用一个阶梯波 $\hat{x}_1(n)$ 最佳逼近连续波 $x(t)$ 。从物理意义上来说,该系统实质上是一个时间离散的负反馈跟踪系统,每隔 T_s 间隔调整一次,使预测信号 $\tilde{x}(n)$ 的上升或下降始终跟踪输入信号 $x(t)$ 的斜率,使差值信号 $e(t)$ 的方差最

小。然后用 $e(t)$ 在 $t=nT_s$ 时刻的极性编成数字信号,用于传送 $x(t)$ 的斜率信息。在实际电路中,预测信号是上升或下降的斜变波形,如图中虚线所示。但不论是哪种波形,在相邻抽样时刻,其波形幅度变化都只增加或减少一个固定的量化间隔 Δ ,因此它们没有本质的区别。

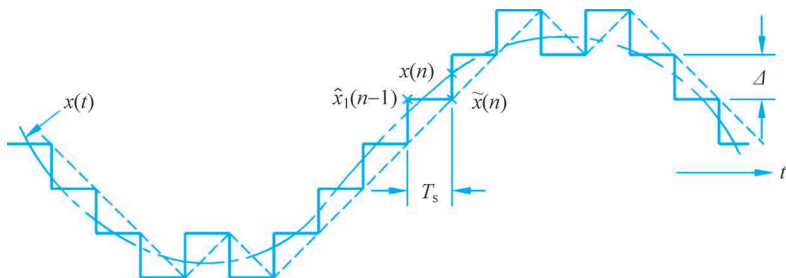


图 3-31 ΔM 过程

当 $x(t)$ 变化的斜率太大时,预测信号 $\tilde{x}(t)$ 将跟踪不上信号的变化,使差值信号 $e(t)$ 明显增大,这种现象称为斜率过载现象,如图 3-32 所示。为避免过载,应满足条件

$$\left| \frac{dx(t)}{dt} \right| \leq \frac{\Delta}{T_s} \quad (3-60)$$

如果输入信号为正弦信号,即

$$x(t) = A \sin \omega t$$

正弦信号的斜率为

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \omega \cos \omega t$$

根据式(3-60),可得

$$A_{\max} \omega \leq \frac{\Delta}{T_s} = \Delta f_s \quad (3-61)$$

或写成

$$A_{\max} \leq \frac{\Delta}{\omega T_s} = \frac{\Delta f_s}{\omega} \quad (3-62)$$

式中, $A_{\max}$ 是正弦信号不产生过载时的临界振幅。

在不过载情况下,差值信号 $|e(t)| \leq \Delta$,假定 $e(t)$ 值在 $(-\Delta, +\Delta)$ 均匀分布,则 ΔM 的量化噪声平均功率为

$$N_q = \int_{-\Delta}^{\Delta} e^2 p(e) de = \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} e^2 de = \frac{\Delta^2}{3} \quad (3-63)$$

考虑到 $e(n)$ 序列的最小间隔为 T_s ,可近似认为上式的量化噪声功率谱在 $(0, f_s)$ 频带内均匀分布,即功率谱密度近似表示为

$$P(f) \approx \frac{N_q}{f_s} = \frac{\Delta^2}{3f_s} \quad (3-64)$$

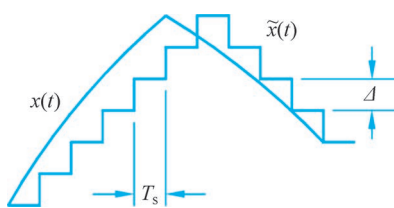


图 3-32 斜率过载现象

若接收端低通滤波器的带宽为 f_B , 则经低通滤波器后输出的量化噪声功率为

$$N_q \approx \frac{\Delta^2 f_B}{3f_s} \quad (3-65)$$

在临界过载时, 正弦信号的功率可表示为

$$S_{\max} = \frac{A_{\max}^2}{2} = \frac{\Delta^2 f_s^2}{8\pi^2 f^2} \quad (3-66)$$

这里, 信号频率 $f = \omega/2\pi$ 。由式(3-65)及式(3-66)可知, 最大量化信噪比为

$$\text{SNR}_{\max} = \frac{S_{\max}}{N_q} \approx \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f^2 f_B} \approx 0.038 \frac{f_s^3}{f^2 f_B} \quad (3-67)$$

式(3-67)若用 dB 表示, 则可写成

$$[\text{SNR}]_{\max \text{ dB}} \approx 30\lg f_s - 20\lg f - 10\lg f_B - 14 \quad (3-68)$$

式(3-67)和式(3-68)是 ΔM 中最重要的关系式。由此关系式可知, 在简单 ΔM 系统中, 量化信噪比与 f_s 的 3 次方成正比, 即抽样频率每提高一倍, 量化信噪比提高 9dB, 通常记作 9dB/倍频程。同时, 量化信噪比与信号频率的平方成反比, 即信号频率每提高一倍, 量化信噪比下降 6dB, 记作 -6dB/倍频程。由于以上两个原因, ΔM 的抽样频率在 32kHz 时, 量化信噪比约为 26dB, 只能满足一般通信质量的要求, 而且在话音信号高频段量化信噪比明显下降。

3.7.2 自适应增量调制

在简单 ΔM 中, 量阶 Δ 是固定不变的, 所以量化噪声的平均功率是不变的。量化信噪比可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{S}{N_q} = \frac{S}{S_{\max}} \frac{S_{\max}}{N_q} \quad (3-69)$$

当信号功率 S 下降时, 量化信噪比也随之下落。例如, 当抽样频率为 32kHz 时, 设信噪比最低限度为 15dB, 信号的动态范围只有 11dB 左右, 远不能满足通信系统对动态范围(40~50dB)的要求。

为了改进简单 ΔM 的动态范围, 类似于 PCM 系统中采用的压扩方法, 要采用自适应增量调制的方案, 其基本原理是采用自适应方法使量阶 Δ 的大小跟踪输入信号的统计特性而变化。如果量阶能随信号瞬时压扩, 则称为瞬时压扩 ΔM , 记作 ADM。如果量阶 Δ 随音节时间间隔(5~20ms)中信号平均斜率变化, 则称为连续可变斜率增量调制, 记作 CVSD。

目前已批量生产的增量调制终端机中, 通常采用数字检测音节压扩自适应增量调制方式, 简称数字压扩增量调制, 其功能方框图如图 3-33 所示。与图 3-30 所示的简单增量调制系统对比, 主要差别在虚线方框内的预测器构成上。图 3-33 中数字检测电路检测输出码流中连 1 码和连 0 码的数目, 该数目反映了输入话音信号连续上升或连续下降的趋势, 与输入话音信号的强弱相对应。检测电路根据连码的数目输出宽度变化的脉冲, 平滑电路按音节周期(5~20ms)的时间常数把脉冲平滑为慢变化的控制电压, 这样得到的控制电压与话音信号在音节内的平均斜率成正比。控制电压加到脉幅调制电路的控制

端,通过改变调制电路的增益以改变输出脉冲的幅度,使脉冲幅度随信号的平均斜率变化,这样便得到了随信号斜率自动改变的量阶。

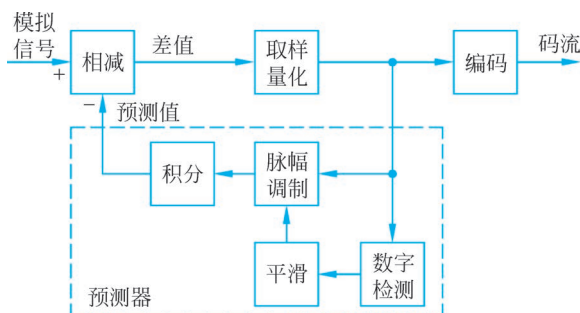


图 3-33 数字压扩增量调制

数字压扩 ΔM 与简单 ΔM 相比,编码器能正常工作的动态范围有很大的改进。假定脉冲调幅器的输出和平滑直流电压呈线性关系,可得到如图 3-34 所示的信噪比随输入信号幅度变化的曲线。由图可见,数字压扩 ΔM 的信噪比明显优于简单 ΔM 。图中, m 为数字检测连码的数目。

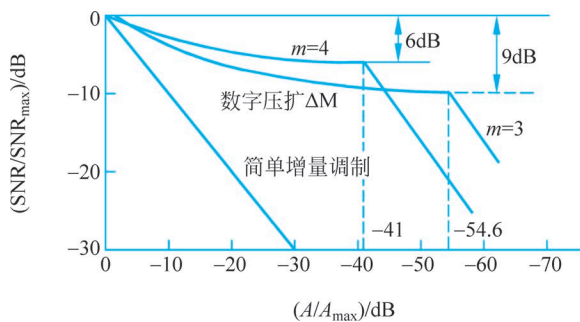


图 3-34 数字压扩 ΔM 信噪比

3.8 时分复用

3.8.1 时分复用原理

为了提高信道利用率,数字信号在传输过程中一般都采用时分复用(TDM)方式。时分复用是将传输时间划分为若干互不重叠的时隙,互相独立的多路信号顺序地占用各自的时隙,合路成为一个复用信号,在同一信道中传输。在接收端按同样规律把它们分开。形成 TDM 信号所需的时序电路和复用电路如图 3-35(a)和图 3-35(b)所示。设每路信号占用的时间为 T_c , n 路信号对时间 T_s 进行时隙分配,如图 3-35(c)所示。在时间 T_s 内,各路信号顺序出现一次,这样形成的时分复用信号称为帧,一帧的时间长度 T_s 称为帧周期。在 PCM 的时分复用信号中,对每一路信号的抽样频率必须满足抽样定理的要求,所以帧周期 T_s 就是抽样的时间间隔。每路信号占用的时间 T_c 越少,在一帧内能传输的路数越多。

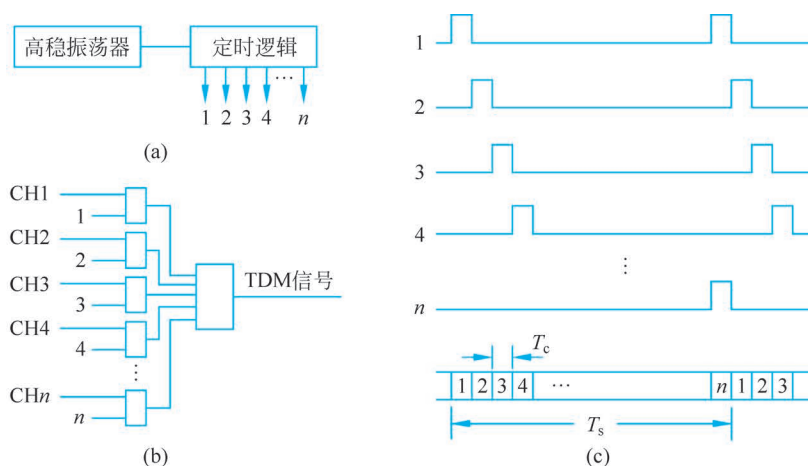


图 3-35 时分复用基本原理

时分复用 TDM 与频分复用 FDM 在原理上的差别是明显的。TDM 在时域上各路信号是分割开的,但在频域上各路信号是混叠在一起的。FDM 在频域上各路信号是分割开的,但在时域上各路信号是混叠在一起的。TDM 信号的形成和分离都可通过数字电路实现,比 FDM 信号使用调制器和滤波器要简单。

对于 m 路时分复用的 PCM 信号,码元速率为

$$R_s = mn f_s \text{ (baud)}$$

式中, m 表示复用路数; $n = \log_2 L$, 表示对每个抽样值进行二进制编码的位数; f_s 表示一路信号的抽样频率。

二进制码元速率 R_s 和信息速率 R_b 相等,即

$$R_b = mn f_s \text{ (bit/s)}$$

在确定码元速率 R_s 后,按照 3.5.3 节介绍的带宽计算方法可求出时分复用 PCM 信号的带宽。

例 3-6 对 10 路最高频率为 3400Hz 的模拟信号进行时分复用传输。抽样频率 $f_s = 8000\text{Hz}$, 采用量化电平 $L = 256$ 的二进制编码,码元波形是宽度为 τ 的矩形脉冲, 占空比为 0.5。计算 PCM 编码信号的第一零点带宽。

解 10 路 PCM 信号的码元速率为

$$R_s = mn f_s = m \log_2 L \cdot f_s = 10 \times 8 \times 8 \times 10^3 = 6.4 \times 10^5 \text{ (baud)}$$

码元宽度 T_s 与二进制码元速率 R_s 为倒数关系,即

$$T_s = \frac{1}{R_s}$$

当占空比为 0.5 时, $\tau = 0.5 T_s$, PCM 信号的第一零点带宽为

$$B = \frac{1}{\tau} = \frac{2}{T_s} = 2R_s = 1.28 \times 10^6 \text{ (Hz)}$$

3.8.2 数字复接系列

采用 TDM 制的 PCM 数字电话系统,在国际上已逐步建立起标准,称为数字复接系



视频

列(digital hierarchy,DH)。数字复接系列的等级如表 3-6 所示。系列形成的原则是先把一定路数的数字电话信号复合成一个标准的数据流,该数据流称为基群。然后再用数字复接技术将基群复合成更高速的数据信号。在数字复接系列中,按传输速率不同,将数据流称为基群(一次群)、二次群、三次群和四次群等。每种群路通常是传送数字电话,也可以用来传送其他相同速率的数字信号,如电视信号、数据信号或频分复用信号的群路编码信号。

表 3-6 数字复接系列

群路等级	制 式			
	北美、日本		欧洲、中国	
	信息速率/(kbit · s ⁻¹)	路数	信息速率/(kbit · s ⁻¹)	路数
基群	1544	24	2048	30
二次群	6312	96	8448	120
三次群	32 064 或 44 736	480 或 672	34 368	480
四次群			139 264	1920
STM-1			155 520	
STM-4			622 080	
STM-16			2 488 320	
STM-64			9 953 280	
STM-256			39 813 120	

现有的四次群以下数字复接系列称为准同步数字系列(plesiochronous digital hierarchy,PDH),其原因是采用了准同步复接技术。准同步复接的含义是同一群次的各设备的时钟信号标称频率相同,但由于来自不同的时钟源,所以实际值有一定的偏差,复用时需将信息速率调整到一个较高的速率后再进行同步复接。PDH 有 A 律和 μ 律两套标准。A 律是以 2.048Mbit/s 为基群的数字序列, μ 律是以 1.544Mbit/s 为基群的数字序列。A 律系列和 μ 律系列又分别称 E 体系和 T 体系。基群、二次群、三次群、四次群在 E 体系中称为 E-1、E-2、E-3、E-4 等层次,在 T 体系中称为 T-1、T-2、T-3、T-4 等层次。

我国采用 A 律系列。从技术上来说,A 律系列体制上比较单一和完善,复接性能好。而且 CCITT 还规定,当两种系列互联时,由 μ 律系列的设备负责转换。

A 律系列以 64kbit/s 的 PCM 信号为基础,A 律基群是构成 A 律序列的最低层次。通过 A 律 PCM 基群可了解 PDH 序列的组成规律。在 A 律编码中,由于抽样频率 $f_s = 8000\text{Hz}$,故每帧的时间长度 $T_s = 125\mu\text{s}$ 。一帧周期内的时隙安排称为帧结构。在 A 律 PCM 基群中,一帧共有 32 个时隙。如图 3-36 所示,各个时隙从 0 到 31 顺序编号,分别记作 TS0,TS1,...,TS31。其中 TS1~TS15 用来传送第 1~15 路电话信号的编码码组,TS17~TS31 用来传送第 16~30 路电话信号的编码码组,TS0 分配给帧同步,TS16 专用于传送话路信令。每个时隙包含 8 位码,一帧共含 256 个码元。

帧同步码组为 $\times 0011011$,它是偶数帧插入 TS0 的固定码组,接收端识别出帧同步码组后,即可建立正确的路序。其中第一位码“ $\times$ ”保留作国际电话间通信用,目前暂定为“1”。奇数帧 TS0 的第 2 位固定为 1,以便接收端区别是偶数帧还是奇数帧,避免接收端

错误识别为帧同步码组。奇数帧 TS0 的第 3 位 A_1 是帧失步对告码,本地帧同步时 $A_1=0$,失步时 $A_1=1$,通告对方终端机。奇数帧 TS0 的第 4~8 位为国内通信用,目前暂定为“1”。

TS16 传送话路信令。话路信令是为电话交换需要编成的特定码组,用于传送占用、摘挂机、交换机故障等信息。由于话路信令是慢变化的信号,可以用较低速率的码组表示。将 16 帧组成一个复帧,复帧的重复频率为 500Hz,周期为 2ms。复帧中各帧顺序编号为 $F_0, F_1, \dots, F_{15}$ 。 F_0 的 TS16 前 4 位码用来传送复帧同步的码组 0000,后 4 位中的 A_2 码为复帧失步对告码。 $F_1 \sim F_{15}$ 的 TS16 用来传送各话路的信令。TS16 的 8 位码分为前 4 位和后 4 位,分别传送两个话路的信令。

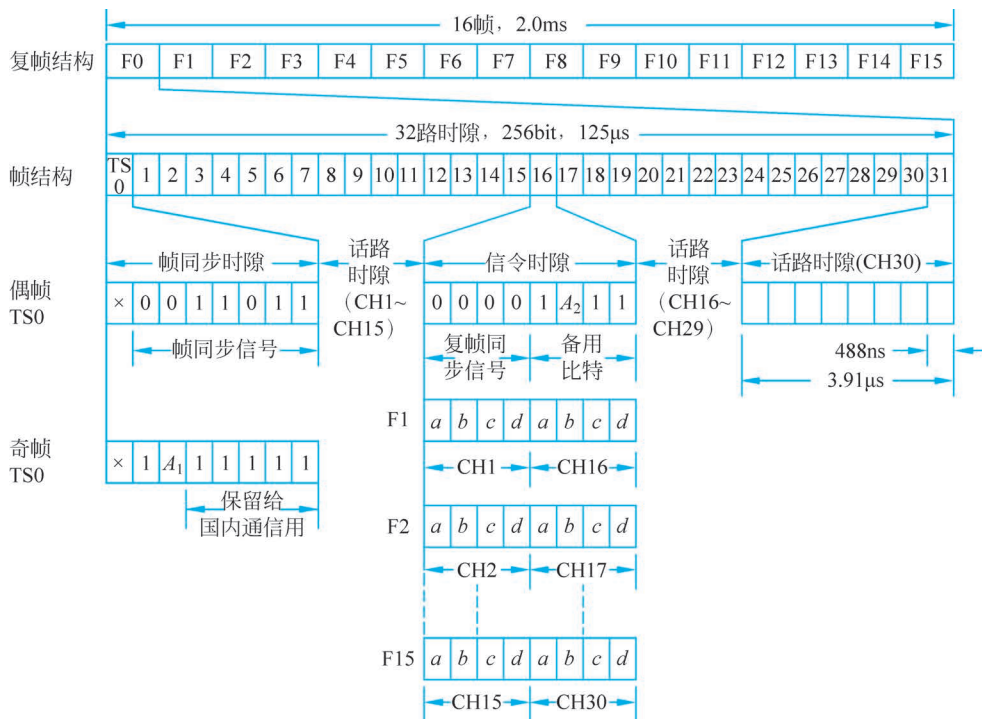


图 3-36 A 律 PCM 基群帧结构

这种帧结构中每帧共有 32 个时隙,但只有 30 个时隙用于传送 30 路电话信号,因此 A 律 PCM 基群也称为 30/32 路系统。

在 A 律 PCM 基群中,帧周期为 $125\mu\text{s}$,共有 $32 \times 8 = 256$ 个码元,所以基群的信息速率

$$R_b = \frac{32 \times 8}{125 \times 10^{-6}} = 2048(\text{kbit/s})$$

平均每路的信息速率为 64kbit/s 。

A 律系列的复接等级如图 3-37 所示。A 律基群是 30 路 PCM 数字电话信号的复用设备。每路 PCM 信号的比特率为 64kbit/s ,由于需要加入群同步和信令码元等额外开销,所以实际占用 32 路 PCM 信号的比特率,故基群的比特率为 2.048Mbit/s 。4 个基群

信号进行二次复用,得到二次群信号,比特率为 8.448Mbit/s。以此类推,分别得到比特率为 34.368Mbit/s 的三次群信号和比特率为 139.264Mbit/s 的四次群信号。由此可见,相邻等级之间的路数成 4 倍关系,但是比特率之间不是严格的 4 倍关系。与基群需要额外开销一样,高次群也需要额外开销。当比特率很高时,这种额外开销的绝对值相当可观。当比特率更高时,要采用同步数字序列。

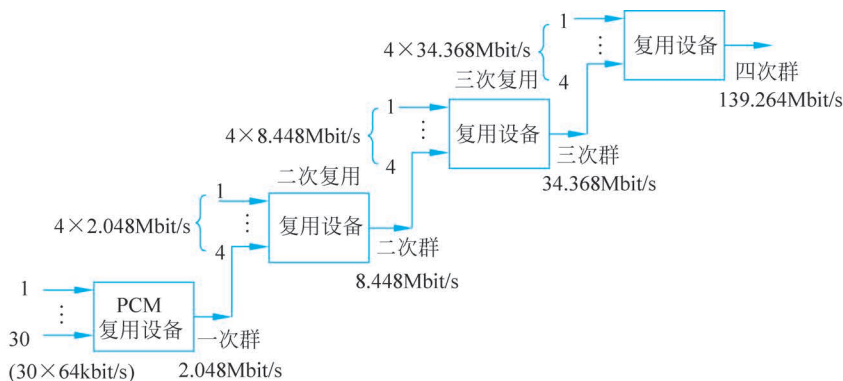


图 3-37 A 律系列的复接等级

习题

3.1 已知信号组成为 $f(t) = \cos\omega_1 t + \cos 2\omega_1 t$, 用理想低通滤波器来接收抽样后的信号。

- (1) 试画出该信号的频谱图;
- (2) 试确定最小抽样频率;
- (3) 画出理想抽样后的信号频谱图。

3.2 设以每秒 75 次的速度对以下两个信号抽样:

$$g_1(t) = 10\cos(100\pi t)$$

$$g_2(t) = 10\cos(50\pi t)$$

用抽样信号的时域表达式证明所得两个信号的抽样序列是相同的。

3.3 已知信号 $x(t) = 10\cos(20\pi t)\cos(200\pi t)$, 抽样频率 $f_s = 250\text{Hz}$ 。

- (1) 求抽样信号 $x_s(t)$ 的频谱;
- (2) 要求无失真恢复 $x(t)$, 试求出对 $x_s(t)$ 采用的低通滤波器的截止频率;
- (3) 试求无失真恢复 $x(t)$ 情况下的最低抽样频率 f_s 。

3.4 低通信号 $x(t)$ 的频谱 $X(f)$ 为

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

- (1) 假定 $x(t)$ 是以 $f_s = 300\text{Hz}$ 进行理想抽样, 画出抽样后的频谱 $X_s(f)$;

(2) 当 $f_s = 400\text{Hz}$ 时重复(1)的内容。

3.5 设有信号 $x(t) = 2\cos(400\pi t) + 6\cos(640\pi t)$, 以 $f_s = 500\text{Hz}$ 进行理想抽样, 已抽样信号通过一截止频率为 400Hz 的低通滤波器, 求该滤波器的输出端有哪些频率成分?

3.6 12 路载波电话信号占有频率范围为 $60 \sim 108\text{kHz}$, 求出其最低抽样频率 f_s , 并画出理想抽样后的信号频谱。

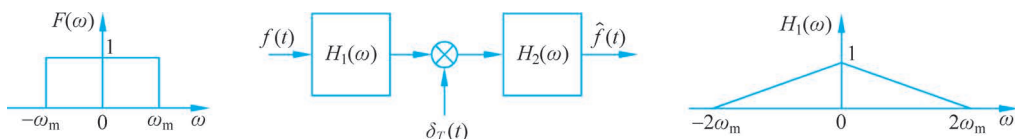
3.7 信号 $x(t)$ 的最高频率为 f_H , 由矩形脉冲进行平顶抽样, 矩形脉冲宽度为 τ , 幅度为 A 。若抽样频率 $f_s = 2.5f_H$, 求已抽样信号的时间表示式和频谱表示式。

3.8 如图题 3-8 所示, 信号频谱为理想矩形, 信号通过 $H_1(\omega)$ 网络后再理想抽样。

(1) 试求抽样角频率;

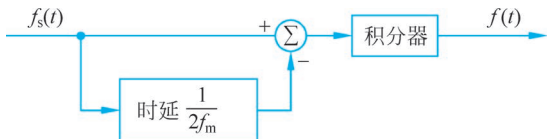
(2) 试求抽样后的频谱组成;

(3) 试分析接收网络 $H_2(\omega)$ 应如何设计才没有信号失真。



图题 3-8

3.9 若 $f(t)$ 是带限在 f_m 的连续信号, $f_s(t)$ 是抽样信号(以 $\frac{1}{2f_m}$ 间隔均匀抽样), 让 $f_s(t)$ 通过低通滤波器可以从 $f_s(t)$ 中恢复 $f(t)$ 。在实际中常采用如图题 3-9 所示的一阶保持电路, 该电路的输出和 $f(t)$ 相似。



图题 3-9

(1) 对于典型抽样信号 $f_s(t)$, 画出输入输出波形;

(2) 图中所示系统的传递函数是什么?

(3) 画出此系统的频率响应, 并将它与理想低通滤波器特性比较。

3.10 一个中升型 $L=8$ 电平的均匀量化器, 其量化特性如图题 3-10 所示。设正弦信号幅度为 3.35V , 频率 $f=800\text{Hz}$ 。

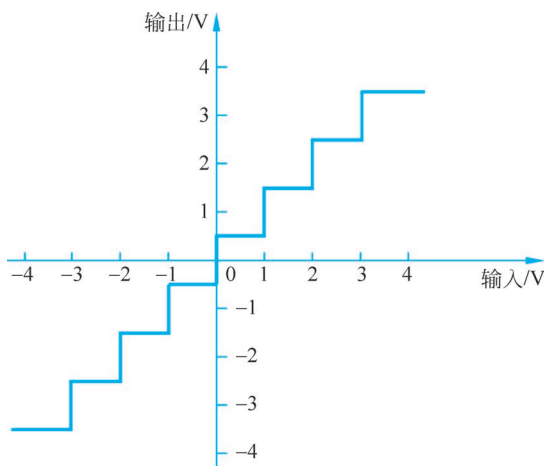
(1) 画出输入为正弦波时量化器的输出波形;

(2) 对正弦波先以 $f_s=8\text{kHz}$ 的频率进行抽样, 抽样点通过正弦波的零点, 画出输入为抽样信号时量化器的输出波形。

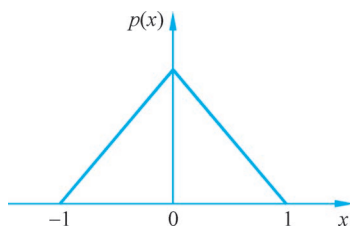
3.11 已知模拟信号抽样值的概率密度 $p(x)$ 如图题 3-11 所示。

(1) 如果采用 $L=4$ 电平的均匀量化器, 画出量化特性曲线, 求量化信噪比 SNR ;

(2) 如果采用 $L=8$ 电平的均匀量化器, 试确定量化间隔 Δ 及量化电平;



图题 3-10



图题 3-11

(3) 若采用 $L=8$ 电平的非均匀量化器,试确定能使量化信号电平等概的非均匀量化区间,并画出量化特性曲线。

3.12 正弦信号线性编码时,如果信号动态范围为 40dB,要求在整个动态范围内信噪比不低于 30dB,最少需要几位编码?

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

(1) 需要用多少位编码?

(2) 最大量化信噪比是多少?

3.14 设信号 $m(t) = 10 + 10 \cos \omega t$ 被均匀量化为 41 个电平。

(1) 量化间隔是多少?

(2) 若采用二进制编码,编码位数是多少?

3.15 信号幅度在 $\pm 5\text{V}$ 之间变化,幅度概率密度分布是

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{5}(1 - |x|/5), & |x| < 5 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

若采用 PCM 编码,编码位数为 2 位,且落在每个量化区间内样值的概率相等,求各量化区间的范围。

3.16 设信号 $f(t) = 2 \sin \omega t$ 被数字化后的最大量化信噪比为 30dB,均匀量化时所需的最小量化间隔是多少? 每个样值所需的编码位数是多少?

3.17 若 A 律 13 折线编码器的满载电平 $V_{\max} = 5\text{V}$,输入抽样脉冲幅度为 -0.9375V 。设最小量化间隔为 2 个单位,归一化值 1 分为 4096 个单位。求编码器的输出码组,并计算量化误差。

3.18 采用 A 律 13 折线编解码电路,设接收到的码组为“01010001”,最小量化间隔为 2 个单位,并已知码组为折叠二进制码,求此时解码器输出为多少单位。

3.19 若输入 A 律 PCM 编码器的正弦信号为 $x(t) = 3 \sin(1600\pi t)$,编码器的满载

电平为 3V, 抽样序列为 $x(n) = 3\sin(0.2\pi n)$, $n = 0, 1, \dots, 10$ 。

(1) 画出抽样序列 $x(n)$ 的时间波形图;

(2) 将抽样序列 $x(n)$ 、PCM 编码器的输出码组序列 $y(n)$ 、解码器输出 $\hat{x}(n)$ 和量化误差 $q(n)$ 列成表格。

3.20 设 $L = 32$ 电平的线性 PCM 系统在信道误比特率 $P_b = 10^{-2}$ 、 10^{-3} 、 10^{-4} 、 10^{-6} 的情况下传输, 计算该系统的信噪比 SNR。

3.21 设模拟信号 $f(t)$ 的频带限制于 5kHz, 幅度范围为 $-2 \sim 2V$ 。现以 10kHz 的频率对 $f(t)$ 进行抽样, 抽样后进行二进制编码, 若量化电平间隔为 $1/32V$, 求编码后信息速率和最小传输带宽(提示: 计算带宽时引用式(4-23))。

3.22 已知输入话音信号中含最高音频分量 $f_H = 3.4kHz$, 幅度为 1V。若抽样频率 $f_s = 32kHz$, 求增量调制量化器的量阶 Δ 。

3.23 已知 ΔM 调制系统中低通滤波器的频率范围是 $300 \sim 3400Hz$, 求在不过载条件下, 该 ΔM 系统输出的最大信噪比 SNR。假定抽样频率 f_s 为 10kHz、16kHz、32kHz、48kHz、64kHz。

3.24 已知正弦信号的频率 $f_m = 4kHz$, 试分别设计一个 PCM 系统和一个 ΔM 系统, 使两个系统的输出信噪比都满足 30dB 的要求, 比较两个系统的信息速率。

3.25 有 3 路信号进行时分复用, 这 3 路信号的最高频率分别是 2kHz、2kHz 和 4kHz, 信号的量化级都是 256。在满足抽样定理所规定的抽样频率下, 试求码元传输速率是多少?

3.26 6 路独立信源的频带分别为 W 、 W 、 $2W$ 、 $2W$ 、 $3W$ 、 $3W$ 。若采用时分复用制进行传输, 每路信源均采用 8 位对数 PCM 编码。

(1) 包括同步时隙和时令时隙, 设计该系统的帧结构和总时隙数, 求每个时隙占有时隙宽度以及每一位码的宽度;

(2) 采用占空比为 1 的矩形脉冲传输时, 求第一零点带宽。

3.27 已知 5 路时分复用模拟信号 $m_1(t)$, $m_2(t)$, $\dots$, $m_5(t)$ 的最高频率分别为 5kHz、5kHz、4kHz、7kHz、6kHz, 采用 A 律 13 折线编码, 求输出信号的信息速率。

3.28 对 30 路最高频率分量为 5kHz 的模拟信号进行时分复用传输, 抽样后量化级数为 512, 采用二进制编码, 若误比特率为 10^{-4} , 求传输 10s 后的误比特数。

3.29 对 10 路最高频率分量为 3.4kHz 的模拟信号进行 PCM 时分复用传输, 抽样频率为 8kHz, 抽样后进行 8 级量化, 并编为二进制码, 码元波形是宽度为 τ 的矩形脉冲, 且占空比为 1, 求传输此时分复用 PCM 信号所需的带宽。