

§5.1 脉冲编码调制(PCM)基本原理

脉冲编码调制(PCM)概念是 1937 年由法国工程师 Alec Reeres 最早提出来的。1946 年,美国 Bell 实验室实现了第一台 PCM 数字电话终端机。1962 年后,晶体管 PCM 终端机大量应用于市话网中局间中继线,使市话电缆传输电话路数扩大 24~30 倍。20 世纪 70 年代后期,超大规模集成电路的 PCM 编、解码器的出现,使 PCM 在光纤通信、数字微波通信、卫星通信中获得了更广泛的应用。因此,PCM 已成为数字通信中一个十分基本的问题,本章将分别介绍抽样、量化、编码以及抗误码特性等基本问题。

脉冲编码调制简称脉码调制,它是一种将模拟语音信号变换成数字信号的编码方式。脉码调制的过程如图 5-1 所示。

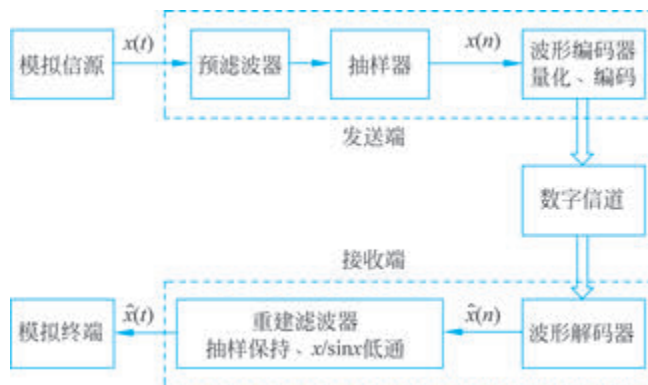


图 5-1 PCM 原理图

PCM 主要包括抽样、量化与编码三个过程。抽样是把连续时间模拟信号转换成离散时间连续幅度的抽样信号；量化是把离散时间连续幅度的抽样信号转换成离散时间离散幅度的数字信号；编码是将量化后的信号编码形成一个二进制码组输出。国际标准的 PCM 码组（电话语音）是八位码组代表一个抽样值。从通信中的调制概念来看，可以认为 PCM 编码过程是模拟信号调制一个二进制脉冲序列，载波是脉冲序列，调制改变脉冲序列的有无或“1”、“0”，所以 PCM 称为脉冲编码调制。

编码后的 PCM 码组，经数字信道传输，可以是直接的基带传输或者是微波、光波载频调制后的通带传输。在接收端，二进制码组反变换成重建的模拟信号 $\hat{x}(t)$ 。在解调过程中，一般采用抽

样保持电路,所以低通滤波器均需采用 $\frac{x}{\sin x}$ 型频率响应以补偿抽样保持电路引入的频率失真 $\frac{\sin x}{x}$ 。

预滤波是为了把原始语音信号的频带限制在 300~3400 Hz 标准的长途模拟电话的频带内。由于原始语音频带是 40~10 000 Hz,所以预滤波会引入一定的频带失真。

整个 PCM 系统中,重建信号 $\hat{x}(t)$ 的失真主要来源于量化以及信道传输误码,通常,用信号与量化噪声的功率比,即信噪比 SNR 来表示。国际标准化的 PCM 符合长途电话质量。

国际电报电话咨询委员会(CCITT,现为 ITU-T)G. 712 详细规定了它的 SNR 指标,还规定比特率为 64 kb/s,使用 A 律或 μ 律编码律。

§5.2 低通与带通抽样定理

抽样定理是任何模拟信号(语音、图像以及生物医学信号等)数字化的理论基础。抽样的物理过程如图 5-2 所示。

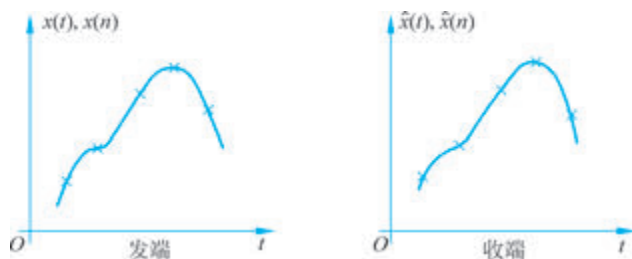


图 5-2 抽样的物理过程

抽样定理实质上是一个连续时间模拟信号经过抽样变成离散时间序列后,能否由此离散时间序列样值重建原始模拟信号的问题。

5.2.1 低通抽样定理

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 $2f_H$,则可以由抽样序列 $\{x(nT_s)\}$ 无失真地重建恢复原始信号 $x(t)$ 。

抽样定理告诉我们:若抽样频率 $f_s < 2f_H$,则会产生失真,这种失真称为混叠失真。

抽样定理的证明方法有多种,这里仅介绍一种。

设 $x(t)$ 为低通信号,抽样脉冲序列是一个周期性冲激函数 $\delta_T(t)$ 。抽样过程是 $x(t)$ 与 $\delta_T(t)$ 相乘的过程,即抽样后信号 $x_s(t) = x(t)\delta_T(t)$ 。由频域卷积定理可知

$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X(\omega) * \delta_T(\omega)]$$

其中, $X(\omega)$ 为低通信号的频谱,

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

所以

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \left[X(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right]$$

$$= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) \quad (5-1)$$

由图 5-3 可知,在 $\omega_s \geq 2\omega_H$ 的条件下,周期性频谱无混叠现象,于是经过截止频率为 ω_H 的理想低通滤波器后,可无失真地恢复原始信号。如果 $\omega_s < 2\omega_H$,则频谱间出现混叠现象,如图 5-4 所示。此时不可能无失真地重建原始信号。应当强调指出,抽样过程中,在满足抽样定理时,PCM 系统应当无失真,或者说波形无畸变。这一点与量化过程有本质区别。量化是有失真的,只不过失真的大小可以控制。

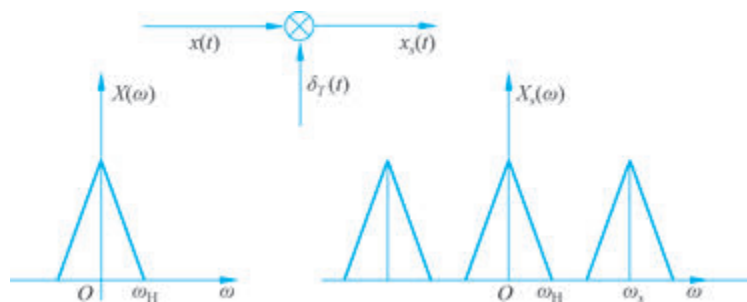


图 5-3 抽样前后频谱

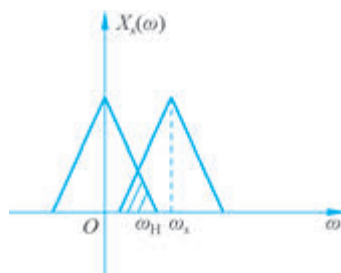


图 5-4 混叠现象

5.2.2 内插公式

从频域上看,抽样后信号经过传递函数为 $H(\omega)$ 的理想低通滤波器后,其频谱为

$$X_{so}(\omega) = X(\omega)H(\omega)/T_s, \quad |\omega| < \omega_H$$

其中

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

显然,根据抽样定理,应当满足 $\omega_s \geq 2\omega_H$ 的条件。

从时域上看,重建信号可以表达为

$$\begin{aligned} x(t) &= h(t) * x_s(t) \\ &= \frac{1}{T_s} \left(\frac{\sin \omega_H t}{\omega_H t} \right) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \delta(t - nT_s) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \frac{\sin \omega_H (t - nT_s)}{\omega_H (t - nT_s)} \end{aligned} \quad (5-2)$$

若 ω_H 、 T_s 及 $x(nT_s)$ 都是已知的,则由式(5-2)即可得到 $x(t)$,其中 $\frac{\sin \omega_H t}{\omega_H t}$ 常称为核函数。用

时域表达重建信号的公式称为内插公式。图 5-5 中给出用核函数表达重建信号的例子。

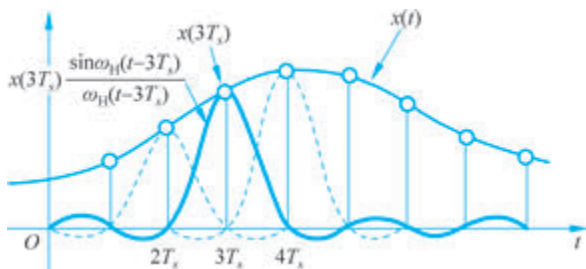


图 5-5 用核函数表示的重建信号

5.2.3 带通抽样定理

实际中遇到的许多信号是带通信号。例如超群载波电话信号,其频率在 312 kHz~552 kHz。若带通信号的上截止频率为 f_H ,下截止频率为 f_L ,此时并不一定需要抽样频率高于两倍上截止频率。带通抽样定理告诉我们,此时抽样频率 f_s 应满足下列关系式:

$$f_s = 2(f_H - f_L) \left(1 + \frac{M}{N}\right) = 2B \left(1 + \frac{M}{N}\right) \quad (5-3)$$

其中, $B = f_H - f_L$, $M = \lceil f_H / (f_H - f_L) \rceil - N$, N 为不超过 $f_H / (f_H - f_L)$ 的最大正整数。由此可知,必有 $0 \leq M < 1$ 。由式(5-3)画出的曲线如图 5-6 所示。由图可知,带通信号的抽样频率在 $2B \sim 4B$ 变动。

带通抽样定理从频域上很容易理解。以 $f_H = NB$ 的情形为例,其中 N 为大于 1 的正整数。若按低通抽样定理,则要求抽样频率 $f_s \geq 2NB$ 。由式(5-1)可知,抽样后信号各段频谱之间不发生混叠,因此采用低通滤波器或带通滤波器均能无失真地恢复原始信号。但若将抽样频率改为 $f_s = 2B$,抽样后信号各段频谱之间仍不会发生混叠。图 5-7 中画出 $N=3$ 的情形。由图可见,采用带通滤波器仍可无失真地恢复原始信号,但此时抽样频率远低于低通抽样定理时 $f_s = 6B$ 的要求。

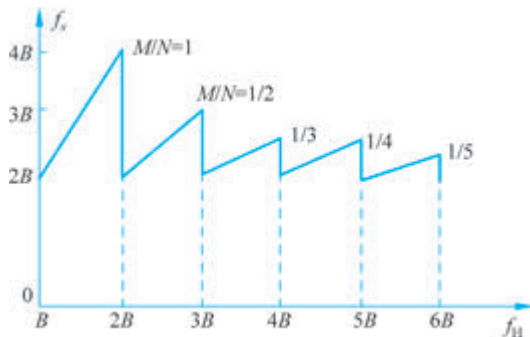


图 5-6 带通抽样定理

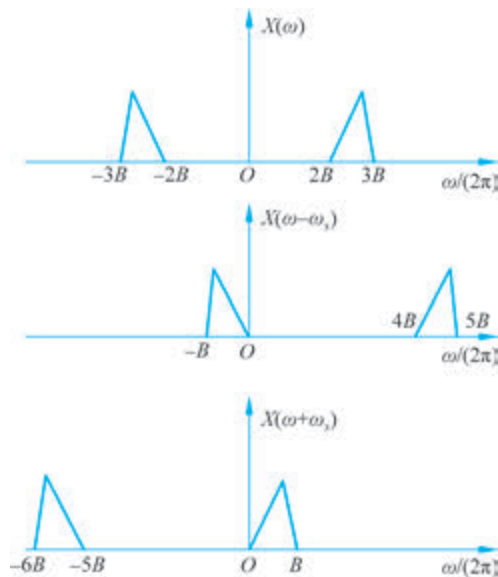


图 5-7 $f_H = 3B, f_s = 2B$ 时的抽样频谱

若 $f_H = NB + MB$, 其中 $0 < M < 1$, 则 f_H 不再是 B 的整数倍。如果仍以 $f_s = 2B$ 进行抽样, 则从频谱图上可以看到明显的混叠现象。图 5-8 中画出 $N = 5, M \neq 0$ 的情形, 由图可见, 若要使频谱分量无混叠, 则必须使

$$5\omega_s = 2\omega_H$$

推广到一般情况, 有

$$N\omega_s = 2(NB + MB) \cdot 2\pi$$

于是, 得

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

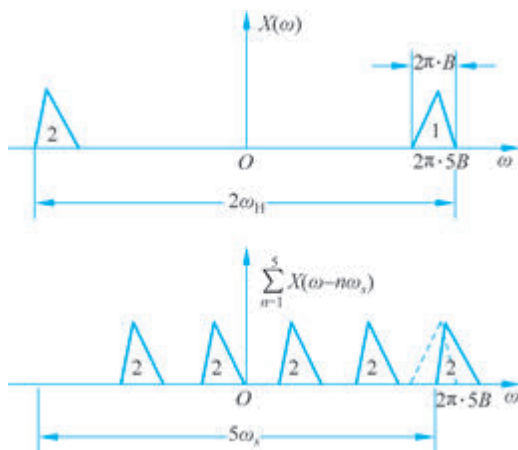


图 5-8 带通抽样的混叠

带通抽样定理在频分多路信号的编码以及语音信号的字带编码器中有很重要的应用。

§5.3 实际抽样

抽样定理中要求抽样脉冲序列是理想冲激脉冲序列 $\delta_T(t)$, 称为理想抽样。但实际抽样电路中抽样脉冲具有一定持续时间, 在脉宽期间其幅度可以是不变的, 也可以随信号幅度而变化。前者称为平顶抽样, 后者则称为自然抽样。

5.3.1 自然抽样

设抽样脉冲序列 $c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_s)$, 其中 $p(t)$ 是任意形状的脉冲。自然抽样时, 抽样过程实际是相乘过程, 即

$$x_s(t) = x(t) \cdot c(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_s) \quad (5-4)$$

$c(t)$ 实质上为周期性信号, 可以展开成傅氏级数, 于是

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

其中

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

ω_s 为抽样角频率, T_s 为抽样间隔。将上式代入式(5-4), 得

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

因此, 自然抽样后信号的频谱

$$X_s(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n X(\omega - n\omega_s) \quad (5-5)$$

$X(\omega)$ 是输入信号 $x(t)$ 的频谱。将式(5-5)与式(5-1)比较可知, 自然抽样与理想抽样信号的频谱, 其差别仅在于差一常数 $C_n T_s$ 。一般情况下, C_n 随 n 而变, 但每个频谱分量的形状不变, 如图 5-9 所示。

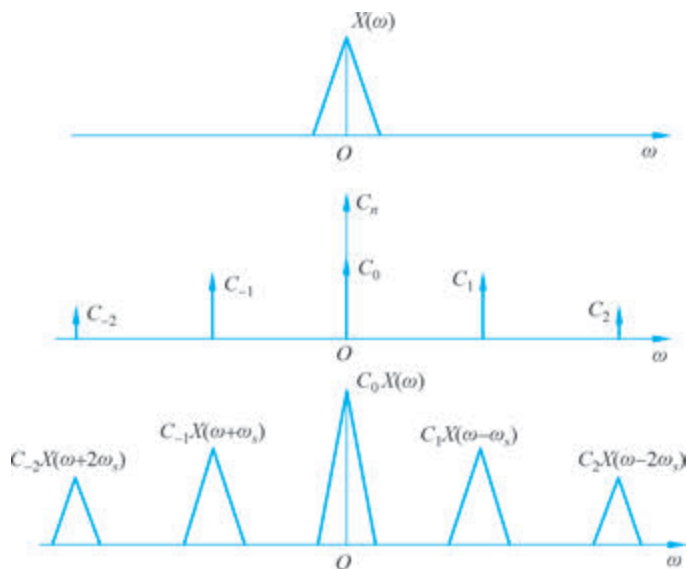


图 5-9 自然抽样

5.3.2 平顶抽样

平顶抽样中, 每个抽样脉冲顶部不随信号变化。在实际应用中, 平顶抽样是采用抽样保持电路来实现的。

平顶抽样可以看成是理想抽样后再经过一个冲激响应是矩形的网络来形成的, 如图 5-10 所示。

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x(t) \delta_T(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \\ x_{sf}(t) &= x_s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_s(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) h(t - nT_s) \end{aligned} \quad (5-6)$$

其中

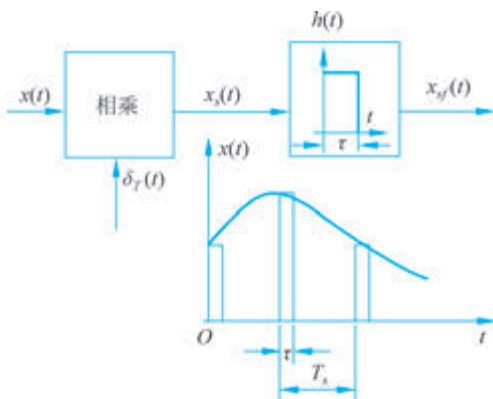


图 5-10 平顶抽样

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

由式(5-6)可知, $x_{sf}(t)$ 的频谱

$$X_{sf}(\omega) = X_s(\omega)H(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s)H(\omega)/T_s$$

矩形脉冲的 $H(\omega) = A\tau \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$, 这里 τ 为脉宽, 因此, 平顶抽样信号的频谱

$$X_{sf}(\omega) = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega - n\omega_s) \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \quad (5-7)$$

上式表明, 平顶抽样时, 加权项 $\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$ 使频谱分量发生了变化。在实际 PCM 系统中, 接收端解调后, 均采用抽样保持电路以提高输出信号, 但却引入了频谱失真项 $\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$ 。为了得到最大输出信号, 通常取 $\tau = T_s$, 此时, 收端必须采用频率响应为 $\frac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)}$ 的滤波器进行频谱补偿, 以抵消上述失真。这种频谱失真常称为孔径失真。

§5.4 标量量化与矢量量化

5.4.1 标量量化

从数学上来看, 量化过程就是把一个连续幅度值的无限数集合映射成一个离散幅度值的有限数集合。如图 5-11 所示, 量化器 Q 输出 L 个量化值 $y_k, k=1, 2, \dots, L$ 。 y_k 常称为重建电平或量化电平。当量化器输入信号幅度 x 落在 x_k 与 x_{k+1} 之间时, 量化器输出电平为 y_k 。这个量化过程可以表达为

$$y = Q(x) = Q\{x_k < x \leq x_{k+1}\} = y_k, \quad k=1, 2, \dots, L \quad (5-8)$$

这里, x_k 称为分层电平或判决阈值。通常把 $\Delta_k = x_{k+1} - x_k$ 称为量化间隔。

为了形象地表示量化器特性, 可采用量化特性曲线, 它描述了量化器输出 y 与输入 x 的关系, 如图 5-12 所示。

量化器的主要问题是量化误差 q , 定义

$$q = x - y = x - Q(x) \quad (5-9)$$

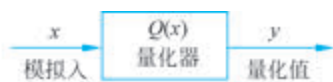


图 5-11 标量量化

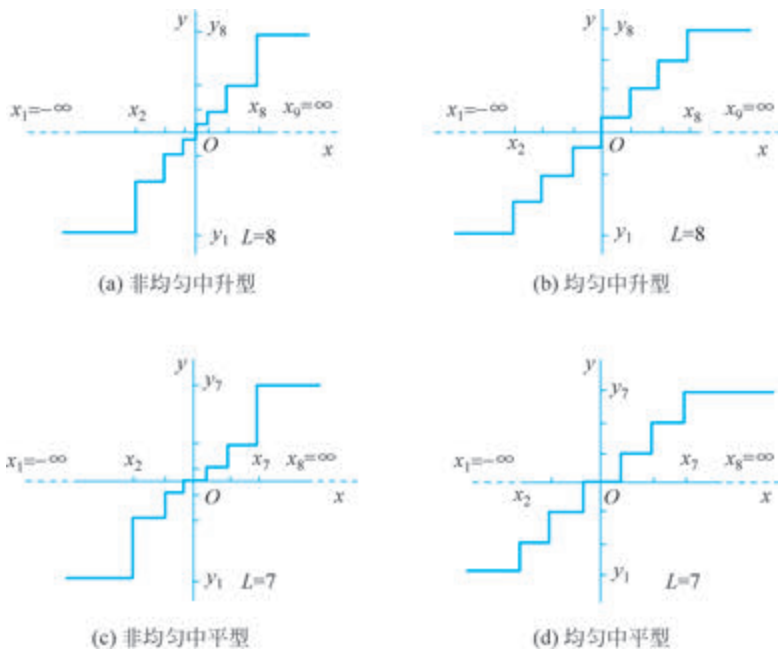


图 5-12 量化特性

对于确定性输入信号, q 是一个确定性函数。但对于语音、图像等消息源的随机信号, q 则是一个随机变量。通常又把量化误差 q 称为量化噪声, 量化噪声一般用均方误差来度量。设输入信号 x 的概率分布密度为 $p_x(x)$, 则量化噪声

$$\sigma_q^2 = E[x - Q(x)]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [x - Q(x)]^2 p_x(x) dx \quad (5-10)$$

若把积分区域分割成 L 个量化间隔, 则上式可写成

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^L \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \quad (5-11)$$

这是计算量化误差的基本公式。在给定消息源的情况下, $p_x(x)$ 是已知的。因此, 量化误差 σ_q^2 与量化间隔的分割有关, 即与 $\{x_k\}$ 集合的选择以及量化电平 $\{y_k\}$ 集合有关。量化器的理论就是研究如何使 σ_q^2 最小或符合一定规律。最佳量化器就是在给定输入信号概率密度 $p_x(x)$ 与量化电平数 L 的条件下, 求出一组分层电平值 $\{x_k\}$ 与量化电平值 $\{y_k\}$, $k=1, 2, \dots, L$, 使均方误差 σ_q^2 为最小值。

从理论上说, 只有在 $L=2$ 的情况下, 由式(5-10)可直接求出解析解。在 $L \gg 1$ 的情况下, 可以利用变分法求出近似解。在一般情况下, 尤其是 L 取值范围为 $4 \sim 16$, 必须采用迭代法求数值解。

* 5.4.2 矢量量化

若量化器的输入是一个连续幅度的随机矢量, $\bar{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_N]^T$; 量化器的输出是一个离散幅度的矢量, $\bar{y}_i = [y_{i1} \ y_{i2} \ \cdots \ y_{iN}]^T$, $\{\bar{y}_i: 1 \leq i \leq L\}$ 。显然, $\{\bar{y}_i\}$ 是有限个随机矢量的集合, 称为码本或重建码本, L 称为码本尺度。矢量量化中, 把 N 维随机矢量空间分割成 L 个子空间, 即 $\{C_i: 1 \leq i \leq L\}$, 每个子空间 C_i 对应于一个重建矢量 $\bar{y}_i$ 。矢量量化过程实际上是一个输入与输出矢量之间的映射过程。矢量量化的数学描述为:

若 $\bar{x}$ 矢量在 C_i 子空间中, 即 $\bar{x} \in C_i$, 则

$$Q(\bar{x}) = \bar{y}_i$$

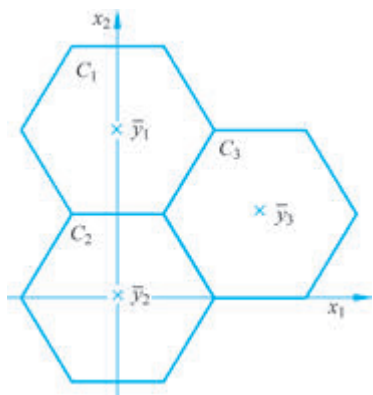


图 5-13 二维量化

下面以 $N=2$ 的二维矢量为例来说明。若输入 $\bar{x}$ 在 C_1 子空间中, 则输出矢量 $\bar{y}_1 = [y_{11} \ y_{12}]^T$ (其中 y_{11} 为 y_1 的 x_1 坐标值, y_{12} 为 y_1 的 x_2 坐标值), 图 5-13 中 $y_{11}=0$, 所以可写成 $\bar{y}_1 = [0 \ y_{12}]^T$ 。

矢量量化的基本问题同样是计算量化误差与设计最佳量化器。在矢量量化中, 量化误差又称为失真度量, 最常用的失真度量是均方误差, 还有加权均方误差、线性预测失真度等。平均每维的均方误差定义为

$$\begin{aligned} d_2(\bar{x}, \bar{y}) &= \frac{1}{N} (\bar{x} - \bar{y})^T (\bar{x} - \bar{y}) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x_k - y_k)^2 \end{aligned} \quad (5-12)$$

最佳量化的第一个条件是量化过程应符合下述条件:

若

$$d(\bar{x}, \bar{y}_i) \leq d(\bar{x}, \bar{y}_j), \quad j \neq i, \quad 1 \leq j \leq L$$

则

$$Q(\bar{x}) = \bar{y}_i$$

即量化器能选出失真最小的矢量。第二个条件是设计 $\{\bar{y}_i\}$ 集合, 使各个子空间 C_i 中的总平均失真 D_i 最小。

$$D_i = E[d(\bar{x}, \bar{y})] = \int_{\bar{x} \in C_i} d(\bar{x}, \bar{y}) p(\bar{x}) d\bar{x} \quad (5-13)$$

这种分割矢量空间的方法称为 Voroni 子空间法。

在一般情况下, 只能采用迭代法求出式(5-13)的数值解, 显然, 其运算量是相当大的。迭代法求解过程如下。

(1) 首先给定一组初始值 $\bar{y}_i(0)$, $1 \leq i \leq L$;

(2) 分割子空间, 若

$$d[\bar{x}, \bar{y}_i(0)] \leq d[\bar{x}, \bar{y}_j(0)], \quad i \neq j$$

则

$$\bar{x} \in C_i(0)$$

(3) 由初始值 $\bar{y}_i(0)$ 求一组 $\bar{y}_i(1)$ 矢量, $\bar{y}_i(1) = C_{en}[C_i(0)]$ 。

其中, $C_{en}[C_i(0)]$ 表示子空间 $C_i(0)$ 的质心, $1 \leq i \leq L$;

(4) 计算 $D(0)$ 总平均失真度。

然后,由 $\bar{y}_i(1)$ 值开始,重复(1)、(2)、(3)、(4)步骤,一直到 $D(m)$ 与 $D(m-1)$ 之间差值小于某个给定的阈值,才停止迭代,求得 $\bar{y}_i(m)$ 矢量。

矢量量化比标量化更接近率失真函数的界值 $D(R)$ 。矢量量化已应用于很低比特率的语音压缩编码、图像压缩编码以及语音识别与合成技术中。

§5.5 最佳量化器

在一般情况下,求解 $\{x_k\}$ 与 $\{y_k\}$ 二组集合,使量化误差的均方值最小。这种计算方法,由 Lloyd-Max 于 1960 年提出;这种量化器则称为 Lloyd-Max 量化器。它的基本原则与方法适用于 L 取任意值的情况。

若使式(5-11)给出的 σ_q^2 值取最小值,其必要条件是:

$$\frac{\partial \sigma_q^2}{\partial x_k} = 0, \quad k = 2, 3, \dots, L \quad (5-14a)$$

$$\frac{\partial \sigma_q^2}{\partial y_k} = 0, \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (5-14b)$$

将式(5-11)代入式(5-14a),得

$$\frac{\partial}{\partial x_k} \left[\int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - y_{k-1})^2 p_x(x) dx + \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \right] = 0$$

即

$$(x_k - y_{k-1})^2 p_x(x_k) - (x_k - y_k)^2 p_x(x_k) = 0$$

则有

$$x_{k, \text{opt}} = \frac{1}{2}(y_{k, \text{opt}} + y_{k-1, \text{opt}}), \quad k = 2, 3, \dots, L \quad (5-15a)$$

$$x_{1, \text{opt}} = -\infty$$

$$x_{L+1, \text{opt}} = \infty$$

将式(5-11)代入式(5-14b),得

$$\frac{\partial}{\partial y_k} \left[\int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \right] = 0$$

则有

$$y_{k, \text{opt}} = \frac{\int_{x_{k, \text{opt}}}^{x_{k+1, \text{opt}}} x p_x(x) dx}{\int_{x_{k, \text{opt}}}^{x_{k+1, \text{opt}}} p_x(x) dx}, \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (5-15b)$$

式(5-15a)表明,分层电平应取在相邻重建电平的中点;式(5-15b)表明,重建电平应取在量化间隔的质心上。式(5-15a)与式(5-15b)在一般情况下只能通过迭代法求解。其基本步骤如下:

假定 $p_x(x)$ 对称分布,故只需计算 $x > 0$ 的值。

(1) 给定初始值 y_1 ,由式(5-15b)在给定 $x_1 = 0$ 时求出 x_2 ;

(2) 由式(5-15a),根据 x_2, y_1 求出 y_2 ;

(3) 由式(5-15b),根据 y_2, x_2 求出 x_3 。

重复步骤(2)~(3),可求出 $\{x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_L\}$ 及 $\{y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_L\}$,然后代入式(5-15b)验证 $x_{L+1}=\infty$ 时,右边是否等于 y_L 。若不等,则改变初始值 y_1 ,重复上述步骤,一直到式(5-15b)两端的误差满足给定的容差时为止。此时 $\{x_k\}$ 、 $\{y_k\}$ 即为最佳量化器的参数值。

Max 等给出了不同输入信号,概率分布为 $p_x(x)$,量化电平数 $L=2,4,8,16$ 时, $\{x_{k,\text{opt}}, y_{k,\text{opt}}\}$ 的迭代结果如表 5-1 所示。

表 5-1 最佳量化特性

L		2		4		8		16	
$p_x(x)$	k	$x_{k,\text{opt}}$	$y_{k,\text{opt}}$	$x_{k,\text{opt}}$	$y_{k,\text{opt}}$	$x_{k,\text{opt}}$	$y_{k,\text{opt}}$	$x_{k,\text{opt}}$	$y_{k,\text{opt}}$
U	1	0.000	0.866	0.000	0.433	0.000	0.217	0.000	0.109
	2			0.866	1.299	0.433	0.650	0.217	0.326
	3					0.866	1.083	0.433	0.542
	4					1.299	1.516	0.650	0.759
	5							0.866	0.975
	6							1.083	1.192
	7							1.299	1.408
	8							1.516	1.624
G	1	0.000	0.798	0.000	0.453	0.000	0.245	0.000	0.128
	2			0.982	1.510	0.501	0.756	0.258	0.388
	3					1.050	1.344	0.522	0.657
	4					1.748	2.152	0.800	0.942
	5							1.099	1.256
	6							1.437	1.618
	7							1.844	2.069
	8							2.401	2.733
L	1	0.000	0.707	0.000	0.420	0.000	0.233	0.000	0.124
	2			1.127	1.834	0.533	0.833	0.264	0.405
	3					1.253	1.673	0.567	0.729
	4					2.380	3.087	0.920	1.111
	5							1.345	1.578
	6							1.878	2.178
	7							2.597	3.017
	8							3.725	4.432
Γ	1	0.000	0.577	0.000	0.313	0.000	0.155	0.000	0.073
	2			1.268	2.223	0.527	0.899	0.230	0.387
	3					1.478	2.057	0.591	0.795
	4					3.089	4.121	1.051	1.307
	5							1.633	1.959
	6							2.390	2.822
	7							3.422	4.061
	8							5.128	6.195

表注： G 表示高斯分布, U 表示均匀分布, L 表示拉普拉斯分布, Γ 表示伽马分布。

根据表 5-1 设计的量化器称为 Max 量化器。应当指出,表中所有值都是在假定输入信号方差 $\sigma_x^2=1$ 的情况下给出的。若实际输入 x 的方差不等于 1,则表中所有 $\{x_{k,\text{opt}}\}$ 、 $\{y_{k,\text{opt}}\}$ 值均需乘

以 σ_x 。

式(5-15a)与式(5-15b)是最佳量化器的一般公式,适用于 L 取任何值的情况。但当 $L=2$ 时,式(5-15a)与式(5-15b)可用解析法求解。

令

$$x_1 = -\infty, \quad x_2 = 0, \quad x_3 = \infty$$

$$y_1 = -\delta = -\frac{\Delta}{2}; \quad y_2 = +\delta = \frac{\Delta}{2}$$

且 $p_x(x)$ 为对称分布,如图 5-14 所示。则式(5-15b)可写成

$$y_2 = \delta_{\text{opt}} = \frac{\int_0^{\infty} x p_x(x) dx}{\int_0^{\infty} p_x(x) dx} = 2 \int_0^{\infty} x p_x(x) dx$$

$$= 2 \int x p_x(x) dx = E\{|x|\} \quad (5-16)$$

代入式(5-11),可求得

$$\{\sigma_q^2\}_{\min} = \sigma_x^2 + \delta_{\text{opt}}^2 - 4\delta_{\text{opt}} \int_0^{\infty} x p_x(x) dx$$

$$= \sigma_x^2 - \delta_{\text{opt}}^2 \quad (5-17)$$

当 $L \gg 1$ 时,可以认为在 $[x_{k,\text{opt}}, x_{k+1,\text{opt}}]$ 内 $p_x(x)$ 近似于常数 $p_x(x_k)$,则式(5-15b)可化简成

$$y_{k,\text{opt}} \approx \frac{p_x(x_k) \int_{x_{k,\text{opt}}}^{x_{k+1,\text{opt}}} x dx}{p_x(x_k) \int_{x_{k,\text{opt}}}^{x_{k+1,\text{opt}}} dx} = \frac{x_{k+1,\text{opt}} + x_{k,\text{opt}}}{2} \quad (5-18)$$

式(5-18)表明,在 $L \gg 1$ 时,最佳量化电平 $y_{k,\text{opt}}$ 恰好在分层电平的中点。这一点与直观判断是一致的。

在 $L \gg 1$ 的情况下,计算量化噪声功率的式(5-11)可以化简。此时,输入电平落在第 k 层量化间隔内的概率

$$P_k = P\{x_k < x \leq x_{k+1}\} = p_x(x_k)(x_{k+1} - x_k) = p_x(x_k)\Delta_k \quad (5-19)$$

将上式代入式(5-11),得

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^L \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx \approx \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 dx$$

$$= \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \left[\frac{(x_{k+1} - y_k)^3}{3} - \frac{(x_k - y_k)^3}{3} \right] = \sum_{k=1}^L \frac{P_k}{\Delta_k} \frac{\Delta_k^3}{12}$$

$$= \frac{1}{12} \sum_{k=1}^L p_x(x_k) \Delta_k^3 \quad (5-20)$$

当 Δ_k 很小时,上式还可以写成积分形式,有

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \int_{-V}^V \Delta_k^2(x) p_x(x) dx \quad (5-21)$$

其中, V 表示量化器的最大量化电平。输入电平超出 $(-V, V)$ 时,称为量化器过载,其量化噪声称为过载噪声。式(5-21)适用于量化器不过载的情况。

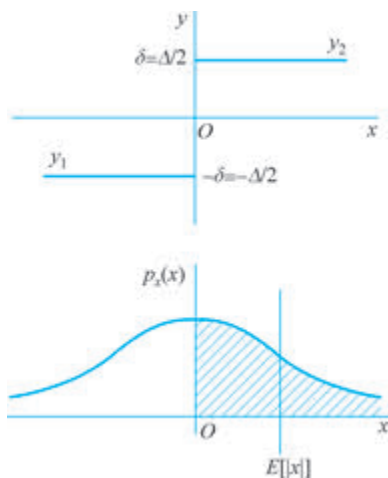


图 5-14 最佳量化

量化器过载噪声定义为

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

$p_x(x)$ 为对称分布时,

$$\sigma_{qo}^2 = 2 \int_V^{\infty} (x - V)^2 p_x(x) dx \quad (5-22)$$

总的量化噪声 σ_{qs}^2 应为不过载噪声与过载噪声之和,即

$$\sigma_{qs}^2 = \sigma_q^2 + \sigma_{qo}^2 \quad (5-23)$$

§5.6 均匀量化

均匀量化器是指在整个量化范围 $(-V, +V)$ 内,量化间隔都相等的量化器。只有在信号是均匀分布(如图像信号)的情况下,均匀量化器才是最佳量化器。尽管均匀量化器通常不是最佳量化器,但对于我们分析设计 PCM 量化器仍有很重要的参考价值,而且均匀量化器的数学分析最简单。所以,首先讨论均匀量化器。

若量化范围 $(-V, +V)$ 内,量化间隔数为 L 个,则均匀量化器的量化间隔

$$\Delta_k = \Delta = 2V/L, \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (5-24)$$

代入式(5-20),得不过载噪声

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \sum_{k=1}^L P_k \Delta^2 = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{k=1}^L P_k \quad (5-25)$$

当信号不过载时,有

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

因此

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{V^2}{3L^2} \quad (5-26)$$

由式(5-26)可知,均匀量化器不过载量化噪声功率与信号统计特性无关,而只与量化间隔有关。应当强调指出,上式只是在分层很密,而且各层之间量化噪声相互独立的情况下才成立。

在数字通信系统中,衡量量化器性能的主要技术指标是信噪比,即信号功率与量化噪声功率之比值 S/σ_q^2 ,通常用符号 SNR 来表示。下面分别以正弦波与实际语音信号为例来分析 SNR 特性。

1. 正弦信号

当输入信号为正弦波,且信号不过载,若正弦波的幅度为 A_m ,则正弦波功率为 $S = A_m^2/2$ 。于是

$$\text{SNR} = \frac{S}{\sigma_q^2} = \frac{A_m^2/2}{V^2/(3L^2)} = \frac{3A_m^2 L^2}{2V^2} = \frac{3}{2} \left(\frac{A_m}{V} \right)^2 L^2 \quad (5-27)$$

若分层电平数为 $L+1$,用 n 位二进制码来表示,则量化间隔数 $L = 2^n$,令归一化有效值 $D = A_m/(\sqrt{2}V)$,则式(5-27)可化简成

$$\text{SNR} = S/\sigma_q^2 = 3D^2 L^2 \quad (5-28)$$

通常用分贝(dB)来表示,则

$$\text{SNR} = [S/\sigma_q^2]_{\text{dB}} = 10\lg 3 + 20\lg D + 20\lg 2^n$$

上式可写成

$$[S/\sigma_q^2]_{\text{dB}} \approx 4.77 + 20\lg D + 6.02n \quad (5-29)$$

上式中 D 的物理意义是信号有效值与最大量化电平之比值。当 $A_m = V$ 时, $D = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 则满载正弦波的信噪比

$$[S/\sigma_q^2]_{\text{max dB}} = 6.02n + 1.76 \quad (5-30)$$

由式(5-29)、式(5-30)可知, 每增加一位编码, SNR 提高 6 dB。由式(5-29)画得的 $[S/\sigma_q^2]_{\text{dB}}$ 曲线, 如图 5-15 所示。

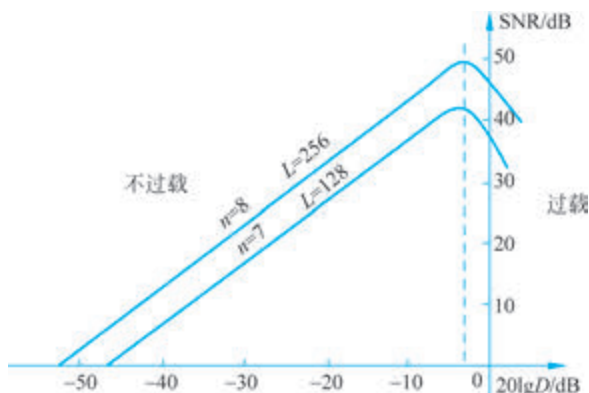


图 5-15 均匀量化时的 SNR 特性

2. 实际语音信号

实际语音信号与正弦信号不同点在于: 它不可避免有部分信号幅度超出量化范围而造成过载。语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

$$p_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2}} e^{-\frac{\sqrt{2}|x|}{\sigma_x}} \quad (5-31)$$

这里, σ_x 是信号 x 的均方根值。此时, 由分部积分法可求出过载噪声

$$\sigma_{qo}^2 = 2 \int_V^\infty \frac{(x-V)^2 e^{-\frac{\sqrt{2}x}{\sigma_x}}}{\sigma_x \sqrt{2}} dx = \sigma_x^2 e^{-\frac{\sqrt{2}V}{\sigma_x}} \quad (5-32)$$

通常, 过载幅度所占概率很小, 在 $(-V, +V)$ 不过载范围内, 仍有 $\sum_{k=1}^L P_k \approx 1$, 所以不过载部分量化噪声 $\sigma_q^2 \approx V^2/(3L^2)$, 总量化噪声

$$\sigma_{qs}^2 = \sigma_q^2 + \sigma_{qo}^2 = \frac{V^2}{3L^2} + \sigma_x^2 e^{-\frac{\sqrt{2}V}{\sigma_x}} \quad (5-33)$$

语音信号的功率

$$S = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_x(x) dx = \sigma_x^2 \quad (5-34)$$

令 $D = \sigma_x/V$, 则

$$[S/\sigma_{qs}^2] = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{qs}^2} = \left[\frac{1}{3D^2 L^2} + e^{-\frac{\sqrt{2}}{D}} \right]^{-1} \quad (5-35)$$

用 dB 表示,有

$$[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}} = -10\lg\left(\frac{1}{3D^2L^2} + e^{-\frac{W}{\sigma_x^2}}\right) \quad (5-36)$$

当 $D < 0.2$ 时,过载噪声很小,有

$$[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}} \approx -10\lg\left(\frac{1}{3D^2L^2}\right) \approx 6.02n + 4.77 + 20\lg D \quad (5-37)$$

当信号有效值很大时,过载噪声将起主要作用,于是

$$[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}} \approx 6.1/D \quad (5-38)$$

图 5-16 给出了输入为语音信号时的信噪比特性。

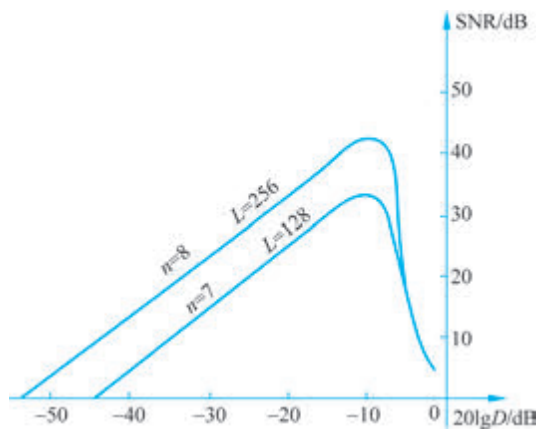


图 5-16 语音输入时的 SNR 特性

由图 5-15 与图 5-16 可见,对于语音信号输入与正弦输入, $[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}}$ 曲线形状大体相同。在不过载范围内, $[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}}$ 曲线呈线性关系,在过载区域内则明显下降。

均匀量化器广泛应用于计算机的 A/D 变换中。 n 表示 A/D 变换器的位数,常用的 A/D 变换器有 8 位、12 位、16 位等不同精度。主要根据应用中所允许的量化误差来确定。图像信号的数字化接口 A/D 也是均匀量化器。但在数字电话通信中,从通信线路的传输效率考虑,采用非线性对数量化器或自适应量化器更为合理,其主要原因分析如下。

在实际电话通信中,由于不同发话人的音量不同,加上发话人情绪的影响,语音平均功率的变动范围达到 30 dB 左右。同时由于电话机与数字电话终端机(安装在市话局内)之间距离不同,最大线路衰耗可达 25~30 dB。因此,电话语音信号的均方值变动范围即语音动态范围可达 40~50 dB。高质量电话(长途电话)的 $[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}}$ 至少应大于 25 dB。如果采用均匀量化,为了满足在 40~50 dB 的范围内的 $[S/\sigma_{qs}^2]_{\text{dB}}$ 大于 25 dB 的要求,由式(5-29)、式(5-37)计算可知,必须采用 $n=12$ 位的均匀量化器。这样,在抽样频率 $f_s=8$ kHz 时,均匀量化器输出的信息速率为 96 kb/s。根据数字基带传输中奈奎斯特准则可知,这就要求传输信道的带宽不小于 48 kHz。为了在保证电话通信语音质量的前提下,尽量降低信息速率,压缩传输频带,从量化器设计角度来看,人们先后提出了对数量化、最佳量化等多种非均匀量化的方法与自适应量化的方法。

§5.7 最佳非均匀量化

量化间隔不相等的量化器称为非均匀量化器。实现非均匀量化器有两种方案。一种是把输入信号 x 先进行一次非线性变换 $z=f(x)$,再进行均匀量化,最后在接收端要进行一次逆变换 $f^{-1}(x)$ 才能恢复原始信号。这一过程如图 5-17 所示。由于 $f(x)$ 与 $f^{-1}(x)$ 分别具有把瞬时信号幅度压缩与扩张的特性,所以 $f(x)$ 称为瞬时压缩, $f^{-1}(x)$ 称为瞬时扩张。另一种方法是把瞬时压缩与编码结合起来,一次实现非线性编码。从理论分析角度来看,前一种简便,所以在分析中采用第一种方法,在实际中采用第二种方法。

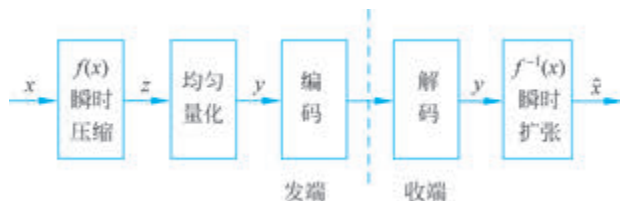


图 5-17 非均匀量化

最佳非均匀量化是指在最佳压缩特性 $f(x)$ 的情况下,其量化噪声 σ_q^2 取最小值。图 5-18 给出了非均匀量化中 $f(x)$ 及量化间隔 $\Delta_k(x)$ 的关系。由图 5-18 可见, z 信号是均匀量化间隔 Δ , 而相应的输入 x 信号是非均匀量化间隔 $\Delta_k(x)$ 。

设压缩特性为 $z=f(x)$, 且

$$\Delta_z = \Delta = 2V/L$$

其中, V 是量化电平的最大值, L 是量化间隔数。当 $L \gg 1$ 时, 量化分层很密, 于是有

$$\frac{\Delta_z}{\Delta_k(x)} = \frac{dz}{dx} = f'(x) \quad (5-39)$$

引用 $L \gg 1$ 时计算量化噪声的式(5-21), 有

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \int_{-V}^V \Delta_k^2(x) p_x(x) dx \quad (5-40)$$

将式(5-39)代入上式, 得

$$\sigma_q^2 = \frac{1}{12} \int_{-V}^V \frac{\Delta_z^2}{[f'(x)]^2} p_x(x) dx$$

考虑到 $\Delta_z = \Delta$ 以及 $f(x)$ 、 $p_x(x)$ 的对称性, 上式可写成

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{6} \int_0^V [f'(x)]^{-2} p_x(x) dx \quad (5-41)$$

在最佳压缩特性下, σ_q^2 应取最小值。是满足约束条件

$$\int_0^V f'(x) dx = V \quad (5-42)$$

的一个泛函求极值问题。可以应用变分法中拉格朗日乘子法求解。在变分法求解中, 引入函数 H 以及乘子 λ , 令

$$H = \frac{\Delta^2}{6} [f'(x)]^{-2} p_x(x) + \lambda f'(x) \quad (5-43)$$

H 函数应满足欧拉方程

$$\frac{d}{dy} \left[\frac{\partial H}{\partial f'(x)} \right] - \frac{\partial H}{\partial f(x)} = 0 \quad (5-44)$$

其中

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial f'(x)} &= -\frac{\Delta^2}{3} [f'(x)]^{-3} p_x(x) + \lambda \\ \frac{\partial H}{\partial f(x)} &= 0 \end{aligned}$$

代入式(5-44), 求得

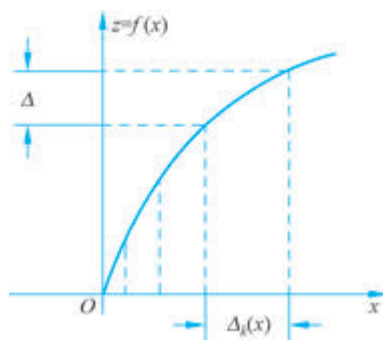


图 5-18 压缩特性

$$f'(x) = \left[\frac{\Delta^2 p_x(x)}{3\lambda} \right]^{1/3} \quad (5-45)$$

令

$$f'(x) = K[p_x(x)]^{1/3}$$

由约束条件式(5-42),得

$$K = \frac{V}{\int_0^V [p_x(x)]^{1/3} dx} \quad (5-46)$$

当给定 V 、 $p_x(x)$ 时, K 为常数。因此,最佳压缩特性应为

$$f(x) = \int_{-\infty}^x f'(x) dx = K \int_{-\infty}^x [p_x(x)]^{1/3} dx \quad (5-47)$$

上式代入式(5-41),求得最小噪声功率

$$\begin{aligned} [\sigma_q^2]_{\min} &= \frac{\Delta^2}{6} K^{-2} \int_0^V [p_x(x)]^{1/3} dx \\ &= \frac{2}{3L^2} \left[\int_0^V p_x(x)^{1/3} dx \right]^3 \end{aligned} \quad (5-48)$$

当信号幅度概率密度 $p_x(x)$ 为均匀分布,即

$$p_x(x) = \begin{cases} \frac{1}{2V}, & |x| \leq V \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

则由式(5-46)、式(5-47)可得

$$K = \left(\frac{1}{2V} \right)^{-1/3}$$

$$f(x) = x$$

这一结果表明,对于均匀分布的信号来说,均匀量化能获得最小量化噪声,其值为

$$[\sigma_q^2]_{\min} = \frac{V^2}{3L^2}$$

对于语音信号为拉普拉斯分布的情况,有

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} e^{-\frac{\sqrt{2}x}{\sigma_x}}$$

则由式(5-46)可求出

$$K = \frac{V}{\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_x} \right)^{1/3} \left(\frac{3\sigma_x}{\sqrt{2}} \right) (1 - e^{-\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_x}})}$$

因而最佳压缩特性

$$f(x) = \frac{V(1 - e^{-\frac{\sqrt{2}x}{3\sigma_x}})}{(1 - e^{-\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_x}})} \quad (5-49)$$

最小量化噪声功率

$$[\sigma_q^2]_{\min} = \frac{9\sigma_x^2}{2L^2} (1 - e^{-\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_x}})^3 \quad (5-50)$$

当 $V/\sigma_x < 10$ 时,

$$[\sigma_q^2]_{\min} \approx \frac{9\sigma_x^2}{2L^2} \quad (5-51)$$

信噪比的最大值

$$[S/\sigma_q^2]_{\max} \approx \frac{2}{9}L^2 \quad (5-52)$$

由式(5-49)可知,最佳压缩特性 $f(x)$ 与信号方差有关。在给定压缩特性 $f(x)$ 的情况下,当信号方差 σ_x^2 变动时, $\{\sigma_q^2\}$ 就会偏离最小值而增加,从而使 $[S/\sigma_q^2]$ 下降,这种情况称为量化器的方差失配。若以式(5-49)给出的 $f(x)$ 为例,在给定 $\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_x} = 10$ 、 $L = 128$ 的情况下,可以利用式(5-41)计算出

$$\left[\frac{S}{\sigma_q^2}\right] = \left[\frac{S}{\sigma_q^2}\right]_{\max} \frac{(3r-2)}{r^3} \frac{1 - e^{-\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_{x,\text{opt}}}}}{1 - e^{-\frac{\sqrt{2}V}{3\sigma_{x,\text{opt}}}(3r-1)}} \quad (5-53)$$

其中, $\sigma_{x,\text{opt}}$ 为最佳压缩特性时的信号有效值, $r = \sigma_x/\sigma_{x,\text{opt}}$ 。计算结果如图 5-19 所示。由图可见,当输入信号标准差偏离 $\sigma_{x,\text{opt}}$ 变动时, $[S/\sigma_q^2]_{\text{dB}}$ 急剧下降。尽管最佳压缩特性下,信噪比最大值可达 35.5 dB,但信噪比大于 20 dB 的动态范围还不到 20 dB,远远不能满足长途电话 45 dB 动态范围的要求。因此,最佳压缩特性并没有获得实际应用与推广。

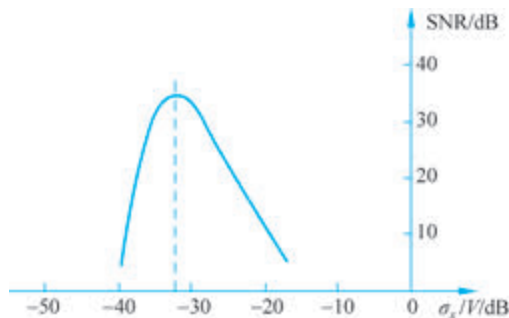


图 5-19 最佳量化的 SNR 特性

§5.8 对数量化及其折线近似

考虑到量化器输入工作动态范围为 45 dB 左右,按照在动态范围内量化噪声的信噪比尽可能保持平稳的要求来设计的量化器具有对数量化特性,称为对数量化器。它的特点是大信号电平时,信噪比相对于均匀量化低一点;小信号电平时,信噪比则明显提高。 $n=8$ 、 $L=256$ 的对数量化器能满足长途电话的质量要求。

5.8.1 理想对数量化

设

$$f(x) = \frac{1}{B} \ln x \quad (5-54)$$

则

$$f'(x) = \frac{1}{Bx} \quad (5-55)$$

由式(5-41)和式(5-55),可得

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{6} \int_0^V [f'(x)]^2 p_x(x) dx$$

$$= \frac{B^2 \Delta^2}{6} \int_0^V x^2 p_x(x) dx \quad (5-56)$$

而信号功率

$$S = 2 \int_0^V x^2 p_x(x) dx$$

则可得

$$\frac{S}{\sigma_q^2} = \frac{12}{B^2 \Delta^2} = \frac{3L^2}{B^2 V^2} \quad (5-57)$$

上式表明,压缩特性 $f(x)$ 为对数特性时,量化器输出信噪比 S/σ_q 始终保持为常数。对数压缩特性相当于对输入信号 x 的小信号电平值放大倍数大,而对大电平值放大倍数小,从而压缩了信号的动态范围。但是理想的对数放大是无法实现的,因 $x \rightarrow 0$ 时, $f(x) \rightarrow -\infty$ 。可将对数量化特性在 $x \rightarrow 0$ 小信号段进行修正,以利实用化。

CCITT G. 712 建议给出国际上通用的两种对数压缩特性,即 A 律与 μ 律。

5.8.2 A 律对数压缩特性

令量化器过载电压为 ± 1 ,相当于把输入信号归一化(x/V),则 A 律对数压缩特性定义为

$$f(x) = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases} \quad (5-58)$$

其中,常数 A 为压缩系数,由上式可知, $0 \leq x \leq \frac{1}{A}$ 范围内, $f(x)$ 是一段直线,也就是说相当于均匀量化特性; $\frac{1}{A} \leq x < 1$ 的范围内,是一条对数特性曲线,如图 5-20(b) 所示。现在的国际标准中取 $A = 87.6$ 。

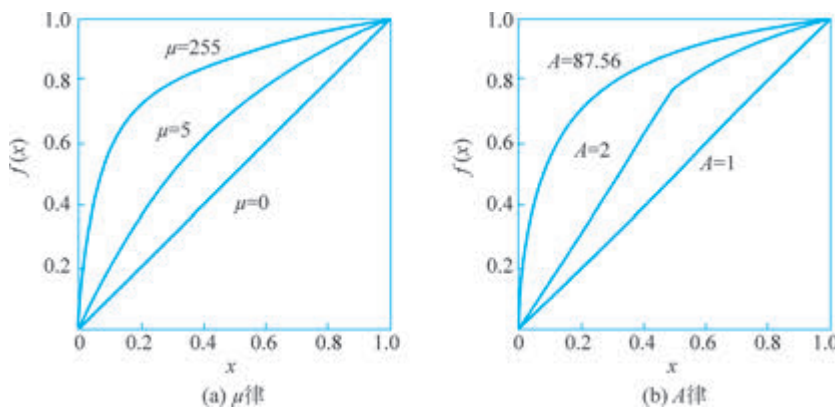


图 5-20 对数压缩特性

根据式(5-58)及式(5-21)可以计算出量化噪声功率 σ_q^2 。显然,由于 $f(x)$ 由直线与对数曲线组成,所以应根据 x 的范围来分段计算。

在满载的情况下, $x_{\max}/V=1$, 则有

$$\sigma_q^2 = \frac{2}{3L^2} \left[\int_0^{1/A} \left(\frac{1 + \ln A}{A} \right)^2 p_x(x) dx + \int_{1/A}^1 (1 + \ln A)^2 x^2 p_x(x) dx \right]$$

$$= \frac{2(1 + \ln A)^2}{3L^2} \left[\int_0^{1/A} \frac{p_x(x)}{A^2} dx + \int_{1/A}^1 x^2 p_x(x) dx \right] \quad (5-59)$$

若假定输入信号是具有随机相位的正弦信号, 即有

$$x(t) = a \cos(\omega t + \theta), \quad 0 \leq a \leq 1 \quad (5-60)$$

其中, θ 是随机相位, 在 $(-\pi, \pi)$ 范围内等概分布。则可知

$$p_x(x) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{a^2 - x^2}}, \quad |x| \leq a \quad (5-61)$$

令

$$C = 1/(1 + \ln A)$$

把式(5-61)代入式(5-59)后, 求得

$$\sigma_q^2 = \begin{cases} \frac{1}{3C^2 A^2 L^2}, & 0 \leq a \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1}{3\pi C^2 A^2 L^2} \left\{ [2 - (aA)^2] \arcsin\left(\frac{1}{aA}\right) + \frac{\pi(aA)^2}{2} + \sqrt{a^2 A^2 - 1} \right\}, & \frac{1}{A} \leq a \leq 1 \end{cases} \quad (5-62)$$

已知正弦波功率 $S = \frac{a^2}{2}$, 则可求得 $[S/\sigma_q^2]_{\text{dB}}$ 曲线, 如图 5-21 所示。

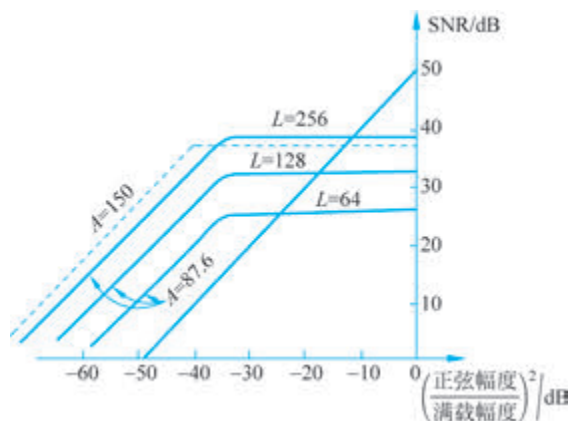


图 5-21 正弦输入 SNR 特性

在小信号段

$$f'(x) \Big|_{x \leq \frac{1}{A}} = \frac{87.6}{1 + \ln 87.6} = 16 = 2^4$$

由此可见, A 律对数量化比均匀量化在小信号段信噪比增加约 24 dB。

5.8.3 μ 律对数压缩特性

$$f(x) = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (5-63)$$

其中, μ 为压缩系数。与 A 律类似, μ 越大则压缩效果越明显, $\mu=0$ 相当于无压缩, 如图 5-20(a) 所示。早期采用 $\mu=100$, 国际现在的标准为 $\mu=255$, 当 $L=256$ 时, 在小信号范围, S/σ_q^2 改善 33.5 dB, 优于 A 律。 A 律与 μ 律压缩特性的 SNR 曲线如图 5-22 所示。图中输入是正弦波信号。由图可见, μ 律与 A 律性能基本相近。 μ 律最早由美国提出, A 律后来由欧洲提出。它们是 CCITT

建议共存的两个标准。

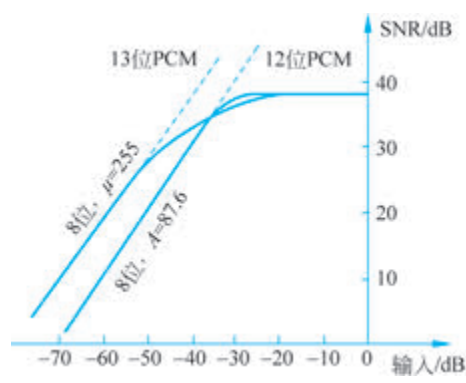


图 5-22 A 律与 μ 律性能比较

5.8.4 对数压缩特性的折线近似

理想的 A 律或 μ 律压缩特性早期是用二极管的非线性来实现的。但要保证压缩特性的一致性与稳定性以及压缩与扩张特性的匹配是很困难的。但若采用折线段来近似表示对数压缩特性，则可采用数字化技术，比较容易实现一致性与稳定性。

随着数字电路技术的发展，采用 13 折线法来逼近 A 律或 15 折线法来逼近 μ 律，已形成 CCITT 国际标准。A 律压缩特性的 13 折线近似如图 5-23 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 $(0,1)$ ，被分成了不均匀的 8 个区间，每个区间长度以 2 倍递增。其划分方法是：取 $0\sim 1/128$ 作为第一区间，取 $1/128\sim 1/64$ 为第二区间，取 $1/64\sim 1/32$ 为第三区间，以此类推，直到 $1/2\sim 1$ 为第 8 区间。输出信号幅度的归一化范围则均匀地分成 8 个区间。分别与输入信号幅度相对应。第一区间为 $0\sim 1/8$ ，第二区间为 $1/8\sim 2/8$ ，第三区间为 $2/8\sim 3/8$ ，以此类推，直到第八区间 $7/8\sim 1$ 。将坐标点 $(1/128, 1/8)$ 与原点相连，再将 $(1/64, 2/8)$ 点与 $(1/128, 1/8)$ 点相连， $(1/32, 3/8)$ 点与 $(1/64, 2/8)$ 点相连，……。这样就可以作出由 8 段直线联成的一条折线。由于第一、二区间内的直线斜率相等，所以实际上只有 7 段直线。当输入信号为负

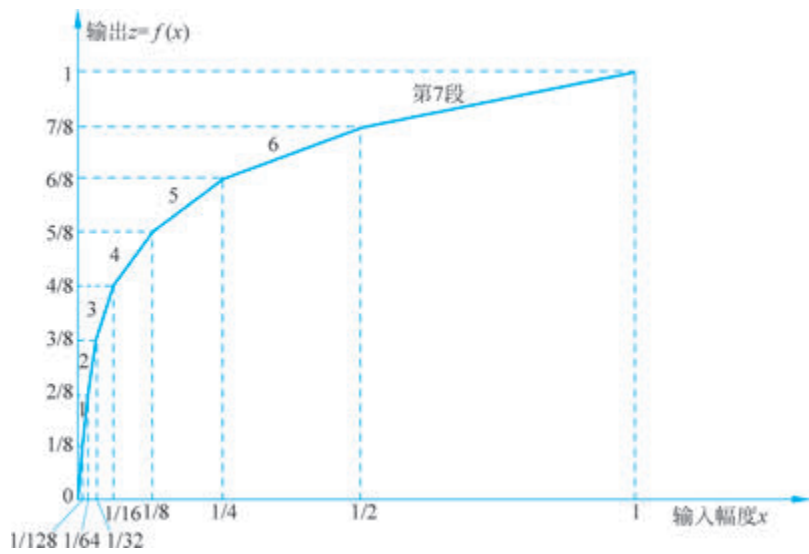


图 5-23 A 律 13 折线

时,压缩特性对原点奇对称,负方向也有 7 条线段(图中未画出)。由于负方向第一段与正方向第一段斜率相同,因此,共有 13 条折线。这条折线与 $A=87.6$ 压缩特性很接近。显然,在第一段内与 $A=87.6$ 的理想压缩特性式(5-58)是相等的。

μ 律压缩特性可类似地用 15 折线来近似,如图 5-24 所示。

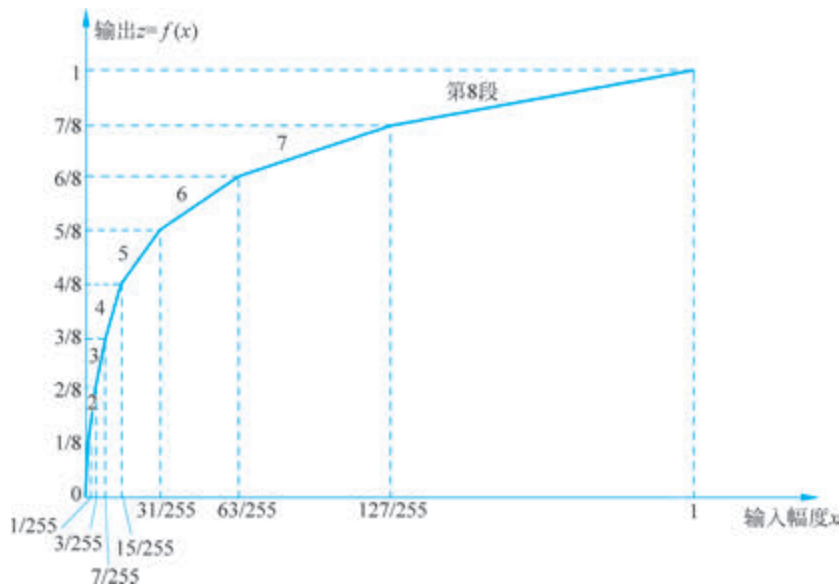


图 5-24 μ 律 15 折线

采用 13 折线近似 A 律压缩特性后,其 SNR 与输入幅度的关系,如图 5-25 所示。由图可见,当输入正弦信号时,折线近似的 A 律 PCM 的 SNR 曲线会出现起伏现象,不再是单调曲线。这是因为在每段折线的起始部分内,量化间隔突然成倍增加,导致量化噪声(正比于 Δ_k^2)增加很快,而信号功率的增加却没有那么快,因而 SNR 反而略有下降。但随信号功率的增加,噪声功率基本保持不变,因此 SNR 又开始增加。这样共出现了 6 个起伏,7 个峰值。 μ 律 PCM 的 SNR 曲线也会有类似现象。

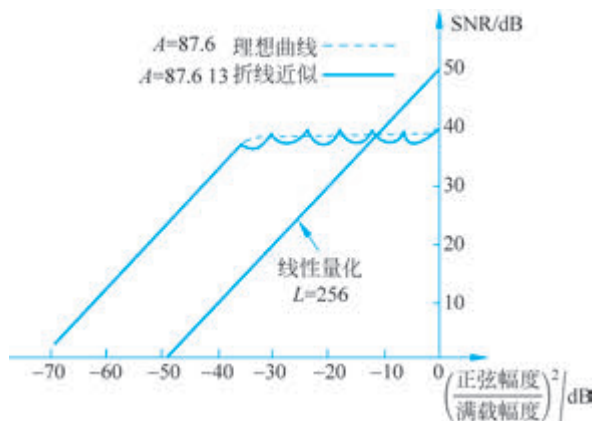


图 5-25 正弦输入 SNR 曲线(13 折线近似)

在实际 PCM 系统中,信号总失真比 SNR 是一个最重要的技术指标。为此,CCITT G. 712 建议明确规定了其要求,如图 5-26 所示。

图中曲线是这样得到的:在白噪声(高斯分布)输入时,按式(5-21)计算出 σ_q^2 ,在输入功率 $S=$

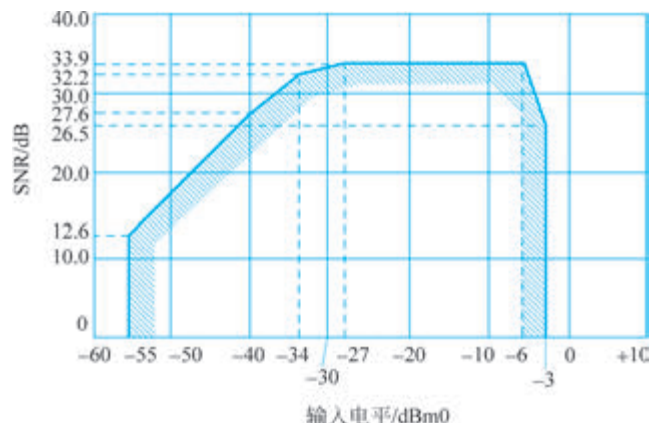


图 5-26 CCITT G.712 规定的 SNR 指标(正弦输入)

σ_x^2 情况下求得理论 SNR, 然后减去 4.5 dB 作为容差。由于白噪声作为输入时, SNR 特性曲线无明显起伏的峰谷值现象, 在实际测试中, 测试点要求少, 因此, A 律 PCM 的标准测试法现均采用白噪声为输入信号, 而不采用正弦波信号。而 μ 律的 CCITT G.712 标准中, 由于历史原因, 正弦波与噪声输入信号都可采用。 μ 律的 SNR 指标要求及典型测试结果如图 5-27 所示。

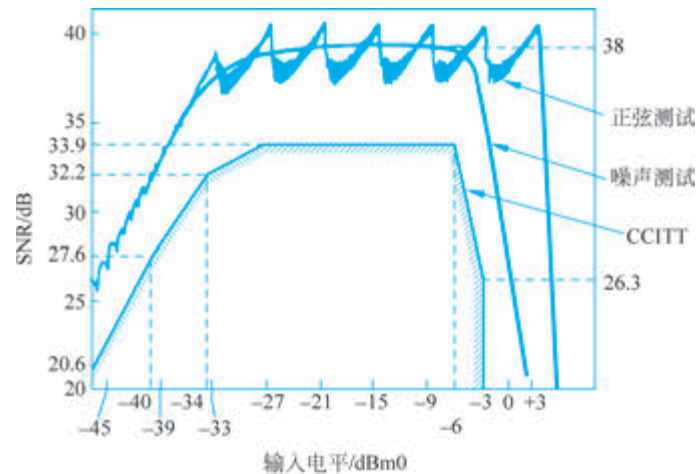


图 5-27 CCITT G.712 规定的 SNR 指标(噪声输入)

由于 $L \gg 1$ 时, 量化噪声的功率谱也接近白噪声均匀谱, 所以在实际测量中采用输入频宽为 200 Hz(350~550 Hz) 的白噪声信号作为测试信号。输出端只要用 800~3350 Hz 带通滤波器测出 800~3350 Hz 频带内的噪声功率就可以推算出在 300~3400 Hz 频带内的总量化噪声功率。同时可以用 350~550 Hz 的带通滤波器测出输入白噪声信号的功率(测试信号的功率)。尽管 350~550 Hz 内也有量化噪声功率, 但与信号相比, 是可以忽略不计的。实用 PCM 性能测试仪就是采用这种方法来实现 SNR 测量的。

§5.9 PCM 编码原理

在 PCM 中, 把量化后信号电平值转换成二进制码组的过程称为编码。其逆过程称为解码或译码。理论上来说, 任何一种可逆的二进制码组都可以用于 PCM 编码。常见的二进制码组有三

种,即自然二进制码组 NBC (Natural Binary Code); 折叠二进制码组 FBC (Folded Binary Code); 格雷二进制码组 RBC (Gray or Reflected Binary Code)。PCM 通信中采用折叠码。以下叙述它们的特点。

5.9.1 折叠二进制码(FBC)

自然二进制码 NBC 就是一般的十进制正整数的二进制表示。折叠码 FBC 相当于计算机中的符号幅度码。左边第一位表示正负号,第二位开始至最后一位表示幅度。这里第一位用“1”来表示正,用“0”表示负。其习惯恰好与计算机中的习惯相反。由于绝对值相同的折叠码,其码组除第一位外都相同,相当于相对零电平对称折叠,所以形象化地称为折叠码。格雷码的特点是任何相邻电平的码组,只有一位码位发生变化。表 5-2 中列出三种码的编码规律。

表 5-2 三种码组

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
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
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

当信道传输中有误码时,折叠码由此而产生的失真误差功率 σ_t^2 最小,所以 PCM 标准中采用了折叠码 FBC。定性分析如下。

如果第一位码 b_1 发生误码,NBC 解码后,幅度误差为信号最大幅度的 1/2,电话中能听到一声清晰的“喀喇”声,在小信号时,尤为明显。而对 FBC 来说,在小信号时,解码后产生的失真误差要小得多。尤其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,折叠码产生的均方误差功率小。这一点可以通过计算误码引起的失真功率 σ_t^2 来定量地证明。

5.9.2 信道误码对信噪比的影响

在 PCM 通信系统中,重建信号的误差来源于量化器的量化误差 e_q 以及误码引起的失真 e_t 。总噪声功率在 e_q 与 e_t 相互统计独立时为

$$\begin{aligned}
 \sigma_n^2 &= E[(e_q + e_t)^2] = E[e_q^2] + E[e_t^2] \\
 &= \sigma_q^2 + \sigma_t^2
 \end{aligned} \tag{5-64}$$

假定量化器为均匀量化,则 $\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12}$, 由误码产生的噪声功率应为

$$\sigma_t^2 = E[e_t^2] = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L (y_i - y_j)^2 P_{ij} P_i \quad (5-65)$$

其中, y_i, y_j 为第 i, j 级量化电平, P_{ij} 是由 y_i 误为 y_j 的概率, $P_{ij} = P(y_j | y_i)$ 。 P_i 是量化电平 y_i 的出现概率, L 是量化电平总数。

假定每个量化电平出现概率相等(即 $P_i = 1/L$), 而且假定信道误比特率 P_e 较低, n 位码组中只出现一个误码(出现两个或两个以上误码的概率很小)。则只可能出现 $n = \log_2 L$ 种量化电平差错, 错误概率 $P_{ij} \approx P_e$, 于是式(5-65)可写成

$$\sigma_t^2 = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^{\log_2 L} (y_i - y_j)^2 P_e P_i \quad (5-66)$$

在自然码 NBC 中, 当第 k 位发生误码时, 所产生的误差值为 $\pm 2^{k-1} \cdot \Delta$, 因而式(5-66)可化成

$$\begin{aligned} \sigma_t^2 &= \sum_{i=1}^L \frac{1}{L} \sum_{k=1}^{\log_2 L} (2^{k-1} \cdot \Delta)^2 P_e \\ &= \Delta^2 P_e \sum_{k=1}^{\log_2 L} 4^{k-1} = \Delta^2 \cdot P_e \frac{1 - 4^{\log_2 L}}{1 - 4} = \frac{L^2 - 1}{3} \Delta^2 \cdot P_e \end{aligned} \quad (5-67)$$

假设输入信号为均匀分布, 则满载时输入信号功率

$$S = \int_{-V}^V x^2 p(x) dx = \int_{-V}^V x^2 \left(\frac{1}{2V} \right) dx = \frac{L^2 \Delta^2}{12} \quad (5-68)$$

总噪声失真功率 σ_n^2 为

$$\sigma_n^2 = \sigma_q^2 + \sigma_t^2 = \frac{\Delta^2}{12} + \frac{L^2 - 1}{3} \cdot P_e \cdot \Delta^2 \quad (5-69)$$

$$\text{SNR} = S / \sigma_n^2 = \frac{L^2}{1 + 4(L^2 - 1)P_e} \quad (5-70)$$

式(5-70)表明, 当 $P_e = \frac{1}{4(L^2 - 1)}$ 时, 误码引起的失真使总信噪比下降了 3 dB。对于 $L = 256$

的 8 位线性 PCM 来说, $P_e \approx 3.8 \times 10^{-6}$ 。但当 P_e 很大时, 误码失真起主要作用, 此时 S / σ_n^2 与 P_e

成反比。

式(5-70)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、非均匀量化以及非均匀分布输入的情况下, 式(5-64)、式(5-65)仍是成立的, 只不过计算要复杂得多。图 5-28 给出了输入信号为拉普拉斯分布、 A 律对数量化 ($A = 87.6, L = 256$) 以及 $P_e = 10^{-5}$ 等条件下, 计算得到的信噪比 SNR 与输入电平的关系曲线。由图可见, 小信号时, 折叠码的 SNR 要比自然码高。这一点与定性分析是一致的。

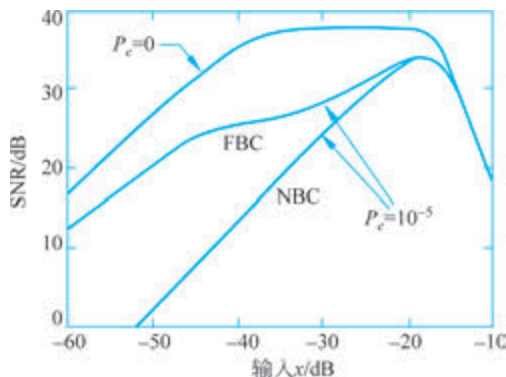


图 5-28 不同编码规律时 SNR 与输入电平的关系

5.9.3 CCITT 标准的 PCM 编码规则

A 律的国际标准 PCM 编码表如表 5-3 所示, μ 律的 PCM 编码表见表 5-4。

表 5-3 A 律的 PCM 编码表

线段编号	间隔数× 量化间隔	线段终 点值	分层电平 值编号	分层电 平值	编码器输出码	量化 电平值	量化电 平编号
					组码位编号 1 2 3 4 5 6 7 8		
7	16×128	4096	(128)	(4096)			
			127	3968	1 1 1 1 1 1 1 1	4032	128
			⋮	⋮		⋮	⋮
		2048	113	2176	1 1 1 1 0 0 0 0	2112	113
6	16×64		112	2048			
			⋮	⋮		⋮	⋮
		1024	97	1088	1 1 1 0 0 0 0 0	1056	97
5	16×32		96	1024			
			⋮	⋮		⋮	⋮
		512	81	544	1 1 0 1 0 0 0 0	528	81
4	16×16		80	512			
			⋮	⋮		⋮	⋮
		256	65	272	1 1 0 0 0 0 0 0	264	65
3	16×8		64	256			
			⋮	⋮		⋮	⋮
		128	49	136	1 0 1 1 0 0 0 0	132	49
2	16×4		48	128			
			⋮	⋮		⋮	⋮
		64	33	68	1 0 1 0 0 0 0 0	66	33
1	32×2		32	64			
			⋮	⋮		⋮	⋮
			1	2	1 0 0 0 0 0 0 0	1	1
			0	0			

表 5-4 μ 律的 PCM 编码表($\mu=255$)

输入 x 信号范围	量化 间隔	段落码			电平码				量化电平 编号	分层 电平值
		M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	M_8		
0~0.5	1				0	0	0	0	0	0
0.5~1.5					0	0	0	1	1	1
⋮		0	0	0			⋮		⋮	⋮
14.5~15.5					1	1	1	1	15	15
15.5~17.5	2				0	0	0	0	16	16.5
⋮		0	0	1			⋮		⋮	⋮
45.5~47.5					1	1	1	1	31	46.5
47.5~51.5	4				0	0	0	0	32	49.5
⋮		0	1	0			⋮		⋮	⋮
107.5~111.5					1	1	1	1	47	109.5

续表

输入 x 信号范围	量化 间隔	段落码			电平码				量化电平 编号	分层 电平值
		M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	M_8		
111.5~119.5 ⋮ 231.5~239.5	8	0	1	1	0	0	0	0	48 ⋮ 63	115.5 ⋮ 235.5
239.5~255.5 ⋮ 479.5~495.5	16	1	0	0	0	0	0	0	64 ⋮ 79	247.5 ⋮ 487.5
495.5~527.5 ⋮ 975.5~1007.5	32	1	0	1	0	0	0	0	80 ⋮ 95	511.5 ⋮ 991.5
1007.5~1071.5 ⋮ 1967.5~2031.5	64	1	1	0	0	0	0	0	96 ⋮ 111	1039.5 ⋮ 1999.5
2031.5~2159.5 ⋮ 3951.5~4079.5	128	1	1	1	0	0	0	0	112 ⋮ 127	2095.5 ⋮ 4015.5

8 位码的具体排列如下：

$$\underbrace{M_1}_{\text{极性码}} \quad \underbrace{M_2 M_3 M_4}_{\text{段落码}} \quad \underbrace{M_5 M_6 M_7 M_8}_{\text{电平码}}$$

第 1 位码表示信号的极性,“1”代表正极性,“0”代表负极性。第 2~4 位码表示信号绝对值处在哪个折线段,3 位码共可表示 8 个段落。在 A 律 13 折线近似时,000、001 共同表示第一段折线。也就是说, $M_2 M_3 M_4$ 代表 8 个段落的起始电平值。第 5~8 位码表示任一段落内的 16 个量化电平值,在每段内量化电平是等间隔分布的。但量化间隔大小是随段落序号的增加而以 2 倍递增的。表 5-3 给出了正输入时的编码表。以输入幅度 $x=1250$ 个归一化电平为例,由表 5-3 可知,编码输出码组应为 11100011,解码输出为 1248。

§5.10 对数 PCM 与线性 PCM 码之间的变换

对数 PCM 广泛用于 PCM 通信系统中;而线性 PCM 可以直接进行二进制运算,因此在通信终端凡是要进行数字信号预处理的部分,必须采用线性 PCM。而对数 PCM 已成为通信系统中的标准接口,于是就需要进行这两种 PCM 码之间的转换。最典型的情况是 CCITT G. 712 标准的 32 kb/s ADPCM 系统(见第 6 章)。它规定输入采用对数 PCM 接口。这样,在进行 PCM-ADPCM 之间的信号处理时必须先进行一次对数 PCM-线性 PCM 的变换。在接收端要进行线性 PCM-对数 PCM 的逆变换。一般的低于 64 kb/s 的语音压缩编码系统,都是先经对数 PCM-线性 PCM 变换后,再采用信号处理器进行语音信号数字处理。

线性 PCM 采用均匀量化编成折叠码。设量化间隔 $\Delta=2$,则 12 bit 的均匀量化器在扣除一位符号位后,其最大量化电平 V 为

$$V=2^{11}\Delta=2048\times 2=4096$$

这里,量化间隔数为 2^{11} 。均匀量化器的量化电平 y_k 应取在分层电平的中点,以使量化误差最小。

所以正输入值的 y_k 必须用 12 位来表示,加上符号位,共 13 位。

$$y_k = \sum_{i=1}^{11} b_i 2^{i-1} \Delta + \frac{\Delta}{2}$$

其中, b_i 表示线性 PCM 第 i 位码值。其码组形式为

$$b_{12} b_{11} b_{10} \cdots b_2 b_1 1$$

b_{12} 是符号位。当 $b_i=0(i=1,2,\cdots,11)$ 、 $b_{12}=1$ 时,输出量化电平为 $\Delta/2$,对应码组为 1000000000001。最后一位“1”表示 $\Delta/2$ 。

由 8 位 A 律 PCM 编码表 5-3 可知,当输入幅度 $x < 2$ 时,输出量化电平 $y_1 = \Delta/2 = 1$,对应码组为 10000000。当输入信号幅度 $x < 32$ 时,线性 PCM 输出码为 10000000 $b_4 b_3 b_2 b_1 1$;而相应的 A 律对数 PCM 码应为: 1000 $M_5 M_6 M_7 M_8$,其中 M_5 、 M_6 、 M_7 、 M_8 与 b_4 、 b_3 、 b_2 、 b_1 分别相等。当输入 x 为 $32 \leq x < 64$ 时,线性 PCM 输出码变成 10000001 $b_4 b_3 b_2 b_1 1$,而相应的对数 PCM 码由表 5-3 可求得为 1001 $M_5 M_6 M_7 M_8$ 。由此类推,可以求出 A 律 PCM 与线性 PCM 的变换表,如表 5-5 所示。

表 5-5 线性 PCM 与 A 律 PCM 的变换关系

线性 PCM													A 律 PCM							
b_{12}	b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	M_8
	0	0	0	0	0	0	0	W	X	Y	Z	1		0	0	0	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1		0	0	1	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×		0	1	0	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×		0	1	1	W	X	Y	Z
	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×		1	0	0	W	X	Y	Z
	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×		1	0	1	W	X	Y	Z
	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×	×		1	1	0	W	X	Y	Z
	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×	×	×		1	1	1	W	X	Y	Z

表中略去了符号位,用 WXYZ 分别代表相应的 $M_5 M_6 M_7 M_8$, $\times$ 处表示为任意值。这是因为 12 bit 线性 PCM 的精度无论信号大小,都是一样的;而对数 PCM 的精度在大信号时低,即量化误差大。因此,由线性 PCM 变成对数 PCM 时,在大信号时会产生精度下降的问题。

μ 律对数量化在小信号段比 A 律精度高,相当于 14 位线性 PCM,其变换关系如表 5-6 所示。

表 5-6 线性 PCM 与 μ 律 PCM 的变换关系

线性 PCM(偏置值为 16.5)														μ 律 PCM							
b_{13}	b_{12}	b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	M_8
	0	0	0	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1		0	0	0	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×		0	0	1	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×		0	1	0	W	X	Y	Z
	0	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×		0	1	1	W	X	Y	Z
	0	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×		1	0	0	W	X	Y	Z
	0	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×	×		1	0	1	W	X	Y	Z
	0	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×	×	×		1	1	0	W	X	Y	Z
	1	W	X	Y	Z	1	×	×	×	×	×	×	×		1	1	1	W	X	Y	Z

可以通过 ROM 查表法或者逻辑电路和软件程序来完成线性 PCM 与对数 PCM 之间的变换。

* §5.11 单片 PCM 编解码器

20 世纪 70 年代以前,实用化的 PCM 数字电话系统中,PCM 编解码器均采用分立元件和小规模集成电路组成。电路功耗比较大,设备体积大而且调测比较复杂。因此,在 PCM 基群复用设备中,都采用群路公用编解码器方式,即每路语音信号经脉幅调制(PAM)后送入一个公用 PCM 编解码器按不同时间隙对每路语音进行 PCM 编码。在接收端的公用解码器中分别对各路不同时间隙的 PCM 信号进行解码。随着超大规模集成电路技术的发展,已经可以实现单片的 PCM 编解码器,而且在单片上还可以包含 PCM 收发话路滤波器。从而出现了单路单片 PCM 基群复用设备。使 PCM 基群设备的功耗下降了 1~2 个数量级,由 150 W 下降至 2.5 W 左右,体积下降了一个数量级,同时,可靠性大大提高。

单片 PCM 编解码器也经历了一个飞速发展的更新换代的过程。第一代集成化 PCM 编码器中模拟电路采用双极性工艺,而数字电路采用 MOS 工艺,因而由两个芯片才能组成一个 PCM 编解码器。第二代单片 PCM 编解码器采用 NMOS 工艺在一个芯片上集成一个编码器或解码器。因此,若要组成一个 PCM 编解码器,需要两片 PCM 集成电路。第三代单片 PCM 编解码器采用 NMOS 或 CMOS 工艺,在一个芯片上集成一个编码器与一个解码器,而且在同一芯片上还带有收发开关电容语音滤波器。从而使单片单路 PCM 基群复用设备技术取得了重大革新。由于 CMOS 工艺制造的集成电路具有低功耗的优点,尽管其工艺比较复杂,但大多数单片 PCM 编解码器还是采用 CMOS 工艺。

表 5-7 中列出了几种典型的 PCM 编解码器单片的性能。其中 Intel 2910(μ 律)、2911(A 律)属于第二代产品,Intel 2914、29C14、Motorola 14402、14403 均属于第三代产品。

表 5-7

公司	Intel	Intel	Intel	Intel	AMI	Mitel(加)	Motorola
型号	2910(μ) 2911(A)	2914 (非同步)	29C14	29C51	S3506	MT8960(μ) MT8963(A)	MC14402 MC14403
工艺	NMOS	NMOS	CHMOS	CHMOS	CMOS	CMOS	CMOS
组成 部分	A/D、D/A 时隙分配 控制电路	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D 发、收 滤波器	A/D 平衡网络 第二话路 编码	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D、D/A 发、收 滤波器	A/D、D/A 发、收 滤波器
引脚	22 24	24 20	28	28	22 28	18 20 24	16 18 22
电源/V	± 5 +12	± 5	± 5	± 5	± 5	± 5	± 5 或 +10
工作功耗/mW	230	170	70	90	110	40	45~70
低功耗/mW	33	10	5	8	9	2.5	3
D/A A/D	R 串 逐次逼近				C-R 压扩 逐次逼近		C-R 压扩 逐次逼近
参考源 V_{REF}	内含 +3.15 V	内含、 μ 、A 可选择	内含	内含	内含	外接 2.5 V	内含 (3.15 V) 或外接

图 5-29 给出了 Intel 29C14 的原理框图。该芯片包括 5 个部分：PCM 编码(发端)、PCM 解码(收端)、控制部分以及发端与收端的开关电容滤波器。输入的话音模拟信号由 V_{x+} 、 V_{x-} 端平衡地输入运算放大器,该放大器增益可由 GS_x 控制,最大可达 20 dB。然后信号经过开关电容滤波器,此滤波器在 300~3400 Hz 通带内起伏小于 ± 0.125 dB,并对 50~60 Hz 电源干扰有 23 dB 以上的衰减。滤波后的模拟话音经抽样保持与数模转换 DAC 电路后,在模数转换控制逻辑电路的控制下,经过逐次逼近反馈编码后,输出 PCM 码,并寄存于输出寄存器中,最后由 D_x 端输出 8 位 PCM 码。该 8 位码的时隙位置由 FS_x 帧内路定时控制决定。发送 PCM 码的数据率及其相位由发端主时钟 CLK_x 确定。收到的 PCM 码经输入寄存器后,在 DAC 数模转换控制逻辑电路的控制下,送入抽样保持与数模转换电路输出模拟信号,该模拟信号经收端开关电容滤波器滤波以及运放后再平衡输出。控制部分可控制单片工作功耗状态(工作功耗与低功耗两种状态)。当单片暂不处于编解码工作状态时,可通过 PDN 控制单片处于低功耗状态,此时功耗只有正常工作状态的十分之一左右。控制部分还能使片子工作于三种不同输入时钟: 2048 kHz、1544 kHz、1536 kHz,以适应于不同国家标准 PCM 系统基群数据率。开关电容滤波器的性能在不同时钟时保持不变。

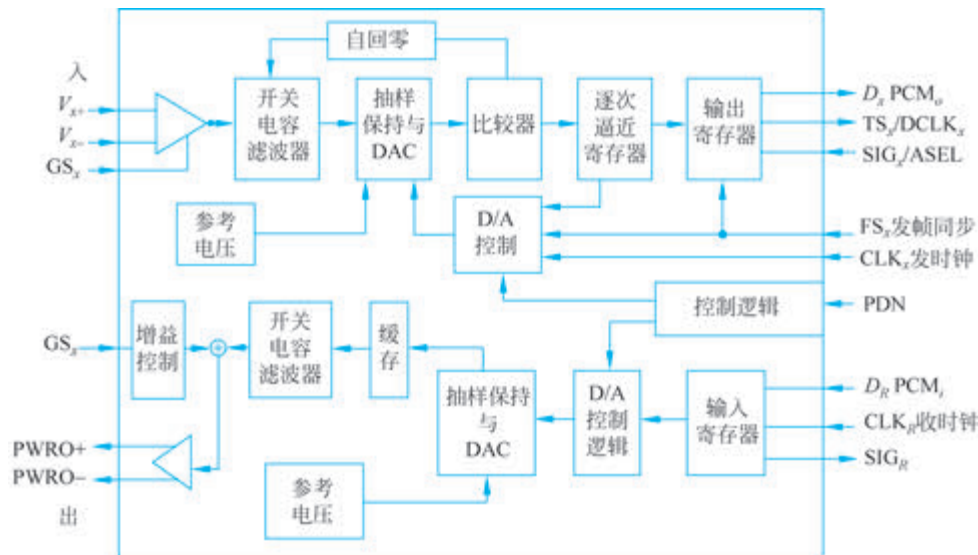


图 5-29 29C14 PCM 编解码器

单片 PCM 种类较多,具体结构略有差异,详细的技术性能及使用方法可以由各厂家的手册中查到。

参考文献

- [1] N S Jayant, P Noll, Digital Coding of Waveforms[M]. New York: Prentice-Hall, 1984.
- [2] S Haykin, M Moher, Communication Systems, 5th edition[M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2009.
- [3] J C Bellamy, Digital Telephony[M]. New York: John Wiley & Sons, 1982.
- [4] F E Owen, PCM and Digital Transmission Systems[M]. New York: McGraw-Hill, 1982.
- [5] 冯重熙, 曹志刚. 一种新型的非线性脉冲编码器[J]. 通信学报, 1982(3).

习题

5.1 已知余弦信号

$$S(t) = A \cos(2\pi f_0 t)$$

由理想抽样序列 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$ 抽样后得到离散时间序列 $S(nT_s)$ 。在 $f_s = \frac{1}{T_s} = f_0$, $f_s = 2f_0$, $f_s = 3f_0$ 三种不同情况下, 求出抽样离散序列信号的频谱。

5.2 已知信号 $S(t) = 10 \cos(20\pi t) \cos(200\pi t)$, 抽样频率 $f_s = 250$ Hz。求:

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

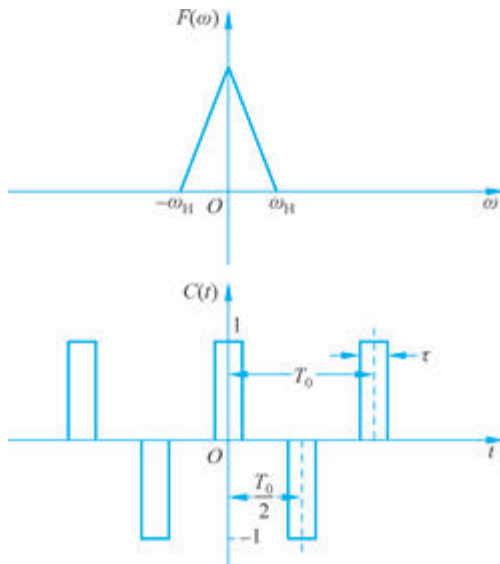
5.3 12 路载波电话信号占有频率范围为 60~108 kHz, 求出其最低抽样频率 $f_{s\min} = ?$ 并画出理想抽样后的信号频谱。

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

5.5 在语音子带编码方案中, 把 0~3200 Hz 的语音原始频带分割成 4 个子带, 对 4 个子带信号分别进行抽样与编码。4 个子带的频带分别为, 第 1 子带: 0~800 Hz, 第 2 子带: 800~1600 Hz, 第 3 子带: 1600~2400 Hz, 第 4 子带: 2400~3200 Hz。求每个子带的抽样频率 $f_{s1}, f_{s2}, f_{s3}, f_{s4}$ 。

5.6 已知信号 $f(t)$ 为一低通信号, 抽样脉冲序列 $C(t)$ 是极性交替的矩形脉冲, 其脉宽为 τ , 如题图 5.6 所示。由 $C(t)$ 对 $f(t)$ 进行平顶抽样, 得到抽样信号 $S_\tau(t)$, 求:

- (1) $S_\tau(t)$ 的频谱;
- (2) 无失真恢复 $f(t)$ 的条件;
- (3) $S_\tau(t)$ 中恢复 $f(t)$ 的方框图。



题图 5.6

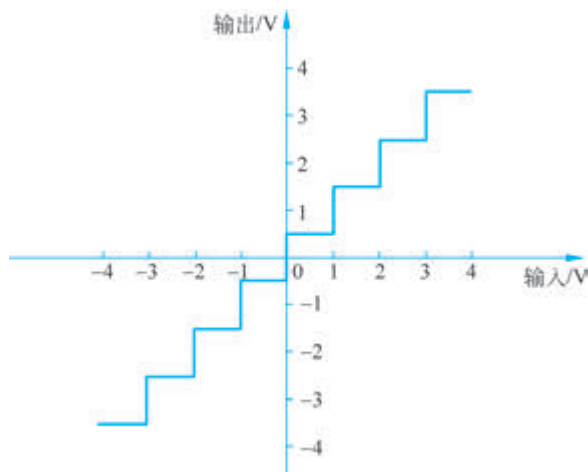
5.7 题图 5.7 是一阶保持电路,它可以和抽样-保持电路一样用来恢复抽样信号。设输入信号 $f_s(t)$ 是 $f(t)$ 的已抽样信号,延迟时间等于抽样周期 T_s 。

- (1) 输入 $f_s(t)$ 是正弦波经窄矩形脉冲抽样后的序列。试画出电路各点波形。
- (2) 求此电路的冲激响应与传递函数,并与理想低通滤波器的传递函数相比较。



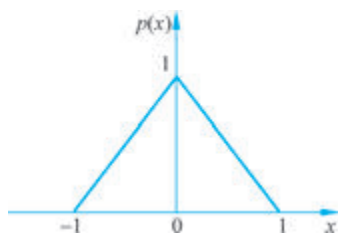
题图 5.7

5.8 已知正弦信号幅度为 3.25 V,它输入一个中升型 $L=8$ 电平的均匀量化器,其量化特性如题图 5.8 所示。画出输入为正弦波时的输出波形。假设 $f_s=8$ kHz,正弦信号频率 $f=800$ Hz。



题图 5.8

5.9 已知模拟信号抽样值的概率密度 $p(x)$ 如题图 5.9 所示,量化器是四电平的均匀量化器。求输入信号与量化噪声功率比 SNR。



题图 5.9

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

5.11 已知正弦信号 $y=A\sin\theta$ 。求证,当 θ 在 $-\pi\sim\pi$ 中均匀随机分布时, y 的概率密度函数 $p(y)=\frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{A^2-y^2}}$ 。

5.12 已知输入语音信号的概率密度为拉普拉斯分布,

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2}\mu_e} e^{-\sqrt{2}|y|/\mu_e}$$

其中, μ_e 为信号的有效值(即均方根值)。求具有最小量化失真功率的最佳非线性压缩特性。

5.13 正弦信号输入时,若信号幅度不超过 A 律压缩特性的直线段,求信噪比 SNR 的表达式。

5.14 若 13 折线 A 律编码器的过载电平 $V=5$ V,输入抽样脉冲幅度为 -0.9375 V。设最小量化间隔为 2 个单位,最大量化器的分层电平为 4096 个单位。

(1) 求输入编码器的码组,并计算量化误差。

(2) 求对应该码组的线性码(带极性的 13 位码)。

5.15 对于二电平量化器 $L=2$,求最佳的分层电平 y_1 与 y_2 、量化噪声功率 σ_q^2 以及 SNR。

5.16 若输入 A 律 PCM 编码器的正弦信号为 $x(t) = \sin(1600\pi t)$,抽样序列为 $x(n) = \sin(0.2\pi n)$, $n=0,1,\dots,10$ 。求 PCM 编码器的输出码组序列 $y(n)$ 。

5.17 已知输入信号概率密度在 $(-x_{\max}, x_{\max})$ 范围内是均匀分布的。均匀量化器电平 $L=2^R$,量化器过载电平 x_{OL} 定义为 $x_{OL}=2^{R-1}\Delta$,其中 Δ 是量化间隔。求证:

(1) $\sigma_x^2 = x_{\max}^2/3$;

(2) 若 $x_{\max} \leq x_{OL}$,则 $\sigma_q^2 = x_{OL}^2/(3L^2)$;

(3) 若 $x_{\max} > x_{OL}$,则 $\sigma_q^2 = \frac{x_{OL}^2}{3L^2} \left(\frac{x_{OL}}{x_{\max}} \right) \left[1 + L^2 \left(\frac{x_{\max}}{x_{OL}} - 1 \right)^3 \right]$ 。

(4) 设 $L=16$,画出 $\text{SNR} = 10\log_{10} \sigma_x^2 / \sigma_q^2$ 与 $x_{\max}/x_{OL}$ 的关系图。

5.18 求 A 律 PCM 的最大量化间隔 $\Delta_{\max}$ 与最小量化间隔 $\Delta_{\min}$ 的比值。

5.19 计算 $L=32$ 电平线性 PCM 系统在信道误比特率 $P_e = 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-6}$ 情况下,该系统的信噪比 SNR。