

第5章

信源编码

数字通信系统是现代通信网中广泛应用的通信系统形式,数字通信系统中传输的是数字信号,数字信号主要分为两类:一类是数据信号,如两台计算机终端之间的传输的信号形式;另一类是数字化处理后的模拟信号,如语音信号、图像信号等。由于模拟信号在时间上和幅值上是连续的,而数字信号在时间上和幅值上是离散的,两者之间存在差异,因此要实现模拟信号的数字化传输,必须要对模拟信号进行数字化处理,并对数字化后的信号进行压缩编码,以提高信息传输的效率。

本章主要讨论低通抽样定理和带通抽样定理,自然抽样和平顶抽样,均匀量化和非均匀量化,脉冲编码调制原理及编、译码电路,DPCM 和 ADPCM 原理,增量调制原理和编译码电路,脉冲编码调制和增量调制抗噪声性能及性能比较,时分复用和多路数字电话系统原理,矢量量化,压缩编码等内容。

5.1 模拟信号的抽样

5.1.1 模拟信号的数字化

数字通信系统因可靠性高、抗干扰能力强等特点而成为通信系统发展的主要方向,然而,自然界的许多信息经各种传感器感知后都是模拟量,如电话、电视等通信业务,其信源输出的都是模拟信号。若要利用数字通信系统传输模拟信号,一般需 3 个步骤:第 1 步,将模拟信号变换为数字信号,即完成模/数(A/D)转换;第 2 步,进行数字方式传输;第 3 步,将数字信号还原为模拟信号,即完成数/模(D/A)转换。第 2 步相关内容将在数字基带传输和数字频带传输内容章节予以讨论,因此本章只讨论第 1 步和第 3 步两步。

在实际的通信系统中,A/D、D/A 变换通常由编码器、译码器实现,发送端的 A/D 变换称为信源编码,而接收端的 D/A 变换称为信源译码,如语音信号的数字化叫作语音编码。由于在当前的电信业务中电话的业务量所占比重较大,所以本章以模拟语音的数字化编码过程为例,介绍模拟信号数字化的有关理论和技术。

模拟语音信号数字化编码的方法大致可划分为波形编码和参量编码两类。波形编码是把时域波形直接变换为数字代码序列,比特率通常在 $16\sim 64\text{ kbit/s}$ 范围内,接收端信号还原质量高。参量编码是提取模拟语音信号的特征参量,将其变换成数字代码,比特率在 16 kbit/s 以下,接收端还原的信号的质量不高。本章只介绍波形编码,目前应用最普遍的波形编码方法有脉冲编码调制(Pulse Code Modulation, PCM)和增量调制(ΔM)两种。

采用脉冲编码调制技术实现模拟信号的数字化包括 3 个步骤,即抽样、量化和编码,系统结构如图 5.1 所示,首先对模拟信息源发出的模拟信号进行抽样,使其成为一系列离散的抽样值;然后将这些抽样值进行量化并编码,变换成数字信号(这时信号便可用数字通信方式传输,可直接通过光纤、微波干线、卫星信道等数字线路传输);最后在接收端将接收到的数字信号进行译码和低通滤波,恢复原模拟信号。

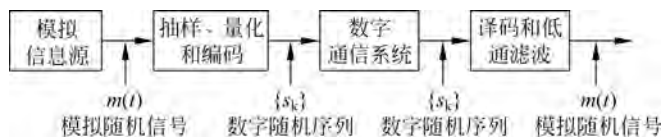


图 5.1 模拟信号的数字传输

5.1.2 抽样的概念及分类

1. 抽样

抽样是把时间上连续的模拟信号变成一系列时间上离散的抽样值的过程。抽样过程如图 5.2 所示。语音通信中的抽样就是每隔一定的时间间隔 T 抽取语音信号的一个瞬时幅度值(抽样值),抽样后所得的一系列在时间上离散的抽样值称为样值序列。抽样后的样值序列在时间上是离散的,可进行时分多路复用处理,也可将各个抽样值经过量化、编码后变换成二进制数字信号。

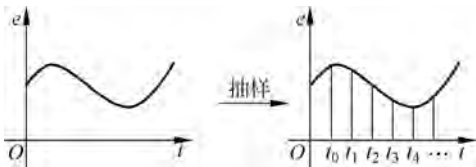


图 5.2 抽样过程

抽样过程中抽样点的多少对通信的性能指标有决定性影响,抽样点太少容易失真;太多时数据量大,传输时间长,效率低。抽样点的多少取决于抽样速率,如何有效抽样取决于抽样定理的具体规则描述。

抽样定理的基本思想: 如果对一个频带有限、时间连续的模拟信号抽样,当抽样速率达到一定数值时,就能根据它的抽样值重建原信号。抽样定理表明在模拟信号实现数字化传输时,不是传输模拟信号本身,而是传输按抽样定理得到的抽样值。因此,抽样定理是模拟信号数字化的基本理论依据。

2. 抽样定理的分类

- (1) 根据信号的形式是低通型或带通型,抽样定理分低通抽样定理和带通抽样定理。
- (2) 根据抽样脉冲序列是等间隔或非等间隔,抽样定理分均匀抽样定理和非均匀抽样。
- (3) 根据抽样脉冲序列是冲激序列或非冲激序列,抽样定理分为理想抽样和实际抽样。

5.1.3 低通抽样定理

20 世纪初期到中期,著名的通信理论学者奈奎斯特、香农和科捷尔尼可夫等在实现模拟信号的时间离散化方面做了大量的研究工作,形成了低通抽样与带通抽样定理。

低通抽样定理： 对一个频带限制在 $0 \sim f_H$ 内的时间连续信号 $m(t)$ ，如果以速率 $f_s \geq 2f_H$ (或抽样间隔 $T_s \leq 1/(2f_H)$) 对它进行均匀抽样，则 $m(t)$ 可用所得到的抽样值完全确定。低通抽样定理又称为均匀抽样定理。

按照抽样定理的要求对模拟信号进行抽样，可得到一个抽样速率为 $f_s \geq 2f_H$ 的模拟样本序列，将该序列再经过一个理想低通 LPF (截频 f_H) 便可恢复原信号 $m(t)$ 。

为了验证抽样定理的正确性，这里从频域和时域两个方面进行分析。

1. 频域证明

$m(t)$ 是低通模拟信号，其频谱在 $0 \sim f_H$ 范围内，按抽样定理描述的抽样间隔对 $m(t)$ 进行抽样，抽样后输出信号为 $m_s(t)$ 。抽样脉冲序列是一个周期性冲激序列，用函数表示为

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (5-1)$$

$\delta_T(t)$ 是周期性冲激函数，其频谱 $\delta_T(\omega)$ 是离散的，且

$$\begin{aligned} \delta_T(\omega) &= 2\pi f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \\ &= \omega_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \\ \omega_s &= 2f_s = \frac{2\pi}{T_s} \end{aligned} \quad (5-2)$$

由于抽样过程的本质是低通模拟信号 $m(t)$ 与抽样序列 $\delta_T(t)$ 相乘，则抽样结果可表示为

$$m_s(t) = m(t) \delta_T(t) \quad (5-3)$$

根据冲激函数性质可知抽样结果也是一个冲激序列，其冲激强度等于低通信号 $m(t)$ 在抽样时刻的样值 $m(nT_s)$ ，则抽样结果 $m_s(t)$ 可表示为

$$m_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (5-4)$$

这说明 $\delta(t - nT_s)$ 只在 $t = nT_s$ 时才存在，其他时刻均为 0， $m(nT_s)$ 为 $t = nT_s$ 时刻的抽样值。

低通信号 $m(t)$ 、冲激函数 $\delta_T(t)$ 和抽样结果 $m_s(t)$ 的时间波形如图 5.3 所示。

根据频率卷积定理可将式(5-3)表述的抽样结果表示为频谱形式，即

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * \delta_T(\omega)] \quad (5-5)$$

式中， $M_s(\omega)$ 是抽样后的频谱； $M(\omega)$ 是低通信号 $m(t)$ 的频谱，其最高角频率为 ω_H ，如图 5.3(b) 所示。将式(5-2)代入式(5-5)有

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[M(\omega) * \frac{2\pi}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right] = \frac{1}{T_s} \left[M(\omega) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \right]$$

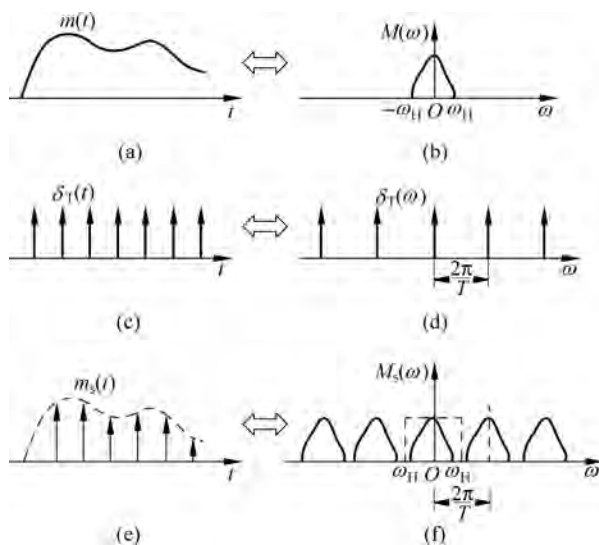


图 5.3 抽样过程的时间函数及对应频谱图

由冲激卷积性质,上式可写成

$$M_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{s=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s) \quad (5-6)$$

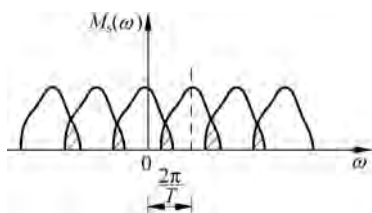


图 5.4 混叠现象

由图 5.3(f)可知,抽样后信号的频谱 $M_s(\omega)$ 由无限多个间隔为 ω_s 的 $M(\omega)$ 相叠加而成,就说明只要 $\omega_s \geq 2\omega_H$ ($f_s \geq 2f_H$), $M(\omega)$ 就周期性地重复而不重叠,抽样后的信号 $m_s(t)$ 包含了信号 $m(t)$ 的全部信息。反之,若 $\omega_s < 2\omega_H$, 即抽样间隔 $T_s > 1/(2f_H)$, 则各频移的频谱将有相互重叠的部分,无法将它们分开,因而不能再恢复原信号。频谱重叠现象称为**混叠现象**,如图 5.4 所示。

实现抽样无重叠的时间间隔要求是 $T_s \leq \frac{1}{2f_H}$, $T_s = \frac{1}{2f_H}$ 是最大允许抽样间隔,称为**奈奎斯特(Nyquist)间隔**,相对应的最低抽样速率 $f_s = 2f_H$ 称为**奈奎斯特速率**。

2. 时域证明

通过对抽样定理的频域证明可知,如果一个频带有限的信号 $m(t)$ 所包含的最高频率成分为 f_H , 那么以大于等于 $2f_H$ 的频率对它进行时域抽样,该信号就能被取样值完全确定,这时将抽样后的信号 $m_s(t)$ 通过一个理想低通滤波器,就能恢复它原来的波形。也就是说,要使一个经抽样而离散化的信号恢复成原信号,最重要的条件之一是必须满足 $f_s \geq 2f_H$ 。当然,在满足这一条件后,为了从抽样后的信号频谱中不失真地选出原信号的频谱,还必须将抽样后的信号通过一个适当的理想低通滤波器。理想抽样与信号恢复的原理框图如图 5.5 所示。

由抽样定理频域证明过程可知,在频域内,将 $M_s(\omega)$ 通过截止频率为 ω_H 的低通滤波器后便可得到 $M(\omega)$,完成信号恢复。低通滤波器的作用相当于用一个门函数 $D_{2\omega_H}(\omega)$ 去乘 $M_s(\omega)$ 。由式(5-6)可知

$$M_s(\omega) D_{2\omega_H}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s) D_{2\omega_H}(\omega) = \frac{1}{T_s} M(\omega) \quad (5-7)$$

即

$$M(\omega) = T_s [M_s(\omega) D_{2\omega_H}(\omega)] \quad (5-8)$$

由时域卷积定理可知

$$m(t) = T_s [m_s(t) * \frac{\omega_H}{\pi} \text{Sa}(\omega_H t)] = m_s(t) * \text{Sa}(\omega_H t) \quad (5-9)$$

其中, $T_s = \frac{1}{2f_H}$ 。将式(5-4)代入式(5-9)可知

$$\begin{aligned} m(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \delta(t - nT_s) * \text{Sa}(\omega_H t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \text{Sa}[\omega_H(t - nT_s)] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s) \frac{\sin \omega_H(t - nT_s)}{\omega_H(t - nT_s)} \end{aligned} \quad (5-10)$$

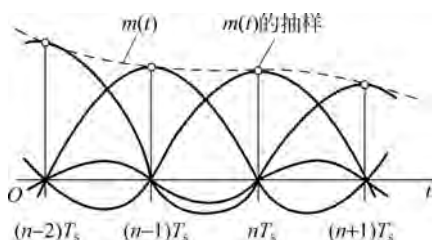


图 5.6 信号的重建过程

式(5-10)就是信号恢复重建的时域表达式,称为内插公式。式中, $m(nT_s)$ 是 $m(t)$ 在 $t = nT_s$ ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) 时刻的样值。

内插公式说明以奈奎斯特速率抽样的带限信号 $m(t)$ 可以由其样值利用内插公式重建,其作用相当于将抽样后信号通过一个冲激响应为 $\text{Sa}(\omega_H t)$ 的理想低通滤波器来重建 $m(t)$ 。信号恢复重建的过程示意图如图 5.6 所示。

由图 5.6 可见,以每个样值为峰值画一个 Sa 函数的波形,则合成的波形就是 $m(t)$ 。由于 Sa 函数和抽样后信号的恢复有密切的联系,所以 Sa 函数又称为抽样函数。

5.1.4 带通抽样定理

实际信号许多是带通信号,其中心频率很高,如按照低通抽样定理来选择抽样,即按 $f_s \geq 2f_H$ 抽样,虽然能使频带在 $f_L \sim f_H$ 的带通抽样信号频谱不重叠,图 5.7 为 $f_s = 2f_H$ 时带通信号的抽样频谱,但 f_s 太高,会使 $0 \sim f_L$ 的一大段频谱空隙得不到利用,降低了信道的利用率。所以,对带通型信号应通过带通抽样定理选择合适的抽样频率。

带通抽样定理: 一个频带限制在 (f_L, f_H) 区间的连续模拟信号 $m(t)$,其带宽为 $B = f_H - f_L$,如果以最小抽样速率 $f_s = 2f_H/m$ (m 是一个不超过 f_H/B 的最大整数)对其进

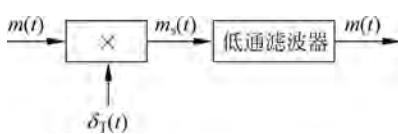
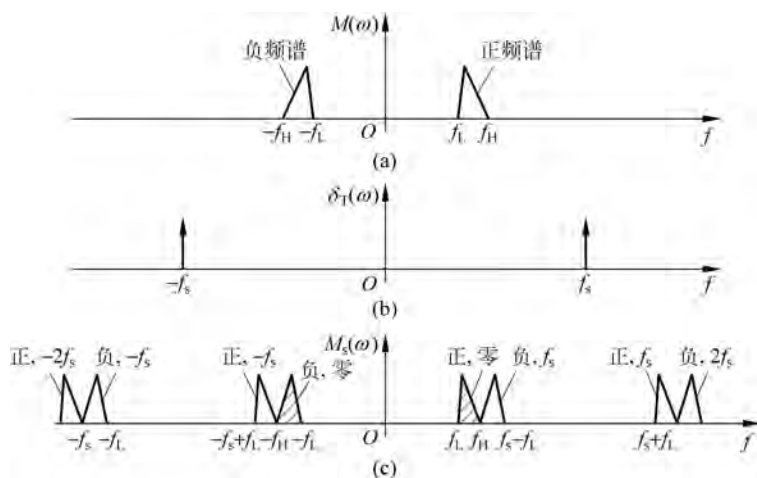


图 5.5 理想抽样与信号恢复的原理框图

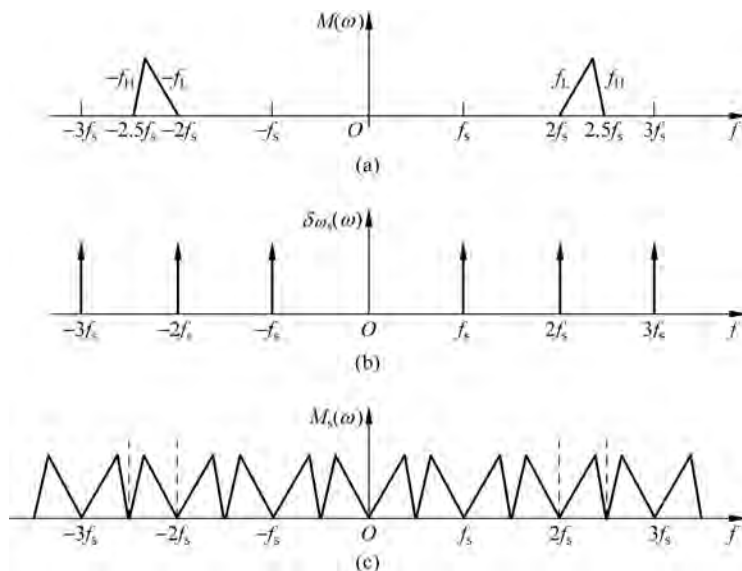
图 5.7 $f_s = 2f_H$ 时带通信号的抽样频谱

行抽样,则 $m(t)$ 可完全由其抽样值确定。

(1) 若最高频率 f_H 为带宽的整数倍,即 $f_H = nB$, n 是整数, $m = n$, 所以抽样速率 $f_s = 2f_H/m = 2B$ 。

图 5.8 所示为 $f_H = 5B$ 时的频谱图,抽样后信号的频谱 $M_s(\omega)$ 包含有 $m(t)$ 的频谱 $M(\omega)$,同时没有出现重叠也没有留空隙。在此情况下采用带通滤波器就能无失真恢复原信号,并且抽样速率 ($f_s = 2B$) 远小于按低通抽样定理时 ($f_s = 10B$) 的要求。如果 $f_s < 2B$,则必然会出现重叠,信号还原就会出现失真现象。所以信号最高频率为带宽整数倍 ($f_s = nB$, n 为整数) 时,能使信号无失真还原的最小抽样频率为

$$f_s = 2B \quad (5-11)$$

图 5.8 $f_H = 5B$ 时带通信号的抽样频谱

(2) 若最高频率 f_H 不为带宽的整数倍, 即

$$f_H = (n+k)B \quad (0 < k < 1) \quad (5-12)$$

此时, $f_H/B = n+k$, m 是一个不超过 $n+k$ 的最大整数, 显然, $m=n$, 所以能恢复出原信号 $m(t)$ 的最小抽样速率为

$$f_s = \frac{2f_H}{m} = \frac{2(nB+kB)}{n} = 2B\left(1 + \frac{k}{n}\right) \quad (n \leq f_H/B, 0 < k < 1) \quad (5-13)$$

根据式(5-13)和关系 $f_H = B + f_L$ 画出的曲线如图 5.9 所示, f_s 在 $2B \sim 4B$ 范围内取值, 当 $f_L \gg B$ 时, f_s 趋近于 $2B$, 这与式(5-13)的结果吻合。即当 $f_L \gg B$ 时, n 很大, 不论 f_H 是否为带宽的整数倍, 式(5-13)均可简化为

$$f_s \approx 2B \quad (5-14)$$

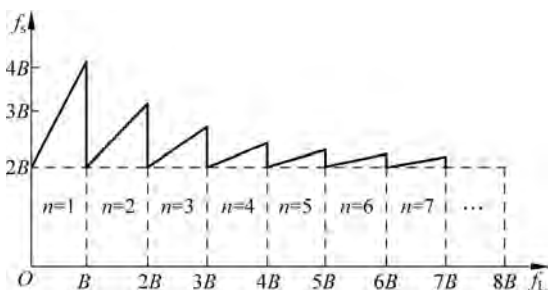


图 5.9 f_s 与 f_L 的关系

高频窄带信号最高频率 f_H 大, 带宽 B 小, 即 f_L 频率值也大, 容易满足 $f_L \gg B$ 的要求。而且由于带通信号一般为窄带信号, 也容易满足 $f_L \gg B$, 因此带通信号通常可按 $2B$ 速率抽样。

从统计观点来看, 对频带受限的宽平稳随机信号进行抽样, 也服从抽样定理。另外, 抽样定理不仅为模拟信号的数字化奠定了理论基础, 它还是时分多路复用及信号分析、处理的理论依据, 这将在后面的有关章节进行详细介绍。

5.2 模拟脉冲调制和抽样信号的量化

5.2.1 模拟脉冲调制

1. 脉冲调制的概念和分类

连续波调制是以连续振荡的正弦波信号作为载波。然而, 正弦波信号并非唯一的载波形式, 时间上离散的脉冲串同样可以作为载波。

脉冲调制就是以时间上离散的脉冲串作为载波, 用模拟调制信号 $m(t)$ 去控制脉冲串的某些参数(如幅度、宽度、时间位置), 使其按 $m(t)$ 的规律变化的调制方式。

通常, 按调制信号改变脉冲参量(幅度、宽度和位置)的不同, 脉冲调制又分为脉幅调制(Pulse-Amplitude Modulation, PAM)、脉宽调制(Pulse-Duration Modulation, PDM)

和脉位调制(Pulse-Position Modulation, PPM),如图 5.10 所示。

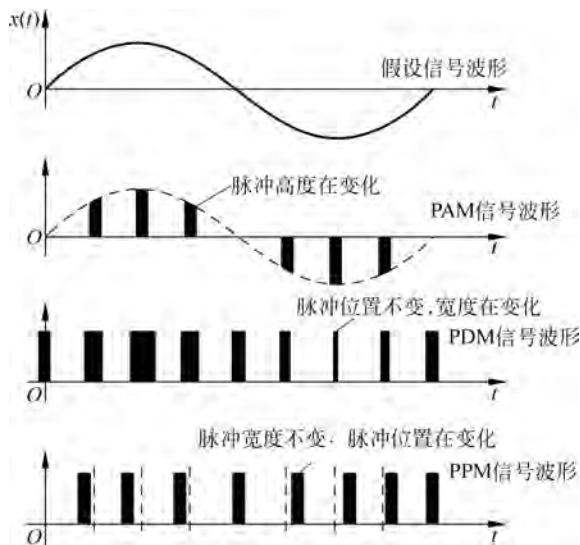


图 5.10 PAM、PDM、PPM 信号波形示例

2. PAM

虽然 PAM、PDM、PPM 在时间上都是离散的,但由于受控参数是连续变化的,所以还是属于模拟信号。本章只介绍 PAM。

PAM 是脉冲载波的幅度随调制信号变化的一种调制方式。若脉冲载波是冲激脉冲序列,则前面讨论的抽样定理就是 PAM 的原理。也就是说,按抽样定理进行抽样得到的信号 $m_s(t)$ 就是一个 PAM 信号。而现实中用冲激脉冲序列进行抽样是一种理想抽样的情况,是不可能实现的,原因是冲激序列在实际中是不能获得的,即使能获得,由于抽样后信号的频谱为无穷大,对有限带宽的信道而言也无法传递。所以,在实际中通常采用脉冲宽度相对于抽样周期很窄的窄脉冲序列近似代替冲激脉冲序列,从而实现 PAM。

用窄脉冲序列进行实际抽样的 PAM 方式有两种,即自然抽样的 PAM 和平顶抽样的 PAM。

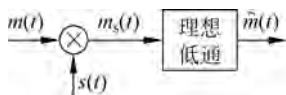


图 5.11 自然抽样的 PAM 原理框图

1) 自然抽样的 PAM

自然抽样又称曲顶抽样,它是用脉冲序列 $s(t)$ 控制对调制信号 $m(t)$ 进行抽样,所得的已抽样信号就是曲顶 PAM 信号。曲顶 PAM 信号 $m_s(t)$ 的脉冲“顶部”是随调制信号 $m(t)$ 变化的,自然抽样的 PAM 原理框图如图 5.11 所示。

$s(t)$ 为脉冲载波,由宽度为 τ 、幅度为 A 、周期为 T_s 的矩形脉冲串组成。 T_s 是按抽样定理确定的,此处取 $T_s = 1/(2f_H)$ 。设模拟调制信号 $m(t)$ 的波形及频谱如图 5.12(a)所示,脉冲载波 $s(t)$ 的波形及频谱如图 5.12(b)所示,自然抽样 PAM 信号 $m_s(t)$ 为 $m(t)$ 与 $s(t)$ 的乘积,即 $m_s(t) = m(t)s(t)$,波形如图 5.12(c)所示。

其中,

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_s) = g(t) * \delta_T(t) \quad (5-15)$$

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

则

$$g(t) \Leftrightarrow G(\omega) = A\tau \text{Sa}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

$$s(t) \Leftrightarrow S(\omega) = G(\omega) \cdot \delta_T(\omega) = \frac{2\pi A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\tau\omega_s}{2}\right) \delta(\omega - n\omega_s)$$

根据抽样定理 $f_s \geq 2f_H$, 取 $f_s = 2f_H$, 则有

$$S(\omega) = \frac{2\pi A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) \delta(\omega - 2n\omega_H) \quad (5-16)$$

再由频域卷积定理知 $m_s(t)$ 的频谱为

$$M_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(n\tau\omega_H) M(\omega - 2n\omega_H) \quad (5-17)$$

$m_s(t)$ 的频谱如图 5.12(d) 所示, 它与理想抽样(采用冲激序列抽样)的频谱非常相似, 也是由无限多个间隔为 $\omega_s = 2\omega_H$ 的 $M(\omega)$ 频谱之和组成。

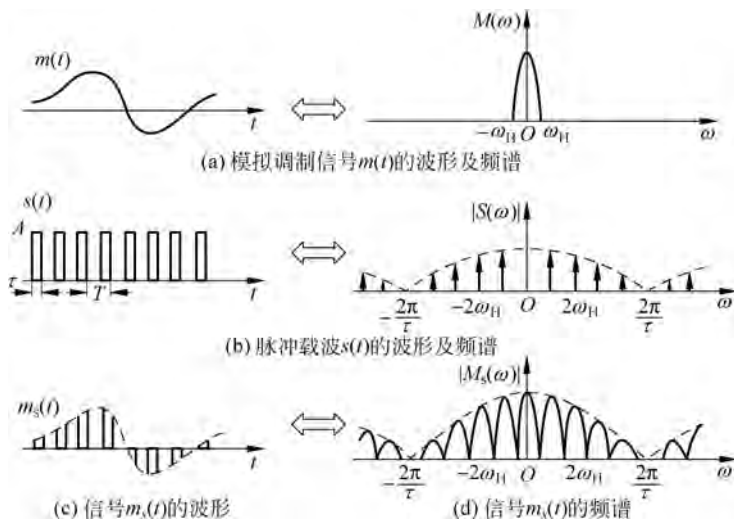


图 5.12 自然抽样的 PAM 波形及频谱

其中, $n=0$ 的成分是 $(A\tau/T_s)M(\omega)$, 与原信号谱 $M(\omega)$ 只差一个比例常数 $(A\tau/T_s)$, 因而也可用低通滤波器从 $M_s(\omega)$ 中滤出 $M(\omega)$, 从而恢复出调制信号 $m(t)$ 。

比较式(5-6)和式(5-17)可以发现它们的不同之处是理想抽样的频谱被常数 $1/T_s$ 加权, 因而信号带宽为无穷大; 自然抽样频谱的包络按 Sa 函数随频率增高而下降, 因而带

宽是有限的,且带宽与脉宽 τ 有关, τ 越大,带宽越小,越有利于信号的传输。但 τ 增大会降低线路时分复用度,影响线路的使用效率,所以 τ 的大小选择要同时考虑带宽和线路复用度这两个互相矛盾的因素。

通过对曲顶抽样过程的分析可知,采用矩形窄脉冲抽样(即曲顶抽样)的频谱和采用冲激脉冲抽样(理想抽样)的频谱类似,让 $m_s(t)$ 通过截止频率为 f_H 的理想低通滤波器,即可实现 PAM 信号的解调,恢复出调制信号。

2) 平顶抽样的 PAM

平顶抽样又叫**瞬时抽样**,平顶 PAM 信号脉冲的幅度在脉宽时间 τ 内保持为常数,其大小正比于抽样时刻的瞬时值。

实际中产生平顶 PAM 信号时先用极窄的脉冲序列对调制信号 $m(t)$ 进行近似的理想抽样,以取得 $m(t)$ 的瞬时抽样值;然后经过一个脉冲形成电路展宽这些窄脉冲,从而产生具有一定宽度 τ 的平顶抽样信号 $m_s(t)$,即平顶 PAM 信号。它与自然抽样的不同之处在于抽样后信号中的脉冲均是顶部平坦的矩形脉冲。

平顶 PAM 信号在原理上可以由理想抽样和脉冲形成电路产生,其原理如图 5.13 所示,其中脉冲形成电路的作用就是把冲激脉冲变为矩形脉冲。

$m(t)$ 为调制信号, $\delta_T(t)$ 为冲激载波, $H(\omega)$ 为脉冲形成电路的传输特性,矩形脉冲形成电路的冲激响应为 $h(t)$, $m(t)$ 经过理想抽样后得到的信号 $m_s(t)$ 可用式(5-4)表示,即

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

这就是说, $m_s(t)$ 由一系列被 $m(nT_s)$ 加权的冲激序列组成,而 $m(nT_s)$ 就是第 n 个抽样值幅度。经过矩形脉冲形成电路,每当输入一个冲激信号,在其输出端便产生一个幅度为 $m(nT_s)$ 的矩形脉冲 $h(t)$,因此在 $m_s(t)$ 作用下,输出端便产生一系列被 $m(nT_s)$ 加权的矩形脉冲序列,这就是平顶 PAM 信号 $m_H(t)$ 。它表示为

$$m_H(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} m(nT_s)h(t - nT_s) \quad (5-18)$$

波形如图 5.14 所示。

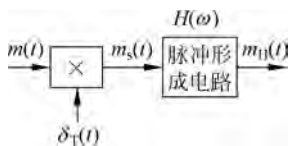


图 5.13 平顶抽样信号产生原理框图

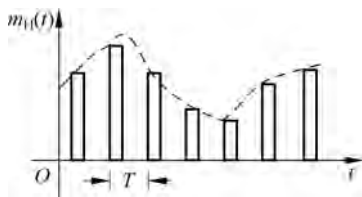


图 5.14 平顶抽样信号

输出的平顶 PAM 信号频谱为

$$M_H(\omega) = M_s(\omega)H(\omega) \quad (5-19)$$

将式(5-6)代入(5-19),得平顶 PAM 信号频谱表达式为

$$M_H(\omega) = \frac{1}{T_s} H(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - 2n\omega_H) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(\omega) M(\omega - 2n\omega_H) \quad (5-20)$$

由式(5-20)看出,平顶抽样的 PAM 信号的频谱 $M_H(\omega)$ 由 $H(\omega)$ 加权后的周期性重复的 $M(\omega)$ 所组成,并不是 $M(\omega)$ 的简单复制。为了从已抽样信号中恢复原调制信号 $m(t)$,在接收端低通滤波器之前增加了传输特性为 $1/H(\omega)$ 的修正网络,通过低通滤波器便能恢复原调制信号。平顶 PAM 信号的恢复过程如图 5.15 所示。

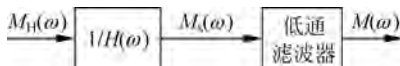


图 5.15 平顶 PAM 信号恢复

在实际应用中,平顶抽样信号采用抽样保持电路来实现,得到的脉冲为矩形脉冲。在后文将介绍的 PCM 系统编码中,编码器的输入就是经抽样保持电路得到的平顶抽样脉冲。在实际应用中,恢复信号的低通滤波器也不可能是理想的,因此考虑到实际滤波器可能实现的特性,抽样速率 f_s 要比 $2f_H$ 选得大一些,一般选择 $f_s = (2.5 \sim 3)f_H$ 。例如语音信号频率一般为 $300 \sim 3400\text{Hz}$,抽样速率 f_s 一般取 8000Hz 。

以上按自然抽样和平顶抽样均能构成 PAM 通信系统,也就是说可以在信道中直接传输抽样后的信号,但由于它们抗干扰能力差,目前很少使用,已被性能更良好的 PCM 所取代。

5.2.2 量化

1. 量化的概念

量化是模拟信号数字化的第 2 步。利用预先规定的有限个电平来表示模拟信号抽样值的过程称为量化,包括均匀量化与非均匀量化。

量化与抽样的区别在于抽样是把一个时间上连续的信号变换成时间离散的信号,而量化则是将取值连续的抽样变成取值离散的抽样。

模拟信号经抽样后形成的时间离散的样值序列在幅度上依然连续,仍属模拟信号,抽样值 $m(kT_s)$ 存在无穷多个可能值,很难用二进制码组描述,所以需要把取值无限的抽样值划分成有限个离散电平,此电平称为量化电平,并用 N 位二进制码组表示。 N 位二进制码组只能同 $M=2^N$ 个电平样值相对应,这样就实现了无限的抽样值到有限个离散电平的转化,使得模拟信号可以在数字传输系统中传输。

2. 量化的物理过程

量化的物理过程可通过图 5.16 所示的例子加以说明, $m(t)$ 是模拟信号;抽样速率为 $f_s=1/T_s$;抽样值用“ $\cdot$ ”表示;第 k 个抽样值为 $m(kT_s)$; $m_q(t)$ 表示量化信号; $q_1 \sim q_M$ 是预先规定好的 M (此例中 $M=7$) 个量化电平; m_i 为第 i 个量化区间的终点电平(亦称分层电平);电平之间的间隔 $\Delta_i = m_i - m_{i-1}$ 称为量化间隔。

量化就是将抽样值 $m(kT_s)$ 转换为 M 个规定电平 $q_1 \sim q_M$ 之一。若 $m_{i-1} \leq m(kT_s) \leq m_i$ 则

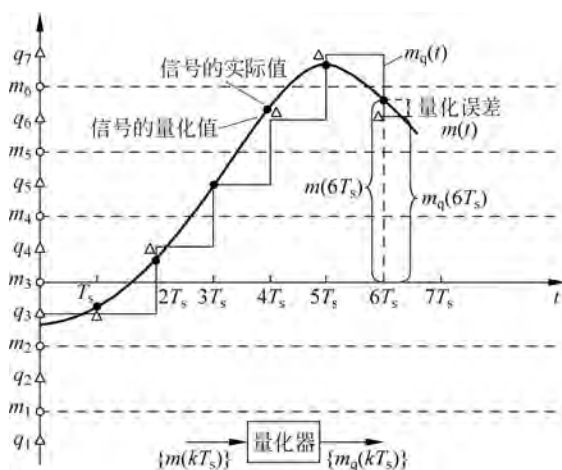


图 5.16 量化的物理过程

$$m_q(kT_s) = q_i \quad (5-21)$$

如图 5.16 所示, $t=6T_s$ 时的抽样值 $m(6T_s)$ 在 m_5 、 m_6 之间, 此时按规定量化值为 q_6 。量化器输出是阶梯波形 $m_q(t)$, 其中

$$m_q(t) = m_q(kT_s)_i, \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (5-22)$$

从图 5.16 可以看出, 量化后的信号 $m_q(t)$ 是对原来信号 $m(t)$ 的近似, 在抽样速率一定及量化电平选择适当的情况下, 随着量化级数目(量化电平数)增加, $m_q(t)$ 与 $m(t)$ 的近似程度越来越高。

3. 量化误差

量化误差也称量化噪声, 是指量化后的信号 $m_q(kT_s)$ 与原信号 $m(kT_s)$ 的相比误差, 量化电平数目越多, 量化误差越小, 同时编码位数越多。

对于语音、图像等随机信号, 量化误差也是随机的, 如果量化误差在接收时无法去掉, 会对语音、图像的通信质量产生影响, 通常用均方误差来度量。量化后信号与原信号的近似程度常用量化信噪比来衡量。

假设 $m(t)$ 是均值为 0、概率密度为 $f(x)$ 的平稳随机过程, 并用 m 表示 $m(kT_s)$, m_q 表示 $m_q(kT_s)$, N_q 表示量化噪声平均功率(均方误差), 则

$$N_q = E[(m - m_q)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_q)^2 f(x) dx$$

若把积分区间分割成 M 个量化间隔, 则上式可表示为

$$N_q = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \quad (5-23)$$

式(5-23)即是不过载时求量化误差的基本公式, 其含义是在信息源已知的情况下, 量化误差的平均功率与量化间隔的分割有关。

5.2.3 均匀量化

1. 均匀量化和量化间隔

量化间隔均匀的量化称为均匀量化,即输入信号的取值域按等距离分割的量化称为均匀量化,在均匀量化中,每个量化区间的量化电平均取在各自区间的中点。

量化间隔 Δ_i 取决于输入信号的变化范围和量化电平数。若设输入信号的最小值和最大值分别用 a 和 b 表示,量化电平数为 M ,则均匀量化时的量化间隔为

$$\Delta_i = \Delta = \frac{b-a}{M} \quad (5-24)$$

2. 量化器的输入与输出关系

量化器的输入与输出关系可用量化特性来表示,语音编码常采用图 5.17 所示的输入-输出特性的均匀量化器。图 5.17(a)所示为输入-输出特性的均匀量化器,当输入 m 在量化区间 $m_{i-1} \leq m \leq m_i$ 变化时,量化电平 q_i 是该区间的中点值,即

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2}, \quad i=1,2,\dots,M \quad (5-25)$$

其中, m_i 是第 i 个量化区间的终点,又称为分层电平; q_i 是第 i 个量化区间的量化电平。

图 5.17(b)所示为相应的量化误差 $e_q = m - m_q$ 与输入信号幅度 m 之间的关系曲线。

对于不同的输入范围,误差显示出两种不同的特性,在量化范围(量化区)内时,量化误差的绝对值 $|e_q| \leq \Delta/2$; 当信号幅度超出量化范围时,量化值 m_q 保持不变, $|e_q| > \Delta/2$, 此时称为过载或饱和。过载区的误差特性是线性增长的,因而过载误差比量化误差大,对重建信号有很坏的影响。

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。

3. 量化误差

量化误差 $e_q = m - m_q$ 通常称为绝对量化误差,它在每一量化间隔内的最大值均为 $\Delta/2$ 。由于同样的噪声对大小不同的信号产生的影响不同,对大信号影响小,对小信号影响大,所以在衡量量化器性能时不能单看绝对误差大小,还应看噪声与信号的相对误差。绝对量化误差与信号之比称为相对量化误差,用于衡量量化器的性能。相对量化误差通

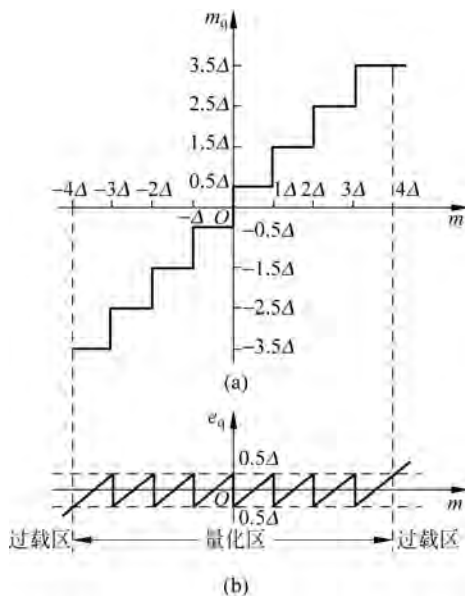


图 5.17 均匀量化特性及量化误差曲线

常用量化信噪比(S/N_q)来衡量,被定义为信号功率与量化噪声功率之比,即

$$\frac{S}{N_q} = \frac{E[m^2]}{E[(m - m_q)^2]} \quad (5-26)$$

式中, E 表示统计平均, S 为信号功率, N_q 为量化噪声功率。显然, S/N_q 越大,量化性能越好。

4. 量化信噪比

设输入的模拟信号 $m(t)$ 是均值为 0、概率密度为 $f(x)$ 的平稳随机过程, m 的取值范围为 (a, b) , 假设不会出现过载量化, 则由式(5-23)可得量化噪声功率 N_q 为

$$N_q = E[(m - m_q)^2] = \int_a^b (x - m_q)^2 f(x) dx = \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 f(x) dx \quad (5-27)$$

式中, $m_i = a + i\Delta$, $q_i = a + i\Delta - \frac{\Delta}{2}$ 。

通常情况下, 量化电平数 M 很大, 量化间隔 Δ 很小, 因而可认为概率密度 $f(x)$ 在 Δ 内不变, 以 p_i 表示, 并假设各层之间量化噪声相互独立, 则 N_q 可表示为

$$\begin{aligned} N_q &= \sum_{i=1}^M \int_{m_{i-1}}^{m_i} (x - q_i)^2 p_i dx = \sum_{i=1}^M p_i \int_{m_{i-1}-q_i}^{m_i-q_i} y^2 dy \\ &= \sum_{i=1}^M p_i \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} y^2 dy = \frac{\Delta^2}{12} \sum_{i=1}^M p_i \Delta = \frac{\Delta^2}{12} \end{aligned} \quad (5-28)$$

式中, p_i 代表第 i 个量化间隔的概率密度; Δ 为均匀量化间隔。由于已假设不出现过载, 因此 $\sum_{i=1}^M p_i \Delta = 1$ 。

结论: 在均匀量化器不过载的情况下, 噪声功率 N_q 与信号的统计特性无关, 只与量化间隔 Δ 有关, 一旦 Δ 给定, 无论抽样值大小怎样, 均匀量化噪声功率 N_q 都是相同的, 且 $N_q = \Delta^2/12$ 。

按照上面给定的条件, 根据信号功率 $S = E[(m)^2] = \int_a^b x^2 f(x) dx$, 则信号特性和量化特性已知的情况下便可求出量化信噪比(S/N_q)。

推论: 假设一 M 个量化电平的均匀量化器输入信号的概率密度函数在区间 $[-a, a]$ 内均匀分布, 则该量化器的量化信噪比为 M^2 。

【推论证明】 由式(5-27)得

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

因为 $M\Delta = 2a$, 所以 $N_q = \frac{\Delta^2}{12}$, 可见, 结果同式(5-28)。

又由 $S = E[m^2] = \int_a^b x^2 f(x) dx$ 可知, 信号功率 $S = \int_{-a}^a x^2 \frac{1}{2a} dx = \frac{a^2}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{M\Delta}{2} \right)^2 = \frac{M^2 \Delta^2}{12}$ 。因而, 量化信噪比为

$$\frac{S}{N_q} = M^2 \quad (5-29)$$

或

$$\left(\frac{S}{N_q} \right)_{\text{dB}} = 20 \lg M \quad (5-30)$$

结论: 随着量化电平数 M 的增加, 量化信噪比会提高, 信号的逼真度会越好。通常量化电平数应根据对量化信噪比的要求来确定。表 5.1 给出了 3 种不同量化电平级数 M 下的量化信噪比。

表 5.1 3 种不同量化电平级数 M 下的量化信噪比

量化电平级数 M	$m(t)$ 的概密 $f(x)$ 为常数时的 量化信噪比 S/N_q (dB)	$m(t)$ 为语音信号时的 最大量化信噪比 S/N_q (dB)
32	30	21
64	36	27
128	42	33
256	48	39

由表 5.1 可知, 随着量化电平级数 M 增大, 量化信噪比增大。语音信号的概率密度函数为拉普拉斯分布 $f(x) = \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|x|}{\sigma_m}\right)$, σ_m 为信号 $m(t)$ 的均方根值, 由此可知在相同量化电平级数 M 下, 语音信号的量化信噪比较小。

5. 均匀量化器的不足

在对语音信号进行量化时, 量化信噪比随信号电平的减少而下降, 因为量化间隔 Δ 为固定值, 所以量化噪声功率 N_q 的大小与信号无关, 当小信号时, S/N_q 会明显下降。对于语音信号来说, 小信号的出现概率大于大信号的出现概率, 这样就会使平均信噪比下降。可以利用非均匀量化解决此问题。

5.2.4 非均匀量化

1. 非均匀量化的概念

非均匀量化是一种在整个动态范围内量化间隔不相等的量化, 信号幅度小时, 量化级间隔划分得小; 信号幅度大时, 量化级间隔划分得大, 通过这种方式提高小信号的信噪

比,适当减少大信号信噪比,从而提高平均信噪比,获得较好的小信号接收效果。也就是说,非均匀量化根据输入信号的概率密度函数来分布量化电平,可以改善量化性能。

由均方误差式 $N_q = E[(m - m_q)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_q)^2 f(x) dx$ 可知,在 $f(x)$ 大的地方,设法降低量化噪声 $(m - m_q)^2$,从而降低均方误差,可提高信噪比,这意味着大量化电平必须集中在幅度密度高的区域。

2. 对数压扩

实现非均匀量化的方法之一是用压缩器把输入量化器的信号 x 进行压缩处理,再把压缩的信号 y 进行均匀量化。所谓压缩器,就是一个非线性变换电路,将微弱的信号放大,将强的信号压缩。最后接收端会采用一个与其压缩特性相反的扩张器来恢复 x 。压缩器的入出关系为 $y = f(x)$,压缩与扩张的示意图如图 5.18 所示。

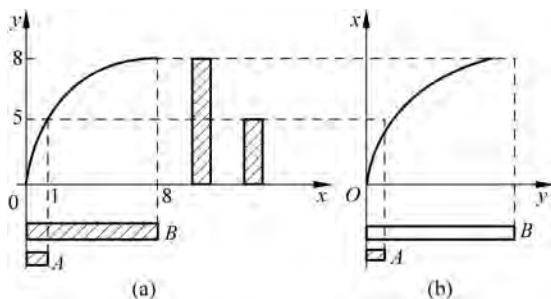


图 5.18 压缩与扩张的示意图

压缩特性的选取与信号的统计特性有关,具有不同概率分布的信号应该有其对应的最佳压缩特性使得量化噪声达到最小。实际上还需要考虑压缩特性电路实现的易行性和稳定性。对数函数、指数函数、双曲线函数等都是可能的特性函数,通常使用的压缩器中大多采用对数式压缩,即 $y = \ln x$ 。广泛采用的两种对数压扩特性是 μ 律压扩和 A 律压扩。美国采用 μ 律压扩,我国和欧洲各国均采用 A 律压扩。

1) μ 律压扩特性

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (5-31)$$

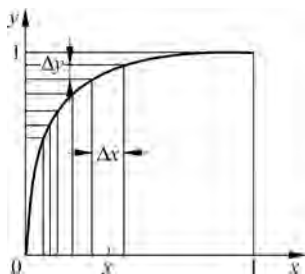


图 5.19 压缩特性

式中, x 为归一化输入; y 为归一化输出(归一化是指信号电压与信号最大电压之比,归一化后的最大值为 1); μ 为压扩参数,表示压扩程度,图 5.19 所示为参数 μ 为某一取值的压缩特性。对 y 均匀分割,等效于对 x 非均匀分割,对输入信号 x 便成为非均匀量化了,即信号小时量化间隔 Δx 小,可以改善量化信噪比;信号大时量化间隔 Δx 也大,可以降低量化信噪比。采用压扩提高了小信号的信噪比,从而相当于扩大了输入信号的动态范围。不同 μ 值对

应的压缩特性如图 5.20(a)所示。 $\mu=0$ 时没有压缩； μ 值越大压缩效果越明显，一般当 $\mu=100$ 时，压缩效果已经比较理想。在国际标准中取 $\mu=255$ 。另外， μ 律压缩特性曲线是以原点奇对称的。

2) A 律压扩特性

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (5-32a)$$

其中，式(5-32b)是 A 律压扩特性的主要表达式，但当 $x=0$ 时， y 趋于负无穷大，这样不满足对压缩特性的要求，所以当 x 很小时采用式(5-32a)对它加以修正。

对式(5-32b)过零点作切线，式(5-32a)即是这个切线方程，其斜率 $dy/dx = A/(1 + \ln A) = 16$ ，按照国际标准取值 $A=87.6$ 。A 为压扩参数， $A=1$ 时无压缩，A 值越大压缩效果越明显。A 律压缩特性如图 5.20(b)所示。

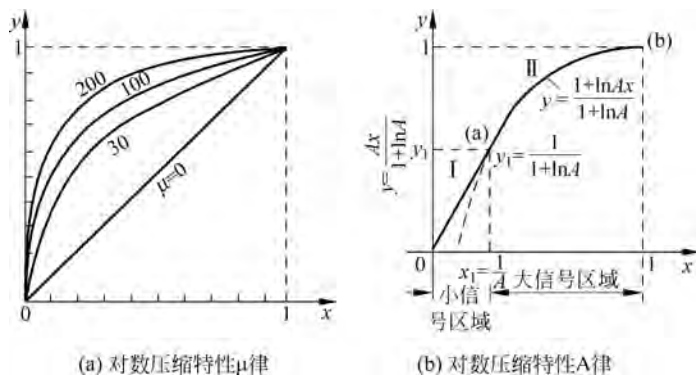


图 5.20 对数压缩特性

3. 数字压扩技术

早期的 A 律和 μ 律压扩特性是采用模拟电路实现的，电路复杂，且精度和稳定度受到限制。随着数字电路，特别是大规模集成电路的发展，数字压扩技术日益获得更广泛的应用。

数字压扩技术利用数字电路形成许多折线来逼近对数压扩特性。目前，CCITT 建议的数字压扩技术国际标准主要有两种，一种是 A 律 13 折线，另一种是 μ 律 15 折线。A 律 13 折线主要用于英、法、德等欧洲各国的 PCM 30/32 路基群，我国的 PCM30/32 路基群也采用 A 律 13 折线压扩特性。 μ 律 15 折线主要用于美国、加拿大和日本等国的 PCM 24 路基群。在国际数字系统互连时，以 A 律为标准。

1) A 律 13 折线

A 律 13 折线技术从非均匀量化的基点出发，用 13 段折线逼近 $A=87.6$ 的 A 律压扩特性。

具体方法是：在直角坐标系中， x 轴和 y 轴分别表示输入信号和输出信号，信号的最

大取值范围都是归一化的(0~1)。把 x 轴的区间(0,1)不均匀地分成 8 段,每段长度分别为 $1/128, 1/128, 1/64, 1/32, 1/16, 1/8, 1/4$ 和 $1/2$ 。即首先以 $1/2$ 至 1 为第 8 段;再将余下的 0 至 $1/2$ 平分,取 $1/2$ 至 $1/4$ 为第 7 段;再将余下的 $1/4$ 至 0 平分,取 $1/8$ 至 $1/4$ 为第 6 段;……;直至 0 至 $1/128$ 为第 1 段。

将 y 轴的区间(0,1)均匀地分成 8 段,每段均为 $1/8$,与 x 轴的 8 段一一对应。从第 1 段到第 8 段分别为 $0 \sim 1/8, 1/8 \sim 2/8, 2/8 \sim 3/8, \dots, 7/8 \sim 1$,然后把 x, y 轴各对应段的交点连接起来构成 8 段直线,得到如图 5.21 所示的折线压扩特性。其中第 1、2 段斜率相同(均为 16),因此可视为一条直线段,故实际上只有 7 根斜率不同的折线。

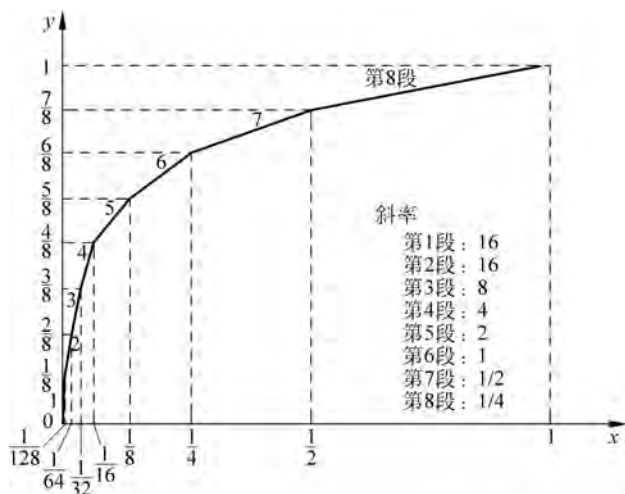


图 5.21 A 律 13 折线正向图示

以上分析的是正方向,由于语音信号是双极性信号,因此在负方向也有与正方向对称的一组折线,也是 7 根,但其中靠近零点的 1、2 段斜率也都等于 16,与正方向的第 1、2 段斜率相同,可以合并为一根,因此,正、负双向共有 $2 \times (8-1) - 1 = 13$ 折,故称其为 13 折线。但在定量计算时,仍以正、负向各有 8 段为准。

在 A 律对数特性的小信号区分界点 $x = 1/A = 1/87.6$,根据式(5-32a)表示的直线方程可得相应的 y 为

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A} = \frac{87.6}{1 + \ln 87.6} x = 16x \quad (5-33)$$

由于 13 折线中 y 是均匀划分的, y 的取值在第 1、2 段起始点小于 0.183,故这两段起始点 x, y 的关系可分别由式(5-33)求得,即 $y=0$ 时, $x=0$; $y=1/8$ 时, $x=1/128$ 。在 $y > 0.183$ 时,由式(5-32b)得

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

$$x = \frac{1}{(eA)^{1-y}} \quad (5-34)$$

其余6段用 $A=87.6$ 代入式(5-34)计算的 x 值列入表5.2中的第2行,并与按折线分段时的 x 值进行比较。由表可见,13折线各段落的分界点与 $A=87.6$ 曲线十分逼近,并且两特性起始段的斜率均为16,这就是说,13折线非常逼近 $A=87.6$ 的对数压缩特性。

表 5.2 $A=87.6$ 与 13 折线压缩特性的比较

$y=1-i/8$	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
A 律的 x 值	0	1/128	1/60.6	1/30.6	1/15.4	1/7.79	1/3.93	1/1.98	1
按折线分段时的 x 值	0	1/128	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1
段 落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜 率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4	

在 A 律特性分析中可以看出,取 $A=87.6$ 有两个目的,一是使特性曲线原点附近的斜率凑成16;二是使13折线逼近时, x 的8个段落量化分界点近似于按2的幂次递减分割,有利于数字化。

2) μ 律 15 折线

μ 律 15 折线技术用 15 段折线逼近 $\mu=255$ 的 μ 律压扩特性,其原理与 A 律 13 折线类似,将 y 轴区间 $(0,1)$ 均匀分成8段,第 i 个分点在 $i/8$ 的位置;将 x 轴区间 $(0,1)$ 不均匀分成8段,第 i 个分点的位置是

$$x = \frac{256^y - 1}{255} = \frac{256^{\frac{i}{8}} - 1}{255} = \frac{2^i - 1}{2^8 - 1} \quad (5-35)$$

其结果如表 5.3 所示,相应的特性如图 5.22 所示。

表 5.3 μ 律 15 折线参数表

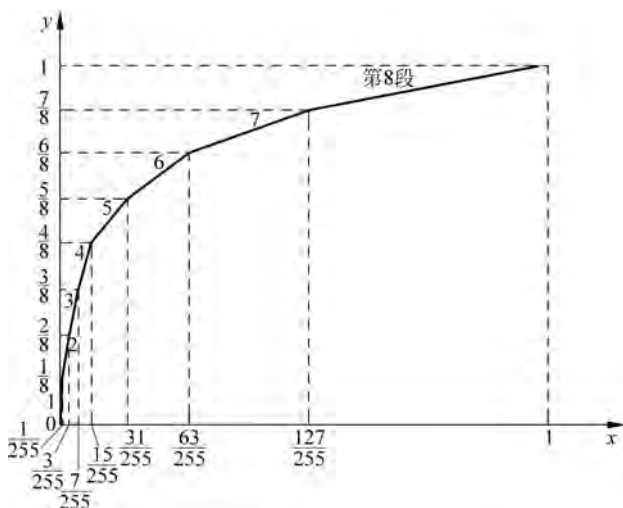
$y=i/8$	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8	1
$x=(2^i-1)/255$	0	1/255	3/255	7/255	15/255	31/255	63/255	127/255	1
按折线分段时的 x 值	0	1/255	1/64	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1
段 落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜 率	32	16	8	4	2	1	1/2	1/4	

分析可知,正、负方向各有8段线段,正、负的第1段因斜率相同而合成一段,所以16段线段从形式上变为15段折线,故称其为 μ 律15折线。原点两侧的一段斜率为

$$\frac{1/8}{1/255} = \frac{255}{8} \approx 32$$

μ 律 15 折线原点两侧的一段斜率是 A 律 13 折线的相应段的斜率的 2 倍。因此,小信号的量化信噪比也将比 A 律大一倍多。但对于大信号来说, μ 律性能要比 A 律差。

按照 μ 律或 A 律压缩后,信号会产生失真,为了有效还原信号,接收方要采取措施补

图 5.22 μ 律 15 折线

偿这种失真,一般通过在接收端相应位置采用扩张器来实现。同时还要求扩张特性与压缩特性在理想状况下是对应互逆的,而且信号除量化误差外,经过压缩再扩张不会引入其他失真。

本章在讨论量化的基本原理时,没有涉及量化过程实现的基本电路,这是因为量化过程通常不是以独立的量化电路来实现的,而是通过编码过程中实现的,所以对量化过程的电路原理将在编码中分析讨论。同时需要说明,在当前的通信系统中,实现量化的方法和种类很多,归纳如下。

量化 $\begin{cases} \text{标量量化} \begin{cases} \text{无记忆的标量量化(如均匀量化和非均匀量化)} \\ \text{有记忆的标量量化(如增量调制和差分脉码调制等)} \end{cases} \\ \text{矢量量化(降低数码率方面大大优于标量量化)} \end{cases}$

5.3 脉冲编码调制

5.3.1 编码原理

1. 脉冲编码调制原理

脉冲编码调制(Pulse Code Modulation, PCM)简称脉码调制,是一种用一组二进制数字代码来代替连续信号的抽样值,从而实现信号传输的方式。

PCM 是一种最典型的语音信号数字化的波形编码方式。首先,在发送端进行波形编码,主要包括抽样、量化和编码 3 个过程,把模拟信号变换为二进制码组。编码后的 PCM 码组的数字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,二进制码组经译码后还原为量化后的样值脉冲序列,然后经低

通滤波器滤除高频分量,便可重建调制信号。由于这种通信方式抗干扰能力强,所以在光纤通信、数字微波通信、卫星通信中均获得了极为广泛的应用。PCM 系统原理框图如图 5.23 所示。

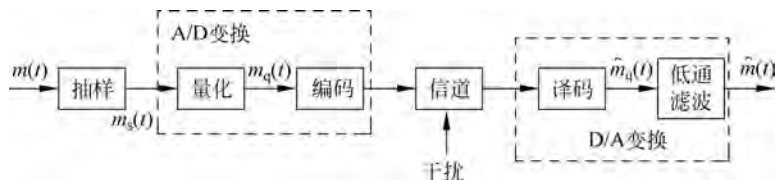


图 5.23 PCM 系统原理框图

同于 PAM,抽样是按抽样定理把时间上连续的模拟信号转换成时间上离散的抽样信号;量化是把幅度上仍连续(无穷多个取值)的抽样信号进行幅度离散,即指定 M 个规定的电平,把抽样值用最接近的电平表示;编码是用二进制码组表示量化后的 M 个样值脉冲。模拟信号经过抽样、量化、编码 3 个步骤的处理后即变成 PCM 信号,图 5.24 所示为 PCM 信号形成的示意图,抽样、量化过程在前文已经分析过,本节重点分析编码过程。

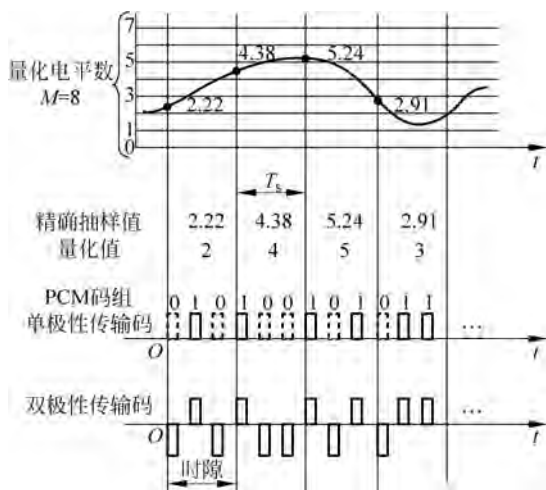


图 5.24 PCM 信号形成示意图

PCM 系统中一般采用二进制码,二进制码具有抗干扰能力强、易于产生等优点。把量化后的信号电平值变换成二进制码组的过程称为编码,其逆过程称为译码。量化过程在编码过程中同时完成。通常称编码过程为模/数(A/D)变换,而把译码过程称为数/模(D/A)变换,编码和译码过程由相应的编译码器来实现。

2. 码字和码型

编码时把 M 个量化电平用 N 位二进制码来表示,其中每一个码组称为一个码字。目前国际上对语音通信较多采用 8 位编码的 PCM 系统。

码型指代码的编码规律,就是把量化后的所有量化级按其量化电平的大小次序排列,并列出各对应的码字,所建立的对对应关系的整体就称为码型。

PCM 系统中常用的二进制码型有自然二进制码(Natural Binary Code, NBC)、折叠二进制码(Folded Binary Code, FBC)、格雷二进制码(Gray Reflected Binary Code, RBC)。表 5.4 所示为用 4 位码表示 16 个量化级时的这 3 种码型。

表 5.4 常用二进制码型

样值脉冲极性	格雷二进制	自然二进制	折叠二进制	量化级序号
正极性部分	1000	1111	1111	15
	1001	1110	1110	14
	1011	1101	1101	13
	1010	1100	1100	12
	1110	1011	1011	11
	1111	1010	1010	10
	1101	1001	1001	9
	1100	1000	1000	8
负极性部分	0100	0111	0000	7
	0101	0110	0001	6
	0111	0101	0010	5
	0110	0100	0011	4
	0010	0011	0100	3
	0011	0010	0101	2
	0001	0001	0110	1
	0000	0000	0111	0

自然二进制码就是一般的十进制正整数的二进制表示,编码简单、易记,而且译码可以逐比特独立进行。若把自然二进制码从低位到高位依次给以 2 倍的加权,就可变换为十进制数。如设二进制码为 $(a_{n-1}, a_{n-2}, \dots, a_1, a_0)$,则其对应的十进制数(表示量化电平值)即

$$D = a_{n-1}2^{n-1} + a_{n-2}2^{n-2} + \dots + a_12^1 + a_02^0 \quad (5-36)$$

这种“可加性”可简化译码器的结构。

折叠码是目前 A 律 13 折线 PCM 30/32 路设备所采用的码型。折叠二进制码是一种符号幅度码,左边第 1 位表示信号的极性,信号为正用“1”表示,信号为负用“0”表示;第 2 位至最后一位表示信号的幅度。由于正、负绝对值相同时折叠码的上半部分与下半部分相对于零电平对称折叠,故名折叠码。其幅度码从小到大按自然二进制码规则编码。

与自然二进制码相比,折叠二进制码的优点是对于语音这样的双极性信号,只要绝对值相同,就可以采用单极性编码的方法,可使编码过程大大简化;而且在传输过程中出现误码时对小信号影响较小。例如由大信号的 1111 误为 0111,从表 5.4 可知,自然二进制码会由 15 错到 7,误差为 8 个量化级,而折叠二进制码误差为 15 个量化级,显见大信号时误码对折叠二进制码影响很大。如果误码发生在小信号例如由 1000 误为 0000,这时情况就大

不相同了,对于自然二进码误差还是 8 个量化级,而对于折叠二进码误差却只有 1 个量化级。这一特性是十分可贵的,因为语音信号小幅度出现的概率比大幅度的大,所以,着眼点应在于小信号的传输效果。

自然二进码与折叠二进码的转换规则:首位为 1,不变;首位为 0,首位不变,其余位取反。

格雷二进码相邻码字的距离恒为 1,即任何相邻电平的码组,只有一位码位发生变化,译码时,若传输或判决有误,量化电平的误差小。除极性码外,当正、负极性信号的绝对值相等时,格雷二进码幅度码相同,故又称反射二进码。**格雷二进码不是“可加的”**,不能逐比特独立进行译码,需先转换为自然二进码后再译码。因此,这种码在采用编码管进行编码时才用,在采用电路进行编码时一般用折叠二进码和自然二进码。

通过以上对 3 种码型进行比较,对于 PCM 通信编码,折叠二进码比自然二进码和格雷二进码优越,是 A 律 13 折线 PCM 30/32 路基群设备中所采用的码型。

3. 码位的选择与安排

码位数的选择,不仅关系到通信质量的好坏,还涉及设备的复杂程度。码位数的多少,决定了量化分层(量化级)的多少。反之,若信号量化分层数一定,则编码位数也确定。量化电平数 M 与编码位数 k 的关系为 $M=2^k$,可见,在输入信号变化范围一定时,用的码位数越多,量化分层越细,量化噪声就越小,通信质量当然就更好。但码位数多了,会使总的传输码率增加,所要求的传输带宽加大。

对一般语音信号采用 3~4 位非线性编码便可达到可懂度,但由于量化级数少,量化误差大,通话中量化噪声较为显著。当编码位数增加到 7~8 位时,通信质量就比较理想了。

A 律 13 折线编码中普遍采用 8 位二进制码(PCM 30/32 路),对应应有 $M=2^8=256$ 个量化级,即正、负输入幅度范围内各有 128 个量化级。这需要将 13 折线中的每个折线段再均匀划分 16 个量化级,由于每个段落长度不均匀,因此正或负输入的 8 个段落被划分成 $8 \times 16=128$ 个不均匀的量化级。按折叠二进码的码型,这 8 位码的安排为

极性码	段落码	段内码
C_1	$C_2 C_3 C_4$	$C_5 C_6 C_7 C_8$

其中,第 1 位码 C_1 用数值 1 或 0 分别表示信号的正、负极性,称为**极性码**。

对于正、负对称的双极性信号,只要将样值脉冲的极性判出后,编码器便以样值脉冲的绝对值进行量化和输出码组,因此只要考虑 13 折线中正方向的 8 段折线就行了,这 8 段折线共包含 128 个量化级,正好用剩下的 7 位幅度码 $C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8$ 表示。

第 2~4 位码 $C_2 C_3 C_4$ 为段落码,代表 8 个段落的段落电平,段落码的每一位不表示固定的电平,只是用它们的不同排列码组表示各段的起始电平。段落码和 8 个段落之间的关系如表 5.5 和图 5.25 所示。第 5~8 位码 $C_5 C_6 C_7 C_8$ 为段内码,表示每一段中均匀划分的 16 个量化级,段内码与 16 个量化级之间的关系如表 5.6 所示。

表 5.5 段落码

段落序号	段落码		
	C_1	C_2	C_3
8	1	1	1
7	1	1	0
6	1	0	1
5	1	0	0
4	0	1	1
3	0	1	0
2	0	0	1
1	0	0	0

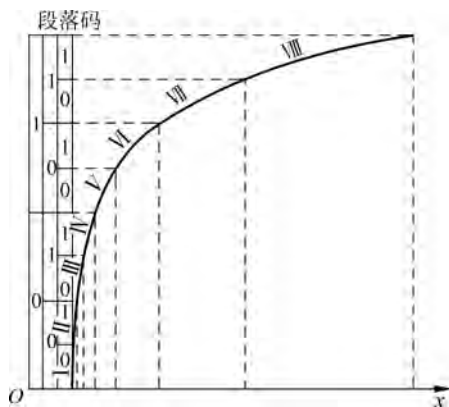


图 5.25 段落码与各段的关系

表 5.6 段内码(自然二进制)

电平序号	段内码	电平序号	段内码
	$C_5 C_6 C_7 C_8$		$C_5 C_6 C_7 C_8$
15	1 1 1 1	7	0 1 1 1
14	1 1 1 0	6	0 1 1 0
13	1 1 0 1	5	0 1 0 1
12	1 1 0 0	4	0 1 0 0
11	1 0 1 1	3	0 0 1 1
10	1 0 1 0	2	0 0 1 0
9	1 0 0 1	1	0 0 0 1
8	1 0 0 0	0	0 0 0 0

A 律 13 折线编码各段内的 16 个量化级是均匀的,但因段落长度不等,故不同段落间的量化级是非均匀的,小信号时段落短,量化间隔小,反之量化间隔大。

A 律 13 折线中的第 1 段和第 2 段最短,只有归一化的 $1/128$,再将它等分 16 小段,

每一小段长度为 $\frac{1}{128} \times \frac{1}{16} = \frac{1}{2048}$ 。这是最小的量化级间隔,它仅有输入信号归一化值的 $1/2048$,记为 Δ ,代表一个量化单位。第 8 段最长,它是归一化值的 $1/2$,将它等分 16 小段后,每一小段归一化长度为 $1/32$,包含 64 个最小量化间隔,记为 64Δ 。如果以非均匀量化时的最小量化间隔 $\Delta=1/2048$ 作为输入 x 轴的单位,那么各段的起点电平分别是 0、16、32、64、128、256、512、1024 个量化单位。

表 5.7 所示为 A 律 13 折线每一量化段的起始电平 I_i 、量化间隔 Δ_i 及各位幅度码的权值(对应电平)。由表 5.7 可知,第 i 段的段内码 $C_5C_6C_7C_8$ 的权值(对应电平)分别为 $8\Delta_i$ 、 $4\Delta_i$ 、 $2\Delta_i$ 、 Δ_i 。

综上,段内码的确定原则可总结为:若 m 为(量化电平-段落起点电平)/段落量化间隔的最大整数,自然二进制,对 m 进行 8421 编码。若要求编折叠二进制,段内码第一位若是 1,两码相同;段内码第一位若为 0,除段内码第一位外,其余码取反即可。

表 5.7 A 律 13 折线幅度码及其对应电平

量化段序号 $i=1\sim 8$	电平范围 (Δ)	段落码 $C_1C_2C_3$	段落起始 电平 I_i (Δ)	量化间隔 Δ_i (Δ)	段内码对应权值/ Δ $C_5C_6C_7C_8$			
8	1024~2048	1 1 1	1024	64	512	256	128	64
7	512~1024	1 1 0	512	32	256	128	64	32
6	256~512	1 0 1	256	16	128	64	32	16
5	128~256	1 0 0	128	8	64	32	16	8
4	64~128	0 1 1	64	4	32	16	8	4
3	32~64	0 1 0	32	2	16	8	4	2
2	16~32	0 0 1	16	1	8	4	2	1
1	0~16	0 0 0	0	1	8	4	2	1

假设以非均匀量化时的最小量化间隔 $\Delta=1/2048$ 作为均匀量化的量化间隔,那么从 A 律 13 折线的第 1~8 段的各段所包含的均匀量化级数分别为 16、16、32、64、128、256、512、1024,总共有 2048 个均匀量化级,而非均匀量化只有 128 个量化级。

按照二进制编码位数 k 与量化级数 M 的关系 $M=2^k$,均匀量化需要编 11 位码,而非均匀量化只要编 7 位码。通常把按非均匀量化特性的编码称为**非线性编码**;按均匀量化特性的编码称为**线性编码**。

由此可知,在保证小信号时的量化间隔相同的条件下,7 位非线性编码与 11 位线性编码等效。由于非线性编码的码位数减少,因此设备简化,所需传输系统带宽减小。

还应指出,上述编码得到的码组所对应的是输入信号的分层电平 m_k ,对于处在同一量化间隔内的信号电平值 $m_k \leq m < m_{k+1}$,编码的结果是唯一的。为使落在该量化间隔内的任意信号电平的量化误差均小于 $\Delta_i/2$,在译码器中都有一个加 $\Delta_i/2$ 电路。这等效于将量化电平移到量化间隔的中间。

带有加 $\Delta_i/2$ 电路的译码器最大量化误差一定不会超过 $\Delta_i/2$ 。译码时,非线性码与线性码间的关系是 7/12 变换关系:7 位非线性码对应二进制的码字电平除以 2 取余,余

数倒排(不够 11 位,前面用 0 补齐)。

【例 5-1】 设输入信号抽样值 $I_s = +1260\Delta$ (Δ 为一个量化单位,表示输入信号归一化值的 $1/2048$),采用逐次比较型编码器,按 A 律 13 折线编成 8 位码 $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8$,并计算量化误差和线性码。

【解】 1) 编码过程

(1) 确定极性码 C_1 : 由于输入信号抽样值 I_s 为正,故极性码 $C_1 = 1$ 。

(2) 确定段落码 $C_2C_3C_4$: 1260 位于第 8 段, $8-1=7$,按 421 编码规律编码为 111,故段落码 $C_2C_3C_4$ 为 111。

(3) 确定段内码 $C_5C_6C_7C_8$: $[(1260-1024)/64]_{\text{取整}} = 3$,自然二进码按 8421 编码规律编码为 0011,故段内码 $C_5C_6C_7C_8$ 为 0011(若要求编折叠二进码,则为 0100)。

即得 8 位码为 $C_1C_2C_3C_4C_5C_6C_7C_8 = 11110011$ 。

2) 计算量化误差

不考虑 $\Delta_i/2$ 电路时,即编码量化电平为 1216Δ ,编码量化误差为 $1260\Delta - 1216\Delta = 44\Delta$ 。

考虑 $\Delta_i/2$ 电路时,即译码量化电平为 $1216\Delta + \Delta_i/2 = 1216\Delta + 64\Delta/2 = 1248\Delta$,译码量化误差为 $1260\Delta - 1248\Delta = 12\Delta$ ($12\Delta < 64\Delta/2$,即量化误差小于量化间隔的一半)。

3) 计算线性编码

$(1260-12)D = 1248D = 4E0H = 100\ 1110\ 0000B$; $1216D = 4C0H = 10011000000B$

7 位非线性幅度码 1110011 所对应的 12 位线性幅度码为 110011100000(考虑 $\Delta/2$ 和极性,即译码线性码),11 位线性码为 10011000000(不考虑 $\Delta/2$ 和极性,即编码线性码)。

5.3.2 编译码电路

1. 编码电路及原理

在实际的 PCM 编码中,量化和编码是一起进行的,通信中采用高速编码方式,编码器根据输入的样值脉冲编出相应的 8 位二进制代码,除第 1 位极性码外,其余 7 位是通过逐次比较过程来确定的。编码器分为逐次比较型、折叠级联型和混合型 3 种,此处只讨论 PCM 编码中常用的逐次比较型编码器。

逐次比较型编码器编码的方法与用天平称重物的过程极为相似。将重物放入托盘以后,就开始称重,第 1 次称重所加砝码(在编码术语中称为“权”,它的大小称为权值)是估计的,这种权值当然不一定能正好使天平平衡,若砝码的权值大了,换一个小一些的砝码再称。请注意,第 2 次所加砝码的权值是根据第 1 次做出的判断结果确定的,若第 2 次称重的结果说明砝码小了,就要在第 2 次权值基础上再加上一个更小一些的砝码,如此进行下去,直到接近平衡为止。这个过程就叫作逐次比较称重过程。“逐次”的含意可理解为称重是一一次次由粗到细进行的,而“比较”则是把上一次称重的结果作为参考,比较

得到下一次输出权值的大小,如此反复进行下去,使所加权值逐步逼近物体的真实重量。

逐次比较型编码器中,样值脉冲信号相当于被测物,标准电流相当于天平的砝码。预先规定好的一些用于比较的标准电流(或电压)称为权值电流,用符号 I_w 表示。 I_w 的个数与编码位数有关。

当样值脉冲 I_s 到来后,用逐步比较的方法有规律地用各标准电流 I_w 去和样值脉冲比较,每比较一次出一位码。当 $I_s > I_w$ 时,出 1 码,反之出 0 码,直到 I_w 和抽样值 I_s 逼近为止,完成对输入样值的非线性量化和编码。

实现 A 律 13 折线压扩特性的逐次比较型编码器的原理框图如图 5.26 所示,它由整流器、极性判决、保持电路、比较器及本地译码电路等组成。

极性判决电路用来确定信号的极性。由于输入的 PAM 信号是双极性信号,当其样值为正时,在位脉冲到来时刻出 1 码;当样值为负时,出 0 码;同时将该双极性信号经过全波整流变为单极性信号。

保持电路的作用是保持输入信号的抽样值在整个比较过程中具有确定不变的幅度。由于逐次比较型编码器编 7 位码(极性码除外)需要进行 7 次比较,因此,在整个比较过程中都应保持输入信号的幅度不变,故需要采用保持电路。

比较器是编码器的核心,它的作用是通过比较样值电流 I_s 和标准电流 I_w ,从而对输入信号抽样值实现非线性量化和编码,每次所需的标准电流 I_w 均由本地译码电路提供。每比较一次输出一位二进制代码,且当 $I_s > I_w$ 时,出 1 码,反之出 0 码。由于在 A 律 13 折线法中用 7 位二进制代码来代表段落和段内码,所以对一个输入信号的抽样值需要进行 7 次比较。

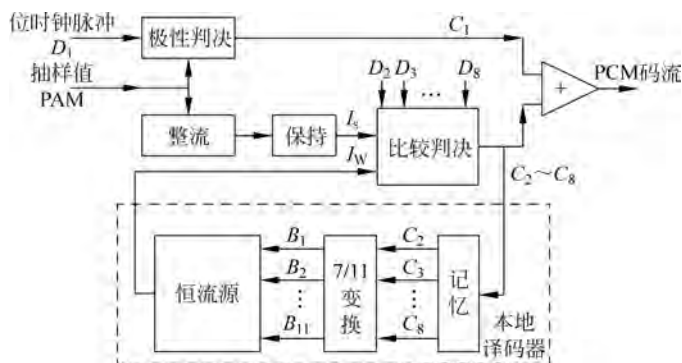


图 5.26 逐次比较型编码器原理图

本地译码电路包括记忆电路、7/11 变换电路和恒流源。记忆电路用来寄存二进制,因除第一次比较外,其余各次比较都要依据前几次比较的结果来确定标准电流 I_w 值。因此,7 位码组中的前 6 位状态均应由记忆电路寄存下来。

7/11 变换电路完成非均匀量化中的数字压缩功能。由于按 A 律 13 折线只编 7 位码,加至记忆电路的码也只有 7 位,而线性解码电路(恒流源)需要 11 个基本的权值电流支路,这就要求有 11 个控制脉冲对其进行控制。因此,需通过 7/11 逻辑变换电路将 7 位非线性码转换成 11 位线性码,其实质就是完成非线性和线性之间的变换。

恒流源又称为 11 位线性解码电路或电阻网络,用来产生各种标准电流值。为了获得各种标准电流,恒流源中有若干个基本权值电流支路。基本权值电流个数与量化级数有关,A 律 13 折线编码过程中要求 11 个基本权值电流支路,每个支路均有一个控制开关,每次该哪几个开关接通组成比较用的标准电流,由前面的比较结果经变换后得到的控制信号来控制。

2. 译码电路及原理

译码是把收到的 PCM 信号还原成相应的 PAM 样值信号,即进行数模(D/A)变换。A 律 13 折线译码器原理框图如图 5.27 所示。

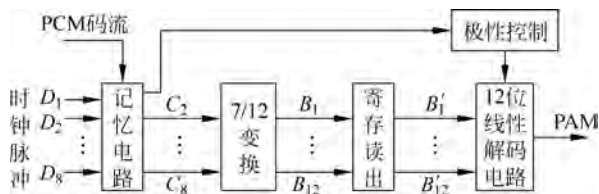


图 5.27 译码器原理框图

A 律 13 折线译码器组成与逐次比较型编码器中的本地译码器基本相同,所不同的是增加了极性控制部分和带有寄存读出的 7/12 位码变换电路,各部分电路的作用如下。

(1) 串/并变换记忆电路:将加进的串行 PCM 码变为并行码,并记忆下来,与编码器本地译码器中的记忆电路作用基本相同。

(2) 极性控制部分:根据收到的极性码 C_1 控制译码后 PAM 信号的极性,恢复原信号极性, C_1 为 1,极性为正,反之为负。

(3) 7/12 变换电路:将 7 位非线性码转变为 12 位线性码,编码器的本地译码器中采用 7/11 位码变换,使得量化误差有可能大于本段落量化间隔的一半。译码器中采用 7/12 变换电路,是为了增加了一个 $\Delta_i/2$ 恒流电流,人为补上半个量化级,使最大量化误差不超过 $\Delta_i/2$,从而改善量化信噪比。两种码之间的转换原则是两个码组在各自的意义上所代表的权值必须相等。

(4) 寄存读出电路:将输入的串行码在存储器中寄存起来,待全部接收后再一起读出,送入解码网络,实质上是进行串/并变换。12 位线性解码电路主要是由恒流源和电阻网络组成,与编码器中的解码网络类同,在寄存读出电路的控制下输出相应的 PAM 信号。

3. PCM 编译码集成电路及原理

目前,实现 PCM 编译码的集成电路有很多,例如美国国家半导体(National Semiconductor)公司生产的 TP3067,它将编译码器(codec)和滤波器(filter)集成在一个芯片上,功能比较强,既可以进行 A 律变换,也可以进行 μ 律变换。TP3067 可以组成模拟用户线与程控交换设备间的接口,包含有语音 A 律编译码器、自调零逻辑、语音输入放大器、RC 滤波器、开关电容低通滤波器及语音推挽功放等功能单元,具有完整的语音到 PCM 和 PCM 到语音的 A 律压扩编解码功能。它的编码和解码工作既可同时进行,也可

异步进行。

TP3067 的内部结构有发送和接收两大部分,如图 5.28 所示。

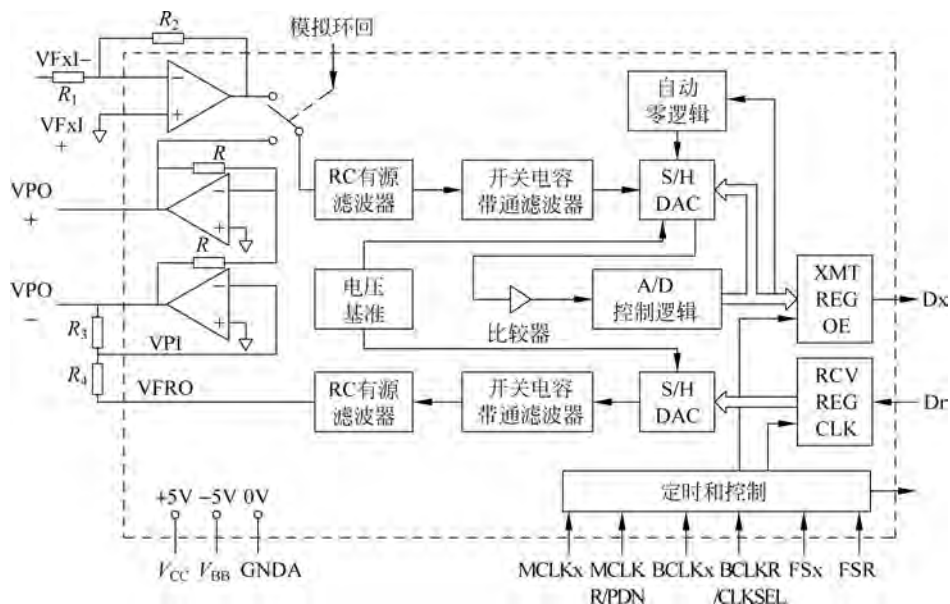


图 5.28 TP3067 的内部结构图

编译码器的工作是由时序电路控制的,在编码电路中进行取样、量化、编码,经过译码电路译码、低通、放大后输出模拟信号。TP3067 把这两部分集成在一个芯片上就是一个单路编译码器。单路编译码器变换后的 8 位 PCM 码字是在一个时隙中被发送出去的,这个时序号是由 A/D 控制电路来决定的,而在其他时隙时编码器是没有输出的;同样,在一个 PCM 帧里,它的译码电路也只能在一个由它自己的时序里从外部接收 8 位 PCM 码。单路编译码器的发送时序和接收时序可由外部电路来控制,只要向 A/D 控制电路或 D/A 控制电路发某种命令即可控制单路编译码器的发送时序和接收时序号,从而也可以达到总线交换的目的。不同的单路编译码器发送时序和接收时序的控制方式都有所不同。

编译码器一般都有一个 PDN 降功耗控制端,PDN=1 时,编译码能正常工作;PDN=0 时,编译码器处于低功耗状态,这时编译码器的其他功能都不起作用。

芯片 TP3067 的外部接口可分两部分,一部分是模拟接口电路,它与编译码器中的 Filter 发生联系,这一部分可控制模拟信号的放大倍数;另一部分是与处理系统和交换网络的数字接口,它与编译码器中的 Codec 发生联系,通过这些数字接口线来实现对编译码器的控制。TP3067 芯片的引脚排列如图 5.29 所示,引脚说明如表 5.8 所示。

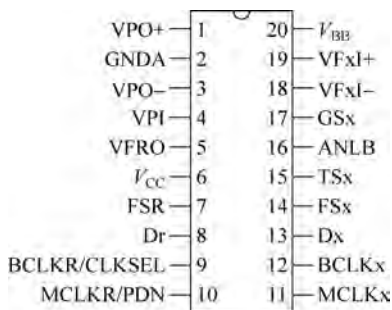


图 5.29 TP3067 引脚图

表 5.8 TP3067 引脚说明

编 号	符 号	功 能
1	VPO+	接收功率放大器非倒相输出
2	GNDA	模拟地
3	VPO-	接收功率放大器倒相输出
4	VPI	接收功率放大器倒相输入
5	VFRO	接收滤波器的模拟输出
6	V _{CC}	正电源引脚, $V_{cc} = +5V \pm 5\%$
7	FSR	接收的帧同步脉冲,它启动 BCLKR
8	Dr	接收帧数据输入,PCM 数据随着 FSR 前沿移入 Dr
9	BCLKR\CLKSEL	在 FSR 的前沿后把数据移入 Dr 的位时钟,其频率可从 64kHz 到 2.048MHz
10	MCLKR/PDN	接收主时钟。当 MCLKR 连续联在低电位时,MCLKx 被选用为所有内部定时,当 MCLKR 连续工作在高电位时,器件就处于掉电模式
11	MCLKx	发送主时钟,它允许与 MCLKR 异步,同步工作能实现最佳性能
12	BCLKx	把 PCM 数据从 Dx 上移出的位时钟,其频率可从 64kHz 变至 2.048MHz,但必须与 MCLKx 同步
13	Dx	由 FSx 启动的三态 PCM 数据输出
14	FSx	发送帧同步脉冲输入,它启动 BCLKx,并使 Dx 上的 PCM 数据移出
15	TSx	开漏输出,在编码器间隙内为低电平脉冲
16	ANLB	模拟环回路控制输入,在正常工作时必须置为逻辑 0,当拉至逻辑 1 时,发送滤波器和发送前置放大器输出的连接线被断开,而改为和接收功率放大器的 VPO+ 输出连接
17	GSx	发送输入放大器的模拟输出,用来在外部调节增益
18	VFxI-	发送输入放大器的倒相输入
19	VFxI+	发送输入放大器的非倒相输入
20	V _{BB}	负电源引脚, $V_{BB} = -5V \pm 5\%$

5.3.3 码元速率和带宽

由于 PCM 要用 N 位二进制码表示一个抽样值,即一个抽样周期 T_s 内要编 N 位码,因此每个码元宽度为 T_s/N ,码位越多,码元宽度越小,占用带宽越大。显然,传输 PCM 信号所需要的带宽要比模拟调制信号 $m(t)$ 的带宽大得多。

1. 码元速率

设 $m(t)$ 为低通信号,最高频率为 f_H ,按照抽样定理的抽样速率 $f_s \geq 2f_H$,如果量化电平数为 M ,则采用二进制代码的码元速率为

$$f_b = f_s \log_2 M = f_s N \quad (N \text{ 为二进制编码位数}) \quad (5-37)$$

2. 传输 PCM 信号所需的最小带宽

抽样速率的最小值 $f_s = 2f_H$, 这时码元传输速率为 $f_b = 2f_H k$, 按照数字基带传输系统中分析的结论, 在无码间干扰和采用理想低通传输特性的情况下, 所需最小传输带宽为

$$B = \frac{f_b}{2} = \frac{Nf_s}{2} = Nf_H \quad (5-38)$$

实际中用升余弦的传输特性, 此时所需传输带宽为

$$B = f_b = Nf_s \quad (5-39)$$

以 PCM 语音信号传输为例, $N = 8$, $f_s = 8\text{kHz}$, 所需要的传输带宽 $B = Nf_s = 64\text{kHz}$, 这明显比直接传输语音信号 $m(t)$ 的带宽 (4kHz) 要大得多。

5.3.4 抗噪声性能

1. PCM 系统的两种噪声

PCM 的系统性能分析主要涉及量化噪声和信道加性噪声。量化噪声和信道加性噪声来源不同, 互不依赖, 可先分别考虑, 再分析其对系统性能总的影响。当两种噪声同时存在时, 图 5.23 所示的 PCM 系统接收端低通滤波器的输出为

$$\hat{m}(t) = m(t) + n_q(t) + n_e(t) \quad (5-40)$$

式中, $m(t)$ 为输出端所需信号成分; $n_q(t)$ 为由量化噪声引起的输出噪声, 其功率用 N_q 表示; $n_e(t)$ 为由信道加性噪声引起的输出噪声, 其功率用 N_e 表示。

通常用系统输出端总的信噪比衡量 PCM 系统的抗噪声性能, 其定义为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[m^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]} \quad (5-41)$$

2. PCM 系统量化噪声引起的输出量化信噪比

系统中存在量化噪声会对输出信号产生影响, 用输出量化信噪比表示。假设输入信号 $m(t)$ 在区间 $[-a, a]$ 上概率密度均匀分布, 对 $m(t)$ 进行均匀量化, 其量化级数为 M , 在不考虑信道噪声的条件下, 由量化噪声引起的输出量化信噪比 S_o/N_q 为

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{E[m^2(t)]}{E[n_q^2(t)]} = M^2 = 2^{2N} \quad (5-42)$$

式中, 二进制位数 N 与量化级数 M 的关系为 $M = 2^N$ 。

由式 (5-42) 可见, PCM 系统输出端的量化信噪比依赖于每一个编码组的位数 N , 并随 N 按指数增加。在无码间干扰和采用理想低通传输特性的情况下, PCM 系统最小带宽为 $B = Nf_H$, 因此式 (5-42) 又可表示为

$$\frac{S_o}{N_q} = 2^{2B/f_H} \quad (5-43)$$

式(5-43)表明 PCM 系统输出端的量化信噪比与系统带宽 B 呈指数关系,充分体现了带宽与信噪比的互换关系。

3. 信道加性噪声对 PCM 系统性能的影响

信道噪声对 PCM 系统性能的影响表现在接收端的判决误码上,二进制 1 码可能误判为 0 码,而 0 码可能误判为 1 码。由于 PCM 信号中每一码组代表一定的量化抽样值,所以若出现误码,被恢复的量化抽样值将与发送端原抽样值不同,从而引起误差。

在假设加性噪声为高斯白噪声的情况下,每一码组中出现的误码可以认为是彼此独立的,并设每个码元的误码率皆为 P_e 。另外,考虑到实际中 PCM 的每个码组中出现多于 1 位误码的概率很低,所以通常只需要考虑仅有 1 位误码的码组错误。例如,若 $P_e = 10^{-4}$,在 8 位长码组中有 1 位误码的码组错误概率为 $P_1 = 8P_e = 1/1250$,表示平均每发送 1250 个码组就有一个码组发生错误;而有两位误码的码组错误概率为 $P_2 = C_8^2 P_e^2 = 2.8 \times 10^{-7}$ 。显然 $P_2 \ll P_1$,因此只要考虑 1 位误码引起的码组错误就够了。

由于码组中各位码的权值不同,因此,误差的大小取决于误码发生在码组的哪一位上,而且与码型有关。以 N 位长自然二进制码为例,自最低位到最高位的加权值分别为 $2^0, 2^1, 2^2, 2^{i-1}, \dots, 2^{N-1}$,若量化间隔为 Δ ,则发生在第 i 位上的误码所造成的误差为 $\pm(2^{i-1}\Delta)$,其所产生的噪声功率便是 $(2^{i-1}\Delta)^2$ 。显然,发生误码的位置越高,造成的误差越大。由于已假设每位码元所产生的误码率 P_e 是相同的,所以一个码组中如有一位误码产生的平均功率为

$$N_e = E[n_e^2(t)] = P_e \sum_{i=1}^N (2^{i-1}\Delta)^2 = \Delta^2 P_e \frac{2^{2N} - 1}{3} \approx \Delta^2 P_e \frac{2^{2N}}{3} \quad (5-44)$$

假设信号 $m(t)$ 在区间 $[-a, a]$ 内均匀分布,输出信号功率为

$$S_o = E[m^2(t)] = \int_{-a}^a x^2 \frac{1}{2a} dx = \frac{\Delta^2}{12} M^2 = \frac{\Delta^2}{12} 2^{2N} \quad (5-45)$$

由式(5-44)和式(5-45)可知仅考虑信道加性噪声时,PCM 系统的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_e} = \frac{1}{4P_e} \quad (5-46)$$

4. PCM 系统输出端的总信噪比

在前面内容分析的基础上,同时考虑量化噪声和信道加性噪声时,PCM 系统输出端的总信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{E[m^2(t)]}{E[n_q^2(t)] + E[n_e^2(t)]} = \frac{2^{2N}}{1 + 4P_e 2^{2N}} \quad (5-47)$$

讨论:

(1) 在接收端输入大信噪比的条件下,即 $4P_e 2^{2N} \ll 1$ 时, P_e 很小,可以忽略误码带来的影响,这时只考虑量化噪声的影响就可以了,即

$$S_o/N_o \approx 2^{2N} \quad (5-48)$$

(2) 在小信噪比的条件下,即 $4P_e 2^{2N} \gg 1$ 时, P_e 较大,误码噪声起主要作用,总信噪比与 P_e 成反比,即

$$S_o/N_o \approx 1/(4P_e) \quad (5-49)$$

应当指出,以上公式是在自然二进码、均匀量化以及输入信号为概率密度均匀分布的前提下得到的。

【例 5-2】 语音信号 $m(t)$ 采用 A 律 13 折线进行编码,设 $m(t)$ 的频率范围为 $0 \sim 4\text{kHz}$,取值范围为 $-6.4 \sim 6.4\text{V}$, $m(t)$ 的一个抽样脉冲值为 -5.275V 。

- (1) 画出逐次比较型编码器的原理框图。
- (2) 试求此时编码器输出的 PCM 码组和量化误差(段内码采用折叠二进制)。
- (3) 写出该码组对应的均匀量化 12 位码。
- (4) 若编码器输出的 PCM 码组采用 QPSK 方式传输,试分析 QPSK 传输系统所需的最小带宽。

【解】 (1) 逐次比较型编码器的原理框图如图 5.26 所示。

$$(2) \frac{-5.275}{6.4} \times 2048\Delta = -1688\Delta < 0, \text{ 所以 } C_1 = 0.$$

又因为 $1024\Delta < 1688\Delta < 2048\Delta$, 所以位于第 8 段, $C_2 C_3 C_4 = 111$ 。

第 8 段量化间隔为 64Δ , $\frac{(1688-1024)\Delta}{64\Delta} = 10 \cdots \text{余 } 24\Delta$, 所以 $C_5 C_6 C_7 C_8 = 1010$ (自然二进码和折叠二进制码相同)。

所以输出码组为 $C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 = 01111010$, 量化误差为 24Δ 。

(3) $-(1688-24)\Delta = 1664\Delta$, $(1664)_{10} = (11010000000)_2$, 即得均匀量化 12 位码 = 011010000000。

(4) 采用 QPSK 方式传输时, $\eta_{\max} = \frac{1/T_s}{f_s} = 1\text{B/Hz}$ (若采用 2PSK 方式传输, $\eta_{\max} = \frac{1/T_s}{2f_s} = 0.5\text{B/Hz}$), 依据抽样定理, 系统的码元传输速率为 $R_B = 8 \times \frac{4\text{k} \times 2}{\log_2^4} = 32\text{kB}$, 最小带宽

$$\text{为 } B_{\min} = \frac{R_B}{\eta_{\max}} = \frac{32\text{k}}{1} = 32\text{kHz}.$$

5.4 自适应差分脉冲编码调制

自适应差分脉冲编码调制 (Adaptive Differential Pulse Code Modulation, ADPCM) 是近年来一种广泛应用于长途传输中的一种国际通用的新型语音编码方法。对于大容量的长途传输系统,使用 PCM 信号所占用频带要比模拟通信系统中的一个标准话路带宽 (3.4kHz) 宽很多倍,这样,对于大容量、长途传输的光纤通信系统或卫星通信,采用 PCM 的经济性能很难与模拟通信相比。

自适应差分脉冲编码调制是在差分脉冲编码调制 (Differential Pulse Code Modulation, DPCM) 的基础上发展起来的,是一种语音压缩复杂度较低的编码方法,它可在 32kbit/s

的比特率上达到了 64kbit/s 的 PCM 数字电话质量,是一种能够以较低的速率获得高编码质量的语音压缩编码技术。

5.4.1 差分脉冲编码调制

差分脉冲编码调制(DPCM)是一种利用差值对模拟信号的 PCM 编码模式,与 PCM 不同,DPCM 每个抽样值不是独立的编码,而是先根据前一个抽样值计算出一个预测值,再取当前抽样值和预测值之差代替样值本身的编码,此差值称为预测误差。抽样值和预测值非常接近(因为相关性强),预测误差的可能取值范围比抽样值变化范围小,所以可用很少几位编码比特来对预测误差编码,从而降低其比特率,这便利用减小冗余度的办法降低了编码比特率。

用样点之间差值的编码来代替样值本身的编码,可以在量化台阶不变的情况下(即量化噪声不变)使编码位数显著减少,大大压缩信号带宽;也可在编码位数不变的情况下减小量化间隔,进而降低量化噪声。

在 PCM 中,每个波形样值都独立编码,与其他样值无关,这使得样值的整个幅值编码需要较多位数,比特率较高,造成数字化的信号带宽大大增加。然而,大多数以奈奎斯特或更高速率抽样的信源信号在相邻抽样间表现出了很强的相关性,有很大的冗余度。

如果将样值之差用 N 位编码传送,则 DPCM 的量化信噪比显然优于 PCM 系统。实现差分编码的一个好办法就是根据前面的 k 个样值来预测当前时刻的样值,编码信号只是当前样值与预测值之间的差值的量化编码。

DPCM 系统的原理框图如图 5.30 所示。图中, x_n 表示当前的信源样值,预测器的输入代表重建语音信号。预测器的输出为

$$\tilde{x}_n = \sum_{i=1}^K a_i \hat{x}_{n-i} \quad (5-50)$$

差值 $e_n = x_n - \tilde{x}_n$ 作为量化器输入, e_{qn} 代表量化器输出,量化后的每个预测误差 e_{qn} 被编码成二进制数字序列,通过信道传送到目的地。该误差 e_{qn} 同时被加到本地预测值 $\tilde{x}_n$ 而得到 $\hat{x}_n$ 。

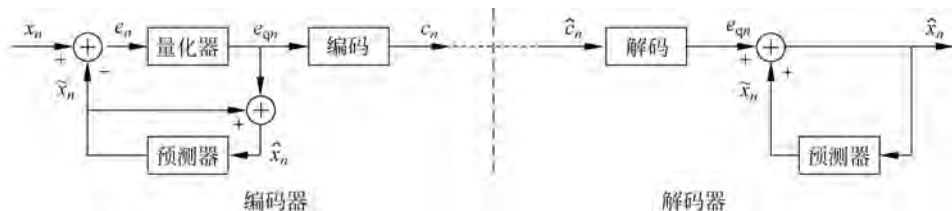


图 5.30 DPCM 系统原理框图

接收端装有与发送端相同的预测器,它的输出 $\tilde{x}_n$ 与 e_{qn} 相加产生 $\hat{x}_n$ 。信号 $\hat{x}_n$ 既是所要求的预测器的激励信号,也是所要求的解码器输出的重建信号。在传输无误码的条件下,解码器输出的重建信号 $\hat{x}_n$ 与编码器中的 $\hat{x}_n$ 相同。

DPCM 系统的总量化误差应该定义为输入信号样值 x_n 与解码器输出样值 $\hat{x}_n$ 之差,即

$$n_q = x_n - \hat{x}_n = (e_n + \bar{x}_n) - (\bar{x}_n + e_{qn}) = e_n - e_{qn} \quad (5-51)$$

由式(5-51)可知,这种 DPCM 的总量化误差 n_q 仅与差值信号 e_n 的量化误差有关。 n_q 与 x_n 都是随机量,因此 DPCM 系统总的量化信噪比可表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{DPCM}} = \frac{E[x_n^2]}{E[n_q^2]} = \frac{E[x_n^2]}{E[e_n^2]} \frac{E[e_n^2]}{E[n_q^2]} = G_P \left(\frac{S}{N}\right)_q \quad (5-52)$$

式中, $\left(\frac{S}{N}\right)_q$ 是把差值序列作为信号时量化器的量化信噪比,与 PCM 系统考虑量化误差时所计算的信噪比相当。

G_P 可作为 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 $E[e_n^2]$ 就能远小于信号功率 $E[x_n^2]$, G_P 就会大于 1,该系统就能获得增益。对 DPCM 系统的研究就是围绕着如何使 G_P 和 $(S/N)_q$ 这两个参数取最大值而逐步完善起来的。通常 G_P 为 6~11dB。

由式(5-52)可知,DPCM 系统总的量化信噪比远大于量化器的信噪比。因此,要求 DPCM 系统达到与 PCM 系统相同的信噪比,可降低对量化器信噪比的要求,即可通过减小量化级数来减少码位数,降低比特率。

5.4.2 自适应差分脉冲编码调制

以较低的速率获得高质量编码,一直是语音编码追求的目标。通常,人们把话路速率低于 64kbit/s 的语音编码方法称为语音压缩编码技术。语音压缩编码方法很多,其中,自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)是其中复杂度较低的一种编码方法,它可在 32kbit/s 的比特率上达到 64kbit/s 的 PCM 数字电话质量。近年来,ADPCM 已成为长途传输中一种新型的国际通用的语音编码方法。

ADPCM 是在 DPCM 的基础上引入了自适应系统。DPCM 系统性能的改善是以最佳的预测和量化为前提的,但由于语音信号的动态范围较大,对语音信号进行预测和量化的技术实现难度较大,为了能在相当宽的变化范围内获得最佳的性能,只有在 DPCM 基础上引入自适应系统使差分脉冲编码调制具有自适应功能。

ADPCM 对实际信号与按其前一些信号而得的预测值间的差值信号进行编码。语音信号样值的相关性使差值信号的动态范围较语音样值本身的动态范围大大缩小,用较低码速也能得到足够精确的编码效果,在 ADPCM 中所用的量化间隔的大小还可按差值信号的统计结果自动适配,达到最佳量化,从而使因量化造成的失真最小。

ADPCM 的主要特点是用自适应量化取代固定量化,用自适应预测取代固定预测。自适应量化指量化台阶随信号变化而变化,使量化误差减小;自适应预测指预测器系数可以随信号的统计特性自适应调整,提高了预测信号的精度,从而得到高预测增益。通过这两点改进,ADPCM 大大提高了输出信噪比和编码动态范围。

如果 DPCM 的预测增益为 6~11dB, 自适应预测可使信噪比改善 4dB, 自适应量化可使信噪比改善 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。因此, 在维持相同语音质量的情况下, ADPCM 允许用 32kbit/s 比特率编码, 这是标准 64kbit/s PCM 的一半。因此, 在长途传输数字通信系统中, ADPCM 有着广阔的应用前景。CCITT 也提出了 ADPCM 系统的规范建议 G. 721、G. 726 等。

5.5 增量调制

增量调制(Delta Modulation, DM)是继 PCM 之后出现的又一种模拟信号数字化方法。最早是由法国工程师 De Loraine 于 1946 年提出来的, 其目的在于简化模拟信号的数字化方法, 在以后的 30 多年间有了很大发展, 特别是在军事和工业部门的专用通信网和卫星通信中得到了广泛应用, 不仅如此, 近年来在高速超大规模集成电路中已被用作 A/D 转换器。

用差值编码进行通信的方式称为增量调制, 缩写为 DM 或 ΔM 。 ΔM 与 PCM 的相同点是都用二进制码去表示模拟信号。 ΔM 与 PCM 的区别是在 PCM 中, 代码表示样值本身的大小, 所需码位数较多, 编译码设备复杂; 而 ΔM 只用一位编码表示相邻样值的相对大小, 从而反映出抽样时刻波形的变化趋势与样值本身的大小无关。 ΔM 与 PCM 编码方式相比, 具有编译码设备简单、低比特率时量化信噪比高、抗误码特性好等。

5.5.1 简单增量调制

已知一位二进制码只能代表两种状态, 当然就不可能表示模拟信号的抽样值。但用一位码却可以表示相邻抽样值的相对大小, 而相邻抽样值的相对变化能够反映模拟信号的变化规律。因此采用一位二进制码去描述模拟信号是完全可能的。

1. 编码思想

对于一个语音信号, 如果抽样速率很高(远大于奈奎斯特速率), 抽样间隔很小, 那么相邻样点之间的幅度变化不会很大, 相邻抽样值的相对大小(差值)同样能反映模拟信号的变化规律。将这些差值编码传输, 同样可传输模拟信号所含的信息, 此差值又称增量, 其值可正可负。

图 5.31 所示为增量编码的波形示意图, $m(t)$ 代表时间连续变化的模拟信号, 可以用一个时间间隔为 Δt 、相邻幅度差为 $+\sigma$ 或 $-\sigma$ 的阶梯波形 $m'(t)$ 来逼近它。只要 Δt 足够小, 即抽样速率 $f_s = 1/\Delta t$ 足够大, 且 σ 足够小, 则阶梯波 $m'(t)$ 便可近似代替 $m(t)$ 。其中, σ 为量化台阶, $\Delta t = T_s$ 为抽样间隔。

阶梯波 $m'(t)$ 有两个特点, 一是在每个 Δt 间隔内, $m'(t)$ 的幅值不变; 二是相邻间隔的幅值差不是 $+\sigma$ (上升一个量化阶), 就是 $-\sigma$ (下降一个量化阶)。

由此可知, 用 1 码和 0 码分别代表 $m'(t)$ 上升或下降一个量化阶 σ , $m'(t)$ 就由一个

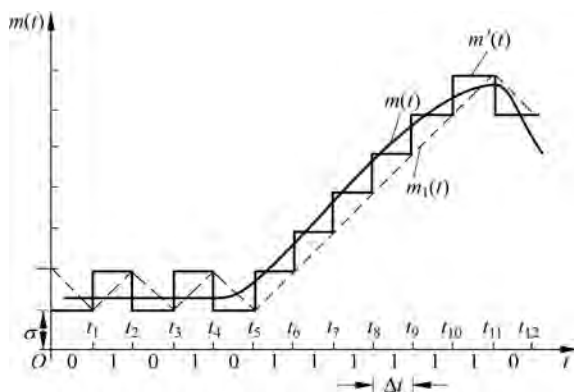


图 5.31 增量编码波形示意图

二进制序列表征,该序列也相当于表征了模拟信号 $m(t)$,实现了模/数转换。

除了用阶梯波 $m'(t)$ 近似 $m(t)$ 外,还可利用斜变波 $m_1(t)$ 来近似 $m(t)$ (图 5.31 中虚线所示)。斜变波 $m_1(t)$ 也只有按斜率 $\sigma/\Delta t$ 上升一个量阶和按斜率 $-\sigma/\Delta t$ 下降一个量阶两种变化,用 1 码表示正斜率,用 0 码表示负斜率,获得一个二进制代码序列。由于斜变波 $m_1(t)$ 在电路上更容易实现,实际中常采用它来近似 $m(t)$ 。

2. 译码思想

与编码相对应,译码也有两种形式,一种是收到 1 码上升一个量阶(跳变),收到 0 码下降一个量阶(跳变),这样把二进制代码经过译码后变为 $m'(t)$ 这样的阶梯波;另一种是收到 1 码后产生一个正斜率电压,在 Δt 时间内上升一个量阶 σ ,收到 0 码后产生一个负斜率电压,在 Δt 时间内下降一个量阶 σ ,这样把二进制代码经过译码后变为如 $m_1(t)$ 这样的斜变波。在译码时考虑到电路实现的简易程度,一般都采用后一种方法,这种方法可用一个简单的 RC 积分电路,即可把二进制码变为 $m_1(t)$ 这样的波形,如图 5.32 所示。

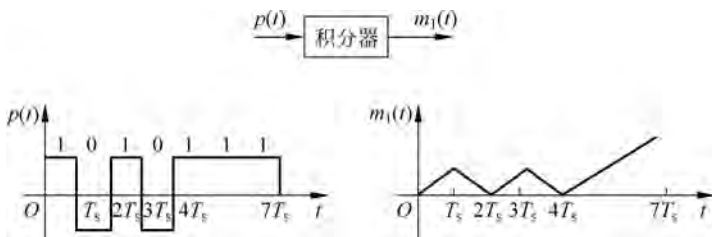
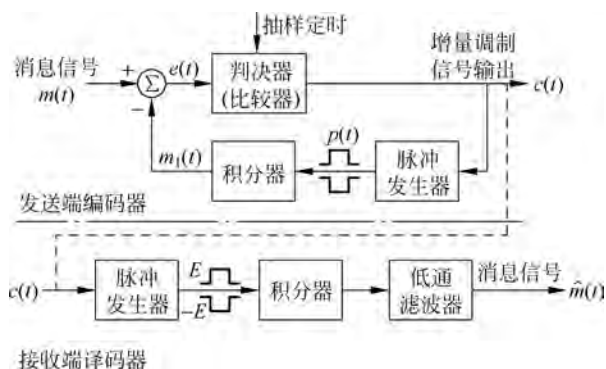


图 5.32 积分器译码原理

3. 简单 ΔM 系统框图

根据简单增量调制编、译码的基本原理,可组成简单 ΔM 系统框图如图 5.33 所示。

图 5.33 简单 ΔM 系统框图(1)

1) 编码电路

发送端编码器是相减器、判决器、积分器及脉冲发生器(极性变换电路)组成的一个闭环反馈电路,各部分功能如下所述。

相减器的作用是取出差值 $e(t)$, $e(t) = m(t) - m_1(t)$ 。

判决器也称比较器或数码形成器,它的作用是对差值 $e(t)$ 的极性进行识别和判决,以便在抽样时刻输出数码(增量码) $c(t)$ 。若在给定抽样时刻 t_i 上 $e(t_i) = m(t_i) - m_1(t_i) > 0$,则判决器输出 1 码; $e(t_i) = m(t_i) - m_1(t_i) < 0$,则输出 0 码。

积分器和脉冲产生器组成本地译码器,它的作用是根据 $c(t)$ 形成预测信号 $m_1(t)$,即 $c(t)$ 为 1 码时, $m_1(t)$ 上升一个量阶 σ ; $c(t)$ 为 0 码时, $m_1(t)$ 下降一个量阶 σ ,并送到相减器与 $m(t)$ 进行幅度比较。

注意: 若用阶梯波 $m'(t)$ 作为预测信号,则抽样时刻 t_i 应改为 $-t_i$,表示 t_i 时刻的前一瞬间,即相当于阶梯波形跃变点的前一瞬间。在 t_i -时刻,斜变波形与阶梯波形有完全相同的值。

2) 译码电路

接收端的译码电路由脉冲发生器译码器和低通滤波器组成,译码电路结构和作用与发送端的本地译码器相同,用来由 $c(t)$ 恢复 $m_1(t)$,为了区别收、发两端完成同样作用的部件,这里称发送端的译码器为本地译码器。译码电路各部分功能如下所述。

低通滤波器的作用是滤除 $m_1(t)$ 中的高次谐波,使输出波形平滑,更加逼近原来的模拟信号 $m(t)$ 。

不论是编码器中的积分器,还是译码器中的积分器,都可以利用 RC 电路实现。当这两种积分器选用 RC 电路时,可以得到近似锯齿波的斜变电压,这时 RC 时间常数的选择应注意, RC 越大,充放电的线性特性就越好,但 RC 太大时,在 Δt 时间内上升(或下降)的量化阶就越小,因此, RC 的选择应适当,通常 RC 选择在 $(15 \sim 30)\Delta t$ 范围内比较合适。

ΔM 实际上是最简单的一种 DPCM 方案,是前后两个样值的差值的量化编码,预测值仅用前一个样值来代替,即当图 5.30 所示 DPCM 系统原理框图中 DPCM 系统的预测

器是一个延迟单元,量化电平取为 2 时,该 DPCM 系统就是一个简单 ΔM 系统,如图 5.34 所示,用它进行理论分析将更准确、合理,但硬件实现 ΔM 系统时,图 5.33 所示结构要简便得多。

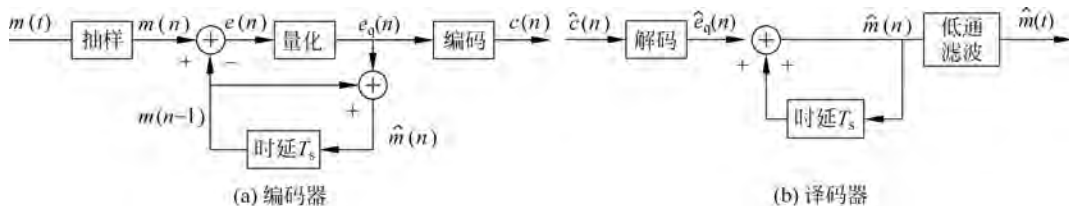


图 5.34 简单 ΔM 系统框图(2)

4. ΔM 编译码器集成电路(MC3418)

MC3418 是 Motorola 公司生产的通信专用集成电路,是数字检测音节压扩增量编译码器。图 5.35 所示为 MC3418 的原理框图,由模拟输入放大器、数字输入运算放大器、电压/电流转换运算放大器、极性开关、工作选择开关和数字检测(移位寄存器和逻辑电路)等部分构成。

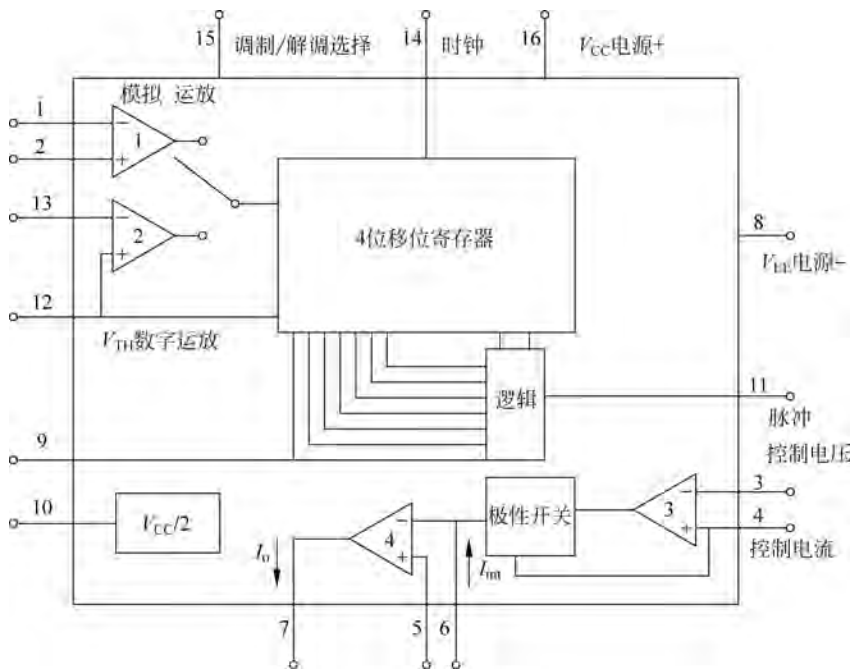


图 5.35 MC3418 内部结构图

第 15 引脚的工作电平可以控制该芯片,工作于编码状态或译码状态。当第 15 引脚接高电平($V_{CC}/2$)时,该芯片做编码器用;当第 15 引脚接低电平(地)时,该芯片做译码器用。

作为编码器使用时,工作开关模拟运放与移位寄存器接通,模拟信号由 1 引脚输入,

本地译码信号由 2 引脚输入,运算放大器对它们进行比较并将差值放大。运算放大器的输出经电平转换后给出数字信码,在 14 引脚输入的时钟后沿时刻,运算放大器输出的结果进入移位寄存器。这一结果也同时接到 9 引脚和极性开关,前者作为数字码输出,后者用来控制流入积分器的电流的极性。积分运算放大器与外接的 RC 网络构成积分器,受极性开关控制的电流在此积分后累加形成本地译码信号。4 位移位寄存器和逻辑电路完成检测功能。当有 4 个连 1 或连 0 码出现时,从 11 引脚输出一个负极性的一致脉冲,一致脉冲经外接音节滤波器平滑之后得到量阶控制电压,此电压反映了前一段时间内模拟输入信号的平均斜率。量阶控制电压加到第 3 引脚,由内部 V/I 转换电路决定 4 引脚的电流随 3 引脚的电压变化。当 4 引脚通过外接电阻连接到某一固定电位上时,则流入 4 引脚的电流就随 3 引脚的控制电压变化,从而将控制电压的变化转换为控制电流的变化。V/I 转换器的输出电流与 4 引脚的输入电流相等,此电流经极性开关送到积分器,因此,积分量阶的大小就随着输入模拟信号的平均斜率而变化,这样就形成了数字检测音节的压扩过程。

在作为译码器使用时,第 15 引脚通过一只 $10\text{k}\Omega$ 电阻接地,这时模拟运算放大器与移位寄存器接通。信码由 13 引脚输入与 12 引脚的阈值电平比较,然后经运算放大器整形后送到移位寄存器,经采样再生的信码从 9 引脚输出。其后的工作过程与编码器一样,只是译码信号不再送回第 2 引脚,而是送往接收滤波器。

MC3418 工作过程中,当取样速率远大于奈奎斯特速率时,样值之间的关联程度增强,它仅使用一位编码来表示抽样时间波形的变化趋向,在当前时刻的样值与预测值经量化比较后,如差值为正,输出为 1;差值为负,输出为 0。这种模拟变换方式即称为增量调制(ΔM)。为了改进 ΔM 动态范围以满足通信系统的要求($40\sim 50\text{dB}$),可采用自适应方法使量阶 Δ 的大小随着输入信号统计特性而变化,如量阶 Δ 随音节时间间隔($5\sim 20\text{ms}$)中信号的平均斜率变化,称为连续可变斜变增量调制(CVSD),MC3418 就是采用这种调制方式的一种芯片。

5.5.2 增量调制的过载特性与动态编码范围

在分析 ΔM 系统量化噪声时,通常假设信道加性噪声很小,不造成误码。在这种情况下, ΔM 系统中的量化噪声有一般量化噪声和过载量化噪声两种形式,如图 5.36 所示。

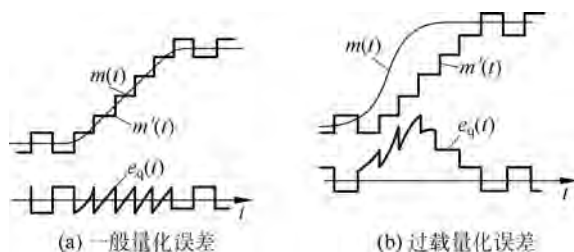


图 5.36 ΔM 系统量化噪声

1. 增量调制误差

增量调制误差 $e_q(t) = m(t) - m'(t)$ 表现为两种形式,一种称为过载量化误差,另一种称为一般量化误差。

当输入模拟信号 $m(t)$ 斜率陡变时,本地译码器输出信号 $m'(t)$ 跟不上信号 $m(t)$ 的变化,如图 5.36(b) 所示,这时, $m'(t)$ 与 $m(t)$ 之间的误差明显增大,引起译码后信号的严重失真,这种现象叫过载现象,产生的失真称为过载失真(或称过载噪声)。这是在正常工作时必须而且可以避免的噪声。如果无过载噪声发生,则模拟信号与阶梯波形之间的误差就是一般量化噪声。

设抽样间隔为 Δt (抽样速率为 $f_s = 1/\Delta t$), 则一个量阶 σ 上的最大斜率 K 为

$$K = \frac{\sigma}{\Delta t} = \sigma f_s \quad (5-53)$$

称为译码器的最大跟踪斜率。

显然,当译码器的最大跟踪斜率大于或等于模拟信号 $m(t)$ 的最大变化斜率时,即

$$\left| \frac{dm(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \sigma f_s \quad (5-54)$$

译码器输出 $m'(t)$ 能够跟上输入信号 $m(t)$ 的变化,不会发生过载现象,因而不会形成很大的失真。当然,这时 $m'(t)$ 与 $m(t)$ 之间仍存在一定的误差 $e_q(t)$, 它局限在 $[-\sigma, \sigma]$ 区间内变化,这种误差称为一般量化误差。

为了不发生过载,必须增大 σ 和 f_s 。但 σ 增大,一般量化误差也随之增大,由于简单增量调制的量阶 σ 是固定的,因此很难同时满足两方面的要求。

不过,对于 ΔM 系统而言,可以选择较高的抽样频率 f_s , 因为这样既能减小过载噪声,又能进一步降低一般量化噪声,从而使 ΔM 系统的量化噪声减小到给定的容许数值。通常, ΔM 系统中的抽样频率要比 PCM 系统的抽样频率高得多(通常要高两倍以上)。 ΔM 系统抽样速率的典型值为 16kHz 或 32kHz, 相应单话路编码比特率为 16kbit/s 或 32kbit/s。

2. 临界过载振幅

在正常通信中不希望发生过载现象,这实际上是对输入信号的一个限制,现以正弦信号为例来说明。设输入模拟信号为 $m(t) = A \sin \omega_k t$, 其斜率为

$$\frac{dm(t)}{dt} = A \omega_k \cos \omega_k t \quad (5-55)$$

可见斜率的最大值为 $A \omega_k$ 。为了不发生过载,应要求 $A \omega_k \leq \sigma f_s$, 所以,临界过载振幅为

$$A_{\max} = \frac{\sigma f_s}{\omega_k} = \frac{\sigma f_s}{2\pi f_k} \quad (f_k \text{ 为信号的频率}) \quad (5-56)$$

可见,当信号斜率一定时,允许的信号幅度随信号频率增加而减小,这将导致语音高频段的量化信噪比下降。这是简单增量调制不实用的原因之一。

3. 最小编码电平

分析表明,要想正常编码,信号的幅度将受到限制,称 $A_{\max}$ 为最大允许编码电平。同样,对能正常开始编码的最小信号振幅也有要求,最小编码电平 $A_{\min}$ 为

$$A_{\min} = \frac{\sigma}{2} \quad (5-57)$$

4. 编码的动态范围

编码的动态范围定义为最大允许编码电平 $A_{\max}$ 与最小编码电平 $A_{\min}$ 之比,即

$$[D_c]_{\text{dB}} = 20 \lg \frac{A_{\max}}{A_{\min}} \quad (5-58)$$

这是编码器能够正常工作的输入信号振幅范围。将式(5-56)和(5-57)代入(5-58)得

$$[D_c]_{\text{dB}} = 20 \left[\frac{\sigma f_s}{2\pi f_k} / \frac{\sigma}{2} \right] = 20 \lg \left(\frac{f_s}{\pi f_k} \right) \quad (5-59)$$

通常采用 $f_k = 800 \text{ Hz}$ 为测试标准,所以

$$[D_c]_{\text{dB}} = 20 \lg \left(\frac{f_s}{800\pi} \right) \quad (5-60)$$

表 5.9 所示为动态范围与抽样速率计算结果。

表 5.9 动态范围与抽样速率

抽样速率 f_s/kHz	10	20	32	40	80	100
编码的动态范围 D_c/dB	12	18	22	24	30	32

由表 5.9 可见,简单增量调制的编码动态范围较小,在低传码率时不符合语音信号要求。通常,语音信号动态范围要求为 $40 \sim 50 \text{ dB}$,因此,使用中的 ΔM 常用它的改进型,如增量总和调制、数字压扩自适应增量调制等。

5.5.3 增量调制系统的抗噪声性能

与 PCM 系统一样,对于简单增量调制系统的抗噪声性能,仍用系统的输出信号和噪声功率比来表征。 ΔM 系统的噪声成分有两种,即量化噪声与加性噪声。由于这两种噪声互不相关,所以可以分别进行讨论和分析,信号功率与这两种噪声功率的比值分别称为量化信噪比和误码信噪比。

1. 量化信噪比

由前面内容分析可知,量化噪声有两种,即过载量化噪声和一般量化噪声。由于在实际应用中都是防止工作到过载区域,因此这里仅考虑一般量化噪声。

在不过载的情况下,误差 $e_q(t) = m(t) - m'(t)$ 限制在 $[-\sigma, \sigma]$ 范围内变化,若假定

$e_q(t)$ 值在 $(-\sigma, +\sigma)$ 之间均匀分布, 则 ΔM 调制的量化噪声的平均功率为

$$E[e_q^2(t)] = \int_{-\sigma}^{\sigma} \frac{e^2}{2\sigma} de = \frac{\sigma^2}{3} \quad (5-61)$$

考虑到 $e_q(t)$ 的最小周期大致是抽样频率 f_s 的倒数, 而且大于 $1/f_s$ 的任意周期都可能出现。因此, 为便于分析, 可近似认为式(5-61)的量化噪声功率谱在 $(0, f_s)$ 频带内均匀分布, 则量化噪声的单边功率谱密度为

$$P[f] \approx \frac{E[e_q^2(t)]}{f_s} = \frac{\sigma^2}{3f_s} \quad (5-62)$$

若接收端低通滤波器的截止频率为 f_m , 则经低通滤波器后输出的量化噪声功率为

$$N_q = P(f) f_m = \frac{\sigma^2 f_m}{3f_s} \quad (5-63)$$

由此可见, ΔM 系统输出的量化噪声功率与量化台阶 σ 及比值 (f_m/f_s) 有关, 而与信号幅度无关。当然, 与信号幅度无关是在未过载的前提下才成立的。信号越大, 信噪比越大, 对于频率为 f_k 的正弦信号, 临界过载振幅为

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

所以信号功率的最大值为

$$S_o = \frac{A_{\max}^2}{2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} \quad (5-64)$$

因此在临界振幅条件下, 系统最大的量化信噪比为

$$\frac{S_o}{N_q} = \frac{3}{8\pi^2} \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \approx 0.04 \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \quad (5-65)$$

用分贝表示为

$$\left(\frac{S_o}{N_q}\right)_{\text{dB}} = 10\lg\left(0.04 \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m}\right) = 30\lg f_s - 20\lg f_k - 10\lg f_m - 14 \quad (5-66)$$

式(5-66)是 ΔM 系统中重要的公式之一, 它表明简单 ΔM 系统的信噪比与抽样速率 f_s 成立方关系, 即 f_s 每提高一倍, 量化信噪比提高 9dB。因此, ΔM 系统的抽样速率至少要在 16kHz 以上, 才能使量化信噪比达到 15dB 以上, 而抽样速率在 32kHz 时, 量化信噪比约为 26dB, 只能满足一般通信质量的要求。式(5-66)还表明量化信噪比与信号频率 f_k 的平方成反比, 即 f_k 每提高一倍, 量化信噪比下降 6dB。因此, 简单 ΔM 时语音高频段的量化信噪比下降。

2. 误码信噪比

由误码产生的噪声功率计算起来比较复杂, 因此, 这里仅给出计算的思路和结论, 详细的推导和分析请读者参阅有关资料。其计算的思路仍然是结合图 5.34 所示框图中的接收部分进行分析的, 首先求出积分器前面由误码引起的误码电压及由它产生的噪声功

率和噪声功率谱密度,然后求出经过积分器以后的误码噪声功率谱密度,最后求出经过低通滤波器以后的误码噪声功率 N_e 为

$$N_e = \frac{2\sigma^2 f_s P_e}{\pi^2 f_1} \quad (5-67)$$

式中, f_1 是语音频带的下截止频率; P_e 为系统误码率。

由式(5-64)和(5-67)可求得误码信噪比为

$$\frac{S_o}{N_e} = \frac{f_1 f_s}{16 P_e f_k^2} \quad (5-68)$$

可见,在给定 f_1 、 f_s 、 f_k 的情况下, ΔM 系统的误码信噪比与 P_e 成反比。基于 N_q 和 N_e 表达式,可以得到同时考虑量化噪声和误码噪声时 ΔM 系统输出的总的信噪比为

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_o}{N_e + N_q} = \frac{3f_1 f_s^3}{8\pi^2 f_1 f_m f_k^2 + 48 P_e f_k^2 f_s^2} \quad (5-69)$$

5.5.4 PCM 与 ΔM 系统的比较

PCM 和 ΔM 都是模拟信号数字化的基本方法。 ΔM 实际上是 DPCM 的一种特例,所以有时把 PCM 和 ΔM 统称为脉冲编码。但应注意,PCM 是对样值本身编码, ΔM 是对相邻样值差值的极性(符号)编码,这是 ΔM 与 PCM 的本质区别。

1. 抽样速率

PCM 系统中的抽样速率 f_s 是根据抽样定理来确定的,若信号的最高频率为 f_m ,则 $f_s \geq 2f_m$,对语音信号,取 $f_s = 8\text{kHz}$ 。在 ΔM 系统中传输的不是信号本身的样值,而是信号的增量(即斜率),因此其抽样速率 f_s 不能根据抽样定理来确定。 ΔM 的抽样速率与最大跟踪斜率和信噪比有关,在保证不发生过载,达到与 PCM 系统相同的信噪比时, ΔM 的抽样速率远远高于奈奎斯特速率。

2. 带宽

ΔM 系统在每一次抽样时只传送一位代码,因此 ΔM 系统的数码率为 $f_b = f_s$,要求的最小带宽为

$$B_{\Delta M} = \frac{1}{2} f_s \quad (5-70)$$

实际应用时

$$B_{\Delta M} = f_s \quad (5-71)$$

PCM 系统的数码率为 $f_b = N f_s$,在同样的语音质量要求下,PCM 系统的数码率为 64kHz ,因而要求最小信道带宽为 32kHz 。而采用 ΔM 系统时,抽样速率至少为 100kHz ,则最小带宽为 50kHz 。通常, ΔM 系统抽样速率采用 32kHz 或 16kHz 时,语音

质量不如 PCM。

3. 量化信噪比

在相同的信道带宽(即相同的数码率 f_b)条件下,在低码率时, ΔM 性能优越;在编码位数多、码率较高时,PCM 性能优越。这是因为 PCM 量化信噪比与编码位数 N 呈线性关系,表达式为

$$\left(\frac{S_o}{N_q}\right)_{\text{PCM}} \approx 10\lg 2^{2N} \approx 6N \text{ dB} \quad (5-72)$$

ΔM 系统的数码率为 $f_b = f_s$,PCM 系统的数码率为 $f_b = 2Nf_m$ 。当 ΔM 与 PCM 的数码率 f_b 相同时,有 $f_s = 2Nf_m$,代入式(5-66)可得 ΔM 的量化信噪比为

$$\left(\frac{S_o}{N_q}\right)_{\Delta M} \approx 10\lg \left[0.32N^3 \left(\frac{f_m}{f_k} \right)^2 \right] \text{ dB} \quad (5-73)$$

它与 N 成对数关系,并与 f_m/f_k 有关。当取 $f_m/f_k = 3000/1000$ 时,它与 N 的关系如图 5.37 所示。

比较两者曲线可看出,若 PCM 系统的编码位数 $N < 4$ (码率较低), ΔM 的量化信噪比高于 PCM 系统。

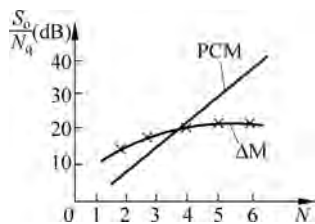


图 5.37 不同 N 值的 PCM 和 ΔM 的性能比较曲线

4. 信道误码的影响

在 ΔM 系统中,每一个误码代表造成了一个量阶的误差,所以它对误码不太敏感。故对误码率的要求较低,一般为 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 。

PCM 的每一个误码会造成较大的误差,尤其高位码元,错一位可造成许多量阶的误差(例如,最高位的错码表示 2^{N-1} 个量阶的误差)。所以误码对 PCM 系统的影响要比 ΔM 系统严重些,故对误码率的要求较高,一般为 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 。

由此可见, ΔM 允许用于误码率较高的信道条件,这是 ΔM 与 PCM 不同的一个重要方面。

5. 设备复杂度

PCM 系统的特点是各路信号统一编码,一般采用 8 位(对语音信号),编码设备复杂,但质量较好,一般用于大容量的干线(多路)通信。

ΔM 系统的特点是单路信号独用一个编码器,设备简单,单路应用时不需要收发同步设备,但在多路应用时每路独用一套编译码器,所以路数增多时设备成倍增加,一般适于小容量支线通信,话路上、下方便灵活。

目前,随着集成电路的发展, ΔM 的优势已不再那么显著。在传输语音信号时, ΔM 语音清晰度和自然度方面都不如 PCM。因此目前在通用多路系统中很少用或不用 ΔM ,一般用在通信容量小和质量要求不十分高的场合以及军事通信和一些特殊通信中。

5.6 信道复用与数字复接

在实际通信中,信道上往往允许多路信号同时传输,多路信号同时传输问题就是信道复用问题,常用的复用方式有频分复用、时分复用和码分复用等。数字复接技术就是在多路复用的基础上把若干个小容量低速数据流合并成一个大容量的高速数据流,再通过高速信道传输,传到接收端再分开,完成这个数字大容量传输的过程,就是数字复接与分接。目前数字通信中最常用的信道复用方式是时分复用方式。

5.6.1 时分复用原理

复用就是一种将若干个彼此独立的信号合并为一个可以在同一信道传输的复合信号的方法。

频分复用是按频率区分复用信号的方法。时分复用是按时间区分复用信号的方法。

时分复用(Time Division Multiplexing, TDM)是利用各信号的抽样值在时间上不相互重叠来达到在同一信道中传输多路信号的一种方法。

在频分复用系统中,各信号在频域上是分开的,而在时域上是混叠在一起的;在时分复用系统中,各信号在时域上是分开的,而在频域上是混叠在一起的。与 FDM 方式相比,TDM 方式的主要优点是便于实现数字通信,易于制造,适于采用集成电路实现,生产成本较低。

设有 n 路语音输入信号,每路语音经低通滤波器后的频谱最高频率为 f_H , $n=3$ 时 TDM 的系统框图如图 5.38 所示,发送端和接收端分别有一个机械旋转开关,开关以抽样频率同步旋转。3 个输入信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 分别通过截止频率为 f_H 的低通滤波器,去“发旋转开关” S_T 。在发送端,3 路模拟信号顺序地被“发旋转开关” S_T 所抽样,该开关每秒钟做 f_s 次旋转,并在一周旋转期内由各输入信号提取一个样值,若该开关实行理想抽样,那么该开关的输出信号为

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{m_1(kT_s)\delta(t - kT_s) + m_2(kT_s + \tau)\delta(t - kT_s - \tau) + m_3(kT_s + 2\tau)\delta(t - kT_s - 2\tau)\} \quad (5-74)$$

式中,输入信号路数为 3,把 $x(t)$ 中一组连续 3 个脉冲称为一帧,长度为 T_s ; τ 称为时隙长度, $\tau = T_s/3$ 。

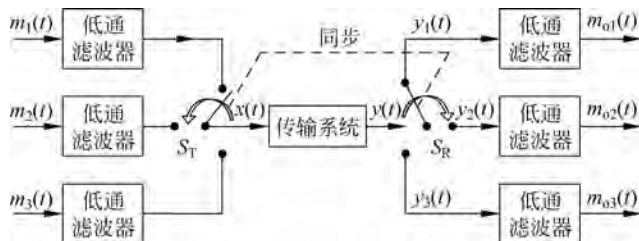


图 5.38 3 路 TDM 示意框图

图 5.38 所示框图中的“传输系统”包括量化、编码、调制、传输媒质、解调和译码等。如果该系统不引起噪声误差,那么在接收端的“收旋转开关” S_R 处得到的信号 $y(t)$ 等于发送端信号 $x(t)$ 。由于“收旋转开关”与“发旋转开关”是同步运转的,因此能把各路信号样值序列分离,并送到规定的通路上。这时各通路样值信号分别为

$$\begin{cases} y_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_1(kT_s)\delta(t-kT_s) \\ y_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_2(kT_s+\tau)\delta(t-kT_s-\tau) \\ y_3(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_3(kT_s+2\tau)\delta(t-kT_s-2\tau) \end{cases} \quad (5-75)$$

当该系统参数满足抽样定理条件时,各路输出信号可分别恢复发送端的原始模拟信号,即第 i 路的输出信号为 $m_{oi}(t)=m_i(t)$ 。

上述概念可应用到 n 路语音信号进行时分复用的情形中去。这时,发送端的转换开关 S_T 以单路信号抽样周期为其旋转周期,按时间次序进行转换,每一路信号所占用的时间间隔称为时隙,这里的时隙 1 分配给第 1 路,时隙 2 分配给第 2 路,……。

n 个时隙的总时间在术语上称为一帧,每一帧的时间必须符合抽样定理的要求。通常由于单路语音信号的抽样频率规定为 8000Hz ,故一帧时间为 $125\mu\text{s}$ 。

时分复用后得到的总和仍然是调制信号,只不过这个总和信号的脉冲速率是单路抽样信号的 N 倍,这个信号可通过基带传输系统直接传输,也可以经过频带调制后在频带传输信道中进行传输。

5.6.2 PCM 基群帧结构

目前,国际上推荐的 PCM 基群有两种标准,即 PCM30/32 路(A 律压扩特性)制式和 PCM24 路(μ 律压扩特性)制式。国际通信时,以 A 律压扩特性为标准。我国规定采用 PCM30/32 路制式。

1. PCM30/32 路制式基群帧结构

PCM30/32 路制式基群帧结构如图 5.39 所示,共由 32 路组成,其中 30 路用来传输用户话语,另外两路分别用来传输同步信息和信令。每路语音信号抽样速率 $f_s = 8000\text{Hz}$,故对应的每帧时间间隔为 $125\mu\text{s}$ 。一帧共有 32 个时隙。各个时隙从 0 到 31 顺序编号,分别记作 $TS_0, TS_1, TS_2, \dots, TS_{31}$ 。其中, TS_1 至 TS_{15} 和 TS_{17} 至 TS_{31} 这 30 个时隙用来传送 30 路电话信号的 8 位编码码组, TS_0 分配给帧同步, TS_{16} 专用于传送话路信令。每路时隙包含 8 位码,一帧共包含 256 个比特,信息传输速率为

$$R_b = f_b = 8000 \times [(30 + 2) \times 8] = 2\,048\,000\text{bit/s} = 2.048\text{Mbit/s} \quad (5-76)$$

每比特时间宽度为

$$\tau_b = \frac{1}{f_b} \approx 0.488\mu\text{s} \quad (5-77)$$

每路时隙时间宽度为

$$\tau_1 = 8\tau_b \approx 3.91\mu\text{s} \quad (5-78)$$

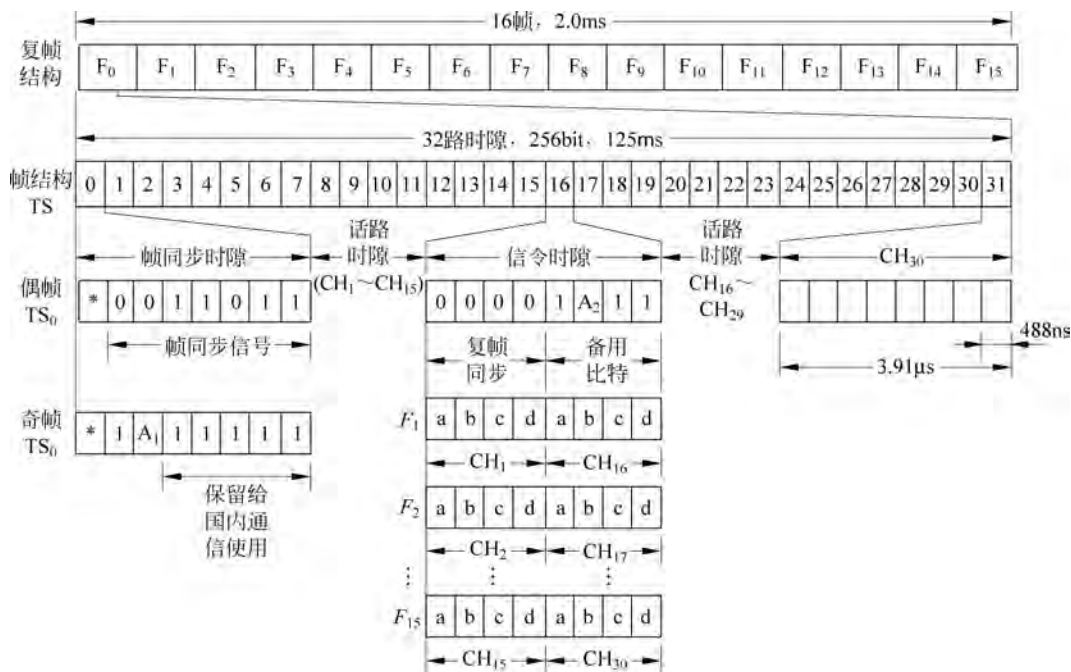


图 5.39 PCM30/32 路制式基群帧结构

帧同步码组为 10011011,它是每隔一帧插入 TS_0 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 1 位码 1 保留给国际电话间通信用。不传帧同步码组的奇数帧 TS_0 的第 2 位固定为 1,以避免接收端错误识别为帧同步码组。

在传送话路信令时,可以将 TS_{16} 所包含的总比特率 64kbit/s 集中起来使用,称为共路信令传送;也可以按规定的顺序分配给各个话路,直接传送各话路所需的信令,称为随路信令传送。

采用共路信令传送方式时,必须将 16 个帧构成一个更大的帧,称为复帧。复帧的重复频率为 500Hz,周期为 2.0ms。复帧中各帧顺次编号为 $F_0, F_1, \dots, F_{15}$ 。其中, F_0 的 TS_{16} 前 4 位码用来传送复帧同步码组 0000, $F_1 \sim F_{15}$ 的 TS_{16} 用来传送各话路的信令,每个信令用 4 位码组来表示,因此,每个 TS_{16} 时隙可以传送两路信令。这种帧结构中每帧共有 32 个时隙,但真正能用于传送电话信号或数据的时隙只有 30 路,因此称其为 30/32 路基群。

2. PCM24 路制式基群帧结构

PCM24 路制式基群帧结构如图 5.40 所示,由 24 路组成,每路语音信号抽样速率

$f_s=8000\text{Hz}$, 每帧时间间隔为 $125\mu\text{s}$ 。一帧共有 24 个时隙。各个时隙从 0 到 23 顺序编号, 分别记作 $\text{TS}_0, \text{TS}_1, \text{TS}_2, \dots, \text{TS}_{23}$, 这 24 个时隙用来传送 24 路电话信号的 8 位编码码组。为了提供帧同步, TS_{23} 路时隙后插入了 1bit 帧同步位(第 193 比特)。这样, 每帧时间间隔为 $125\mu\text{s}$, 共包含 193bit, 信息传输速率为

$$f_b = 8000 \times (24 \times 8 + 1) = 1544\text{bit/s} = 1.544\text{Mbit/s} \quad (5-79)$$

每比特时间宽度为

$$\tau_b = \frac{1}{f_b} \approx 0.647\mu\text{s} \quad (5-80)$$

每路时隙时间宽度为

$$\tau_l = 8\tau_b \approx 5.18\mu\text{s} \quad (5-81)$$

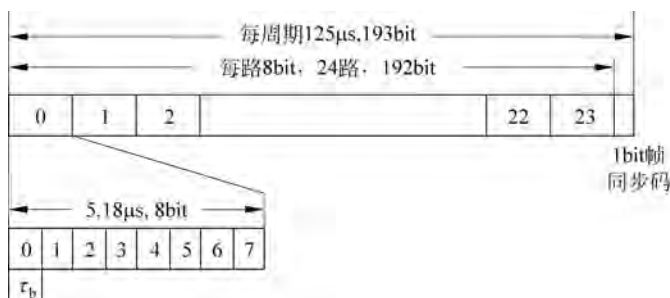


图 5.40 PCM24 路制式基群帧结构

PCM24 路制式帧结构每帧长 193 个码元, 其中第 193 位码用作同步码; 每个路隙由 8 位码元构成, 其中每 6 帧第 8 位码用来传送随路信令; 每 12 帧构成一个复帧, 复帧周期为 1.5ms , 12 帧中奇数帧的第 193 位码元构成 101010 帧同步码组, 偶数帧的第 193 位码元构成复帧同步码 000111。这种帧结构同步建立时间(又称为同步捕捉时间)要比 PCM30/32 帧结构长, 因为同步码组分散地配置在相同间隔的各帧内。此外, PCM24 路制成每帧长度为 193 码元, 不是 2 的整数倍。实现上也不如 PCM30/32 路制式合理方便。

3. DM32 路时分复用调制系统

对于时分复用增量调制系统, 尚无国际标准。DM32 路制式在国内外应用较多, 抽样速率为 32kbit/s , 即帧长度为 $T_s = 31.25\mu\text{s}$, 每个时隙含一个比特。 TS_0 为帧同步时隙, TS_1 为信令时隙, TS_2 为勤务电话时隙, $\text{TS}_3, \text{TS}_4, \text{TS}_5$ 为帧数据时隙, $\text{TS}_6 \sim \text{TS}_{31}$ 为用户电话时隙, 系统传信率为

$$R_{\text{bDM}} = f_s \times n \times N = 32\text{kbit/s} \times 32 \times 1 = 1.024\text{Mbit/s} \quad (5-82)$$

4. 60 路 ADPCM 系统的帧结构

60 路 ADPCM 系统的帧结构已有国际标准, 其帧结构与 PCM30/32 路制成帧配置相类似。根据 CCITT. 761 建议规定, 60 路 ADPCM 系统的帧结构与 G. 704 中 PCM 基

群复用设备的定义相同,规定抽样间隔为 $125\mu\text{s}$,分成 32 个信道时隙,每个信道时隙中置入两路 ADPCM 的 4bit 信息(即含两个用户的信息)。TS₀ 时隙作为传输同步等信息用,TS₁₆ 时隙作为信令时隙,其他 30 个信道用来传输用户信息,总共有 60 个用户可使用。其传信率为 2.048Mbit/s,与基群比特率相同。

5.6.3 数字复接技术

随着通信技术的发展,数字通信的容量不断增大。目前,PCM 通信方式的传输容量已由一次群(PCM30/32 路或 PCM24 路)扩大到二次群、三次群、四次群、五次群,甚至更高速率的多路系统。扩大数字通信容量,形成二次群以上的高次群的方法通常有两种,即 PCM 复用和数字复接。

其中,PCM 复用就是直接将多路信号编码复用。即将多路模拟语音信号按各自的周期分别进行抽样,然后合在一起统一编码形成多路数字信号。采用 PCM 复用时,随着编码速度越来越快,对编码器的元件精度要求也越来越高,不易实现。所以,高次群的形成一般不采用 PCM 复用,而采用数字复接的方法。

1. 数字复接系统

数字复接是将几个低次群在时间的空隙上叠加合成高次群。例如,将 4 个一次群合成二次群,4 个二次群合成三次群等。数字复接系统主要由数字复接器和分接器组成,结构如图 5.41 所示。

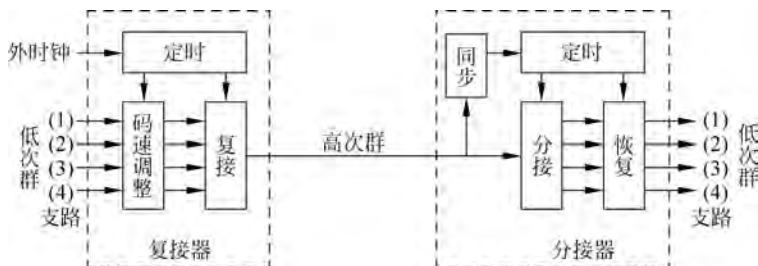


图 5.41 数字复接系统

复接器是把两个或两个以上的支路(低次群)按时分复用方式合并成一个单一的高次群,其设备由定时、码速调整和复接单元等组成。

分接器的功能是把已合路的高次群数字信号分解成原来的低次群数字信号,由同步、定时和码速恢复等单元组成。

复接器对各支路数字信号复接之前需要进行码速调整,即对各输入支路数字信号进行频率和相位调整,各支路输入码流速率彼此同步并与复接器的定时信号同步后,复接器方可将低次群码流复接成高次群码流。

2. 复接条件及方式

1) 复接条件

被复接的各支路数字信号彼此之间必须同步,并与复接器的定时信号同步方可复接。

2) 复接分类

根据此条件划分,复接可分为同步复接、准同步复接、异步复接3种。

同步复接:被复接的各输入支路之间以及同复接器之间均是同步的,此时复接器便可直接将低速支路数字信号复接成高速的数字信号。这种复接方式无须进行码速调整,有时只需进行相位调整或根本不需要任何调整便可复接。

准同步复接:被复接的各输入支路之间不同步,并与复接器的定时信号也不同步,但是各输入支路的标称速率相同,也与复接器要求的标称速率相同,但仍不满足复接条件,复接之前还需要进行码速调整,使之满足复接条件再进行复接。这种复接方式也称为异源复接或准同步复接。

异步复接:被复接的各输入支路之间及与复接器的定时信号之间均是异步的,其频率变化范围不在允许的变化范围之内,也不满足复接条件,必须进行码速调整方可进行复接。

3) 复接方式

复接方式有按位复接、按码字复接、按帧复接3种。

按位复接是指复接器每次复接一个支路的1bit信号,依次轮流复接各支路信号,也称为逐位(逐比特)复接。按位复接简单易行,且对存储器容量要求不高,缺点是对信号交换不利。

按码字复接是指复接器每次复接一个支路的一个码字(8bit),依次复接各支路的信号。这种方法复接后码流保留了完整的码字结构,有利于合成和处理,有利于数字电话交换,但要求有较大的存储容量。

按帧复接是指复接器每次复接一个支路的一帧信号,依次复接各支路的信号。按帧复接的优点是复接时不破坏原来的帧结构,有利于交换,但需要更大的存储容量,目前极少应用。

3. 复用与复接的区别

复用是对多路(电话)信号在一个定长的时间内(帧)完成的PCM和TDM全过程。而复接是对多路数字信号(数字流或码流)在一个定长的时间内进行的码元压缩与安排,它只负责把多路数字信号安排(复用)在给定的时间内,而不需要再进行抽样、量化和编码的PCM过程,从而减少了对每路信号的处理时间,降低了对器件和电路的要求,实现了多路(高次群)数字信号的时分复用。复接的原理就是改变各低速数字流的码元宽度,并把它们重新编排在一起,从而形成一个高速数字流。从表面上看,复接是一种合成,但其本质仍然是一种时分复用的概念,为了与PCM复用相区别,所以才称之为复接。

5.6.4 PDH 和 SDH

在数字传输系统中,CCITT 建议规定 4 次和 4 次以下的高次群都是采用准同步复接方式,形成准同步数字序列(Plesiochronous Digital Hierarchy,PDH);针对 4 次以上的高次群,CCITT 又制定了同步数字序列(Synchronous Digital Hierarchy,SDH)以适应宽带综合业务数字网(B-ISDN)的传输需求。

1. 准同步数字序列

准同步数字序列要求在数字通信网的每个节点上都分别设置高精度的时钟,这些时钟的信号具有统一的标准速率。尽管每个时钟的精度都很高,但总还是有一些微小的差别。为了保证通信的质量,要求这些时钟的差别不能超过规定的范围。因此,这种同步方式严格来说不是真正的同步,所以叫作准同步。

在通信网中,来自若干链路的多路时分复用信号经过再次复用构成高次群,由于各链路信号来自不同地点,时钟(频率和相位)之间存在误差,所以在低次群合成高次群时,需要将各路输入信号的时钟调整统一。目前,大容量链路的复接几乎都是 TDM 信号的复接,ITU 对于 TDM 多路电话通信系统的复用和复接,制定了两种准同步数字体系标准的建议,北美和日本采用 1.544Mbit/s 作为第 1 级速率(即一次群)的 PCM24 路 T 体系,并且北美和日本标准略有不同;欧洲各国和中国则采用 2.048Mbit/s 作为第 1 级速率的 PCM30/32 路 E 体系,如表 5.10 所示。

表 5.10 准同步数字体系

体 系	层 次	比特率/(Mbit/s)	路数(每路 64kbit/s)
E 体系	E-1	2.048	30
	E-2	8.448	120
	E-3	34.368	480
	E-4	139.264	1920
	E-5	564.148	7680
T 体系	T-1	1.544	24
	T-2	6.312	96
	T-3	32.064(日本)	480
		44.736(北美)	672
	T-4	97.728(日本)	1440
		274.176(北美)	4032
	T-5	397.200(日本)	5760
		560.160(北美)	8064

欧洲各国和中国使用的 E 体系包括 4 个层次群,即一次群(基群)、二次群、三次群、四次群,分别对应 E-1 层(基本层)、E-2 层、E-3 层、E-4 层、E-5 层。E 体系结构示意图如图 5.42 所示。

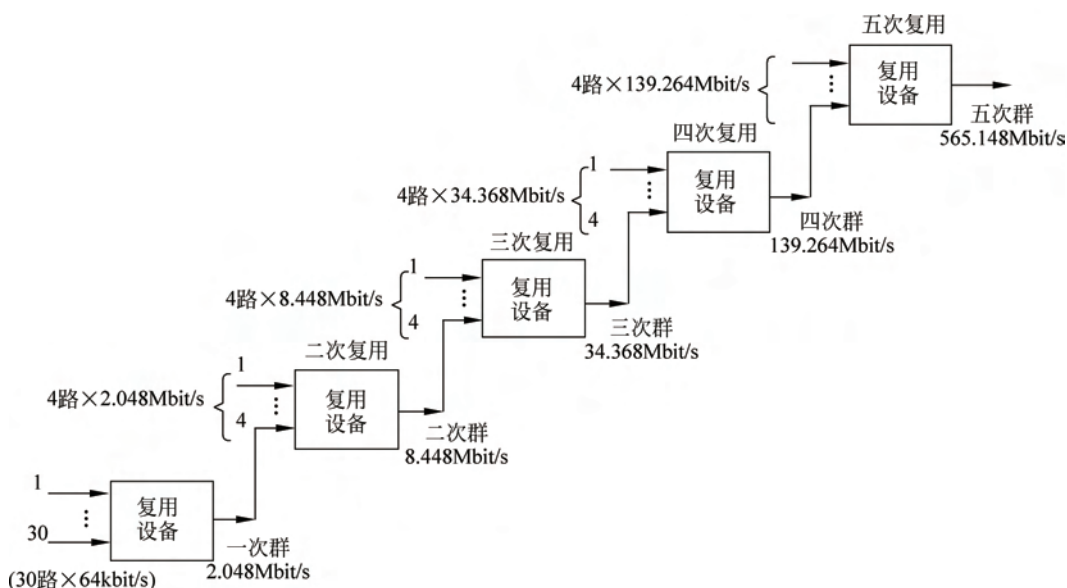


图 5.42 E 体系结构图

E-1 层：30 路 PCM 数字电话信号，每路 PCM 信号的比特率为 64kbit/s。由于需要加入群同步码元和信令码元等额外开销(overhead)，所以实际占用 32 路 PCM 信号的比特率。故其输出总比特率为 2.048Mbit/s，输出为一次群信号。

E-2 层：4 个一次群信号进行二次复用，得到二次群信号，比特率为 8.448Mbit/s。

E-3 层：按照同样的方法再次复用，得到比特率为 34.368Mbit/s 的三次群信号。

E-4 层：比特率为 139.264Mbit/s。

E-5 层：比特率为 565.148Mbit/s。

由此可见，相邻层次群之间路数成 4 倍关系，但是比特率之间不是严格的 4 倍关系。

北美和日本等地区采用的 T 体系中，每路 PCM 数字电话信号比特率为 64kbit/s，表示为 DS-0；24 路 PCM 数字电话信号复接为一个基群(或称一次群)，表示为 DS-1，一次群包括 24 路用户数字电话信号，传输速率为 1.544Mbit/s。4 个一次群复接为一个二次群，表示为 DS-2，二次群包括 96 路用户数字电话信号，传输速率为 6.312Mbit/s；7 个二次群复接为一个三次群，表示为 DS-3，三次群包括 672 路用户数字电话信号，传输速率为 44.736Mbit/s；6 个三次群复接为一个四次群，表示为 DS-4，四次群包括 4032 路用户数字电话信号，传输速率为 274.176Mbit/s。两个四次群复接为一个五次群，表示为 DS-5，五次群包括 8064 路用户数字电话信号，传输速率为 560.160Mbit/s。T 体系结构示意图如图 5.43 所示。

2. 同步数字序列

准同步数字序列对传统的点到点通信有较好的适应性。但随着数字通信的迅速发展，点到点的直接传输越来越少，而大部分数字传输都要经过转接，因而准同步数字序列

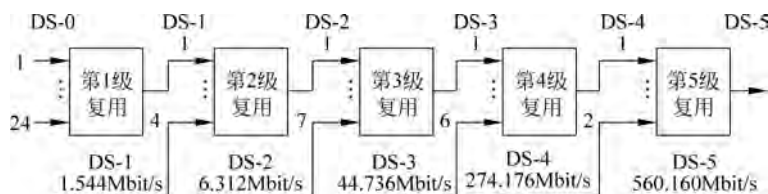


图 5.43 北美采用的数字 TDM 等级结构

已不能适应现代电信业务开发以及现代化电信网管理的需要。在此背景下出现了同步数字序列这种新的传输体系。

同步数字序列是 ITU-T 于 1989 年在同步光网络(SONET) 的基础上制定的,是针对更高速率的传输系统制定出的全球统一的标准。它不仅适用于光纤传输,同时也是适用于微波和卫星传输的通用技术体制,可实现网络有效管理、实时业务监控、动态网络维护、不同厂商设备间的互通等多项功能,能大大提高网络资源利用率,降低管理及维护费用,实现灵活可靠和高效的网络运行与维护,因此成为当今世界信息领域在传输技术方面发展和应用的热点,受到人们的广泛重视。SDH 网络中各设备的时钟来自同一个极精确的时间标准(例如铯原子钟),没有准同步系统中各设备定时存在误差的问题。

SDH 信息是以“同步传送模块”的信息结构传送的。同步传送模块是由信息有效负荷和段开销(Section Overhead,SOH)组成的块状帧结构,其重复周期为 $125\mu\text{s}$ 。按照模块的大小和传输速率不同,SDH 分为若干等级,目前 SDH 制定了 4 级标准,其容量(路数)每级翻为 4 倍,而且速率也是 4 倍的关系,在各级间没有额外开销。SDH 制定的 4 级标准如表 5.11 所示。

表 5.11 SDH 制定的 4 级标准

等 级	比特率/(Mbit/s)	等 级	比特率/(Mbit/s)
STM-1	155.52	STM-16	2488.32
STM-4	622.08	STM-64	9953.28

STM-1: 是基本模块,包含一个管理单元组(Administrative Unit Group,AUG)和 SOH。

STM-N: 包含 N 个 AUG 和相应数量的 SOH。

STM-N 的复用过程有如下 6 个步骤。

(1) 异步信号被放入相应尺寸的容器 C。

(2) 标准尺寸容器 C 加上通道附加字节 POH 形成虚容器 VC,即 $C+POH \rightarrow VC$ 。

(3) VC 加 VC 指针形成支路单元 TU。高阶 VC(VC-3、VC-4)加指针形成管理单元 AU,即低阶 $VC+VC$ 指针 $\rightarrow TU$ (TU 是一种为低阶信息通道和高阶信息通道提供适配功能的信息结构,由低阶 VC 和 TUPTR 组成);高阶 $VC+指针 \rightarrow AU$ 。

(4) 多个支路单元 TU 复用形成支路单元组 TUG,即 $N \times TU \rightarrow TUG$ 。TUG 也可理解为多个 TU 按一定规则和顺序插入高阶 VC 形成的结构。

(5) 高阶 VC(VC-3 或 VC-4)加上管理单元指针形成管理单元 AU,即 $VC-4 + AUPTR \rightarrow AU-4$ 。

AU 是一种为高阶通道层和复用段层提供适配功能的信息结构,AUPTR 用来指明高阶 VC 在 STM-N 帧的位置。一个或多个在 STM-N 帧内占有固定位置的 AU 可组成管理单元组 AUG,即 $N \times AU \rightarrow AUG(N=1 \text{ 或 } 3)$ 。

(6) 最后在 N 个 AUG 基础上加上段开销形成 STM-N 帧结构,即 $N \times AUG + SOH \rightarrow STM-N$ 。

从以上的复接过程来看,SDH 的形成包含映射($C \rightarrow VC$)、定位校准($VC \rightarrow TU$ 及 $VC \rightarrow AU$)和同步复用 $N \times AU \rightarrow AUG$ 3 个过程。

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

SDH 体系结构及其与 PDH 体系间的连接关系如图 5.44 所示。

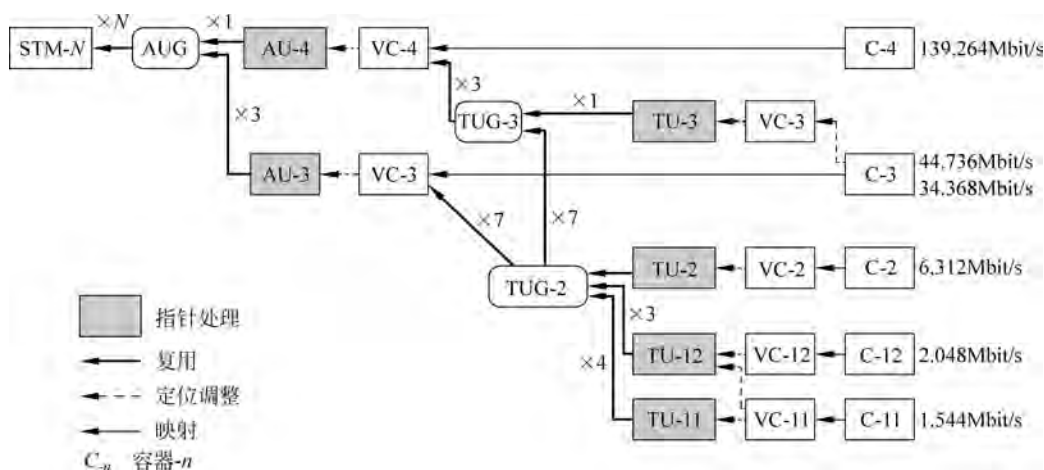


图 5.44 PDH 和 SDH 连接关系图

容器：是一种信息结构。PDH 体系的输入信号首先进入容器 $C-n, n=1 \sim 4$ 。这里，它为后接的虚容器(VC- n)组成与网络同步的信息有效负荷。

映射：在 SDH 网的边界处,使支路信号与虚容器相匹配的过程。

虚容器：也是一种信息结构。它由信息有效负荷和路径开销信息组成帧,每帧长 $125\mu s$ 或 $500\mu s$ 。

在 ITU 的建议中只规定有几种速率不同的标准容器和虚容器。每一种虚容器都对应一种容器。虚容器有两种,即低阶虚容器 VC- $n(n=1,2,3)$ 和高阶虚容器 VC- $n(n=3,4)$ 。低阶虚容器包括一个容器 $C-n(n=1,2,3)$ 和低阶虚容器的路径开销。高阶虚容器包括一个容器 $C-n(n=3,4)$ 或者几个支路单元组(TUG-2 或 TUG-3)以及虚容器路径开销。虚容器的输出可以进入支路单元 TU- n 。

支路单元 $TU-n$ ($n=1,2,3$): 也是一种信息结构,它的功能是为低阶路径层和高阶路径层之间进行适配。它由一个信息有效负荷(低阶虚容器 $VC-n$)和一个支路单元指针组成。支路单元指针指明有效负荷帧起点相对于高阶虚容器帧起点的偏移量。

支路单元组(TUG): 由一个或几个支路单元组成。几个支路单元在高阶 $VC-n$ 有效负荷中占据不变的规定的位。TUG 可以混合不同容量的支路单元以增强传送网络的灵活性,例如,一个 TUG-2 可以由相同的几个 $TU-1$ 或一个 $TU-2$ 组成;一个 TUG-3 可以由相同的几个 TUG-2 或一个 $TU-3$ 组成。

管理单元 $AU-n$ ($n=3,4$): 也是一种信息结构,为高阶路径层和复用段层之间提供适配。管理单元由一个信息有效负荷(高阶虚容器)和一个管理单元指针组成,此指针指明有效负荷帧起点相对于复用段帧起点的偏移量。

管理单元有两种,即 $AU-3$ 和 $AU-4$ 。 $AU-4$ 由一个 $VC-4$ 和一个管理单元指针组成,此指针指明 $VC-4$ 相对于 STM-N 帧的相位定位调整量。 $AU-3$ 由一个 $VC-3$ 和一个管理单元指针组成,此指针指明 $VC-3$ 相对于 STM-N 帧的相位定位调整量。在每种情况下,管理单元指针的位置相对于 STM-N 帧总是固定的。

管理单元组(AUG): 由一个或多个管理单元组成。它在一个 STM 有效负荷中占据固定的规定位置。一个 AUG 由几个相同的 $AU-3$ 或一个 $AU-4$ 组成。

SDH 有利于简化网络结构,增强管理能力和维护能力。由于其将各路信号重新编排,并直接复接到所需的高速通路上或从高速通路上直接分接下来,故使用非常灵活和方便。此外,还可以提高运行效率,降低系统成本,因此同步数字序列被称为 20 世纪 80 年代末出现的具有革命性的新的数字序列,而且因为其优越性而成为全球统一的新的数字序列。

5.7 矢量量化

矢量量化(Vector Quantization, VQ)是 20 世纪 70 年代后期发展起来的一种数据压缩技术,广泛应用于语音编码、语音识别和语音合成等领域。矢量量化的核心思想是将若干个标量数据组构成一个矢量,然后在矢量空间予以整体量化,从而压缩数据而不损失太多信息。矢量量化在语音信号处理中占有重要地位。

5.2 节所讨论的抽样信号的量化属于标量量化,标量量化和矢量量化的区别在于量化维数不同,标量量化是一维的量化,一个抽样值对应一个量化结果;矢量量化是二维甚至多维的量化,两个或两个以上的抽样值决定一个量化结果。

标量量化一般包含两个基本操作:一是将输入信号可能的动态范围划分为若干小区间;二是每个小区间选择一个代表数值,当输入信号落入某一小区间时,用该区间代表数值作为输入信号的量化输出值(量化结果)。

矢量量化也包含两个基本操作,与标量量化的不同点在于矢量量化不在一维空间,而在 k ($k>1$) 维空间。首先将输入矢量所在矢量空间划分为若干个子区间,这些子区间覆盖整个矢量空间,并且彼此不相交。然后每个子区间选择一个代表矢量,即码矢量

(coder vector), 作为落入该子区间的矢量的代表(量化结果)。

1. 矢量量化原理及过程

对于 $k \times M$ 个信号抽样值组成的输入信号序列 $\{x_{ij}\}, i=1, 2, \dots, M, j=1, 2, \dots, k$, 每 k 个信号抽样值为一组, 可划分为 M 组, 每一组为一个 k 维矢量, 其中第 i 个矢量可记为 $\mathbf{X}_i = \{x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ik}\}$ 。把 k 维空间 R^k 划分为 N 个互不相交的子空间 $R_1, R_2, \dots, R_N$, 在每个子空间中找出一个代表矢量 $\mathbf{Y}_i = (y_{i1}, y_{i2}, \dots, y_{ik})$, 记为矢量集 $\mathbf{Y} = (\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_N)$ 。矢量量化过程就是对一个输入矢量 $\mathbf{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$, 在 $\mathbf{Y}$ 中找出一个与其最接近的 $\mathbf{Y}_i$ 代替它, 即 $\mathbf{Y}_i$ 就是 $\mathbf{X}$ 的量化值。

通常把所有量化矢量构成的矢量集 $\mathbf{Y}$ 称为**码书或码本**, 把码书中的每个量化矢量 $\mathbf{Y}_i$ 称为**码字或码矢**, 码书内码字的个数(此处为 N)称为**码书的尺寸**。

下面以 $k=2$ 为例进行说明。当 $k=2$ 时, 所得到的是二维矢量。所有可能的二维矢量就形成了一个平面, 如果记二维矢量为 (x_1, x_2) , 所有可能的 (x_1, x_2) 就是一个二维空间。二维矢量量化示意图如图 5.45 所示。

量化时首先把这个平面划分为 M 个互不相交的子区域, 分别表示为 $S_1, S_2, \dots, S_M$; 然后从每一块中找出一个代表矢量 $\mathbf{Y}_i (i=1, 2, \dots, M)$, 如 $M=7$, 这就构成一个如图 5.46 所示的包含有 7 个区间的二维矢量量化器。其中, 码书为 $\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_7\}$, 码书长度为 $M=7$, 码字 $\mathbf{Y}_i = \{x_{i1}, x_{i2}\}, i=1, 2, \dots, M$, 即 $k=2, M=7$, 共有 $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_7$ 共 7 个代表值, 通常把这些代表矢量 $\mathbf{Y}_i$ 称为量化矢量。不同的划分或不同的量化矢量选取就可以构成不同的矢量量化器。

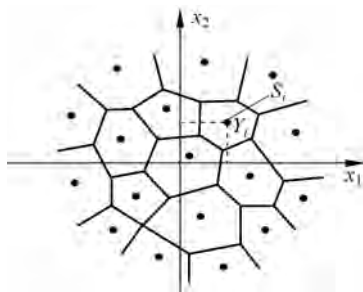


图 5.45 二维矢量量化示意图

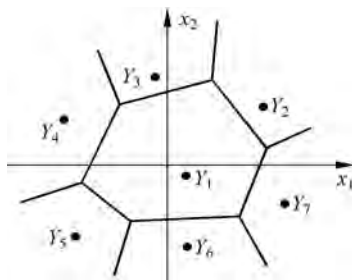


图 5.46 二维矢量量化器

若要对一个矢量 $\mathbf{X}$ 进行量化, 首先要选择一个合适的失真测度, 而后用最小失真原理分别计算用量化矢量 $\mathbf{Y}_i$ 替代 $\mathbf{X}$ 所带来的失真。其中, 最小失真值所对应的量化矢量就是矢量 $\mathbf{X}$ 的重构矢量(或称恢复矢量)。

失真测度——将输入矢量 $\mathbf{X}$ 用码书重构矢量 $\mathbf{Y}$ 来表征时所产生的误差或失真, 它可以描述两个或多个模型矢量之间的相似程度。失真测度的选择会直接影响矢量量化系统的性能, 选择一个合适的失真测度是设计矢量量化器的一个重要环节。

常用的失真测度准则——设输入信号的某个 k 维矢量 $\mathbf{X}$ 与码书中某个 k 维矢量 $\mathbf{Y}$ 进行比较, x_i, y_i 分别表示 $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{Y}$ 的元素 $(1 \leq i \leq k)$, 失真测度有以下两种表示方式。

(1) 平方失真测度(欧几里得失真测度),表达式为

$$d(X, Y) = \sum_{i=1}^k (x_i - y_i)^2 \quad (5-83)$$

(2) 绝对误差失真测度,表达式为

$$d(X, Y) = \sum_{i=1}^k |x_i - y_i| \quad (5-84)$$

此外,常用的失真测度还有加权平方失真测度、线性预测失真测度、Itakura-Saito(板仓-斋藤)失真测度、似然比失真测度等。选择了失真测度以后,就可以进行矢量量化系统的设计,关键在于设计合适的码书,使失真值最小。一般的矢量量化系统组成如图 5.47 所示。



图 5.47 矢量量化系统组成

在编码端,输入矢量 X 与码书中的每一个或部分码字进行比较,分别计算出它们的失真。搜索到失真最小的码字 Y_j 的编号 j (或此码字在码书中的地址),并将 j 的编码信号通过信道传送到译码端;译码端先把信道传送来的编码信号译成编号 j ,再根据序号 (或码字 Y_j 所在地址)从码书中查出相应的码字 Y_j , Y_j 就是输入矢量 X 的重构矢量。

2. 矢量量化的特点

矢量量化的特点如下所述。

(1) 矢量量化是码字(量化矢量)分别存储在编码器和译码器两端的码书中,在信道中传输的并不是输入矢量 X 的量化矢量 Y 本身,而是码字 Y 编号 j 的编码信号。

(2) 在相同的速率下,矢量量化的失真比标量量化的失真明显更小。

(3) 在相同的失真条件下,矢量量化所需要的速率比标量量化所需的速率低得多。

(4) 矢量量化是一种多维模式匹配、多维优化的过程,而标量量化是一维模式匹配、一维优化的过程。一般来说,用一维优化是得不到多维优化的结果的。

(5) 矢量量化的复杂度随维数成指数增加,所以矢量量化的复杂度比标量量化的复杂度高。

5.8 压缩编码

在现代通信中,多媒体语音、图像、图形传输已成为重要内容。多媒体信息传输过程除要求设备可靠、图像保真度高以外,实时性是其重要技术指标之一。显然,在信道带

宽、通信链路容量一定的前提下,采用压缩编码技术,可减少传输数据量,减少传输所用的时间,是提高多媒体信息通信速度的重要手段之一。压缩编码是指在不丢失有用信息的前提下缩减数据量,以减少存储空间,提高数据传输、存储和处理的效率,其基本特征是利用特定的编码机制,用比未编码少的数据位元(或者其他信息相关的单位)表示信息。根据处理对象不同,压缩编码技术主要包括图像压缩编码、语音压缩编码、数据文件压缩编码等。

5.8.1 图像压缩编码

图像压缩编码是指在满足一定图像质量要求的条件下,通过信号编码和频带压缩的方法,用尽可能少的数据量来表示该图像,其目的是消除图像中的大量冗余信息,用尽可能少的字节数来表示原始数据,以提高图像传输的效率,减少图像的存储容量。

图像数据量表达式为

$$H = S \times B \times N \quad (5-85)$$

其中, S 是每帧的像素数; B 是每个像素的比特数; N 是每秒的帧数(静止图像 $N=1$)。

例如,一幅像素为 512×512 的 256 级灰度的图像,其像素数 $S=512 \times 512$,每个像素的比特数为 $B=8$,静止图像每秒帧数为 $N=1$,则其数据量为 $H=2\text{Mbit}$ 。

又如,一幅像素为 512×512 的 RGB(256 级)图像,其像素数 $S=512 \times 512$,每个像素的比特数为 $B=8 \times 3$,每秒帧数为 $N=1$,则其数据量为 $H=6\text{Mbit}$ 。

若为运动图像,则同样像素数的情况下,灰度图像的数据量为 $H=60\text{Mbit/s}$ ($N=30, S=512 \times 512, B=8$),而彩色运动图像的数据量为 $H=180\text{Mbit/s}$ ($N=30, S=512 \times 512, B=8 \times 3$)。

由此可见,一般的图像都具有很大的信息量,在目前的计算机系统的条件下,要想实现实时处理,就必须对图像进行压缩,如果图像信息不经过压缩,则会占用更多存储空间,占用更宽的信道带宽,增加传输成本。

图像数据文件中常包含着数量可观的冗余信息以及大量不相干的信息,图像压缩编码就是通过消除图像数据中冗余的或者不必要的部分来减小图像数据量的。

1. 基本技术原理

图像压缩编码技术主要基于以下几方面原理。

(1) 原始的图像数据具有较高相关性,一般存在大量的冗余数据。例如,图像之间的相邻像素具有空间冗余、系列图像的前后帧之间具有时间冗余、多光谱遥感图像的各频谱之间具有频率冗余等,这些都造成了比特数的大量浪费,如果减少冗余,则可实现码字节节约,减少数据量,实现数据压缩。

(2) 信源符号产生不同的概率,如果采取相同码长体现不同的概率符号可能造成符号冗余;如果采取可变长的编码技术,则可对出现频率较高的符号采取短码字方式;对于出现频率较低的符号采取长码字方式。这样,就可减少符号的冗余,减少码字浪费。

(3) 由于人眼存在视觉冗余,在图像编码中,允许一定范围的失真存在。实际上,人眼视觉系统存在缺陷,人眼很难发现失真不敏感的事物。在大多数远程监控应用中,人眼仅作为图像信息的接受者,如果在图像编码中充分考虑人眼的视觉特性,就可确保图像质量的同时提高压缩比。

(4) 通过先验技术完成图像编码工作,减少知识冗余。例如,在可视远程监控中,编码对象可以是人的头部或肩部,就可以应用先验技术,建立编码对象模型,通过模型参数的提取,加强参数编码,而不需要直接对图像编码,以此提高图像的压缩比。

2. 图像压缩编码的分类

图像压缩编码从不同的角度出发,有不同的分类方法,根据压缩过程有无信息损失,可分为有损编码和无损编码;根据压缩原理进行划分,可以分为预测编码、变换编码、统计编码等。

(1) 有损编码:又称为不可逆编码,是指对图像进行有损压缩,致使解码重新构造的图像与原始图像存在一定的失真,即丢失了部分信息。由于允许一定的失真,这类方法能够达到较高的压缩比。有损压缩多用于数字电视、静止图像通信等领域。

(2) 无损编码:又称可逆编码,是指解码后还原的图像与原始图像完全相同,没有任何信息的损失。这类方法能够获得较高的图像质量,但所能达到的压缩比不高,常用于工业检测、医学图像、存档图像等领域的图像压缩。

(3) 预测编码:利用图像信号在局部空间和时间范围内的高度相关性,以已经传出的近邻像素值作为参考,预测当前像素值,然后量化、编码预测误差。预测编码广泛应用于运动图像、视频编码,如数字电视、视频电话。

(4) 变换编码:将空域中描述的图像数据经过某种正交变换(如离散傅里叶变换 DFT、离散余弦变换 DCT、离散小波变换 DWT 等)转换到另一个变换域(频率域)中进行描述,变换后的结果是一批变换系数,然后对这些变换系数进行编码处理,可达到压缩图像数据的目的。

(5) 统计编码:也称为熵编码,它是一类根据信息熵原理进行的信息保持型、变字长编码,编码时对出现概率高的事件(被编码的符号)用短码表示,对出现概率低的事件用长码表示。目前常见的熵编码方法有哈夫曼(Huffman)编码和算术编码。

3. 常用图像压缩编码标准

1) JPEG

JPEG(Joint Photographic Experts Group,联合图像专家组),是在国际标准化组织(International Standardization Organization,ISO)领导之下制定静态图像压缩标准的委员会,该专家组于1993年制定了用于连续色调的灰度和彩色静态图像压缩编码的国际标准,即通常所说的JPEG标准。JPEG标准采用有损压缩方式去除冗余的图像数据,具有调节图像质量的功能,允许采用不同的压缩比例对图像进行压缩,支持多种压缩级别,压缩比率通常在10:1到40:1之间,压缩比越大,图像品质就越低;压缩比越小,图像

品质就越好。

2) JPEG 2000

JPEG 2000 是由 JPEG 制定的一个新的静态图像压缩编码国际标准, JPEG 2000 与 JPEG 最大的不同在于它放弃了传统 JPEG 所采用的以离散余弦转换 (Discrete Cosine Transform, DCT) 为主的区块编码方式, 而采用以离散小波转换 (Discrete Wavelet transform, DWT) 为主的多解析编码方式, 压缩率通常比 JPEG 高 30%~50%, 同时支持有损和无损压缩, 并支持图像渐进传输及特定区域压缩比率指定功能, 且完全兼容 JPEG 标准, 通常被认为是未来取代 JPEG 的下一代图像压缩标准。

3) MPEG

MPEG (Moving Picture Experts Group, 动态图像专家组), 是由国际标准化组织 ISO 与国际电工委员会 (International Electrotechnical Commission, IEC) 共同组成的国际标准组织, 主要制定运动图像数据存储、广播电视及流媒体等动态图像压缩编码的国际标准, MPEG 制定的运动图像数据压缩标准主要包括 MPEG-1、MPEG-2、MPEG-4。

MPEG-1 全称为“低于 1.5 Mbit/s 的用于数字存储媒介的运动图像及其伴音的编码标准”, 最早是为 CD-ROM 应用而开发的, 可实现视频传输与视频处理及视频暂停、快进、慢放、随机存储等功能, 主要应用在 VCD 制作、视频监控等领域。

MPEG-2 是针对标准清晰度电视 (Standard Definition Television, SDTV) 和高清晰度电视 (High Definition Television, HDTV) 的视频编码标准, 支持目标码率为 4~8 Mbit/s 的标准清晰度电视系统和码率为 10~15 Mbit/s 的高清晰度电视系统, 且向下兼容 MPEG-1 标准, 主要应用于有线数字电视系统、VOD 视频点播系统及 HDTV 高清数字电视系统中。

MPEG-4 作为新一代音视频编码标准, 主要针对视频会议、可视电话等应用, 可实现极低码率条件下的高压缩比音视频数据传输。其最显著的特点在于采用了基于对象的编码理念, 即在编码时将一幅图像中的景物分成若干在时间和空间上相互联系的视频音频对象分别编码, 再经过复用传输到接收端, 然后再对不同的对象分别解码, 最后组合成所需要的视频和音频, 从而为交互式多媒体信息处理奠定了良好的基础。

除上述标准之外, 动态图像压缩标准还有国际电信联盟 (International Telecommunication Union, ITU) 制定的 H. 26x 系列运动图像压缩标准, 主要包括 H. 261、H. 262、H. 263 和 H. 264, 这里不再一一介绍, 请读者阅读相关文献及书籍。

4. 图像压缩的评价指标

压缩比和失真性是衡量图像压缩的重要指标。

压缩比: 图像压缩前后的信息量之比 (压缩比 = 压缩前所占空间大小 / 压缩后所占空间大小)。

失真性: 主要针对有损编码而言, 指图像经有损压缩后解码所得图像与原图像之间的误差。有损压缩会使原始图像数据不能完全恢复, 信息会受到一定的损失, 压缩比较高, 复原后的图像相对于原始图像存在一定的失真。

5.8.2 语音压缩编码

语音压缩编码就是在模拟语音信号数字化的基础上,为了减小存储空间或降低传输带宽而进行的压缩编码。

根据压缩编码方法不同,语音压缩编码一般分为波形编码(waveform coding)、参数编码(parametric coding)和混合编码(hybrid coding)。本章前面内容所讲的脉冲编码调制(PCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制(ΔM)等都属于波形编码,此处不再赘述。

1. 参数编码

参数编码是在分析人体发声器官结构特点及语音生成原理的基础上建立语音信号生成模型,如图 5-48 所示,编码时提取语音的特征参数进行编码,解码时再利用这些特征参数合成语音信号。人说话时,空气由肺部呼出,经过声带送入声道,最后从嘴唇呼出产生声音;声道是一个谐振腔,说话时,声道形状不断变化,引起谐振频率改变,大约 10~100ms 改变一次;声道可以看作一个时变线性滤波器,由肺部空气经过声带而激励,根据激励的模式不同,可将语音分成浊音和清音。浊音为周期性的脉冲激励信号,信号周期由声带振动频率决定,声带振动的频谱中包含一系列的频率成分,其中最低的频率成分称为基音,基音频率决定了音调(或称为音高);其他频率为基音的谐波,它与声音的音色有关。发清音时声带不振动,送入声道的激励信号是一种无周期性的噪音信号。语音信号产生模型如图 5.48 所示。

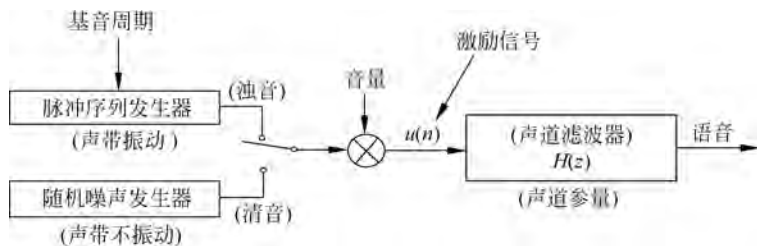


图 5.48 语音信号产生模型

由于人说话的速率不高,因此可以假设在很短的时间间隔内(20ms),语音信号产生模型中的所有参量(清音/浊音判定、基音周期、音量、声道参量等)均是恒定的,语音编码时,在每一个短時間间隔内(20ms),从语音波形信号中提取这些语音参量,并对其进行编码传输;解码时使用这些语音参量合成原始语音。参数编码/解码原理如图 5.49 所示。

参数编码的优点在于编码速率低,速率通常是在 4.8kbit/s 以下;缺点在于合成语音的音质和自然度较差,对环境噪声敏感。一般把采用参数编码方法的编码器称为声码器。常用的编码方法为线性预测编码(Linear Predictive Coding, LPC)。



图 5.49 参数编码/解码原理

2. 混合编码

参数编码虽然在降低编码速率方面有很大突破,但其语音质量较差,根本原因在于语音生成模型对送入声道滤波器的激励信号的处理过于简单,只将语音划分为清音和浊音,忽略了清音和浊音之间的过渡音;同时又设定浊音时 20ms 内的激励脉冲波形和周期不变,清音时的随机噪声也不变。因此,合成-分析法改进的途径主要是改进线性滤波器的激励,这也是混合编码所要做的,原理如图 5.50 所示。

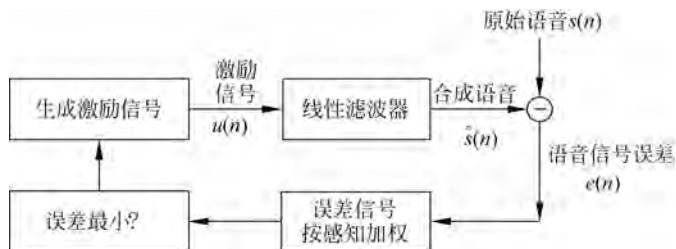


图 5.50 混合编码原理

混合编码使用合成-分析法(Analysis-by-Synthesis, AbS)来改进参数编码,其中声道滤波器模型仍为时变线性滤波器,但不使用清音和浊音作为滤波器的输入激励信号,而是在输入激励信号中加入语音波形的相关信息,调节激励信号,从而改善合成语音质量。因其既采用了参数编码,又包含部分语音波形信息,因此称为混合编码。

混合编码常用的方法主要有多脉冲线性预测编码(Multiple Pulse LPC, MPLPC)、等间隔脉冲激励(Regular-Pulse Excited, RPE)、码激励线性预测(Code Excited Linear Predictive, CELP)等。这些方法的共同之处在于,都是通过改进激励信号来提高语音编码质量。

5.8.3 数据文件压缩编码

对于计算机系统中常用的电子表格、文本、应用程序等数据文件的存储或传输而言,要实现磁盘空间或网络带宽的有效利用,压缩编码也是必要的处理过程。与多媒体图像、语音数据不同,电子表格、文本及应用程序等在压缩时不允许有任何数据损失,因此

只能采用无损压缩方法。通常选用一种高效的编码表示信源数据,以减小信源数据的冗余度(减小其平均比特数),从而达到数据压缩的目的,被压缩的数据文件应该能够通过解码恢复到压缩以前的原状态,不会发生信息丢失现象。计算机系统中用二进制编码方式表示数据,主要编码方法有定长编码和变长编码。

定长编码:每个码字符的码长是相同的,但其所含信息量不同,含信息量少的字符的等长码字必然存在更多的冗余度。

变长编码:又称熵编码,它是以每个码字符的出现概率为依据的一种编码,让出现最多的字符用最短的码长,尽可能缩短编码长度,从而达到压缩目的。

因此,为了有效压缩数据,数据文件压缩通常采用变长编码方式,常用的方法主要有哈夫曼编码、算术编码、游程编码等。本节以哈夫曼编码为例分析数据文件压缩过程。

哈夫曼编码是由美国数学家 David Huffman 在 20 世纪 50 年代初提出的一种变长编码方法。其基本思想是根据字符出现的概率来构造平均长度最短的编码,在源数据中出现概率越高的字符相应码字越短,出现概率越小的字符相应码字越长,用尽可能少的码符号来表示源数据。

哈夫曼编码过程以数据结构中的树形结构为基础,在哈夫曼算法的支持下构造了哈夫曼树(又称为最优二叉树)。哈夫曼编码就是在哈夫曼树的基础之上构造出来的一种编码形式。

哈夫曼树是一类带权路径最短的树,每个字符在哈夫曼树上对应为一个叶节点,叶节点的位置就是该符号的哈夫曼编码。具体来说,一个字符对应的哈夫曼编码就是从根节点开始,沿左支或右支前进,一直找到该字符所对应的叶节点为止的路径所产生的二进制编码。这种编码是一种无前缀编码(任一字符的编码都不会是其他字符编码的前缀),因而数据编码后在存储与传输的过程中不会产生二义性(唯一可译)。

假设需要编码的字符集为 $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$,各个字符在文件中出现的次数或频率集合为 $\{w_1, w_2, \dots, w_n\}$,以 $d_1, d_2, \dots, d_n$ 作为叶子节点,以 $w_1, w_2, \dots, w_n$ 作为相应叶节点的权值来构造一棵哈夫曼树,规定哈夫曼树的左分支代表 0,右分支代表 1,则从根节点到叶节点所经过的路径分支组成的 0 和 1 的序列便为该节点对应字符的编码,这就是哈夫曼编码。

【例 5-3】 L 地区需要向 Y 地区发送一份包含 100 个字符的文本文件,该文件中各字符出现频率分别为 A 27、B 8、C 15、D 15、E 30、F 5,试利用哈夫曼编码实现该文本文件的压缩。

【解】 按照哈夫曼编码的基本过程,通过以下两个步骤构造哈夫曼树。

(1) 按每个字符出现的次数从大到小排序,并将每个字符出现的次数作为该字符节点的权值。

(2) 每次选取权值最小的两个叶节点,合并为一个新的叶节点(父节点),不断重复,直至只剩下一个节点(根节点),构造哈夫曼树显示权值如图 5.51(a)所示。再按照左分支为 0,右分支为 1 进行编码,构造哈夫曼树如图 5.51(b)所示。

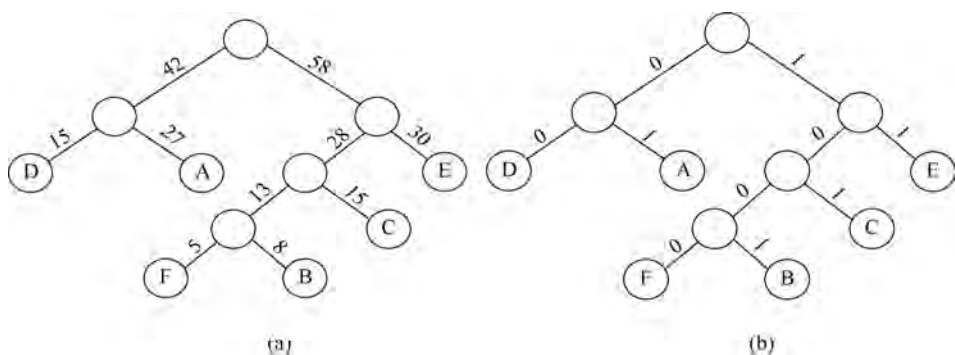


图 5.51 构造哈夫曼树

对这 6 个字母用其从树根到叶子所经过的路径的 0 或 1 来编码,可以得到编码表如表 5.12 所示。

表 5.12 编码表

字 母	A	B	C	D	E	F
出 现 频 率	27	8	15	15	30	5
二进制字符	01	1001	101	00	11	1000

若采用定长编码,每个字符用 3 位表示,则该文件编码需要 300 位,而用哈夫曼编码,该文件编码后只有 241 位,比定长编码少 59 位,可节约 20% 左右的存储或传输成本,并且随着字符的增加和多字符权重的不同,这种压缩技术的优势会愈加明显。

5.9 小结

模拟信号数字化是将来自模拟终端的信号转化为适合在数字通信系统中传输的信号形式,模拟信号实现数字化必须经过 3 个基本步骤,即抽样、量化和编码。

抽样过程遵从抽样定理。对低通信号抽样时,抽样频率必须大于等于原信号频率的两倍,接收端才能无失真地恢复还原出原信号;对于中心频率很高的带通信号,其频带限制在 (f_L, f_H) 之内,带宽为 $B = f_H - f_L$,以最小抽样速率 $2f_H/m$ (m 是一个不超过 f_H/B 的最大整数)对其进行抽样,接收端才能无失真恢复还原原信号。利用带通抽样定理可以在抽样频率很高的情况下避免 $0 \sim f_L$ 之间的频谱浪费,提高信道的利用率。抽样后的信号是时间上离散的模拟信号,可将这些信号转化为不同的脉冲调制信号,如 PAM、PDM、PPM。

量化分为均匀量化和非均匀量化,量化的基本目标是减小量化误差,提高信噪比。非均匀量化可根据信号幅度调节量化间隔,因能有效提高信噪比而被广泛使用,ITU 对电话通信制定了对数特性的非均匀量化标准建议,包括 A 律和 μ 律,并提出了对应的 13 折线和 15 折线近似算法,我国和欧洲普遍采用 A 律 13 折线算法,北美、日本和韩国等采

用 μ 律 15 折线算法。

编码是将量化后的数字信号变为适宜在数字通信系统中传输和存储的二进制形式,常见的编码方式主要有 PCM、DPCM、ADPCM、 Δ M 等。

经过抽样、量化和编码,即实现了连续模拟信号到离散数字信号的转变,为实现模拟信号的数字化传输奠定了基础。在数字通信系统中,为有效提高系统的传输效率,通常采用复用及数字复接技术,复用技术主要包括时分复用、频分复用和码分多址等,数字复接技术就是在多路复用的基础上把若干个小容量低速数据流合并成一个大容量的高速数据流,再通过高速信道传输的技术。ITU 提出了准同步数字序列(PDH)和同步数字序列(SDH)两种标准,准同步数字序列适用于 4 次群及以下的高次群复接,同步数字序列适用于 4 次群以上的高次群复用。

矢量量化是将 n 个信号抽样值构成 n 维矢量,在 n 维欧几里得空间里进行量化,基于最小失真度准则,使量化误差的统计平均值小于给定数值。量化后的矢量称为码字,所有码字进行编号后组成码书。传输时,仅传输码字的编号,接收端将收到的码字编号对照同一码书查出对应的码字。

压缩编码是指在不丢失有用信息的前提下,缩减数据量以减少存储空间,提高数据传输、存储和处理的效率,其基本特征是利用特定的编码机制,用比未编码少的数据位元(或者其他信息相关的单位)表示信息的过程。根据处理对象不同,压缩编码技术主要包括图像压缩编码、语音压缩编码、数据文件压缩编码等。

图像压缩编码是指在满足一定图像质量要求的条件下,通过信号编码和频带压缩的方法,用尽可能少的数据量来表示该图像,其目的是消除图像中的大量冗余信息,用尽可能少的字节数来表示原始数据,以提高图像传输的效率,减少图像的存储容量。图像压缩编码主要包括静态图像压缩和动态图像压缩。主要编码方法包括有损编码、无损编码及预测编码、变换编码、统计编码等,常用压缩编码标准有 JPEG、MPEG 等。

语音压缩编码就是在模拟语音信号数字化的基础上,为了减小存储空间或降低传输带宽而进行的压缩编码。语音压缩编码一般分为波形编码、参数编码和混合编码 3 种,对于计算机系统中常用的电子表格、文本、应用程序等数据文件的存储或传输而言,要实现磁盘空间或网络带宽的有效利用,压缩编码也是必要的处理过程。与多媒体图像、语音数据不同,电子表格、文本及应用程序等在压缩时不允许有任何数据损失,因此只能采用无损压缩方法。通常选用一种高效的编码表示信源数据,以减小信源数据的冗余度(减小其平均比特数),从而达到数据压缩的目的,被压缩的数据文件应该能够通过解码恢复到压缩以前的原状态,不会发生信息丢失现象。

思考题 5

1. 简述低通抽样定理,并说明信号在抽样时产生频谱混叠的原因。
2. 分析 PCM 和 PAM 的区别,并说明两种信号的类型差异。
3. 分析说明什么是奈奎斯特抽样速率和奈奎斯特抽样间隔。

4. 理想抽样、自然抽样、平顶抽样在波形、实现方法及频谱结构上有什么区别?
5. 简述信号量化的基本过程,说明信号量化的基本目的及其优缺点。
6. 什么是量化噪声? 量化噪声如何产生的? 产生量化噪声的原因是什么?
7. 简述均匀量化和非均匀量化的原理,各自的优缺点是什么?
8. 简述 13 折线法,它如何实现非均匀量化? 与一般的 μ 律、A 律曲线有何差异及联系?
9. 分析极性码、段落码、段内码的作用。
10. 分析 ΔM 系统中一般量化噪声和过载量化噪声产生的原因,并说明如何防止出现过载量化噪声。
11. 试从工作原理、系统组成、应用领域及优缺点等方面对比分析 ΔM 系统和 PCM 系统。
12. 简述 PDH 和 SDH 体系。
13. 简要分析标量量化和矢量量化的区别,并说明矢量量化的基本过程和主要特点。
14. 简述常用图像压缩编码的分类及方法。
15. 语音压缩编码分为哪几类? 各自的特点是什么?
16. 简要说明定长编码和变长编码的区别。

习题 5

1. 已知信号 $m(t)$ 的最高频率为 f_m , 由矩形脉冲 $q(t)$ 进行瞬时抽样, 矩形脉冲的宽度为 2τ , 幅度为 1, 试确定已抽样信号及其频谱表达式。
2. 设输入抽样器的信号为门函数 $G_\tau(t)$, 宽度 $\tau=20\text{ms}$, 若忽略其频谱的第 10 个零点以外的频率分量, 试求最小抽样速率。
3. 已知一调制信号 $m(t)=\cos 2\pi t+2\cos 4\pi t$, 对其进行理想抽样。
 - (1) 为了在接收端能不失真地从已抽样信号 $m_s(t)$ 中恢复 $m(t)$, 试问抽样间隔应如何选择。
 - (2) 若抽样间隔为 0.2s , 试画出已抽样信号的频谱图。
4. 已知模拟信号抽样值的概率密度 $p(x)$ 如图 5.52 所示。
 - (1) 如果按 4 电平进行均匀量化, 试计算信号量化噪声功率比。
 - (2) 如果按 8 电平进行均匀量化, 试确定量化间隔和量化电平。
 - (3) 如果按 8 电平进行非均匀量化, 试确定能使量化信号电平等概的非均匀量化区间, 并画出压缩特性。
5. 设信号 $m(t)=9+A\cos\omega t$, 其中 $A\leq 10\text{V}$ 。若 $m(t)$ 被均匀量化为 40 个电平, 试确定所需的二

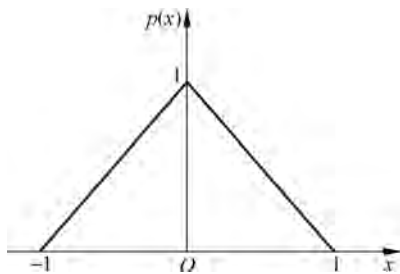


图 5.52 模拟信号抽样值的概率密度 $p(x)$

进制码组的位数 N 和量化间隔 Δ 。

6. 采用 A 律 13 折线编码, 设最小量化间隔为 1 个量化单位, 已知抽样脉冲值为 +635 量化单位。

(1) 试求此时编码器输出码组, 并计算编译码量化误差。

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

7. 采用 A 律 13 折线编码电路, 设接收端收到的码组为“01010011”, 最小量化间隔为 1 个量化单位, 并已知段内码改为折叠二进制。试问编译码器输出多少量化单位? 试写出对应该 7 位码的均匀量化 11 位码。

8. 采用 A 律 13 折线编码, 设最小量化间隔为 1 个量化单位, 已知抽样脉冲值为 -95 量化单位。

(1) 试求此时编译码器输出码组。

(2) 试写出对应该 7 位码的均匀量化 11 位码。

9. 6 路独立信源的信号最高频率分别为 1kHz、1kHz、2kHz、2kHz、3kHz 及 3kHz, 采用时分复用方式进行传输, 如图 5.53 所示, 每路信号均采用 8 位对数 PCM 编码。

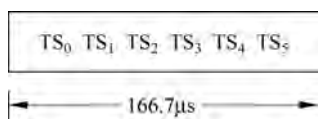


图 5.53 时隙图

(1) 设计该系统的帧结构和总时隙数, 求每个时隙占用的时间宽度及码元宽度。

(2) 求信道最小传输带宽。

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

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

12. 对 10 路带宽均为 300~3400Hz 的模拟信号进行 PCM 时分复用传输, 抽样速率为 8000Hz, 抽样后进行 8 级量化, 并编为自然二进制码, 码元波形是宽度为 τ 的矩形脉冲, 且占空比为 1。试求传输此时分复用 PCM 信号所需的带宽。

13. 单路语音信号的最高频率为 4kHz, 抽样速率为 8kHz, 以 PCM 方式传输。设传输信号的波形为矩形脉冲, 其宽度为 τ , 且占空比为 1。

(1) 抽样后信号按 8 级量化, 求 PCM 基带信号第一零点频宽。

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

14. 若 12 路语音信号(每路信号的最高频率为 4kHz)进行抽样和时分复用, 将所有脉冲用 PCM 系统传输, 重做上题。

15. 电视每秒发送 30 幅图像, 每幅图像又分为 525 条水平扫描线, 每条水平线又在 650 个点上采样。求采样频率 f_s 。若此频率为奈奎斯特频率, 求电视信号的最高频率 f_m 。

16. 现有一个包含 30 个字符的字符串文件, 每个字符出现的次数如表 5.13 所示, 利用哈夫曼编码原理实现该文件的压缩编码。

表 5.13 每个字符出现的次数

字 符	次 数	字 符	次 数
B	10	D	4
A	8	E	5
C	3		

小测验 5

一、填空题

1. 模拟信号的数字化的 3 个基本步骤是_____、_____、_____。
2. 一低通信号 $m(t)$ 的频带范围为 $0 \sim 108\text{Hz}$, 则可以无失真恢复信号的最小采样频率为_____。
3. 要改善弱信号的量化信噪比, 通常可采用_____技术。
4. 设输入信号样值为 -131 个量化单位, 则其 A 律 13 折线编码输出码组为_____。
5. $M=64$ 电平的线性编码 PCM 系统在信道误比特率为 10^{-3} 时, 系统输出的信噪比为_____。
6. 在 PCM30/32 路基群帧结构中, TS_0 用来传输_____, TS_{16} 用来传输_____。
7. 在简单增量调制 (ΔM) 系统中, 当信号实际斜率超过最大跟踪斜率时, 将会造成_____。
8. 在 PCM 中常用的二进制码型有_____、_____、_____。
9. 自适应差分脉冲编码调制是在_____的基础上发展起来的, 是一种语音压缩复杂度较低的编码方法, 它可在_____的比特率上达到_____的 PCM 数字电话质量, 是一种能够_____的语音压缩编码技术。
10. 被复接的各支路数字信号彼此之间必须同步, 并与复接器的定时信号同步方可复接。根据此条件划分的复接可分为_____、_____、_____ 3 种。
11. 常用图像压缩编码标准主要有_____、_____、_____。
12. 语音信号参数编码中涉及的编码参量主要包括_____、_____、_____、_____。

二、简答题

1. 简述带通抽样定理。
2. 阐述抽样过程中产生信号频谱混叠的原因。
3. 信号量化的基本目的是什么? 量化后的信号有什么优缺点?
4. 线性编码和非线性编码的区别是什么?
5. 信号量化后为什么要进行编码? 编码器是如何完成量化和编码的?
6. 简述简单增量调制系统的抗误码性能高于 PCM 系统的原因。
7. 我国电话网信号中经常采用折叠二进码的原因是什么?
8. 在 PCM 系统中, 信号的量化信噪比和信号带宽的关系是什么?

9. 简述 PDH 和 SDH 异同。
10. 简要说明哈夫曼编码的基本过程。

三、计算题

1. 试求载波 60 路群信号(312kHz~552kHz)的合理抽样频率 f_s 。
2. 一个随机信号的峰值系数为 $\frac{A_{\max}}{\delta_x} = 4$, 要求在平均功率 δ_x^2 下量化信噪比 $\geq 50\text{dB}$, 求 K 值。
3. 已知信号 $f(t) = 10\cos(20\pi t)\cos(200\pi t)$, 以每秒 250 次速率抽样。
 - (1) 试求抽样信号的频谱。
 - (2) 有理想低通滤波器从抽样信号中恢复 $f(t)$, 试确定滤波器的截止频率。
 - (3) 对 $f(t)$ 进行抽样的奈奎斯特抽样速率是多少?
 - (4) 将 $f(t)$ 作为带通信号看待, 试确定最小抽样速率是多少。
4. 已知信号 $f(t) = 6.4 \times \sin(8000\pi t)$, 按奈奎斯特速率抽样后, 进行 64 电平均匀量化编码, 采用自然二进制。
 - (1) 求量化间隔 Δ 。
 - (2) 求码元传输速率。
 - (3) 若对此二进制信号采用 2FSK 方式传输, 采用非相干方式解调, 解调器输入信噪比为 10dB, 试求传输 1h 的错码个数。
5. 简单增量调制(ΔM)系统原理图如图 5.54(a)所示。

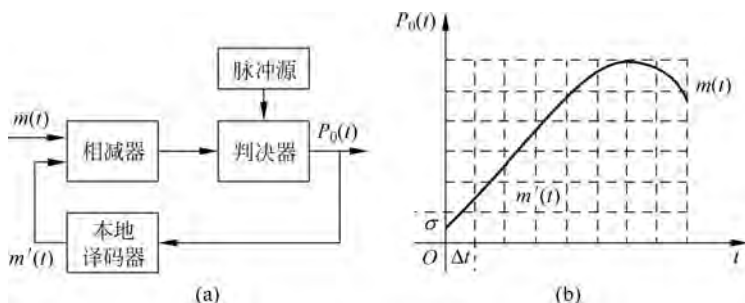


图 5.54 ΔM 原理图

已知输入模拟信号为 $m(t)$, 抽样速率为 f_s , 量化台阶为 σ , 对 $m(t)$ 进行简单增量调制。

- (1) 输入信号 $m(t)$ 和本地译码器输出 $m'(t)$ 初始状态如图 5.54(b) 所示, 试画出本地译码器输出 $m'(t)$ 波形, 并写出判决器输出序列 $P_0(t)$ 。
- (2) 若对 24 路 ΔM 信号进行时分复用方式传输, 调制信号占空比为 50%, 试求传输该调制信号所需的最小带宽。
- (3) 若 24 路基带信号占空比为 100%, 采用 16QAM 方式传输, 系统带宽取 16QAM 信号频谱主瓣宽度, 试求此时最大频带利用率为多少。