

第5章

模拟信号的数字化

5.1 引言

数字通信系统模型中的信源可以是数字的也可以是模拟的,如果是模拟的,则信源中应包含将模拟信号进行数字化的模/数转换部分。模/数转换包含对模拟信号进行抽样、量化和编码,使之转变成数字信号再进行传输。在接收端则将收到的数字信号进行数/模变换,使之还原成模拟信号再送至信宿。通常把从模拟信号抽样、量化,直到变换成为二进制码元的基本过程,称为脉冲编码调制(PCM)。PCM 是模拟信号数字化最基本和最常用的编码方法。编码方法直接和系统的传输效率有关,为了提高传输效率,常常将这种 PCM 信号进一步压缩编码,如差分脉冲编码调制(DPCM)和增量调制(ΔM)。

模拟信号的数字化是现代通信技术发展的重要基础之一,为实现高速、稳定的信息传输提供了坚实的技术支撑。通过将模拟信号数字化,可以显著提升通信系统的可靠性、传输效率和抗干扰能力。从理论研究到实际应用的不断突破,反映了科学精神在解决实际问题中的核心作用。

模/数(A/D)转换功能通常由集成芯片完成。这类芯片作为通信系统的关键元件,其性能直接影响系统整体的工作效率。当前,高性能集成芯片的设计与制造仍是我国技术攻关的重点方向,也是科技发展的短板之一。加强在这一领域的研究和创新,是提升通信技术自主性和国际竞争力的重要途径。

本章首先介绍模拟信号的数字化过程,然后介绍 DPCM 和 ΔM 的原理和方法,最后介绍时分复用和数字复接。

5.2 抽样

抽样是任何模拟信号进行数字化过程的第一步,也是时分复用的基础。抽样的物理过程如图 5.2.1 所示。其中, $m(t)$ 是一个模拟信号,在等时间间隔 T_s 上对它抽样取值。在理论上抽样过程可以看成周期性单位冲激脉冲 $\delta_{T_s}(t)$ 和模拟信号 $m(t)$ 相乘,抽样结果得到的是一系列冲激脉冲 $m_s(t)$ 。在实际中,是用周期性窄脉冲代替冲激脉冲与模拟信号相乘。

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

5.2.1 低通信号抽样定理

低通信号抽样定理: 一个频带限制在 $0 \sim f_H$ 的连续模拟信号 $m(t)$, 如果以 $T_s \leq$

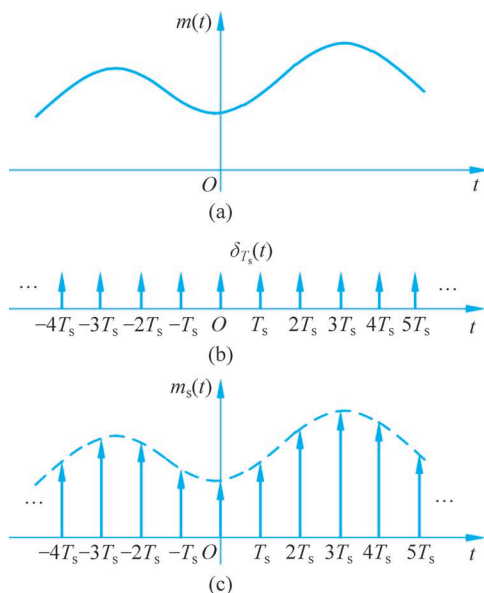


图 5.2.1 抽样的物理过程



视频



视频

$1/(2f_H)$ 的等间隔时间对它抽样,则所得的抽样信号 $m_s(t)$ 可以完全确定原信号 $m(t)$ 。

证明: 由图 5.2.1 可知,抽样信号 $m_s(t)$ 可表示为

$$m_s(t) = m(t)\delta_{T_s}(t) \quad (5.2.1a)$$

其中,

$$\delta_{T_s}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s) \quad (5.2.1b)$$

令 $M(f)$ 、 $\Delta_{f_s}(f)$ 和 $M_s(f)$ 分别表示 $m(t)$ 、 $\delta_{T_s}(t)$ 和 $m_s(t)$ 的频谱,则按照频率卷积定理得

$$M_s(f) = M(f) * \Delta_{f_s}(f) \quad (5.2.2)$$

因为

$$\Delta_{f_s}(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s), \quad f_s = \frac{1}{T_s}$$

所以

$$M_s(f) = f_s \left[M(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \right] = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(f - nf_s) \quad (5.2.3)$$

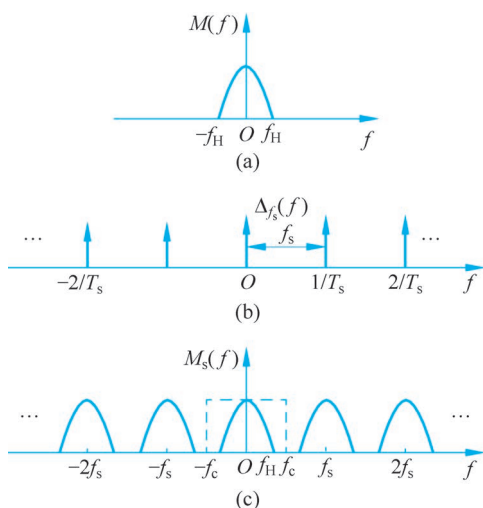


图 5.2.2 低通信号抽样前后的频谱

式(5.2.3)表明,由于 $M(f - nf_s)$ 是原信号频谱 $M(f)$ 在频率轴上平移了 nf_s 的结果,所以抽样信号的频谱 $M_s(f)$ 是由无数间隔频率为 f_s 的原信号频谱 $M(f)$ 相叠加而成的。因为已经假设信号 $m(t)$ 的最高频率小于 f_H ,所以若频率间隔 $f_s \geq 2f_H$,则 $M_s(f)$ 中包含的每个原信号频谱 $M(f)$ 之间互不重叠。 $M(f)$ 、 $\Delta_{f_s}(f)$ 及 $M_s(f)$ 的频谱如图 5.2.2 所示。

由图 5.2.2(c)可见,只要让 $m_s(t)$ 通过一个截止频率为 $f_c = f_s/2$ 的理想低通滤波器,就可以分离出信号 $m(t)$ 的频谱 $M(f)$,也就是能从抽样信号中不失真地恢复原信号。

这里,恢复原信号的条件是

$$f_s \geq 2f_H \quad (5.2.4)$$

即抽样频率 f_s 应不小于 f_H 的 2 倍。这一最低抽样速率 $2f_H$ 称为奈奎斯特速率,与此相应的最大抽样时间间隔 $1/(2f_H)$ 称为奈奎斯特间隔。

若抽样频率 f_s 低于奈奎斯特速率,则由图 5.2.2(c)可以看出,相邻周期的频谱间将发生频谱重叠,此时不能不失真地恢复原信号。

从频域上看,抽样信号经过传输特性为 $H(f)$ 的理想低通滤波器后,重建信号的频谱为

$$M_o(f) = M_s(f)H(f), \quad |f| < f_H \quad (5.2.5)$$

其中,

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

显然,根据抽样定理,应当满足 $f_s \geq 2f_H$ 的条件。

从时域上看,重建信号可以表达为

$$\begin{aligned} m_o(t) &= h(t) * m_s(t) = 2f_H \left[\frac{\sin 2\pi f_H t}{2\pi f_H t} \right] * \sum_{k=-\infty}^{\infty} m(kT_s) \delta(t - kT_s) \\ &= 2f_H \sum_{k=-\infty}^{\infty} m(kT_s) \frac{\sin[2\pi f_H(t - kT_s)]}{2\pi f_H(t - kT_s)} \\ &= 2f_H \sum_{k=-\infty}^{\infty} m(kT_s) \text{Sa}[2\pi f_H(t - kT_s)] \end{aligned} \quad (5.2.6)$$

式中, $h(t)$ 是 $H(f)$ 的逆傅里叶变换。由式(5.2.6)所得重建信号的波形如图 5.2.3 所示,它是以 T_s 为间隔、以各抽样值 $m(kT_s)$ 作为峰值的 $\text{Sa}()$ 形状波形序列的总和。

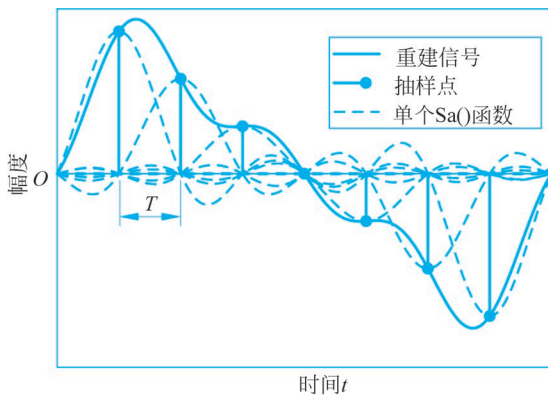


图 5.2.3 抽样信号经过理想低通滤波器输出波形

由于 $H(f)$ 所对应的理想滤波器在物理上不可实现,即实用滤波器的截止边缘不可能做到如此陡峭,所以,实际使用的抽样频率 f_s 必须比 $2f_H$ 大一些。例如,典型电话信号的最高频率通常限制在 3400Hz 以下,而抽样频率通常采用 8000Hz。

5.2.2 带通信号抽样定理

在实际应用中所遇到的许多信号是带通信号。例如基群载波电话信号,其频率为 60~108kHz。设带通模拟信号的频带限制在 $f_L \sim f_H$ 范围内,如图 5.2.4 所示,则信号带宽 $B = f_H - f_L$,此时并不一定需要抽样频率高于 2 倍最高频率。可以证明,从抽样信号无失真恢复原信号的条件为

$$\frac{2f_H}{m} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{m-1}, \quad m = 1, 2, \dots, n \quad (5.2.7)$$

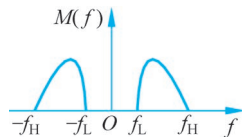


图 5.2.4 带通模拟信号的频谱

其中, m 为正整数, n 为 f_H/B 的整数部分, 当 $m=n$ 时, 可以取得最小抽样频率 f_s 为

$$f_s = \frac{2f_H}{n} = \frac{2B(n+k)}{n} = 2B\left(1 + \frac{k}{n}\right) \quad (5.2.8)$$

式中, n 为 f_H/B 的整数部分, k 为 f_H/B 的小数部分, $0 \leq k < 1$ 。

由式(5.2.8)画出的 f_s 和 f_L 关系的曲线如图 5.2.5 所示。可以看到, 当 f_L 从 0 变到 B , 即 f_H 从 B 变到 $2B$ 时, 由定义有 $n=1$, 而 k 从 0 变到 1, 这时式(5.2.8)变成了 $f_s = 2B(1+k)$, 即 f_s 线性地从 $2B$ 增加到 $4B$, 这就是曲线的第一段; 当 f_L 在 $B \sim 2B$ 这一变化范围内时, n 变为 2, 于是 f_s 从 $2B$ 线性地变到 $3B$, 形成曲线的第二段, 以此类推。

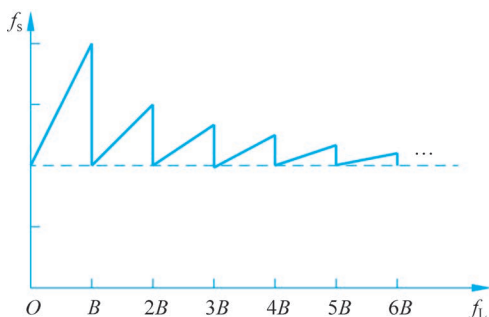


图 5.2.5 f_L 与 f_s 的关系

由图 5.2.5 可见, 当 $f_L=0$ 时, $f_s=2B$, 这是低通模拟信号的抽样情况; 而当 f_L 很大时, f_s 也趋近于 $2B$, 这是窄带信号的情况。许多无线电信号, 例如在无线电接收机的高频和中频系统中的信号, 都是这种窄带信号。所以对于这种信号抽样, 无论 f_H 是否为 B 的整数倍, 在理论上都可以近似地将 f_s 取为略大于 $2B$ 。

5.2.3 抽样保持电路

抽样定理中采用的抽样脉冲序列是理想冲激脉冲序列 $\delta_{T_s}(t)$, 称为理想抽样。但实际抽样电路中用于抽样的脉冲是具有一定宽度 τ 的矩形脉冲, 其抽样后, 在脉宽期间抽样信号的幅度可以是不变的, 也可以随信号幅度而变化。前者属于平顶抽样, 后者则属于自然抽样。

1. 自然抽样

设模拟基带信号为 $m(t)$, 抽样脉冲序列是幅度为 A 、脉冲宽度为 τ 、周期为 T_s 的周期矩形脉冲 $s(t)$, 其相应的频谱为 $M(f)$ 和 $S(f)$ 。自然抽样时, 抽样过程实际上是相乘过程, 即

$$m_s(t) = m(t)s(t) \quad (5.2.9)$$

则已抽样后的信号 $m_s(t)$ 通常称为 PAM(脉冲幅度调制)信号, 其频谱为

$$M_s(f) = M(f) * S(f) = M(f) * A\tau f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(\pi n \tau f_s) \delta(f - n f_s)$$

$$= A\tau f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}(\pi n\tau f_s) M(f - nf_s) \quad (5.2.10)$$

将式(5.2.10)与式(5.2.3)比较可知,自然抽样与理想抽样信号的频谱,其差别仅在于差一个常数 $A\tau \text{Sa}(\pi n\tau f_s)$,但每个频谱分量的形状不变,如图 5.2.6 所示。若 $s(t)$ 的周期 $T_s \leq (1/2f_H)$,或其重复频率 $f_s \geq 2f_H$,则采用一个截止频率为 f_H 的低通滤波器仍可以恢复出原模拟基带信号,如图 5.2.6(f)所示。

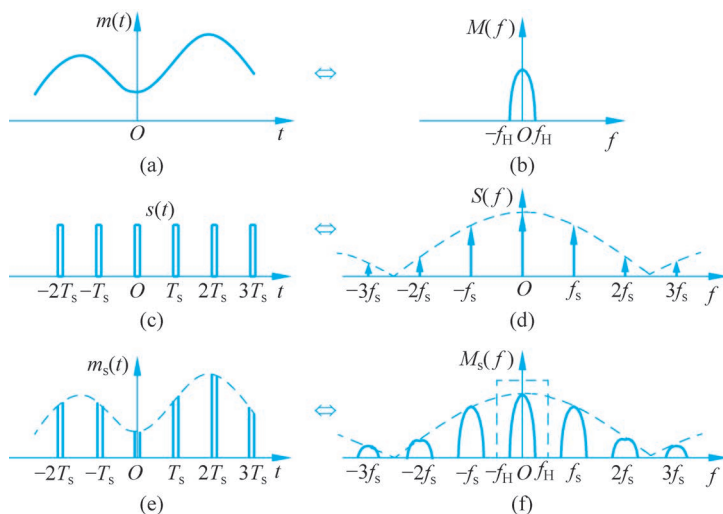


图 5.2.6 自然抽样的波形和频谱

2. 平顶抽样

通常抽样后的信号将被送到编码器中进行编码,而编码器要求被编码的样值大小在编码期间尽可能维持不变,而采用自然抽样后的样值大小在脉冲期间 τ 内,样值的幅度大小是变化的,显然不适合用于编码。平顶抽样就是用于解决这个问题的,它使每个抽样脉冲的顶部不随信号变化。在实际应用中,常用抽样保持电路产生平顶抽样信号。这种电路的原理框图可以用图 5.2.7 表示。其中模拟信号 $m(t)$ 先采用较窄的抽样脉冲(近似冲激脉冲)进行抽样,然后通过一个保持电路,将抽样电压保持一定时间。这样,保持电路的输出脉冲保持平顶,如图 5.2.8 所示。

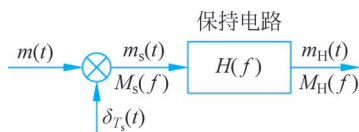


图 5.2.7 抽样保持电路原理框图

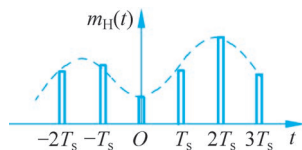


图 5.2.8 平顶抽样信号

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

$$M_H(f) = M_s(f)H(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f)M(f - nf_s) \quad (5.2.11)$$

由式(5.2.11)可见,平顶抽样信号频谱中的每一项都被 $H(f)$ 加权,不再与理想抽样信号的频谱 $M_s(f)$ 保持线性关系,因而不能用低通滤波器恢复原始模拟信号。但从原理上看,只要在低通滤波器之前加一个传输函数为 $1/H(f)$ 的修正滤波器,就能无失真地恢复原模拟信号。



视频

5.3 量化

模拟信号经抽样后实现了时间上的离散化,但其幅度上的取值仍是连续的,仍然为模拟信号。若仅用 N 个二进制数字码元来代表此抽样值的大小,则 N 个二进制码元只能代表 $M=2^N$ 个不同的抽样值,因此还必须将抽样值的幅度离散化。幅度的离散化过程称为量化。

5.3.1 均匀量化

把输入信号的取值域按等间隔分割的量化,称为均匀量化。设模拟信号 $m(t)$ 的取值范围为 $[-a, a]$, 取样值为 $m(kT_s)$, 将信号的取值域等间隔分割成 M 个区间, 每个区间用一个电平 q_i 表示。这样, 共有 M 个离散电平 $q_1, q_2, \dots, q_i, \dots, q_M$, 称之为量化电平。用这 M 个量化电平表示取样值 $m(kT_s)$ 的过程, 称为均匀量化。均匀量化的过程如图 5.3.1 所示, 其中, $m(kT_s)$ 表示模拟信号的取样值。若取 $M=6$, 则 $q_1, q_2, \dots, q_i, \dots, q_6$ 是量化后信号的 6 个可能的输出电平, $m_0, m_1, m_2, \dots, m_i, \dots, m_6$ 为量化区间的端点。

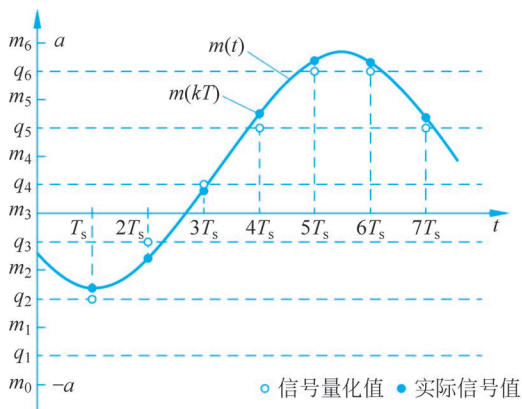


图 5.3.1 均匀量化的过程

均匀量化时的量化间隔为

$$\Delta v = 2a/M \quad (5.3.1)$$

量化区间的端点为

$$m_i = -a + i\Delta v, \quad i=0, 1, \dots, M \quad (5.3.2)$$

若量化输出电平 q_i 取为量化间隔的中点, 则

$$q_i = (m_i + m_{i-1})/2 = -a + i\Delta v - \Delta v/2, \quad i=1, 2, \dots, M \quad (5.3.3)$$

显然,量化输出电平 q_i 和取样值 $m(kT_s)$ 一般不同,即存在量化误差,量化误差的范围为 $[-\Delta v/2, \Delta v/2]$,这个误差常称为量化噪声,并用信号功率与量化噪声功率之比衡量此误差对于信号的影响,这个比值称为信号量噪比。对于给定的信号最大幅度 a ,量化电平数越多,量化噪声就越小,信号量噪比也就越高。信号量噪比是量化器的主要指标之一。

假设抽样信号在区间 $[-a, a]$ 内具有均匀的概率密度,即 $f(m_k) = 1/(2a)$, m_k 为模拟信号的抽样值,即 $m(kT_s)$,量化噪声功率的平均值 N_q 为

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

因为 $M\Delta v = 2a$, 所以有

$$N_q = (\Delta v)^2 / 12 \quad (5.3.4)$$

抽样信号 $m(kT_s)$ 的平均功率为

$$\begin{aligned} S_0 &= E(m_k^2) = \int_{-a}^a m_k^2 f(m_k) dm_k \\ &= \int_{-a}^a m_k^2 \left(\frac{1}{2a}\right) dm_k = \frac{M^2}{12} (\Delta v)^2 \end{aligned} \quad (5.3.5)$$

所以,平均信号量噪比为

$$S_0 / N_q = M^2 \quad (5.3.6a)$$

或写成

$$(S_0 / N_q)_{\text{dB}} = 20 \lg M = 20 \lg 2^N = 6N (\text{dB}) \quad (5.3.6b)$$

由式(5.3.6b)可以看出,量化器的平均输出信号量噪比随量化电平数 M 的增大而提高,每多 1 位编码,量化信噪比改善 6dB。

在实际应用中,对于给定的量化器,量化电平数 M 和量化间隔 Δv 都是确定的;而且由式(5.3.4)可知,量化噪声 N_q 也是确定的。但是,信号的强度可能随时间变化,例如语音信号,并且语音信号中小信号的出现概率往往比大信号的出现概率大。当信号很小时,信号量噪比也很低。所以,这种均匀量化器对于小输入信号很不利。为了克服这个缺点,改善小信号时的信号量噪比,在实际应用中常采用非均匀量化。

5.3.2 非均匀量化

非均匀量化时,量化间隔随信号抽样值的不同而变化。当信号抽样值很小时,量化间隔 Δv 也很小;当信号抽样值变大时,量化间隔 Δv 也变大。非均匀量化过程可以用如图 5.3.2 所示的压缩扩张的方法来实现。

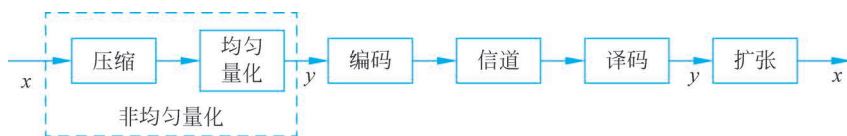


图 5.3.2 非均匀量化原理框图

抽样后的样值信号通过一个压缩器(非线性放大器),使小信号的放大倍数变大,而使大信号的放大倍数变小;经压缩后的信号再进行均匀量化。压缩器的压缩特性如图 5.3.3(a)所示,其中,纵坐标 y 是均匀刻度的,横坐标 x 是非均匀刻度的,输入电压 x 越小,量化间隔也就越小。也就是说,小信号的量化误差也小,信噪比得到提高。在接收端,先进行译码,然后送入扩张器,其扩张特性如图 5.3.3(b)所示,作用恰好与压缩器相反,还原出未经压缩扩张的抽样信号。

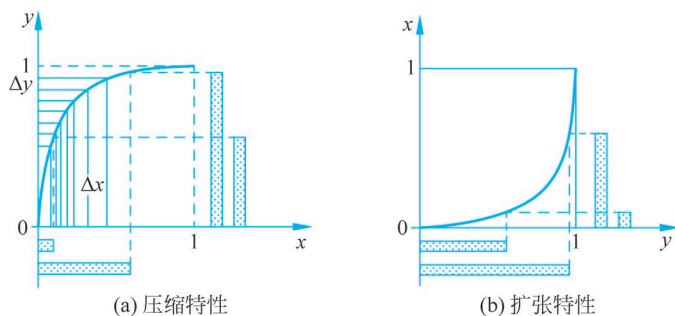


图 5.3.3 压缩扩张特性

图 5.3.3 中仅画出压缩扩张特性曲线的正半部分,在第 3 象限奇对称的负半部分没有画出。下面就压缩特性作定量分析。在图 5.3.3(a)中,当量化区间划分得很多时,在每一量化区间内压缩特性曲线可以近似看成一段直线。因此,这段直线的斜率可以写为

$$\frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{dy}{dx} = y' \quad (5.3.7)$$

并且有

$$\Delta x = \frac{dx}{dy} \Delta y \quad (5.3.8)$$

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

$$\Delta y = 1/N \quad (5.3.9)$$

将其代入式(5.3.8),得到

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

故

$$dx/dy = N \Delta x \quad (5.3.10)$$

为了对不同的信号强度保持信号量噪比恒定,当输入电压 x 减小时,应当使量化间隔 Δx 按比例地减小,即要求 $\Delta x \propto x$,因此式(5.3.10)可以写成

$$dx/dy = kx \quad (5.3.11)$$

式中, k 为比例常数。

式(5.3.11)是个一阶微分方程,其解为

$$\ln x = ky + c \quad (5.3.12)$$

其中, c 为常数,根据压缩器的条件,当输入 $x=1$ 时, $y=1$,代入式(5.3.12)得

$$\ln 1 = k + c \quad \text{或} \quad c = -k$$

此时式(5.3.12)可写成 $\ln x = ky - k$,即

$$y = 1 + \frac{1}{k} \ln x \quad (5.3.13)$$

由式(5.3.13)可以看出,为了对不同的信号强度保持信号量噪比恒定,在理论上要求压缩特性具有对数特性,如图 5.3.4 所示。从图 5.3.4 可见,当输入 $x=0$ 时 $y=-\infty$,这不符合物理事实,也无法实现。所以,这个理想压缩特性的具体形式还要做适当修正,必须满足当 $x=0$ 时, $y=0$ 。

关于电话信号的压缩特性,国际电信联盟(ITU)制定了两种建议(即 A 压缩律和 μ 压缩律)以及相应的近似算法(13 折线法和 15 折线法)。中国、欧洲各国以及国际互连时采用 A 压缩律(简称 A 律)及相应的 13 折线法,北美、日本和韩国等少数国家和地区采用 μ 压缩律(简称 μ 律)及 15 折线法。下面仅讨论 A 律及其近似实现方法。

A 律的修正方法是,根据图 5.3.4 过原点作曲线的切线,切点坐标为 (x_1, y_1) ,不难求得切点坐标为: $x_1 = e^{-(k-1)}$, $y_1 = 1/k$ 。若令 $x_1 = e^{-(k-1)} = 1/A$,则 $y_1 = 1/(1 + \ln A)$, A 为压缩程度参数, A 律压缩特性如图 5.3.5 所示。这样,可以求得 A 律的数学表达式为

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 < x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (5.3.14)$$

从式(5.3.14)可以得出:当 $A=1$ 时, $y=x$,属于均匀量化;当 $A>1$ 时,随着 A 值的增大,其压缩程度越来越显著。在实际应用中,选择 $A=87.6$ 。

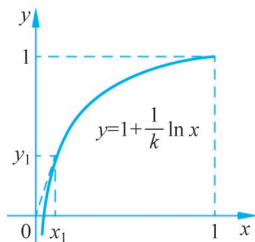


图 5.3.4 理想压缩特性

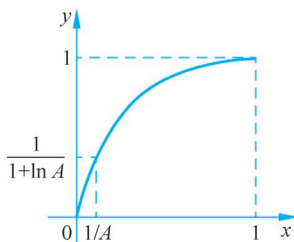


图 5.3.5 A 律压缩特性

A 律表达式是一条平滑曲线,用电子线路很难准确实现,一般用 13 折线特性曲线来近似地表示 A 律特性曲线,如图 5.3.6 所示。

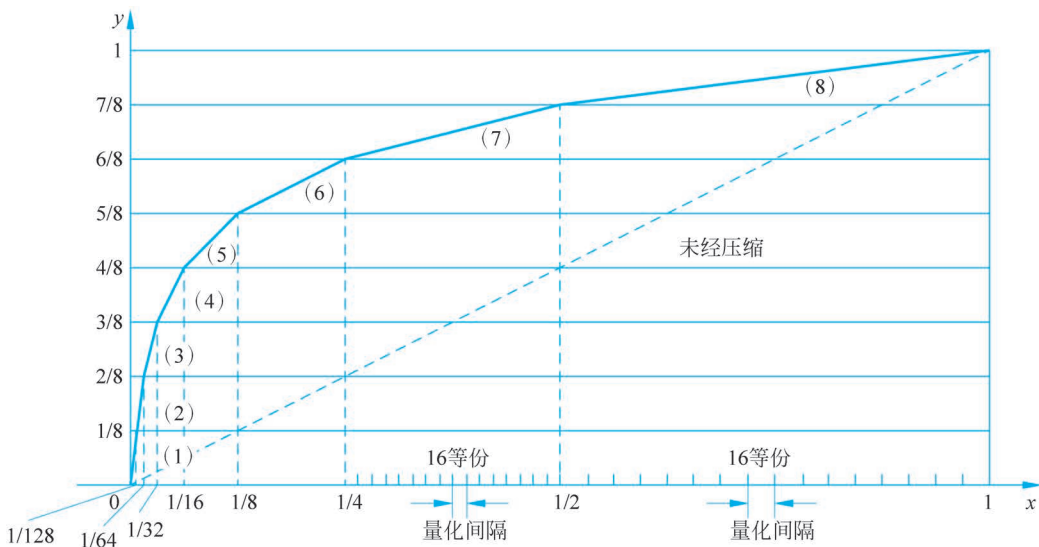


图 5.3.6 13 折线压缩特性

在图 5.3.6 中,横坐标 x 在 $0 \sim 1$ 被分为不均匀的 8 段: $1/2 \sim 1$ 的线段称为第 8 段; $1/4 \sim 1/2$ 的线段称为第 7 段; 以此类推,直到 $0 \sim 1/128$ 的线段称为第 1 段。纵坐标 y 则均匀地划分为 8 段。将与这 8 段相应的坐标点 (x, y) 相连,就得到了一条折线。由图 5.3.6 可见,除第 1 段和第 2 段外,其他各段折线的斜率都不相同:

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

因为语音信号为交流信号,所以,图 5.3.6 所示的压缩特性只是实际应用中压缩特性曲线的一半,为第 1 象限中的曲线,在第 3 象限还有对原点奇对称的另一半曲线。第 1 象限中的第 1 段和第 2 段折线,第 3 象限中的第 1 段和第 2 段折线,其斜率均相同,这 4 段折线实际上构成了一条直线。因此,共有 13 段折线,称为 13 折线压缩特性。

在 13 段折线中,每段再均匀地分为 16 等份,每一等份就为一个量化间隔。可见,在 0~1 范围内共有 $16 \times 8 = 128$ 个量化间隔,但不同段上的量化间隔是不均匀的。这样,对输入信号就形成了非均匀量化。其中,最小量化间隔为 $1/(128 \times 16) = 1/2048$,后面将此最小量化间隔称为 1 个量化单位;最大量化间隔为 $1/(2 \times 16) = 1/32$ 。

若用 13 折线法中的(第 1 和第 2 段)最小量化间隔作为均匀量化时的量化间隔,则 13 折线法中第 1 至第 8 段包含的均匀量化间隔数分别为 16、16、32、64、128、256、512、1024,共有 2048 个均匀量化间隔,而非均匀量化时只有 128 个量化间隔。因此,在保证小信号的量化间隔相等的条件下,均匀量化需要 11b 编码,而非均匀量化只要 7b 就够了。

5.4

编码



把量化后的信号电平值变换成代码的过程叫作编码,其相反过程称为译码。

5.4.1 常用的二进制码型

对于量化后的信号,总是能够用一定位数的二进制码元(或多进制码元)来表示。通常被用来编码的多为二进制码,其表示方式可以有自然二进码和折叠二进码。自然二进码是按照二进制数的自然规律排列的,是人们熟悉并习惯的最普通二进制数码。但是,它不是唯一一种编码方法。对于电话信号的编码,除了自然二进制码外,还常用折叠二进制码。现以4位码为例,将这两种编码列于表5.4.1中。因为电话信号是交流信号,故在此表中将16个双极性量化值分成两部分:第0~7个量化值对应于负极性电压;第8~15个量化值对应于正极性电压。显然,对于自然二进制码,这两部分之间没有什么对应联系。但是,对于折叠二进制码,除了其最高位符号相反外,其上、下两部分还呈现映像关系,或称折叠关系。这种码用最高位表示电压的极性,而用其他位来表示电压的绝对值。这就是说,在用最高位表示极性后,双极性电压可以采用单极性编码方法处理,从而使编码电路和编码过程大为简化。



视频

表 5.4.1 自然二进制码和折叠二进制码比较

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

折叠码的另一个优点是误码对于小电压的影响较小。例如,若有1个码组为1000,在传输或处理时发生1个符号错误,变成0000。由表5.4.1可见,若它为自然码,则它所代表的电压值将从8变成0,误差为8;若它为折叠码,则它将从8变成7,误差为1。但是,若一个码组从1111错成0111,则自然码将从15变成7,误差仍为8;而折叠码则将从

15 错成 0, 误差增大为 15。这表明, 折叠码对于小信号有利。由于语音信号小电压出现的概率较大, 所以折叠码有利于减小语音信号在传输或处理时由于误码所产生的平均噪声。

在语音通信中, 采用 A 律 13 折线压缩特性进行非均匀量化, 共有 256 个量化电平。也就是说, 用 8 位的折叠二进制码就能够保证满意的通信质量。其中, 第 1 位 c_1 表示量化值的极性正负。后面的 7 位分为段落码和段内码两部分, 用来表示量化值的绝对值。其中, 第 2~4 位 ($c_2 c_3 c_4$) 是段落码, 共计 3 位, 可以表示 8 种斜率的段落; 其他 4 位 ($c_5 c_6 c_7 c_8$) 为段内码, 可以表示每一段落内的 16 种量化电平。段内码代表的 16 个量化电平是均匀划分的。所以, 这 7 位码总共能表示 $2^7 = 128$ 种量化值。在表 5.4.2 和表 5.4.3 中给出了段落码和段内码的编码规则。

表 5.4.2 段落码

段落序号	$c_2 c_3 c_4$	段落范围(量化单位)
8	1 1 1	1024~2048
7	1 1 0	512~1024
6	1 0 1	256~512
5	1 0 0	128~256
4	0 1 1	64~128
3	0 1 0	32~64
2	0 0 1	16~32
1	0 0 0	0~16

表 5.4.3 段内码

量化间隔	$c_5 c_6 c_7 c_8$	量化间隔	$c_5 c_6 c_7 c_8$
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

典型电话信号的抽样频率是 8kHz, 故在采用这类非均匀量化编码器时, 典型的数字信号传输速率为 64kb/s。

5.4.2 逐次比较型编码与译码

实现将抽样信号变成二进制代码的编码器种类很多, 如计数型、直读型、逐次比较型、折叠级联型及混合型等, 但用得比较多的是逐次比较型(也称逐次反馈型)编码器。下面介绍逐次比较型编码器。

从表 5.4.2 和表 5.4.3 中可以看出: 各位码的取值有明显的规律。例如, c_2 在第 1~4 段为 0, 第 5~8 段为 1, 这样就可以通过将输入的样值脉冲信号与第 5 段的起始电

平 128 进行比较,当大于 128 时, $c_2=1$;当小于 128 时, $c_2=0$ 。如果 $c_2=0$,则信号幅度处于第 1~4 段, c_3 在第 1~4 段中的规律是 1~2 段 $c_3=0$,3~4 段 $c_3=1$,这时的比较标准是第 3 段的起始电平值 32:当大于 32 时, $c_3=1$;当小于 32 时, $c_3=0$ 。如果 $c_3=0$,则 c_4 在第 1~2 段的规律是第 1 段 $c_4=0$,第 2 段 $c_4=1$,只要信号大于第 2 段的起始电平 16,则 $c_4=1$,反之 $c_4=0$ 。经过 3 次比较即可确定信号的幅度所处的具体段落,用类似的方法再经过 4 次比较可以确定信号幅度具体为某段的哪一量化间隔,也就是说,通过 7 次比较就可以完成对样值脉冲幅度的量化和编码了。逐次比较型编码器就是利用上述原理实现量化和编码,其框图如图 5.4.1 所示,它由整流器、保持电路、比较器及本地译码电路组成。

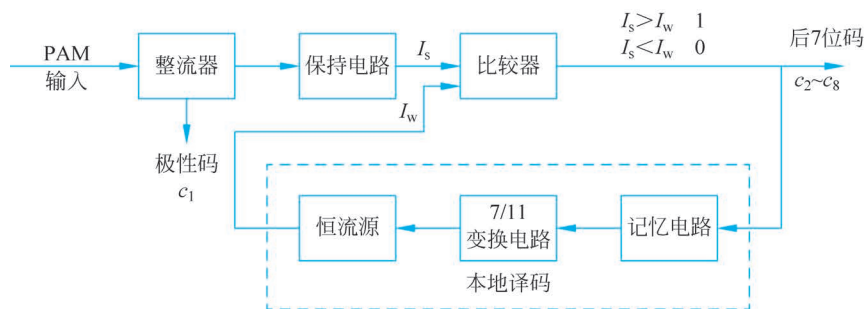


图 5.4.1 逐次比较型编码器框图

整流器用来判别输入样值脉冲的极性,编出第 1 位极性码 c_1 ,同时将双极性值变成单极性值。

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一定的幅度。

比较器是编码器的核心。它通过对输入信号抽样脉冲电流(或电压) I_s 和称为权值电流的标准电流 I_w 逐次比较,每比较一次,得出 1 位二进制码:当 $I_s > I_w$ 时,输出为 1 码;反之,输出为 0 码。由于在 A 律 13 折线中用了 7 位二进制码来代表段落码和段内码,所以对一个输入信号的抽样值需要进行 7 次比较。每次所需的权值电流 I_w 均由本地译码电路提供。

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码,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权值电流 I_w 。因此,每输出一位码都还要送入记忆电路暂存。7/11 变换电路的功能是将 7 位的非均匀量化码变换成 11 位的均匀量化码,以便于恒流源能够产生所需的权值电流 I_w 。

用逐次比较型编码完成量化和编码的过程可由下面的例子说明。

【例 5-1】 设输入电话信号抽样值的归一化动态范围为 $-1 \sim +1$,将此动态范围划分为 4096 个量化单位,即将 $1/2048$ 作为 1 个量化单位。当输入抽样值为 970 个量化单位时,试用逐次比较法将其按照 13 折线 A 律特性进行编码。

解: 其编码过程如下:

- (1) 确定极性码 c_1 : 因为输入抽样值 +970 为正极性,所以 $c_1=1$ 。
- (2) 确定段落码 $c_2c_3c_4$: 由段落码编码规则(见表 5.4.2)可见, c_2 值决定于信号抽

样值大于还是小于 128, 即此时的权值电流 $I_w = 128$ 。现在输入抽样值等于 970, 故 $c_2 = 1$ 。在确定 $c_2 = 1$ 后, c_3 决定于信号抽样值大于还是小于 512, 即此时的权值电流 $I_w = 512$, 因此判定 $c_3 = 1$ 。同理, 在 $c_2 c_3 = 11$ 的条件下, 决定 c_4 的权值电流 $I_w = 1024$, 将其和抽样值 970 比较后, 得到 $c_4 = 0$ 。上述 3 次比较, 就得出了段落码 $c_2 c_3 c_4 = 110$, 并且得知抽样值 970 位于第 7 段落内。

(3) 确定段内码 $c_5 c_6 c_7 c_8$: 段内码是按量化间隔均匀编码的, 每一段落均被均匀地划分为 16 个量化间隔。但是, 因为各个段落的斜率和长度不等, 故不同段落的量化间隔是不同的。对于第 7 段落, 其量化间隔如图 5.4.2 所示。

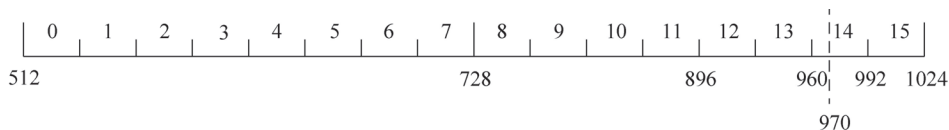


图 5.4.2 第 7 段落量化间隔

由段内码编码规则表(见表 5.4.3)可见, 决定 $c_5 = 1$ 还是 $c_5 = 0$ 的权值电流值在量化间隔 7 和 8 之间, 对于第 7 段落, 即有 $I_w = 768$, 现在信号抽样值 $I_s = 970$, 所以 $c_5 = 1$ 。同理, 决定 c_6 值的权值电流值在量化间隔 11 和 12 之间, 故 $I_w = 896$, 因此仍有 $I_s > I_w$, 所以 $c_6 = 1$ 。如此继续下去, 决定 c_7 的权值电流 $I_w = 960$, 仍有 $I_s > I_w$, 所以 $c_7 = 1$ 。最后, 决定 c_8 的权值电流 $I_w = 992$, 现在 $I_s < I_w$, 所以 $c_8 = 0$ 。

经上述 7 次比较, 编出的 8 位码为 11101110。它表示输入抽样值在第 7 段落的第 14 量化间隔。在接收端译码时, 通常将此码组转换成此量化间隔的中间值输出, 即输出样值等于 976 个量化单位, 故量化误差等于 6 个量化单位。

从以上的编码原理可以看出, 量化和编码过程是结合在一起完成的, 不一定存在独立的量化器。

在接收端译码中, 译码器的核心部分原理和编码器的本地译码器的原理一样。由记忆电路接收发送来的码组。当记忆电路接收到码组的最后一位 c_8 后, 经过 7/11 变换, 由 11 位线性码控制恒流源产生一个权值电流, 它等于量化间隔的中间值。由于编码器中的比较器只是比较抽样的绝对值, 本地译码器也只是产生正值权值电流, 所以在接收端的译码器中, 最后一步要根据接收码组的第一位 c_1 值控制输出电流的正负极性。接收端译码器的原理框图如图 5.4.3 所示。

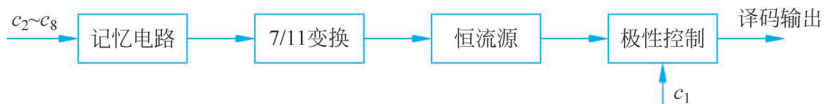


图 5.4.3 接收端译码器的原理框图

【例 5-2】 设收到码组为 11101110, 将其译码输出。

解: 从码组 $c_1 = 1$ 知道样值脉冲为正极性, 由段落码 $c_2 c_3 c_4 = 110$ 知道样值脉冲处在第 7 段落内, 第 7 段落的起始电平为 512; 段内码 $c_5 c_6 c_7 c_8 = 1110$, 表示抽样值在第 7 段落的第 14 个量化间隔。第 7 段落的每个量化间隔为 32 个量化单位, 所以可方便地得

出 7 位非线性码 1101110 对应的 11 位线性码为 01111010000, 如下所示:

b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1
1024	512	256	128	64	32	16	8	4	2	1
0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0

11 位线性码中第 5 位 $b_5=1$, 是为了取量化间隔的中心电平为量化电平所加的半个量化间隔, 即译码时添加了 16 个量化单位。

由所得的 11 位线性码算出译码后的量化电平为 $512+256+128+64+16=976$ 个量化单位。

5.4.3 PCM 系统的抗噪声性能

PCM 系统的原理框图如图 5.4.4 所示。

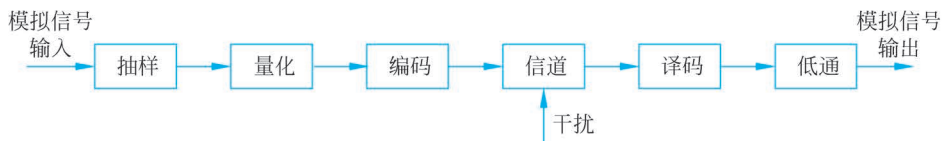


图 5.4.4 PCM 系统的原理框图

在 PCM 通信系统中, 重建信号的误差来源有两种: 量化噪声和加性噪声, 而且它们互不依赖, 是彼此独立的, 所以可以分别进行讨论。

为简单起见, 这里仅讨论均匀量化时 PCM 系统的量化噪声。在 5.3.1 节中, 已求出均匀量化器的输出信号量噪比为

$$\frac{S_0}{N_q} = \frac{\frac{M^2}{12}(\Delta v)^2}{\frac{(\Delta v)^2}{12}} = M^2 \quad (5.4.1a)$$

对于 PCM 系统, 解码器中具有这个信号量噪比的信号还要通过低通滤波器, 然后输出。由于这个比值是按均匀量化器中的抽样值计算出来的, 它与波形无关。所以, 在低通滤波器后这个比值不变。当量化电平数 M 可用 N 位二进制码进行编码时, 则式(5.4.1a)写为

$$S_0/N_q = M^2 = 2^{2N} \quad (5.4.1b)$$

PCM 信号在传输过程中受到加性干扰, 将使接收码组中产生误码, 造成信噪比下降。通常仅需考虑在码组中有一位误码的情况, 因为在同一码组中出现两个以上误码的概率非常小, 可以忽略。例如, 当误码率为 $P_e = 10^{-4}$ 时, 在一个 8 位码组中出现一位误码的概率为 $P'_e = 8P_e = 8 \times 10^{-4}$, 而出现 2 位误码的概率为 $P''_e = C_8^2 P_e^2 = 2.8 \times 10^{-7}$, 所以 $P''_e \ll P'_e$ 。

现在仅讨论高斯白噪声对均匀量化自然码的影响。这时, 可以认为码组中出现的误码是彼此独立和均匀分布的。设每个码元的误码率为 P_e , 码组的构成如图 5.4.5 所示, 计算由于误码而造成的噪声功率。

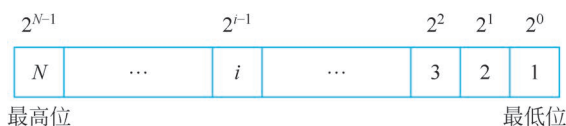


图 5.4.5 码组的构成

在一个长度为 N 的自然码码组中,每位的权值分别为 $2^0, 2^1, 2^2, \dots, 2^{N-1}$, 设量化间隔为 Δv , 则第 i 位码元代表的信号权值为 $2^{i-1} \Delta v$ 。若该位码元发生错误, 则产生的误差将为 $\pm(2^{i-1} \Delta v)$ 。由于已假设误码是均匀分布的, 所以一个码组中, 如果只有一个码元发生差错, 它所造成的该码组误差功率的(统计)平均值将等于

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1} \Delta v)^2 = \frac{(\Delta v)^2}{N} \sum_{i=1}^N (2^{i-1})^2 = \frac{2^{2N} - 1}{3N} (\Delta v)^2 \approx \frac{2^{2N}}{3N} (\Delta v)^2 \quad (5.4.2)$$

考虑到每个码元发生误码的概率为 P_e , 则一个码组出现误码的概率为 NP_e , 由于误码而造成的噪声平均功率为

$$N_a = NP_e \frac{2^{2N}}{3N} (\Delta v)^2 = \frac{2^{2N} P_e}{3} (\Delta v)^2 \quad (5.4.3)$$

因此, 在这种情况下, 由加性噪声引起误码产生的输出信噪比为

$$\frac{S_o}{N_a} = \frac{\frac{M^2}{12} (\Delta v)^2}{\frac{2^{2N} P_e (\Delta v)^2}{3}} = \frac{1}{4P_e} \quad (5.4.4)$$

可见, 由误码引起的信噪比与误码率成反比。

最后得到 PCM 系统的总输出信噪比

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \frac{S_o}{N_a + N_q} = \frac{\frac{M^2}{12} (\Delta v)^2}{\frac{2^{2N} P_e (\Delta v)^2}{3} + (\Delta v)^2 / 12} \\ &= \frac{M^2}{2^{2(N+1)} P_e + 1} = \frac{2^{2N}}{1 + 2^{2(N+1)} P_e} \end{aligned} \quad (5.4.5)$$

在大信噪比条件下, 即当 $2^{2(N+1)} P_e \ll 1$, 误码率很小时, 式(5.4.5)变成

$$S/N \approx 2^{2N} \quad (5.4.6)$$

这时系统中的量化噪声是主要的, 为改善系统的信噪比, 应设法减小量化误差, 使用量化级数 M 大的量化器。

在小信噪比条件下, 即当 $2^{2(N+1)} P_e \gg 1$, 加性噪声的影响将占主要地位时, 式(5.4.5)变成

$$S/N \approx 1/(4P_e) \quad (5.4.7)$$



视频

5.5 语音压缩编码



目前数字电话系统中采用的 PCM 编码需要 64kb/s 的速率传输 1 路电话信号。在第 6 章介绍的二进制基带传输系统中, 传输 64kb/s 数字信号的最小频带理论值为

32kHz。而模拟单边带多路载波电话占用的频带仅为 4kHz。PCM 占用频带要比模拟单边带通信系统宽很多倍。这将严重限制 PCM 在已经相当拥挤的那些频段中的应用。因此,几十年来,人们一直致力于压缩数字化语音占用频带的研究工作,也就是在相同质量指标的条件下,努力降低数字化语音速率,以提高通信系统的频带利用率。通常,人们把低于 64kb/s 码元速率的语音编码称为语音压缩编码。差分脉冲编码调制(DPCM)就是实现语音压缩编码的办法之一。

5.5.1 差分脉冲编码调制

DPCM 属于预测编码。在预测编码中,每个抽样值不是独立地编码,而是先根据前面几个抽样值计算出一个预测值,再取当前抽样值和预测值之差进行编码并传输。此差值称为预测误差。由于抽样值与其预测值之间有较强的相关性,即抽样值和其预测值非常接近,使此预测误差的可能取值范围比抽样值的变化范围小。所以,如果量化间隔相等,传输预测误差信号就可以采用较少的编码位数,从而降低其比特率。

一般来说,可以利用前面的几个抽样值的线性组合来预测当前的抽样值,称为线性预测。若仅用前面的 1 个抽样值预测当前的抽样值,那就是 DPCM。图 5.5.1 给出了线性预测编码、译码原理框图。其中输入抽样信号为 m_k ,此抽样信号和预测器输出的预测值 m'_k 相减,得到预测误差 e_k 。此预测误差经过量化后得到量化预测误差 r_k 。 r_k 除了送到编码器编码并输出外,还用于更新预测值。它和原预测值 m'_k 相加,构成预测器新的输入 m^* 。假定量化器的量化误差为零,即 $r_k = e_k$,则由图 5.5.1(a)可见

$$m_k^* = r_k + m'_k = e_k + m'_k = (m_k - m'_k) + m'_k = m_k \quad (5.5.1)$$

因此, m^* 可以看成带有量化误差的抽样信号 m_k 。

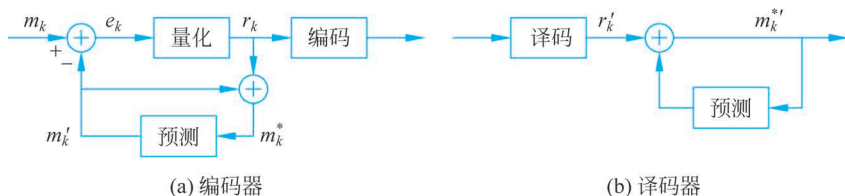


图 5.5.1 线性预测编码、译码原理框图

预测器的输出和输入关系为

$$m'_k = \sum_{i=1}^p a_i m_{k-i}^* \quad (5.5.2)$$

式中, p 是预测阶数, a_i 是预测系数。式(5.5.2)表明,预测值 m'_k 是前面 p 个带有量化误差的抽样信号值的加权和。在 DPCM 中, $p=1, a_1=1$,故 $m'_k = m_{k-1}^*$ 。这时,图 5.5.1 中的预测器就简化成为一个延迟电路,其延迟时间为 1 个抽样间隔时间 T_s 。

由图 5.5.1 可见,编码器中预测器输入端和相加器的连接电路,与译码器中的完全一样。当无传输误差,即编码器的输出就是译码器的输入时,这两个相加器的输入信号相同,即 $r'_k = r_k$ 。所以,此时译码器的输出信号 $m_k^{*'}$ 和编码器中相加器输出信号 m_k^* 相

同,即等于带有量化误差的信号抽样值 m_k 。

现在,传输码元速率为 32kb/s 的 DPCM 系统的通话质量,大致可达到 64kb/s PCM 的水平。为了改善 DPCM 体制的性能,将自适应技术引入量化和预测过程,得出自适应差分脉码调制(ADPCM)体制,它能大大提高信号量噪比和动态范围。

5.5.2 增量调制

PCM 和 DPCM 都是利用一组包含 $N(N \geq 2)$ 个二进制码元的代码来表示抽样值或预测误差值,因此收发双方除了必须保持码元(位)同步外,还必须保持码组(帧)同步,从而增加了系统的复杂性。如果用一个二进制码来传输抽样点的信息,则会使系统变得简单。利用一个二进制码来传输抽样点信息的通信方式就是增量调制(ΔM 或 DM)。显然,一位二进制码只能代表两种状态,不可以直接去表示模拟信号的抽样值,但是它可以表示相邻抽样值的相对大小,而相邻抽样值的变化同样反映出模拟信号的变化规律,因此用一位二进制码去描述模拟信号是完全可能的。增量调制是采用一种较低速率(16~32kb/s)且极易实现的调制方式,由于电路简单,而语音质量也能满足一般要求,因此常用在军事通信及一些特殊通信中。

1. 增量调制原理

增量调制(ΔM)可以看成是一种最简单的 DPCM。当 DPCM 系统中量化器的量化电平数取为 2,且预测器仍简单地是一个延迟时间为抽样间隔 T_s 的延迟器时,DPCM 系统就成为增量调制系统。其原理框图如图 5.5.2 所示。

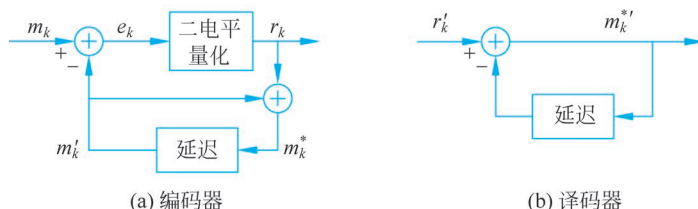


图 5.5.2 增量调制原理框图

图 5.5.2(a)中预测误差 $e_k = m_k - m_k'$ 被量化成两个电平 $+\sigma$ 和 $-\sigma$ 。 σ 值称为量化台阶。这就是说,量化器输出信号 r_k 只取两个值 $+\sigma$ 或 $-\sigma$,因此可用一个二进制符号表示。例如,用 1 表示 $+\sigma$,用 0 表示 $-\sigma$ 。译码器的延迟相加电路和编码器中的相同。所以当无传输误码时, $m_k^{*'} = m_k^*$ 。

在实际应用中,为了简单起见,通常用一个积分器来代替延迟相加电路,如图 5.5.3 所示。

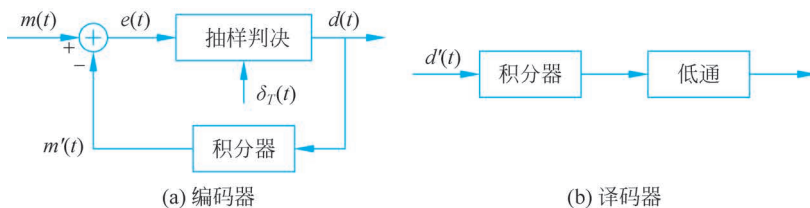


图 5.5.3 增量调制原理框图

图 5.5.3(a)中编码器输入信号为 $m(t)$,它与预测信号 $m'(t)$ 值相减,得到预测误差 $e(t)$ 。预测误差 $e(t)$ 被周期为 T_s 的冲激序列 $\delta_T(t)$ 抽样。若抽样值为正值,则判决输出电压 $+\sigma$ (用 1 表示);若抽样值为负值,则判决输出电压 $-\sigma$ (用 0 表示)。这样就得到二进制输出数字信号。图 5.5.4 中给出了这一过程。

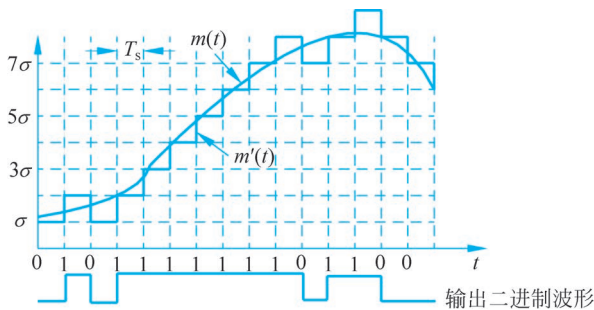


图 5.5.4 增量调制波形图

在译码器中,积分器只要每收到一个 1 码元就使其输出升高 σ ,每收到一个 0 码元就使其输出降低 σ ,这样就可以恢复出图 5.5.4 中的阶梯形电压 $m'(t)$ 。这个阶梯电压通过低通滤波器平滑后,就得到十分接近编码器原输入的模拟信号。

2. 量化信噪功率比

与 PCM 一样,增量调制在模数转换过程中同样存在量化误差并形成量化噪声。因为增量调制中,虽然译码器中积分器所恢复的阶梯形电压 $m'(t)$ 与输入信号 $m(t)$ 的波形近似,但是存在失真。这种失真称为量化噪声。产生这种量化噪声的原因有两种,如图 5.5.5 所示。第一种是由于编译码时用阶梯波形去近似表示模拟信号波形,由阶梯本身的电压突跳产生失真。这是增量调制的基本量化噪声,又称一般量化噪声,见图 5.5.5(a)。它伴随着信号永远存在,即只要有信号,就有这种噪声。第二种噪声发生在输入信号斜率的绝对值过大时。由于当抽样频率 $f_s = 1/T_s$ 和量化台阶 σ 确定后,阶梯波的最大斜率 k 就确定了,即 $k = \sigma/T_s = \sigma f_s$,也称为译码器的最大跟踪斜率。这样,当输入信号斜率大于该斜率时,就会出现阶梯波 $m'(t)$ 跟不上输入信号 $m(t)$ 的现象,见图 5.5.5(b),从而产生大的失真,称为过载量化噪声。

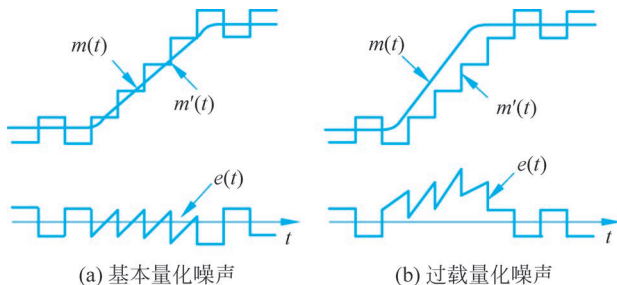


图 5.5.5 增量调制的量化噪声

为了避免发生过载量化噪声,必须使乘积 σf_s 足够大,使信号的斜率不超过这个值。另外, σ 值直接和基本量化噪声的大小有关,若取 σ 值太大,势必增大基本量化噪声。所以,用增大 f_s 的办法增大乘积 σf_s ,才能保证基本量化噪声和过载量化噪声两者都不超过要求。实际中增量调制采用的抽样频率 f_s 值比 PCM 和 DPCM 的抽样频率值都大很多。

增量调制编码器不可能对任何幅度的输入信号都进行编码。当输入电压的峰-峰值小于 σ 时,编码器的输出就成为 1 和 0 交替出现的二进制序列。因为译码器的输出端接有低通滤波器,故这时译码器的输出电压为 0。只有当输入的峰值电压大于 $\sigma/2$ 时,输出代码结构才与信号的变化有关,一般小于 $\sigma/2$ 为非编码区或空载区,故称 $\sigma/2$ 为增量调制编码器的最小编码电平。

在不过载的条件下,量化误差的波形如图 5.5.5(a)所示,其误差值 $e(t)$ 在区间 $(-\sigma, +\sigma)$ 内变化。假设它在此区间内均匀分布,即概率密度函数为

$$f(e) = \frac{1}{2\sigma}, \quad -\sigma \leq e \leq +\sigma \quad (5.5.3)$$

则量化噪声功率为

$$E[e^2(t)] = \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 f(e) de = \frac{1}{2\sigma} \int_{-\sigma}^{\sigma} e^2 de = \sigma^2/3 \quad (5.5.4)$$

因为 $e(t)$ 的最小周期为 $T_s = 1/f_s$, 因此可认为这个功率的频谱均匀分布在从 0 到抽样频率 f_s 之间, 即其功率谱密度 $P(f)$ 可以近似地表示为

$$P(f) = \frac{\sigma^2}{3f_s}, \quad 0 < f < f_s \quad (5.5.5)$$

由于接收端译码器后均接有低通滤波器, 它的截止频率为 f_m , f_m 是信号的最高频率, 则经低通滤波器后的输出量化噪声功率为

$$N_q = P(f) f_m = \frac{\sigma^2}{3} \left(\frac{f_m}{f_s} \right) \quad (5.5.6)$$

由此可见, 基本量化噪声功率和输入信号大小无关, 只和量化台阶 σ 与 f_m/f_s 有关。

当输入信号为正弦信号时, $m(t) = A \sin(\omega_k t)$, 其斜率为 $A\omega_k$, 则临界过载时, 有 $A_{\max} \omega_k = \sigma/T_s = \sigma f_s$, $A_{\max} = \sigma f_s / \omega_k$, 所以最大信号功率为

$$S_{\max} = \frac{A_{\max}^2}{2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{2\omega_k^2} = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} \quad (5.5.7)$$

这时最大的信号量噪比为

$$S_{\max}/N_q = \frac{\sigma^2 f_s^2}{8\pi^2 f_k^2} \left[\frac{3}{\sigma^2} \left(\frac{f_s}{f_m} \right) \right] = \frac{3}{8\pi^2} \left(\frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \right) \approx 0.04 \frac{f_s^3}{f_k^2 f_m} \quad (5.5.8)$$

式(5.5.8)若用 dB 表示, 则可写成

$$\left(\frac{S_{\max}}{N_q} \right)_{\text{dB}} = 30 \lg f_s - 10 \lg f_m - 20 \lg f_k - 14 \quad (5.5.9)$$

式(5.5.8)和式(5.5.9)表明: ΔM 的量化信噪比与 f_s 的 3 次方成正比, 即抽样频率每提高 1 倍, 信噪比提高 9dB。因此, 一般 ΔM 的抽样频率高于 16kHz 才能使量化信噪



比达到 15dB 以上。32kHz 时,量化信噪比约为 26dB,只能满足一般通信质量要求。而量化信噪比和信号频率 f_k 的平方成反比,即信号频率每提高 1 倍,量化信噪比下降 6dB。因此, ΔM 时语音高频段的量化信噪比下降。为了提高增量调制的质量和降低编码速率,出现了一些改进方案,如增量总和($\Delta-\Sigma$)调制、压扩式自适应增量调制等。

5.6 时分复用与数字复接

5.6.1 时分复用基本原理

在数字通信中,PCM、 ΔM 、ADPCM 或者其他模拟信号的数字化,一般都采用时分复用方式来提高信道的传输效率。

时分复用(TDM)是利用不同时间间隙来传送各路不同信号的,其原理示意图如图 5.6.1(a)所示。首先,各路信号通过相应的低通变为带限信号,然后送到抽样旋转开关。旋转开关每 T_s 秒将各路信号依次抽样一次,这样 N 个样值按先后顺序错开纳入抽样间隔 T_s 之内,称为 1 帧。各路信号是断续地发送的,因此必须满足抽样定理。例如,语音信号的抽样频率为 8kHz,则旋转开关应每秒旋转 8000 次。合成的复用信号是 N 个抽样信号之和,如图 5.6.1(d)所示。相邻两个抽样脉冲之间的时间间隔称为时隙。在接收端,若开关同步地旋转,则对应各路低通滤波器输入端能得到相应路的抽样信号。

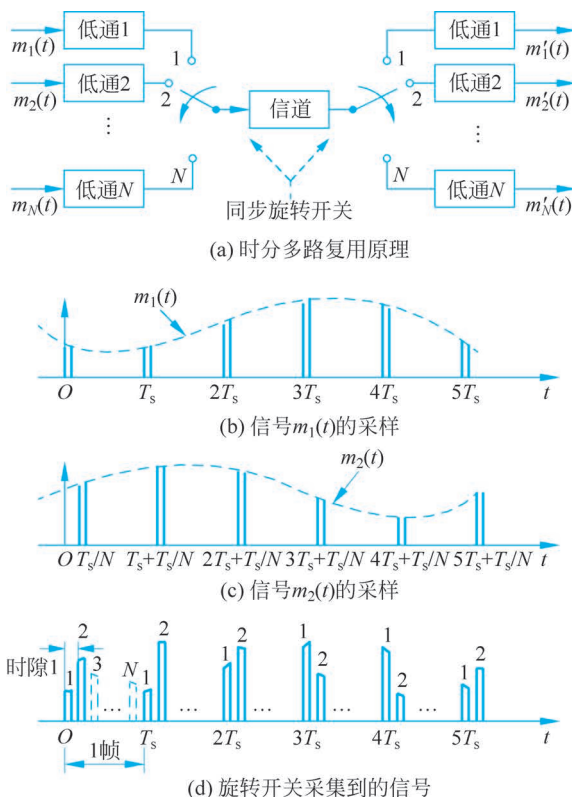


图 5.6.1 时分复用原理示意图

TDM 与 FDM 原理的差别在于: TDM 在时域上是各路信号分割开来的,但在频域上是各路信号混叠在一起的。FDM 在频域上是各路信号分割开来的,但在时域上是混叠在一起的。TDM 的主要优点:便于实现数字通信,易于制造,适于采用集成电路实现,生产成本较低。

国际上通用的 PCM 有两种标准,即 A 律 PCM 和 μ 律 PCM,其编码规则和帧结构均不相同。由于抽样频率为 8000Hz,故每帧的长度为 $125\mu\text{s}$ 。A 律基群帧结构如图 5.6.2 所示,在 A 律基群中,一帧共有 32 个时隙。各个时隙从 0~31 顺序编号,分别记为 TS0,TS1,TS2,...,TS31,其中 TS1~TS15 和 TS17~TS31,用于传输 30 路语音抽样值的 8 位码组,TS0 用于传输帧同步码,TS16 用于传输话路信令。

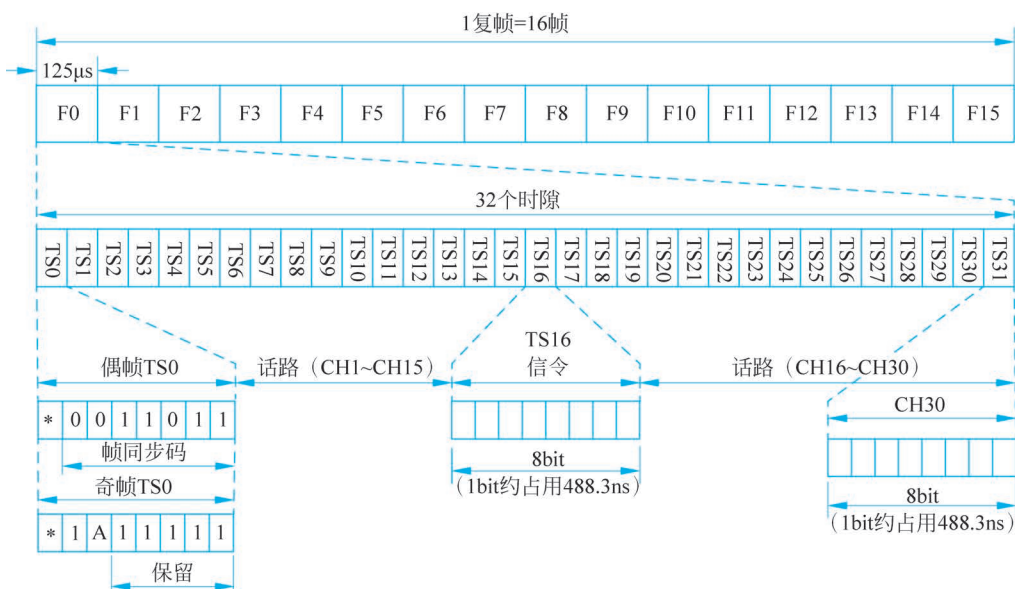


图 5.6.2 A 律基群帧结构

5.6.2 数字复接基本原理

在通信网中往往有多次复用,由若干链路来的多路时分复用信号,再次复用,构成高次群。各链路信号来自不同地点,其时钟(频率和相位)之间存在误差。所以在低次群合成高次群时,需要将各路输入信号的时钟调整统一。这种将低次群合并成高次群的过程称为复接;反之,将高次群分解为低次群的过程称为分接。目前大容量链路的复接几乎都是 TDM 信号的复接。

ITU 对于 TDM 多路电话通信系统,制定了准同步数字体系(PDH)和同步数字体系(SDH)标准的建议。

准同步数字体系(PDH)有两种标准系列和速率,即 E 体系和 T 体系。中国、欧洲及国际连接采用 E 体系,北美、日本和其他少数国家和地区采用 T 体系。这两种体系的层

次、路数和比特率的规定如表 5.6.1 所示。

表 5.6.1 准同步数字体系

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

E 体系的结构如图 5.6.3 所示。它以 30 路 PCM 数字电话信号的复用设备为基本层(E-1),每路 PCM 信号的比特率为 64kb/s。由于需要加入群同步码元和信令码元等额外开销,所以实际占用 32 路 PCM 信号的比特率,故其输出总比特率为 2.048Mb/s。此输出称为一次群信号,也称为基群信号。4 个一次群信号进行二次复用,得到二次群信号,其比特率为 8.448Mb/s。按照同样的方法再次复用,得到比特率为 34.368Mb/s 的

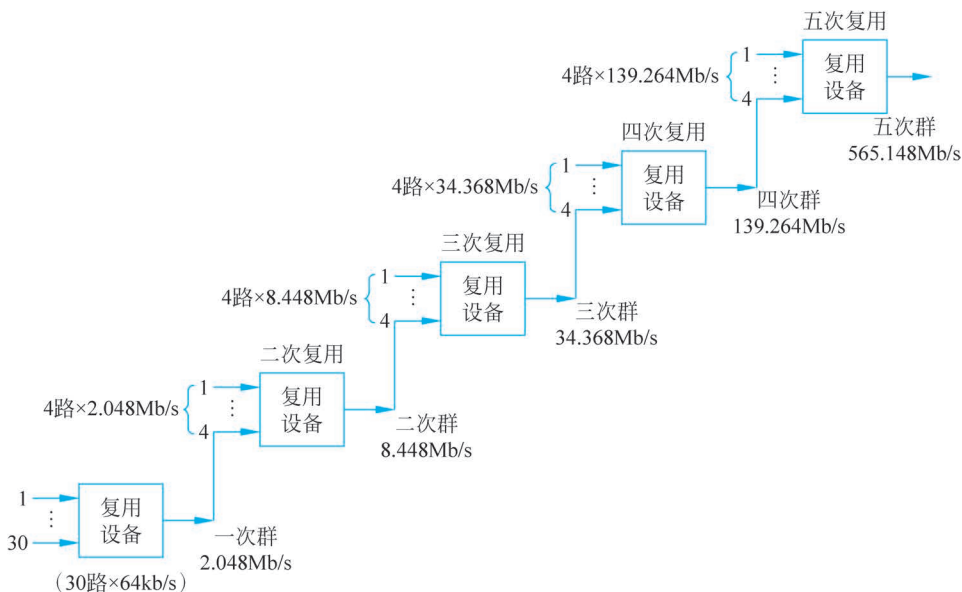


图 5.6.3 E 体系的结构

三次群信号和比特率为 139.264Mb/s 的四次群信号等。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。和一次群的额外开销一样,高次群也需要额外开销,故其输出比特率比相应的 1 路输入比特率的 4 倍还高一些。额外开销占总比特率很小的百分比,但是当总比特率增高时,此开销的绝对值并不小,很不经济。

随着数字通信速率的不断提高,PDH 体系已经不能满足要求。另外,用于 PDH 有 E 和 T 两种体系,它们分别用于不同地区,这样不利于国际的互连互通。20 世纪 80 年代中期,为了克服 PDH 的缺点,美国贝尔公司首先提出同步光网络(SONET),ITU 参照 SONET 体系在 1989 年制定了同步数字体系(SDH)。SDH 是针对更高速率的传输系统制定出的全球统一的标准,其整个网络中各设备的时钟来自同一个极精确的时间标准(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。

TDM 广泛应用于地面通信中,尤其在传统的电话通信和数字传输系统中,TDM 技术通过在不同的时间间隙内传送多路信号,有效提高了信道的传输效率。在地面通信中,TDM 可以在有限的带宽资源下,同时传输多路信号,常见应用包括 PCM 信号的多路复用。在卫星通信中,如“北斗”卫星导航系统,由于其传输覆盖范围广泛,往往需要同时支持大量用户,各路信号通过不同的时间窗口依次发送,保证了有限带宽的最大化利用,并确保不同用户的数据流不相互干扰,为全球定位服务提供了稳定的信号传输。在移动通信领域,基于 TDM 技术的 TD-SCDMA 是中国主导研发的第三代移动通信国际标准,其核心创新在于采用时分同步的方式处理多路信号,不仅提高了频谱利用率,还减少了对现有通信环境的干扰。这一成果标志着我国从通信技术的“追随者”逐渐成为“规则制定者”。从地面通信到卫星通信,再到移动通信,TDM 技术贯穿了多个关键通信领域。这不仅体现了理论与实践结合的重要性,也强调了技术创新在满足复杂通信需求中的关键作用。

5.7 MATLAB 仿真举例



对于带宽受限的信号,抽样定理表明,采用一定速率的抽样,可以无失真地表示原始信号。下面举例说明低通抽样定理的 MATLAB 实现。

低通抽样定理:一个频带为 $[0, f_H]$ 的低通信号 $m(t)$,可以无失真地被抽样速率 $f_s \geq 2f_H$ 的抽样序列所恢复,即

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m(kT_s) \frac{\sin[2\pi f_H(t - kT_s)]}{2\pi f_H(t - kT_s)} \quad (5.7.1)$$

设有一低通型信号 $m(t) = 50\text{Sa}^2(200t)$,分别用两种抽样频率对其进行抽样: $f_{s,1} = 100\text{Hz}$, $f_{s,2} = 200\text{Hz}$,通过 m 文件得到抽样后的图像及频谱,并给出结论。

(1) 画出模拟信号的波形和频谱。MATLAB 源代码如下：

```
clear
t0 = 10; % 定义时间长度
ts = 0.001; % 抽样周期,取得很小
fs = 1/ts;
df = 0.5; % 定义频率分辨率
t = [-t0/2:ts:t0/2]; % 定义时间序列
x = sin(200 * t); m = x./(200 * t); % 定义抽样函数
w = t0/(2 * ts) + 1; % 确定 t = 0 的点
m(w) = 1; % t = 0 点的信号值为 1
m = m. * m; m = 50. * m; % 得到信号序列
[M,mn,dfy] = fftseq(m,ts,df); % 傅里叶变换
M = M/fs;
f = [0:dfy:dfy * length(mn) - dfy] - fs/2; % 定义频率序列
subplot(1,2,1); plot(t,m,'k')
title('原信号的波形')
axis([-0.15,0.15,-1,50]); subplot(1,2,2)
plot(f,abs(fftshift(M)),'k') % 作出原信号的频谱图
axis([-500,500,0,1]);
title('原信号的频谱')
```

程序运行结果如图 5.7.1 所示。原信号 $m(t) = 50\text{Sa}^2(200t)$ 的最高频率 $f_H = 64\text{Hz}$ 。

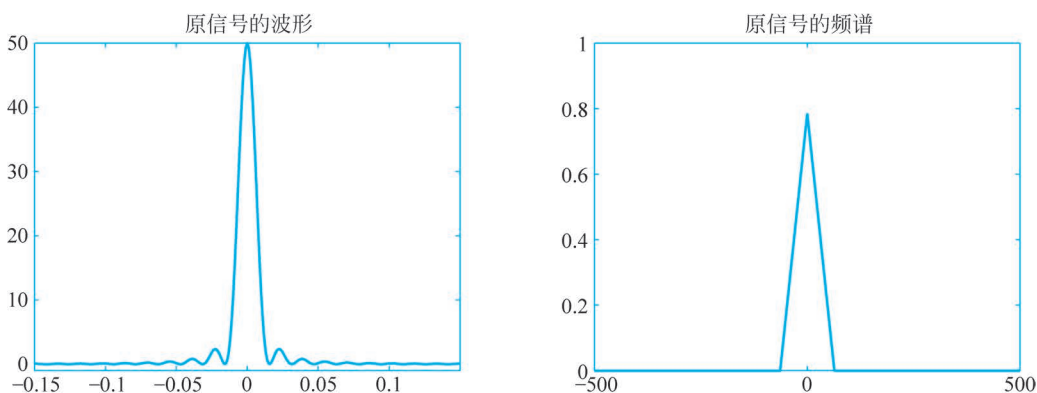


图 5.7.1 模拟信号的波形和频谱图

(2) 画出模拟信号抽样频率 $f_{s,1} = 100\text{Hz}$ 时的波形和频谱。MATLAB 源代码如下：

```
clear
t0 = 10; % 定义时间长度
ts1 = 0.01; fs1 = 1/ts1; % 抽样频率小于抽样定理要求的频率
df = 0.5; % 定义频率分辨率
t1 = [-t0/2:ts1:t0/2]; % 定义抽样时间序列
x1 = sin(200 * t1); % 计算对应抽样序列的信号序列
m1 = x1./(200 * t1); % 计算函数序列
w1 = t0/(2 * ts1) + 1; % 由于除 0 产生了错误值,计算该值标号
```

```

m1(w1) = 1; % 将错误值修正
m1 = m1. * m1; m1 = 50. * m1;
[M1,mn1,df1] = fftseq(m1,ts1,df); % 对抽样序列进行傅里叶变换
M1 = M1/fs1;
N1 = [M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1, M1];
f1 = [-7 * df1 * length(mn1):df1:6 * df1 * length(mn1) - df1] - fs1/2;
subplot(1,2,1); stem(t1,m1, 'k');
title('欠抽样信号的波形')
axis([-0.15,0.15,-1,50]); subplot(1,2,2)
plot(f1,abs(fftshift(N1)), 'k') % 作出欠抽样信号的频谱图
title('欠抽样信号的频谱 fs = 100Hz')
axis([-500,500,0,1]);

```

程序运行结果如图 5.7.2 所示。由于抽样频率 $f_{s,1} = 100\text{Hz} < 2f_H$, 属于欠抽样, 不满足低通抽样定理的要求, 故抽样信号频谱出现混叠。

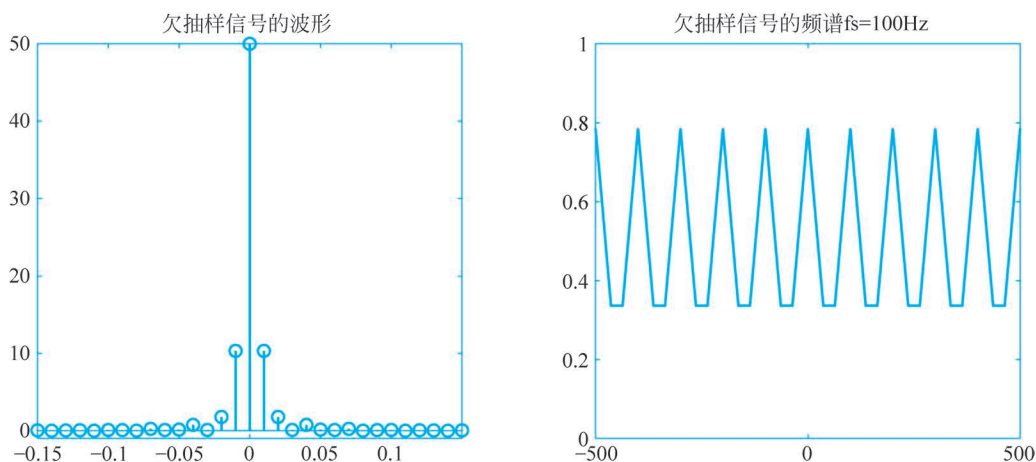


图 5.7.2 欠抽样的波形和频谱图

(3) 画出模拟信号抽样频率 $f_{s,2} = 200\text{Hz}$ 时的波形和频谱。MATLAB 源代码如下:

```

clear
t0 = 10; % 定义时间长度
ts2 = 0.005; fs2 = 1/ts2; % 抽样周期
df = 0.5; % 定义频率分辨率
t2 = [-t0/2:ts2:t0/2]; % 定义抽样时间序列
x2 = sin(200 * t2); % 计算对应抽样序列的信号序列
m2 = x2./(200 * t2); % 计算函数序列
w2 = t0/(2 * ts2) + 1; % 由于除 0 产生了错误值, 计算该值标号
m2(w2) = 1; % 将错误值修正
m2 = m2. * m2; m2 = 50. * m2;
[M2,mn2,df2] = fftseq(m2,ts2,df); % 对抽样序列进行傅里叶变换
M2 = M2/fs2;
N2 = [M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2, M2];

```

```

f2 = [-7 * df2 * length(mn2):df2:6 * df2 * length(mn2) - df2] - fs2/2;
subplot(1,2,1);stem(t2,m2,'k');
title('满足抽样定理时信号的波形')
axis([-0.15,0.15,-1,50]); subplot(1,2,2)
plot(f2,abs(fftshift(N2)), 'k') % 作出抽样信号的频谱图
title('满足抽样定理时信号的频谱 fs = 200')
axis([-500,500,0,1]);

```

程序运行结果如图 5.7.3 所示。由于抽样频率 $f_{s,2} = 200\text{Hz} > 2f_H$, 满足低通抽样定理的要求, 抽样信号频谱包含原信号频谱结构。

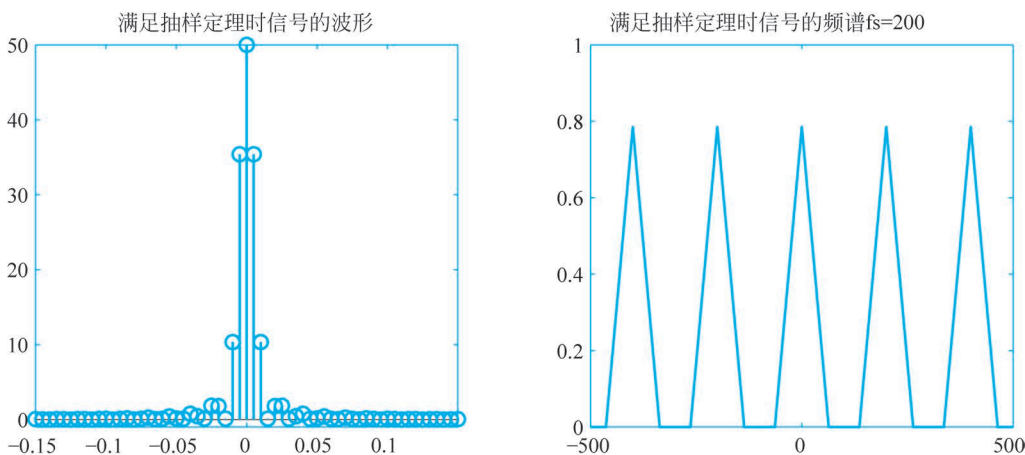


图 5.7.3 满足抽样定理的信号波形和频谱图

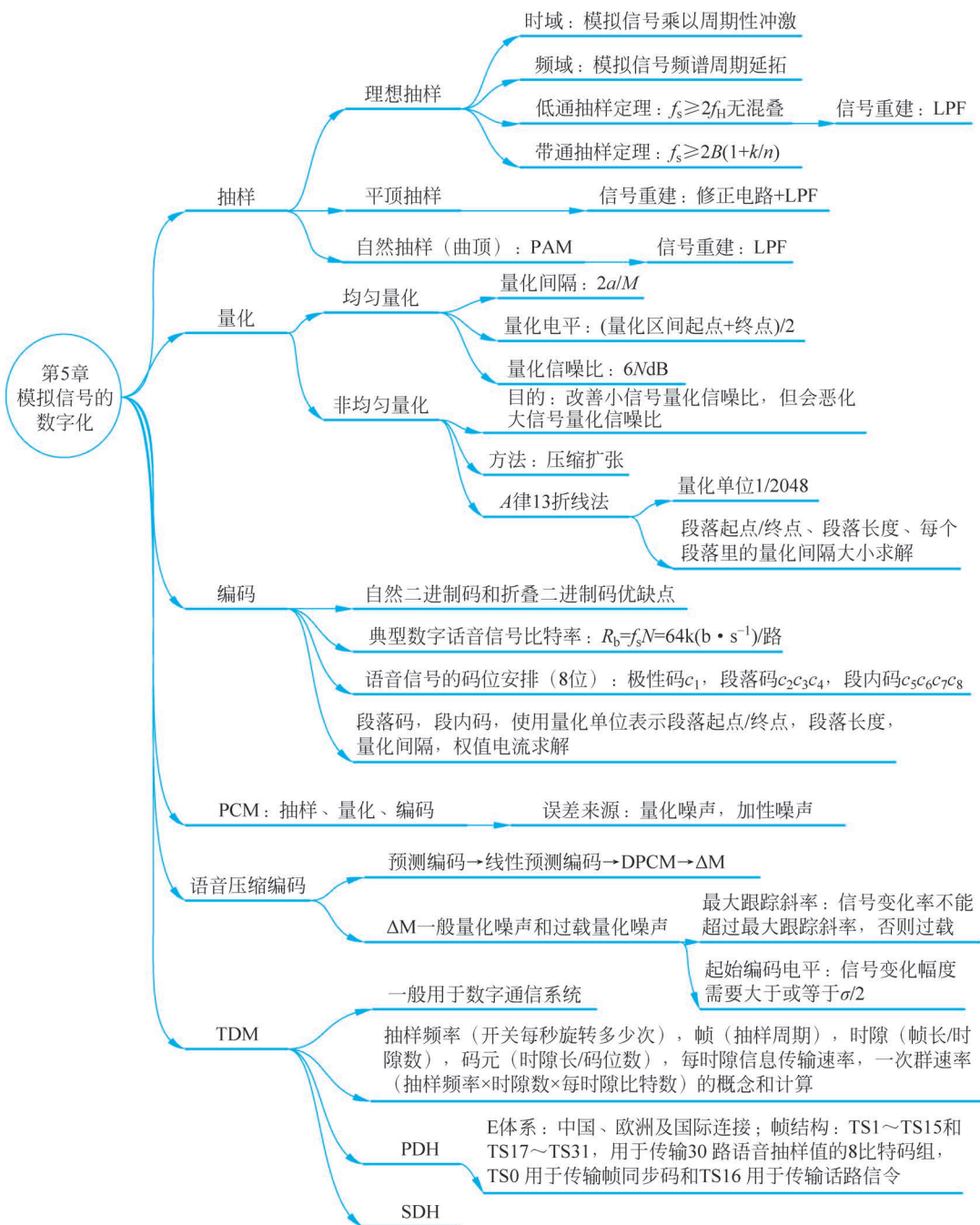
脚本文件 `fftseq.m` 定义了函数 `fftseq()`, 用于计算信号的傅里叶变换:

```

function [M,m,df] = fftseq(m,ts,df)
% [M,m,df] = fftseq(m,ts,df)
% [M,m,df] = fftseq(m,ts)
% FFTSEQ 生成 M,它是时间序列 m 的 FFT
% 对序列填充零,以满足所要求的频率分辨率"df"
% "ts"是抽样间隔,输出"df"是最终的频率分辨率
% 输出"m"是输入"m"的补过零的版本,"M"是 FFT
fs = 1/ts;
if nargin == 2 % 函数变量个数为 2,表示 [M,m,df] = fftseq(m,ts)
    n1 = 0;
else % 否则函数变量个数为 3,表示[M,m,df] = fftseq(m,ts,df)
    n1 = fs/df;
end
n2 = length(m); % 求序列长度
n = 2^(max(nextpow2(n1),nextpow2(n2))); % 将 n1 或 n2 值按 2 的幂次度量,取大者
M = fft(m,n); % 得到 FFT
m = [m,zeros(1,n-n2)]; % 时间序列补零
df = fs/n; % 得到最终的频率分辨率

```

5.8 本章小结



5.9

习题

- 5-1 PCM 方式的模拟信号数字化要经过____、____、____ 3 个过程。
- 5-2 某信号电压抽样值的取值范围为 $[-8\text{V}, +8\text{V}]$,若对该信号进行均匀量化,想要得到 0.5V 的量化间隔,需要量化级数为____,信号量噪比为____ dB。
- 5-3 在均匀量化 PCM 中,若保持抽样频率为 8kHz 不变,而编码后的比特率由 16kb/s 增大到 64kb/s ,则量化信噪比增加了____ dB,编码位数增加了____ 位。
- 5-4 非均匀量化的目的是提高____,其代价是减小____。
- 5-5 简单增量调制中所产生的两种量化噪声是____和____。
- 5-6 电话采用的 A 律 13 折线 8 位非线性码的性能相当于编线性码位数为____ 位。
- 5-7 试画出模拟信号 $m(t) = \cos(1000\pi t)$ 以 $f_s = 600\text{Hz}$ 为抽样速率抽样后的频谱图,随后将抽样后信号通过一个截止频率为 600Hz 的低通滤波器,分析最终输出信号的频谱成分。
- 5-8 设电话信号的带宽为 $300 \sim 3400\text{Hz}$,抽样速率为 8000Hz ,采用 A 律 13 折线编码。
- (1) 某抽样脉冲值为 $+321$ 量化单位,试求编码器输出码组;
 - (2) 现将 10 路电话信号进行 PCM 时分复用传输,此时的码元速率为多少?
 - (3) 传输此 10 路时分复用 PCM 信号所需要的奈奎斯特基带带宽为多少?
- 5-9 已知某信号 $m(t)$ 的频谱 $M(\omega)$ 如图 5.9.1(a) 所示。将它通过传输函数为 $H_1(\omega)$ (如图 5.9.1(b) 所示) 的滤波器后再进行理想抽样,如图 5.9.1(c) 所示 ($\omega_2 > \omega_1$)。

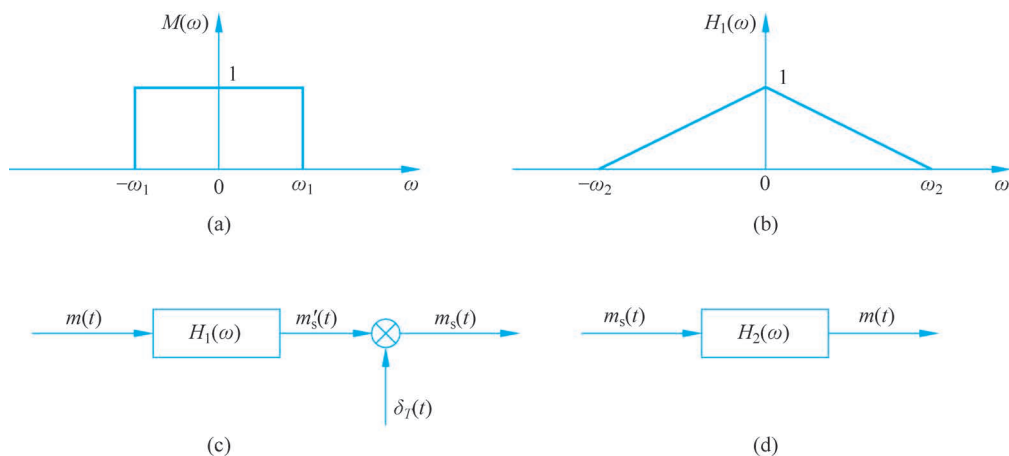


图 5.9.1 题 5-9 图

- (1) 试求此时抽样速率应为多少;
- (2) 若用 $f_s = 3f_1$ 的速率抽样,画出已抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱;
- (3) 接收端的 $H_2(\omega)$ [如图 5.9.1(d) 所示] 应具有怎样的传输特性才能不失真地恢

复 $m(t)$?

5-10 采用 13 折线 A 律编码, 设最小量化间隔为 1 个量化单位, 已知抽样脉冲值为 +321 个量化单位。

- (1) 试求此时编码器输出的码组, 并计算量化误差;
- (2) 写出相对应于该 7 位码(不包括极性码)的 11 位线性码。

5-11 设 10 路(每路带宽为 4kHz)电话频分复用后的基群频谱为 30~70kHz, 现将其采用 PCM 方式进行传输。试求:

- (1) 频分复用后信号的抽样频率;
- (2) 试画出抽样后的频谱图(用三角频谱表示);
- (3) 若编 8 位码, 则所需要的奈奎斯特基带带宽为多少?

5-12 已知输入语音信号中含最高音频分量为 3.4kHz, 幅度为 1V。若 $f_s = 32\text{kHz}$, 则增量调制器量化器的量化台阶是多少?