

信源编码

引言

在现代通信中,信源和信源编码是组成通信系统的基本单元。从信息论的观点看,实际的信源若不经信息处理,即信源编码,信源会存在大量的统计多余成分,这一部分信息完全没有必要通过信道传送给接收端,因为它完全可以利用信源的统计特性在接收端恢复出来。信源编码的任务是在分析信源统计特性的基础上,设法通过信源的压缩编码去掉这些统计多余成分,提高通信系统的有效性。由于信源编码涉及的内容且编码算法较为复杂,本章只介绍信源编码中的模拟—数字转换部分内容。

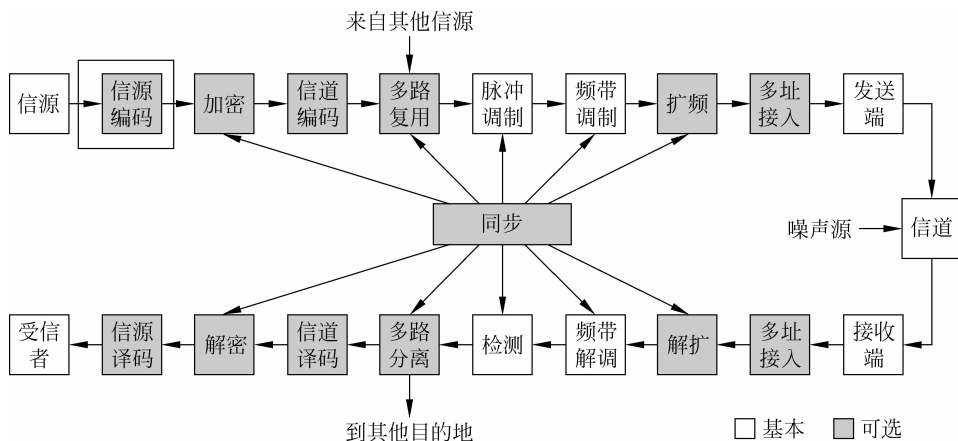
教学参考学时 8 学时



学习重点

读者学习本章,要重点掌握以下内容。

- (1) 信源编码的概念;
- (2) 低通信号的抽样及已抽样信号的频谱特点;
- (3) 量化特性和量化信噪比的简单计算;
- (4) PCM 编码的原理及编码信号的码率和带宽;
- (5) A 律 13 折线编译码方法、译码输出和量化误差的相关计算;
- (6) 增量调制的工作原理。



3.1 信源编码概述

本节主要讨论信源、信源编码以及模拟信号数字化传输的方法概要。

3.1.1 信源与信源编码

1. 信源

第1章已述及信源就是产生消息的部分。其实,人类本身就是最典型和最原始的信源。信源产生的消息多种多样,如语音、文字、数据和图像等。因此,信源可分为语音信源(普通电话机)、文字信源(传真机、电传打字机)、图像信源(电视摄像机等)和数据信源(个人计算机等)。从另一角度,信源又分为连续信源和离散信源、模拟信源和数字信源。有的信源产生的信号可以在某些通信系统中直接传送,例如,在人类语言交流这个通信系统里,任何人说话都不需要进行任何变换就可以传送。而在电信系统,信源输出的信号必须是电信号,这里的信源实际上是一个信号源(电信号源)或者其中必定有将原始消息转换为电信号的转换部件(如话筒)。不同的信源有不同的特性,如统计特性、频谱特性及功率特性,这就要求不同的传输系统和信道来适应它。本书只讨论语音信源发出的信号。

随着技术的发展,数字通信的优越性越来越明显,这就需要越来越多的数字信源。如何把模拟信源转换成数字信源,这就要依靠信源编码器来完成。



提示

上面提到的“连续”与“离散”,“模拟”与“数字”的概念是不同的。一般来说,“连续”与“离散”是从时间域(轴)来考虑的,而“模拟”与“数字”是从幅度上考虑的。

2. 信源编码

信源编码是把信源发出的信息转换成数字形式的信息序列,主要包括模—数转换(A/D变换)和压缩处理,然后再进行一定形式的编码处理。信源编码的目的是能更加有效地传输、存储信息,编码后尽可能减少所需信息的损失,提高编码后携带信息的效率。

在现代通信系统中,随着带宽和存储容量需求的不断增长,信源编码已经成为一个基本的子系统。而集成电路和数字信号处理技术的发展,使得实现高效的信源编码技术成为可能。另外,通信系统处理技术标准的制定,使得许多开发商开发出低开销、高竞争力的编码技术。由于信源编码涉及的内容多且编码算法复杂,本章只介绍信源编码的模—数转换部分的内容。

3.1.2 模拟信号数字化传输方法概要

要实现模拟信号数字化传输与交换,首要的任务就是将模拟信号变成数字信号。语音信号的编码称为语音编码,图像信号的编码称为图像编码。二者虽然各自特点不同,但编码原理基本上是一致的。电话业务是最早发展起来的,到目前为止在通信中仍然有最大的业务量,所以语音编码在模拟信号编码中占有重要的地位。本章以语音编码为例,介绍模拟信

号数字化的原理及技术。

根据语音信号的特征,把语音编码方法分为两类。

1. 波形编码(标量编码)

波形编码是直接对信号的波形进行编码,具有较高的重建信号的质量,主要包括脉冲编码调制(PCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、增量调制(DM)及 CSVD 等。一路语音信号经波形编码后得到的数字信号的信息速率在 $16\sim 64\text{ kbit/s}$ 范围内。

2. 参量编码(声编码)

参量编码是利用信号处理技术,提取语音信号的一些特征参量,对其进行编码。参量编码的特点是码速率低,一般在 16 kbit/s 以下,最低可到 1 kbit/s 的数量级,但重建信号的质量较波形编码差一些。

由于波形编码质量较高,尤其在 $300\sim 3400\text{ Hz}$ 的话路中,传输各种模拟信号(如语音信号、模拟的数据信号、传真信号等)在数字化后,仍能保持原来的质量容限,因而得到了广泛的应用。语音信号的波形编码方法有很多,如脉冲编码调制(PCM)、自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)、自适应增量编码、子带编码(SBC)、矢量编码(VQC)等。本章以语音编码为例,介绍模拟信号数字化的脉冲编码调制(PCM)的基本原理。

3.2 脉冲编码调制(PCM)

随着微电子技术和计算机的应用和普及,数字传输特别是以 PCM 为代表的脉冲编码调制技术极受重视。PCM 具有抗干扰能力强、失真小、传输特性稳定、远距离再生中继时噪声不积累等优点,而且可以采用有效编码、纠错编码和保密编码来提高通信系统的有效性、可靠性和保密性。由于 PCM 可以把各种消息(语音、图像和数据等)都变成数字信号进行传输,可以实现传输和交换一体化的综合通信方式,而且还可以实现数据传输与数据处理一体化的综合信息处理。因此,在数字微波通信、卫星通信、光纤通信等中获得了极为广泛的应用。

3.2.1 脉冲振幅调制与脉冲编码调制

1. 脉冲振幅调制(PAM)

以往谈论的调制技术是采用连续振荡波形(正弦信号)作为载波的。然而,正弦型信号并非唯一的载波形式。在时间上离散的脉冲串,同样可以作为载波,这时的调制是用基带信号去改变脉冲的某些参数而达到的,人们常把这种调制称为脉冲调制。通常,按基带信号改变脉冲参数(幅度、宽度、时间位置)的不同,把脉冲调制又分为脉幅调制(PAM)、脉宽调制(PDM)和脉位调制(PPM)等,其波形如图 3-1 所示。限于篇幅,这里只介绍脉幅调制(PAM)。

所谓脉冲幅度调制,即是脉冲载波的幅度随着基带信号变化的一种调制方式。如果脉冲载波是由冲激脉冲组成的,则后面介绍的抽样定理,就是脉冲幅度调制的原理。

但是,真正的冲激脉冲串并不能实现,而通常只能采用窄脉冲串来实现。

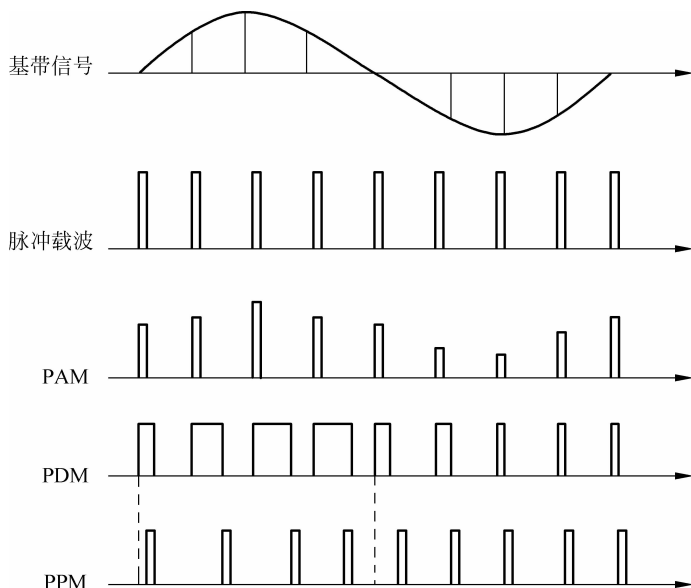


图 3-1 脉冲调制波形示意图

2. 脉冲编码调制(PCM)

脉冲编码调制(PCM)是把模拟信号变换为数字信号的一种调制方式。PCM 过程主要由抽样、量化和编码三个步骤组成。抽样是把时间上连续的模拟信号转换成时间上离散的样值信号,量化是把幅度上连续的模拟信号转换成幅度上离散的量化信号,编码是把时间上离散且幅度上离散的量化信号用一个二进制码组表示。电话信号的 PCM 码组是由 8 位码组成的,一个码组表示一个量化后的样值。从调制的角度看,PCM 编码过程对应于以模拟信号为调制信号,以二进制脉冲序列为载波,通过调制改变脉冲序列中码元的取值这一调制过程。因此,PCM 被称为脉冲编码调制。



提示

PCM 与其说是调制,不如说是模—数转换,因为从脉冲编码调制的特征看,并不是进行调制,而是产生某种数字代码的一系列符号。

脉冲编码调制的过程如图 3-2 所示。原始语音信号 $x(t)$ 的频带在 $40 \sim 10\,000\text{Hz}$,按标准电话信号的规定,在抽样前通过预滤波将语音信号的频带限制在 $300 \sim 3\,400\text{Hz}$ 的范围内。编码后的 PCM 信号经数字信道传输,传输方式可以是直接的基带传输,也可以是对微波、光波等载波调制后的调制传输。在接收端,二进制码组经解码后形成重建的量化信号,然后经低通滤波器滤除高频分量以及进行必要的频率失真补偿,就可得到重建信号 $\hat{x}(t)$ 。

3.2.2 信号的抽样



学习建议

总结低通信号和带通信号抽样的不同。

将时间上连续的模拟信号处理成时间上离散的样值信号,这一过程称为抽样(或采样)。

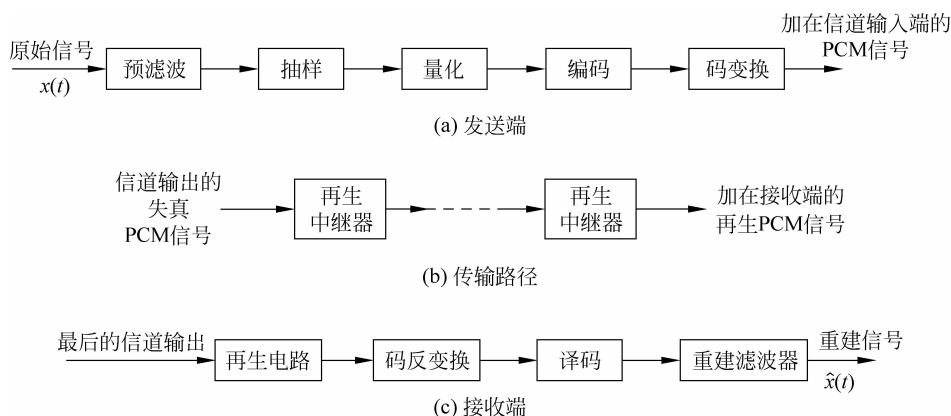


图 3-2 PCM 通信系统

图 3-3 所示给出了一个模拟信号经过抽样变成抽样脉冲的波形图，其中 $x(f)$ 为模拟信号， T_s 为抽样脉冲的周期， $f_s = 1/T_s$ 为抽样频率， $\delta_T(t)$ 是抽样脉冲，抽样值是等间隔的（或均匀的），抽样后的信号幅度随模拟信号变化而变化。

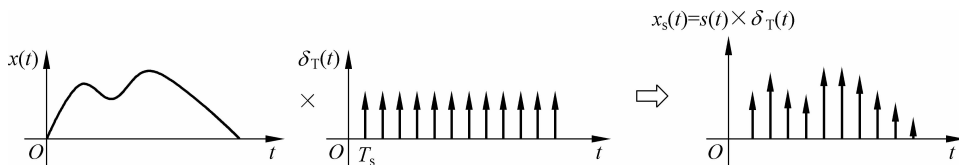


图 3-3 抽样的物理过程

实现抽样方法很简单，一般只需用相乘器即可。

抽样定理在通信系统、信息传输理论方面占有十分重要的地位，尤其是数字通信系统就以此定理作为理论基础。抽样定理要回答的根本问题是如何从抽样信号中恢复原始模拟信号（或信号的重建），以及在什么样的条件下才可以无失真地完成这种恢复作用。

设信号的频率范围是 $f_0 \sim f_m$ ，带宽 $B = f_m - f_0$ 。若 $f_0 < B$ ，称这种信号为低通信号，例如语音信号；若 $f_0 > B$ ，称这种信号为带通信号，例如载波 60 路群信号（频率范围是 312 ~ 552 Hz）就属于带通信号。下面分别讨论这两种信号的抽样定理。

1. 低通信号的抽样

(1) 低通信号抽样定理

低通信号抽样定理：一个限带为 f_s 内的连续信号 $x(t)$ ，若抽样频率 $f_s \geq 2f_m$ ，则可以由样值序列 $\{x(nT_s)\}$ 无失真地重建原始信号。



提示

限带是指信号的频率限制在 $(0, f_m)$ ， f_m 也称为截止频率。

抽样定理告诉我们：由至少等于信号波形最高频率的两倍的速率进行瞬时抽样构成一个带限信号，这意味着对于信号的最高频率分量至少在一个周期内要取 2 个样值。通常将满足抽样定理的最低抽样频率 f_s 称为奈奎斯特（Nyquist）频率；最大抽样间隔 T_s 称为奈

奈奎斯特间隔；最小速率 $\omega_s = 2\pi/T_s$ 称为奈奎斯特速率。带限信号可用其离散的样值精确地恢复，这在信号理论中具有很大的价值。例如，将信号波形的抽样值变换为具有有限位的数字代码实现数字化，因而能被计算机或其他数字电路处理，也可以将多个信号的抽样值在时间上相互穿插实现多路复用等。利用傅里叶变换的基本性质，可说明抽样定理，如图 3-4 所示。

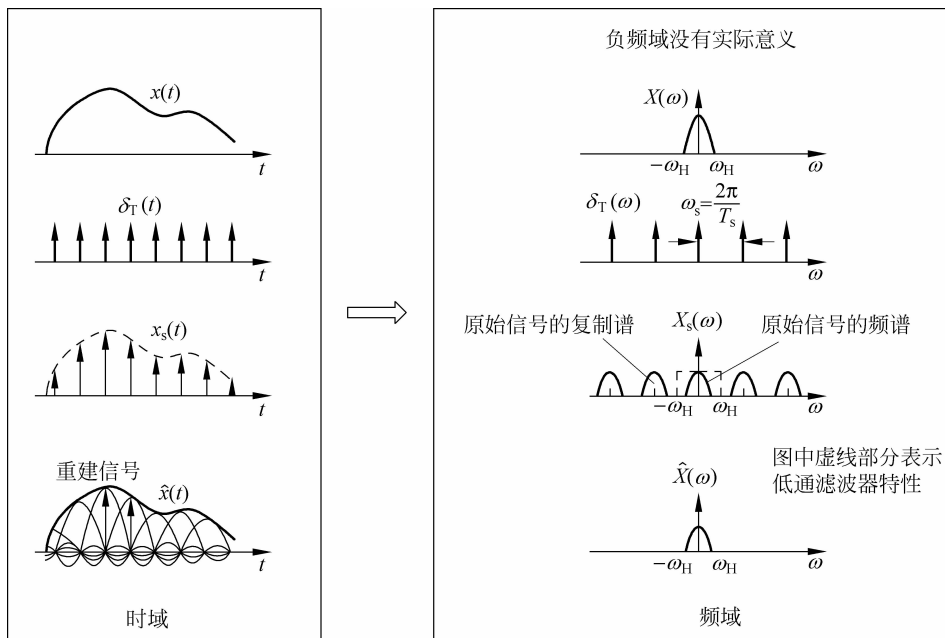


图 3-4 抽样定理全过程的波形和频谱

图 3-3 中, $\delta_T(t)$ 是一个理想的单位冲激函数序列, 其表达式为

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

式中, T_s 为脉冲周期。抽样信号 $x_s(t)$ 即为

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

$\delta_T(t)$ 的频谱也是由一系列单位冲激函数组成, 即

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

根据频域卷积定理, 抽样信号 $x_s(t)$ 的频域表达式为

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

即

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



上式(3-1)的导出,主要利用以下性质:

$$f(t) \cdot \delta(t) = \delta(t)$$

$$f(t) \cdot \delta(t - t_0) = f(t - t_0) \quad (f(t) \text{ 在 } t = t_0 \text{ 处连续})$$

上式说明,抽样信号的频谱除了原信号的频谱 $X(\omega)$ 以外,在 ω_s 的整数倍处 ($\pm\omega_s, \pm 2\omega_s, \dots$) 存在 $X(\omega)$ 的复制频谱,说明样值信号的频率成分增多了,但样值信号中含有原始信号的信息。抽样处理后不仅便于量化、编码,同时又对信号进行了时域压缩,为时分复用创造了条件。

只要 $\omega_s \geq 2\omega_m$, $X(\omega)$ 就周期性地重复,周期性频谱不会混叠,这样抽样信号 $x_s(t)$ 包含了信号 $x(t)$ 的全部信息。若使抽样信号通过一个低通滤波器(截止频率为 ω_m),只允许低于 ω_m 的频率分量通过,而将更高的频率分量滤除,就能从 $X_s(\omega)$ 中无失真地恢复出原始信号 $X(\omega)$ 。



抽样频率 $\omega_s < 2\omega_m$, 抽样信号的频谱就会发生混叠现象,此时就不可能无失真地重建信号。

(2) 信号的重建

设截止频率为 ω_m 的低通滤波器传递函数为 $H(\omega)$, 即

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

当抽样信号 $X_s(\omega)$ 通过该滤波器时,滤波器的输出为

$$\hat{X}(\omega) = X_s(\omega)H(\omega) = \frac{1}{T_s}X(\omega)$$

理想低通滤波器的特性如图 3-5 所示。

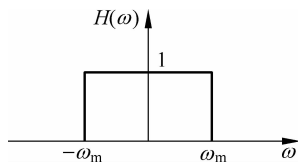


图 3-5 理想低通滤波器的特性



我们知道,门函数的傅里叶变换为:

$$g(t) \leftrightarrow G(\omega) = A\tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}$$

利用傅里叶变换的对称性: $F(t) \leftrightarrow 2\pi f(-\omega)$, 可得出以下结论:

对照理想低通滤波器的特性,有 $\tau = 2\omega_m$, $A = 1$, 这样

$$H(t) \leftrightarrow 2\pi h(-\omega) = 2\pi h(\omega)$$

则 $h(\omega) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi}H(t)$, 进一步整理得

$$h(\omega) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi}H(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot 2\omega_m \frac{\sin(t \cdot 2\omega_m/2)}{t \cdot 2\omega_m/2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \omega_s \frac{\sin\omega_m t}{\omega_m t} = \frac{1}{T_s} \frac{\sin\omega_m t}{\omega_m t}$$

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

$$\begin{aligned}\hat{x}(t) &= x_s(t) \cdot h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \delta(t - nT_s) \cdot \frac{1}{T_s} \left(\frac{\sin \omega_m t}{\omega_m t} \right) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \frac{\sin \omega_m (t - nT_s)}{\omega_m (t - nT_s)}\end{aligned}\quad (3-2)$$

由式(3-2)可知,利用 $\frac{\sin \omega_m (t - nT_s)}{\omega_m (t - nT_s)}$ 作为内插函数,可以把时间离散的样值序列恢复为时间连续的信号。重建信号的时域表达式称为内插公式,内插公式说明了一个时间上的连续信号可以展开成 S_a 函数的无穷级数,级数的系数等于抽样值 $x(nT_s)$ 。另外,它的几何意义是以每个抽样值为峰值画一个 S_a 函数的波形,则合成的波形就是 $x(t)$ 。

【例 3-1】 设有信号 $m(t) = 2\cos 400\pi t + 6\cos 640\pi t$, 以 $f_s = 500\text{Hz}$ 进行理想采样,已采样信号通过一个截止频率为 400Hz 的低通滤波器,求该滤波器的输出端有哪些频率成分。

解: 先画出 $m(t)$ 及理想低通滤波器的频谱图,如图 3-6 所示。

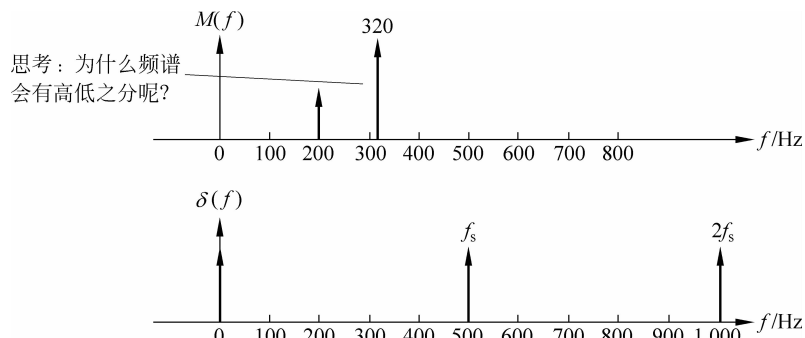


图 3-6 例 3-1 图 1

再根据式(3-1),画出抽样信号的频谱图,如图 3-7 所示。

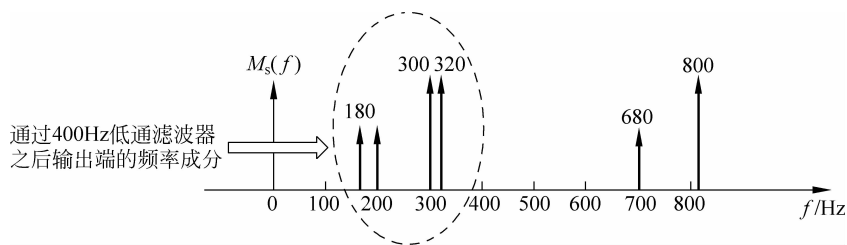


图 3-7 例 3-1 图 2

【例 3-2】 已知一个信号 $m(t)$ 的最高频率为 f_m , 频谱图如图 3-8(a) 所示, 用图 3-8(b) 所示 $q(t)$ 对 $m(t)$ 进行自然抽样:

- (1) 确定已抽样信号的时域表达式;
- (2) 确定已抽样信号的频谱表达式;
- (3) 画出已抽样信号的频谱草图。

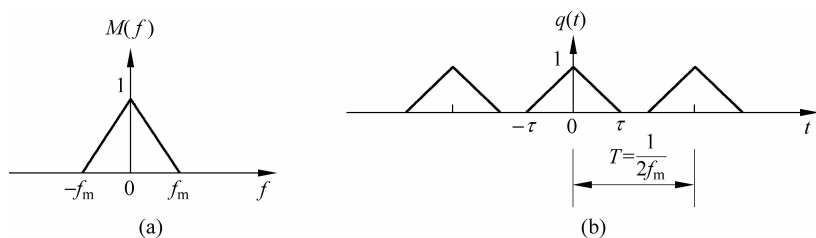


图 3-8 例 3-2 图 1

解: (1) 已抽样信号 $m_s(t)$ 的时域表达式为

$$m_s(t) = m(t)q(t)$$

(2) $q(t)$ 的傅里叶变换为

$$\begin{aligned} Q(\omega) &= \tau \left[S_a \left(\frac{\omega\tau}{2} \right) \right]^2 \cdot \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_s) \\ &= \frac{2\pi\tau}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_a^2 \left(\frac{n\omega_s\tau}{2} \right) \delta(\omega - n\omega_s) \end{aligned}$$

其中

$$\omega_s = 2\pi f_s = 4\pi f_m$$

根据式(3-1)可写出已抽样信号的频谱表达式为

$$\begin{aligned} M_s(\omega) &= \frac{1}{2\pi} M(\omega) \cdot Q(\omega) \\ &= \frac{\tau}{T} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_a^2(n\omega_s\tau) M(\omega - 2n\omega_m) \end{aligned}$$

(3) 已抽样信号的频谱示意图如图 3-9 所示。

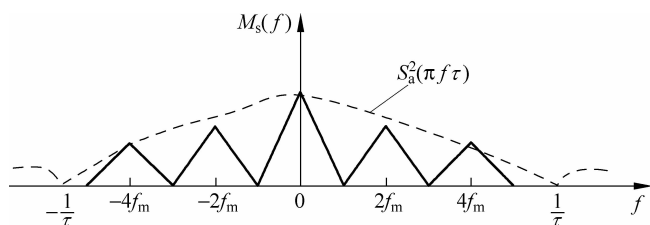


图 3-9 例 3-2 图 2

在工程设计中,考虑到信号绝不会严格带限和实际滤波器特性并不理想,通常取抽样频率为 $(2.5 \sim 5)f_m$, 以避免失真。

2. 带通信号的抽样

必须注意的是,上述抽样定理是在假设信号为低通信号的前提下得到的。实际中遇到的许多信号,其带宽是在 $f_0 \sim f_m$ 的带通信号。若仍按照低通信号抽样定理对带通信号进行抽样,将会出现什么情况? 结果,抽样信号的频谱中会有大段的频谱空隙得不到利用,将降低信道的利用率。可以证明,对带通信号进行抽样,可以使用比信号最高频率的两倍还低的抽样频率。

带通均匀抽样定理可以描述如下:

若模拟信号 $x(t)$ 是带通信号, 其频率在 $f_0 \sim f_m$, 带宽 $B = f_m - f_0$, 则所需的最低抽样频率应满足

$$f_{\min} = \frac{2f_m}{n+1} \quad (3-3)$$

式中, n 取 $\frac{f_0}{f_m - f_0}$ 的最大正整数。

一般情况下, 抽样频率应满足如下关系:

$$\frac{2f_m}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_0}{n} \quad (3-4)$$

如果进一步要求原始信号频带与其相邻频带之间的频带间隔相等, 则可按下式选择抽样频率:

$$f_s = \frac{2}{2n+1}(f_0 + f_m) \quad (3-5)$$

下面通过一个例子加以说明。假设某带通型信号的频带为 $12.5 \sim 17.5\text{kHz}$, $B = 6\text{kHz}$ 。选取 $f_s = 2f_m = 35\text{kHz}$, 则样值序列的频谱不会发生重叠现象, 如图 3-10(a) 所示。但在频谱中 $0 \sim f_0$ 频带(即 $0 \sim 12.5\text{kHz}$ 频段)有一段空隙没有被充分利用, 这样信道利用率不高。

为了提高信道利用率, 当将 n 次下边带 $[nf_s - B]$ 移到 $0 \sim f_0$ 频段的空隙内, 这样既不会发生重叠现象, 又能降低抽样频率, 从而减小了信道的传输频带。图 3-10(b) 的抽样频率就是根据上述原则安排的(图中只画了正频谱部分)。由图 3-10(b) 可知, 由于信号带宽 $B = 6\text{kHz}$, 因此选择 $f_s = 12\text{kHz}$ (它小于 $2f_m$, 但满足 $2B < f_s < 3B$), 可在 $0 \sim f_0$ 频段内安排两个下边带: 一个是 $f_s - [B] = 0.5 \sim 5.5\text{kHz}$, 一个是 $2f_s - [B] = 6.5 \sim 11.5\text{kHz}$ 。原始信号频带的高频侧是三次下边带($18.5 \sim 23.5\text{kHz}$)以及一次上边带($24.5 \sim 29.5\text{kHz}$)。由此可见, 采用 $f_s < 2f_m$ 也能有效地避免信号频谱产生重叠现象。

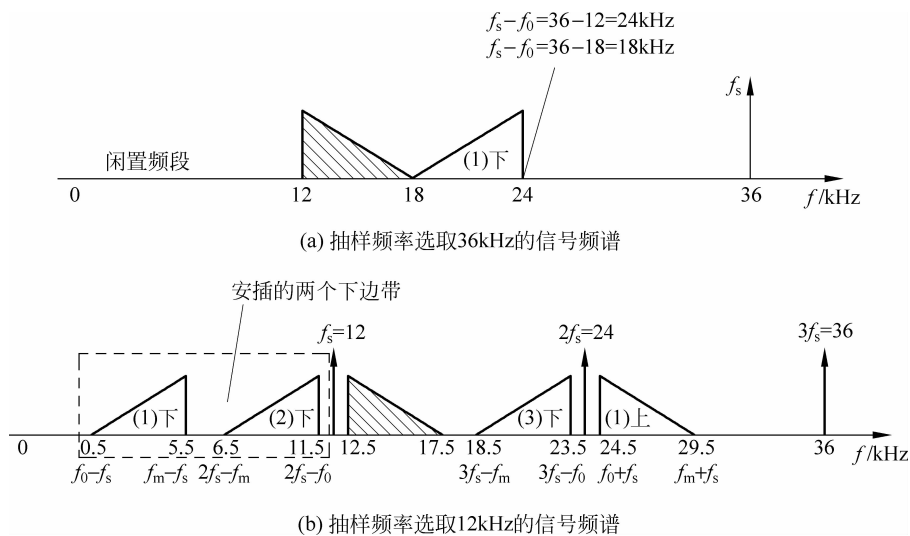


图 3-10 带通型信号样值序列的频谱