

第3章 模数转换与数模转换

科学和工程学领域中直接用到的信号大部分是连续信号：光强随距离而变化，电压随时间而变化，化学反应速率和温度相关。模数转换（ADC）和数模转换（DAC）是计算机处理日常生活中的连续信号必不可少的过程。数字信号与它所对应的连续信号的区别主要体现在两方面：抽样和量化。这两个因素决定了一个数字信号能包含的信息量。本章主要介绍数据管理的内容，以便你知道哪些信息是重要的不可缺少的，而哪些信息又是可以弃之不用的。然后，我们讨论模拟与数字信号转换过程中的抽样频率、抽样精度问题，以及模拟滤波器类型的选择。

3.1 量化

首先，说一点题外话。正如你所知，这是一个数字化的计算机，而非数字计算机。处理的信息叫做数字化数据，而不是具体的数字。那么，为什么模拟到数字的转换通常被称为数字化（digitize）和数字化处理（digitization），而不是以洋地黄治疗（digitalize）和洋地黄疗法（digitalization）？答案绝对是出乎意料的。大约1个世纪以前，当电子学发展到开始研究数字技术时，这两个单词却已经被医学界抢先使用了，以洋地黄治疗和洋地黄疗法意指施用心脏刺激药物洋地黄（强心剂）。

图3-1表示典型的模拟到数字转换的波形图。图3-1a是待数字化的模拟信号。如图所示，这是一个随着时间改变的电压信号。为了使数字看起来更简单，我们假定电压能从0 V改变到4.095 V，对应的数字值从0到4 095，可以由一个12位的模数转换器产生。需要注意到此方框图被分为两个部分，抽样保持阶段（S/H）和模拟到数字的转换阶段。正如读者在电类课程中所学一样，抽样保持是确保在模数转换过程中进入转换器的电压是常量的必须条件。然而，这并不是它被列在这里的理由。把数字化分为两个阶段是理解数字化的一个重要理论模型。

正如图3-1a和图3-1b之间差别所示，抽样和保持的输出只是发生周期性的改变。具体在什么时候改变取决于输入信号的瞬时值。输入信号在两次抽样之间的改变将完全被忽略。也就是说，**抽样**是指独立的变量（此例中指时间）从连续转换到离散的过程。

正如图3-1b和图3-1c之间差别所示，模数转换器将图3-1b中每个平坦区间对应的电压值转换成0和4 095之间的一个整数。这里将引入一个误差，因为每个抽样电压可能是0 V到4.095 V之间的任意数值，不一定是整数，非常有可能是小数，但都将被量化为整数。例如，2.56 000 V和2.560 01 V将都会被转换成2 560。换言之，**量化**是指将因变量（此例中指电压）从连续状态转换到离散状态的过程。

需要注意的是，我们小心地避免了比较图3-1a和图3-1c，因为那样会将抽样和量化的概念混淆。把二者分开分析是因为它们采用不同的方式划分信号，一个针对自变量（时间），而另一个针对因变量（电压），而且在电子学上用不同的参数控制。也有单独利用抽样和量化的情况。比如说，开关电容滤波器就只是用了抽样而没有量化。

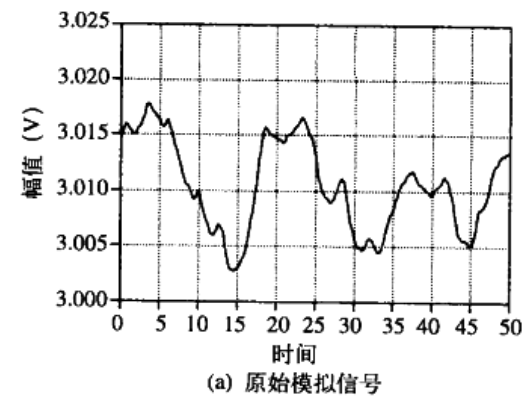
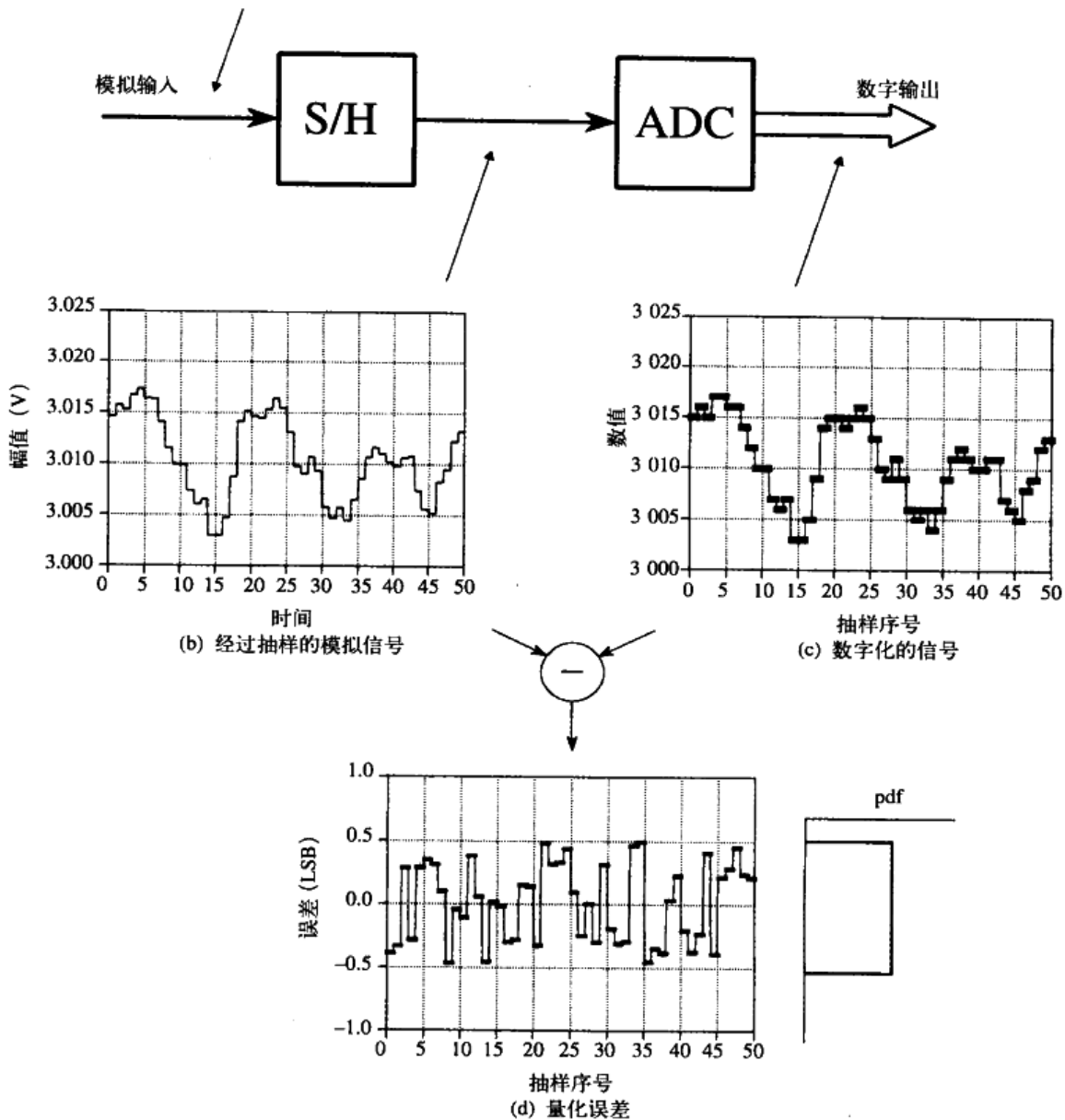


图 3-1 量化过程的示意图。为将抽样和量化的影响区分开，整个转换过程被分为两个阶段。第一个阶段是抽样保持阶段，这一阶段保存的唯一信息是进行周期性抽样时的瞬时值。第二个阶段，模数转换将电压值量化到最接近的整数值。这造成被数字化的信号的每个抽样都允许有 $\pm 1/2$ LSB 以内的误差，如图 d 所示，量化通常能被视为将噪声引入信号的过程



首先，我们看看量化的效果。数字化的信号中的任何抽样都会有最大 $\pm 1/2$ LSB（最低有

效位,表示相邻量化值之间差别的术语)的误差。图 3-1d 表示了此例的量化误差,是由图 3-1c 减去图 3-1b 得到的。换言之,数字化输出结果图 3-1c 与图 3-1b 的连续信号加上图 3-1d 中的量化误差等价。这种分析的一个显著特点是量化误差看起来就像是随机噪声。

这里设置了量化误差的一个重要模型。多数情况下,量化对信号来说无非是增加了特定量的随机噪声。同样地,增加的噪声也在 $\pm 1/2$ LSB 范围内,平均值为 0,标准偏差为 $1/\sqrt{12}$ LSB (约 0.29 LSB)。例如,当一个模拟信号通过一个 8 位的模数转换器,将增加 0.29/256 的噪声,或者是满量程的 1/900,而 12 位的转换增加噪声为: $0.29/4\ 096=1/14\ 000$, 16 位的转换增加噪声: $0.29/65\ 536=1/227\ 000$ 。因为量化误差是随机噪声,数模转换的位数决定了数据的精确性。例如,你可以这样描述:我们把测量精度从 8 位提高到 12 位。

这个模型很有说服力,因为随机噪声只是简单叠加在已经混杂了其他噪声的模拟信号上。例如,假设有一个最大幅值为 1.0 V 的模拟信号和一个 1.0 mV 的均方根随机信号。对其进行 8 位的模数转换,则 1.0 V 变成数字量 255,而 1.0 mV 变成 0.255 LSB。正如第 2 章中所讨论的,随机噪声信号是真值发生波动的总和。就是说,信号以正交的方式叠加: $\sqrt{A^2 + B^2} = C$ 。在本例中数字信号的总噪声为 $\sqrt{0.255^2 + 0.29^2} = 0.386$ LSB。这相当于在模拟信号已有的 0.255 LSB 噪声的基础上又增加了 50%。对同样的信号进行 12 位的数字化实际上不会增加任何噪声,而且量化也不会造成任何损失。当需要决定一个系统需要数字化为多少位时,需要搞清楚两个问题:模拟信号已经含有多少噪声?数字信号中能允许多少噪声?

什么情况下量化模型不是有效的呢?只有当量化误差不能被当作随机误差处理的时候。当多次连续的抽样中模拟信号保持相同数值时,这种情况容易发生。如图 3-2a 所示,即使模拟信号上下变化 $\pm 1/2$ LSB,输出的抽样结果仍然保持同一个值。量化误差看起来就像一个阈值效应或者是突然的扭曲,而不是一个随机噪声。

加抖动是改进这些缓变信号数字化效果的常见技术。如图 3-2b 所示,在模拟信号中叠加了少量的随机噪声。在这个例子中,附加的噪声通常是以 $2/3$ LSB 标准偏差分布的,峰峰值大约 3 LSB。图 3-2c 表示了叠加的抖动噪声对信号的数字化所造成的影响。即使原始的模拟信号变化小于 $\pm 1/2$ LSB,叠加的噪声仍能够引起数字输出在相邻级别之间随意变化。

为了理解加抖动技术是如何改善这种情况的,假设输入信号是 3.001 V 的常值模拟电压,将其扩大 1 000 倍,在数值 3 000 和 3 001 之间。如果未加抖动,对这个信号进行 10 000 次抽样会产生 10 000 个相同的数字,每一个的值都是 3 000。下面,增加一个微小的增量信号再重复这个实验。这 10 000 个值现在将会在两个(或更多)数值之间振荡,其中大约 90%的值仍是 3 000,剩下的 10%将会变成 3 001。所有的 10 000 个值取平均值接近 3 000.1。即使单次测量有固有的 $\pm 1/2$ LSB 限制,但大量的统计将会产生更理想的结果。这是一种相当奇怪的情形:增加噪声反而提供了精确的信息。

产生抖动信号的电路可能相当复杂,就好像使用一部计算机产生一组随机数,然后使它们经过数模转换来产生附加噪声。在数字化之后,计算机能使用浮点算法从数字信号中减去随机数。这种技术叫做消抖动,但是只能被用于大多数精细系统中。最简单的方法(尽管这可能并不适用于所有情况)是将已在模拟信号中出现的噪声信号当抖动信号。

3.2 抽样定理

定义适当的抽样相当简单。假如你用某种方式对一个连续信号进行抽样。只有以适当的方式抽样,你才能通过抽样信号精确地恢复原始模拟信号。即使抽样数据显得混乱或者不完整,

只要采集到了关键信息，那么就能颠倒这个过程。

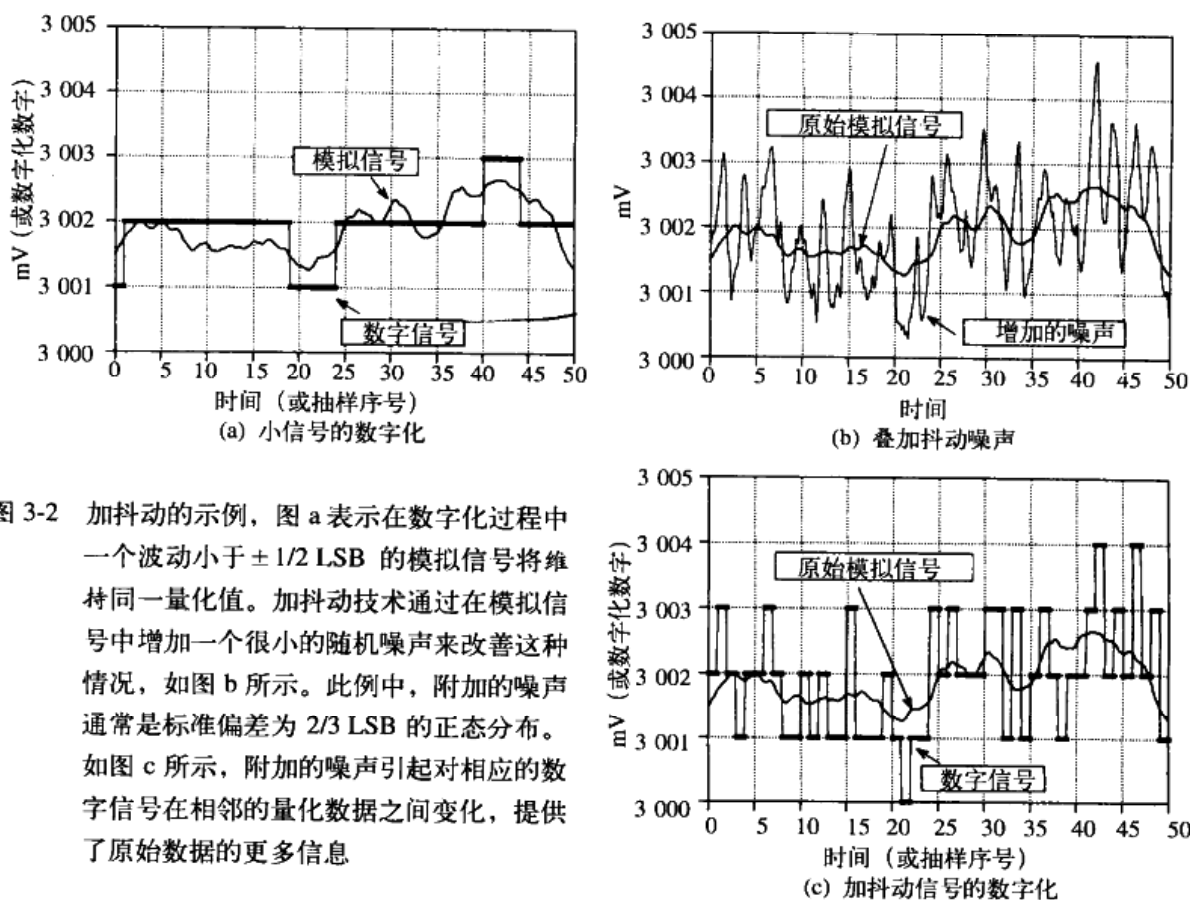


图 3-2 加抖动的示例，图 a 表示在数字化过程中一个波动小于 $\pm 1/2$ LSB 的模拟信号将维持同一量化值。加抖动技术通过在模拟信号中增加一个很小的随机噪声来改善这种情况，如图 b 所示。此例中，附加的噪声通常是标准偏差为 $2/3$ LSB 的正态分布。如图 c 所示，附加的噪声引起对相应的数字信号在相邻的量化数据之间变化，提供了原始数据的更多信息

图 3-3 是一些在数字化之前和之后的正弦曲线。图中的连续曲线表示进入模数转换器的模拟信号，而方形标记表示模数转换后的数字信号。在图 3-3a 中，模拟信号是一常值的直流信号，可认为是 0 频率的余弦波。因为模拟信号是在连接各个抽样点的直线，恢复重建模拟信号所需的全部信息必须被包含于数字信号中，根据上文的定义，这就是适当的抽样。

图 3-3b 中显示的正弦波频率为抽样率的 0.09 倍。这就表示，例如一个频率为 90 Hz 的正弦波以 1 000 Sa/s 的速率被抽样。用另一种方式表达，就是在每个完整的正弦周期抽样 11.1 次。这种情况比先前的情况更为复杂，因为模拟信号不能仅仅通过在数据点之间简单地连接直线来恢复。那么这些抽样点能够合适地表述模拟信号吗？答案是能，因为没有其他的正弦曲线或正弦曲线的组合，能够产生同样的抽样点图样（在下文所述的合理限制下）。这些抽样点仅仅对应一个唯一的模拟信号，因此模拟信号能被准确地恢复。这也是一个适当的抽样的例证。

图 3-3c 中，将正弦波的频率提高到抽样率的 0.31 倍，则恢复模拟信号的难度增加。这造成每一个正弦波周期只有 3.2 个抽样点，抽样太过稀疏以至于它们不能追踪模拟信号的总体变化趋势。那么它们能够准确地表示原始的正弦波吗？答案仍然是能。也是因为同样的原因，抽样信号是模拟信号的特定唯一的表现，恢复模拟信号所需的所有信息都包含在数字数据之中，至于具体的做法将在本章的后面进行讨论。不过，显然，它一定比在数据点间连直线要复杂。尽管看起来比较复杂，按上文的定义，这仍然是适当的抽样。

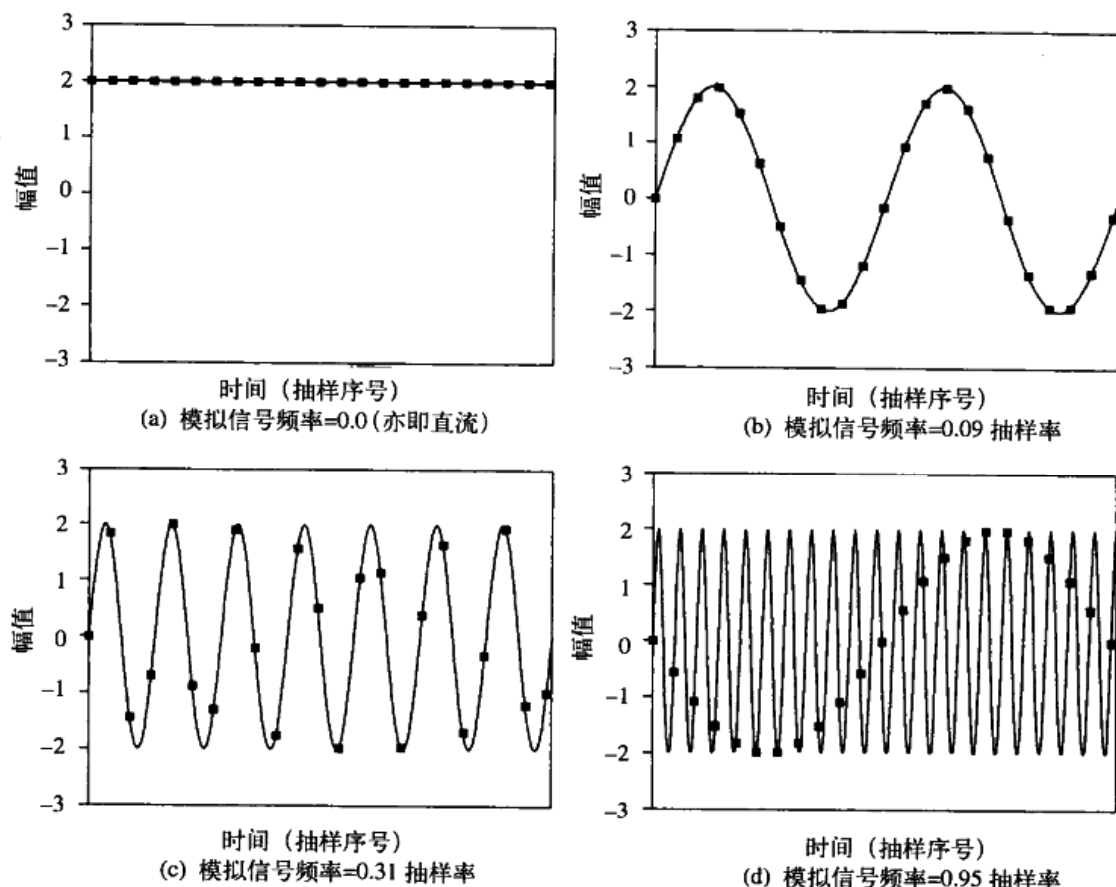


图 3-3 合适的和不合适的抽样的例证。如果抽样信号能够无失真地恢复原来的模拟信号，这就是合适的抽样。图 a、图 b 和图 c 描述了 3 个正弦波的适当抽样。当然，这不是显而易见的，因为在图 c 中甚至似乎不能获得原始波形的形状。尽管如此，每一个连续信号都对应一个独特的、唯一的抽样信号。这保证了能够不失真地恢复原始模拟信号。图 d 中，模拟正弦波的频率超过了奈奎斯特频率（抽样率的一半），这就造成了频率混叠，则抽样数据的频率变成了另外的连续信号的频率。因为频率混叠破坏了信息，所以原始的信号已经不能通过抽样信号不失真地恢复

图 3-3d 中，模拟信号的频率高达抽样率的 0.95 倍，每个正弦周期有 1.05 个抽样点。这些抽样结果还能准确地表示原始数据吗？答案是否定的！从一个模拟信号抽样的结果是另外一个完全不同的正弦信号。而且，原始的频率为 0.95 的正弦信号在数字信号中误转变成频率为 0.05 倍抽样率的一个新正弦信号。这种在抽样过程中频率改变的现象叫做**混叠**。正如一个犯罪的可能改用的名字或身份（一个频率混叠），正弦曲线变成了不是它自身频率的信号。因为数字信号不再唯一代表与之相对应的模拟信号，所以要准确地恢复原始信号是不可能的。没有任何抽样数据信息可以表明最初的模拟信号频率是 0.95 倍抽样率而不是 0.05 倍。在这种情况下正弦波完全隐藏了它的真实身份，真是一个完美的“罪行”！按照上文的定义，这不是一个适当抽样的例子。

抽样定理是 DSP 技术的一个里程碑，通常叫做**香农抽样定理**，1940 年以后关于这一主题的论文发表之后被称为**奈奎斯特抽样定理**。抽样定理指出，只有当一个连续信号不包含大于抽样率一半以上的频率成分时，才能认为是一个适当的抽样。例如，2 kHz 的抽样率要求被抽样的模拟信号由频率为 1 kHz 以下的信号组成。如果包含有在此频率界限之上的信号，它们将会被混叠为频率在 0 和 1 kHz 之间，和那里原本合理存在的信号叠加起来。

讨论抽样定理时，有两个概念应用广泛：奈奎斯特频率和奈奎斯特速率。但是，二者的定义不够标准化。为了理解这一概念，假设模拟信号所包含的频率在直流和 3 kHz 之间。为了正确地数字化这一信号，必须用 6 kHz 或更高的抽样率进行抽样。假设选择的抽样率是 8 kHz，那么所抽样的信号的频率可在直流和 4 kHz 之间。这里面有 4 个重要的频率：信号的最高频率 3 kHz，2 倍于这个频率的 6 kHz，抽样频率 8 kHz，还有抽样频率的一半 4 kHz。这 4 个中是哪一个为奈奎斯特频率，而哪一个为奈奎斯特速率呢？视情况而定，所有的组合都是可能的。幸运的是，多数作者会小心地定义这两个概念。在本书中它们都被用来表示一半的抽样率。

图 3-4 表示频率是怎样在混叠期间被改变的。关键是要记住数字信号不能包含频率大于抽样频率一半的信号（即奈奎斯特频率/速率）。当连续波的频率在奈奎斯特频率以下时，被抽样的数据是相匹配的。然而，当连续信号的频率在奈奎斯特频率以上时，频率混叠使得抽样数据可能代表其他的频率。就像在图 3-4 中的折线所示，在奈奎斯特频率之上的每一连续的频率都在零和一半的抽样率之间有对应的频率。如果在那个对应的较低频率处恰巧是一个正弦曲线频率，混叠频率的信号将会和它叠加在一起，造成部分信息的丢失。频率混叠变得越发严重。信息可能在较高和较低频率处被遗失。假如有一个数字信号包含 0.2 倍抽样率的频率，如果这个信号是通过适当的抽样获得的，则最初的模拟信号一定包含有 0.2 倍抽样率这一频率。如果在抽样时发生频率混叠，数字频率 0.2 倍抽样率可能来自模拟信号中的 0.2, 0.8, 1.2, 1.8, 2.2, 倍抽样率等无限多个频率。

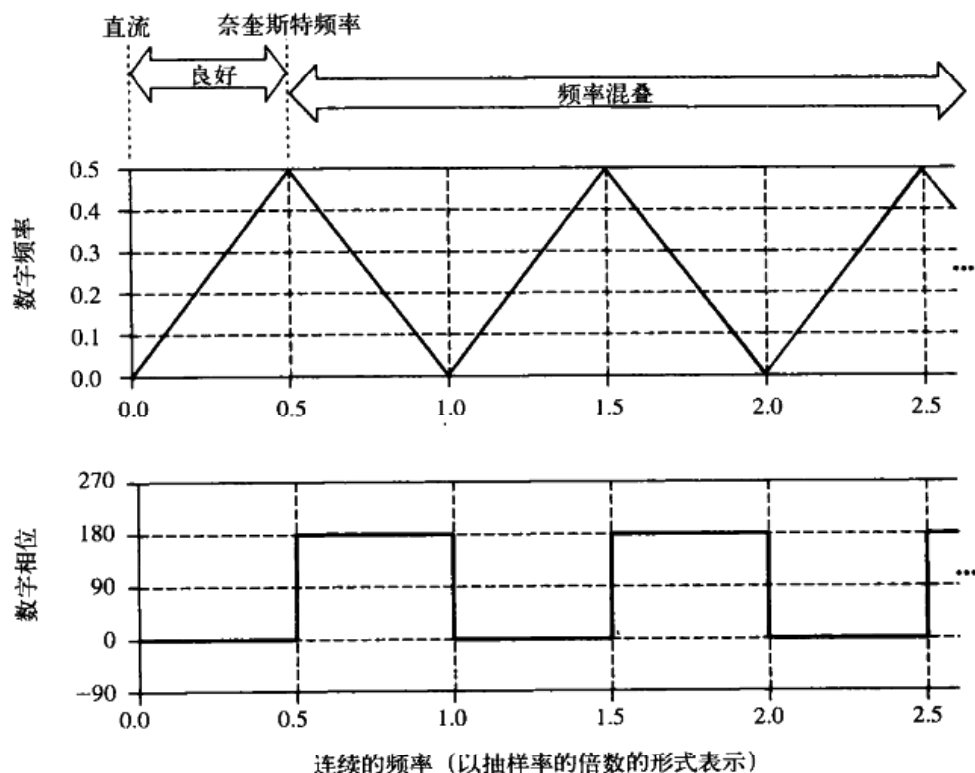


图 3-4 在抽样期间进行模拟频率到数字频率的转换。频率低于抽样率一半的连续信号能够被直接转换到相应的数字频率。当频率超过抽样比率一半时，频率混叠发生，造成数字频率的偏差。频率混叠总是使比较高的频率叠加到一个比较低的在 0 和 0.5 之间的频率上。除此之外，频率混叠也可能使信号的相位改变 180°

正如频率混叠在抽样期间能改变频率一样,它也能改变相位。例如,回头看图 3-3d 中发生频率混叠的信号。被频率混叠的数字信号来源于原始的模拟信号,一个是正弦而另一个是反相的正弦波。换句话说,频率混叠不仅改变了频率而且产生了 180° 的相位反转。只有两个相位反转是可能的: 0° (无相移) 和 180° (反相)。零相移在模拟频率的 $0\sim 0.5, 1.0\sim 1.5, 2.0\sim 2.5$ 倍抽样率等处发生。反相在模拟频率的 $0.5\sim 1.0, 1.5\sim 2.0, 2.5\sim 3.0$ 倍抽样率等处发生。

现在我们会对抽样和频率混叠是如何发生的进行更为详细的分析。我们总的目标是了解当信号从连续形式转换到离散形式时将会发生什么。问题是,两者是差异很大的事物,一个是连续的波形而另外一个数组。这一“苹果—橙子”的对比使得分析变得非常困难。解决的办法是引入一种理论上的概念:脉冲序列。

图 3-5a 表示一个示例的模拟信号。图 3-5c 表示对其通过脉冲序列进行取样。脉冲序列是包含一系列与原始信号抽样时刻相对应窄尖峰(脉冲)的连续信号。每个脉冲都无限窄,这个概念第 13 章将会讨论。在这些抽样时刻之间波形是 0。但要记住脉冲序列仅是一个理论上的概念,而不是实际在电子线路中存在的波形。因为原始模拟信号和脉冲序列信号都是连续的波形,我们能够在二者之间进行“苹果—苹果”式的比较。

现在我们需要弄清楚脉冲序列和离散信号(数组)之间的关系。这很简单,根据数据的内容,他们是同一的。如果知道了一个,计算另一个则是非常容易的事情。把这个当作是穿越模拟和数字世界桥梁的两端。这就意味着一旦我们理解了从图 3-5a 到图 3-5c 中的波形变换的过程,就达到了我们的目标。

图 3-5 的左栏中显示了 3 个连续的波形。这些信号相应的频谱在右侧栏中被逐一显示。这应该是你非常熟悉的电子学知识里的概念,每个波形都能被视为各种幅度和频率正弦波的组合。稍后章节将会详细讨论频域方面的内容。(你可能需要在进一步熟悉有关频谱的知识之后再重温这里的讨论。)

图 3-5a 表示我们想要抽样的模拟信号,它的频谱如图 3-5b 所示,它仅包括频率成分在 0 和 $0.33f_s$ 之间的频率, f_s 是抽样频率。例如,这可能是一个已经滤除掉高于 3.3 kHz 频率成分的声音信号。相应地,抽样频率 f_s 可能取 10 kHz ,这正是我们希望的值。

图 3-5a 中的信号通过一个脉冲序列抽样产生图 3-5c 中所示的信号,它的频谱如图 3-5d 所示。这个频谱是原始信号频谱的连续重复。在各个抽样频率的倍数 $f_s, 2f_s, 3f_s, 4f_s$ 等频点处,出现原始信号频谱的副本和其从左至右的镜像翻转。原副本称为上边带,而翻转的副本称为下边带。抽样会产生新的频率。那么这是适当的抽样吗?答案是肯定的,因为通过去除抽样频率一半以上的所有频率成分,图 3-5c 所示的信号可以被无失真地转换为图 3-5a 中的原始模拟信号。就是说,一个模拟低通滤波器能够将图 3-5c 中的经脉冲序列抽样的数字信号转换成图 3-5a 中的模拟信号。

如果读者已经熟悉了数字信号处理的基本知识,这里有一个关于为什么会产生频谱副本的技术上的解释可供参考(如果读者对数字信号处理不是很了解,请略过本段)。在时域中,抽样是通过将原始信号乘以一个具有相同幅值的窄脉冲序列的方式来实现的。均一幅值的脉冲序列的频谱仍然是一个具有均一幅值的脉冲序列,这些频域的脉冲出现在抽样频率的整数倍 $f_s, 2f_s, 3f_s, 4f_s$ 等频点处。两个时域信号相乘,对应二者频谱的频域卷积,这就导致了原始信号频谱被复制到脉冲序列频谱每个尖峰的位置。原始信号频谱由正频率和负频率(分别对应上边带和下边带)成分构成。这与在第 10 章讨论的幅度调制很相似。

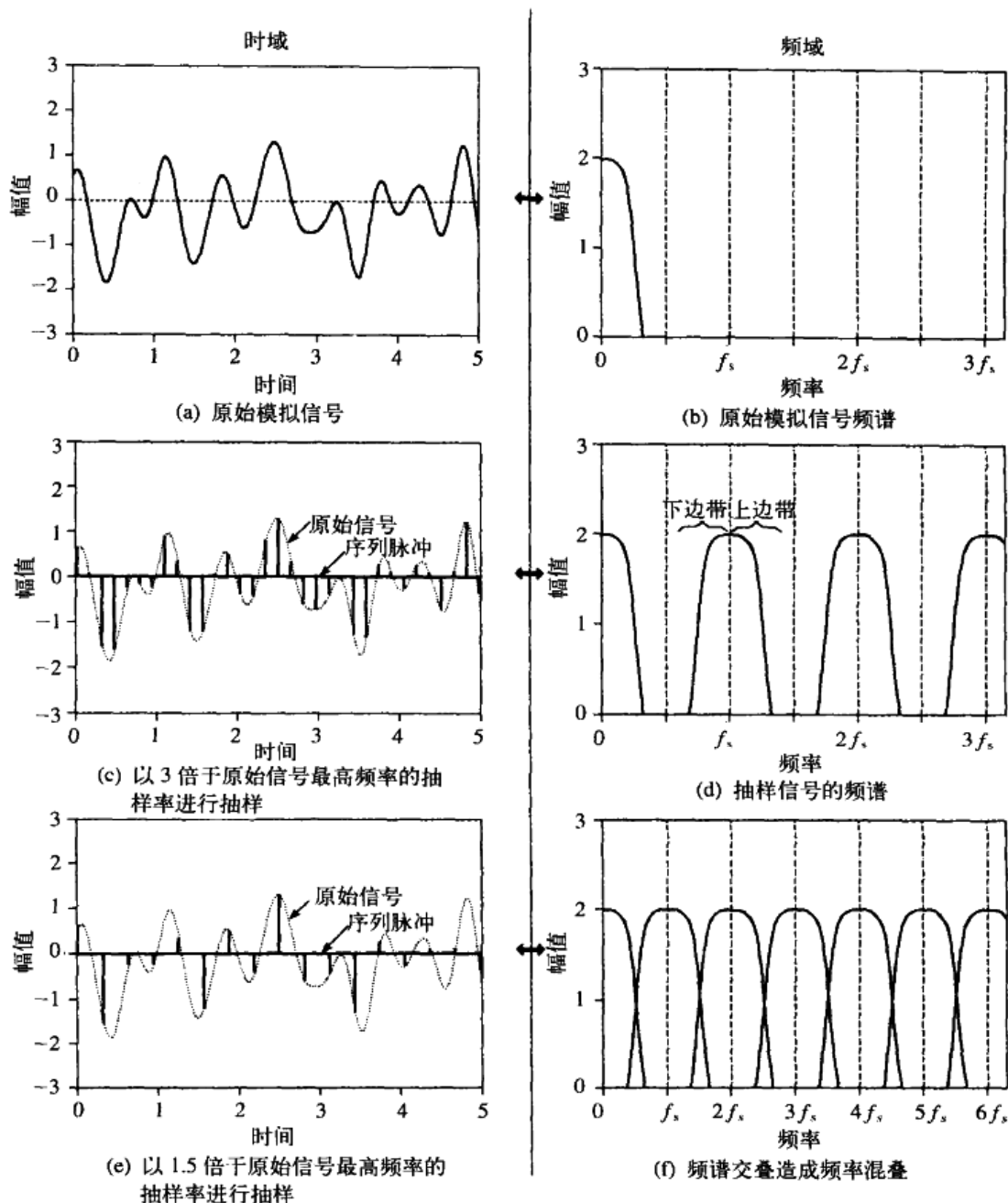


图 3-5 时域和频域中的抽样定理。图 a 和图 b 表示一个由频率在 0 和抽样频率 f_s 的 0.33 倍之间的信号组成的模拟信号。图 c 表示模拟信号通过抽样被转换成一脉冲序列。如图 d 所示，在频域中频谱的上边带和下边带被无穷复制。因为图 b 中的原始频率在图 d 中没有失真，故这是一个适当的抽样。相比之下，在图 e 中，对模拟信号是以 0.66 倍的抽样频率进行抽样的，超过了奈奎斯特频率，这造成频率混叠，以图 f 中交叠边带的形式表示出来

图 3-5e 展示了一个由于抽样率过低而产生的不适当抽样的例子。模拟信号包含的最高频率仍然是 3.3 kHz，但是抽样率已经被降低到 5 kHz。注意到 f_s , $2f_s$, $3f_s$... 等频点处，在横轴方向，就原始信号频谱副本的间隔而言图 3-5f 比图 3-5d 更小。图 3-5f 的频谱反映出一个问题：被复制的频谱在 0 和抽样频率的一半之间是相互交叠的。虽然图 3-5f 中这些交叠频率仍保持着它们

各自的性质,但在实际应用中它们叠加在一起产生了很多混乱。因为没有方法能分开这些交叠的频率,数据信息被遗失,而且原始的信号不能无失真地被恢复。当模拟信号包含的频率超过抽样速率一半以上时,就将发生交叠。这样,我们就证明了抽样定理。

3.3 数模转换

在理论上,数模转换最简单的方法是从存储器中提取之前保存的抽样结果,并把它们转换成一个脉冲序列。如图 3-6a 所示的脉冲序列及其对应的频谱(如图 3-6b 所示),正如上文所描述的,原始模拟信号可以通过其脉冲序列经由低通滤波器实现无失真的恢复,要求滤波器的截止频率是抽样频率一半。换句话说,在小于奈奎斯特频率(抽样频率的一半)的频段内,原始模拟信号和脉冲序列有相同的频谱。在更高的频率处,脉冲序列包含了原始信号频谱的副本,尽管原始信号并未包含这些频率成分(假设没有发生频率混叠)。

虽然在数学上这个方法很简单,但是在电子学里产生所需要的窄脉冲是很困难的。为了要达到这个目标,几乎所有的数模转换操作都是在接收到另一个新的抽样值之前保持最后一个值,这被称作零阶保持。数模转换等同于模数转换中的抽样保持。(一阶保持是在两点之间采用直线连接,二阶保持使用抛物线,等等。)零阶保持产生了如图 3-6c 所示的阶梯状曲线。

在频域中,零阶保持造成脉冲序列的频谱被显示在图 3-6d 中的暗线相乘,该曲线通过式(3-1)描述:

$$H(f) = \left| \frac{\sin(\pi f / f_s)}{\pi f / f_s} \right|$$

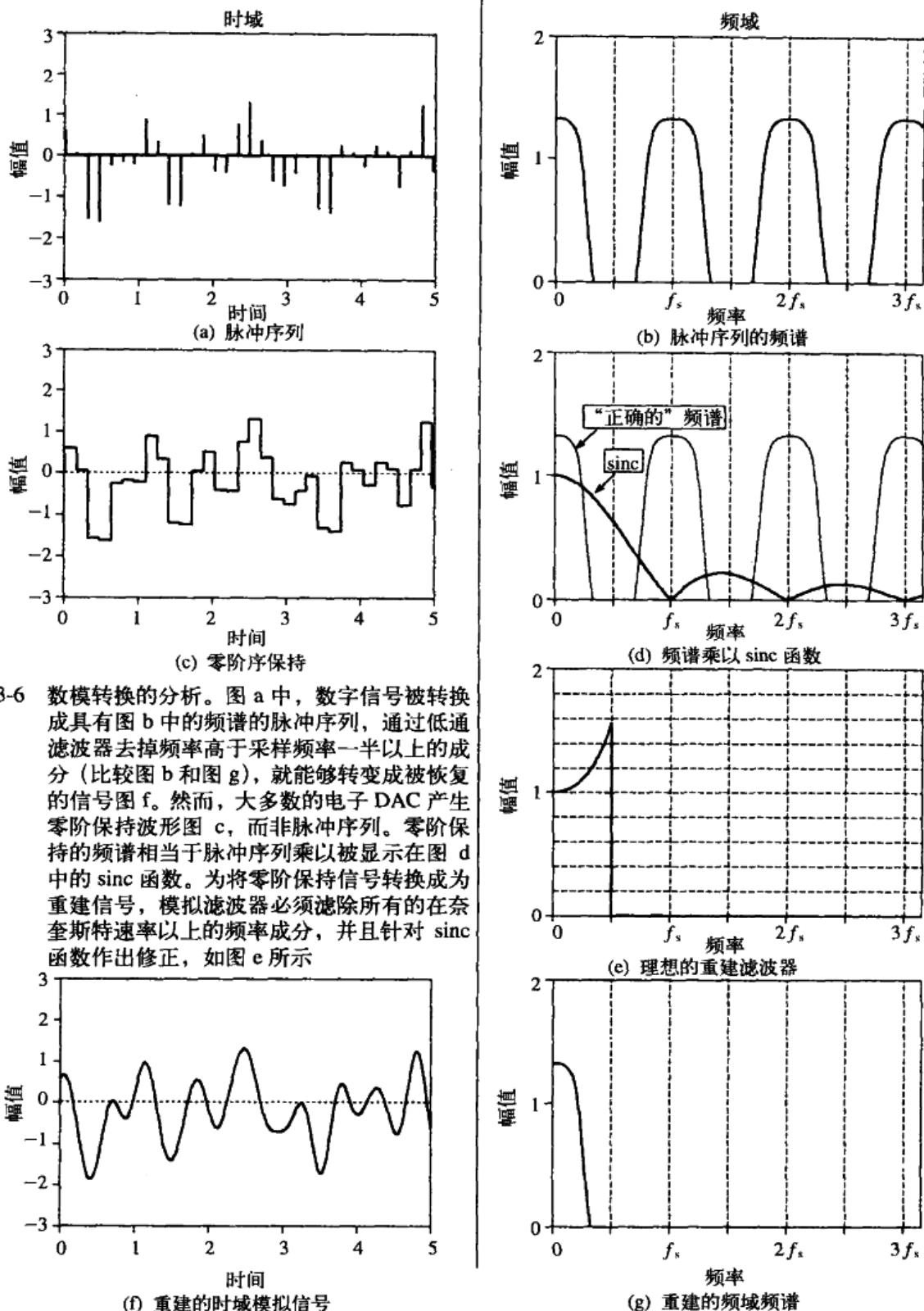
式(3-1) 0次保持造成高频分量幅度减小。曲线如图3-6所示,抽样频率用 f_s 表示。当 $f=0$ 时, $H(f)=1$ 。

更为通用的表达式是: $\sin(\pi x)/(\pi x)$,叫做 sinc 函数或者 $\text{sinc}(x)$ 。sinc 函数在 DSP 领域中非常常见,在以后的章节中将会进行更详细的讨论。如果读者已经具备这方面的背景知识,则零阶保持可以被理解为一个脉冲序列和一个矩形脉冲的卷积,且有一个抽样周期的宽度。在频域产生的效果是乘以矩阵脉冲的傅里叶变换(即 sinc 函数)。在图 3-6d 中,亮线表示脉冲序列的频谱(正确的谱),而暗线表示 sinc 函数。零阶保持信号的频谱等同于这两条曲线的乘积。

用模拟滤波器将零阶保持信号(如图 3-6c 所示)转换成为不失真的信号(如图 3-6f 所示),需要两个条件:滤除所有在抽样频率一半以上的频率成分,以及产生频率是零阶保持效应频率的倒数,也就是 $1/\text{sinc}(x)$ 。这相当于在一半的取样频率处大约扩大 36%。图 3-6e 表示模拟滤波器的理想幅频响应曲线。

$1/\text{sinc}(x)$ 频率的推进能以 4 种方法被处理:忽略它,接受结果;设计一个包括 $1/\text{sinc}(x)$ 响应的模拟滤波器;使用本章稍后将会介绍的异常复杂的多抽样率技术;在数模转换之前用软件修正(见第 24 章)。

最后,关于抽样,需要解释一个有关模拟和数字信号的怪事。正如本章中所介绍的,一个数字信号所携带的信息在两个方面受到限制:第一,每一个抽样的比特数限制因变量的分辨率,也就是说,信号在幅度上的微小改变可能被淹没在数字化噪声中;其次,抽样率限制自变量的分辨率,也就是在模拟信号中发生时刻十分接近的事件可能由于恰好处在抽样点之间而被遗失。这是叙述频率在抽样率一半以上的信息将被遗失的另外一种表达方式。



而那件怪事就是：“因为模拟信号使用连续参数，所以它们的自变量和因变量都有无限好的分辨率。”但事实并非如此！模拟信号和数字信号一样仍然在两方面受到限制：噪声和带宽

(信号所允许的最高频率)。模拟信号的噪声限制了波形幅值的测量,正如量化噪声在数字信号方面的影响一样。同样,区别时刻相近的信号的能力取决于波形中允许的最高频率。为了理解这一点,假设一个模拟信号包含两个比较接近但相互独立的脉冲。如果将此信号通过低通滤波器(滤除高频成分),两个脉冲将会变成模糊的单个脉冲。举例来说,一个频率在直流和 10 kHz 之间的模拟信号,分辨率将会与对其进行频率为 20 kHz 的抽样所产生的数字信号完全相同的分辨率。这是一定的,因为抽样定理确保二者包含的信息相同。

3.4 用于数据转换的模拟滤波器

图 3-7 显示了 DSP 系统的原理框图,正如抽样定理所显示。在未进行模数转换之前,输入信号先通过低通滤波器除去所有的奈奎斯特频率(抽样速率的一半)以上的所有频率成分。这么做是为了避免在抽样期间发生频率混叠,因此称其为抗混叠滤波器。在另一端,将数字信号通过一数模转换器和另外一个将截止频率设置为奈奎斯特频率的低通滤波器。输出端的滤波器被称为重建滤波器,而且可能包括先前描述的零阶保持频率。不幸的是,这个简单的模型有个严重的问题:电子滤波器可能是像他们正在企图预防的问题一样坏。

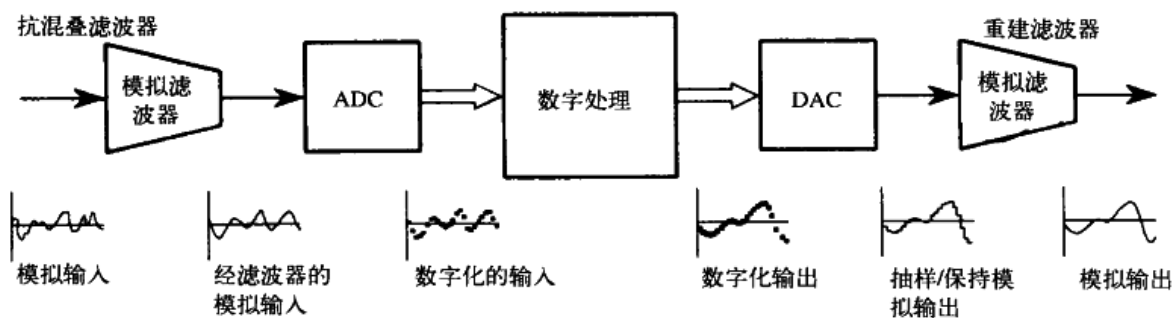


图 3-7 模拟滤波器遵从抽样定理。模数转换器之前的模拟被称为抗混叠滤波器。用来除去频率在抽样频率的一半大小以上,即容易产生混叠的成分。放置在 DAC 之后的模拟滤波器叫做重建滤波器。它也可以除去奈奎斯特速率以上的频率,而且可能含有零阶保持的修正

如果你的主要兴趣在软件中,那么你可能会认为自己不需要读这个部分。这是错误的想法!即使你已经决定永远不和示波器打交道,为了成功应用 DSP 技术,对模拟滤波器性质的理解也是很重要的。首先,你遇到的每一个数字化信号的性质取决于在采集到信号之后选用哪种类型的抗混叠滤波器。如果不了解抗混叠滤波器的性质,就不能够了解数字信号的性质。其次, DSP 的未来发展趋势是以软件替换硬件。例如本章稍后将会讨论的多抽样率技术将通过应用软件技巧来减少对抗混叠滤波器和重建滤波器的需要。如果不了解硬件,就不能设计软件来代替它。第三,许多 DSP 跟数字滤波器的设计有关。一个常见的策略是从一个等效的模拟滤波器入手,然后将其转换为相应软件。下文将假设读者已具备了模拟滤波技术的基本知识。

目前广泛应用的模拟滤波器有 3 种:切比雪夫、巴特沃斯和贝塞尔(也被称为汤普森滤波器)。每种都是为了优化不同的性能参数而设计的。可以通过设置不同的极点和零点个数来调节每种滤波器的复杂度,关于极点和零点这两个数学术语将会在后面的章节中进行讨论。一个滤波器的极点越多,它需要的电子器件就越多,同时,该滤波器的性能就越好。这些术语描述了滤波器的功能,并不是电阻和电容的实际配置。举例来说,一个 6 极点的贝塞尔滤波器可以通过许多不同类型的电路实现,但它们都具有相同的滤波特性。对于 DSP 技术来说,这

些滤波器的特性比如何构建它们显得更为重要。然而，我们将会从这些滤波器的电路设计开始，以便让读者对其产生一个整体的印象。

图 3-8 展示了一个常见的模拟滤波器的设计框图，称为修正的 Sallen-Key 电路。这是根据 20 世纪 50 年代首次发表论文提出该技术的作者的名字来命名的。图中的电路可配置成 3 个基本类型中任何一个的 2 极点低通滤波器。表 3-1 提供了选择适当的电阻和电容的必要信息。例如，如果要设计一个截止频率为 1 kHz 的 2 极点巴特沃斯滤波器，根据表 3-1 提供的参数得出： $k_1=0.1592$ 和 $k_2=0.586$ 。任意选择 $R_1=10\text{ k}\Omega$ 和 $C=0.01\text{ }\mu\text{F}$ （运算放大器电路的常用值），计算出 R 和 R_f 分别是 $15.95\text{ k}\Omega$ 和 $5.86\text{ k}\Omega$ 。以 1% 的电阻精度对这两个阻值进行舍入处理，取值为 $R=15.8\text{ k}\Omega$ 和 $R_f=5.90\text{ k}\Omega$ 。所有元件的参数都应该是 1% 精度或者更高。

图 3-8 修正的 Sallen-Key 电路，一个有源滤波器的构建框图。电路显示的是一个 2 极点低通滤波器的实现。更高阶的滤波器（较多的极点）可以通过级联方式形成，从表 3-1 中找到 k_1 和 k_2 ，任意地选择 R_1 和 C （尝试 $10\text{ k}\Omega$ 和 $0.01\text{ }\mu\text{F}$ ），然后根据图中公式计算 R 和 R_f 。参数 f_c 是滤波器的截止频率

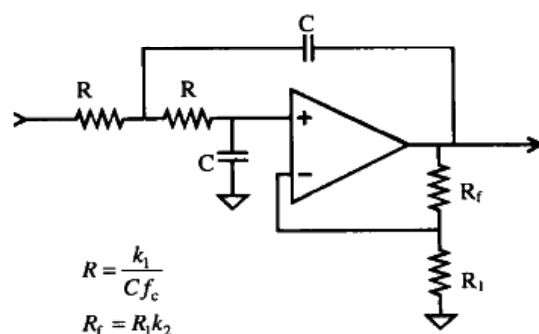


表 3-1 设计贝塞尔、巴特沃斯和切比雪夫（6%纹波）滤波器的参数

极 点	贝 塞 尔		巴 特 沃 斯		切 比 雪 夫	
	k_1	k_2	k_1	k_2	k_1	k_2
2 第 1 级	0.1251	0.268	0.1592	0.586	0.1293	0.842
4 第 1 级	0.1111	0.084	0.1592	0.152	0.2666	0.582
4 第 2 级	0.0991	0.759	0.1592	1.235	0.1544	1.660
6 第 1 级	0.0990	0.040	0.1592	0.068	0.4019	0.537
6 第 2 级	0.0941	0.364	0.1592	0.586	0.2072	1.448
6 第 3 级	0.0834	1.023	0.1592	1.483	0.1574	1.846
8 第 1 级	0.0894	0.024	0.1592	0.038	0.5359	0.522
8 第 2 级	0.0867	0.213	0.1592	0.337	0.2657	1.379
8 第 3 级	0.0814	0.593	0.1592	0.889	0.1848	1.711
8 第 4 级	0.0726	1.184	0.1592	1.610	0.1582	1.913

实际中运算放大器的选择不是最关键的，只要其增益带宽比滤波器的截止频率高 30 到 100 倍即可。只要滤波器的截止频率大约在 100 kHz 以下，就是非常容易实现的指标。

通过级联 2 个、3 个和 4 个上述 2 极点低通滤波电路，可分别形成 4、6 和 8 极点的滤波器。举例来说，图 3-9 显示了通过 3 级级联形成的一个 6 极点的贝塞尔滤波器原理图。由表 3-1 可得每一级都有不同的 k_1 和 k_2 值，所以各级选用不同的电阻和电容。如果需要设计高通滤波器的话，只要在电路中简单地交换 R 和 C 的位置即可。（不用考虑 R_f 和 R_1 。）

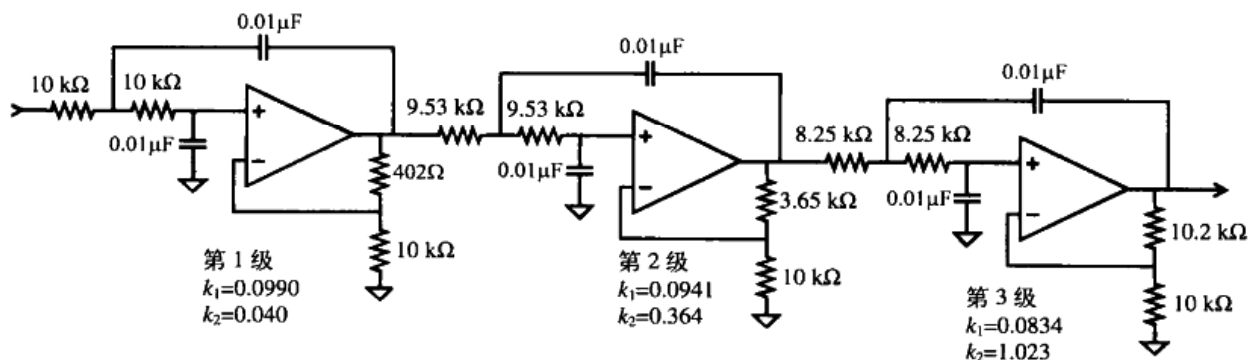


图 3-9 通过级联 3 级 Sallen-Key 电路形成的一个 6 极点的贝塞尔滤波器。
该低通滤波器的截止频率为 1 kHz

这种类型的电路的常见应用是小批量的生产和研发，然而，正规的生产要求滤波器被制造成集成电路。问题是直接在硅片上制造电阻非常困难。解决的方案是开关电容滤波器。图 3-10 对开关电容滤波器和简单的 RC 网络作了比较。如果一个阶跃信号被接入 RC 低通滤波器中，其输出将按指数规律上升直至达到输入信号的电压值。电容上的电压不能即时改变，因为电阻限制着电容的充电电流。

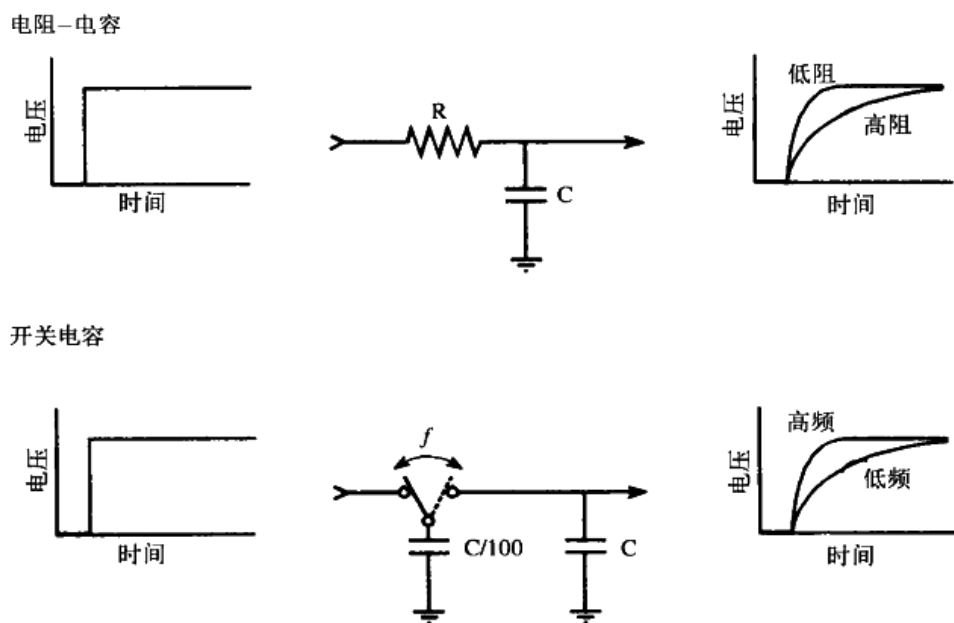


图 3-10 开关电容滤波器操作原理。开关电容滤波器利用开关和电容来模拟 RC 网络中的电阻。如等效的阶跃响应所示，2 个电容和 1 个开关的传输特性和 1 个 RC 网络相同

开关电容滤波器是通过用 2 个电容和电子开关替换基本的 RC 网络。新增的电容在容值上比原有的电容小得多，大约为它的 1%。开关以一个非常高的频率交替地把小电容连接到电路的输入端和输出端，通常情况下，这个频率比滤波器的截止频率快大约 100 倍。当开关被连接到输入端时，小电容快速充电直至达到当前输入上的电压值。当开关被连接到输出端时，小电

容上的电荷被转移到大电容上。对一个电阻来说,电荷转移的速率由它的阻值确定;对一个开关电容电路来说,电荷转移的速率是由小电容的容值和开关频率共同确定的。这造成了开关电容滤波器非常有用的特性:滤波器的截止频率和驱动开关的时钟频率成比例关系。所以开关电容滤波器对采取更高抽样率的数据采集系统来说是非常理想的选择。这些是简单易用的器件,支付 10 块钱就能得到一个内嵌 8 极点滤波器的 8 引脚集成芯片。

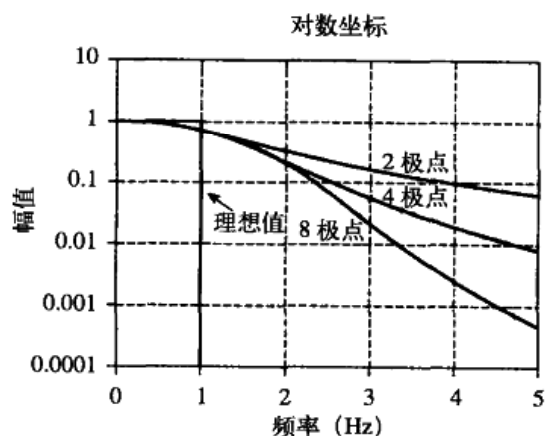
下面是重要的部分:3 个典型的滤波器的传输特性。我们想探究的第一个参数是**截止频率的陡度**。设计一个低通滤波器是为了阻塞所有超过截止频率的频率成分(阻带),而让所有低于截止频率的频率成分通过(通带)。图 3-11 以 dB 为单位表示这些滤波器的频率响应。这些滤波器的截止频率是为 1 Hz,但是它们能直接地被比例缩放到你所选用的截止频率。如何评估这些滤波器的陡度呢?显而易见,切比雪夫是最好的,巴特沃斯较差,而贝塞尔最差!正如你可能已经推测到的,这是切比雪夫滤波器的设计目标,滚降(在幅值上下降)尽可能地陡峭。

不幸的是,即使是 8 极点切比雪夫滤波器,也不像你所期望的抗混叠滤波器一样好。例如,假设 12 位系统以 10 kHz 的速率抽样。根据抽样定理,任何在 5 kHz 频率以上的信号将发生频率混叠,这正是你所想要避免的。通过一个小的猜测,为确保任何的在 5 kHz 以上的混叠频率成分的幅值被衰减到原值百分之一,必须将其幅值减小到原来的 100 倍。观察图 3-11c,一个截止频率是 1 kHz 的 8 极点切比雪夫滤波器,直到频率达到 1.35 Hz 之后信号衰减(信号减小)才达到 100 倍。按这个比例关系,只有将滤波器的截止频率设定为 3.7 kHz,5 kHz 以上的频率成分的幅度衰减才能达到要求。这造成模拟滤波器在 3.7 kHz 到 5 kHz 频段的滚降比截止频率设在 5 kHz 加剧。

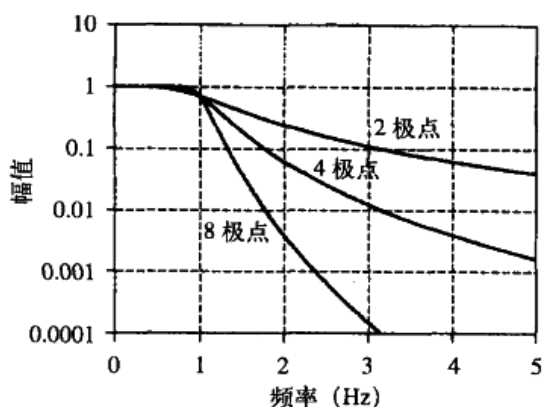
要注意的是:在该例中衰减因子 100 或许已经能够满足 12 位 ADC 的 4 096 级数字量的要求。从图 3-4 中可知,5 100 Hz 将混叠至 4 900 Hz,6 000 Hz 将混叠至 4 000 Hz,等等。你不用管在 5 000 Hz 到 6 300 Hz 频段的信号幅值是多少,因为它们将混叠至未用的 3 700 Hz 到 5 000 Hz 频段。如果要混叠至滤波器的通带(0~3.7 kHz)之内,则频率一定要大于 6 300 Hz,或滤波器截止频率 3 700 Hz 的 1.7 倍。如图 3-11c 所示,8 极点切比雪夫滤波器在 1.7 倍于截止频率处的衰减因子大约是 1300,远远超过了前面分析的 100,也就是说该低通滤波器能将其衰减得足够小。规则是这样的:多数系统中,大约 0.4 到 0.5 倍于截止频率的频带是无法使用的,其原因是滚降加剧和频率混叠。这是一个受模拟滤波器直接限制的结果。

在整个通带上,理想低通滤波器的频率响应是平坦的。图 3-11 中所有类型的滤波器在这方面的表现看起来都很好,这只是因为纵轴是以对数坐标形式显示的。图 3-12 是当纵轴被转换成线性坐标时的频率响应曲线图,在切比雪夫滤波器中能见到**通带纹波**(通过的频率成分有幅度的变化)。事实上,切比雪夫滤波器是以允许通带纹波为代价换取极好的滚降性能的。滤波器所允许的通带纹波越多,就能获得越快的滚降效应。使用表 3-1 所设计的所有的切比雪夫滤波器都有大约 6% (0.5 个 dB) 的通带纹波,在通带纹波和滚降特性不能兼顾的情况下,这是一个很好的折中,并且也是一种普遍的选择。**椭圆形滤波器**是与此相似的设计,其在通带和阻带中都允许纹波。虽然在设计上比较困难,但椭圆形滤波器能在滚降性能和通带纹波间作出更好的折中。

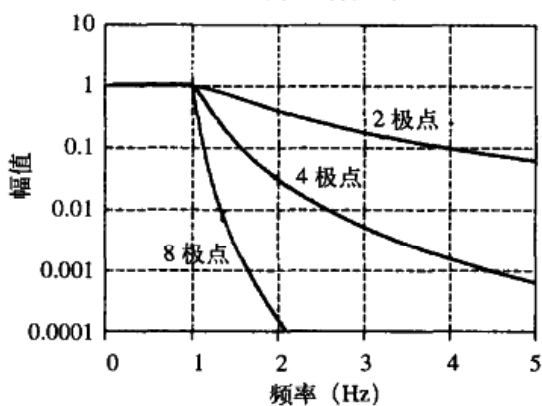
相比较而言,可以通过巴特沃斯滤波器使其在通带不允许波动的前提下提供较陡峭的滚降性能。故通常称其为最大平坦滤波器,而且同通带波动为 0 的切比雪夫滤波器很相似。贝塞尔滤波器在通带中没有波动,但是滚降性能上远远逊色于巴特沃斯滤波器。



(a) 贝塞尔

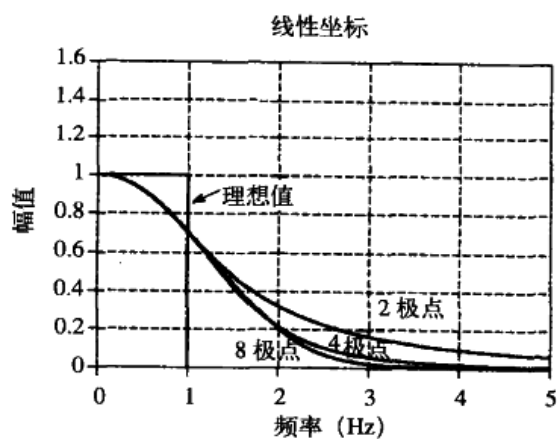


(b) 巴特沃斯

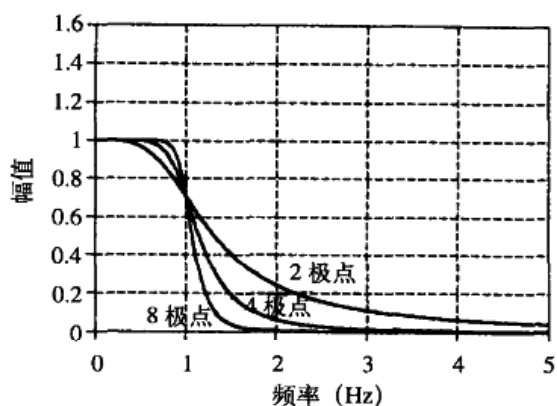


(c) 切比雪夫(6%纹波)

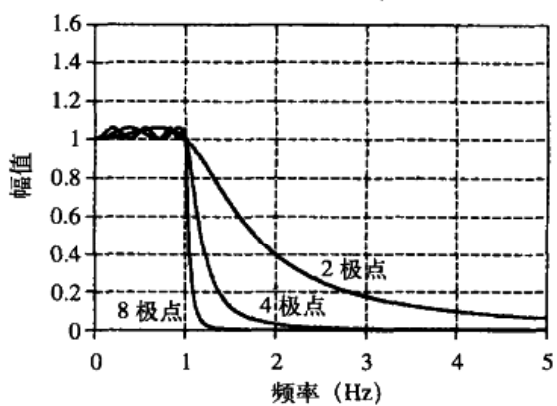
图 3-11 以对数坐标表示的 3 种滤波器的频率响应, 切比雪夫滤波器具有最陡峭的滚降特性



(a) 贝塞尔



(b) 巴特沃斯



(c) 切比雪夫(6%纹波)

图 3-12 以线形坐标表示的 3 种滤波器的频率响应, 巴特沃斯滤波器提供了最平滑的通带

最后一个评估的参数是阶跃响应, 即当输入信号的电压从一个值迅速变成另外一个值的时候, 滤波器将如何响应。图 3-13 展示了这 3 种滤波器的阶跃响应。横轴以截止频率为 1Hz 的滤波器对应, 但是能够按反比转换至与较高截止频率的滤波器相对应。例如, 当截止频率为 1 000 Hz 时, 该图线将表示以 ms 而不是以 s 为单位的阶跃响应。巴特沃斯和切比雪夫滤波器都有过冲和振铃 (振动幅度缓慢衰减) 现象发生。与它们不同的是, 贝塞尔滤波器却没有这方面的问题。

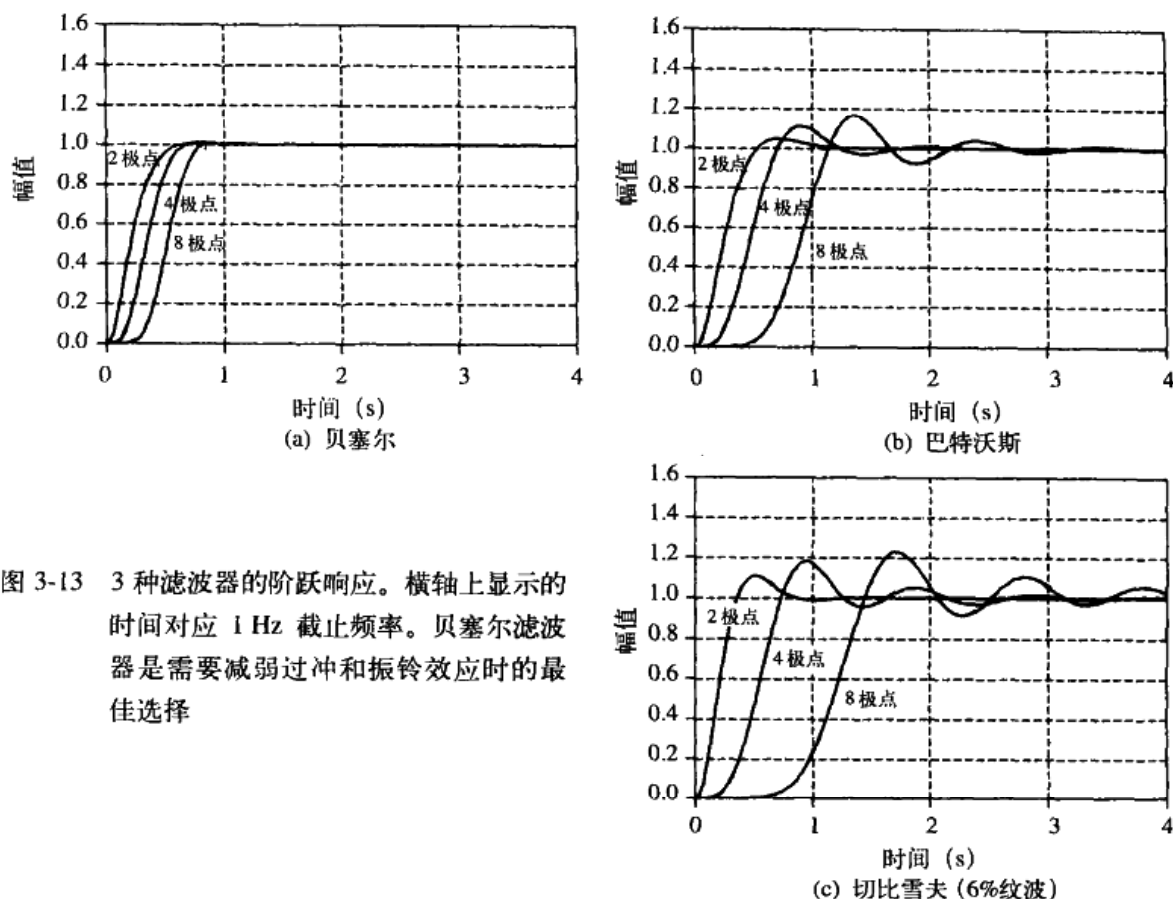


图 3-13 3 种滤波器的阶跃响应。横轴上显示的时间对应 1 Hz 截止频率。贝塞尔滤波器是需要减弱过冲和振铃效应时的最佳选择

图 3-14 更进一步说明了贝塞尔滤波器这个非常有利的特性。图 3-14a 表示一个脉冲波形，可看作一个上升阶跃后面跟着一个下降阶跃。图 3-14b 和图 3-14c 分别表示如果该脉冲信号波形在通过贝塞尔和切比雪夫滤波器后所发生的变化。举例来说，如果这是一视频的信号，切比雪夫滤波器所引入的失真就是破坏性的。过冲会改变目标边缘相对于中心的亮度。更坏的是，物体左边会看起来明亮而物体右边会看起来暗淡。在许多应用中不能容忍这么差的阶跃响应性能。具有对称边沿且没有过冲，这是贝塞尔滤波器的优势所在。

3.5 抗混叠滤波器的选择

表 3-2 概括了 3 种滤波器的特性，每种都以牺牲其他参数的特性作为代价来将某一个参数最优化。切比雪夫将滚降效应最优化，巴特沃斯将通带平坦度最优化，贝塞尔将阶跃响应最优化。

抗混叠滤波器的选择几乎完全取决于一个问题：要处理的信号中信息是如何表现的。许多方法可以把数据信息编码在一个模拟波形里，其中有两个方法是常用的，即时域编码和频域编码。二者在 DSP 领域的区别非常明显，而且在本书中将会是一个贯穿始终的主题。

在频域编码中，信息以正弦波的形式形成信号波。音频信号就是这方面的一个很好的例子。当一个人听演讲或者音乐的时候，感觉到的声音取决于频率，而不是波形。可以用通过一个只改变正弦波的相位而不改变其频率和振幅的电路的声音信号来表明这一点，产生的信号通过示波器看起来完全不同，但声音听起来是相同的。即使波形已经被明显改变，但有用信息已经被完全保留下来。因频率混叠效应将造成不同频率成分的混淆和交叠，直接损伤频域编码数据。因此，这些信号的数字化通常会用到具有锐利截止特性的抗混叠滤波器，如切比雪夫滤波器、椭圆滤波器和巴特沃斯滤波器。这些滤波器较差的阶跃响应会产生危害吗？这不是一个问题，

编码数据并不受此类失真的影响。

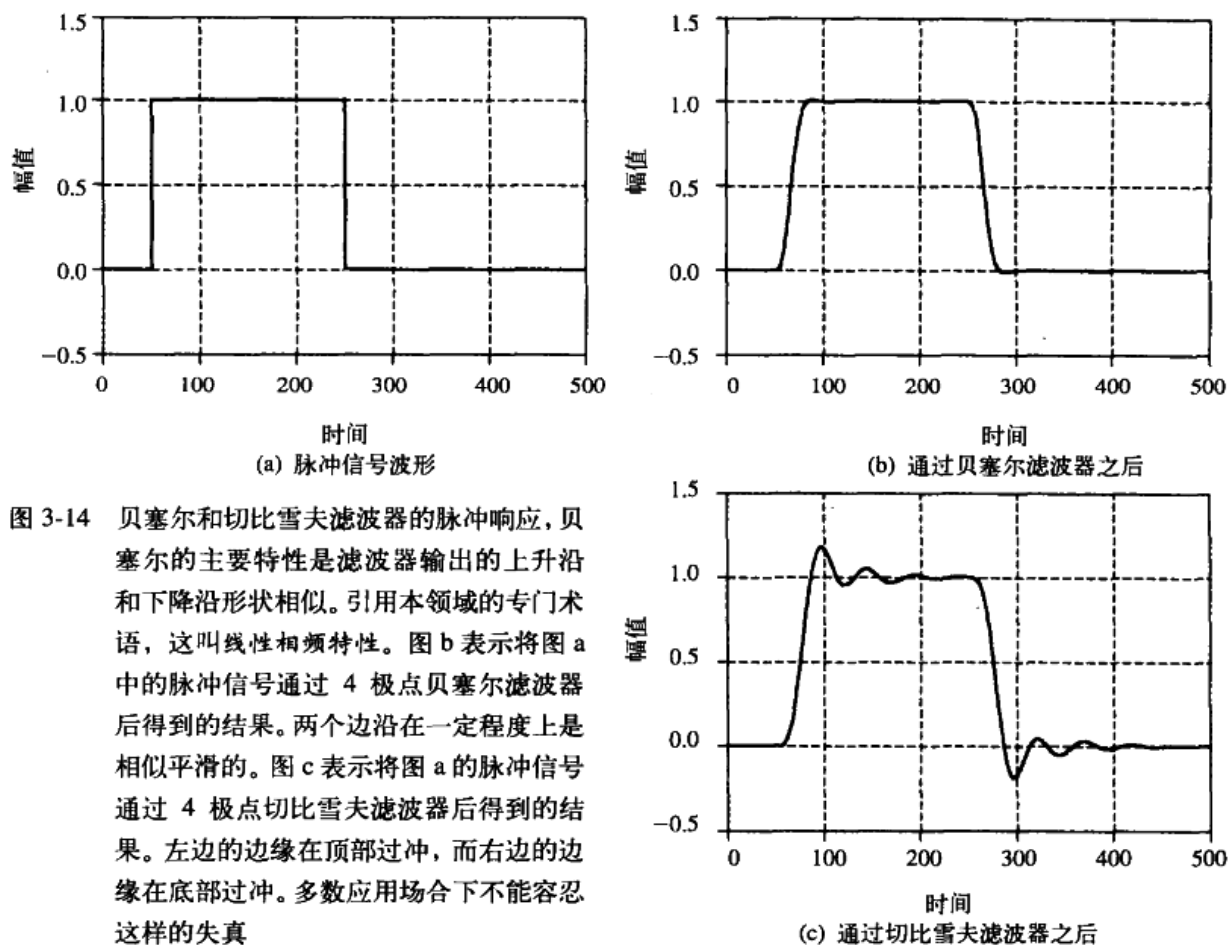


图 3-14 贝塞尔和切比雪夫滤波器的脉冲响应, 贝塞尔的主要特性是滤波器输出的上升沿和下降沿形状相似。引用本领域的专门术语, 这叫线性相频特性。图 b 表示将图 a 中的脉冲信号通过 4 极点贝塞尔滤波器后得到的结果。两个边沿在一定程度上是相似平滑的。图 c 表示将图 a 的脉冲信号通过 4 极点切比雪夫滤波器后得到的结果。左边的边缘在顶部过冲, 而右边的边缘在底部过冲。多数应用场合下不能容忍这样的失真

表 3-2 三种经典滤波器的特性。贝塞尔滤波器提供最好的阶跃响应, 使它成为时域编码信号的最好选择。切比雪夫和巴特沃斯滤波器用来滤除阻带中的频率成分, 为频域编码提供理想信号。表中数值的单位为 s 或 Hz, 截止频率为 1 Hz

	直流电压增益	阶跃响应			频率响应		
		过冲	1%建立时间	0.1%建立时间	通带纹波	100 倍衰减频点	1 000 倍衰减频点
贝塞尔							
2 极点	1.27	0.4%	0.60	1.12	0%	12.74	40.4
4 极点	1.91	0.9%	0.66	1.20	0%	4.74	8.45
6 极点	2.87	0.7%	0.74	1.18	0%	3.65	5.43
8 极点	4.32	0.4%	0.80	1.16	0%	3.35	4.53
巴特沃斯							
2 极点	1.59	4.3%	1.06	1.66	0%	10.0	31.6
4 极点	2.58	10.9%	1.68	2.74	0%	3.17	5.62
6 极点	4.21	14.3%	2.74	3.92	0%	2.16	3.17
8 极点	6.84	16.4%	3.50	5.12	0%	1.78	2.38
切比雪夫							
2 极点	1.84	10.8%	1.10	1.62	0%	12.33	38.9
4 极点	4.21	18.2%	3.04	5.42	0%	2.59	4.47
6 极点	10.71	21.3%	5.86	10.4	0%	1.63	2.26
8 极点	28.58	23.0%	8.34	16.4	0%	1.34	1.66

很明显，时域编码使用波形的形状储存信息。举例来说，医师通过对病人的胸部和双臂施加电极（心电图或 EKG）来监测其心脏的活动情况。EKG 的波形能提供诊断者期望获取的信息，如在一个心跳周期中各心脏腔室的运行规律。图像是此类信号的另一个例子。图像编码信息是各种随距离改变的空间波形，而非随时间改变。图片是由很多在颜色和亮度上区别于其他区域的独特区域构成的。你看蒙娜丽莎时并不会发出这样的感慨：“天呀，多么有趣的正弦曲线的集合啊。”

问题在于：抽样定理是对模数转换过程中频域现象的分析，这使得在频域中通过它来理解信息编码的模数转换过程非常理想。然而，抽样定理在时域编码信号数字化的理解上提供不了什么帮助。下面进行更进一步的分析。

图 3-15 举例说明了如何数字化一个时域编码信号。图 3-15a 是待数字化的模拟信号。在这种情况下，我们想要获得的数据是矩形脉冲的形状。在此例中信号还包括一个高频正弦形式的短脉冲。这代表宽带噪声，即总在模拟信号上出现的干扰和冲击。其他图则表示数字化的信号在经过不同的抗混叠滤波器（切比雪夫滤波器、贝塞尔滤波以及无滤波器）后会如何变化。

这些选项并不能从抽样的数据重建原始信号，理解这一点很重要。原始信号固然包含频率超过抽样频率一半以上的频率成分，但是由于这些频率成分已经在数字化过程中被丢掉了，所以由数字信号重建原模拟信号时自然不会包含它们。这些高频成分从两个方面产生：噪声和干扰，这是你想要除去的，波形上的锐利边缘，这可能是你想要保留的信息。

图 3-15b 中的切比雪夫滤波器通过除去所有的高频成分来处理问题。这使得一个被滤波的模拟信号能够通过抽样信号完全重建。然而，重建的模拟信号和被滤波的模拟信号相同，而不是原始信号。虽然在抽样方面没有丢失什么信息，但是波形已经被抗混叠滤波器严重扭曲。如图 3-15b 所示，补救只会越描越黑！不要这么做！

图 3-15c 中的贝塞尔滤波器，就是为了解决这一个问题而设计的。它的输出与原始的波形很类似，只是边缘变得光滑。通过调整滤波器的截止频率，可以滤掉高频成分从而改善信号边沿的光滑性。增加滤波器的极点个数可以在这两个参数之间作一个更好的折中。一个通常的策略是将截止频率设置为抽样频率的四分之一，使得沿着每个上升边沿部分有两个抽样点。注意，贝塞尔和切比雪夫滤波器已经将原始信号中的高频噪声去除了。

最后一个选择是不使用抗混叠滤波器，如图 3-15d 所示。最大的优点是每个抽样点的值都和原始模拟信号的值相同。换句话说，它有完美的边沿锐度，原始信号的变化将完整地反映在相应的数字信号上，缺点是由于频率混叠造成信号失真。以两种形式表现，首先，高频的干扰和噪声，就像例中的正弦曲线形突变，将转化成无意义的抽样点，如 3-15d 所示。也就是说，任何混杂在模拟信号中的高频噪声都将会在数字信号中表现为频率混叠噪声。更直观的感觉是，这不是抽样的问题，而是上一级模拟电路的问题。减少噪声和干扰不是模数转换的目的，而是在进行数字化之前模拟电路需要完成的工作。结果可能是将贝塞尔滤波器放置在数字化步骤之前，去控制这个问题。然而，这就意味着滤波器应该被看成模拟处理的一部分，而不仅仅是为数字化所进行的预处理过程。

频率混叠的第二个特性是相当敏感，当模拟信号发生了某一变化时（比如产生了一个边沿），图 3-15d 中的数字信号在下一个抽样点将随之改变。数字信号并不能显示在相邻抽样点之间发生了什么。现在，从这一角度比较不使用滤波器与使用贝塞尔滤波器的区别。例如，假设在图 3-15c 的各抽样点之间画直线，当所构造的曲线与阶跃响应幅值的一半相交时，可提供描述模拟信号边沿的二次抽样信息。当没有使用滤波器时，这些二次抽样信息就会全部丢失。

你并不需要一个奇特的定理去估算这将会如何影响你的特殊情形，只需要充分理解你应该对采集到的数据做什么样的处理。

3.6 多抽样率数据转换

电子学中的一个显著的趋势是用数字算法取代模拟电路。数据转换是这方面的一个很好的例子。考虑数字录音机的设计，这是一个可以将声音信号数字化的系统，并以数字格式储存数据，而且之后可以重现所记录的声音信号。为了恢复清晰的演讲，系统要采集到大约在 100 Hz 到 3 000 Hz 之间的频率成分。然而，由麦克风产生的模拟信号也包含非常高的频率，比如 40 kHz。强制的方法是将模拟信号通过一个截止频率为 3 kHz 的 8 极点低通切比雪夫滤波器，然后以 8 kHz 的抽样率抽样。与此相对应，在数模转换重现所录制的模拟信号时，有一个 8 kHz 的零阶保持。另一个截止频率为 3 kHz 的切比雪夫滤波器可以被用于产生最终的声音信号。

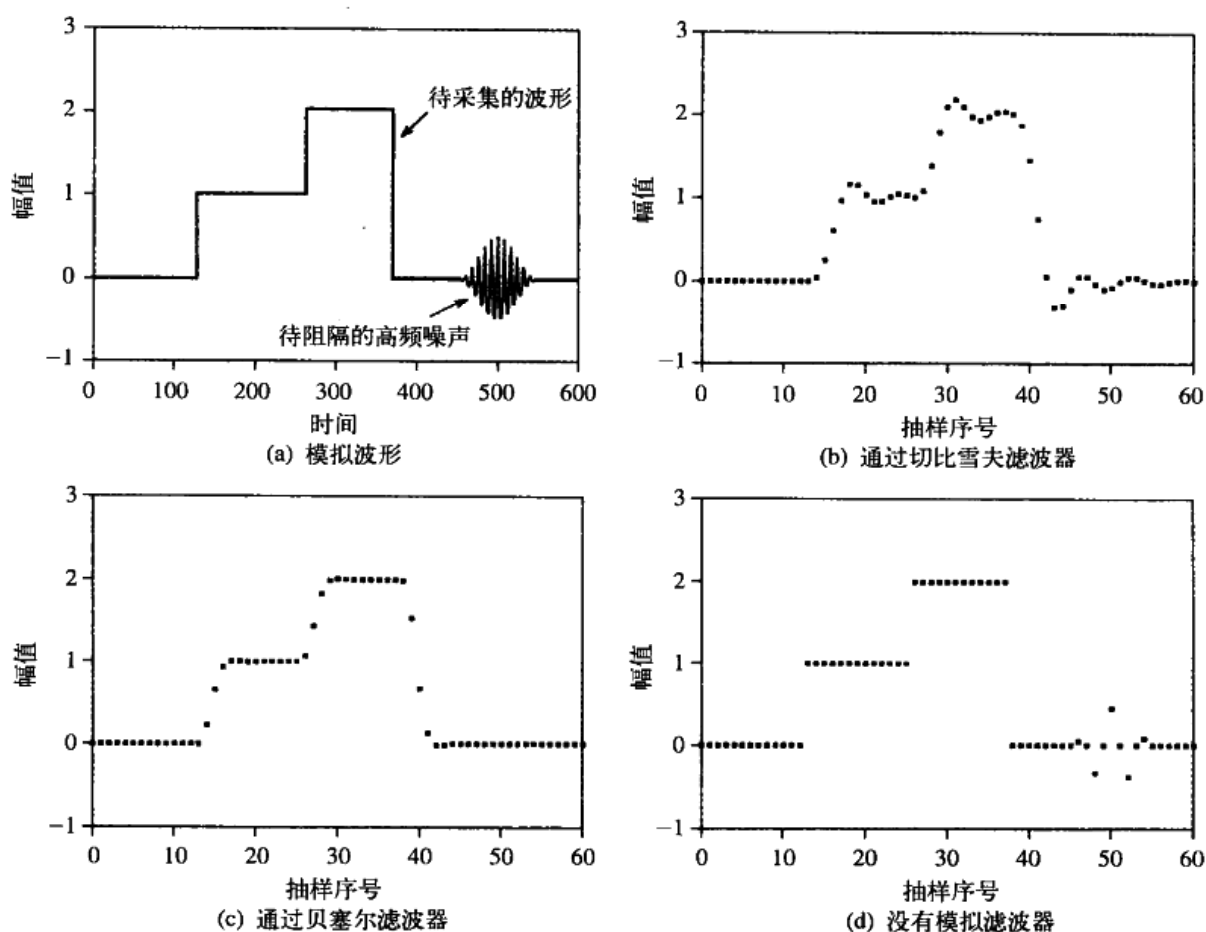


图 3-15 用于时域信号编码的 3 种抗混叠滤波器。目标是在保持边沿锐度（携带信息）的同时除去高频成分（防止抽样时发生频率混叠）。图 a 表示一个包含锐利边沿和高频噪声的模拟信号。图 b 表示使用切比雪夫滤波器数字化之后的信号。高频成分已被有效滤除，同时边沿失真比较严重。这通常是一个很糟的解决方案。如图 c 所示，贝塞尔滤波器在除去高频成分的同时提供了一个缓慢平滑的边沿。图 d 表示没有通过抗混叠滤波器的数字化信号。这种情况下，边沿的锐度被完全保留下来，然而，高频的突变已通过频率混叠产生了几十个无用的抽样点

采用更高速的抽样将具有很多优点。例如采用 64 kHz 的抽样频率重新设计数字录音机方案。抗混叠滤波器现在只有一个较容易的工作：通过所有低于 3 kHz 的频率，而阻隔在 32 kHz 以上的所有频率。重建滤波器也将发生类似的简化。简言之，比较高的抽样率允许用简单的阻容 (RC) 网络替代复杂的 8 极点滤波器。问题是，现在需要数字系统处理的，是以较高的抽样率抽样得到的数据。

与此应对的是比较巧妙的**多抽样率技术**，即在同一系统中采用 1 种以上的抽样率。在数字录音机系统中采用多抽样率技术的工作过程如下，首先，先让信号通过一个简单的 RC 低通滤波器，并以 64 kHz 进行抽样。产生的数字数据包含我们需要的在 100 到 3 000 Hz 之间的频带信息，但是也包含无用的在 3 kHz 到 32 kHz 之间的频率。其次，使用 3 kHz 的数字低通滤波器，在软件中去除这些无法使用的频率。第三，采取丢弃每 8 个抽样点中的 7 个的简单方法，对数字数据进行从 64 kHz 到 8 kHz 的再抽样，此程序称为**十选一**。最终产生的数字数据与经由严格的模拟滤波后直接进行 8 kHz 抽样所产生的结果等效。

多抽样率技术也能被用于此例的输出部分。从存储器中读取 8 kHz 的数据而后转换到 64 kHz 的抽样率，完成该任务的程序叫做**插值**。在从存储器获取的每个抽样点之间插入 7 个全为 0 的抽样值。所形成的数字脉冲序列中包含需要的在 100 到 3 000 Hz 之间的频段，增加频谱的副本在 3 kHz 和 32 kHz 之间。参考图 3-6a 和图 3-6b 以了解其中的道理。在 3 kHz 以上的频率都可以通过数字低通滤波器去除。通过数模转换器转换成模拟信号后，要产生最终的声音信号唯一需要的就是一个简单的 RC 网络。

导致多抽样率数据转换具有重要价值的原因有两个：它用软件代替了模拟元件，在大规模生产中的有经济方面的竞争优势；在要求比较严格的应用场合，它能表现出较好的性能。举例来说，使用此类技术可以使 CD 声音系统达到尽可能好的音质。这部分性能的提高是用数字算法（由舍入误差决定的 0.000 1% 精度）替换模拟元件（1% 精度）得到的结果，在随后的章节将会讨论，数字滤波器在关键领域可以胜过模拟滤波器数百倍。

3.7 单比特数据转换

在通信和高保真音乐再现方面流行的技术是**单比特模数转换和数模转换**。该技术是一种用较少的抽样位数换取较高抽样率的多抽样率技术。极端的情况下，每个抽样仅仅需要 1 位。因为有许多不同的电路结构，大部分以**增量调制**的使用为基础。举 3 个例子将使你对这一领域更为熟悉。所有这些电路均以集成电路的形式被实现，因此不必烦恼到哪里去寻找这些分立的晶体管和运放，没有人要求你用最基本的元件搭建这些电路。

图 3-16 表示了增量调制的结构框图。模拟输入是一个幅值为几伏的声音信号，而输出信号是由数字 0 和 1 组成的数据流。比较器的输出状态由输入的两个电压值的大小关系来确定，即接入的模拟信号和储存在电容上的电压，若前者大于后者，则比较器输出 1，反之则输出 0。然后输出结果被传送到锁存器的输入端。在每个时钟脉冲（通常频率为几百赫兹）到来时，锁存器将其输入端的状态转移到输出端。锁存器确保其输出和时钟同步，所以决定着系统的抽样率，即 1 位数据的更新速率。

反馈回路是由锁存器的数字输出量形成的，并通过它驱动一电子开关。如果输出是数字 1，那么开关把电容连接到正电荷注入器上。这是一个在电容上增加固定量电压的电路，每个时钟周期增长 1 mV。这仅仅相当于一个连接到正电压上的电阻。如果输出是数字 0，开关则被连接到负电荷注入器。使得电容上减少相同数量的电压。

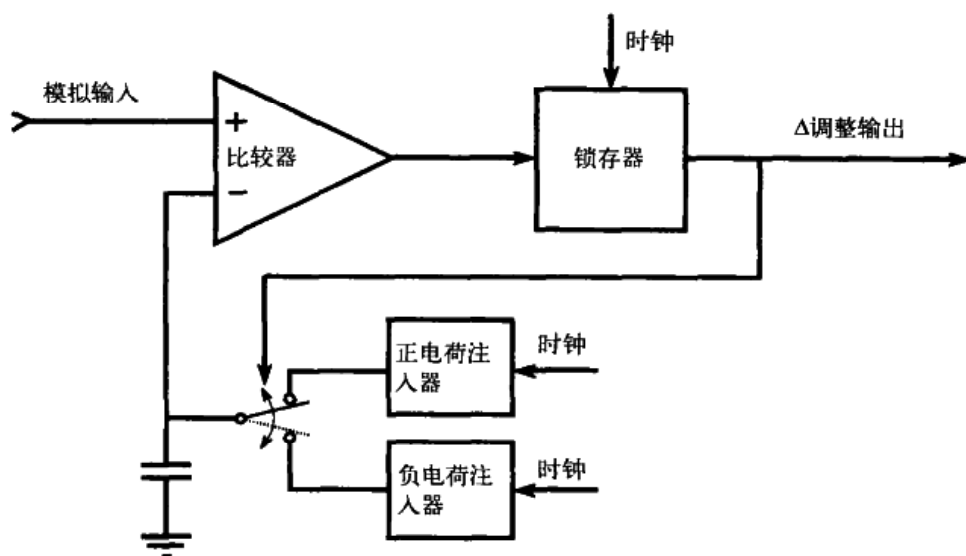


图 3-16 增量调制电路的框图。输入电压与储存在电容上的电压相比较，产生的数字 0 或 1 被送到锁存器的输入。锁存器的输出与时钟同步更新，而且被用于一个反馈回路中控制电容电压跟踪输入电压

图 3-17 展示了该电路产生的信号。在零时刻，模拟输入和电容上电压两者初始值均为零。如图 3-17a 所示，在第 8 个时钟周期输入信号突然增加到 9.5 V。因为输入信号现在超过了电容上的电压，所以数字输出为 1，如图 3-17b 所示，这使得开关被连接到正电荷注入器，而且每个时钟周期电容上的电压都增加一个小量。图 3-17a 中虽然显示每个时钟周期有 1 V 的电压增量，但这只是一个示意图，实际的增量仍然是 1 mV 的典型值。电容电压的阶梯式增加一直持续到它超过输入信号的电压。在这里系统输出是在数字 1 和 0 之间来回摆动的平衡，导致电容上的电压在 9 V 和 10 V 之间摆动。在这种方式下，电路的反馈强迫电容电压跟随输入信号的电压。如果输入信号变化非常迅速，在电容上的电压会以一定速率持续变化，直到获得一个最佳匹配。持续变化的比率叫做压摆率，其他电子设备（如运算放大器）也有这一概念。

现在，考虑增量调制输出信号的特性。如果模拟输入在数值上增大，输出信号将会出现更多的 1。同样地，如果模拟输入在数值上减小，输出将会出现更多的 0。如果模拟输入是常数，则数字输出将会在 0 和 1 之间等量轮换。推广到更一般的角度，1 和 0 个数的比值与输入模拟信号的斜率（导数）成比例。

此电路是为了便于传输或存储，把一个模拟信号转变 0、1 数据流序列的廉价方法。一个特别吸引人的特征是所有位有相同的意义，不像传统的序列格式：开始位、最低有效位……最高有效位、停止位。接收器电路和发送器电路的反馈回路部分相同。如同发送电路的电容电压跟随模拟输入，接收电路中的电容电压也是如此。即图 17-3a 中的电容电压曲线也表示了重建信号的出现形式。

本电路的关键限制是不可避免地要在最大的压摆率、量化尺寸和数据抽样率三者之间作权衡取舍处理。尤其是，当最大的压摆率和量化尺寸被调整到声音沟通可以接受的水平，但抽样率却高达兆赫兹量级时，也就不具备什么商业价值了。例如，声音信号的传统抽样只需要每秒钟大约 64 000 次。

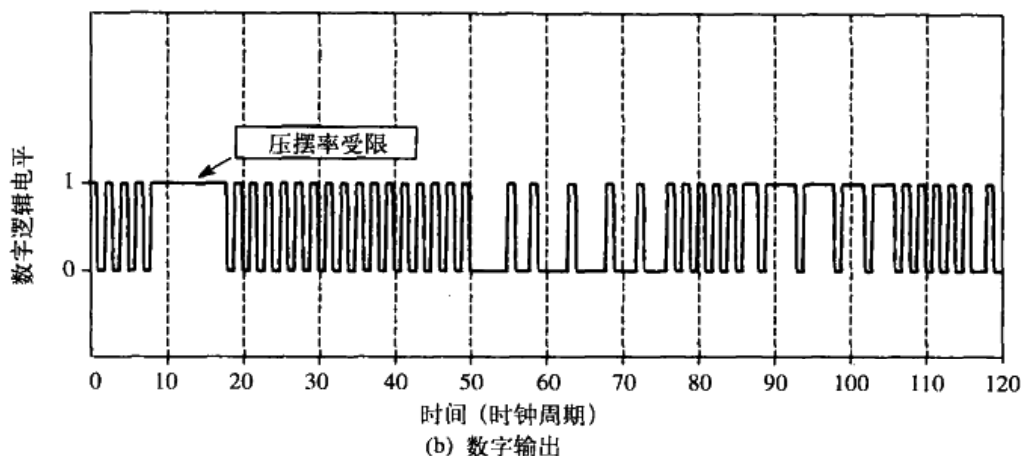
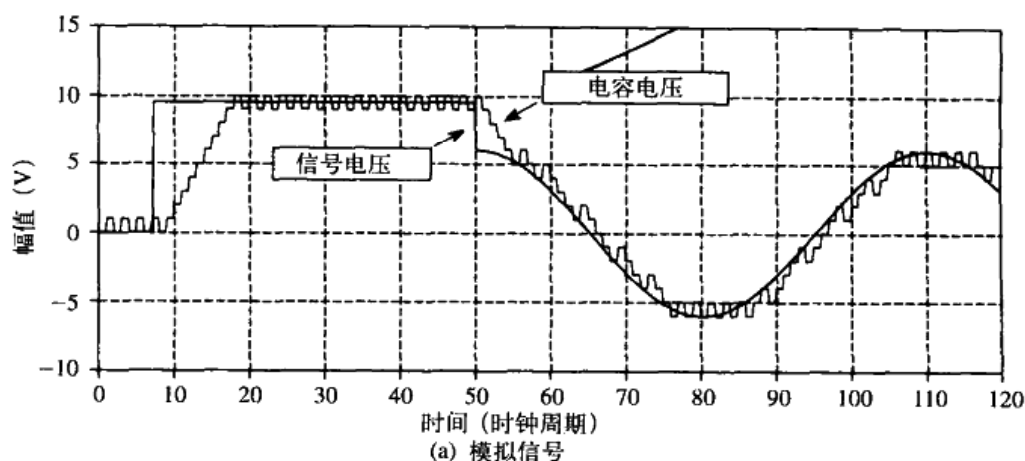


图 3-17 图 3-16 中的增量调制产生的信号。图 a 表示输入的模拟信号和在电容上产生的相应的电压。图 b 表示经过增量调制输出的由 0 和 1 组成的数据流

解决该问题的方案如图 3-18 所示,即连续可变斜率增量(CVSD)调制。摩托罗拉的 MC3518 系列芯片就是基于该调制技术的。在此方法中,抽样率和量化尺寸是可接受的,设定在 30 kHz 和 2000 个量化水平值。但这会产生很糟的压摆率,必须通过其他电路对其进行修正。实际操作中,一个转移电阻会持续跟随系统产生的最后 4 位。如果电路的压摆率有限,最后 4 位将会都是 1 (正的斜坡)或都是 0 (负的斜坡)。如果逻辑电路探测到这一情形,会产生一个模拟信号,用于增加电荷注入器对电容充电的电荷量。通过增加施加于电容的电压阶跃值的方法提高了压摆率。

通常在逻辑电路和电荷注入器之间会设置一个模拟滤波器。这允许电压阶跃值的大小由电路在压摆率有限的情形下能持续多久来决定。只要电路的压摆率有限,那么阶跃值的大小将持续变得越来越大。这时常被称做音节平滑滤波器,因为其特性一般说来决定于构成演讲的音节的长度。通过适当的最佳化(这是由芯片制造商的规格表实现的,而不是你自己的工作),16~32 kHz 的抽样率能生产可以接受的演讲音质。持续改变增量大小所产生的数字数据在理解上很困难,但是幸运的是,不需要你去理解。在接收端,模拟信号通过和发送电路相同的一个音节滤波器进行重建。如果这两个滤波器完全匹配,那么 CVSD 调制将产生很小的失真。该调制或许是实现声音信号数字传输最容易的方法。

虽然 CVSD 应用于编码声音信号是很好的选择,但它不能被用于一般的模数转换场合。即使是与输入信号导数有关的数字数据,增量尺寸的改变也将与之混淆在一起,无法提取出有用信息。另外,模拟信号中的直流电平通常并不能转换成相应的数字数据。

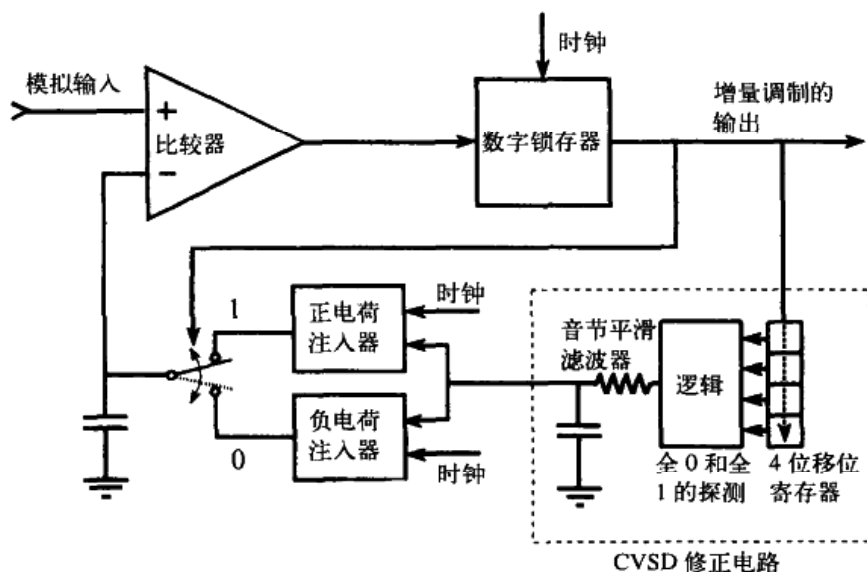


图 3-18 连续可变斜率增量调制原理框图。在基本的增量调制电路上增加一个逻辑电路用以改善压摆率

如图 3-19 所示是 $\Delta - \Sigma$ 转换器，它通过结合模拟电子学和 DSP 算法来解决这些问题。注意，电容上的电压现在是在与地电平相比较，反馈回路也已经被修正，以便使得在电路输出的是数字 1 时电容上的电压减少，是数字为 0 时电压增加。随着输入电压的增加和减少，电路尝试着增加或减少电容上的电压。电压上的改变被比较器探测，致使电荷注入器产生极性相反的电荷来使电容电压维持在 0 V。

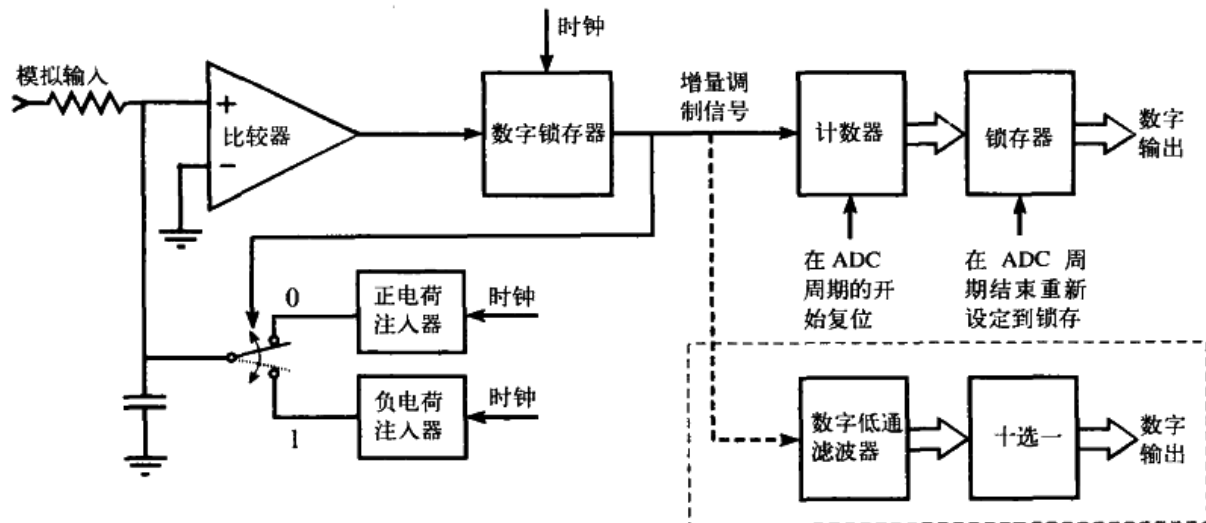


图 3-19 $\Delta - \Sigma$ 型模数转换器的原理框图。在最简单的情况中，来自增量调制器的脉冲被预设了初值的计数器计数。然后计数器的输出被锁存以完成转换。在比较复杂的电路里，脉冲先通过数字低通滤波器，然后通过再抽样（十选一）达到比较低的抽样率

如果输入电压是正的，数字输出将会包括更多的 1。超出的数字 1 用于产生抵消正输入信号的负电荷。同样地，如果输入电压是负的，数字输出的 0 将多于 1，提供的是一个净正电荷注入。如果输入信号是 0 V，输出端将会产生相同数量的 1 和 0，不需要再注入电荷。

输出端的 1 和 0 的相对数量由输入电压决定,而不是像此前电路中由斜率决定,这就简化许多。举例来说,你可以把 12 位模数转换的数字输出接入一个计数器,而且在超过 4 096 个周期的时间内计数 1 的个数。数字 4 095 将会对应最大的正输入电压。同样地,数字 0 与最大的负输入电压对应,2 048 与 0 输入电压对应。这也揭示了其名字的起源, $\Delta - \Sigma$: 增量 (Δ) 调制之后再求和 (Σ)。

这种类型的增量调制器产生的 0/1 数据流可以非常容易地转换回原模拟信号。仅仅需要一个很可能就像 RC 网络一样简单的模拟低通滤波器。高低电平分别对应数字 1 和 0,其平均结果形成对应的模拟电压。举例来说,假设数字 1 和 0 分别用 5 V 和 0 V 表示。如果数字比特流的 80% 是 1, 20% 是 0, 那么低通滤波器的输出就是 4 V。

这种把单比特数据流转换回原始波形的方法之所以重要,是由于存在如下理由。首先,在 $\Delta - \Sigma$ 型 ADC 电路里采用一个巧妙的方案替换计数器,二进制的信号通过一个数字低通滤波器,然后十选一减小抽样率,而非简单地记录脉冲个数。例如,这一个程序可以将数据流中每个 1 和 0 变换成为一个 12 位的抽样,1 变成 4 095, 0 变成 0。在信号上使用一个数字低通滤波器产生原始波形的一个数字化版本,正如模拟低通滤波器会进行模拟重建一样。然后经过十选一再次抽样,通过丢弃大部分抽样点的方法来减小抽样率。这生成了与直接对原始信号进行抽样相等价的数字信号。

这种方法在商业上多用于数字化声音和其他音频信号的 ADC 中。如国家半导体公司的 ADC16071, 提供 16 位模数转换, 抽样率达 192 kHz, 在 100 kHz 抽样率时, 增量调制的时钟频率为 6.4 MHz。低通数字滤波器是一个 246 点有限冲激响应 (FIR) 滤波器, 第 16 章将会介绍。在数字数据中除去所有频率在 50 kHz 以上的数据, 抽样率减小了一半。理论上, 这可以看作形成了一个 6.4 MHz 的数字信号, 每 16 位表示一个抽样。然后信号通过十选一的再抽样 (通过丢弃每 64 个抽样中的 63 个) 从 6.4 MHz 变为 100 kHz。实际操作中, 器件很复杂, 而不仅仅是简单的讨论。

$\Delta - \Sigma$ 转换也能用于声音和视频信号的数模转换过程。先从存储器调出数字信号, 然后将其调制成 I/O 数据流。正如前面提到的, 这个单一比特信号通过一个简单的低通模拟滤波器可以容易地恢复原模拟信号。而对于抗混叠滤波器, 通常只需要一个简单的 RC 网络。这是因为多数滤波工作被高性能数字滤波器完成了。

$\Delta - \Sigma$ 型 ADC 的一些特性限制了其在某些特殊场合的应用。举例来说, 很难实现模拟信号的多路输入。当输入从一路信号切换到另外一路时, 数字滤波器只有在清除掉此前信号的数据之后才能对新信号进行完全的操作。 $\Delta - \Sigma$ 转换器在另一方面也受到了限制, 即不能准确知道每个抽样发生的时刻这是由于每个已获取的抽样是输入信号在一段时间内的单比特数据的合成。在频域中对信号进行编码时 (比如音频信号), 这不是一个问题, 但在时域中它却是编码的重要限制。为了解一个信号波形的形状, 通常要知道每个抽样发生的精确时间。最后, 比较明确, 这些器件的大部分都为音频信号设计, 所以器件的规格参数也相互引用。例如, 一个用于声音信号的 16 位 ADC, 并不意味着每次抽样都要精确到 16 位。更可能的是, 只是制造商声明声音信号能被数字化到 16 位的动态范围。千万不要期望使用这样一个器件在通常的数据采集过程中能够获取 16 位的有用信息。

这些说明和例子提供了一些关于 ADC 和 DAC 的介绍, 需要强调的是, 这是复杂的数字信号处理和集成电路技术的简化描述。不要认为制造商会将芯片的所有内在原理告诉他们的竞争对手, 当然, 也不要认为它会告诉你。