

ADC 和 DAC 基础（第一部分）

本系列文章分为 5 个部分，第一部分介绍采样的概念以及奈奎斯特（Nyquist）采样准则。第 5 部分同样也说明了如何运用欠采样和抗混叠滤波器。

By Walt Kester and James Bryant, Analog Devices

作者：Walt Kester 和 James Bryant，美国模拟器件公司

引言

图 2-1 所示为典型的采样数据 DSP 系统的方框图。在实际模拟到数字的转换之前，模拟信号一般要经过某些种类的信号调节电路，这些信号要执行像放大、衰减和滤波这样的功能。需要用低通/带通滤波器把不需要的信号从有用带宽中消除掉，并能防止混叠发生。

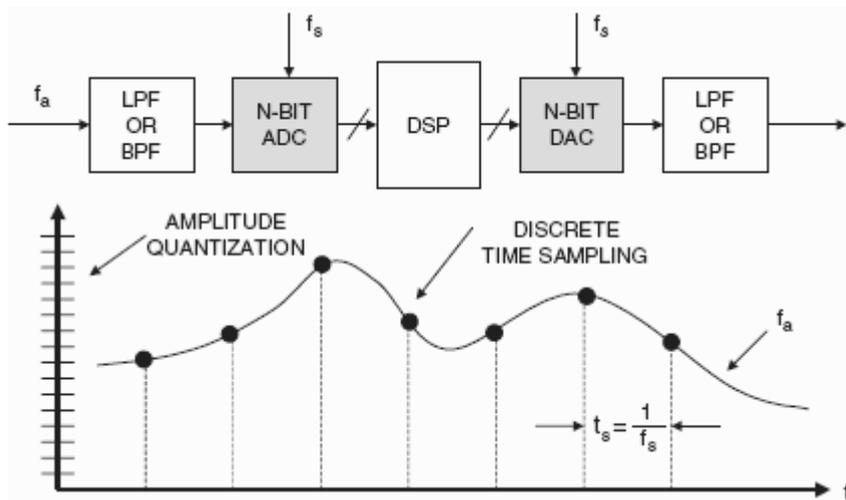


图 2-1：基本的采样数据系统

图 2-1 所示的系统为一个实时系统，也就是说到 ADC 的信号是以等于 f_s 的速率被连续地采样，然后 ADC 又以这样的速率向 DSP 提供新的样本。为了保持实时的工作，DSP 必须在采样间隔内执行所有需要的计算 $1/f_s$ ，并在来自 ADC 的下一个样本出现之前，把输出样本提供给 DAC。典型的 DSP 功能的实例即是数字滤波器。

在 FFT 分析中，数据模块首先被传输到 DSP 内存中。FFT 在新的数据模块被传输到存储器时被计算，以便保持实时的操作。在数据传输间隔期间，DSP 必需计算 FFT，以便为处理下一个数据模块做好准备。

要注意的是：只有在 DSP 数据必须被转换回模拟信号（例如在语音带宽或视频应用）的情况下，才需要 DAC。在许多应用中，在最初的 A/D 转换后，信号要完全地保持数字格式。同样，在一些应用中，如在 CD 播放器电子设备中，DSP 单独负责产生到 DAC 的信号。如果采用 DAC，也必须采用抗镜像滤波器把镜像频率消除。

在实际的模拟到数字和数字到模拟的转换过程中，涉及到两个关键的概念：离散时间采样和因量子化产生的有限振幅分辨率。对这两个概念的理解是 DSP 应用的关键。

模拟信号的离散时间采样

模拟信号的离散时间采样和量子化的概念如图 2-1 所示。连续的模拟信号必需在离散间隔内被采样， $t_s = 1/f_s$ ，对它必需加以仔细地选择以确保原始模拟信号的正确表示。很显然，被采用的样本越多(采样率越快)，数字表示更精确，但是如果被采用的样本越少(采样率越慢)，总会遇到重要信息实际上被丢失的点。这让我们提出了如图 2-2 中给出的奈奎斯特定律。

- A Signal With a Bandwidth f_a Must Be Sampled at a Rate $f_s > 2 f_a$ or Information About the Signal Will Be Lost
- Aliasing Occurs Whenever $f_s < 2 f_a$
- The Concept of Aliasing is Widely Used in Communications Applications Such as Direct IF-to-Digital Conversion

图2-2: 奈奎斯特定律

简单地说，奈奎斯特定律要求采样频率至少是信号带宽的两倍，否则与信号有关的信息就会丢失。如果采样频率不到模拟信号带宽的两倍，混叠的现象就会出现。

为了弄明混叠在时域和频域两方面的含意，如图 2-3 所示，首先要考虑单音正弦波的时域表示。在这一实例中，采样频率只是稍微比模拟输入频率 f_a 要大一些，并且违反了奈奎斯特定律。要注意的是实际的样本模式，在等于 $(f_s - f_a)$ 的更低频率产生了混叠的正弦波。

这种假定的相应的频域表示如图 2-4B 所示。现在再考虑单频正弦波的频率 f_a ，它是通过理想脉冲采样器(参见图 2-4A)在频率 f_s 上被采样的。如图所示假定 $f_s > 2f_a$ 。采样器的频域输出显示了每个 f_s 倍频周围原始信号的混叠或镜像，也就是说，它处在与 $|\pm Kf_s \pm f_a|$ ， $K = 1, 2, 3, 4$ ，相等的频率上。

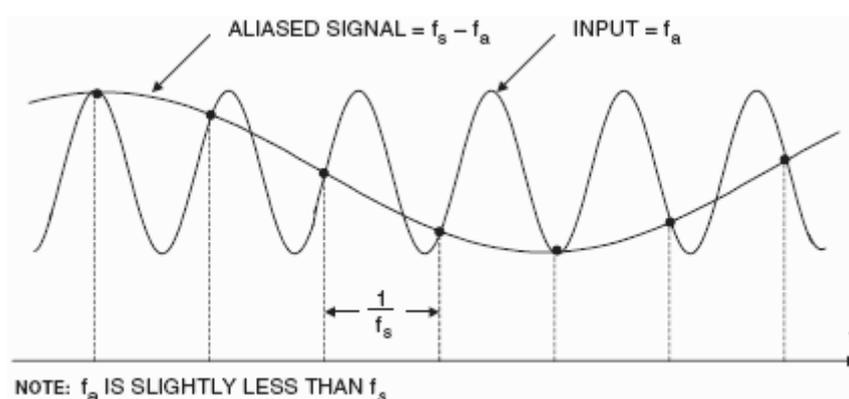


图2-3: 时域内的混叠

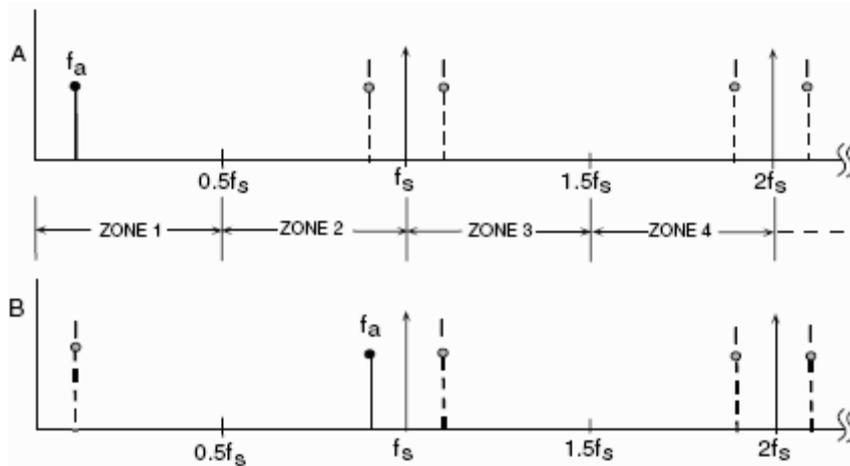


图2-4: 采用理想的采样器进行采样的、频率为 f_a 的模拟信号在 $|±Kf_s ± f_a|$, $K = 1, 2, 3, \dots$ 处具有镜像。

奈奎斯特带宽被定义为从dc 到 $f_s/2$ 的频谱。该频谱被分割为一个有着无数目的奈奎斯特区，如图所示，每个区有一个与 $0.5 f_s$ 相等的带宽。实际上理想的采样器—继FFT处理器之后—由ADC所取代。FFT处理器只能提供从 dc 到 $f_s/2$ 的输出，如出现在第一个奈奎斯特区中的信号或混叠。

现在再对第一个奈奎斯特区(见图 2-4B)外的信号予以考虑。信号频率只稍微比采样频率像小一点，这与图 2-3 所示的时域表示中显示的状态是一致的。要注意的是：即使该信号在第一个奈奎斯特区外，其镜像（或混叠）— $(f_s - f_a)$ —却不在第一个奈奎斯特区内。再返回图 2-4A，显然如果不需要的信号出现在任何镜像频率的 f_a 上，它也会出现在 f_a 中，因此，在第一个奈奎斯特区中产生不真实的频率成分。

这与模拟混合处理相类似，并且意味着在需要采样器之前就要进行一些滤波，以去除在奈奎斯特区之外的频率成分，但是，那些混叠的成分却不能进入奈奎斯特区内。滤波器的性能将取决于带外信号与 $f_s/2$ 有多近，以及所需衰减的量。

基带抗混叠滤波器

基带采样意味着要被采样的信号位于第一个奈奎斯特区中。要特别强调的是：在理想采样器的输入中没有输入滤波，**任何落在奈奎斯特区内的奈奎斯特带宽之外的频率成分(或是信号或是噪声)将会被混叠回第一个奈奎斯特区**。基于这个原因，抗混叠滤波器被用在几乎所有的正在采样 ADC 应用中，以去除这些不需要的信号。

正确地确定抗混叠滤波器的指标是至关重要的。第一步是要知道将被采样的信号的特性。假定感兴趣的最高频率是 f_a 。抗混叠滤波器把信号从 dc 传递到 f_a ，同时使信号衰减到 f_a 以上。

假定被选择的滤波器的拐角频率与 f_a 相等。在系统动态范围内从最小到最大衰减的有限转换的影响将在图 2-5A 加以说明。

假定输入信号有满刻度成分，并且还远在感兴趣的最高频率 f_a 以上。该图所示说明了在 $(f_s - f_a)$ 以上的满刻度频率成分如何被混叠回到 dc 到 f_a 的带宽之中。这些混叠的成分从实际的信号中是不能区别出的，因此，限制了图中所示到 DR 这个值的动态范围。

一些文本建议在对抗混叠滤波器进行确定指标时要考虑奈奎斯特频率— $f_s/2$ ，但是这必须以感兴趣的信号带宽要从 dc 扩展到 $f_s/2$ 为前提，这是极少见的情况。在图 2-5A 所示的实例中，在 f_a 和 $f_s/2$ 之间混叠的成分并非是感兴趣的，并且它不能对动态范围进行限制。

抗混叠滤波器的转换频带因此由拐角频率 f_a ，以及阻带频率 $(f_s - f_a)$ 、所需的阻带衰减和动态范围 (DR) 来决定。所需的系统动态范围将根据信号保真度的要求进行选择。

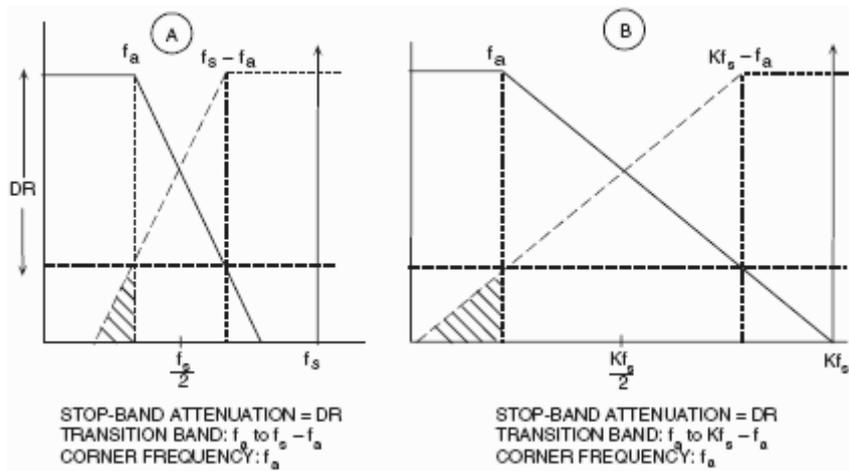


图 2-5: 过采样放松了对基带抗混叠滤波器的要求。

随着转换频带变得更窄，滤波器变得更为陡峭，所有其它的东西则正在渐渐相等。例如，巴特沃兹滤波器为每个滤波器极点提供每倍频程 6dB 的衰减。在 1 MHz 和 2 MHz (1 倍频程) 的转换区间实现 60dB 衰减至少需要 10 个极点，这并非是一个普通的滤波器，无疑，这是一项设计挑战。

因此，其它滤波器类型通常更适合于高速应用，这些应用有着快速跳变的频带和与线性相位响应相配的带内平坦度的要求。椭圆滤波器符合这些标准，并且成为了一种受欢迎的选择。有大量的公司专门向客户提供模拟滤波器。TTE 即是这样的一个公司 (参考 1)。

从这一讨论中，我们可以看出抗混叠转换频带的陡度如何能被 ADC 采样频率所折衷。选择一种更高的采样率 (过采样) 能降低对转换频带陡度 (亦即滤波器复杂性) 的要求，付出的代价就是采用更快的 ADC 和以更快的速率处理数据。如图 2-5B 所示，该图显示了通过因子 K 增加采样频率的效果，同时又保持了相同的模拟拐角频率— f_a 、相同的动态范围—DR 等要求。更宽的转换频带 (f_a 到 $(Kf_s - f_a)$) 使得这种滤波器比图 2-5A 所示的滤波器在设计上更易实现。

抗混叠滤波器的设计过程是从选择 2.5 到 4 倍 f_a 的初始采样率开始的。确定滤波器指标要以所需的动态范围为基础，并且要看这样的滤波器在系统成本和性能的约束方面是否可行。如果不可能，就要对更高的采样率予以考虑，这可能需要采用更快的 ADC。应当注意的是西格玛-德尔塔 ADC 是固有的过采样转换器，并且会放松对模拟抗混叠滤波器的要求，因此，也成为这种架构的一个额外的优越性。

如果确定在阻带频率 $(f_s - f_a)$ 上从不会有满刻度信号，对抗混叠滤波器的要求在某种程度上也会被放松。在许多应用中，满刻度信号是不可能出现在这个频率中的。如果在频 $(f_s - f_a)$ 的最大信号将从不超过满刻度以下的 X_{dB} ，那么，滤波器阻带衰减的要求也会有与之相同数量的减少。在以这一信号认识为基础的 $(f_s - f_a)$ 上，阻带衰减的新的要求目前仅有 (DR

- X) dB。在进行这种类型的假定时，要对可能出现在最大信号频率 f_a 以上的不需要的任何噪声信号加以仔细处理，这些信号也将会混叠回信号带宽中。

参考

1. Active and Passive Electrical Wave Filter Catalog, Vol. 34, TTE, Incorporated, 2251 Barry Avenue, Los Angeles, CA 90064.

欠采样(谐波采样、带通采样、IF 采样、直接 IF 到数字转换)

到目前为止，我们已经对基带采样的情况进行了考虑，例如所有感兴趣的信号位于第一个奈奎斯特区内。图 2-6A 说明了这样一个实例：其中被采样的信号频带被限定在第一个奈奎斯特区内，原始频带的镜像出现在每个其它的奈奎斯特区内。

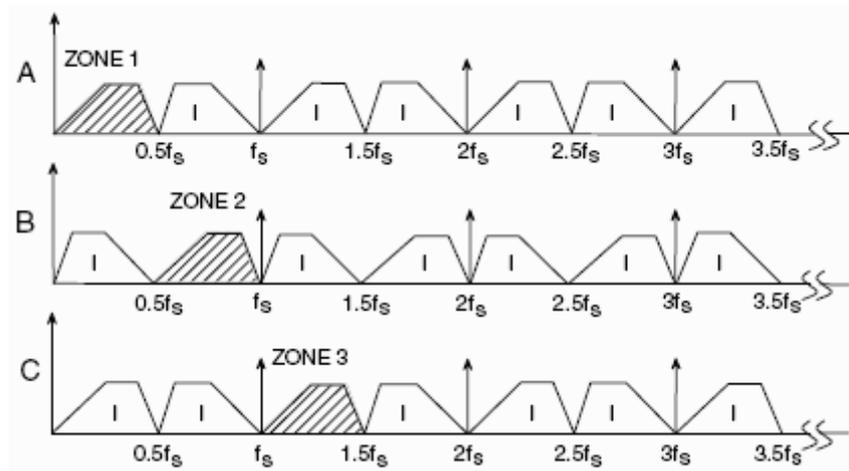


图 2-6: 欠采样

再对图 2-6B 所示的实例予以考虑，其中被采样的信号频带完全位于第二个奈奎斯特区内。把某个信号从第一个奈奎斯特区采样出来的过程往往被称为欠采样或谐波采样。要注意的是第一个奈奎斯特区镜像包含所有原始信号的信息，但是，其原始位置除外(在频谱内频率成分的顺序被反转，但是通过对 FFT 的输出进行重新排序，这一点很容易得到纠正)。

图 2-6C 显示经采样的信号被限制在第三个奈奎斯特区内。要注意的是第一个奈奎斯特区镜像没有频率倒置。事实上，被采样的信号频率可能位于任何一个单独的奈奎斯特区内，但是，第一个奈奎斯特区镜像仍然是一个准确的表示(当信号位于平均的奈奎斯特区内时出现的频率倒置除外)。在这一点上，我们能对奈奎斯特定律进行明确地重新叙述：

信号必须以与其带宽相等或超过其带宽两倍的速率被采样，以便保存所有的信号信息。

要注意的是，此处没有提及相对于采样频率在频谱内被采样信号的频带绝对位置。唯一的限制是被采样信号被限制到某一个奈奎斯特区，也就是说，信号频率不能超过任何 $f_s/2$ 或其倍频(事实上这是抗混叠滤波器的主要函数)。

在第一个奈奎斯特区以上的采样信号在通讯中已经得到普及应用，这是因为其过程与模拟解调相同。直接对 IF 信号进行采样正成为常见的实践，然后使用数字技术处理信号，因此，也消除了对 IF 解调器的需要。然而，很明显，随着 IF 频率变得更高，对 ADC 的动态性能要求也变得更加重要。ADC 输入带宽和失真性能除了在基带之外，在 IF 频率上也必须足够大。这对大部分设计用来处理在第一个奈奎斯特区内信号的 ADC 提出了问题。因此，适合于欠采样应用的 ADC 必须把动态性能保持到更高阶的奈奎斯特区。

Part 2 explains how ADCs and DACs introduce noise through quantization errors, offset errors, and other "DC" errors. 第 2 部分解释ADC和 DAC如何通过量子化误差、偏移误差和其它DC误差产生噪声。