

ADC 和 DAC 基础—第二部分

本系列文章分为 5 个部分，第二部分解释 ADC 和 DAC 如何通过均衡误差、偏移误差和其它的直流误差而引入噪声。

作者: Walt Kester 和 James Bryant

ADI 公司

ADC 和 DAC 的静态传输函数和 DC 误差

对于 DAC 和 ADC 这两者来说，最重要的是记住输入或输出都是数字信号，所以，信号是被量化的。也就是说，N 比特字代表 2 的 N 次方个可能状态之一，因此，N 比特 DAC(具有一个固定参考)只能有 2 的 N 次方可能的模拟输出，而 N 比特 ADC 只能有 2 的 N 次方个数字输出。模拟信号将一般是电压或电流。

数据转换器的分辨率可以采用若干不同的方式表达，包括最低有效位(LSB)、百万分之一满刻度(ppm FS)、毫伏(mV)。不同的器件(甚至来自相同的制造商)将具有不同的指标，因此，如果他们要成功地比较器件的话，转换器用户必须学会在不同类型器件的指标之间做转换。对于不同的分辨率来说，最小有效位的大小如图 2-7 所示。

RESOLUTION N	2^N	VOLTAGE (10 V FS)	ppm FS	% FS	dB FS
2-bit	4	2.5 V	250,000	25	-12
4-bit	16	625 mV	62,500	6.25	-24
6-bit	64	156 mV	15,625	1.56	-36
8-bit	256	39.1 mV	3,906	0.39	-48
10-bit	1,024	9.77 mV (10 mV)	977	0.098	-60
12-bit	4,096	2.44 mV	244	0.024	-72
14-bit	16,384	610 μ V	61	0.0061	-84
16-bit	65,536	153 μ V	15	0.0015	-96
18-bit	262,144	38 μ V	4	0.0004	-108
20-bit	1,048,576	9.54 μ V (10 μ V)	1	0.0001	-120
22-bit	4,194,304	2.38 μ V	0.24	0.000024	-132
24-bit	16,777,216	596 nV*	0.06	0.000006	-144

NOTES: *600 nV is the Johnson Noise in a 10 kHz BW of a 2.2 k Ω Resistor @ 25°C

10 bits and 10 V FS yields an LSB of 10 mV, 1000 ppm, or 0.1%.
All other values may be calculated by powers of 2.

图 2-7: 量化—最小有效位(LSB)的大小。

在我们能够考虑用于数据转换器的不同架构以前，有必要考虑被期望的性能，并且指标是至关重要的。下列部分将考虑数据转换器中所使用的误差和指标的定义。这在掌握不同的 ADC/DAC 架构的能效和弱点的过程中是至关重要的。

数据转换器的第一个应用是在测量和控制中，在那些地方严格的转换时序通常不重要，并且数据率低。在这样的应用中，转换器的直流指标是重要的，但是，时序和交流指标就不重要。目前，

许多—如果不是大多数的话—转换器被用于采样和重构系统之中，在那里交流指标就至关重要（直流指标可能就不重要）。这些内容将在本文的下一部分介绍。

图 2-8 显示了 3 比特单极性 DAC 的理想传输特性，而图 2-9 是三比特单极性 ADC 的特性。在 DAC 中，输入和输出两者都被量化，而图形由 8 点组成。虽然通过这些点讨论直线是合理的，但是，非常重要的一点是记住实际的传输特性并不是直线，而是许多离散的点。

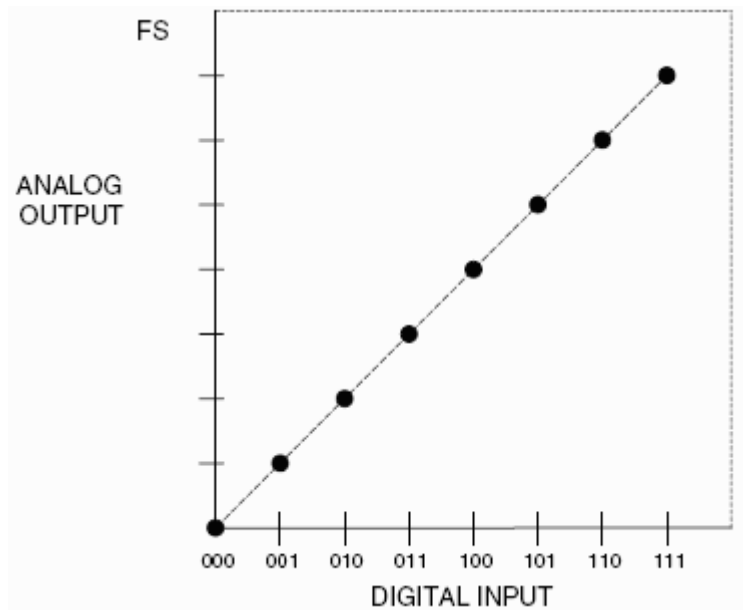


图 2-8: 3 比特单极性 DAC 的理想传输函数。

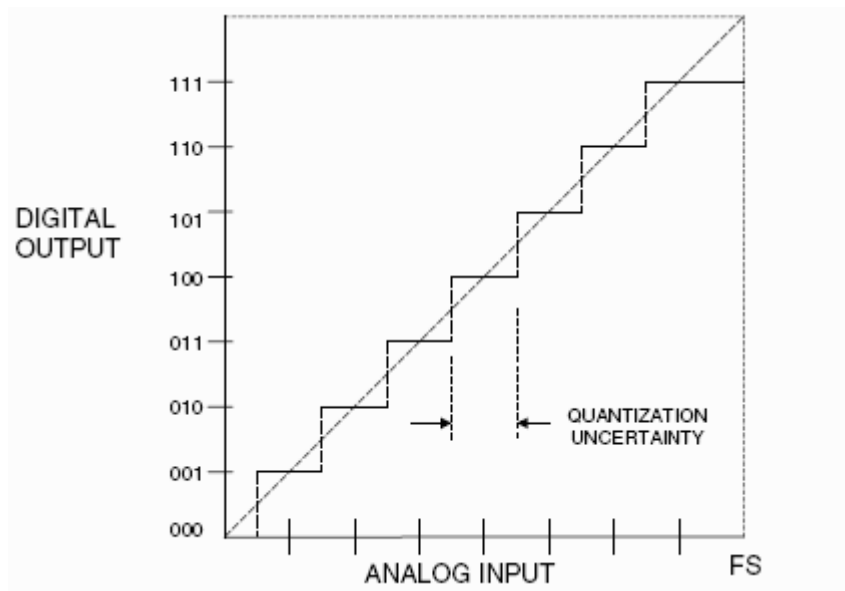


图 2-9: 3 比特单极性 ADC 的理想传输函数。

ADC 的输入是模拟信号而未经量化，但是，其输出被量化。因此，其传输特性由 8 个水平台阶组成（当考虑偏移、增益和 ADC 的线性度时，我们考虑把这些台阶的中点用直线连接起来）。

在两种情形下，数字满刻度(全 1)对应于小于模拟满刻度的 1LSB(参考，或它的一些倍数)。如上所述，这是因为数字编码表示模拟信号到参考点的归一化比率。

(理想)的 ADC 转换发生在零之上的 $1/2\text{LSB}$ 处，因此，其后每一个 LSB，直到小于模拟满刻度 $1-1/2\text{LSB}$ 。因为到 ADC 的模拟输入可以取任意值，但是，数字输出被量化，所以，在实际模拟输入和严格的数字输出值之间，可能有高达 $1/2\text{LSB}$ 的误差。这就被称为量化误差或量化不确定性，如图 2-9 所示。在交流(采样)应用中，这种量化误差造成了量化噪声的上升，这将在本文的下一部分讨论。

对于数据转换器来说，有许多可能的数字编码方案，如二进制码、偏移二进制码、1 的补码、2 的补码、格雷码、BCD 码和其它编码。这一部分将主要讨论围绕数据转换器的模拟问题，在它的例子中将采用简单二进制码和偏移二进制码，而不会考虑这些或任何其它形式的数字编码的优缺点。

在图 2-8 和图 2-9 中的例子采用单极性转换器，其模拟端口只有一种单一极性。这些都是简单的类型，但是，单极性转换器在现实世界应用中通常更为有用。单极性转换器有两种类型：1. 较简单的单极性转换器具有精确的 1MSB 的负偏移(许多转换器都是这样安排的，以便这个偏移能被切换进来和切换出去，从而根据需要被用做单极性转换器或双极性转换器)；2. 更为复杂的符号大小转换器，它具有 N 比特的大小信息以及一个对应于模拟信号的符号的附加比特。符号大小 DAC 相当少见，并且符号大小 ADC 多见于数字万用表(DVM)中。

在数据转换器中，有四种直流误差，它们分别是偏移误差、增益误差和两类的线性误差。偏移误差和增益误差类似于放大器中的偏移误差、增益误差，如图 2-10 所示为单极性转换器的输入范围。(然而，在放大器和单极性数据转换器中，偏移误差和零误差是相同的，但是，在双极性转换器中却不同，要小心区分。)DAC 和 ADC 两者的传输特性都可以由 $D = K + GA$ 表示，其中，D 是数字编码，A 是模拟信号，K 和 G 是常数。在单极性转换器中，K 是零，而在偏移双极性转换器中，K 是 -1 MSB。偏移误差是实际数值 K 与其理想数值之间的偏移量。增益误差是实际数值 G 与其理想数值之间的差值，并且通常被表示为两者之间的百分比差，虽然在满刻度时它可以被定义为对总误差的增益误差贡献(单位是 mV 或 LSB)。这些误差通常可以由数据转换器用户调节。然而，要注意放大器的偏移是在零输入时被调节，而增益是在接近满刻度时内调节。对于双极性转换器的调节算法没有这么直截了当。

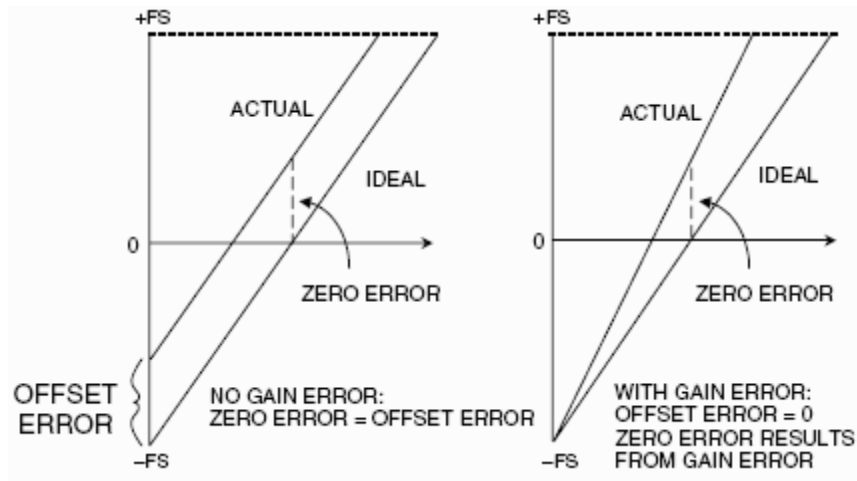


图 2-10: 转换器偏移和增益误差。

转换器的整个线性误差也类似于放大器的线性误差，并且被定义为转换器的实际传输特性与直线的最大偏差，并且一般被表示为满刻度的百分比(但是可能以 LSB 给出)。选择直线有两种常见的方式：端点和最佳直线(见图 2-11)。

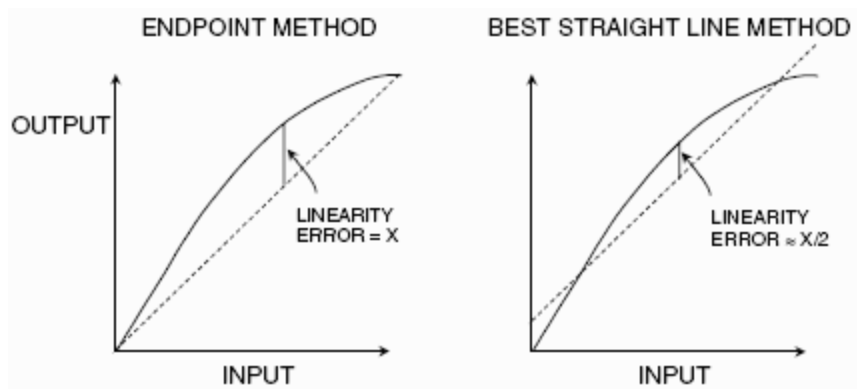


图 2-11: 测量整体线性误差的方法(在两张图上采用相同的转换器)。

在端点系统中，偏差由通过原点和满刻度点(在增益调节之后)的直线测得。这是对数据转换器的测量和控制应用的最有用的整体线性测量(因为误差预算取决于理想传输特性的偏差，而不是取决于一些任意的“最佳拟合点”)，并且是模拟器件公司通常采用的测量方法。

然而，最佳直线确实对交流应用中的最佳失真预测给予了较好的估计，并且也在数据表上给予“线性误差”较低的数值。利用标准的曲线拟合技术，由器件的传输特性可以画出最佳的拟合直线，并且最大的偏差就是从这跟线测得的。一般地说，以这种方式测得的整体线性误差仅仅是由端点方法测得的数值的 50%。对于产生令人印象深刻的数据表来说，这是一种好方法，但是，对于误差预算分析来说，这种方法没有用。对于交流应用，详细定义失真甚至可能比直流线性度更好，因此，很少有必要采用最佳直线方法来定义转换器的线性度。

转换器非线性的其它类型是差分非线性(DNL)。这与转换器的代码转换的线性度有关。在理想的情形下，在数字编码中的 1LSB 变化对应于模拟信号的严格的 1 LSB 变化。在 DAC 中，数字

编码中的 1 LSB 变化产生严格的 1 LSB 模拟输出的变化，与此同时，在 ADC 中从一个数字转换到下一个数字转换应该有严格的 1 LSB 模拟输入的变化。

在模拟信号对应于 1 LSB 数字变化大于或小于 1 LSB 的地方，被称为 DNL 误差。转换器的 DNL 误差通常被定义为在任何转换中发现的最大 DNL 数值。如果 DAC 的 DNL 在任何转换中小于 -1 LSB(见图 2-12)，那么，DAC 就是非单调一致的；即它的传输特性包含一个或一个以上的本地化最大或最小 DNL 数值。DNL 大于 +1 LSB 并不会造成非单调一致性，但是，它仍然是不受欢迎的。在许多 DAC 应用(特别是非单调一致性能够改变负反馈到正反馈的闭环系统的地方)中，DAC 是单调一致就非常重要。DAC 的非单调一致性常常在数据表上是明确地规定的，尽管 DNL 保证小于 1 LSB(即 $|DNL| \leq 1\text{LSB}$)，该器件必须是单调一致的，即使没有明确的保证。

ADC 可以是非单调一致的，但是，在 ADC 中过大的 DNL 导致编码丢失的情况却更为常见(见图 2-13)。在 ADC 中丢失的编码(或非单调一致性)跟在 DAC 中非单调一致性一样令人讨厌。此外，它们导致 $DNL > 1\text{LSB}$ 。

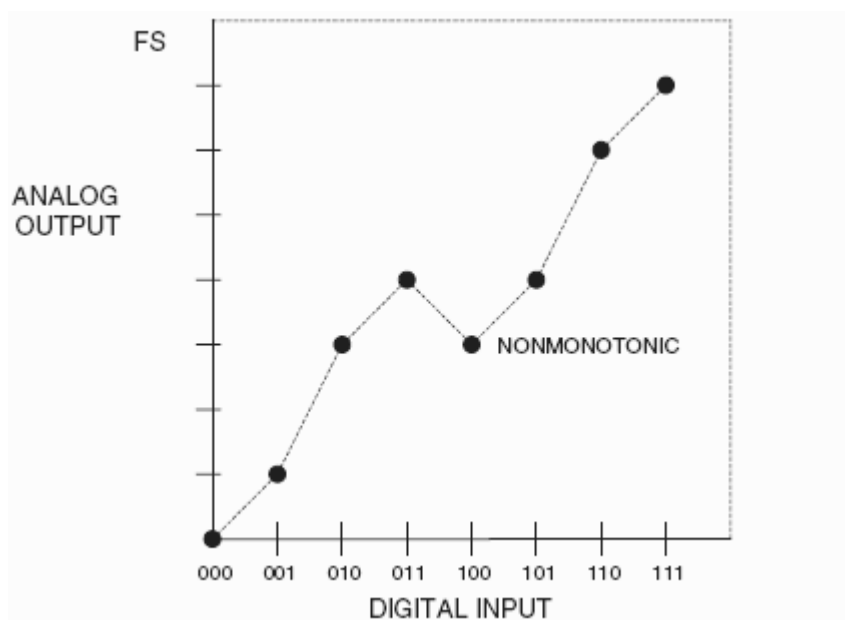


图 2-12: 非理想的 3 比特 DAC 的传输函数。

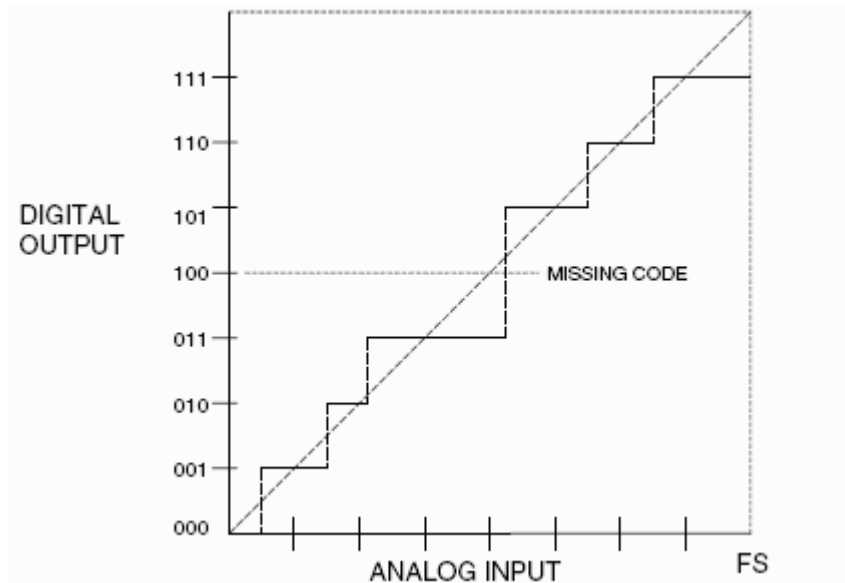


图 2-13: 非理想的 3 比特 ADC 的传输函数。

定义丢失的代码比定义非单调一致性更困难。所有的 ADC 都会受到图 2-14 所示的转换噪声的影响(把它视为 DVM 最后一位的邻近数值之间的闪烁)。随着分辨率变得越来越高, 转换噪声出现的输入范围可能接近或超过 1 LSB。在这样的情形下, 特别是如果与负的 DNL 误差结合在一起, 可能有一些(或甚至全部)编码上的转换噪声会呈现在整个输入范围内。因此, 对于没有输入的一些编码, 将确保那个编码作为输出, 尽管有时可能存在一定范围将产生那种编码的输入。

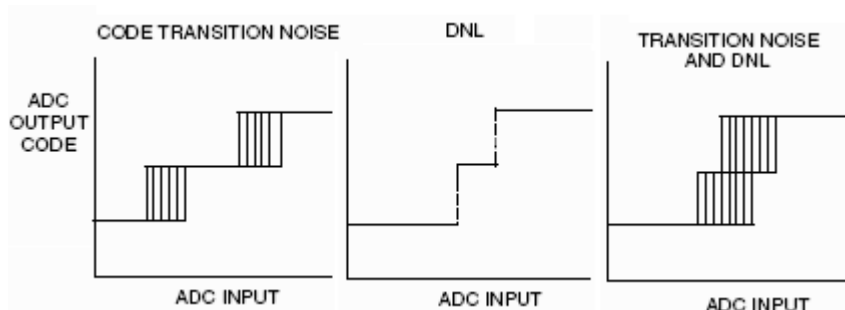


图 2-14: ADC 编码转换噪声和 DNL 的组合效应。

对于较低分辨率的 ADC, 把无丢失的编码定义为转换噪声和 DNL 的组合可能是合理的, 以便为所有的编码都提供一些无噪声编码的级别(或许是 0.2LSB)。然而, 通过现代的 sigma-delta ADC 不可能以非常高的分辨率实现, 或甚至在大带宽的采样 ADC 中以较低分辨率实现。在这些情形下, 制造商必须以一些其它的方式定义噪声级别和分辨率。采用哪一种方法并不重要, 但是, 数据表应该包含所用方法的清晰定义及期望得到的性能。

在数据转换器中的交流误差

在过去的十年中, 数据转换器的主要应用就是交流采样和信号重构。在非常简单的术语中。采样数据系统是一种交流波形的瞬时数值被以规则的间隔进行采样的系统。所得到的数字编码可能被

用于存储波形(如在 CD 和 DAT 中一样),或在样本上的密集计算(数字信号处理或 DSP)可能被用于执行滤波、压缩和其它操作。当一系列数字编码被馈入 DAC 重构一个交流波形时,这个过程就称为波形重构,CD 或 DAT 播放机就是明显的例子,但是,该技术被非常广泛地应用于电信、无线电、合成器和许多其它的应用。

在这些应用中所采用的数据转换器必须具备良好的交流信号的性能,但是,可能不需要良好的直流指标。第一个针对这样的应用而设计的高性能转换器常常都是以良好的交流指标制造出来的,但是,直流指标差或未定义。目前,设计折衷得到了较好的理解,并且大多数转换器将具有良好、受保护的交流和直流指标。然而,用于数字音频的 DAC 必须在价格上极其具有竞争力,它们一般都以比较差的直流指标出售,这并不是因为它们的直流性能差,而是因为制造的过程中就没有测试。

尽管一起讨论 DAC 和 ADC 的直流参数比较容易,但是,它们的交流指标十分不同,因此,要分开考虑。

在理想的 N 比特 ADC 中的失真和噪声

迄今为止,我们都是在不考虑 ADC 的量化效应的情况下考察采样过程的含义。下面,我们将把 ADC 视为理想的采样器,但是,包含量化效应。

与理想的 N 比特 ADC 相关的唯一误差是那些与采样和量化过程相关的误差。当数字化直流输入信号是 $\pm 1/2$ LSB 时,理想 ADC 会产生最大误差。任何施加到理想 N 比特 ADC 上的交流信号都将产生量化噪声,在此,RMS 数值(在直流到 $f_s/2$ 的奈奎斯特带宽内测得)大约等于最小有效位(LSB)的权重 q 除以 $\sqrt{12}$ 。这就假设该信号至少幅度为几个 LSB,以便 ADC 输出总是改变状态。来自线性斜波输入的量化误差信号是近似于峰-峰振幅等于 q 的锯齿波,因此,其 RMS 数值为 $q/\sqrt{12}$ (图 2-15)。

可以证明,满刻度正弦波的 RSM 数值与量化误差的 RMS 数值之比(以 dB 表示)为:

$SNR = 6.02 N + 1.76 \text{ dB}$, 其中, N 是理想 ADC 中的比特数。当且仅当噪声在从直流到 $f_s/2$ 的整个奈奎斯特带宽上测得时,该方程才有效,如图 2-16 所示。如果信号带宽 BW 小于 $f_s/2$,那么,在信号带宽 BW 内的 SNR 会增加,因为在信号带宽内的量化噪声比较小。这种情况的正确表示如下:

$$SNR = 6.02 + 1.76 \text{ dB} + 10 \log \left(\frac{f_s}{2 \times BW} \right)$$

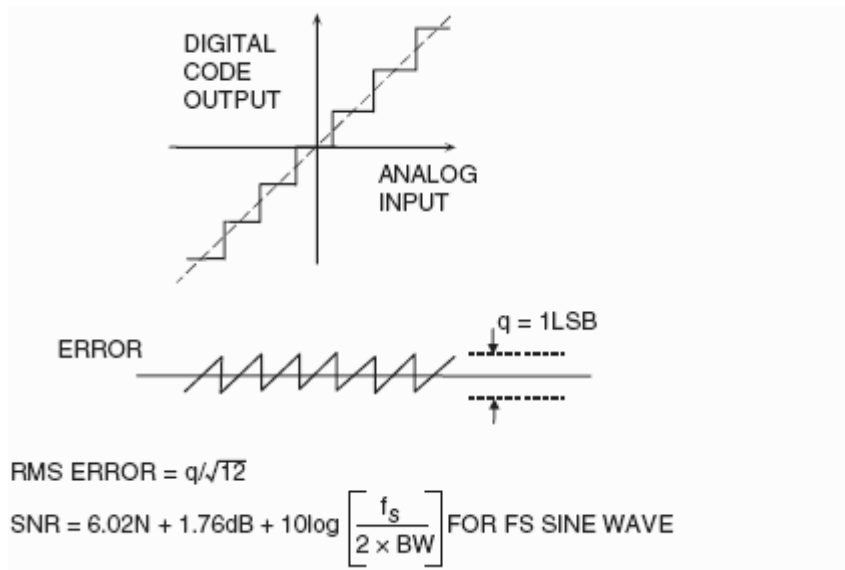


图 2-15: 理想的 N 比特 ADC 量化噪声。

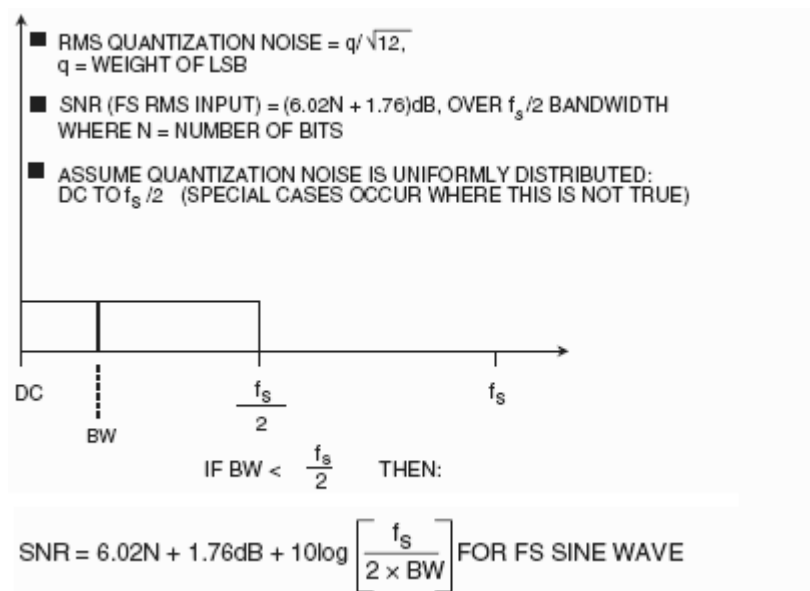


图 2-16: 量化噪声谱。

上述方程反映了称为过采样的情况，其中，采样频率比信号带宽高两倍。正确的术语常常被称为处理增益。注意：对于给定的信号带宽，把采样频率提高一倍，SNR 将增加 30dB。

尽管噪声的 RMS 数值精确地近似为 $q/\sqrt{12}$ ，其频率域内容可能与交流输入信号高度相关。例如，与振幅大的随机信号相比，振幅小的周期信号具有更大的相关性。假设理论量化噪声为白噪声的情况十分常见，以便把一致性扩展到直流至 $f_s/2$ 的整个奈奎斯特带宽。不幸的是，这样不行！在强相关性的情况下，量化噪声看来集中在输入信号的不同谐波上，那正是你不希望它们出现的地方。

在大多数应用中，ADC 的输入是一个频带(通常累加了一些噪声)，因此，量化噪声趋向于随机出现。然而，在频谱分析应用(见图 2-17，利用专用纯正弦波在 ADC 上执行 FFT)中，量化噪声和信号之间的相关性取决于采样频率与输入信号的比率。如图 2-18 所示，其中，理想的 12

比特 ADC 的输出利用 4096 点 FFT 进行分析。在左手的 FFT 绘图中，严格地选择采样频率与输入频率之比为 32，最坏的谐波大约小于基波 76dB。右手边的方框图显示了稍微偏移的比率的影响，显示了相对随机噪声谱，在此，SFDR 目前大约为 92dBc。在两种情况下，所有噪声成分的 RMS 数值为 $q/\sqrt{12}$ ，但是，在第一种情形下，噪声被集中在基波的谐波处。

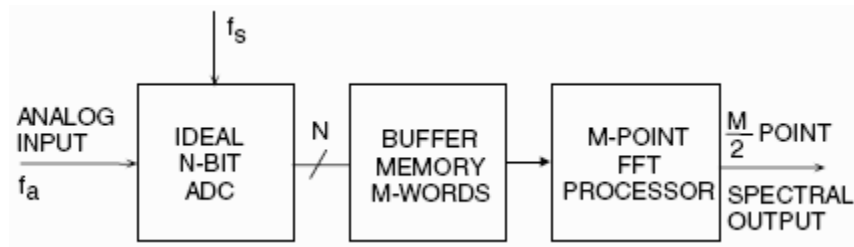


图 2-17: 理想的 N 比特 ADC 的动态性能分析。

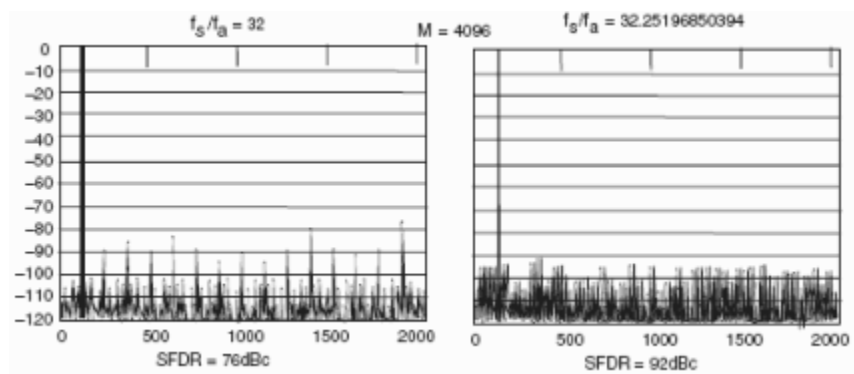


图 2-18: 采样时钟频率与输入信号频率之比的影响。

注意：在 ADC 的明显谐波失真中的偏差是采样过程和输入频率与量化噪声的相关性的产物。在特殊的 ADC 应用中，一般地说，量化噪声以随机噪声的形式出现，因为宽带输入信号的本质是随机的，并且实际上通常存在小量的系统噪声，它作为颤动信号进一步随机化量化误差的频谱。

了解上述要点是至关重要的，因为对 ADC 进行单音调正弦 FFT 测试是对性能评估普遍接受的方法。为了精确地测量 ADC 的谐波失真，要采取步骤确保测试设置真实地测量 ADC 的失真，而不是测量因量化噪声相关性引起的失真。通过选择适当的频率比并有时通过在输入信号中插入小量的噪声(抖动)，可以做到这一点。

现在，回到图 2-18 中，注意 FFT 的噪声基底的平均值大约为满刻度以下 100dB，但是，12 比特 ADC 的理论 SNR 为 74dB。FFT 噪声基底不是 ADC 的 SNR，因为 FFT 作为具有带宽为 f_s/M 的模拟频谱分析仪，其中， M 是 FFT 中的点数。因此，理论 FFT 噪声基底为量化噪声基底以下 $10\log_{10}(M/2)$ dB，因为 FFT 存在所谓的处理增益(图 2-19)。在 SNR 为 74dB 的理想 12 比特 ADC 的情形下，4096 点 FFT 会导致 $10\log_{10}(4096/2) = 33$ dB 的处理增益，因而使整个 FFT 噪声基底为 $74 + 33 = 107$ dBc。实际上，通过采用越来越大的 FFT，FFT 的噪声基底可以被进一步减小；正如模拟频谱分析仪的噪声基底可以由缩小带宽来减小一样。当利用 FFT 测试 ADC 的时候，至关重要是确保 FFT 的点数足够大，以便失真积能够不同于 FFT 噪声基底本身。

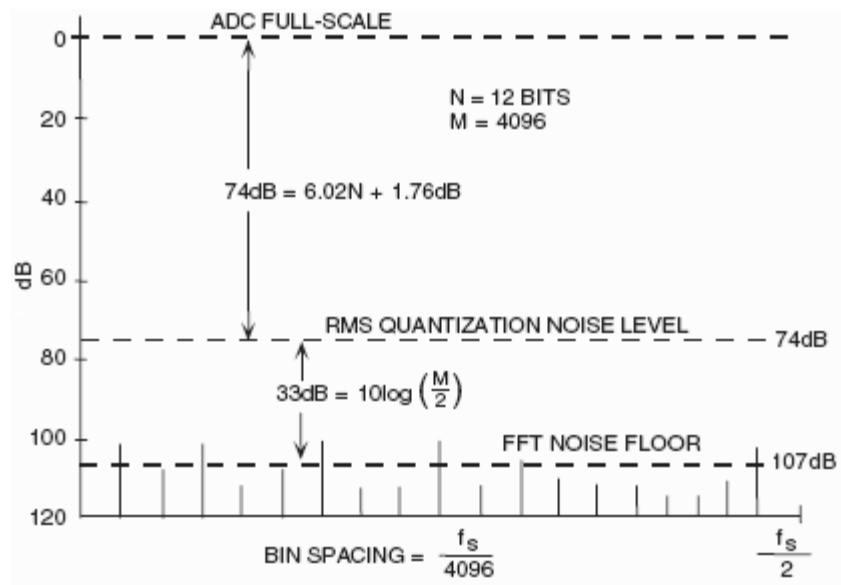


图 2-19: Noise Floor for an Ideal 12-Bit ADC Using 4096-Point FFT.