

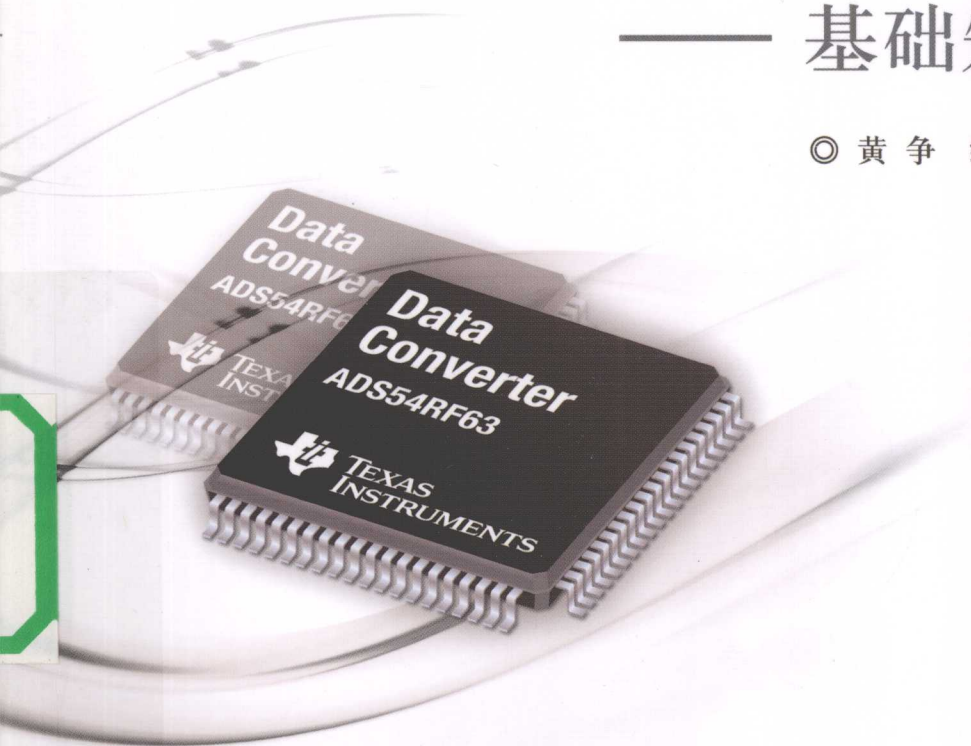
数据转换器

DATA CONVERTERS

应用手册

—— 基础知识篇

◎ 黄 争 编



TI 模拟技术丛书

数据转换器应用手册

——基础知识篇

黄 争 编

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

数据转换器应用手册. 基础知识篇/黄争编. —北京: 电子工业出版社, 2010.1
(TI 模拟技术丛书)

ISBN 978-7-121-10066-6

I. 数… II. 黄… III. 数—模转换器—技术手册 IV. TP335-62

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2009) 第 227540 号

责任编辑: 竺南直

印 刷: 北京市天竺颖华印刷厂

装 订: 三河市鑫金马印装有限公司

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 720×1 000 1/16 印张: 14.25 字数: 287 千字

印 次: 2010 年 1 月第 1 次印刷

印 数: 5 000 册 定价: 25.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题, 请向购买书店调换。若书店售缺, 请与本社发行部联系, 联系及邮购电话: (010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线: (010) 88258888。

编者序

作为 TI 中国大学计划部的技术工程师，我经常有机会到学校和老师同学们讨论交流。有一次，当我和几位同学谈到 TI 的 DSP 时，有一位同学很高兴地对我说，他用过很多 TI 的数字信号处理器，并列举了从 C2000，C5000 到 C6000 的多个型号，甚至包括最新的 DaVinci，看来他对 ARM 也很在行。为了看看他对整个系统的理解能力怎么样，我问他，“你对模拟器件有什么看法？”不出我的意料，作为一位“固执的”DSP 爱好者，他开始抨击模拟，并认为模拟将最终消失在我们的生活中，在他看来，C 语言，操作系统，数字信号处理技术和各种高速数字接口才是电子界的最终方向。看他神采飞扬地论述着 DSP 在他的一个中频数字接收机中的巨大作用，我觉得有必要把他拉回到现实世界，于是我问到，“你的 DSP 是怎么供电的？被 DSP 处理的数字信号又是怎么得到的呢？”这个聪明的小伙子马上理解到我的意思：好像电源和数据转换器不能缺少吧？

其实和这位同学一样，我们都生活在一个数字信息飞速膨胀的时代里，从经典的密纹唱片到现在的 MP3，从堆得满屋的录像带到现在薄薄的 DVD，从磁带存储到机械硬盘再到固态硬盘，仿佛一切都能被数字压缩、编码和传输。例如在我们每天都离不开的 Internet 上，信息是以 0，1 电平传递并处理的。的确，现在我们用模拟来进行计算和处理的场合越来越少，但我们仍要看到，现实世界还是模拟的，我们人体本身还是模拟的。在数字技术飞速发展的今天，模拟技术非但没有萎缩，相反在系统中占据到越来越关键的位置：如为了让电池供电的产品待机时间更长，我们一直在想方设法提高电源供电的效率并降低系统的功耗；现代的数字信号处理技术使接收机越来越向天线端靠拢，这对我们的 ADC 和 RF 芯片的速度和灵敏度提出了越来越高的要求；而医学信号处理中为分析和处理细胞活动所产生的微弱电流信号，即使现代的超低噪声的运放和超高精度的 ADC 也显得力不从心。

数字技术在进步，模拟技术也在不断发展，如果我们在 μV 级电压信号的放大中仍然使用诸如 $\mu\text{A}741$ 这类老旧的运放，我们很难获得想要的结果；如果我们需要在 5V 满量程输入的信号中获得 100 万个读数，ADC0809 只能满足我们万分之一的需求；如果我们要从 3.3V 电压转换到 2.5V，UA7805 这类老式的线性稳压器将不能工作。我们需要更新在大学课堂上学到的经典模拟电路知识和相关的模拟器件，紧跟业界的先进技术，利用一些高性能模拟器件来优化我们的设计。

TI 是一家有着 75 年历史的世界领先半导体供应商，不仅在其著名的 DSP 领域上拥有超过 65% 市场占有率的绝对优势；在模拟产品领域，TI 也一直占据出货量世界第一的位置。在 TI 模拟技术不断发展的过程中，TI 的众多优秀工程师写出了一篇

又一篇高质量的应用笔记,记录了从基本的电路原理到 TI 芯片具体应用的点点滴滴。为了让这些应用笔记更易于让中国学生和工程师参考, TI 中国大学计划开始整编和翻译这些应用笔记。本丛书计划将出版信号链和电源两个系列,每个系列又以基础知识和应用案例分为若干本。本书是信号链系列的一本,包括 23 篇 TI 信号链之数据转换器方面的应用笔记,它们涵盖了数据转换器的大量基础知识,比如数据转换器的指标和分类,高精度和高速数据转换器的应用要点等。

本书能够顺利出版,要感谢电子科技大学,东南大学,清华大学,上海交通大学,深圳大学和西安电子科技大学 TI 联合实验室的老师和同学们的辛勤劳动,将原文翻译为中文;感谢深圳大学的李琰老师和我一起对中文版的文章进行仔细的校对和润色;感谢电子工业出版社的帮助和大力支持。鉴于编者和译者的水平有限,并加之成稿时间仓促,书中将难免出现错漏,欢迎广大读者与 TI 中国大学计划部联系,帮助我们完善 TI 模拟技术系列丛书!

黄争

TI 中国大学计划

目 录

数据转换器基础	
认识数据转换器	(1)
A/D 转换器的选择	(16)
数据采集基础	
低电源电压条件下的信号采集和调理	(35)
ADC 与 DSP 的接口	
串行数据转换器和高速 DSP 的有效接口	(58)
采用直接数据传输来最大化采集数据吞吐量	Mark Buccini (68)
TI DSP 与模/数转换器 ADS784x/834x 的简易接口	Tom Hendrick (78)
Δ - Σ ADC	
如何从 24 位转换器中得到 23 位有效分辨率	Bonnie C. Baker (82)
提高 Δ - Σ ADC 转换速度的编程技巧	Bonnie Baker (91)
Δ - Σ A/D 转换器外部多路模拟开关的同步	Bonnie C. Baker (99)
SAR ADS	
2 通道 500kSPS ADS8361 使用说明	Tom Hendrick (102)
Pipelined ADC	
CDC7005 低抖动时钟方案在 高速高中频 ADC 中的应用	Russell Hoppenstein, Firoj Kabir (108)
14 位 125MSPS ADS5500 性能评估	Huiqing Liu (127)
数模转换器	
TLV56xx 系列数模转换器 DAC 的双极性电压输出	Frank Schoofs (139)
使用锁相环和外部时钟模式的 DAC5686/DAC5687	Ken Chans (141)
电压参考	
通过缩放电压参考来增加转换器的精度和分辨率	Bonnie Baker (148)
精密电压基准	Perry Miller, Doug Moore (152)

运放与数据转换器间的接口

运算放大器和模数转换器的接口	Bruce Carter (160)
将运算放大器的噪声性能与 ADC 相匹配	Bonnie C. Baker (166)
放大器与位数: 关于数据转换器中放大器的选择	Bruce Carter, Patrick Rowl and Jim Karki, Perry Miller (173)
ADS8411 在多路模拟输入中的应用	Bhaskar Goswami, Rajiv Mantri (196)
数据转换器在工业电力测量中的应用	Miroslav Oljaca, Tom Hendrick (205)
低失真高速模数转换驱动器的印制电路板布局	Xavier Ramus (213)
模数转换器接地对系统性能的影响	(220)

认识数据转换器*

1 引言

本文探讨数据转换器在厂商数据表中是以怎样的规则定义,并且介绍数据转换产品在一些方面的设计。其中包括那些使器件的特性从理想函数转变成实际的误差来源。

2 理想转换函数

理论上 ADC 理想的转换函数是一条直线,然而实际上理想的转换函数是一种均匀的阶梯状的线,如图 1 所示。理论上 DAC 理想的转换函数应该也是一条具有无限阶梯数的线,但是实际上是一系列落在这条理想直线上的点,如图 2 所示。

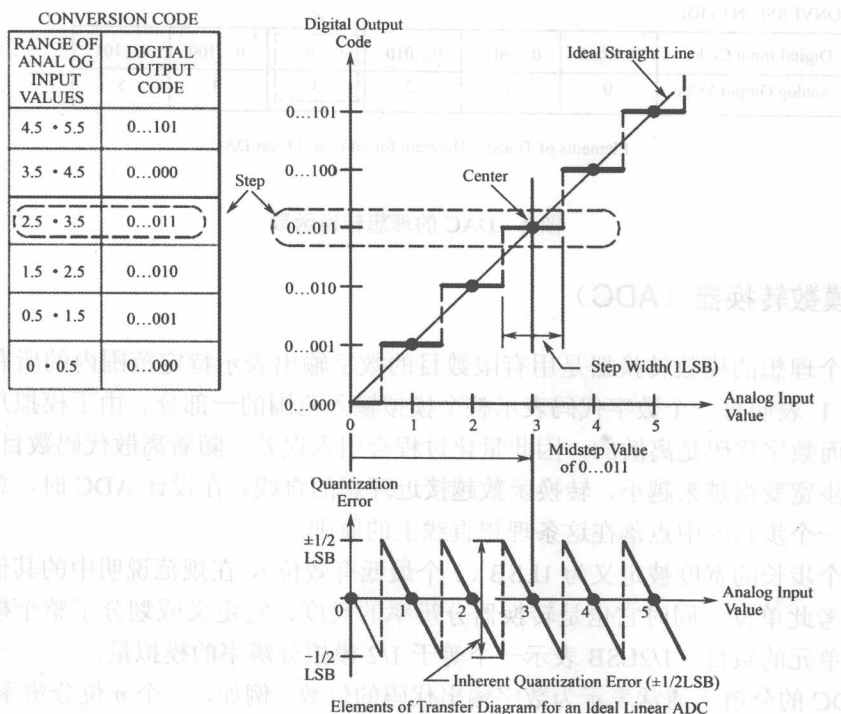
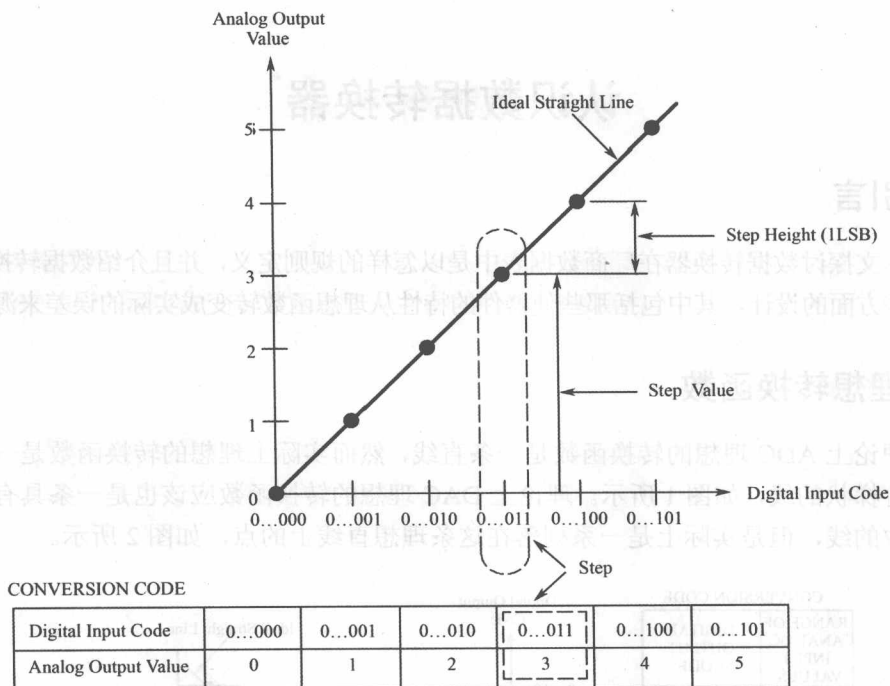


图1 ADC 的理想转换函数

* TI 文档索引号 SLAA013



Elements of Transfer Diagram for an Ideal Linear DAC

图2 DAC的理想转换函数

2.1 模数转换器 (ADC)

一个理想的模数转换器是用有限数目的数字输出表示特定范围内的所有模拟输入。图 1 表明每一个数字代码表示整个模拟输入范围的一部分。由于模拟尺度是连续的，而数字代码是离散的，因此量化过程会引入误差。随着离散代码数目的增加，相应的步宽变得越来越小，转换函数越接近理想的直线。在设计 ADC 时，总是力求遵循每一个步长的中点落在这条理想直线上的原则。

一个步长的宽度被定义为 1LSB (1 个最低有效位)，在规范说明中的其他量化标准也参考此单位。同时它也是转换器分辨率的尺度，它定义或划分了整个模拟范围被量化单元的数目。1/2LSB 表示一个等于 1/2 模拟分辨率的模拟量。

ADC 的分辨率通常表示为数字输出代码的位数。例如，一个 n 位分辨率的 ADC 具有 2^n 个可能的数字编码，它定义了 2^n 个步长。然而，由于第一 (零) 个步长和最后一个步长仅仅是整个宽度的一半，满量程 (Full Scale Range, FSR) 可以被分为 $2^n - 1$ 个步宽。

因此对于一个 n 位转换器: $1\text{LSB} = \text{FSR} / (2^n - 1)$ 。

2.2 数模转换器 (DAC)

DAC 把一个数目有限的离散数字输入编码转换成相应数目的离散模拟输出值。因此, DAC 的转换函数是一系列离散的点, 如图 2 所示。对于 DAC, 1 LSB 相应于连续模拟输出之间的步长高度, 它的值与 ADC 中的定义相同。DAC 可以被视为一个数字控制的电位计, 它的输出是数字输入编码决定的模拟电压总标度的一小部分。

3 静态误差来源

静态误差, 即就是那些在转换直流 (DC) 信号时影响转换器精度的误差, 可以仅用 4 个术语描述整个静态误差。它们是偏置误差, 增益误差, 积分非线性误差以及微分非线性误差。每一个可以用 LSB 单元表示或者有时用 FSR 的百分比表示。例如, 对于一个 8 位转换器 1/2 LSB 误差对应于 0.2% FSR。

3.1 偏置误差

偏置误差如图 3 所示, 它被定义为标准偏置点和实际偏置点之间的差值。对于 ADC, 当数字输出是零时, 偏置点是步长中间值, 对于 DAC, 当数字输入是零时, 偏置点是步长值。这种误差以同样的值影响所有的编码并且通常是通过修正处理过程来补偿。如果不能修正, 则这种误差是指零尺度误差。

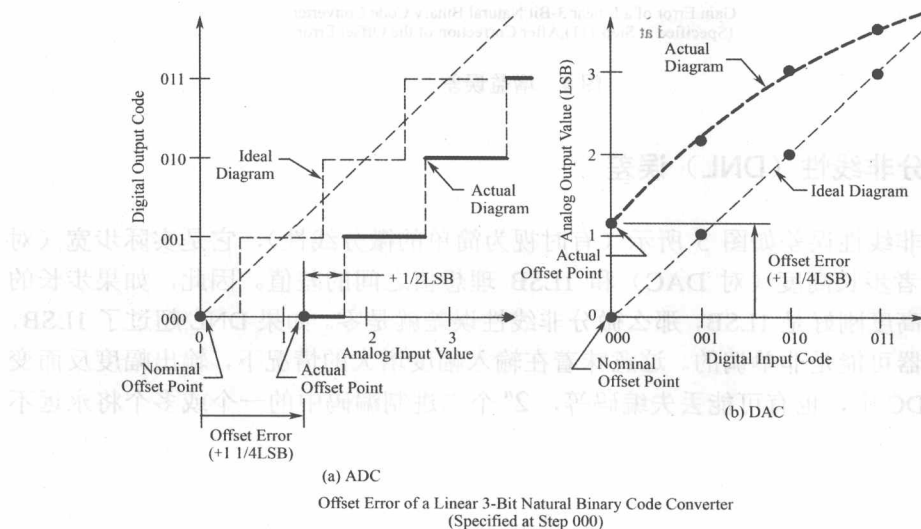


图 3 偏置误差

3.2 增益误差

增益误差如图 4 所示, 它被定义为偏置误差被修正为零后转换函数标准增益点和实际增益点之间的差值。对于 ADC, 当数字输出是全标度时增益点是步长中间值, 对于 DAC, 当数字输入是全标度时, 增益点是步长值。这种误差表示实际转换函数和理想转换函数斜率的差值以及每一步长中相应的同一百分比误差。通常这种误差同样可以通过修正的方法调整到零。

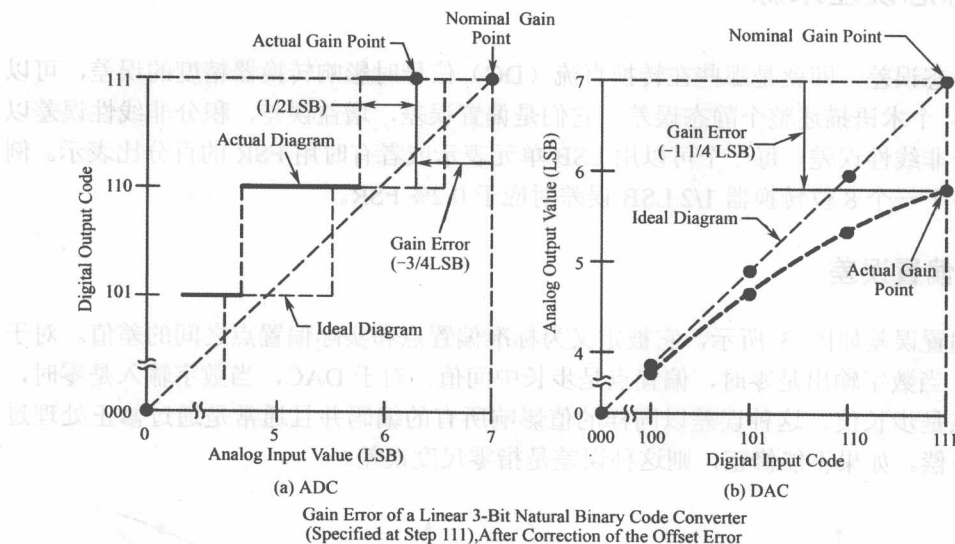
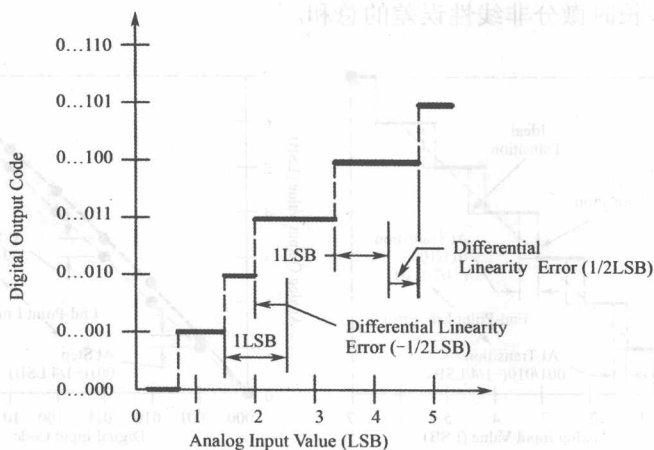


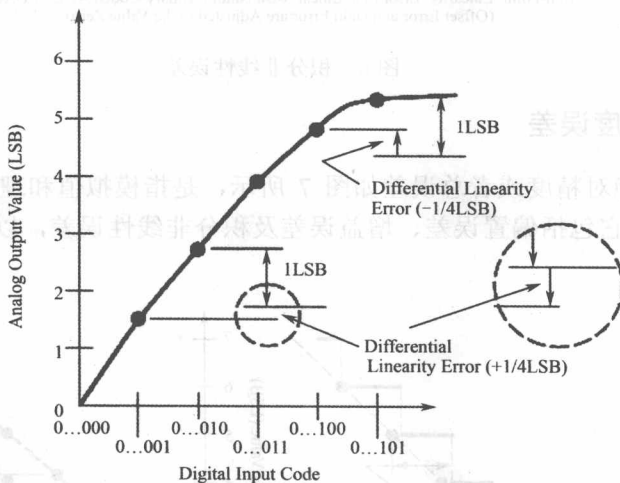
图 4 增益误差

3.3 微分非线性 (DNL) 误差

微分非线性误差如图 5 所示 (有时视为简单的微分线性), 它是实际步宽 (对 ADC) 或者步长高度 (对 DAC) 和 1LSB 理想值之间的差值。因此, 如果步宽的宽度或者高度刚好是 1LSB, 那么微分非线性误差就是零。如果 DNL 超过了 1LSB, 那么转换器可能是非单调的。这意味着在输入幅度增大的情况下, 输出幅度反而变小。在 ADC 中, 也有可能丢失编码等, 2^n 个二进制编码中的一个或多个将永远不会输出。



(a) ADC



(b) DAC

图 5 微分非线性误差

3.4 积分非线性 (INL) 误差

积分非线性误差如图 6 所示 (有时视为简单的线性误差), 它是实际转换函数和理想直线的偏差。这条直线可以是一条最理想的线, 从而最小化偏差; 也可以是在增益和偏置误差被消除的前提下, 连接函数端点之间的一条线。第二种方法叫做端点线性度, 它是定义中普遍采用的, 因为它可以被更直接的验证。

对于 ADC, 偏离量是按照转换函数从一个步长到下一个步长来度量的, 对于 DAC 偏离量是按照步长函数之间的差值来度量的。积分非线性误差的名字源于自下

而上到某特定步长时微分非线性误差的总和。

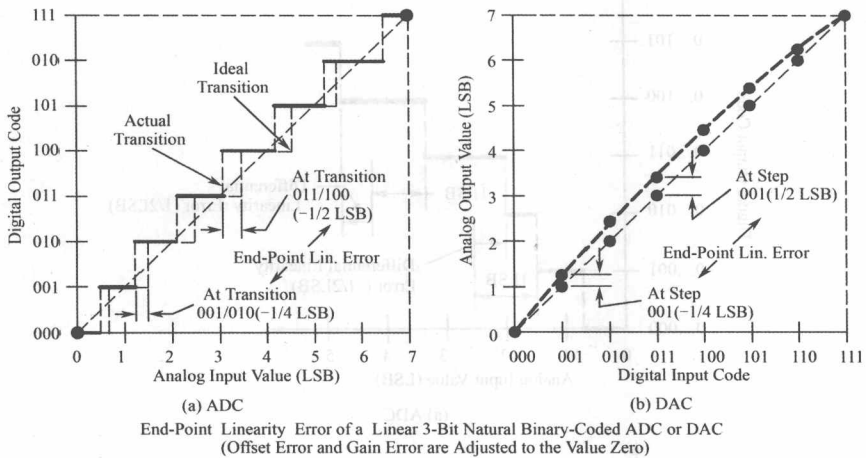


图6 积分非线性误差

3.5 绝对精度误差

ADC 的绝对精度或者总误差如图 7 所示,是指模拟值和理想步长中间值之间差的最大值。它包括偏置误差、增益误差及积分非线性误差,以及在 ADC 时的量化误差。

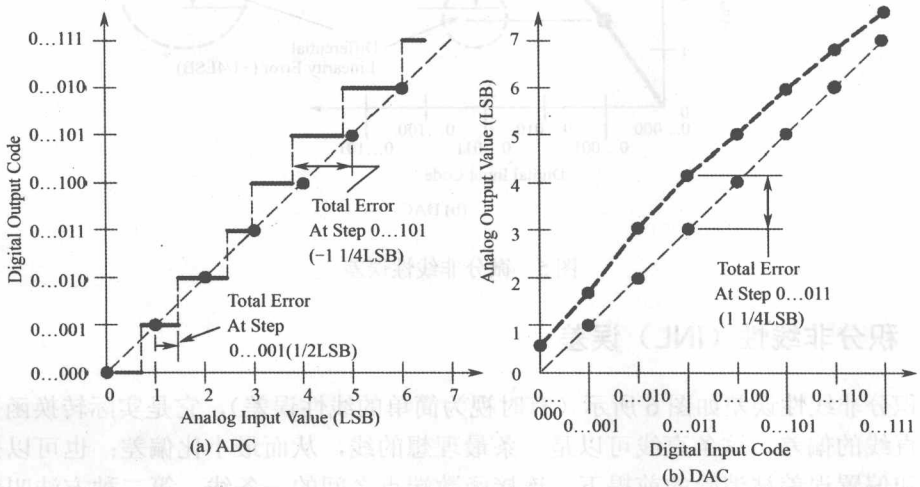


图7 绝对精度误差

4 孔径误差

孔径误差是采样/保持从采样模式转到保持模式时不确定因素引起的,如图8所示。这种变换是由时钟或者输入信号的噪声引起的。孔径误差的影响是对正弦波输入最大频率设置的另一个限制,因为它定义了信号的最大转换速率。对于一个输入的正弦波,输入值 V 被定义为:

$$V = V_o \sin 2\pi f_i t$$

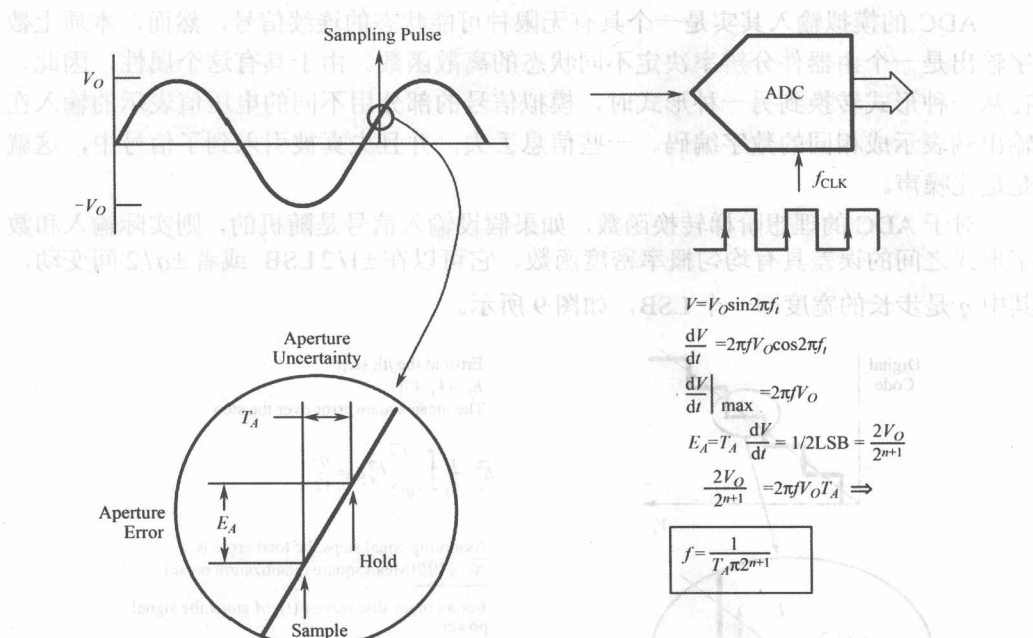


图8 孔径误差

最大转换速率发生在零交叉点处,并按以下形式给出:

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f V_o$$

如果孔径误差没有影响转换器的精度,那么它必须在最大转换率的点处小于 1/2 LSB。因此对于一个 n 位的转换器:

$$E_A = T_A \frac{dV}{dt} = 1/2 \text{LSB} = \frac{2V_o}{2^{n+1}}$$

可以替换成如下形式:

$$\frac{2V_o}{2^{n+1}} = 2\pi f V_o T_A$$

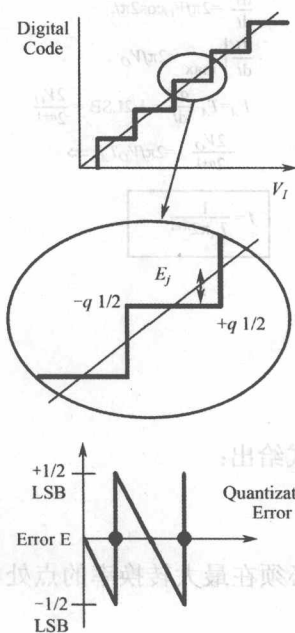
因此，最大频率可以表示为：

$$f_{\max} = \frac{1}{T_A \pi 2^{n+1}}$$

5 量化效应

ADC 的模拟输入其实是一个具有无限种可能状态的连续信号，然而，本质上数字输出是一个由器件分辨率决定不同状态的离散函数。由于具有这个属性，因此，在从一种形式转换到另一种形式时，模拟信号的部分用不同的电压值表示的输入在输出端表示成相同的数字编码。一些信息丢失，并且失真被引入到了信号中，这就是量化噪声。

对于 ADC 的理想阶梯转换函数，如果假设输入信号是随机的，则实际输入和数字形式之间的误差具有均匀概率密度函数。它可以在 $\pm 1/2 \text{ LSB}$ 或者 $\pm q/2$ 间变动，其中 q 是步长的宽度即一个 LSB，如图 9 所示。



Error at the j th step

$$E_j = (V_j - V_i)$$

The mean square error over the step

$$\overline{E_j^2} = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} E_j^2 dE = \frac{q^2}{12}$$

Assuming equal steps, the total error is

$$\overline{N^2} = q^2/12 \text{ (Mean square quantization noise)}$$

For an input sine wave $F(t) = A \sin \omega t$, the signal power

$$\overline{F^2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A^2 \sin^2 \omega t d\omega t = \frac{A^2}{2}$$

$$\text{and } q = \frac{2A}{2^n} = \frac{A}{2^{n-1}}$$

$$\text{SNR} = 10 \log \left(\frac{\overline{F^2}}{\overline{N^2}} \right) = 10 \log \left(\frac{A^2/2}{A^2/3 \times 2^n} \right)$$

$$\text{SNR} = 6.02n + 1.76 \text{ dB}$$

图 9 量化效应

图中, $p(\varepsilon) = \frac{1}{q}$, $(-\frac{q}{2} \leq \varepsilon \leq +\frac{q}{2})$

否则, 如果 $p(\varepsilon) = 0$, 误差一个步长以上的平均噪声功率 (均方) 如下:

$$\overline{N^2} = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} \varepsilon^2 d\varepsilon$$

$$\text{即, } \overline{N^2} = \frac{q^2}{12}.$$

整个转换面积上总的均方误差 N^2 , 是每一个量化级别均方乘以它的相关概率。假设转换器是理想的, 每一个编码步长的宽度是相等的, 因此具有相等的概率。理想情况下:

$$N^2 = \frac{q^2}{12}$$

对于幅度是 A 的正弦波输入 $F(t)$, 从而:

$$F(t) = A \sin \omega t$$

具有 $F^2(t)$ 的均方值, 其中:

$$F^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} A^2 \sin^2(\omega t) dt$$

它表示信号的功率, 因此信噪比 SNR 表示为:

$$\text{SNR(dB)} = 10 \log \left[\left(\frac{A^2}{2} \right) / \left(\frac{q^2}{12} \right) \right]$$

其中,

$$q = 1\text{LSB} = \frac{2A}{2^n} = \frac{A}{2^{n-1}}$$

把 q 代入得

$$\begin{aligned} \text{SNR(dB)} &= 10 \log \left[\left(\frac{A^2}{2} \right) / \frac{A^2}{3 \times 2^{2n}} \right] = 10 \log \left(\frac{3 \times 2^{2n}}{2} \right) \\ &= 6.02n + 1.76\text{dB} \end{aligned}$$

式子提供了一个 n 位转换器的理想值并且表明了每个分辨率的 1 位把 SNR 近似改善了 6dB。

在实践中, 第三部分所提到的误差引入了非线性它使得这个值降低了。1/2LSB 差分线性误差的最坏情况是遗漏码, 它等价于分辨率减少了 1 位, 因此 SNR 的值降低了 6dB。对于 1 个具有 1/2LSB 线性误差的 n 位转换器来说, 这是 SNR 的值为最差的情况。

$$\text{SNR (最坏情况)} = 6.02n + 1.76 - 6 = 6.02n - 4.24\text{dB}$$

因此, 我们已经在期望 SNR 的基础上确立了选择转换器分辨率的边界条件。

6 理想采样

在转换一个连续时间信号为离散数字信号表示过程中，采样过程是必需的。在理想情况下，采样采取一种无限窄但有单位面积的脉冲的形式。两个脉冲间时间差的倒数称为采样率。输入信号也被理想化为精确的带限信号，它在一定频谱值以上不包含任何成分，如图 10 所示。

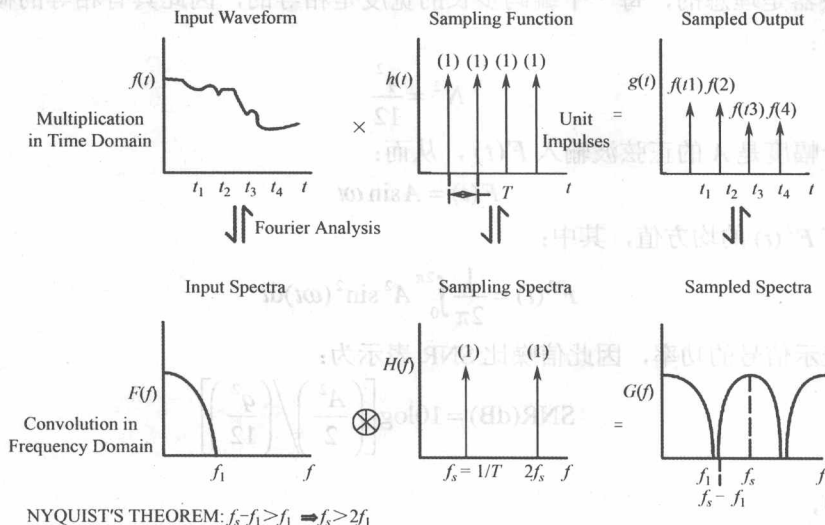


图 10 理想采样

上述所示理想采样条件在频率和时域都给出了表示。时域中采样的作用是，产生在即时采样时刻时输入信号的振幅的脉冲。在频域，脉冲序列的频谱为一系列在采样率倍数频率上的离散点。采样使输入信号的频谱和脉冲响应的频率进行卷积来产生组合的频谱效应，在每个由振幅调制的离散频率点处都有一个双边带。某些高频点折回以至于在低频处产生冲突，这种冲突产生失真，即所谓的混叠。

如果输入是最高频率为 f_1 的带限信号（带宽为 f_1 ），并以 f_s 采样，如图 10 所示，如果满足以下条件则混叠不会发生。

$$f_1 < f_s - f_1 \quad \text{i.e., } 2f_1 < f_s$$

因此，如果以至少两倍于输入信号频率的频率采样，则混叠不会发生，所有的信号能够被重构。这就是奈奎斯特采样定律，他提供了在转换输入信号过程中选择采样率的一个基本准则。