

有噪信号下 ADC 量化特性的分析与应用

苏国彬, 李 铮

(北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083)

摘 要: 传统的 ADC 特性参数的测试, 通常是为一纯度很高的模拟正弦信号作为激励信号, 然后在无噪的条件下, 通过对数字输出结果进行分析从而得出 ADC 的特性参数. 然而, 在很多实际应用领域中, 通常输入的信号叠加有噪声. 本文研究了有噪信号下 ADC 量化特性, 提出了有噪信号下 ADC 量化特性的分析模型, 并从理论上做出了相应解释. 研究分析表明, 有噪信号下 ADC 量化有其自身规律, 利用本文提出的测试方法, 输入信号的任何微小变化都可反映在测试结果中, 这一方面可以使得在原高分辨率 ADC 的基础上获得更高的分辨率成为可能, 另一方面可为微弱信号采集系统正确选用性能优良的 ADC 提供足够的技术支持, 有助于改进微弱信号检测或低信噪比情况下的系统设计. 最后给出了 ADC 有噪信号下的量化累加输出信噪比曲线, 可为实际工程应用提供参考.

关键词: ADC; 量化; 数据采集

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1253-03

ADC Quantization Nonlinearity Under a Signal in Colored Noise and Its Application

SU Guo-bin, LI Zheng

(Dept. of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The characteristics of ADC quantization nonlinearity under a signal in colored noise are analyzed. Analytic method and theoretical explanation are given. Our research shows that ADC quantization, under the condition of low SNR, has its own regulation. Using the test method presented by this paper, test result of accumulation can correspond to any tiny change of input signal. So we can get higher resolution based on primary high resolution ADC. We also can improve the system design of weak signal detection. At last, we point out that it's necessary to test the characteristics of ADC quantization nonlinearity under the condition of low SNR for engineering application.

Key words: ADC; quantization nonlinearity; data-acquisition

1 引言

数据采集技术是信息科学的重要分支, 它已经在雷达、通信、遥感、地震勘测、无损检测、智能仪器等方面有着广泛的应用. 模数转换器 ADC 是数据采集系统的关键器件, 在其将模拟信号转换为数字信号时, 会降低信号的质量. 它的性能指标直接决定着系统的精度.

ADC 特性的测试, 可为设计数据采集系统选用性能优良的 ADC 提供足够的技术支持. 这些测试方法, 一般都是为一纯度很高的模拟正弦信号作为激励信号, 然后测量其数字输出, 通过对数字输出结果进行分析得出 ADC 特性参数. 这些特性参数的测试或相关理论研究都是在假定没有输入噪声的情况下进行的^[1-3]. 然而, 在很多实际应用领域中, 如微弱信号的检测, 通常输入的信号为叠加有噪声的信号, 为了获得更高的技术指标如分辨率、精度等都要想尽一切办法提高 ADC 前端输入的信噪比.

有噪信号下, ADC 量化有其自身规律, 特别是远远低于 ADC 最小量化电平的部分, 仍可以通过本文的测试方法检测

出来, 这有助于改进微弱信号检测或低信噪比情况下的系统设计, 比如可以降低 ADC 前端对信噪比的要求. ADC 有噪信号下的量化特性研究, 可以为实际工程应用提供参考.

2 有噪信号下 ADC 量化特性分析模型

对于有噪情况, 设输入信号为:

$$\phi(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

其中 $n(t)$ 为一均值为零、方差为 σ^2 的高斯分布的噪声信号, $s(t)$ 为待测信号, ADC 量化分析模型如图 1 所示.

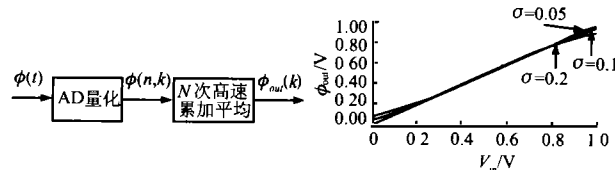


图 1 有噪信号 A/D 图 2 不同输入噪声情况下, 改变输入信号量化分析模型 大样本累加 (2^{16} 次累加) 仿真曲线
有噪信号被 ADC 量化后, 由高速累加器进行累加, 然后

收稿日期: 2000-08-12; 修回日期: 2001-04-22

根据取平均后的输出结果对有噪声下 ADC 量化特性进行评价. ADC 量化可以由一个取整函数描述:

$$\text{INT}[\phi(t)/V_{LSB}] \quad (2)$$

其中, V_{LSB} 为 ADC 的最小量化电平.

对于直流或缓变的低频待测信号, ADC 量化输出为:

$$\text{INT}[\phi(t)|_{t=nT_0}/V_{LSB}] \quad (3)$$

对于周期信号, ADC 量化输出为:

$$\text{INT}[\phi(t)|_{t=nT+kT_0}/V_{LSB}] \quad (4)$$

其中, T_0 为采样间隔, $n=1, 2, \dots, N$, N 为累加次数; T 为信号周期, $k=1, 2, \dots, K$. K 为一周期内采样的点数.

为了描述上的方便, 我们将 $\phi(t)$ 量化后的待测信号表示为 $\phi(n, k)$, 对于直流或缓变的低频待测信号, $n=1, 2, \dots, N$; $k=1$. 对于具有一定重复周期的高频信号, $n=1, 2, \dots, N$; $k=1, 2, \dots, K$. K 为一周期内采样的点数.

N 次高速累加平均后的输出结果可由下式描述:

$$\phi_{\text{out}}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi(n, k) \quad (5)$$

其中 N 为累加次数. 这里要注意由于 ADC 量化是一个非线性过程, 叠加噪声的信号量化累加平均结果不等于待测信号与噪声分别量化累加平均结果之和.

累加结构数学模型建立以后, 就可以根据被高速 ADC 采样的信号形式与噪声幅度、ADC 的最小量化电平以及累加次数进行计算机模拟, 从而可以评价有噪声下 ADC 量化特性.

计算机仿真结果如图 2, 这里使用的是 8 位 ADC, 量化范围为 0~1V.

由图 2 可以看出, 曲线可分为三个典型区: 下限幅区, 线性区和上限幅区. 当待测信号较小, 并且有噪声被 ADC 下限幅时, 高速累加平均后的输出结果与真实值相比偏大; 随着信号的增加, 有噪声信号可以被 ADC 充分量化, 这时输入信号与累加器输出结果是线性关系, 可以近乎无失真的检测被测信号; 随着待测信号的加大, 有噪声信号被 ADC 上限幅, 致使累加器输出结果与真实值相比偏小. 顺便指出, 对于不同量化电平的 ADC, 其线性区与上下限幅区不同, 线性区将随着量化电平的变小而扩张.

图 3 为有噪声信号经过量化和一定次数累加后的输出信噪比、最小量化电平与输入噪声三者之间的关系曲线. 这里输入为一叠加白高斯噪声的待测正弦信号.

由图 3 的曲线可以看出, 当输入噪声方差很小, 不足以影响 ADC 量化时, 满足传统测试方法下 ADC 量化规律, 其输出信噪比对应于图 3 中 $\sigma=0$ 时的输出; 随着噪声的增加, 累加平均后输出信噪比迅速增加, 从而输出数据的“可信度”也迅速增大, 并趋近于真实值, 当输入噪声 σ 为最小量化电平的 0.6 倍时, 可以取得最佳信噪比, 之后随着噪声的增加, 输出信噪比逐渐降低. 在较宽的输入噪声范围内, 输出信噪比远远高于无噪声时 ADC 的输出信噪比.

3 理论分析与误差估计

这里假设 M 位 ADC, 最小量化电平为 V_{LSB} , 对于输入信

号 $\phi(t)$, M 位 ADC 的量化输出可由式(6)描述:

$$\phi(n, k) = i, (2i-1)V_{LSB}/2 \leq \phi(t) \leq (2i+1)V_{LSB}/2 \quad (6)$$

其中 $0 \leq i \leq 2^M - 1$.

则在累加次数趋于无穷大时, 对于累加结构模型的输出结果为 ADC 量化输出的均值, 可以由式(7)描述:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi(n, k) = \sum_{i=0}^{2^M-2} i \cdot P(i) + (2^M-1) \cdot P(2^M-1) \quad (7)$$

$P(i)$ 为 ADC 量化输出码为 i 的概率, $P(2^M-1)$ 为 ADC 量化输出码为 2^M-1 的概率, 假设叠加噪声为白高斯噪声 $N(0, \sigma^2)$, 且考虑到 ADC 的限幅, 有:

$$P(i) = \int_{(2i-1)V_{LSB}/2}^{(2i+1)V_{LSB}/2} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(v-V_{IN})^2}{2\sigma^2}\right\} dv \quad (8)$$

$$P(2^M-1) = \int_{(2^{M+1}-3)V_{LSB}/2}^{\infty} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(v-V_{IN})^2}{2\sigma^2}\right\} dv \quad (9)$$

这里 V_{IN} 为待测信号在采样时刻的真实值.

由式(7)~(9)可以看出, 在足够大的样本下, ADC 量化输出码的概率是 V_{IN} 的函数, 同样累加的结果是由 V_{IN} 进行“加权”的, V_{IN} 的任何微小变化都可以反映在累加结果中. 如果已知量化电平和输入噪声的分布特性, 就可以由累加器输出结果计算求解 V_{IN} , 这意味着可在原高分辨率 ADC 的基础上获得更高的分辨率.

由式(7)可以计算得到不同输入噪声情况下的理论输出曲线, 如图 4 所示. 理论输出曲线同样可分为三个典型区: 下限幅区, 线性区和上限幅区. 当待测信号较小, 并且有噪声被 ADC 下限幅时, 高速累加取平均后的输出结果与真实值相比偏大; 随着信号的增加, 有噪声信号可以被 ADC 充分量化, 这时输入信号与累加器输出结果是线性关系, 可以近乎无失真的检测被测信号; 随着待测信号的进一步增长, 有噪声信号被 ADC 上限幅, 致使累加器输出结果与真实值相比偏小. 这同时也证实了图 2 的计算机仿真结果.

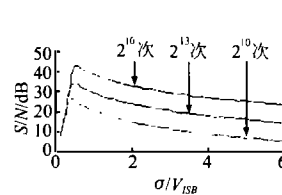


图 3 分析模型的输出信噪比与最小量化电平、输入噪声三者的关系曲线

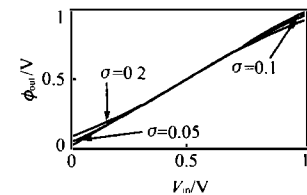


图 4 在不同输入噪声情况下, 改变输入信号计算得到的理论输出曲线

如果输入噪声的分布特性难以准确确定, 也可以由累加器输出结果直接近似待测信号, 在满足一定限制条件的情况下, 也可以获得在原高分辨率 ADC 的基础上获得更高的分辨率.

由式(7)对 V_{IN} 求导可得:

$$\frac{d}{dV_{IN}} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi(n, k) = \sum_{i=0}^{2^M-2} i \cdot \frac{dP(i)}{dV_{IN}} + (2^M-1) \frac{dP(2^M-1)}{dV_{IN}}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^{2^M-1} \frac{V_{LSB}}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{[(2i-1)V_{LSB}/2 - V_{IN}]^2}{2\sigma^2}\right]; \\
 &= 1 - \xi \tag{10}
 \end{aligned}$$

这里:

$$\xi = 1 - \sum_{i=1}^{2^M-1} \frac{V_{LSB}}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{[(2i-1)V_{LSB}/2 - V_{IN}]^2}{2\sigma^2}\right]; \tag{11}$$

当 M 足够大时,有:

$$\begin{aligned}
 \xi &= 1 - \int_{V_{LSB}/2}^{\infty} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v - V_{IN})^2}{2\sigma^2}\right] dv \\
 &= \int_{-\infty}^{V_{LSB}/2} \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v - V_{IN})^2}{2\sigma^2}\right] dv \tag{12}
 \end{aligned}$$

由式(11)、(12)可见,输入信号在区间 $[V_{LSB}/2, +\infty]$ 出现的概率决定了累加器输出结果的准确度.这里可以定义 ξ 为误差函数.对于 8 位 ADC,在较宽的输入信号范围内, ξ 可以达到 10^{-6} 至 10^{-16} 量级,也就是说可以直接由累加器的平均输出结果与真实信号的误差可以达到 10^{-6} 至 10^{-16} 量级,也就是说对于 8 位 ADC,增加累加结构以后,可以近乎无失真的检测待测信号,这也意味着可以检测经过调理(直流偏置)以后的极微弱的信号.

4 结论

通过上述分析,本文得出几个有意义的结论,可直接应用于微弱直流信号、微弱缓变信号以及可重复的微弱高频信号的检测以及有噪信号下 ADC 特性的测量:

在足够大的大样本的情况下,且已知量化电平 and 输入噪声的分布特性时,ADC 量化输出码的概率是 V_{IN} 的函数,同样累加的结果是由 V_{IN} 进行“加权”的,的任何微小变化都可以反映在累加结果中,可由累加器输出结果计算求解 V_{IN} ,这意味着可在原分辨率 ADC 的基础上获得更高的分辨率,分辨精度取决于大样本采样和累加的有效性和充分性.

当输入的有噪信号处于 ADC 线性量化区时,可由累加结果近似 V_{IN} ,累加平均后输出数据的分辨率高于模型中使用的 ADC.当输入的有噪信号处于 ADC 限幅量化区时,可由理论极限曲线进行校正,以减小误差.

参考文献:

[1] B Boser, B A Wooley. The design of sigma-delta modulation analog-to-digital converters [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1988, sc-23:1298 - 1308.

[2] Ramin Khoini-Poorfard, Lysander B Lim, David A Johns. Time-interleaved oversampling A/D conversion [J]. IEEE Trans., Circuits Syst. II, 1997, 44:634 - 645.

[3] D Dallet, Y berthoumieu. A survey on the dynamic characterization of A/D converters [J]. Measurement, 1998, 24:263 - 279.

作者简介:



苏国彬 男,1975 年 2 月生于天津宝坻.现在北京航空航天大学电子工程系攻读博士学位,研究方向为光纤通信与光纤网络,特种光纤光电系统研究.



李 铮 男,1939 年 8 月生于香港,教授,博士生导师.从事电子与信息系统、光纤通信与网络、特种光纤光电系统领域研究.