

一种新的估计模数转换器积分非线性误差的直方图方法

伍民顺, 陈贵灿, 张瑞智, 程军

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对传统的正弦波码直方图法估计高精度模数转换器(ADC)积分非线性误差所需的样本点数十分庞大的问题,提出了一种新的采用滑动平均滤波的正弦波码直方图法——滑动平均法.该方法先用传统的正弦波码直方图法对较少的样本点粗略地进行积分非线性误差估计,然后对估计出的积分非线性误差进行滑动平均滤波,最终准确估计出ADC的积分非线性误差.仿真和测试结果表明,滑动平均法能使测试所需的样本点数至少减少了90%,且能达到与传统的正弦波码直方图法相近的估计精度,从而节省了测试时间和成本.

关键词: 模数转换器;滑动平均滤波;积分非线性

中图分类号: TN432 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0059-05

A Novel Histogram Test for Estimating Integral Nonlinearity Errors of Analog-to-Digital Converters

WU Minshun, CHEN Guican, ZHANG Ruizhi, CHENG Jun

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In view of the enormous number of samples required by the conventional sine wave code histogram test in estimating the integral nonlinearity errors of high-resolution analog-to-digital converters, a novel sine wave code histogram test that uses the moving-average filters is proposed, and is called the moving-average method. In the proposed method, the integral nonlinearity errors are roughly estimated by the conventional sine wave code histogram test using fewer samples, and then a moving-average filter is applied to the estimated results to obtain the final accurate integral nonlinearity errors. The results of simulations and tests show that the moving-average method can reduce the number of samples by at least 90% to achieve almost the same accuracy as the conventional sine wave code histogram test, and hence save the time and the cost of tests.

Keywords: analog-to-digital converter; moving-average filter; integral nonlinearity

积分非线性误差是表征模数转换器(ADC)的线性和失码现象的重要参数,该参数对那些应用于图像处理和视频方面的ADC尤为重要.目前,ADC的积分非线性误差测量主要有锯齿波码直方图法和正弦波码直方图法2种方法^[1-4].正弦波码直方图法因其具有原理简单、精度高等优点,而被业界

广泛采用,但该方法要求ADC的每个数字的输出码至少出现数百甚至上千次,对于那些高精度ADC(12 b以上)而言,这将导致一个非常大的样本点数,因此该测试方法是非常昂贵和耗时的.

为减少测试时间和成本,本文对传统的正弦波码直方图法进行了改进,提出了一种新的基于滑动

平均滤波的正弦波码直方图测试方法(简称滑动平均法)。该方法先用传统的正弦波码直方图法对较少的 ADC 数字输出码粗略地进行积分非线性误差估计,然后对估计出的积分非线性误差进行滑动平均滤波,从而准确估计出 ADC 的积分非线性误差。本文的滑动平均法原理简单,特别适合于非线性特性比较平滑的 ADC 的积分非线性误差估计。

1 传统的正弦波码直方图测试

正弦波码直方图法是目前最常用的一种估计 ADC 的微分非线性误差和积分非线性误差的方法^[5]。在正弦波码直方图测试中,输入电压可表示为

$$V(t) = A \cos(2\pi f_i t + \phi) + V_0. \quad (1)$$

式中: A 为输入正弦信号的幅值,且 $A > 0$; f_i 为输入正弦信号的频率; ϕ 为初始相位; V_0 为直流偏置电压。

微分非线性误差(D_{NL})和积分非线性误差(I_{NL})可按下式计算^[5]

$$D_{NL}(n) = [H_{\text{actual}}(n)/H_{\text{ideal}}(n)] - 1 \quad (2)$$

$$I_{NL}(n) = \sum_{i=1}^n D_{NL}(i) \quad (3)$$

式中: n 为 ADC 输出码的码仓序列编号; $H_{\text{actual}}(n)$ 为实际测量的码仓 n 中的样本点数; $H_{\text{ideal}}(n)$ 为理想情况下码仓 n 中的样本点数。

在正弦波码直方图测试中,令 $H(i)$ 为码仓 i 中的样本点数, $H_c(k-1)$ 为码仓 $1 \sim k-1$ 区间中的总样本点数,则

$$H_c(k-1) = \sum_{i=1}^{k-1} H(i) \quad (4)$$

令 $V_T(k)$ 为 ADC 的第 k 个码的转换电平的值,则有^[6]

$$V_T(k) = V_0 - A \cos\left(\frac{\pi H_c(k-1)}{N_t}\right) \quad (5)$$

式中: N_t 为测试所需的最小样本点数。

在正弦波码直方图测试中,测试所需的总样本点数、采样方式和 A 、 V_0 的选择对准确估计 D_{NL} 和 I_{NL} 尤为重要,下面将简要说明。

(1) 测试所需的总样本点数:为方便估计 D_{NL} 和 I_{NL} 所需的总样本点数,假设 D_{NL} 估计值服从均值为 μ 、标准差为 σ 的正态分布,并引入一个置信度为 $100(1-\alpha)\%$ 的置信区间 $(\mu - \sigma Z_{\alpha/2}, \mu + \sigma Z_{\alpha/2})$,即被测量的某个 D_{NL} 值落在该区间中的概率为 $100(1-\alpha)\%$, α 是为取得预期的置信度而相应选取的数值, $\sigma Z_{\alpha/2}$ 为测量值偏离真实值 μ 的精度, $Z_{\alpha/2}$ 为使式(6)

成立而相应选取的数值,该值可在标准正态分布函数表中查到

$$\frac{1}{\sigma(2\pi)^{1/2}} \int_{-Z_{\alpha/2}}^{Z_{\alpha/2}} \exp(-x^2/2\sigma^2) dx = 1 - \alpha \quad (6)$$

为使测试达到 βb 精度(b 表示 ADC 最低有效位的值, $\beta < 1$)和 $100(1-\alpha)\%$ 置信度,测试所需的最小样本点数为^[5]

$$N_t \geq \frac{Z_{\alpha/2} \pi 2^{B-1}}{\beta^2} \quad (7)$$

式中: B 为 ADC 的精度。由式(7)可知,总样本点数 N_t 随 ADC 的精度呈指数增长,这意味着测试时间和成本亦随之相应增长。为使精度 B 分别为 8、12、16、20、24 的 ADC 的 D_{NL} 估计达到 0.10 b 精度和 99% 置信度,所需的最小样本点数分别为 2.7×10^5 、 4.2×10^6 、 6.9×10^7 、 1.1×10^9 、 1.8×10^{10} 。由此可见,对于精度高于 12 b 的 ADC,所需的最小样本点数十分巨大,这给 ADC 测试带来了极大的困难。

(2) 采样方式及 A 和 V_0 的选择:在正弦波码直方图测试中,在样本点数有限的情况下,为确保 ADC 的每个数字输出码都出现,输入信号频率和采样时钟频率必须满足相干条件。此外, A 和 V_0 的选择应使 ADC 的输出能覆盖所有转换电平。测试时,若给 ADC 的输入施加一个过驱动电压,以使输入正弦信号的峰峰值($2A$)稍大于 ADC 的最大量程, I_{NL} 的估计偏差可以忽略^[6]。

2 滑动平均法

在实际测试中,信号发生器的噪声、时钟抖动和 ADC 的迟滞效应可等效为一个施加在输入正弦信号的加性噪声(以下简称噪声)。该噪声服从均值为 0、方差为 σ_n^2 的正态分布。

无噪声时,凡电压值小于第 k 个码的转换电平 $V_T(k)$ 的样本点,都将落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间中。现在我们考虑有噪声时,落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间中的样本点情况。

无噪声时,假设采样点的电压值恰为 $V_T(k) - x$, x 为第 k 个码的转换电平 $V_T(k)$ 与无噪声时采样点的电压值之差的绝对值($x > 0$),当出现噪声时,只要瞬时噪声小于 x ,则该样本点将落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间中。采样点落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间的概率为

$$p(x) = \frac{1}{\sigma_n(2\pi)^{1/2}} \int_{-\infty}^x \exp(-v^2/2\sigma_n^2) dv \quad (8)$$

有噪声时,对于单个样本点 i ,我们定义一个表征样本点 i 是否落在码仓 $1 \sim k-1$ 区间中的随机变

量 b_i . 当样本点 i 落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间中时, $b_i = 1$; 当样本点 i 落在码仓 k 或更高的码仓中时, $b_i = 0$. 那么, 表征计数贡献的随机变量 b_i 的均值为 $p(x)$, 方差为

$$\sigma_{b_i}^2(x) = p(x)(1 - p(x)) \quad (9)$$

相反, 无噪声时, 假设采样点的电压值恰为 $V_T(k) + x$, 当出现噪声时, 只要瞬时噪声小于 $-x$, 采样点将落在码仓 $1 \sim k-1$ 的区间中, 则表征计数贡献的随机变量 b_i 均值为 $1 - p(x)$, 方差与式(9)相同.

由式(8)、式(9)可知, 方差 $\sigma_{b_i}^2(x)$ 为比值 x/σ_n 的函数. 图1为方差 $\sigma_{b_i}^2(x)$ 随比值 x/σ_n 变化的曲线.

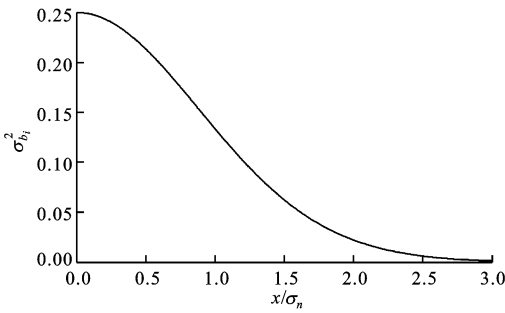


图1 随机变量 b_i 的方差

由图1可知, 只有当采样点偏离 $V_T(k)$ 不超过几个 σ_n 时才会对计数有明显贡献. 因此, 用第1部分介绍的传统的正弦波码直方图法对 N_t 个样本点进行分析, 估计出 ADC 的 I_{NL} 后, 再应用一个滑动平均滤波器对相邻的 P 个 I_{NL} 估计值进行滤波, 得到一个新序列

$$I_{NLF}(n) = \frac{1}{P} \sum_{j=-(P-1)/2}^{(P-1)/2} I_{NL}(n+j) \quad (10)$$

式中: P 为奇数.

若将 I_{NL} 的估计误差视为白噪声, 序列 $I_{NLF}(n)$ 的方差 σ_{IF}^2 与序列 $I_{NL}(n)$ 的方差 σ_I^2 存在如下关系

$$\sigma_{IF}^2 \approx \sigma_I^2 / P \quad (11)$$

由式(11)可知, 滑动平均滤波后的 I_{NL} 的估计精度提高了 P 倍. 因此, 对 N_t/P 个样本点运用滑动平均法对 ADC 的 I_{NL} 进行估计, 能取得与用传统的正弦波码直方图法对 N_t 个样本点进行 ADC 的 I_{NL} 估计相近的精度.

改进的正弦波码直方图法, 即滑动平均法步骤如下.

(1) 用传统的正弦波码直方图法对 N_t/P 个样本点进行分析, 粗略地估计出 ADC 的 I_{NL} .

(2) 对相邻的 P 个 I_{NL} 估计值进行滑动平均滤

波, 得到最终的 I_{NL} .

由此可见, 滑动平均法所需样本点数显著减少 (为原来的 $1/P$), 从而大大节省了测试的时间和成本. 当然, 滤波器长度 P 的选择取决于 ADC 的非线性特性和预期取得的测试精度 $\sigma_{Z_{a/2}}$. 此外, ADC 的精度越高, P 值可取得越大.

由于滑动平均滤波技术对相邻的 P 个 I_{NL} 估计值进行了平均, 平滑了 ADC 的 I_{NL} 曲线, 因此该方法只能估计出 ADC 的 I_{NL} 曲线中的平滑部分. 对于那些非线性特性比较平滑的 ADC 而言, 该方法精度较高, 对于那些 I_{NL} 曲线不连续的 ADC, 该方法效果较差. 精度增强技术如 dithering 技术能使 ADC 的非线性特性变得比较平滑^[7], 因此滑动平均法结合 dithering 技术一起使用, 将使 ADC 的 I_{NL} 的估计更为准确, 从而大大拓展了该方法的使用范围.

运用滑动平均法时, 由于测试的总样本点数减少为原来的 $1/P$, 为确保 ADC 的所有数字输出码都能出现, 输入信号频率和采样时钟频率必须满足相干采样条件.

3 仿真和实验结果

3.1 仿真结果

采用本文提出的滑动平均法, 对一个模拟的 ADC 的 I_{NL} 进行了估计, 该 ADC 的最大量程为 2 V (电压变化范围为 $-1 \sim 1$ V), 精度为 12 b. 为最大程度地减小 I_{NL} 的估计偏差, 测试时对输入正弦信号添加了一个 0.02 V 的过驱动电压 ($A = 1.02$ V, $V_o = 0$ V). 为满足相干采样条件, 输入正弦信号频率为 1.512 333 MHz, 采样时钟信号频率为 40 MHz. 如果施加在输入正弦信号的加性噪声的标准差为 0.5 b, 为使估计的 I_{NL} 达到 0.1 b 精度和 99% 置信度, 由式(7)可知, 传统的正弦波码直方图测试所需的样本点数为 4.2×10^6 . 如果用滑动平均法, 则所需的样本点数仅为 2.5×10^5 (此时 P 取 17).

图2为采用2种方法估计出的 I_{NL} 曲线比较. 从图2b可以看出, 滤波后的 I_{NL} 紧密跟踪了图2a的 I_{NL} 的变化, 真实体现了图2a中 I_{NL} 的变化趋势. I_{NL} 的最大值分别为 0.43 b 和 0.33 b, 两者仅相差 0.10 b, 这在工程测量的可接受范围内. 因此, 仿真结果表明, 采用较少样本点数的滑动平均法能估计出 ADC 的 I_{NL} .

3.2 测试结果

为验证本文方法的可行性, 作者对 2 个精度分别为 8 b 和 12 b 的商用 ADC 进行了测试.

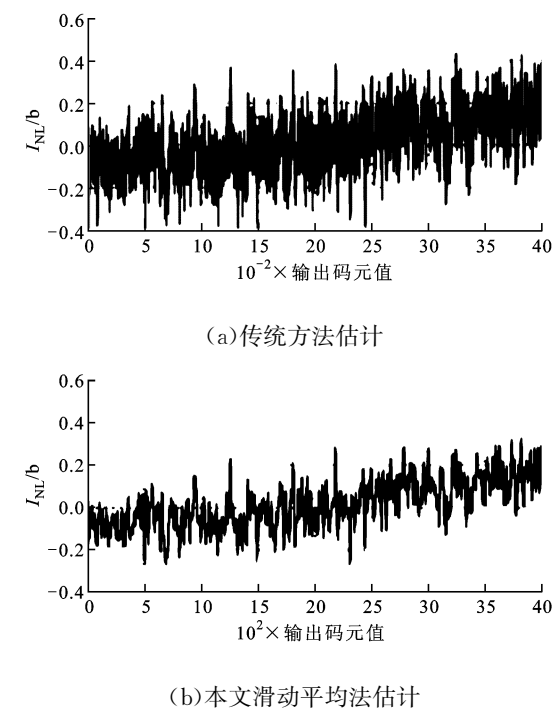


图2 采用2种方法对模拟12 b ADC的 I_{NL} 估计曲线

所采用的商用8 b ADC的最大量程为5 V,即电压变化范围为0~5 V. 输入正弦信号的频率为49.999 kHz、幅值为2.55 V、直流偏置电压为2.5 V(过驱动电压为50 mV),采样时钟频率为500 kHz. 由式(7)可知,为使ADC的 I_{NL} 估计达到0.10 b精度和99%置信度,需用逻辑分析仪采集 2.7×10^5 个样本点进行正弦波码直方图测试分析,同时采集 3×10^4 个样本点进行滑动平均法分析(P 为9),估计出的 I_{NL} 曲线如图3所示. 从图3中可以看出,滤波后的 I_{NL} 曲线紧密跟踪了 I_{NL} 曲线的变化,真实体现了 I_{NL} 的变化趋势. I_{NL} 的最大值分别为0.27 b和0.18 b,两者仅相差0.09 b,这也在工程测量的可接受范围.

所采用的商用12 b ADC的最大量程为2 V,即电压变化范围为-1~1 V. 输入正弦信号的频率为49.999 kHz、幅值为1.02 V、直流偏置电压为0 V(过驱动电压为20 mV),采样时钟频率为2 MHz. 同样地,为使ADC的 I_{NL} 估计达到0.10 b精度和99%置信度,需用逻辑分析仪采集 4.2×10^6 个样本点进行正弦波码直方图测试分析,估计出的 I_{NL} 曲线如图4a所示. 相应地,对 2.5×10^5 个样本点进行滑动平均法分析(P 为17),估计出的 I_{NL} 曲线如图4b所示. 从图4中可以看出,滤波后的 I_{NL} 曲线紧密跟踪了 I_{NL} 曲线的变化,真实体现了 I_{NL} 的变化趋势. I_{NL} 的最大值分别为0.47 b和0.36 b,两者仅相

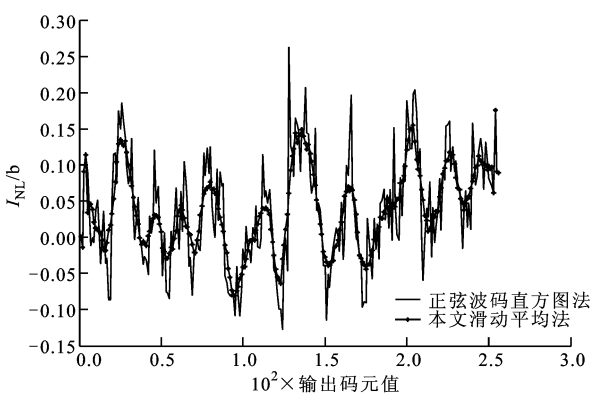


图3 8 b ADC的 I_{NL} 估计曲线

差0.11 b,这也在工程测量的可接受范围. 实验结果表明,本文提出的滑动平均法是切实可行的.

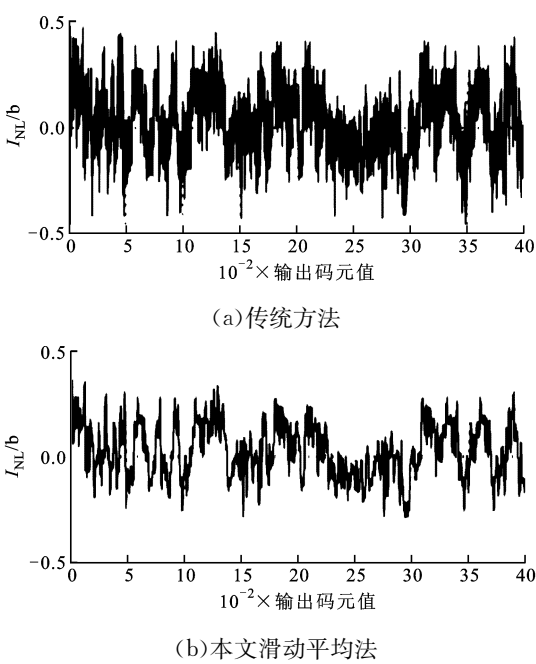


图4 采用2种方法对商用的12 b ADC的 I_{NL} 估计曲线

4 结束语

本文采用滑动平均滤波技术,对传统的正弦波码直方图测试法进行了改进,提出了一种加快ADC I_{NL} 估计的方法(滑动平均法),并对该方法进行了详细的理论分析,最后通过仿真和实验验证了这一方法. 结果表明,该方法能估计出ADC的 I_{NL} ,且样本点数大大减少.

参考文献:

[1] IEEE Instrumentation and Measurement Society. IEEE

Std. 1241-2000 IEEE standard for terminology and test methods for analog to digital converters [S]. New York, USA; The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. , 2000.

[2] IEEE Instrumentation and Measurement Society. IEEE Std. 1057-1994 (R2001) IEEE standard for digitizing waveform recorders [S]. New York, USA; The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. , 2001.

[3] 张鸿,陈贵灿,程军,等. 流水线模数转换器中高速低功耗开环余量放大器的设计[J]. 西安交通大学学报, 2008, 42(6): 751-755.

ZHANG Hong, CHEN Guican, CHENG Jun, et al. A low-power, high-speed open-loop residue amplifier for pipelined ADCs [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2008, 38(4): 850-855.

[4] 贾华宇,陈贵灿,程军,等. 流水线模数转换器的一种数字校准技术[J]. 西安交通大学学报, 2008, 42(8): 991-995.

JIA Huayu, CHEN Guican, CHENG Jun, et al. A digital calibration technique of pipeline analog-to-digital converter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2008, 42(8): 991-995.

[5] DOERNBERG J, LEE H S, HODGES D A. Full-speed testing of A/D converters [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1984, 19(6): 820-827.

[6] CARBONE P, Petri D. Noise sensitivity of the ADC histogram test [J]. IEEE Transactions on Instrument and Measurement, 1998, 47(4): 1001-1004.

[7] WAGDY M F. Effect of various dither forms on quantization errors of ideal A/D converters [J]. IEEE Transactions on Instrument and Measurement, 1989, 38(4): 850-855.

(编辑 刘杨)