

一种新的高分辨率 ADC 有效位数测试方法*

邱兆坤, 王伟, 马云, 陈曾平

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要 谱分析法和正弦拟合法是 ADC 动态特性测试的两种常用方法。但在测试信号源信噪比较低的情况下, 两种方法的测试结果都存在较大的偏差。提出了一种新的 ADC 动态性能测试方法, 该方法能较好消除信号源对测量结果的影响, 使得在普通信号源下可以测试高分辨率的 ADC。仿真分析证明了这一测试方法的正确性。最后给出了采用该方法对一 ADC 系统的实测结果。

关键词 高分辨率; A/D 转换器; 有效位数

中图分类号 TN957.52 **文献标识码** A

A New Method for Testing ENOB of High-resolution ADC

QIU Zhao-kun, WANG Wei, MA Yun, CHEN Zeng-ping

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract The spectrum analysis and sine wave curve fitting are the most common methods used for ADC dynamic performance tests. But if the SNR of signal source is lower than ADC system, there will be a bigger deviation in the test result. A new method is proposed to test dynamic performance. This method can eliminate the influence of signal source, through which the dynamic performance of high-resolution ADC can be tested with a conventional signal source. The simulation proves the validity of this method. Finally, the test result of an ADC system is given.

Key words high-resolution; A/D converter; ENOB (effective number of bits)

ADC 性能测试是进行 ADC 研究、新产品开发以及 ADC 生成与应用中不可缺少的重要环节。ADC 性能测试包括静态性能测试和动态性能测试。静态性能测试较为简单, 测试方法亦很成熟。但动态性能受很多因素的影响, 因此其测试较为复杂。在众多 ADC 动态性能测试方法中, FFT 法和正弦拟合法是最为常用的^[1, 2]。但这些方法都要求测试信号源具有 ADC 动态范围所要求的短时与长时稳定度, 以及可以忽略的谐波失真。若测试信号源信噪比较低, 则测试结果会有较大的偏差。随着 ADC 分辨率的提高, 对测试信号源的要求也越来越苛刻。因此, 在普通信号源下要想精确测试高分辨率 ADC, 采用常规的测试方法几乎是不可能的。

全面表征 ADC 动态特性的参数可多达数十项。例如信噪比 (SNR)、信噪谐波比 (SINAD)、有效位数 (ENOB)、总谐波失真 (THD)、无伪动态范围 (SFDR) 等。其中有效位数 (ENOB) 和信噪谐波比 (SINAD) 有着固定的线性关系, 也是衡量 ADC 系统动态特性的一个最为重要的指标。本文着重讨论 ENOB 的测量。

1 常规方法中信号源对 ENOB 测量的影响

1.1 基本测试方法

(1) FFT 法^[3~5]

FFT 法是对时域采集的一组数据进行 FFT 运算, 得到采样信号的傅立叶频谱。然后从频谱中计算信号、噪声及谐波分量的功率, 求出 SINAD, 并计算出 ADC 的 ENOB。计算公式为:

* 收稿日期: 2004-03-11
基金项目: 国家 863 基金资助项目 (2002AA731130)
作者简介: 邱兆坤 (1977-), 男, 博士生。

$$ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02} \tag{1}$$

信噪谐波比(SINAD)的计算方法:对 N 点采样序列进行 FFT 运算,假设信号所在的谱线位置为 K 和 $N - K - 1$,则有

$$SINAD = 10 \lg \left(\frac{S^2(K) + S^2(N - K - 1)}{\sum_{\substack{n=1 \\ n \neq K \\ n \neq N-K-1}}^{N-1} S^2(n)} \right) \tag{2}$$

采用 FFT 法时,为了避免频谱泄露,输入信号频率的选择应遵循以下原则:采样率 f_s 和输入信号频率 f_0 应满足 $f_0 = f_s M / N$,其中 M 为一合适的正整数。

FFT 法是 ADC 动态特性测试中最常用的方法,其优点是直观、简便、不需大的样本数,几乎所有 ADC 的失真都可在其输出频谱上表现出来。但这种方法也存在很大的局限性,它不能避免频谱泄露和 ADC 以外的误差源对测试带来的影响。例如当使用垂直分辨率较低的信号源测试高分辨率的 ADC 时,测试结果将存在较大的偏差。

(2) 正弦拟合法^[6]

满量程高纯度的正弦信号经 ADC 量化后,得到量化序列 $X(nT_s)$,以正弦函数为回归模型采用最小二乘法对量化序列进行回归分析,得到拟合函数 $X_f(t)$,对 $X_f(t)$ 进行 N 位无量化误差的理想采样,数字输出为 $X_{FD}(nT_s)$,进一步计算出 $X(nT_s)$ 与 $X_{FD}(nT_s)$ 之间的均方根误差 e 后,可得有效位数为:

$$ENOB_{ADC} = N - \log_2 \left(\frac{e}{\delta_Q} \right) \tag{3}$$

式中 δ_Q 为 N 位 ADC 量化误差均方根的理论值 $\Delta / \sqrt{12}$ 。

正弦拟合法是在时域对 ADC 的动态特性给出总体描述,只能测量一个 ADC 参数,不能测量其它的特性参数。在信号源谐波失真不可忽略时,则很难发现和处理。因此,其测量精度对测试信号源具有很强的依赖性。

1.2 信号源对 ENOB 测试的影响

采用以上介绍的方法测试 ADC 的动态特性时,信号源质量对 ENOB 的测量存在很大的影响。若 ADC 有效位的测量值为 $ENOB_{msd}$,真实值为 $ENOB_{ADC}$,所用信号源的分辨率为 $ENOB_{src}$,则由信号源引入的测量误差 $\Delta ENOB = ENOB_{ADC} - ENOB_{msd}$ 可表示为^[7]:

$$\Delta E = \frac{10}{6.02} \lg \left(1 + 10^{\frac{6.02(ENOB_{ADC} - ENOB_{src})}{10}} \right) \tag{4}$$

信号源对 ENOB 测试误差的影响如图 1 所示。

J. Basílio Simões^[7]等人提出了一种在低分辨率信号源情况下 ADC 信噪比(SNR)的测试方法。但是当将 ADC 产生的谐波分量计入噪声时,即测试 ADC 的信噪谐波比(SINAD)时,这一方法就完全不适应了。而在 IEEE-1241 标准中,有效位数是按式(1)计算的,即必须测量出 SINAD 才能计算有效位数。另外当信号源含有不可忽略的谐波分量时,这一方法也不能准确测试 ADC 的动态特性。

下面推导一种新的测试方法,该方法不仅在信号源信噪比较低(谐波分量可忽略)的情况下可以准确测量 ADC 的 SINAD,即使在信号源含有不可忽略的谐波分量时,也能较准确地反映 ADC 的动态特性,从而可以完成在信号源性能较差的情况下高分辨率 ADC 动态有效位数的测量工作。

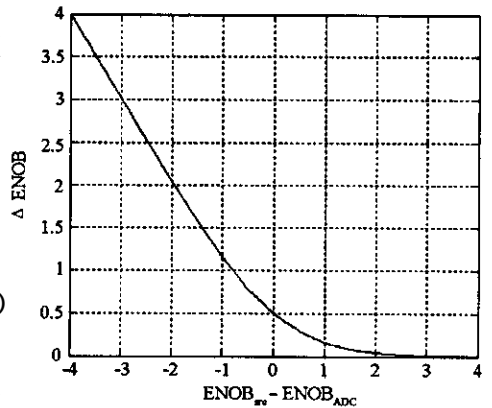


图 1 信号源对 ENOB 测量的影响
Fig.1 Effect on measured ENOB by signal source

2 新的测试方法

理想 N 位 ADC 量化噪声是一个在 $[-\Delta/2, \Delta/2]$ 之间服从均匀分布的随机变量, Δ 为量化电平, 噪声功率为 $\delta_Q^2 = \Delta^2/12$ 。输入满量程的正弦信号 $s(t)$, 幅度为 A , 则信号功率为 $\delta_s^2 = A^2/2$ 。这样可以得到理论上的信号对量化噪声的信噪比:

$$\text{SNR} = 10\lg\left(\frac{\delta_s^2}{\delta_Q^2}\right) = 6.02N + 1.76\text{dB} \quad (5)$$

但在实际测量中, 信号源不可能输出理想的正弦波, 而是包含一定噪声和谐波分量的信号, 记为:

$$s'(t) = A\sin(\omega t) + \sum_{m=2}^H A_m \sin(m\omega t) + n(t) \quad (6)$$

式中 $n(t)$ 为一白噪声, 功率为 δ_{sn}^2 ; 信号中包含的 H 次谐波功率为 δ_{sh}^2 。实际 ADC 的噪声也不仅仅是量化噪声, 还包含其它的噪声和谐波。例如 ADC 的微分非线性和积分非线性误差带来的噪声和谐波、采样时钟抖动引入的噪声、系统的热噪声、印刷电路板内信号之间串扰带来的噪声等。由于这些噪声及谐波的存在, 测量得到的信噪谐波比 $\text{SINAD}_{\text{msd}}$ 要低于理论计算的信噪比。

测量中这些噪声和谐波可以分为两类, 一类是 ADC 系统自身的噪声和谐波, 功率记为 δ_{ADC}^2 ; 另一类是测试信号源引入的噪声和谐波, 功率记为 $\delta_{sn}^2 + \delta_{sh}^2$ 。前者是 ADC 系统固有的, 是造成 ADC 动态特性恶化的根源, 在测量结果中应该得以反映。而后者则是由测试设备带来的, 是测量误差的直接来源。在测试高分辨率 ADC 时, 要忽略这一误差则对信号源有苛刻的要求。例如测试 16-bit 的 ADC 时, 要忽略信号源对测试带来的误差, 则要求信号源的分辨率高达 18 位。这样的信号源在一般实验条件下很难获得。

通常信号源性能是由信噪比 SNR 这一指标来衡量的, 并且信号幅度在相当大的输出范围内变化时 SNR 基本保持不变^[7,8], 也就是说当输出信号幅度衰减 k 倍时, 噪声功率将衰减 k^2 倍。当输出信号含有高次谐波时, 谐波幅度一般也是和信号幅度按同比衰减。而 ADC 系统固有的噪声则是和输入信号幅度不相关的, 不会随输入信号幅度的改变而变化。因此当信号幅度衰减 k 倍时, 测量得到的信噪谐波比可表示为:

$$\text{SINAD}_{\text{msd}} = 10\lg\left(\frac{\delta_s^2/k^2}{\delta_{\text{ADC}}^2 + \delta_{sn}^2/k^2 + \delta_{sh}^2/k^2}\right) \quad (7)$$

将(7)式表示成信噪谐波比的指数形式为:

$$10^{-\text{SINAD}_{\text{msd}}/10} = k^2 \times 10^{-\text{SINAD}_{\text{ADC}}/10} + 10^{-\text{SINAD}_{\text{src}}/10} \quad (8)$$

式中 $\text{SINAD}_{\text{src}} = 10\lg\left(\frac{\delta_s^2}{\delta_{sn}^2 + \delta_{sh}^2}\right)$ 为信号源的信噪谐波比。

由式(8)可以看出, 在指数形式表示下, 信号源对测试结果的影响为一常量, 当信号源输出不同幅度信号时, 可以通过两次测量值相减而抵消。信号幅度衰减 k_1 倍时测得的信噪谐波比记为 $\text{SINAD}_{\text{msdk}_1}$, 衰减 k_2 倍时为 $\text{SINAD}_{\text{msdk}_2}$ 。分别代入式(8)可得:

$$10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_1}/10} = k_1^2 \times 10^{-\text{SINAD}_{\text{ADC}}/10} + 10^{-\text{SINAD}_{\text{src}}/10} \quad (9)$$

$$10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_2}/10} = k_2^2 \times 10^{-\text{SINAD}_{\text{ADC}}/10} + 10^{-\text{SINAD}_{\text{src}}/10} \quad (10)$$

式(10)-(9)得:

$$(k_2^2 - k_1^2) \times 10^{-\text{SINAD}_{\text{ADC}}/10} = 10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_2}/10} - 10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_1}/10} \quad (11)$$

由式(11)可以得出被测 ADC 系统的真实信噪谐波比:

$$\text{SINAD}_{\text{ADC}} = 10\lg\left(\frac{k_2^2 - k_1^2}{10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_2}/10} - 10^{-\text{SINAD}_{\text{msdk}_1}/10}}\right) \quad (12)$$

由此可计算出 ADC 真实的有效位数为：

$$\text{ENOB}_{\text{ADC}} = \frac{\text{SINAD}_{\text{ADC}} - 1.76}{6.02} \quad (13)$$

实际测试中为了消除单次测量中的偶然误差,可以将同一信号衰减 M ($M \geq 2$)次对 ADC 系统进行测试,然后将 M 个测量的结果两两组合,得到 C_M^2 个 ENOB_{ADC} 的测量值,取平均作为 ADC 系统有效位数的最终测量结果。具体步骤如下：

Step 1: 将信号幅度衰减 k_1 倍输入被测 ADC 系统,对采样序列做 FFT 运算,按照式(2)计算 $\text{SINAD}_{\text{msdk}_1}$ ；

Step 2 将信号幅度衰减 $k_2 \dots k_M$ 倍,重复 Step 1,得到 $\text{SINAD}_{\text{msdk}_2} \dots \text{SINAD}_{\text{msdk}_M}$ ；

Step 3 将 M 个测量结果两两组合代入式(12),计算 $\text{SINAD}_{\text{ADC}}$,并按照式(13)算出 ENOB_{ADC} ,共得 C_M^2 个测量值；

Step 4 将 C_M^2 个测量值取平均作为最终的测量结果。

在测试过程中尽管对每一 k 值的信噪谐波比都是采用 FFT 方法计算的,但计算 ADC 的真实信噪谐波比是通过式(12)进行的,这样可以减少频谱泄露对测量结果的影响。另外最终有效位数的测量是通过多次平均得到的,因此又可避免单次测量中偶然误差的影响。

3 仿真及实测结果

为了验证测量方法的准确性,对 N 位理想 ADC 动态特性测量进行了如下的仿真。被测 ADC 分辨率为 14 位,测试信号源分辨率为 10 位,并且含有 5 次谐波。幅度分别为:2 次谐波 -72dB,3 次谐波 -84dB,4 次谐波 -90dB,5 次谐波 -100dB。其它参数分别是:采样频率 $f_s = 40\text{MHz}$,信号频率 $f_0 = 1\text{MHz}$,采样长度 $N = 4096$ 点,FFT 窗函数为汉宁窗,以主频附近 10 个频点作为信号能量。当输入信号衰减幅度不同时,测量结果如表 1 所示。从测量结果可以看出,由于测试信号源的影响,测得的有效位数和真实值存在很大的偏差。

表 1 不同 k 值下 ENOB 的仿真结果

Tab.1 ENOB simulations with different k

k	$\text{SINAD}_{\text{msdk}}$ (dB)	$\text{ENOB}_{\text{msdk}}$
1.12	58.62	9.45
2	58.60	9.44
10	57.59	9.27
31.62	53.63	8.62

表 2 不同 k_1, k_2 下 ENOB 的仿真计算结果

Tab.2 ENOB simulations with different k_1, k_2

k_1	k_2	ENOB_{ADC}	k_1	k_2	ENOB_{ADC}
1.12	2	14.05	2	10	13.70
1.12	10	13.71	2	31.62	13.87
1.12	31.62	13.87	10	31.62	13.89

分别取不同 k 值的组合代入式(12),计算 ADC 的信噪谐波比 $\text{SINAD}_{\text{ADC}}$,共有 6 个测量值,并按式(13)求出有效位数 ENOB_{ADC} ,结果如表 2 所示。

对 6 次计算结果取平均,得到动态有效位的最终测量值 $\text{ENOB} = 13.80$,可见这一结果较准确地反映了 ADC 的真实分辨率。

采用该方法对实际 ADC 系统进行了动态特性测量。测试信号源为 Sony-Tektronix AWG520 任意波形发生器,其垂直分辨率为 10 位,无伪动态范围 -53dB。被测 ADC 系统是采用 14 位分辨率高性能 A/D 转换器 AD6644 所设计的高速数据采集卡。由上文分析可知,采用传统方法测试如此高分辨率的 ADC 系统时,要获得较准确的测量值,信号源分辨率要高于 16 位,且谐波分量可以完全忽略。显然 AWG520 型号的信号源远达不到这一要求。

在测试过程中,为了获得同一信号不同幅度的衰减,信号源输出信号经 HP8494B、8495B 衰减器衰减后注入被测 ADC 系统。在不同幅度衰减下采用 FFT 法的测量结果如表 3 所示。表 3 第一列为信号衰减的 dB 值,第二列为对应的衰减因子。采样频率 $f_s = 40\text{MHz}$,输入信号频率为 1MHz 。

表 3 不同信号幅度下 ENOB 的测量值

Tab.3 Measured value of ENOB under different signal amplitude

dB	k	$SINAD_{msdk}$	$ENOB_{msdk}$
		(dB)	
0	1	59.17	9.54
10	3.16	56.55	9.10
20	10	48.92	7.83
30	31.62	38.01	6.02

表 4 不同 k_1 、 k_2 下 ENOB 的实测计算结果Tab.4 Measured value of ENOB with different k_1 、 k_2

k_1	k_2	$ENOB_{ADC}$	k_1	k_2	$ENOB_{ADC}$
1	3.16	11.26	3.16	10	11.22
1	10	11.22	3.16	31.62	11.01
1	31.62	11.01	10	31.62	10.99

按照式(12)(13)计算得到的6次测量值如表4所示。6次测量结果的平均值作为被测14位ADC系统的测量结果 $ENOB = 11.12$ 。从这一结果可以看出,被测14位的ADC系统自身存在较大的噪声。

采用本文提出的方法测量14位ADC系统,消除了信号源的影响,体现了系统自身的不足,为进一步改进高性能ADC系统设计提供了依据。在本次测量中,由于数据采集卡为嵌入式设备,电源来自工控机内部开关电源,采样时钟也是由系统主时钟分频得到的,因此较高的噪声电平是不可避免的。在以后设计中,可以从ADC供电和采样时钟方面入手,进一步提高ADC性能。

4 结论

在ADC系统性能测试时,噪声是由多种因素引入的。本文在分析不同因素与输入信号幅度的关系这一基础上,提出了一种新的测试方法。这一方法具有以下优点(1)消除了信号源对测量结果的影响(2)避免了单次测量带来的偶然误差(3)克服了FFT方法中无法避免的频谱泄露对测量结果的影响。通过仿真分析可以看出,这一方法在一般测试条件下能够较准确地反映出被测ADC系统的真实特性。在信号源分辨率为10位的情况下,采用这一方法对14位数据采集卡的测量结果也较客观地反映了采集卡的性能。因此,本文提出的方法为高分辨率ADC在测试条件有限的情况下进行性能评估提供了一种有效方法,具有很强的实用意义。

参考文献:

- [1] IEEE TC-10. IEEE Std.1241 Draft-Standard for Terminology and Test Methods for Analogy-to-Digital Converter[S]. Version VS022500, February 2000.
- [2] IEEE TC-10. IEEE Std.1054-94-IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders[S]. December 1994.
- [3] Jenq Y C. Measuring Harmonic Distortion and Noise Floor of an A/D Converter Using Spectral Averaging[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1988, 37(4).
- [4] 沈兰荪. 高速数据采集系统的原理与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,1995:28-254.
- [5] Clayton C, McClean J A, McClean G J. FFT Performance Testing of Data Acquisition System[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1986, 35(2).
- [6] Kuffel J, McComb T, Malewski. Comparative Evaluation of Computer Methods for Calculating the Best Fit Sinusoid to the High Purity Sine Wave[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1987, 36(2).
- [7] Simões J B. Testing High-resolution Digitizers Using Conventional Signal Source[J]. Meas. Sci. Technol., 1998, 9.
- [8] Simões J B et al. A New Method for Testing the Effective Number of Bits of Analog to Digital Converter[A]. IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference, 1996.

