

基于滤波器组并行交替型 ADC 系统通道失配误差的分析*

李玉生, 安琪

(中国科学技术大学近代物理系快电子学实验室, 安徽合肥 230026)

摘要:通道失配误差(如偏置误差、增益误差和时间相位误差)严重降低了并行交替型 ADC(time-interleaved ADC, TIADC)系统的信纳比. 我们给出了基于滤波器组的三种通道失配误差详尽的分析, 表明增益误差和时间相位误差相互影响, 而偏置误差则单独起作用; 同时对在信号分析领域占重要地位的正弦信号进行了分析, 给出了通道失配误差的频谱图像; 并进一步推导了信纳比的公式和无伪波动态范围的公式; 给出了时钟抖动和量化噪声对 TIADC 的影响. 这些公式可为 TIADC 通道失配误差的容忍范围提供参考, 也可为消除 TIADC 通道失配误差提供理论依据.

关键词:并行交替型 ADC; 偏置误差; 增益误差; 时间相位误差; 信纳比; 无伪波动态范围

中图分类号: TN79; O241.1 **文献标识码:** A

Analyses of channel mismatch effects in time-interleaved ADC system based on multirate filter banks

LI Yu-sheng, AN Qi

(Fast Electronics Lab, Department of Modern Physics, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

Abstract: Because mismatches, such as offset error, gain error as well as time-skew error, may degrade SINAD (signal-to-noise-and-distortion ratio) of the time-intetrleaved ADC (TIADC) system, an explicit analysis of such three channel mismatch effects in the time-interleaved ADC system based on the filter-bank method was presented. The formulas of spectra were established for all of offset, gain and timing mismatches to exist together. It is clarified that the gain and timing mismatch effects interact with each other but the offset mismatch effect is independent of either of them. Since the sinusoidal signal plays a fundamental role in signal analysis field, its properties were also analyzed in detail, and the mismatch distortion figure in spectrum was given. Further, the formulas of the SINAD and SFDR were derived to quantify the dynamic performance of the time-interleaved ADC due the mismatch errors. At last the effects of the clock jitter and quantization noise to TIADC were given. The derived formulas can be used to support engineers in finding their mismatch requirements in TIADC system, and can also be used for calibrating algorithms to compensate for the channel mismatch effects.

Key words: time-interleaved ADC (TIADC); offset error; gain error; time-skew error; signal-to-noise-and-distortion ratio (SINAD); spurious-free dynamic range (SFDR)

* 收稿日期: 2005-09-15; 修回日期: 2006-04-18

基金项目: 国家自然科学基金(10476028), 中国科学技术大学研究生创新基金, 安徽省高校“物理电子学”省级重点实验室资助.

作者简介: 李玉生, 男, 1980年生, 博士生. 研究方向: 高速模拟数字信号处理, 并行信号处理, 超高速模数转换. E-mail: yshli@ustc.edu

通讯作者: 安琪, 教授. E-mail: anqi@ustc.edu.cn

0 引言

随着采集技术的广泛应用,人们对数据采集系统的指标提出了越来越高的要求,特别是采样率已成为数据采集系统的设计者和使用者十分关注的一项指标.在许多场合,尤其是在观测单次瞬变信号时,往往要求数据采集系统的采样率达到几百 Msps (mega samples per second),甚至上 Gsps (giga samples per second).为了提高数据采集系统的采样率,并行交替型 ADC (time-interleaved ADC, TIADC) 的结构被采用^[1].采用并行的结构可以大大提高系统的采样率^[2~6].它的缺点是由于各通道 ADC 不完全一致,三种通道失配误差被引入系统.一是时间相位误差 (time-skew error),这是由于多相时钟不完全理想及 PCB 板布线的延迟不一样而引起的采样点的偏离带来的误差;另一种是由采样电路和量化过程中各通道增益不一致而引起的增益误差 (gain error);第三种是由各通道直流偏置不一致而引起的偏置误差 (offset error).

这三种通道失配误差严重影响整个并行 ADC 系统的性能,并成为整个系统设计的关键^[7],其对 TIADC 系统影响的定量分析便成为一个重要问题. Jenq 首次给出了对非均匀采样信号的数字频谱分析,从而给出了时间相位误差的频域分析^[8,9].文献 [10] 给出了三种时域分析,该方法在四通道时已经很繁琐,很难推广到更多通道的情况.文献 [11] 给出了时钟相位偏差和采样保持电路的影响.本文在上面的基础上,首先对 TIADC 系统的滤波器组建模,导出了融合三种通道失配误差在一起的频谱公式,表明了增益误差和时间相位误差相互影响,而偏置误差则单独起作用;然后对在信号分析领域占重要地位的正弦信号进行了分析,得出了失配误差的频谱图像,并进一步推导了信纳比 (signal-to-noise-and-distortion ratio, SINAD) 和无伪波动态范围 (spurious-free dynamic range, SFDR) 的公式;最后给出了时钟抖动和量化噪声对 TIADC 的影响.

1 并行交替型 ADC 系统的建模及通道失配误差的分析

并行交替型 ADC 系统原理如图 1 所示,其中每个通道的采样时刻由图 2 所示的多相时钟决定.对一个 M 通道的并行交替型 ADC 系统,第 m 个通道的采样时刻为 $t_m = kMT_s + mT_s, m = 0, 1, \dots, M-1$,

每个通道 ADC 的采样率为 $1/T_1 = f_s/M$, 这里 $T_1 = MT_s$, 整个系统的等效采样率为 f_s . 实际上由于各通道的时间相位偏差 $r_m T_s$ 使得实际采样时刻为 $t_m = kMT_s + mT_s - r_m T_s$, 第 m 通道的增益和偏置误差分别为 $g_m = 1 + \Delta g_m$ 和 Δo_m , 这样实际采样后的序列为

$$\left. \begin{aligned} x_m[k] &= g_m u(kMT_s + mT_s - r_m T_s) + \Delta o_m, \\ m &= 0, 1, \dots, M-1. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

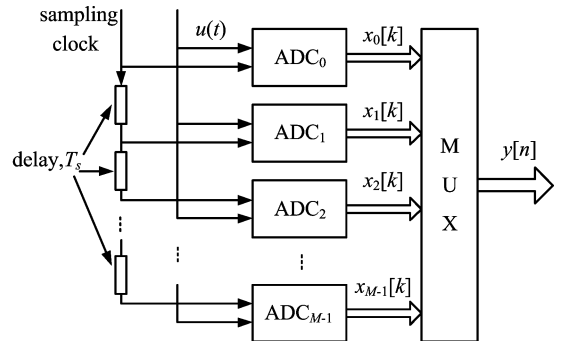


图 1 并行交替型 ADC 系统的多相时钟

Fig. 1 Block diagram of the time-interleaved ADC system

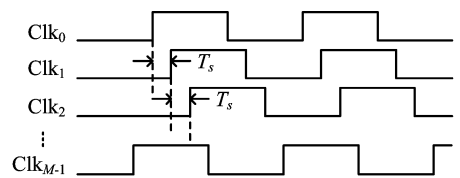


图 2 并行交替型 ADC 系统的多相时钟

Fig. 2 Multiphase clock for the time-interleaved ADC system

最后系统的输出序列为 $y[n] = x_{n \bmod M} [n/M]$. 并行交替型 ADC 系统的基本原理是通过时钟的延时而控制各通道 ADC 在不同的时刻采样; 我们可以用信号的延时来等效时钟延时, 而各路 ADC 同时采样. 这样并行交替型 ADC 系统可用图 3 等效模型表示. 这里模拟分解滤波器组 (analog analysis filter banks) 为延迟器^[12], 即 $H_m(j\Omega) = e^{j\Omega(mT_s - r_m T_s)}$, $m = 0, \dots, M-1$. 它把输入模拟信号 $u(t)$ 分解为经过延迟的子带信号 $u_m(t)$. 然后子带信号 $u_m(t)$ 被送入各通道 ADC 进行采样, 得到采样序列 $u_m[k] = u(kMT_s + mT_s - r_m T_s)$. 设单通道的归一化频率 $\omega_1 = \Omega T_1$, 忽略量化, 采样序列 $u_m[k]$ 的 Fourier 变换可表示为^[14]

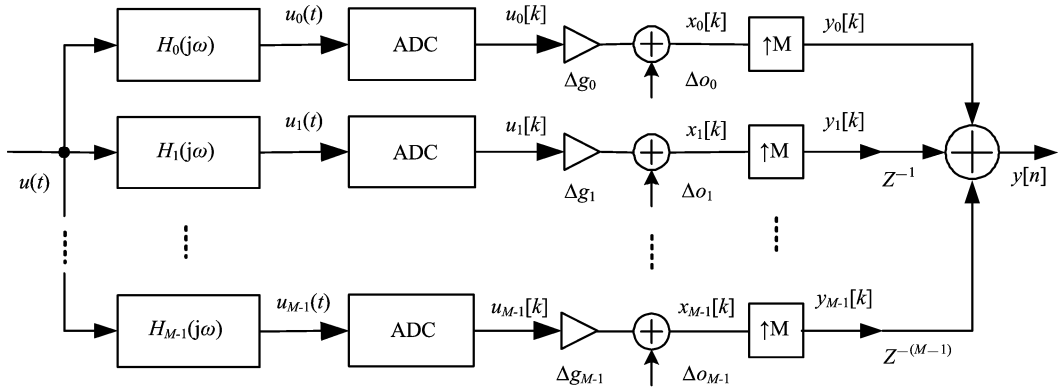


图 3 并行交替型 ADC 系统的滤波器组模型

Fig. 3 Multirate filter bank model for the time-interleaved ADC system

$$U_m(e^{j\omega}) = \frac{1}{MT_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_m\left(\frac{j\omega_1}{MT_s} - \frac{j2\pi k}{MT_s}\right) U\left(\frac{j\omega_1}{MT_s} - \frac{j2\pi k}{MT_s}\right). \quad (2)$$

加入增益误差和偏置误差得到序列 $x_m[k]$, 其 Fourier 变换为

$$X_m(e^{j\omega_1}) = g_m U_m(e^{j\omega_1}) + \frac{2\pi\Delta o_m}{M} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\frac{\omega_1}{M} - \frac{2\pi k}{M}\right). \quad (3)$$

设系统的归一化频率为 $\omega = \Omega T_s = \omega_1/M$. 根据多速率信号处理的基本理论^[13]有 $Y_m(e^{j\omega}) = X_m(e^{j\omega_1})$, 经过内插重构的序列 $y[n]$ 的 Fourier 变换为 $Y(e^{j\omega}) = \sum_{m=0}^{M-1} Y_m(e^{j\omega}) e^{-jm\omega}$, 把式(2)和式(3)代入并经过简单计算可得

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A(k, g_m, r_m) U\left(\frac{j(\omega - 2\pi k)}{T_s}\right) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} B(k, \Delta o_m) 2\pi\delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{M}\right). \quad (4)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} A(k, g_m, r_m) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} g_m e^{-j(\omega - 2\pi k/M)r_m} e^{-j2\pi mk/M}, \\ B(k, \Delta o_m) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \Delta o_m e^{-j2\pi mk/M}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式(4)就是融合三种通道失配误差在一起的频谱公式, 在通道失配误差为零, 即 $g_m = 1, r_m = \Delta o_m = 0$ 时, 并行交替采样退化为均匀采样. 可以证明此时式(4)就退化为著名的均匀采样后的频谱公式^[14].

2 对正弦信号的分析与误差引起失真的度量

因为正弦信号在信号分析领域中占有很重要的

地位. 下面对正弦信号进行分析, 设正弦信号为 $u(t) = Ae^{j\omega_0 t/T_s}$.

于是式(4)变为

$$Y(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_s(k, g_m, r_m) 2\pi\delta(\omega - \omega_0 - 2\pi k/M) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_s(k, \Delta o_m) 2\pi\delta(\omega - 2\pi k/M). \quad (6)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} A_s(k, g_m, r_m) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} g_m e^{-j\omega_0 r_m} e^{-j2\pi mk/M}, \\ B_s(k, \Delta o_m) &= B(k, \Delta o_m). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式(6)给出了正弦波经 TIADC 采样后的数字频谱, 如图 4 所示. 从式(6)可看出由时间相位误差和增益误差引起的失真谱线的频点为 $2\pi m/M \pm \omega_0, m=0, 1, \dots, M-1$, 对应幅度为 $A_s(k, g_m, r_m)$; 由偏置误差引起的谱线的频点为 $2\pi m/M, m=0, 1, \dots, M-1$, 对应幅度为 $B_s(k, \Delta o_m)$. 从式(6)和图 4 可看出时间相位误差和增益误差引起的谱线的频点是相同的, 且与输入信号的频率相关, 而这些频点的谱线

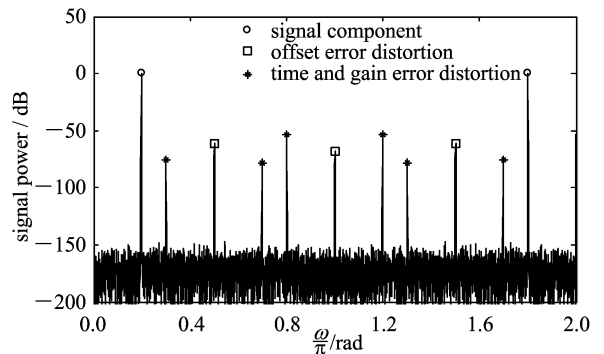


图 4 正弦信号经 TIADC 采样后的频谱

Fig. 4 The spectrum of the TIADC output for a sinusoidal input

幅度是这两种误差共同作用的结果. 偏置误差产生的谱线的频点与输入信号无关, 引起固定的频谱失真. 为了定量给出三种通道失配误差对 TIADC 性能指标的影响, 这里我们分别给出在三种误差下 SINAD 和 SFDR 的公式来定量三种通道失配误差.

2.1 时间相位误差引起的失真

当 $g_m=1, \Delta o_m=0$, 可导出时间相位误差 $r_m T_s$ 引起的失真, 此时式(7)变为

$$A_s(k, 1, r_m) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\omega_0 r_m} e^{-j2\pi km/M},$$

显然有限序列 $[A_s(k, 1, r_m), k=0, \dots, M-1]$ 是有限序列 $[e^{-j\omega_0 r_m}/M, m=0, \dots, M-1]$ 的离散傅立叶变换 (discrete Fourier transform, DFT), 根据帕塞伐尔定理 (Parseval's theorem)^[15] 有

$$\sum_{k=0}^{M-1} |A_s(k, 1, r_m)|^2 = M \sum_{k=0}^{M-1} \left| \frac{e^{-j\omega_0 r_m}}{M} \right|^2 = 1.$$

由时间相位误差引起的 SINAD 的公式可简洁表示为

$$\text{SINAD}_{\text{time}} = 10 \log_{10} \left(\frac{|A_s(0, 1, r_m)|^2}{1 - |A_s(0, 1, r_m)|^2} \right). \quad (8)$$

一般时钟相位偏差相对时钟周期比较小, 即 $r_m \ll 1$, 显然平均值 $E(r_m) \ll 1$, 这时有

$$\begin{aligned} |A_s(0, 1, r_m)|^2 &= \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\omega_0 r_m} \right|^2 \approx \\ &\left(1 - \frac{1}{2} \omega_0^2 E[r^2] \right)^2 + \omega_0^2 E[r]^2 \approx \\ &1 - \omega_0^2 (E[r^2] - E[r]^2) = \\ &1 - \omega_0^2 \sigma_r^2. \end{aligned} \quad (9)$$

这里 $\sigma_r^2 = E[r^2] - E[r]^2$, 于是式(8)变为

$$\text{SINAD}_{\text{time}} \approx 10 \log_{10} \left(\frac{1 - \omega_0^2 \sigma_r^2}{\omega_0^2 \sigma_r^2} \right) \approx -20 \log_{10} (\omega_0 \sigma_r), \quad (10)$$

由时间相位误差引起的 SFDR 的公式为

$$\text{SFDR}_{\text{time}} = 20 \log_{10} \left(\frac{|A(0, 1, r_m)|}{\max_{k=1, \dots, M-1} \{|A(k, 1, r_m)|\}} \right). \quad (11)$$

2.2 增益误差引起的失真

当 $r_m=0, \Delta o_m=0, g_m=1+\Delta g_m$, 此时

$$A_s(k, g_m, 0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} g_m e^{-j\omega_0 m/M}.$$

当 $k=0$ 时, 有 $A_s(0, g_m, 0) = \sum_{m=0}^{M-1} g_m/M = E[g_m]$,

并且利用帕塞伐尔定理可得 $\sum_{k=0}^{M-1} |A_s(k, g_m, 0)|^2 =$

$M \sum_{k=0}^{M-1} |g_m/M|^2 = E(g_m^2)$. 于是增益误差引起的 SINAD 的公式为

$$\begin{aligned} \text{SINAD}_{\text{gain}} &= 10 \log_{10} \left(\frac{|A(0, g_m, 0)|^2}{\sum_{k=1}^{M-1} |A(0, g_m, 0)|^2} \right) = \\ &10 \log_{10} \left(\frac{E[g_m]^2}{E[g_m^2] - E[g_m]^2} \right). \end{aligned} \quad (12)$$

一般增益偏差的平均值 $E[\Delta g_m] \ll 1$, 即

$$\begin{aligned} E[g_m] &= E[1 + \Delta g_m] \approx 1, \\ E[g_m^2] - E[g_m]^2 &= \sigma_g^2 = \sigma_{\Delta g}^2, \end{aligned}$$

这时有

$$\text{SINAD}_{\text{gain}} = 20 \log_{10} \left(\frac{1 + E[\Delta g_m]}{\sigma_{\Delta g}} \right) \approx -20 \log_{10} (\sigma_{\Delta g}). \quad (13)$$

由增益误差引起的 SFDR 的公式为

$$\text{SFDR}_{\text{gain}} = 20 \log_{10} \left(\frac{|A_s(0, g_m, 0)|}{\max_{k=1, \dots, M-1} \{|A_s(k, g_m, 0)|\}} \right). \quad (14)$$

2.3 偏置误差引起的失真

当 $r_m=0, g_m=1$ 时, 此时式(9)变为

$$\begin{aligned} Y(e^{j\omega}) &= 2\pi A \delta(\omega - \omega_0) + \\ &\sum_{k=-\infty}^{\infty} B_s(k, \Delta o_m) 2\pi \delta(\omega - 2\pi k/M). \end{aligned} \quad (15)$$

式(15)的前项表示输入的正弦信号, 后项表示有偏置误差引起的失真. 设输入信号的能量表示为 $\sigma_u^2 = A^2/2$, 而根据帕塞伐尔定理, 由偏置误差带来的失真能量为

$$\text{SINAD}_{\text{offset}} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sigma_u}{\sigma_{\Delta o}} \right). \quad (16)$$

当输入信号归一化后, 有 $\sigma_u^2 = 1$, 此时由偏置误差引起的信纳比 SINAD 的公式变为

$$\text{SINAD}_{\text{offset}} = -20 \log_{10} (\sigma_{\Delta o}).$$

由偏置误差引起的 SFDR 的公式为

$$\text{SFDR}_{\text{offset}} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sigma_u}{\max_{k=0, \dots, M-1} \{|B(k, \Delta o_m)|\}} \right). \quad (17)$$

2.4 失配误差引起的失真

上面我们分别对时间相位误差、增益和偏置误差引起的频谱失真作了定量的分析, 下面给出三种误差引起的总失真定量分析. 显然对正弦波, 由失配误差引起的信纳比为三种误差引起失真的总和:

$$\text{SINAD}_{\text{total}} \approx -10 \log_{10} (\omega_0^2 \sigma_r^2 + \sigma_{\Delta g}^2 + \sigma_{\Delta o}^2 / \sigma_u^2). \quad (18)$$

由通道失配误差引起的 SFDR 的公式为

$$\text{SFDR}_{\text{total}} = 10\log_{10}(1/\max\{F_{\Delta o}, F_{\Delta t, \Delta g}\}). \quad (19)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} F_{\Delta o} &= \frac{\max_{k=0, \dots, M-1} \{|B(k, \Delta o_m)|^2\}}{\sigma_u^2}, \\ F_{\Delta t, \Delta g} &= \frac{\max_{k=1, \dots, M-1} \{|A(k, g_m, r_m)|^2\}}{|A(0, 1, r_m)|^2}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

3 仿真结果及其分析

为了进一步说明导出公式的正确性和有效性, 我们给出了四通道的并行交替型 ADC 系统的仿真并与其进行对比. 其中, 每个 ADC 的采样率为 250 Msps, 即整个系统的等效采样率为 1 Gsps. 仿真在 Matlab 中进行, ADC 用理想的 ADC 替代, 即只考虑 ADC 的量化噪声. 这里把输出信号量化为 12 位. 这四个通道引入的时间相位误差为

$$\mathbf{r} = [0 \quad -0.04 \quad 0.02 \quad -0.01];$$

各通道的增益为 $\mathbf{g} = [1 \quad 0.992 \quad 1.005 \quad 0.994]$; 偏置误差为 $\mathbf{o} = [20 \quad -9 \quad 10 \quad 8]$ LSB. 输入信号的频率从 DC 到 $f_s/2$ 均匀地选择一系列频率点, 根据图 3 给出的 TIADC 的模型进行仿真得到 SINAD 和 SFDR, 然后与本文导出公式计算的结果进行对比. 图 5、图 6 分别给出了对三种误差下 TIADC 的 SINAD 和 SFDR 仿真结果与公式计算结果的比较, 从图中可以看出两种结果吻合很好.

4 对时钟抖动和量化噪声的考虑

在上面对三种通道失配误差的讨论中忽略了时钟抖动(jitter)和量化噪声(quantization noise)的影响, 为了研究的完整性, 下面将给出对时钟抖动和量化噪声的分析. 这里假定时钟抖动和量化都与输入信号不相关. 一般情况下, 我们总是假定时钟抖动具

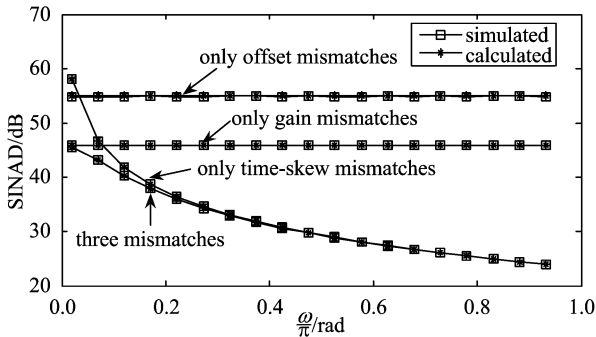


图 5 SINAD 仿真与公式计算结果的比较

Fig. 5 Comparison between SINAD of the simulation and formula calculation

有 Gaussian 分布(Gaussian distribution)

$$P(t_j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_j} e^{-t_j^2/(2\sigma_j^2)}.$$

为了导出时钟抖动对信纳比的影响, 用一个 M 通道的 TIADC, 每个通道采样 N 点, 这相当于用一个 MN 通道的 TIADC(每 N 通道都是相同的, 这里假定 N 比较大). 这样由式(9)可得

$$\begin{aligned} |A_s(0, 1, r_l)|^2 &= \left| \frac{1}{MN} \sum_{l=0}^{MN-1} e^{-j\omega_0 r_l} \right|^2 = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega_0 r_{mN+n}} \right|^2 = \\ &= \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega_0 r_{n,m}} \right|^2 = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} E_n[e^{-j\omega_0 r_{n,m}}] \right|^2 \approx \\ &= \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega_0 r_m} P(r_m) dr_m \right|^2 = \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{1}{2}\omega_0^2 \sigma_{r,m}^2} \right|^2. \end{aligned} \quad (21)$$

一般有时钟抖动的 RMS 值 $\sigma_{r,m} \ll 1$, 由式(21)可得信号的能量为

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{A^2}{2} \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-\frac{1}{2}\omega_0^2 \sigma_{r,m}^2} \right|^2 \approx \\ &= \frac{A^2}{2} \left| 1 - \frac{1}{2M} \sum_{m=0}^{M-1} \omega_0^2 \sigma_{r,m}^2 \right|^2 = \\ &= \frac{A^2}{2} \left| 1 - \frac{1}{2} \omega_0^2 \sigma_{r,av}^2 \right|^2 \approx \\ &= \frac{A^2}{2} (1 - \omega_0^2 \sigma_{r,av}^2). \end{aligned} \quad (22)$$

这里的等效抖动 $\sigma_{r,av}^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_{r,m}^2$, 时钟抖动对 SINAD 的影响为

$$\begin{aligned} \text{SINAD}_{\text{jitter}} &= 10\log_{10} \left(\frac{1 - \omega_0^2 \sigma_{r,av}^2}{\omega_0^2 \sigma_{r,av}^2} \right) \approx \\ &= -20\log_{10}(\omega_0 \sigma_{r,av}). \end{aligned} \quad (23)$$

式(23)与文献[16]导出的 jitter 对 SINAD 的影响具有相同的形式, 这说明时钟抖动对 TIADC 的影

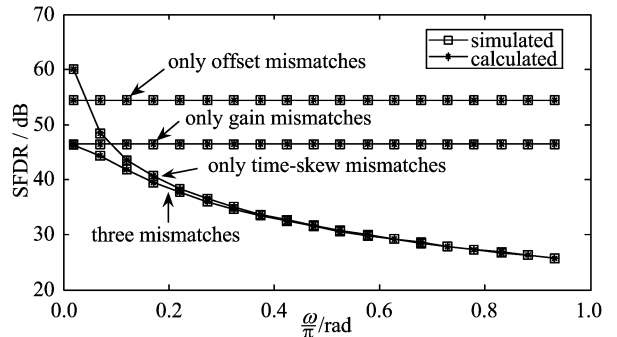


图 6 SFDR 仿真与公式计算结果的比较

Fig. 6 Comparison between SFDR of the simulation and formula calculation

响与单通道时的影响是相同的,只是其抖动的平均方差为各个通道的时钟抖动方差的平均值.关于量化噪声,显然最后输出的量化噪声 $q[kM+m]=q_m[k]$,这样对应的方差有 $\sigma^2[q(kM+m)]=\sigma_{q,m}^2$,所以 TIADC 的平均量化噪声的方差为 $\sigma_{q,av}^2 =$

$$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_{q,m}^2$$

5 结论

本文通过对 TIADC 的滤波器组建模,给出了 TIADC 系统三种通道失配误差的详尽分析,导出了融合三种通道失配误差在一起的频谱公式;然后通过对正弦信号进行了分析,给出了失配误差的频谱图像,推导了定量通道失配误差的两个指标 SINAD 和 SFDR 的公式,并给出了仿真的结果;最后给出了时钟抖动和量化噪声对 TIADC 的影响.这些公式为 TIADC 系统的设计提供了参考,同时也为消除 TIADC 系统通道失配误差提供了理论依据.本文不足之处是没有考虑实际中 ADC 的带宽和采样保持电路的影响,因此有必要对这方面做进一步的研究.另外,研究 TIADC 通道失配误差的估算算法和切实可行的数字后处理算法在超高速模数转换领域具有广阔的应用前景.

参考文献(References)

- [1] Black W C, Hodges D A. Time interleaved converter arrays[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1980,15(6): 1 022-1 029.
- [2] Fu D, Dyer K C, Lewis S H, et al. A digital background calibration technique for time-interleaved analog-to-digital converters[J]. IEEE J. Solid-State Circuits,1998,33(12):1 904-1 911.
- [3] McTigue M T, Byrne P J. An 8-Gigasample-per-second, 8-bit data acquisition system for a sampling digital oscilloscope[J]. Hewlett-Packard J., Oct, 1993;11-13.
- [4] Jamal S M, Fu D, Chang N C J, et al. A 10-b 120-Msample/s time-interleaved analog-to-digital converter with digital background calibration[J]. IEEE J. Solid-

State Circuits, 2002,37(12):1 618-1 627.

- [5] Poulton K, Neff R, Setterberg B, et al. A 20 GS/s 8 b ADC with a 1 MB memory in 0.18 μm CMOS[C]// 2003 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.. IEEE Press,2003, 1:318-496.
- [6] Looney M. Advanced digital post-processing techniques enhance performance in time-interleaved ADC systems[J]. Analog Dialogue, 2003,37:37-38.
- [7] Montijo A, Rush K. Accuracy in interleaved ADC system[J]. Hewlett-Packard J., Oct, 1993;38-46.
- [8] Jenq Y C. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: Fundamentals and high-speed waveform digitizers[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1988,37(2):245-251.
- [9] Jenq Y C. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: A robust sampling time offset estimation algorithm for ultra high-speed waveform digitizers using interleaving[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1990,39(1):71-75.
- [10] Kurosawa N, Kobayashi H, Maruyama K, et al. Explicit analysis of channel mismatch effects in time interleaved ADC systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2003,48(3):261-271.
- [11] Seng-pan U, Sin S W, Martins R P. Exact spectra analysis of sampled signals with jitter-induced nonuniformly holding effects [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2004,53(4):1 279-1 288.
- [12] Velazquez S R,Nguyen T Q,Broadstone S R. Design of hybrid filter banks for analog/digital conversion [J]. IEEE Trans. Signal Process.,1998,46(4):956-967.
- [13] Vaidyanathan P P. Multirate Systems and Filter Banks [M]. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1993.
- [14] Oppenheim A V, Schafer R W, Buck J R. Discrete-Time Signal Processing [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999:64-70.
- [15] Brémaud P. Mathematical Principles of Signal Processing: Fourier and Wavelet Analysis [M]. NY: Springer-Verlag, 2002:95-100.
- [16] Brannon B. Aperture Uncertainty and ADC System Performance[C]// Application Notes. Norwood, MA: Analog Devices,1999:AN-501.