

基于PC软件的时间交织ADC误差校准

许川佩^{1,2}, 王露生^{1,2+}

(1. 桂林电子科技大学 电子工程与自动化学院, 广西 桂林 541004; 2. 桂林电子科技大学
自动检测技术与仪器重点实验室, 广西 桂林 541004)

摘要: 自从时间交织ADC作为高采样率、高速的ADC有效解决方案以来, 高速的TIADC误差校准对硬件结构的设计要求更高, 成本也会相应增加。为此提出基于PC机使用软件编程的方式进行误差校准, 利用计算机快速、高效和超大的缓存能力等性能特性, 采用基于数据统计理论分析的方法完成偏置、增益和时间误差估计, 复合公式校准偏置、增益误差, 对于时间误差采用拉格朗日插值的Farrow结构分数延时滤波器进行校准。软件系统在搭建的基于双通道数据采集系统平台上进行验证, 验证结果表明, ADC的SNR和ENOB都有一定提升; 分析结果表明, PC机可以实时地处理高达16 G/s速率的采样数据。

关键词: 时间交织采样; 软件校准; 数据统计; 拉格朗日插值Farrow结构滤波器; ADC动态性能

中图法分类号: TP391 **文献标识号:** A **文章编号:** 1000-7024 (2019) 06-1788-08

doi: 10.16208/j.issn1000-7024.2019.06.050

Time machine of interleaved ADC error calibration based on PC software

XU Chuan-pei^{1,2}, WANG Lu-sheng^{1,2+}

(1. School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;
2. Key Laboratory of Automatic Detection Technology and Instruments, Guilin University of
Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: Since the time-interleaved ADC became an effective solution for high-sampling-rate and high-speed ADCs, high-speed TIADC error calibration has imposed higher requirements on the design of the hardware structure, while the costs has increased accordingly at the same time. A PC-based software programming method for error calibration was proposed. The computer's fast, efficient and large cache capabilities and other performance characteristics were utilized, the methods based on statistical analysis of data statistical were used to complete the bias, gain, time error estimation, compound calibrates offset and gain errors. The time error was calibrated with a Lagrange interpolation Farrow structure fractional delay filter. The software system was verified on the platform built on the dual-channel data acquisition system. Experimental results show that both the SNR and the ENOB of the ADC are improved. Analysis shows that the PC can process sampling data up to 16 G/s in real time.

Key words: time interleaved sampling; software calibration; data statistics; Lagrange interpolation Farrow structural filters; ADC dynamic performance

0 引言

随着现代图像采集、雷达通信、卫星通信等领域的快速发展^[1], 由于ADC生产工艺的限制, 导致单个高速ADC的动态性能有局限^[2], W. C. Black与D. A. Hodges在固态电子杂志上首次提出了“时间交织ADC (time-inter-

leaved ADC, TIADC)”的概念^[3], 对于ADC具有高采样率、高速的特性提供了有效的解决方案。

目前时间交织ADC方案都是采用多片ADC、FPGA和DSP实现交织采样数据的采集以及误差补偿, 国外TI公司12 Bit的ADC12D1800RF时间交织的采样率可达3.6 G/s, 并带有自校准技术。国内的时间交织ADC技术与国外

收稿日期: 2018-04-19; 修订日期: 2018-05-28

作者简介: 许川佩 (1968-), 女, 广西北海人, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为自动测试总线与系统、集成电路测试技术; + 通讯作者: 王露生 (1991-), 男, 安徽六安人, 硕士研究生, 研究方向为信号处理与信息集成系统。

E-mail: 1012926531@qq.com

存在一定的差距。这种采样方式虽然能很大程度的提高采样率,但是由于多个 ADC 之间存在误差,这些误差包括偏置误差、增益误差和时间误差^[4],为了提高 TIADC 系统的性能,必须对这些误差进行校准。

上文所述的校准算法均基于硬件的方式实现,对于低速的 ADC,其误差校正硬件结构设计较为简单,其成本也较低,但采用高速 ADC 时,其硬件设计的难度较大,成本也会相应增加。综合考虑到硬件的成本、校准结构的设计难度等因素,由于通常模块化仪器的数据显示或者测试软件由 PC 机完成^[5],故本文利用 PC 机的优势将原由硬件完成的数据误差校正工作改由 PC 机实现,以降低硬件成本,提高数据处理能力和效率。

1 时间交织数据采集系统

1.1 时间交织采样原理

时间交织采样的原理使用多片 ADC 或者内部带有交织功能的 ADC 在同样频率但不同相位的采样时钟下完成对采样对象进行交替采样。时间交织 ADC 采样原理如图 1 所示。

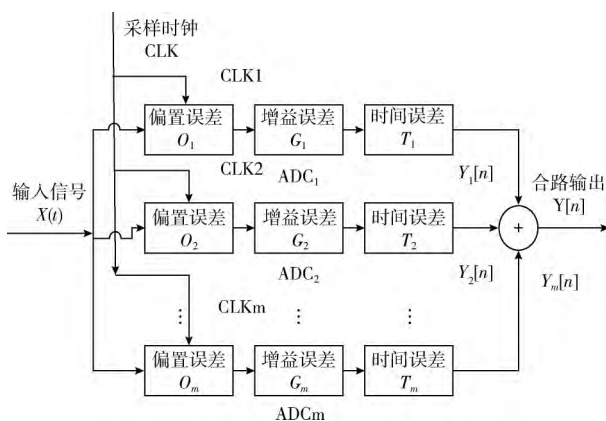


图 1 时间交织采样原理

根据图 1 可以看出时间交织采样数据是通过各个子通道根据对应的采样时钟进行采样后合成的多路采样数据。对于 2 路的时间交织采样系统而言,ADC1 与 ADC2 采样时钟相位延迟分别为 $0, 2\pi/2$, 当有 K 路时间交织 ADC 采样时,对应子通道采样时钟相位延迟分别为 $0, 2\pi/2, \dots, (K-1)\pi/K$, 每个子通道采样数据在采样、量化后有一定的误差^[6], 图中 O_m, G_m, T_m 分别为子通道 m 中的偏置误差、增益误差、时间误差。由于误差的存在导致实际采样与理想的采样有差别,图 2 给出实际采样与理想采样之间的关系。根据图 1 可知子通道 m 采样量化对应的输出为

$$y_m[n] = G_m x((nK + m + \Delta t_m)T_s + \phi) + O_m \quad (1)$$

整个采样系统输出为

$$y_m[n] = \sum_{m=0}^{K-1} (G_m x((nK + m + \Delta t_m)T_s + \phi) + O_m) \quad (2)$$

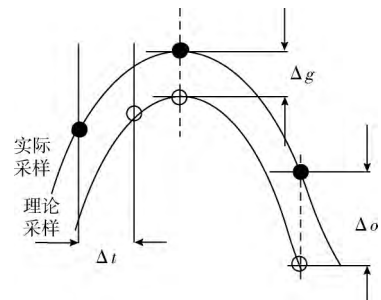


图 2 实际采样与理论采样

1.2 时间交织数据采集系统

本文搭建的数据采集系统结构如图 3 所示。



图 3 时间交织采样系统

在时间交织采样系统中,多路 ADC 选取双通道的 AD 数据采集系统,完成对任意输入信号的 2 路 ADC 时间交织采样;上位机和数据采集端之间的通信方式采用 USB2.0,其功能主要是完成指令的转发和采集数据的上传;PC 机完成对采样交织后的数据解析和误差校准处理。本文研究重点是基于 PC 机使用软件编程的方式对采样后的数据进行误差校准。

2 误差校准方案设计

在实际系统中,由于芯片制造工艺及 PCB 制板等因素,每个通道的偏置、增益和时间间隔并不严格相等。偏置误差为输入零电位时得到的输出与零的差值,主要由输入失调电压和温度漂移等因素导致;增益误差是指忽略失调误差后,ADC 满幅度的输入电压与实际输入电压之差,主要由各通道 ADC 的参考电压失配、器件失配和积分的非线性失真等因素导致;时间误差通常由多相时钟产生电路的非理想因素及时钟走线不匹配引起。

根据各个子通道产生的误差特点,选取参考通道,通过 PC 机软件编程的方式对采样数据采用“基于数据统计分析”的方法估计出相对误差^[7],再利用产生误差的特点进行误差校准。算法校准系统设计如图 4 所示的虚线框部分所示。

误差校准方案:主要分为两个部分,误差估计+误差校准,最后将各个子通道校准后数据合并。由于误差处理是基于 PC 软件的方法实现的,因此无法辨认采样数据来自哪个采样子通道,将采集的数据加入通道标记后发送到 PC 机,上位机编程处理测试数据流程如图 5 所示,以子通道 m 为例。

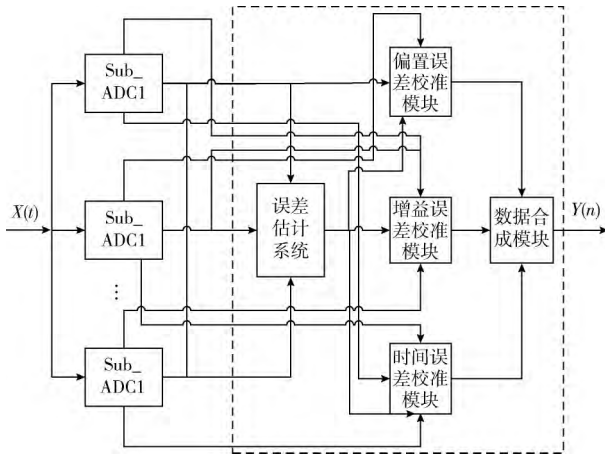
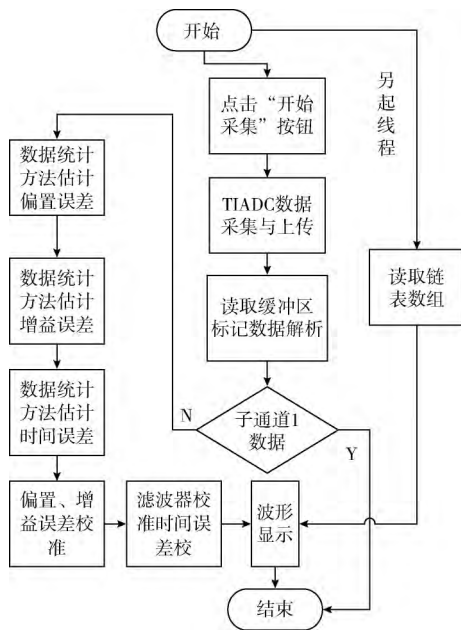


图4 误差校准系统

图5 子通道 m 的软件处理流程

将解析后的数据通过数据统计分析理论得到各个子通道上的偏置、增益和时间误差；按照先增益和偏置误差，后时间误差的顺序进行校准，使用复合公式去除增益、偏置误差校准偏置和增益误差；对于时间误差采用“自适应滤波系数的拉格朗日插值 Farrow 结构延时滤波器”^[8]进行校正，最后将校正后的数据按照硬件采样的顺序交替合并起来，再对合并后的数据进行显示，存储等操作。为了达到实时处理数据的效果，使用另一个线程直接读取缓冲区里已处理好的获取到链表数组里进行数据的显示，这样既能实时显示波形也能避免波形界面因数据处理导致的卡顿现象。

3 误差估计

以输入正弦信号 $x(t) = \sin(2\pi f_0 t + \phi)$ 为例，根据时

间交织采样原理可知，子通道 m 的采样输出为

$$y_m[n] = G_m \sin(2\pi f_0(nK + m + \Delta t_m)T_s + \phi) + O_m \quad (3)$$

由式(3)观察可知，其增益、偏置误差估计与时间误差估计相比较为容易，因此时间误差估计的精度关系到误差校准的质量。

3.1 偏置误差估计

以2路时间交织为例，输入正弦信号为

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t + \phi) \quad (4)$$

其中， f_0 为输入信号的频率， ϕ 为其初始相位角，由时间交织采样原理可得，子通道1采样量化输出为

$$y_1[n] = G_1 \sin(2\pi f_0(n2 + 1 + \Delta t_1)T_s + \phi) + O_1 \quad (5)$$

子通道2采样量化输出为

$$y_2[n] = G_2 \sin(2\pi f_0(n2 + 2 + \Delta t_2)T_s + \phi) + O_2 \quad (6)$$

当选取 N 个采样点时，分别对各个子通道求选取采样点的累加平均值，子通道1、2累加平均值分别记为 $\overline{y_1[n]}, \overline{y_2[n]}$ 。则其平均值为

$$\overline{y_1[n]} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (G_1 \sin(2\pi f_0(n2 + 1 + \Delta t_1)T_s + \phi) + O_1) \quad (7)$$

$$\overline{y_2[n]} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_2[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (G_2 \sin(2\pi f_0(n2 + 2 + \Delta t_2)T_s + \phi) + O_2) \quad (8)$$

当选取的采样点 N 足够大时，此项 $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (G_m \sin(2\pi f_0(n2 + m + \Delta t_m)T_s + \phi) + O_m)$ ($m=1,2$) 计算的值近似为零，进一步化简式(7)和式(8)可得

$$O_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] \quad (9)$$

$$O_2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_2[n] \quad (10)$$

那么子通道2相对于子通道1的相对偏置误差近似认为

$$\Delta O_{2-1} = O_2 - O_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_2[n] - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] \quad (11)$$

通过以上对各个子通道采样量化后的数据进行累加求均值可得到各自通道的偏置误差，但前提是选取采样点 N 要足够大，软件中 $N=20000$ ，这样计算出来的误差值准确度更高。偏置误差估计在PC机上实现的软件工作的流程如图6所示。

偏置误差估计的过程：首先通过驱动程序完成 TIADC 系统数据的采集，使用 `c#` 的 `list<double>` 数组获取数据缓冲区的采集数据，其次将 `list<double>` 数组以形参的形式带入自定义 `ResolveData()` 函数，该函数完成解析各个子通道数据，最后将解析的子通道1、2数据以形参的形式带入自定义函数 `OffsetErrorEstimate()` 函数，该函数完成偏置误差估计的算法程序化，`OffsetErrorEstimate()` 函数

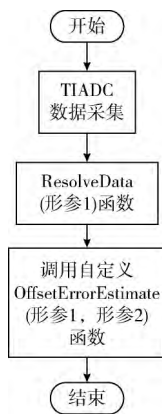


图 6 偏置误差估计软件工作流程

的返回值为子通道 2 的相对偏置误差, 至此该完成了子通道 2 的偏置误差估计, 下一步需对该通道的增益误差进行估计。

3.2 增益误差估计

同样以 2 通道时间交织采样为例, 采样周期为 T_s , 输入采样正弦信号为

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t + \phi) \quad (12)$$

对应的子通道 1 采样输出为

$$y_1[n] = G_1 \sin(2\pi f_0 (n2 + 1 + \Delta t_1) T_s + \phi) + O_1 \quad (13)$$

假设输入信号的半个周期采样点数为 N_1 , 则输入信号频率 f_0 采样信号周期 T_s 和半个周期采样点数 N_1 之间的关系如下

$$N_1 = \frac{1}{2f_0 T_s} = \frac{1}{2T_s f_0} \quad (14)$$

令 $m = (n2 + 1 + \Delta t_1)$, $(n = 0, 1, \dots, N_1 - 1)$ 半个周期的采样点的累加和为

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_1-1} (y_1[n] - O_1) &= \sum_{n=0}^{N_1-1} G_1 \sin(2\pi f_0 m T_s + \phi) = \\ &G_1 \star N_1 \star \sum_{n=0}^{N_1-1} \sin(2\pi f_0 m T_s + \phi) \star \frac{1}{N_1} \end{aligned} \quad (15)$$

由式 (15) 可知, 当半个周期的采样点 N_1 足够大时, 由数学中的积分定义、 $1/N_1$ 近似为 0 和以及初始相位由于是一个常值对推到结果不影响这 3 个条件可得

$$\begin{aligned} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sin(\pi m / N_1 + \phi) \star \frac{1}{N_1} &= \\ \int_0^{\frac{1}{2f_0}} \sin(2f_0 T_s \pi m) d(2T_s f_0) &= H \end{aligned} \quad (16)$$

可知式 (16) 的 H 为某一个值, 那么整个周期的采样点 N_2 累加和为

$$\sum_{n=0}^{N_2-1} |(y_1[n] - O_1)| = 2HN_1 G_1 \quad (17)$$

当选取采样点数 N 包含 n 个 N_2 时, 其累加和为

$$\sum_{n=0}^{N-1} |(y_1[n] - O_1)| = 2HN_1 G_1 \star (N/N_2) \quad (18)$$

按照以上的推到方式可得子通道 2 的累加和为

$$\sum_{n=0}^{N-1} |(y_2[n] - O_2)| = 2HN_1 G_2 \star (N/N_2) \quad (19)$$

则子通道 2 相对于通道 1 的相对增益误差为

$$\Delta G_{2-1} = \frac{G_2}{G_1} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |(y_2[n] - O_2)|}{\sum_{n=0}^{N-1} |(y_1[n] - O_1)|} \quad (20)$$

式 (20) 成立需要一个条件, 半个周期采样点 N_1 需要足够大, 因此要求采样系统的采样频率 f_s 远大于输入信号的频率 f_0 , 这样导致对实际采样系统的要求比较高。当比 N/N_2 值大时, 代表选取的采样点会有很多信号周期, 对于一个 2 路的时间交织采样系统, 如果满足

$$f_s/f_0 \neq 2n(n = 1, 2, 3, \dots) \quad (21)$$

说明不同采样周期的采样点数不一样, 用等效的思想来看采样点, 一个周期的采样点就等同多个周期内采样点数之和, 这样就能通过数据统计分析的方法获得各个子通道相对增益误差的大小。

增益误差估计在 PC 机上实现的软件工作的流程如图 7 所示。



图 7 增益误差估计软件工作流程

增益误差估计的过程: 完成 TIADC 系统数据的采集和解析后, 将子通道 1、子通道 2 数据和子通道 2 相对偏置误差估计 ΔO_{2-1} 值以形参的形式带入自定义的 GainErrorEstimate() 函数, 该函数完成增益误差估计的算法程序化, 同时函数的返回值为子通道 2 的相对增益误差, 至此已经完成了子通道 2 的增益误差估计, 下一步需对该通道的时间误差进行估计。

3.3 时间误差估计

依然以 2 路时间交织采样系统为例, 为了方便计算, 选取子通道 1 为参考通道, 可认为偏置、时间误差都为 0, 增益误差 $G_1 = 1$, 子通道 1 采样量化输出为

$$y_1[n] = \sin(2\pi f_0 (n2 + 1) T_s + \phi) \quad (22)$$

同样为了计算方便,令子通道 2 的偏置误差为 $O_2 = 0$, 那么子通道 2 的采样量化输出为

$$y_2[n] = G_2 \sin(2\pi f_0(n2 + 2 + \Delta t_2)T_s + \phi) \quad (23)$$

根据积化和差公式计算子通道 1 和子通道 2 的输出数据的乘积

$$y_1[n] * y_2[n] = \frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(2 + \Delta t_2)T_s) - \frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(n4 + 2 + \Delta t_2)T_s + 2\phi) \quad (24)$$

$$y_1[n] * y_2[n-1] = \frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(\Delta t_2)T_s) - \frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(n4 + \Delta t_2)T_s + 2\phi) \quad (25)$$

当选取 N 个采样量化输出的数据且 N 足够大时 $\frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(n4 + 2 + \Delta t_2)T_s + 2\phi)$ 与 $\frac{1}{2} G_1 G_2 \cos(2\pi f_0(n4 + \Delta t_2)T_s + 2\phi)$ 的累加平均值趋近于 0, 则有如下式子

$$\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] * y_2[n-1]}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_1[n] * y_2[n]} = \frac{\cos(2\pi f_0(\Delta t_2)T_s)}{\cos(2\pi f_0(2 + \Delta t_2)T_s)} \quad (26)$$

令 $y_1[n] * y_2[n]$ 和 $y_1[n] * y_2[n-1]$ 积的累加平均值分别为 $\overline{Y_1[n]}$, $\overline{Y_2[n]}$, 则有

$$\frac{\overline{Y_2[n]}}{\overline{Y_1[n]}} = \cos(4\pi f_0 T_s) + \tan(2\pi f_0(2 + \Delta t_2)T_s) * \sin(4\pi f_0 T_s) \quad (27)$$

令 $\omega_0 = 2\pi f_0 T_s$, $\tan(2\pi f_0(2 + \Delta t_2)T_s) = V$ 则有

$$V = \frac{\overline{Y_2[n]}}{\overline{Y_1[n]} * \sin(2\omega_0)} - \cot(2\omega_0) \quad (28)$$

进一步化简可得子通道 2 的相对时间误差为

$$\Delta t_2 = \frac{\arctan(V)}{\omega_0} - 2 \quad (29)$$

通过以上的公式推导,同样 N 取 20 000 个数据点,子通道 2 的时间误差也可以通过数据统计误差分析来获得。时间误差估计在 PC 机上实现的软件工作的流程如图 8 所示。

时间误差估计的过程:完成 TIADC 系统数据的采集和解析后,将子通道 1 及子通道 2 数据、被采样的信号频率 f_0 和采样信号频率 f_s 以形参的形式带入自定义的 Timing-SkewErrorEstimate() 函数,该函数完成时间误差估计的算法程序化,同时函数的返回值为子通道 2 的相对时间误差,至此完成了子通道 2 的偏置、增益和时间误差估计,下一步对该通道的偏置、增益和增益误差依次进行校准。

4 误差校准

误差校准时,需选取某个子通道为参考通道,其对应

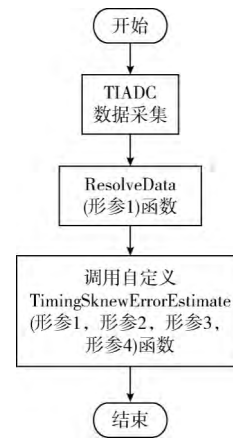


图 8 时间误差估计软件工作流程

偏置、时间误差可认为 0, 增益误差为 1, 为了计算方便,通常选取子通道 1 为参考通道。通过数据统计分析的方法对多路的时间交织 ADC 采样量化输出的数据进行误差分析,分析估计出各个子通道的相对偏置、增益和时间误差后。按照先校准偏置和增益误差,再校准时间误差的顺序进行误差校准,才能保证校准后的数据在工程上具有分析的价值。

4.1 偏置和增益误差校准

由式 (30) 可知,子通道 m 的采样量化的数据的偏置、增益误差是以复合的形式存在,子通道 m 的采样量化输出为

$$y_m[n] = G_m \sin(2\pi f_0(nK + m + \Delta t_m)T_s + \phi) + O_m \quad (30)$$

根据误差存在的特点,校准该子通道 m 的偏置和增益误差,需选取子通道 1 为参考通道,首先利用数据统计方法对子通道 m 采样后的数据进行相对增益、偏置误差估计,得到的子通道 m 相对误差为 $\Delta G_m - 1$ 和 $\Delta O_m - 1$ 对式 (30) 进行以下复合公式计算

$$y_{m1}[n] = (y_m[n] - \Delta O_{m-1}) * \frac{1}{\Delta G_{m-1}} \quad (31)$$

偏置和增益误差校准在 PC 机上实现的软件工作的流程如图 9 所示。

偏置和增益误差校准的过程:在完成子通道的偏置、增益和时间误差估计后,将子通道 2 数据及相对偏置误差 ΔO_{2-1} 值以形参的形式带入自定义的 OffsetErrorCorrection() 函数,该函数完成偏置误差校准的算法程序化,在完成子通道 2 的偏置校准后,将子通道 2 相对增益误差 ΔG_{2-1} 和 OffsetErrorCorrection() 函数返回值以形参的形式带入自定义的 GainErrorCorrection() 函数,该函数完成增益误差校准的算法程序化,同时函数的返回值为子通道 2 偏置和增益误差处理后的数据,至此该完成了子通道 2 的偏置和增益误差校准,下一步需对该通道的时间误差进行校准。



图 9 偏置和增益误差校准软件工作流程

4.2 时间误差校准

由于采样时钟偏离理想采样时刻, 导致实际采样位置与理想位置有相位差值, 当这个时间相位差值为 Δt , 若要消除此 Δt , 需要对采样量化后的数据进行滤波。且随着输入信号的不同, Δt 也会不同。

Farrow 针对这个时间误差的现象提出了一种分数延时滤波器, 该滤波器不必要在每次采样时更改滤波系数。由于该方法是对输入信号进行延迟, 实现的是非整数延时, 且这种对输入信号进行延迟是基于硬件上进行校准, 所以后来提出了一种采用拉格朗日插值的分数延时滤波器^[9], 把拉格朗日插值和 Farrow 结构分数延时滤波器结合起来, 就能满足对任意延时值使用全数字的方法进行滤波, 这种滤波方式也便于在软件上编程实现。

对于 N 阶的 Farrow 结构分数延时滤波器插值公式如下

$$H_k(a) = H_k(KT_s + aT_s) = \prod_{\substack{h=0 \\ h \neq k}}^N \left(\frac{a-h}{k-h} \right) \quad (32)$$

采样数据经过滤波后的输出如下

$$y_1[n] = \sum_{k=0}^N H_k(a) y(x-n) \quad (33)$$

其中, $a = \Delta t_m / T_s (m = 1, 2, 3, \dots)$, k 的取值区间为 $(0, N)$, 将以式 (32) 和式 (33) 合并可得

$$y_1[n] = \sum_{k=0}^N \prod_{\substack{h=0 \\ h \neq k}}^N \left(\frac{a-h}{k-h} \right) y(x-n) \quad (34)$$

对式 (34) 进行展开化简, 最终可化简为如下形式

$$y_1[n] = \alpha_j y(n) + \beta_j y(n-1) + \gamma_j y(n-2) + \dots \quad (j = 1, 2, 3) \quad (35)$$

由式 (35) 可知该公式为时间误差滤波传递函数, 以 2 通道时间交织采样为例, 通过前文计算出子通道 2 的相对

时间误差 Δt_2 , 将结果带入式 (34) 即可完成子通道 2 的时间误差的校准, 通常 3~5 阶滤波器结构就可以很好地补偿时间误差。时间误差校准在 PC 机上实现的软件工作的流程如图 10 所示。



图 10 时间误差校准软件工作流程

时间误差校准的过程: 在完成子通道 2 的偏置和增益校准后, 将滤波器的阶数 n 、子通道 2 的相对时间误差 Δt_2 、采样频率周期 T_s 和 GainErrorCorrection() 函数返回值以形参的形式带入自定义的 TimingSkewCorrection() 函数, 该函数完成时间误差校准的算法程序化, 同时函数的返回值为子通道 2 时间误差处理后的数据, 至此该完成了子通 2 的增益、增益和时间误差校准。

5 软件系统验证

本文利用搭建的数据采集平台和是德科技的 M9505A AXIe 5 插槽机箱平台进行验证, 为了验证本文提出的基于 PC 机软件编程方式完成误差校准的正确性和有效性, 使用 Visual Studio2010 上集成的 C# 语言编程及 Matlab 的 fft 分析出采样数据处理前后的信噪比 (SNR), ADC 有效位数 (ENOB)^[10], 实验以 2 路时间交织采样为例。

(1) 搭建的平台

采用图 3 的采集系统, 多路 ADC 选取双通道的 AD9226 芯片, 该芯片是 12 bit 宽的 AD, 单片 AD 数据速率达 65 MSPS, 二片时间交织速率可达 130 MSPS。本文的数据采集系统对峰值为 4 V、采样频率为 100 KHz 的正弦波以 12 M 采样率进行采样, 如图 11 所示为误差处理前后的波形对比图, 该界面为软件的主界面, 利用 USB 传送方式将采用数据上传 PC 机, 从数据缓存区里读取 20 000 个采样点, 按照误差估计+误差校准的方式对数据进行处理, 该界面可以同步显示 2 路甚至多路波形, 以便观察处理前后的变化等。

图 11 中上面一条波形为误差处理前的, 下面一条波形为误差处理后的, 通过观察二者波形发现在图形上直观来

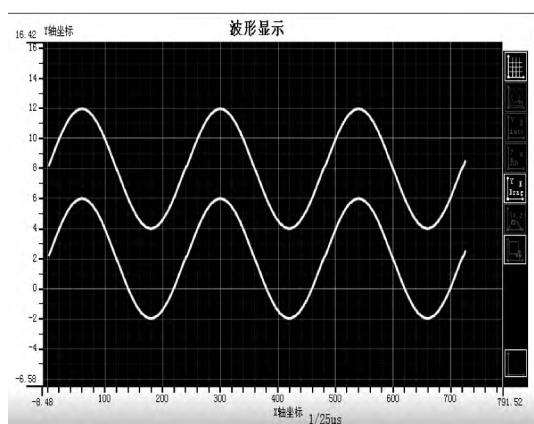


图 11 误差处理前后的波形对比

看数据处理前后并没有太大的明显变化,通过计算 SNR 从 47.86 dB 提升到 48.92 dB,有效位数 (ENOB) & 24 bits 提升到 & 30 bits。

(2) 是德公司仪器平台

在是德科技的 M9505A AXIe 5 插槽机箱平台进行验证,多路 ADC 选取 M9703A 数字化仪,以其最高 3.2 G/s 的时间交织采样模式,对由任意信号发生器产生的峰-峰值为 2 V,频率为 30 MHz 的正弦波进行采样。数字化仪与 PC 机之间的通信方式采用 PCIe 接口,同样从数据缓存区里读取 20 000 个采样点,完成误差估计和校正的算法过程。

图 12 为误差处理后的双边频率谱,从图中观察到没有非常明显的失真谱出现。通过计算得出采样数据处理前的 SNR = 54.72dB, ENOB = 9.38bits, 处理后的 SNR = 54.79dB, ENOB = 9.40bits, 从中得出采样数据误差处理后 SNR, ENOB 都有所提高。

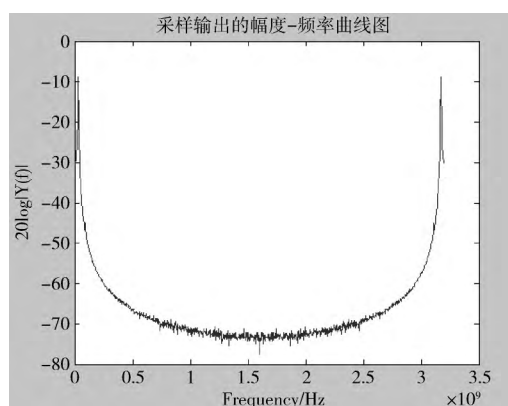


图 12 频谱分析

本文的误差估计和误差校准过程均基于 PC 机软件编程完成,无需基于硬件的误差反馈机制进行误差校准。以 PCIe3.0x16 全速模式下标准的接口传输速率为 16 G/s 和 64 位的 PC 机处理 40 000 (存储 20 000 + 显示 20 000) 个

采样数据为例,在数据采集平台满足提供 16 G/s 时间交织采样数据的条件下,PC 机上需要配有 PCIe 接口插槽,主板和 CPU 支持 PCIe-3.0 规范^[11],程序上开辟数据缓冲区大小为: $(40000 \times 8) / 1024 \approx 313$ k 内存空间,利用计算机软件的多线程运行的性能,将数据处理和显示分开,PC 机可以实时地处理高达 16 G/s 的时间交织数据。

6 结束语

本文基于 PC 机使用软件编程的方式对时间交织 ADC 采样数据进行误差校准,选取参考通道,利用数据统计分析的理论方法对采样数据完成偏置、增益、时间相对误差的估计,将估计后的偏置,增益误差通过复合公式完成其校正,再利用自适应滤波系数的拉格朗日插值 Farrow 结构分数延时滤波器对时间误差进行校准。实验结果表明,误差处理后 ADC 的动态性能得到提升。由于实验条件有限,本文在低速的平台完成了验证。PC 机相对于硬件上采用误差反馈结构的方式校准误差有着独特的优势,本文提出的基于 PC 机软件编程的方式完成误差校准方法可以推广到更高速的数据采集平台。

参考文献:

- [1] HUANG Yangchao, ZHU Rui, JIANG Lei, et al. Frequency domain correction compensation for dual channel time interleaved ADC sampling system [J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56 (4): 408-411 (in Chinese). [黄仰超, 朱锐, 蒋磊, 等. 双通道时间交织 ADC 采样系统的频域纠正补偿 [J]. 电讯技术, 2016, 56 (4): 408-411.]
- [2] MA Lun, LIAO Guisheng, YANG Peng, et al. A new method for error estimation of parallel alternating sampling systems [J]. Chinese Journal of Electronics, 2014, 42 (5): 912-917 (in Chinese). [马仑, 廖桂生, 杨鹏, 等. 一种新的并行交替采样系统误差估计方法 [J]. 电子学报, 2014, 42 (5): 912-917.]
- [3] DENG Honghui, LIU Yanyan, CHEN Hongmei, et al. Time-interleaved ADC time mismatch background digital calibration algorithm [J]. Microelectronics, 2016, 46 (4): 542-546 (in Chinese). [邓红辉, 刘言言, 陈红梅, 等. 时间交织 ADC 时间失配后台数字校准算法 [J]. 微电子学, 2016, 46 (4): 542-546.]
- [4] WANG Xiaolei, WANG Yuying, CHEN Hongmei, et al. TIADC clock mismatch calibration algorithm based on zero-crossing detection [J]. Microelectronics & Computer, 2016, 33 (5): 72-75 (in Chinese). [王晓蕾, 王玉莹, 陈红梅, 等. 基于过零检测的 TIADC 时钟失配校准算法 [J]. 微电子学与计算机, 2016, 33 (5): 72-75.]
- [5] LIU Songbin, WANG Haixing, MA Shuang, et al. Serial communication display system design of MCU and PC based on LabVIEW [J]. Chemical Industry Automation and Instrument-

- tation, 2015, 42 (7): 806-808 (in Chinese). [刘松斌, 王海星, 马双, 等. 基于 LabVIEW 的单片机与 PC 机串口通信显示系统设计 [J]. 化工自动化及仪表, 2015, 42 (7): 806-808.]
- [6] Wang Y, Johansson H, Xu H. Adaptive background estimation for static nonlinearity mismatches in two-channel TIADCs [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems II Express Briefs, 2015, 62 (3): 226-230.
- [7] YANG Kuojun, TIAN Shulin, JIANG Jun, et al. 20GS/s high speed data acquisition system based on TIADC [J]. Journal of Instrumental Instrument, 2014, 35 (4): 841-849 (in Chinese). [杨扩军, 田书林, 蒋俊, 等. 基于 TIADC 的 20GS/s 高速数据采集系统 [J]. 仪器仪表学报, 2014, 35 (4): 841-849.]
- [8] YIN Yongsheng, PAN Yunsheng, CHEN Hongmei. A time mismatch background calibration algorithm for time-interleaved ADCs [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science), 2016, 44 (2): 56-60 (in Chinese). [尹勇生, 潘云胜, 陈红梅. 一种时间交织 ADC 的时间失配后台校准算法 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2016, 44 (2): 56-60.]
- [9] ZHU Liang, ZHANG Weiqing, HU Xiaofang, et al. FPGA design and test of wideband signal fractional delay filter based on Farrow structure [J]. Fire Control Radar Technology, 2016, 45 (2): 39-43 (in Chinese). [朱亮, 张卫清, 胡晓芳, 等. 基于 Farrow 结构的宽带信号分数延时滤波器的 FPGA 设计与测试 [J]. 火控雷达技术, 2016, 45 (2): 39-43.]
- [10] ZHANG Cunsheng, ZHANG Dexue, HAN Xuesen, et al. Research and implementation of FFT algorithm in DTMB system based on MATLAB [J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41 (2): 72-76 (in Chinese). [张存生, 张德学, 韩学森, 等. 基于 MATLAB 的 DTMB 系统中 FFT 算法研究与实现 [J]. 电子测量技术, 2018, 41 (2): 72-76.]
- [11] YI Chengtao, XU Fei. Design of radar data acquisition card driver based on PCIE [J]. Electronic Design Engineering, 2018, 26 (8): 1-5 (in Chinese). [易成涛, 徐飞. 基于 PCIE 的雷达数据采集卡驱动程序设计 [J]. 电子设计工程, 2018, 26 (8): 1-5.]

(上接第 1768 页)

- [6] Capdevila J, Arias M, Arratia A. GeoSRS: A hybrid social recommender system for geolocated data [J]. Information Systems, 2016, 57 (1): 111-128.
- [7] Karatzoglou A, Baltrunas L, Shi Y. Learning to rank for recommender systems [C] //Proceedings of the 7th ACM Conference on Recommender Systems. ACM, 2013: 493-494.
- [8] Shi Y, Larson M, Hanjalic A. List-wise learning to rank with matrix factorization for collaborative filtering [C] //Proceedings of the Fourth ACM Conference on Recommender Systems. ACM, 2010: 269-272.
- [9] Gray-Davies T, Holmes C C, Caron F. Scalable Bayesian nonparametric regression via a plackett-Luce model for conditional ranks [J]. Electronic Journal of Statistics, 2016, 10 (2): 1807-1828.
- [10] Weimer M, Karatzoglou A, Le Q V, et al. COFI RANK, Maximum margin matrix factorization for collaborative ranking [C] //International Conference on Neural Information Processing Systems. Curran Associates Inc, 2008: 1593-1600.
- [11] Yao W, He J, Huang G, et al. SoRank: Incorporating social information into learning to rank models for recommendation [C] //Proceedings of the 23rd International Conference on World Wide Web. ACM, 2014: 409-410.
- [12] Kumar V, Pujari A K, Sahu S K, et al. Proximal maximum margin matrix factorization for collaborative filtering [J]. Pattern Recognition Letters, 2017, 86 (1): 62-67.