

一种新的并行多通道数据采集系统时序偏差校正技术*

宋千，梁甸农

(国防科技大学电子科学与工程学院，湖南 长沙 410073)

摘要：介绍了多通道并行采样技术在高速数据采集系统的应用和其局限性，然后给出了一种测量多通道系统各通道间时序偏差的方法；接着提出了一种在数字域校正通道间时序偏差的新方法，可以大大提高多通道并行采样技术的性能；最后对该方法进行了仿真以验证其可行性和性能。

关键词：时序偏差；校正；多通道；全通滤波器

中图分类号：TN957.52 **文献标识码：**A

A New Timing Skew Calibration Technology for Multi-channel Parallel Sampling Systems

SONG Qian, LIANG Dian-nong

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

Abstract: The applications and the limitations of multi-channel parallel sampling technology in high-speed data acquisition systems are presented; then we introduce a method to measure the timing skew of the multi-channel sampling system. Secondly, a new method to calibrate the timing skew, which can improve the performance of multi-channel parallel sampling systems, is proposed. Finally, this method is simulated and proved to be feasible and excellent.

Key words: timing skew; calibration; multi-channel; all pass filter

高速数据采集系统在雷达、通讯、遥感遥测、地震勘测、科学实验等各个领域的得到了广泛的应用，它们对采集系统的速度和精度提出了越来越高的要求。随着芯片工艺的飞速发展，单片 ADC 已经可以达到 8 位 1.5Gsps 的采样速率（如 MAX108），但是对于如超宽带雷达、亚纳秒脉冲测量等应用仍然是远远不够的，必须采用时间交替（time-interleaved）多通道并行采样技术来提高整体采样速率，即利用 M 个采样速率 $\frac{f_s}{M}$ 的 ADC 前端并行逐次采样，从而使整个采集系统的等效采样速率达到 f_s 。虽然每个通道的采样时钟频率降低 M 倍，但是这一技术仅仅是从理论上解决了高速采样的问题，而在工程应用上，每个通道对时钟时序精度的要求仍然等于采样速率 f_s 的单通道系统；同时，由于各通道的增益和延时不可能完全相同，多通道系统必然引入通道间的增益和时延不一致性误差，使得输出采样序列成为非均匀周期采样序列，如果不加以校正将导致信号失真和频谱上的谐波分量，严重影响系统性能。增益误差的校正相对容易，可以通过对前端缓冲放大器增益的调节来完成；所以，对多通道系统各通道间时序偏差进行校正正是多通道系统性能的保证和成功应用的关键。

1 通道间时序偏差的测量

首先给出 M 通道并行采集系统的原理框图。图 1 中 $\{\tau_i\}_{i \in [0, M-1]}$ 为各通道固定时序偏差， $\{n_i(t)\}_{i \in [0, M-1]}$ 为各通道时钟抖动误差。这里将时序误差简单分为固定时序偏差（skew）和时钟抖动（jitter）两种，是因为固定的时序偏差对采样序列的影响在频谱上常常表现为输入信号的各次谐波及其镜频分量，而时钟抖动表现为频谱噪声基底的抬高。对于如雷达等应用，信号的谐波和镜频通常会增大虚警概率，而对白噪声较为不敏感，所以对多通道采集系统的校正主要应该针对固定时序偏差。

* 收稿日期：2000-10-08
基金项目：国家部委基金资助项目（7.5.3.2）
作者简介：宋千（1973-），男，博士生

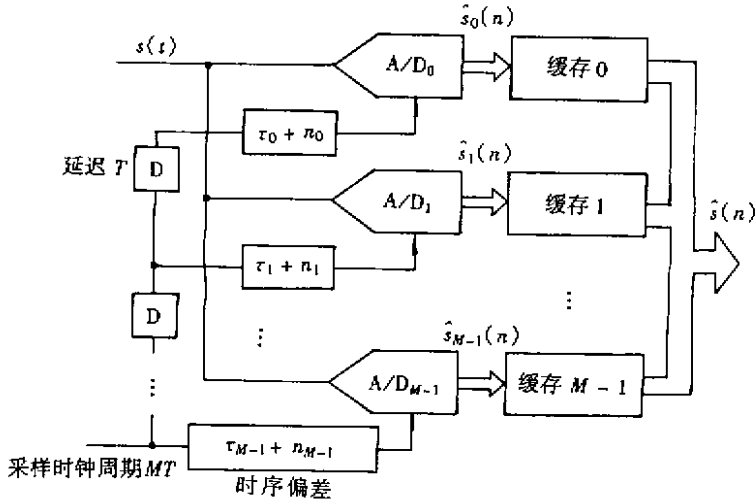


图 1 并行采样结构原理框图

Fig.1 Architecture of time-interleaved parallel sampling system

对于周期性输入信号, 可以采用去卷积 (deconvolution) 的方法校正时钟抖动误差^[2]。定义相对时序偏差为 $\{r_i = \tau_i/T\}_{i \in [0, M-1]}$, 设模拟输入信号为 $s(t)$ 其 Fourier 变换为 $S(\Omega)$, 设 M 通道串行化后的等效采样序列为 $\{\hat{s}(n) = s(t_n)\}_{n \in Z}$ 并行采样通道数为 M 其中 $t_n = (pM + q)T - \tau_q$, p 和 q 分别为 n 对 M 的模和余数, 其 Fourier 变换为 $\hat{S}(\Omega)$ 。将第 i 路以 T 为周期的采样序列写为

$$\hat{s}_i(n) = \begin{cases} s(n) & \text{当 } n = kM + i \text{ 时, } k \in Z \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

这样, $\hat{s}(n)$ 可以被分解为

$$\hat{s}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{s}_m(n) \quad (2)$$

其中 $\hat{s}_m(n)$ 的 Fourier 变换为

$$\hat{S}_m(\Omega) = \frac{1}{MT} \sum_{k \in Z} S(\Omega - k \frac{2\pi}{MT}) e^{-j(\Omega - k \frac{2\pi}{MT})(mT + \tau_m)} \quad (3)$$

$$\hat{S}(\Omega) = \sum_{m=0}^{M-1} S_m(\Omega) e^{-jm\Omega T} \quad (4)$$

$$= \frac{1}{T} \sum_{k \in Z} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j(\Omega - k \frac{2\pi}{MT})r_m T} e^{-jkm \frac{2\pi}{M}} \right] S(\Omega - k \frac{2\pi}{MT}) \quad (5)$$

对于均匀采样情况, $\tau_m = 0$ 也即 $r_m = 0$, 容易推导出其表达式如下

$$\hat{S}(\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k \in Z} S(\Omega - k \frac{2\pi}{T}) \quad (6)$$

当输入信号频率为 f_0 的点频信号 $e^{j\Omega_0 t}$ (其中 $\Omega_0 = 2\pi f_0$), Fourier 变换为 $S(\Omega) = 2\pi\delta(\Omega - \Omega_0)$, 代入 (4) 式可得:

$$\hat{S}(\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k \in Z} A(k) 2\pi \delta(\Omega - \Omega_0 - k \frac{2\pi}{MT}) \quad (7)$$

其中定义 $\{A(k)\}$ 为

$$A(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j r_m \frac{2\pi f_0}{f_s}} e^{-j 2\pi k \frac{m}{M}}, \quad k \in Z \quad (8)$$

采样频率为 $f_s = \frac{1}{T}$ 。由 $A(k)$ 的表达式可以看出, 其频谱为均匀分布在 $[0, f_s]$ 上的 M 根谱线。若输入信号为 $\sin(\Omega_0 t)$, 则其数字频谱为 $[-\pi, \pi]$ 上的 M 对谱线, 以间隔 $\frac{f_s}{M}$ 均匀分布, 每对谱线的谐波

分量系数由 $\frac{A(k)}{2j}$ 和 $-\frac{A^*(M-k)}{2j}$ 给出。从 (8) 式中可得到，

$$e^{j2\pi f_0 r_m T} = \sum_{k=0}^{M-1} A^*(k) e^{j2\pi k \frac{m}{M}}, \quad m \in [0, M-1] \quad (9)$$

这样，测量通道间时序偏差的步骤可以为：

(1) 选择合适的正弦输入信号以避免频谱泄露对测量的影响。当采样频率为 f_s 时，输入信号频率为 $f_0 = \frac{f_s}{P}$ ，并且使采样点数为 $N = Q \frac{f_s}{f_0}$ ， P 、 Q 为恰当的正整数；(2) 对采样序列做 N 点 FFT；(3) 在取频谱中对应于 $\{\frac{A(k)}{2j}\}_{k \in [0, M-1]}$ 的 M 点输出，做 M 点逆 FFT；(4) 接着对 M 点结果做求相角的处理，提取出 $f_0 r_m T$ 项，从而测得各通道的相对时序偏差 $\{r_m\}_{m \in [0, M-1]}$ 。

2 通道间时序偏差的校正

通常对通道间时序偏差的校正主要是校正各通道时钟的时延，如果以 1 通道时延作为参考，则 $\tau_0 = 0$ 从 2 到 $M-1$ 通道分别延迟 $\{\tau_m\}_{m \in [1, M-1]}$ 。这种校正往往通过模拟或数字（如 MC100E195）延迟线实现的，精度和稳定度都无法达到 Gsps 采样速率所要求的 ps 级时序精度。对于高速或者超高速数据采集系统，利用延迟线校正采样时钟延时的方法是不适用，必须考虑其它校正精度更高的方法。

本文提出的一种方法是将采样序列通过一个给定群延迟的全通数字滤波器（APF）在数字域校正——而非采样时钟——时序，这样，可以在不改变原有系统结构的情况下大大提高数据采集系统的性能。以下分为三部分介绍这一校正方法：全通滤波器校正时序偏差的方法，给定群延迟全通滤波器的设计和实时实现结构。为了叙述简明起见，取双通道（ $M = 2$ ）并行采集系统为例，也可以容易地拓展到 $M > 2$ 的并行系统中。

设 i 通道以 MT 为周期的理想无时序偏差的采样序列和频谱分别为 $s_i(n) = s[(nM + i)T]$ 和 $S_i(\omega)$ ，以 MT 为周期的有时序偏差的采样序列和频谱为 $s_i(n) = s[(nM + i)T + \tau_i]$ 和 $\hat{S}_i(\omega)$ ，那么在数字域对数据进行时序校正也即由 $\hat{S}_i(n)$ 通过内插得到 $\{s_i(n)\}$ ；当参与内插点数有限时，希望重构误差即 $\mathcal{R}\{e_i(n)\} = W(\omega) \{\mathcal{R}\hat{S}_i(n)\} - \mathcal{R}\{s_i(n)\}$ 在某种准则下最小，其中 $W(\omega)$ 为频域加权系数。由 $\mathcal{R}\{s(t - \tau)\} = \mathcal{R}\{s(t)\} e^{-j\Omega\tau}$ 容易导出，

$$S_i(\omega) = \hat{S}_i(\omega) e^{-j\omega r_i} \quad (10)$$

时域上延时 τ 的内插函数相当于频域上频率响应为 $e^{-j\omega r_i}$ 的全通滤波器。所以，将 $\{\hat{S}_i(n)\}$ 通过一个通带内群延迟为 $k - r_i$ ($k \in Z^+$) 的数字全通滤波器，可以校正通道时序偏差。

严格意义上的数字全通滤波器是 IIR 滤波器，但是它的相位和群延迟都不易控制的，而且工程实现比较困难；FIR 滤波器具有物理上可实现（无因果关系限制）、直接型总是稳定的以及非递归结构适合于实时处理要求等优点，且相位和幅度频率响应可以在某一准则下逼近给定频谱，所以本文采用 FIR 滤波器实现校正滤波器。由于相对时延 $\{r_i = \tau_i / T\}_i$ 不一定是整数或简单形式的有理数，因此系数不对称或者不能通过多相分解方法得到，校正滤波器设计问题可以看作是使非对称实系数 FIR 滤波器频率响应逼近给定的固定群延迟全通频谱。由于系数的非对称性，所以无法在实数域进行求解，当采用线性规划方法在 Chebyshev 准则下设计时，这一问题是一个典型的复数域线性规划问题。

对于第 i 通道，校正滤波器频谱为 $D_i(\omega) = e^{j\omega(\frac{N-1}{2} - r_i)}$ ，其中 $\omega = \Omega T$ ， N 为 FIR 滤波器长度，而 FIR 滤波器的频谱为 $H(\omega) = \sum_{n \in [0, N-1]} h(n) e^{-jn\omega}$ ，定义 $\{h(n)\}$ 为实的滤波器系数。误差函数 $E(\omega)$ 为 $E(\omega) = W(\omega) [D_i(\omega) - H(\omega)]$ ， $W(\omega)$ 为正的实权值函数的频谱。 $E(\omega)$ 为复值函数，在最小最大准则下，用 $H(\omega)$ 去逼近 $D_i(\omega)$ 是一个复 Chebyshev 逼近问题。令 $\delta = \|E(\omega)\|_\infty$ ，则幅相校正滤波器的设计问题就是寻找使 δ 达到最小的 $H(\omega)$ ，其数学描述如下：

$$\begin{aligned} & \text{求} \\ & \text{满足条件} \end{aligned} \quad \min \delta \quad (11)$$

$$|D(\omega) - H(\omega)| \leq \delta / W(\omega) \tag{12}$$

此复 Chebyshev 逼近问题已被证明最优解存在且唯一。对实 Chebyshev 逼近有很多成熟的算法，但是不能简单拓展到复域中，因为 $|x + j \cdot y| = \sqrt{x^2 + y^2}$ 复数域上的线性规划问题是实数域上的非线性规划问题，求解这一问题首先要将其线性化然后利用成熟的实数域线性规划方法求解。线性化的基本思路主要有：

(1) 用 Remez 算法分别逼近复值频域响应 $D(\omega)$ 的实部和虚部，这一方法的残余误差与实虚部同时校正方法之比最大为 3 dB；

(2) 将复 Chebyshev 逼近问题通过引入一个旋转因子 $\theta \in (-\pi, \pi]$ 转化为线性规划问题求解，如

$$|z| = \max_{\theta \in (-\pi, \pi]} \operatorname{Re}(z e^{j\theta})$$

从最优解和收敛稳定性考虑，后者是较好的选择。令 $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_{N-1}, \delta)$ ， $\mathbf{b} = (0, 0, \dots, 0, 1)^T$ ，可重写校正滤波器复逼近问题为

$$\text{求} \quad \mathbf{h} \mathbf{b} \tag{14}$$

满足条件

$$\mathbf{h} \{ \mathcal{A} \varphi(\omega) e^{-j\theta} \}, \frac{1}{W(\omega)} \}^T \geq \mathcal{A} [D(\omega) e^{-j\theta}]^T, \theta \in (-\pi, \pi] \tag{15}$$

其中 $\varphi(\omega) = [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j(N-1)\omega}, j, j e^{-j\omega}, \dots, j e^{-j(N-1)\omega}]$ ，上式正是具有有限变量、无限约束的半无限线性规划 (Semi-Infinity Programming, SIP) 问题的标准形式，有两种方法可以用于这类问题的求解：1、对 SIP 问题作离散化处理，近似为有限维线性规划问题来求解；2、首先求出 SIP 问题的对偶问题，此问题是一个 $N + 1$ 个约束条件、连续变量的 SIP 问题，再对其应用线性规划方法求解。我们可以证明，这两种方法是从不同角度进行理论推导的，但其实际结果是相同的。本文综合考虑，采用对偶规划方法设计校正滤波器。

Bu-Pa 法^[3]是一种求解半无限线性规划 (SIP) 问题的常见方法，Bu-Pa 法的核心是“部分代价”法，即不是求所有约束条件对应的非基变量的代价，而只是把每次迭代求得的滤波器频率响应误差函数极值点对应的约束条件添加到约束矩阵 A 中，构成新的约束矩阵 A ，然后求其中所有非基变量的代价从而得到入基变量。Bu-Pa 法与一般单纯形法相比可以极大地降低运算量，但是对于高阶 FIR 滤波器的实现运算量仍然过大。本文通过改进入基变量的求取以及迭代终止条件的选择，不需显式地求出一些中间变量，从而在保证数值稳定性的前提下，将运算量和收敛时间相对原 Bu-Pa 法降低了一个数量级以上，为复数域高阶 (≥ 64) FIR 滤波器的设计提供了实现的基础。由于具体实现的较为复杂和繁琐，可以参考其它参考文献 [4] 以及后文的仿真实验。

3 仿真实验结果

以双通道 ($M = 2$) 并行数据采集系统为例分析，设输入信号为频率 f_0 的正弦信号，等效采样频率为 $f_s = 8f_0$ ，量化位数为 8 位，以通道 1 时序为基准，通道 2 存在 $\tau = 0.1T$ 的相对时序偏差，其中 $T = \frac{1}{f_s}$ 为采样时钟周期，同时两个通道都存在方差为 $0.01 T^2$ 的零均值高斯分布的时钟抖动。对此系统，在不改变原有结构的前提下，可以分以下几个步骤对通道间时序偏差进行校正：

(1) 利用如第二节所述的方法，利用通道间时序偏差引起的谐波测出相对偏差 τ 的估计值 $\hat{\tau}$ ，特别为了减小时钟抖动带来的误差，对实验数据进行了多次平均；(2) 由前文给出的线性规划方法，构造频率响应逼近 $e^{-j\omega\hat{\tau}}$ 的无限精度系数的 FIR 滤波器；(3) 将通道 2 采样序列通过 FIR 校正滤波器，其输出序列与通道 1 采样序列构成恢复后的等周期采样序列。

依照这三个步骤，本文对上述系统的校正算法进行了仿真。其中测量得到的时序偏差估计值 $\hat{\tau}$ 为 $0.0995T$ ，误差为 $5 \cdot 10^{-4}T$ ，保证了校正算法的有效实现。我们首先构造了一个频谱逼近群延迟为 $\hat{\tau}$ 的全滤波器的 11 阶 FIR 校正滤波器，并从实时处理的要求出发，利用分支界定方法将滤波器系数离散化到 $L = 2$ 的 CSD 码表示或图表示^[5]，即每个无限精度系数用至多两个 2 的幂次的和/差来近似，

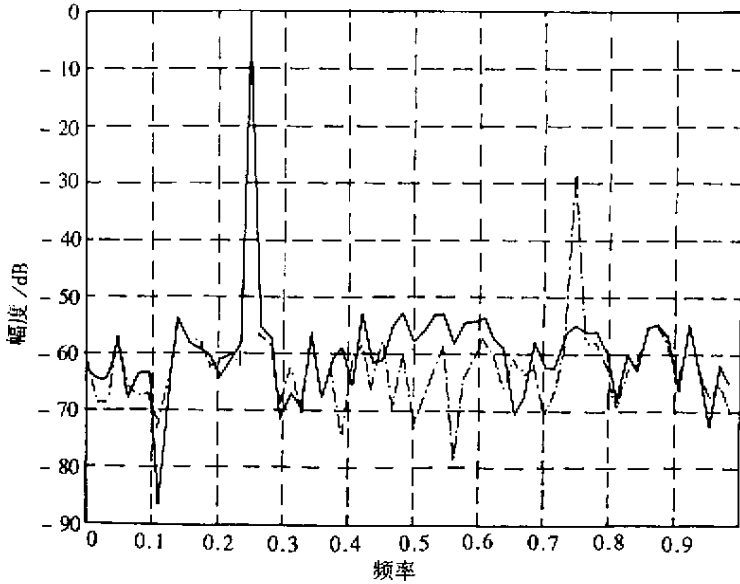


图2 时序偏差校正前后的采样序列频谱

Fig.2 Spectrum of sampling sequences before and after time-shew correction

从而更加有效利用逻辑资源。在利用全通滤波器对第二路进行时序偏差校正后的采样序列频谱如图2所示：虚线所示为未经校正输出的参差采样序列频谱，可以看到由于时序偏差引起的谐波分量；实线所示为经过全通滤波器校正的采样序列频谱，校正后谐波分量被完全抑制。

作者研制成功了由每通道两路 350 MHz 采样频率 A/D 子卡组成的等效 700 Msps/通道的双通道数据采集系统，由于实际器件存在的时延不一致性以及布线误差，两路 A/D 子卡之间的时序偏差最大值为 $0.06T$ （或 85.5ps ）且与采样频率基本无关。以 700Msps 对 43.75MHz 的点频信号采样，采用上述方法以其中一路为基准对另三路采样数据进行处理，处理后数据的最大时序偏差为 $0.013T$ （或 18.59ps ），基本满足性能要求。

4 结束语

本文指出了多通道并行采样技术在工程实现上存在的最大局限性之一——由于各通道间时序偏差而引起的信号谐波分量，从而降低系统性能；给出一种利用谐波分量测量通道间时序偏差的有效方法，仅需对给定正弦输入信号的采样序列进行分析，实践证明它的测量精度非常高。笔者提出将各通道采样序列分别通过固定群延迟全通滤波器来校正通道间时序偏差的方法，在不改动系统前端模拟部分结构的前提下，达到了很高的校正精度。仿真实验表明，这一技术是可行的和有效的，无论对于旧有系统的改造或新的并行采集系统设计都有着一定的参考价值。

参考文献

- [1] Jenq Yin-Chyun. Digital spectra of nonuniformly sampled signals: a robust sampling time offset estimation algorithm for ultra high-speed waveform digitizers using interleaving [J]. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement Feb. 1990 39 (1): 71.
- [2] Verspecht J. Compensation of Timing Jitter-Induced Distortion of Sampled Waveforms [J]. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, Oct. 1994 43 (5): 726.
- [3] Burnside D, Parks T W. Optimal Design of FIR Filters with the Complex Chebushev Error Criteria [J]. IEEE Trans. Signal Processing, Mar. 1995 43 (3): 605.
- [4] 陆必应, 宋千, 周智敏. 一种在复频域设计 FIR 滤波器的算法 [J]. 信号处理, 2000 16 (2): 131.
- [5] 陆必应, 宋千, 周智敏. 最小硬件代价离散系数 FIR 滤波器的设计 [J]. 系统工程与电子技术, 2000 22 (5): 51.

