

# 基于频域稀疏性的时间交替模数转换器时间相位失配盲测量算法

徐祥俊 邹月娴\*

(北京大学深圳研究生院现代数字信号处理实验室 深圳 518055)

**摘要:** 该文研究时间交替模数转换器(TIADC)的通道间时间相位失配参数的盲测量问题。基于 TIADC 系统架构、输入模拟信号的频域稀疏性和非混叠频率点,以采样定理和欠采样理论为基础,探索 TIADC 系统输入信号、输出信号以及与子 ADC 输出信号之间的频谱关系,推导出了一种新的基于非混叠频率点的相对频谱的离散傅里叶逆变换序列的相位信息的 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量算法。仿真实验表明该文所提出的盲测量算法具有可以与正弦拟合算法相比拟的参数测量精度,并且具有对噪声不敏感,对输入信号频率无限制,对 TIADC 系统通道数无限制,不需要对输入信号过采样等突出优点。TIADC 系统真实捕获数据测试进一步验证了该算法的准确性和有效性。

**关键词:** 时间交替模数转换器; 时间相位失配; 盲测量; 欠采样; 频域稀疏性

中图分类号: TN79+2; TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)09-2241-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00029

## A Blind Timing Skews Estimation Algorithm of Time-interleaved Analog-to-digital Converters Based on Spectra Sparsity

Xu Xiang-jun Zou Yue-xian

(Advanced Digital Signal Processing Laboratory, Peking University Shenzhen Graduate School, Shenzhen 518055, China)

**Abstract:** The blind Timing Skews Estimation (TSE) issue for the Time-Interleaved Analog-to-Digital Converters (TIADC) is investigated in this paper. Accordingly to the TIADC configuration, the spectra sparsity of the analog input signal, and the non-overlapping frequency points, the spectra relations among the input signal of the TIADC, the output of the TIADC and the output of the sub-ADCs are explored based on the sampling theorem and the undersampling theory. A novel blind timing skews estimation algorithm is developed by using the phase information of the resultant sequence of the Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) of the relative output spectrum ratio at the non-overlapping frequency point. The simulation results show that the proposed TSE algorithm has the comparable parameter estimation performance of the sin-fit algorithm. Moreover, the proposed algorithm offers some desired properties, such as robustness to the additive noise, no limitation to the frequency of the input signal, no constrains on the channel number of the TIADC and no requirement on oversampling of the input signal. The experimental result using the captured data of a developed TIADC prototype validates further the high accuracy and effectiveness of the proposed TSE algorithm.

**Key words:** Time-Interleaved Analog-to-Digital Converters (TIADC); Timing skews; Blind estimation; Undersampling; Spectrum sparsity

### 1 引言

模拟数字转换器(ADC)是现代电子系统的关键部件,随着科技的发展,电子系统,尤其是高速测量仪器,宽带雷达,超宽带通信,医学成像等领域,对 ADC 的采样率和分辨率的要求越来越高。时间交替模数转换器(TIADC)于 1980 年由 Black 等人<sup>[1]</sup>提出,随即引起高度关注和广泛研究。研究结果表明 TIADC 是一种实现高速高精度模数转换的有效

新架构<sup>[2]</sup>。原理上, TIADC 采用  $M$  个低速子 ADC 并行工作,每个子 ADC 采样时钟依次延迟  $1/M$  个周期。因此, TIADC 的模数转换速度将是子 ADC 的  $M$  倍。

然而, TIADC 的并行结构直接导致实现上存在如下问题:由于工艺的限制以及器件老化等问题, TIADC 各个通道之间存在直流偏置失配、增益失配、带宽失配以及时间相位失配等问题<sup>[3]</sup>。这些通道间失配大大地降低了 TIADC 系统的无杂散动态范围(SFDR)。其中,通道间时间相位失配更是一个严重的负面因素。技术上,通常是通过在 TIADC 输出端采用数字补偿技术来提高 SFDR<sup>[2,4,5]</sup>。研究表

2012-01-10收到, 2012-04-06改回

国家自然科学基金(60775003)资助课题

\*通信作者: 邹月娴 zouyx@pkusz.edu.cn

明,目前国际学术界主流的 TIADC 通道间时间相位失配数字补偿算法皆要求对通道间时间相位失配参数进行准确测量,时间相位失配参数的测量偏差将直接导致补偿算法性能的下降。

文献跟踪研究表明,迄今 TIADC 通道间时间相位失配参数的测量主要有两种方法:基于已知输入信号的拟合算法<sup>[6]</sup>和未知输入信号的盲测量算法<sup>[7-10]</sup>。前者需要信号发生器产生特定的稳定输入信号(如正弦信号)。此拟合类参数测量算法具有精度高,计算复杂度低等优点,但是离线测量技术,不能跟踪和实时测量 TIADC 的通道间时间相位失配参数<sup>[11]</sup>。而通道间时间相位失配参数的盲测量算法则旨在实时准确地测量 TIADC 通道间时间相位失配参数,并且不影响 TIADC 的运行。这类算法目前成为研究热点。仔细研究已经提出的通道间时间相位参数盲测量算法,我们认为现有的盲测量算法存在以下局限性:(1)计算复杂度高<sup>[7]</sup>;(2)仅适合于特定通道数的 TIADC 系统<sup>[8]</sup>;(3)需要对输入信号进行过采样<sup>[9]</sup>;(4)需要输入信号的能量集中在低频分量<sup>[10]</sup>。

本文以采样定理和欠采样理论为基础,研究有效、高精度的 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量算法。本研究的基本思想在于:不失一般性,实际模拟稀疏输入信号存在非混叠频率点,可以根据 TIADC 输出信号和参考通道(ADC-0)输出信号在非混叠频率点具有特定的频谱关系来实现 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量。

## 2 TIADC系统模型

为了易于算法描述以及论文表述的一致性,我们有以下定义(对应于图1): $M$ 为 TIADC 的通道数; $N$ 为采样数据长度; $f_s$ 和  $T_s$ 分别为 TIADC 系统的采样率和采样周期; $f_{ss}$ 和  $T_{ss}$ 分别为子 ADC 的采样率和采样周期; $x_a(t)$ 为待采样的模拟输入信号; $y(n)$ 和  $y_m(n)$ 分别为 TIADC 系统的实际采样输出序列和 ADC- $m$  的实际采样输出序列;不失一般性,ADC-0 被选为参考通道; $\Delta t_m(m=0, \dots, M-1, \Delta t_0=0)$ 为 ADC- $m$  的相对于 ADC-0 的通道间相对时间相位失配参数。为了便于描述,定义: $\omega^{(q)} = \omega + 2\pi q/M$ ,  $\Omega^{(q)} = \Omega + 2\pi q f_s/M$ 。由于信号的数字频谱具有  $2\pi$  周期性,本文仅考虑其主值区间  $(-\pi, \pi)$ , 因此,非主值区间数字频率与主值区间的映射关系如下: $\omega_{<2\pi>} = ((\omega + \pi) \bmod 2\pi) - \pi$ , 在模拟频率上的对应关系为  $\Omega_{<2\pi f_s>} = ((\Omega + \pi f_s) \bmod 2\pi f_s) - \pi f_s$ 。

本文在 TIADC 通道间时间失配盲测量算法推导过程中,有以下假设条件:(1)输入信号最高频率小 TIADC 系统采样率  $f_s/2$ ;(2)TIADC 系统参数

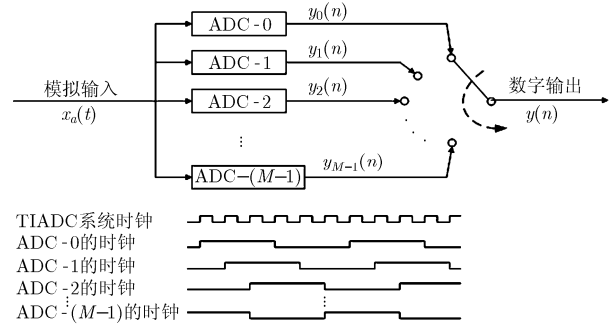


图 1 4 通道 TIADC 原理框图

$M, N$  已知;(3)输出序列  $y(n)$  和  $y_m(n)$  为观测数据(已知);(4)不考虑带宽失配,直流偏置失配以及增益失配的影响。此类通道失配已有其他研究成果发表并可通过其他方法有效补偿<sup>[12]</sup>;(5)输入信号远大于失配误差<sup>[9]</sup>。

根据图 1 所示 TIADC 系统的工作原理,本节将描述 TIADC 输入信号  $x_a(t)$ 、输出信号  $y(n)$  和  $y_m(n)$  之间的时频模型。因为 ADC- $m$  的采样周期为  $T_{ss}$ , 所以其对应的数字频率  $\varpi$  可以表示为

$$\varpi = \Omega T_{ss} = 2\pi f / f_{ss} \quad (1)$$

其中,  $\Omega$  和  $f$  分别为输入模拟信号的模拟角频率 (rad/s) 和模拟频率 (Hz)。ADC-0 的输出信号  $y_0(n)$  的离散时间傅里叶变换(DTFT)为<sup>[3,13]</sup>

$$\begin{aligned} Y_0(e^{j\varpi}) &= \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \\ &= \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=-\infty}^{N_h-M} X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \\ &\quad + \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=N_h-M+1}^{N_h} X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \\ &\quad + \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=N_h+1}^{+\infty} X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $N_h = \lfloor (\Omega + \pi f_s) / 2\pi f_{ss} \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示下取整。根据上文中的假设条件(1), 我们可得

$$X_a(j\Omega) = 0, \quad |\Omega| > \pi f_s \quad (3)$$

根据式(3), 式(2)可化简为

$$\begin{aligned} Y_0(e^{j\varpi}) &= \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=N_h-M+1}^{N_h} X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \\ &= \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=0}^{M-1} X_a \left( e^{j\Omega_{<2\pi f_s>}^{(-k)}} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\Omega_{<2\pi f_s>}^{(-k)} = (\varpi f_{ss} - 2\pi k f_{ss} + \pi f_s) \bmod 2\pi f_s - \pi f_s$ 。同理, 因为 TIADC 系统的采样周期为  $T_s$ , 所以其对

应的数字频率  $\omega$  可表示为

$$\omega = \Omega T_{ss} / M = \varpi / M = \Omega T_s = 2\pi f / f_s \quad (5)$$

根据上文中假设条件(4)和文献[3]中推导, TIADC 输出序列  $y(n)$  的离散时间傅里叶变换(DTFT)可以表示为

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right) T_s \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi k}{M} m} \right) \cdot X_a \left( e^{j\left(\Omega - \frac{2\pi k}{T_{ss}}\right)} \right) \quad (6)$$

同理根据式(3), 式(6)可化简为

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left( e^{j\Omega \left\langle \frac{-k}{2\pi f_s} \right\rangle T_s \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi k}{M} m} \right) \cdot X_a \left( e^{j\Omega \left\langle \frac{-k}{2\pi f_s} \right\rangle} \right) \quad (7)$$

### 3 信号频域稀疏性和非混叠频率点

本节将通过对 ADC- $m$  输出的频谱分析, 提出输入信号非混叠频率点的概念和定义。在此基础上讨论输入信号的频域稀疏性。

不失一般性, 我们以一个 4 通道, 采样率为  $f_s$  的 TIADC 系统为例进行阐述。假设输入模拟信号的频谱  $X_a(j\Omega)$  具有一定的频域稀疏性, 如图 2(a)所示。从图中, 可以看到  $X_a(j\Omega)$  由 3 部分组成: 连续的低频频率分量,  $\Omega_0$  频率分量和  $\Omega_1$  频率分量。根据 TIADC 架构, ADC- $m$  处于欠采样情况。由图 2(b)可见, 当  $X_a(j\Omega)$  中存在频率分量高于  $f_s/8$  时,  $Y_m(e^{j\omega})$  中将出现  $X_a(j\Omega)$  频率分量的混叠。对比图 2(a)和图 2(b), 我们发现  $Y_m(e^{j\omega})$  中  $\varpi_0$  频率分量 ( $\varpi_0 = (\Omega_0 T_{ss})_{<2\pi>}$ ) 是  $X_a(j\Omega)$  中  $\Omega_0$  频率分量与低频频率分量混叠后的结果。但当输入信号  $X_a(j\Omega)$  存在频域稀疏特性时,  $Y_m(e^{j\omega})$  中将保留  $X_a(j\Omega)$  中稀疏频率分量。如  $X_a(j\Omega)$  中的  $\Omega_1$  频率分量则对应于  $Y_m(e^{j\omega})$  中的  $\varpi_1$  频率分量 ( $\varpi_1 = (\Omega_1 T_{ss})_{<2\pi>}$ ), 没有出现频率分量混叠。

根据采样理论, ADC- $m$  输出信号的 DTFT(即  $Y_m(e^{j\omega})$ ) 是  $X_a(j\Omega)$  以周期  $2\pi/T_{ss}$  进行移位和叠加的结果。因此,  $Y_m(e^{j\omega})$  中任意频率点  $\omega_x$  处的频率分量都是由  $X_a(j\Omega)$  中与之对应的  $M$  个频率分量 ( $\Omega_x^{(-q)} / (2\pi f_s)$ ,  $q=0,1,\dots,M-1$ ) 共同决定。根据前面对图 2 的分析结果可知, 如果由于  $X_a(j\Omega)$  具有一定的频域稀疏性, 而使得  $Y_m(e^{j\omega})$  中  $\varpi_p$  频率点 ( $\varpi_p = (\Omega_p T_{ss})_{<2\pi>}$ ) 处的频率分量仅由  $X_a(j\Omega)$  在频率点  $\Omega_p$  处的频率分量  $X_a(j\Omega_p)$  决定, 即满足式(8):

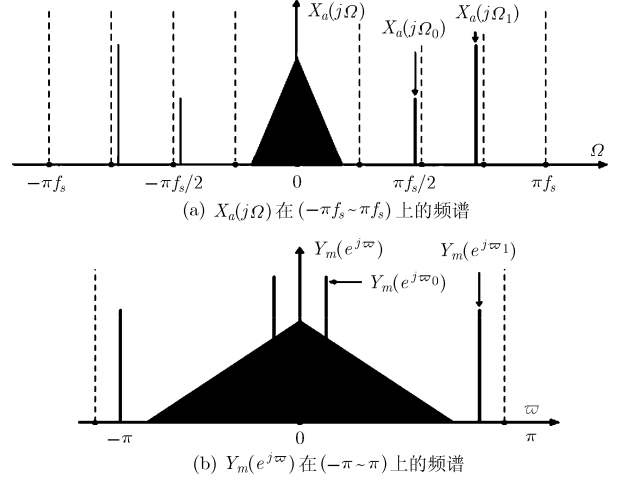


图 2 频谱示意图 ( $M=4$ , 主值区间)

$$\left. \begin{aligned} |X_a(j\Omega_p)| &> 0 \\ |X_a(j\Omega_p^{(-q)})| &= 0, \quad q = 1, 2, \dots, M-1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

则  $\Omega_p$  被定义为非混叠频率点(图 2(b)中的  $\Omega_1$  即为非混叠频率点)。

### 4 TIADC 时间相位失配盲测量算法

本节将详细描述本文所提出的 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量算法。

#### 4.1 算法推导

由式(4), ADC-0 输出信号的 DTFT ( $Y_0(e^{j\omega})$ ) 在频率点  $\varpi_p = (\Omega_p T_{ss})_{<2\pi>}$  处可表示为

$$Y_0(e^{j\varpi_p}) = \frac{1}{T_{ss}} X_a(j\Omega_p) + \frac{1}{T_{ss}} \sum_{k=1}^{M-1} X_a \left( e^{j\Omega_p^{(-k)}} \right) \quad (9)$$

根据式(8)中非混叠频率点  $\Omega_p$  的性质, 式(9)化简为

$$Y_0(e^{j\varpi_p}) = X_a(j\Omega_p) / T_{ss} \quad (10)$$

同理, 对于非混叠频率点  $\Omega_p$ , 有关系式  $\omega_p^{(q)} = (\Omega_p^{(q)})_{<2\pi>}$  ( $q=0,1,\dots,M-1$ )。由式(7),  $Y(e^{j\omega})$  中非混叠频率点对应的频率分量可以表示为

$$Y \left( e^{j\omega_p^{(q)}(2\pi)} \right) = \frac{1}{T_{ss}} \sum_{m=0}^{M-1} \left( e^{j\Omega_p T_s \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi q}{M} m} \right) X_a \left( e^{j\Omega_p} \right) + \frac{1}{T_{ss}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0, k \neq q}^{M-1} \left( e^{j\Omega_p^{(q-k)} T_s \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi k}{M} m} \right) \cdot X_a \left( e^{j\Omega_p^{(q-k)}} \right) \quad (11)$$

根据式(8)中非混叠频率点的性质, 式(11)可化简为

$$Y \left( e^{j\omega_p^{(q)}(2\pi)} \right) = \frac{1}{T_{ss}} \sum_{m=0}^{M-1} \left( e^{j\Omega_p T_s \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi q}{M} m} \right) X_a \left( e^{j\Omega_p} \right) \quad (12)$$

根据式(10)和式(12), 可推导出  $Y_0(e^{j\varpi_p})$  与  $Y(e^{j\omega_p^{(q)}(2\pi)})$  之间的频域关系如下:

$$Y \left( e^{j\omega_p^{(q)}(2\pi)} \right) = \sum_{m=0}^{M-1} \left( e^{j\omega_p \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi q}{M} m} \right) Y_0(e^{j\varpi_p}) \quad (13)$$

其中  $\varpi_p = (M\omega_p)_{<2\pi>}$ ,  $q=0,1,\dots,M-1$ 。为了便于表达, 定义相对输出频谱(ROSR):

$$D_q(\omega_p) \triangleq Y(e^{j\omega_p^{(q)}}) / Y_0(e^{j\varpi_p}) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\omega_p \Delta t_m} e^{-j\frac{2\pi q}{M}m} \quad (14)$$

其中  $q=0,1,\dots,M-1$ 。对比离散傅里叶逆变换定义式<sup>[13]</sup>, 由式(14)可见,  $D_q(\omega_p)$ 的 $M$ 点IDFT可表示为

$$d_m(\omega_p) = e^{j\omega_p \Delta t_m}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (15)$$

由式(15)可知,  $d_m(\omega_p)$ 为 $M$ 点复序列, 其相位为

$$\Phi_m(\omega_p) = \omega_p \Delta t_m, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

因此, 由式(16), TIADC的相对时间相位失配参数为

$$\Delta t_m = \Phi_m(\omega_p) / \omega_p, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (17)$$

至此, 我们从理论上推导了基于输入信号频率稀疏特性的TIADC系统时间相位失配盲测量算法, 因此该算法被称为SBB-TSE (Sparsity Based Blind Timing Skews Estimation) 算法, 可完整描述如下:

(1) 计算  $Y(e^{j\omega})$ ,  $Y_0(e^{j\varpi})$  和  $X_a(j\Omega)$ ;

(2) 根据式(8)中的定义和  $X_a(j\Omega)$ , 通过扫频寻找具有最大幅值频率分量的非混叠频率点, 记为  $\Omega_p$ ;

(3) 根据  $\omega_p = \Omega_p T_s$  和  $\varpi_p = (M\omega_p)_{<2\pi>}$ , 分别计算出  $\omega_p$  和  $\varpi_p$ ;

(4) 根据步骤(1)中计算的  $Y(e^{j\omega})$  和  $Y_0(e^{j\varpi})$ , 分别求出  $Y(e^{j\omega_p^{(q)}})$ , ( $q=0,1,\dots,M-1$ ) 和  $Y_0(e^{j\varpi_p})$ ;

(5) 根据式(14)计算  $D_q(\omega_p)$ , ( $q=0,1,\dots,M-1$ ), 并通过 $M$ 点IDFT变换得到复序列  $d_m(\omega_p)$ , ( $m=0,1,\dots,M-1$ );

(6) 计算复序列  $d_m(\omega_p)$ 的相位  $\Phi_m(\omega_p)$ , ( $m=0,1,\dots,M-1$ ), 并根据式(17)求出相对时间相位失配参数  $\Delta t_m$ 。

#### 4.2 实际应用中信号频谱的近似估计

实际应用中, 由于 SBB-TSE 为盲测量算法, 其输入信号是未知的, 无法直接获得模拟频谱  $X_a(j\Omega)$ , 需要进行估计。下面将讨论 SBB-TSE 算法在实现中需要解决的问题。

依据第2节中的假设条件(5), 输入信号理想采样信号的 DTFT ( $X_d(e^{j\omega})$ ) 可以由  $Y(e^{j\omega})$  来近似估计<sup>[9]</sup>, 记作  $\hat{X}_d(e^{j\omega})$ 。理论上,  $Y(e^{j\omega})$  和  $Y_m(e^{j\varpi})$  分别是无限长序列  $y(n)$  和  $y_m(n)$  的 DTFT。但在实际应用中, 我们只能获得有限长度的  $y(n)$  和  $y_m(n)$  序列, 因此,  $Y(e^{j\omega})$  和  $Y_m(e^{j\varpi})$  需要由  $N$  点离散傅里叶变换 (DFT) 进行近似估计, 分别记为  $\hat{Y}(e^{j\omega})$  和  $\hat{Y}_m(e^{j\varpi})$ 。

基于上述分析, 我们采用如下策略估计  $\hat{X}_d(e^{j\omega})$ 。当  $\hat{Y}(e^{j\omega})$  中幅值小于一定阈值时,  $\hat{Y}(e^{j\omega})$  被

认为是由 TIADC 系统失配或  $N$  点 DFT 频谱泄露所引起。因此, 我们进行如下预处理:

$$\hat{X}_d(e^{j\omega}) = \begin{cases} 0, & |\hat{Y}(e^{j\omega})| \leq \varepsilon_x \max(|\hat{Y}(e^{j\omega})|) \\ \hat{Y}(e^{j\omega}), & \text{其它} \end{cases} \quad (18)$$

其中  $\varepsilon_x$  为频谱幅度相对阈值, 可根据性能要求折中选择。本文仿真实验中设置  $\varepsilon_x = 0.06$ 。大量仿真实验也证实式(18)的预处理方法是适合的。

根据理想采样定理<sup>[13]</sup>, 在SBB-TSE算法中, 输入信号频谱  $X_a(j\Omega)$  由式(19)估计:

$$\hat{X}_a(j\Omega) = T_s \hat{X}_d(e^{j\omega}), \quad -\pi f_s < \Omega < \pi f_s \quad (19)$$

## 5 仿真与实验

为了测试验证和分析本文提出的SBB-TSE算法的性能, 我们开展了基于仿真数据以及基于实际TIADC采集数据的参数盲测量算法性能测试。

### 5.1 时间相位失配盲测量算法的仿真系统测试

仿真实验采用基于计算机的MATLAB仿真软件, 模拟了一个4通道4 GHz采样率的TIADC系统。仿真实验仅考虑TIADC系统存在通道间时间相位失配(即不考虑直流偏置失配, 增益失配和带宽失配)。设置各个子ADC的相对时间相位失配参数分别为  $\Delta t_0=0$ ,  $\Delta t_1=0.03$ ,  $\Delta t_2=0.05$ ,  $\Delta t_3=-0.02$ 。

**实验 1** 本实验分别以多频正弦信号和带限Chirp信号作为TIADC系统输入信号, 对本文提出的SBB-TSE算法在宽带输入信号下的性能进行测试。其中, 多频正弦信号由  $x_a(t) = \sum_{k=1}^{32} \alpha_k \cdot \sin(2\pi f_k t + \theta_k)$  公式产生, 其中,  $f_k, \alpha_k$  和  $\theta_k$  均是满足均匀分布的随机变量, 选取范围分别为: 1 Hz至1.95 GHz, 5至10,  $-\pi$  至  $\pi$ 。Chirp信号的频率范围为1.7 GHz至1.9 GHz。其余仿真参数设置如下:  $f_s=4$  GHz,  $N=65536$ ,  $M=4$ ,  $\varepsilon_x = 0.06$ 。该仿真实验中未考虑加性噪声和量化噪声的影响。实验结果如表1所示。

表1 相对时间相位失配参数测试结果(SBB-TSE算法)

子 ADC 序号	0	1	2	3
仿真参数 $\Delta t_m$	0	0.0300	0.0500	-0.0200
多频正弦输入时测得的 $\Delta t_m$	0	0.0303	0.0497	-0.0201
带限 Chirp 输入时测得的 $\Delta t_m$	0	0.0297	0.0490	-0.0217

由表1的实验结果可见, 对于两种宽带输入信号, 本文提出的SBB-TSE算法均获得了相当高的测量精度。

**实验 2** 本实验旨在测试数据长度、加性噪声以及量化噪声对SBB-TSE算法参数测量精度的影

响。采用均方根误差(RMSE)对算法精度进行比较, RMSE的定义如下:

$$RMSE = 20 \lg \left[ \frac{1}{M} \left( \sum_{m=1}^{M-1} (\Delta t_m - \Delta t'_m)^2 \right) \right]^{1/2} \quad (\text{dB})$$

其中  $\Delta t_m$  和  $\Delta t'_m$  分别表示ADC- $m$ 的相对时间相位失配仿真值和算法测量值。输入信号为1.3 GHz, 10 bit量化的正弦信号, 其余仿真参数与实验1相同。100次独立实验的平均性能如图3所示。

从图3中, 我们清楚看到, SBB-TSE算法的精确度随着信噪比(SNR)和采样数据长度 $N$ 的增加而提升。此外, 在本实验条件下, 本文提出的算法在SNR为20 dB时仍具有较高的参数测量精确度。因此, 折中考虑算法的精度和计算量, 采样数据长度 $N$ 的取值可选择在16384至65536之间。

**实验 3** 本实验旨在测试输入信号频率对SBB-TSE算法测量精度的影响。实验条件为: 10 bit量化正弦输入信号, 加性噪声SNR为30 dB,  $f_s=4$  GHz,  $M=4$ ,  $\varepsilon_x = 0.06$ ,  $N=65536$ 。SBB-TSE算法, 正弦拟合算法<sup>[6]</sup>和盲测量算法<sup>[10]</sup>的实验结果如图4所示。由图4可见, 在本实验条件下, 对于任意频率输入信号, 本文提出的SBB-TSE算法性能均优于文献[10]中的盲测量算法, 但与正弦拟合算法<sup>[6]</sup>性能接近。

5.2 时间相位失配盲测量算法的实际系统验证

为了进一步测试和验证SBB-TSE算法的性能, 本实验采用文献[2]中的4通道320 MHz 12 bit TIADC原型系统捕获的输出数据对该TIADC系统的时间相位失配参数进行盲测量, 并与正弦拟合算法<sup>[6]</sup>和盲测量算法<sup>[10]</sup>的结果进行比较。实验以48.65 MHz正弦信号为TIADC系统输入信号, 捕获数据长度为65536, 实验结果如表2所示。

由表2可知, 本文SBB-TSE算法的结果与正弦拟合算法<sup>[6]</sup>的测量结果仅有微小差别。由于无法获知TIADC系统的真实时间相位失配参数, 为了验证表2中测得参数的有效性, 我们采用文献[4]中的多率滤波器组时间相位失配数字补偿算法, 利用表2中3种

表2 实际TIADC系统相对时间相位失配参数测量结果

子 ADC 序号	0	1	2	3
正弦拟合算法 <sup>[6]</sup>	0	-0.0677	0.0635	0.0381
盲测量算法 <sup>[10]</sup>	0	-0.0621	0.0575	0.0344
本文算法	0	-0.0677	0.0636	0.0381

算法测得的失配参数分别对捕获数据进行后数字补偿, 补偿结果与原始数据的幅度归一化频谱如图5所示, 其中, 图5(a)为未补偿的原始数据的归一化幅频谱, 图5(b), 5(c), 5(d)分别为根据3种测量算法测出的失配参数补偿后的归一化幅频谱。显然, 3种方法均有效地降低了TIADC系统失配引入的噪声, 且本文提出的算法性能非常接近基于已知测试信号的正弦拟合算法<sup>[6]</sup>, 比文献[10]中的盲测量算法更为有效。对比图5(a)和图5(d), 采用本文提出的SBB-TSE算法结合文献[4]中的多率滤波器组时间相位失配数字补偿算法, 我们可获得约59dB的SFDR提高, 大约等效于提高了TIADC系统的3.7bit的有效转换位数。

6 结论

本文提出了一种有效的 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量算法。在详细描述 TIADC 系统的频域模型, 模拟输入信号的频域稀疏性、非混叠频率点以及 TIADC 各个输出序列的频谱关系的基础上, 推导出通过求解非混叠频率点处的相对频谱的离散傅里叶逆变换序列的相位信息来确定 TIADC 通道间时间相位失配参数的盲测量算法。大量仿真和实际测试实验表明该算法对任意具有一定稀疏性的窄带和宽带输入信号在噪声条件下均具有较高的参数测量精度, 对 TIADC 通道数无限制, 且输入信号的最高频率可达奈奎斯特频率。该算法将有助于 TIADC 技术在医学图像, 宽带雷达, 高速测试仪器等领域的实际应用。

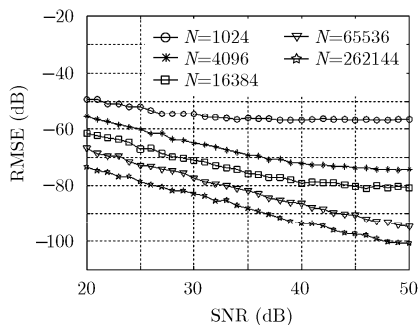


图3 采样数据长度与SNR的影响

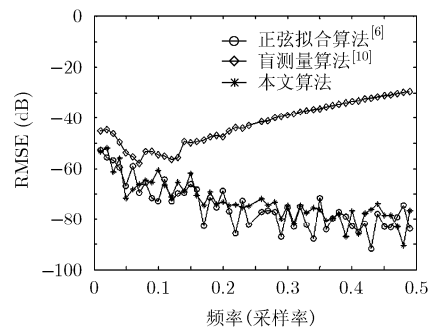


图4 输入信号频率及噪声的影响

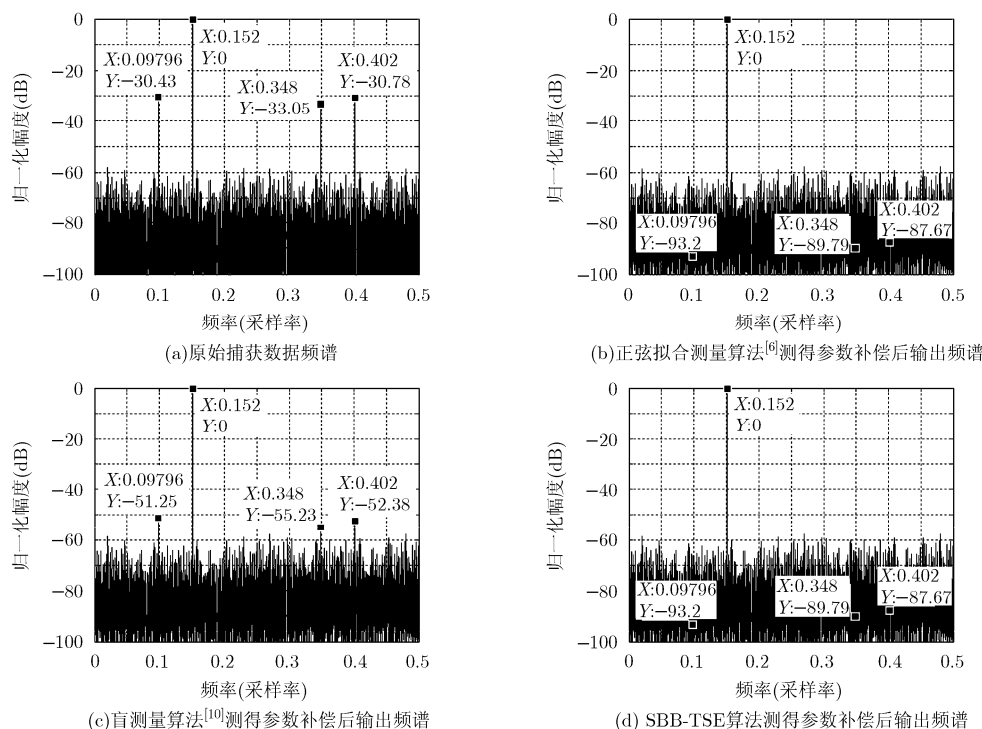


图5 TIADC系统原始数据与补偿后数据频谱

## 参考文献

- [1] Black W C and Hodges D A. Time interleaved converter array [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1980, SC-15(6): 1022-1029.
  - [2] Zou Y X, Zhang S L, Lim Y C, et al. Timing mismatch compensation in time-interleaved ADCs based on multichannel lagrange polynomial interpolation [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(4): 1123-1131.
  - [3] Vogel C. The impact of combined channel mismatch effects in time-interleaved ADCs [J]. *IEEE Transactions on Instrument and Measurement*, 2005, 54(1): 415-427.
  - [4] Prendergast R S, Levy B C, and Hurst P J. Reconstruction of band-limited periodic nonuniformly sampled signals through multirate filter banks [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 2004, 51(8): 1612-1622.
  - [5] Lim Y C, Zou Y X, Lee J W, et al. Time-interleaved analog-to-digital converter (TIADC) compensation using multichannel filters [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Regular Papers*, 2009, 56(10): 2234-2247.
  - [6] IEEE Standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters [S]. 1241-2000, June 2001.
  - [7] Elbornsson J, Gustafsson F, and Eklund J E. Blind equalization of time errors in a time-interleaved ADC System [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(4): 1413-1424.
  - [8] Fan Jian-jun, Li Qiang, and Li Guang-jun. Blind adaptive calibration of timing error for two-channel time-interleaved ADCs [C]. 53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, USA, Aug. 1-4, 2010: 233-236.
  - [9] Vogel C. A frequency domain method for blind identification of timing mismatches in time-interleaved ADCs[C]. 24th IEEE Norchip Conference, Linkoping, Nov. 2006: 45-48, 296.
  - [10] Zou Y X, Li Bo, and Chen Xiao. An efficient blind timing skews estimation for time-interleaved Analog-to-Digital Converters [C]. 17th International Conference on Digital Signal Processing, Corfu, Greece, July 6-8, 2011: 1-4.
  - [11] Ponnuru S and Madhow U. On the scalability of joint channel and mismatch estimation for time-interleaved analog-to-digital conversion in communication receivers [C]. Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Moticello, Illinois, Sept. 2010: 1076-1082.
  - [12] Sandeep P, Seo M, and Rodwell U M. Joint mismatch and channel compensation for high-speed OFDM receiver with time-interleaved ADCs [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(8): 2391-2401.
  - [13] Oppenheim A V, Schaffer R W, and Buck J R. *Discrete-Time Signal Processing* [M]. 2nd Ed. New Jersey: Prentice Hall, 1998: 48-54, 153-154, 559-564.
- 徐祥俊: 男, 1989年生, 硕士生, 从事高速数据采集与处理方面的研究。
- 邹月娟: 女, 1964年生, 博士, 副教授, 从事信号与信息处理理论与应用研究。