

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.04.010

引用格式: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.[HUANG Yangchao, ZHU Rui,JIANG Lei, et al. Frequency response mismatch compensation for a two-channel time-interleaved ADC sampling system[J]. Telecommunication Engineering,2016,56(4):408-411.]

双通道时间交织 ADC 采样系统的频域纠正补偿*

黄仰超**,朱锐,蒋磊,孟庆微

(空军工程大学信息与导航学院,西安 710077)

摘要:针对双通道时间交织模数转换器(ADC)采样系统中的通道间失配问题,提出了一种新的频域纠正补偿算法,即利用单次测量得到的不同频率处的固定补偿系数来实现时间交织 ADC 频响的部分补偿,并从理论和实验上分别进行了推导和可行性验证。实验结果表明:在双通道 12 比特 2 Gsample/s 时间交织 ADC 采样系统下,650 MHz 带宽范围内的无杂散动态范围(SFDR)可以提高到 40 dB。

关键词:时间交织 ADC;信号采样;通道间失配;干扰抑制;频响补偿

中图分类号:TN79 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)04-0408-04

Frequency Response Mismatch Compensation for a Two-channel Time-interleaved ADC Sampling System

HUANG Yangchao, ZHU Rui, JIANG Lei, MENG Qingwei

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: For the sub-channel mismatch problem in a two-channel time-interleaved analog to digital converter(TI-ADC), a frequency equalization algorithm for correcting the sub-channel mismatch is proposed. The algorithm uses the single measured coefficients on different frequencies to compensate the frequency response and its feasibility is verified theoretically and experimentally. Experiment results indicate that, in a two-channel 12 bit 2 Gsample/s TI-ADC system adopting the algorithm, the measured spurious free dynamic range(SFDR) can be improved to 40 dB when the input signal is limited to 650 MHz.

Key words: time-interleaved ADC; signal sampling; channel mismatch; interference suppression; frequency response compensation

1 引言

伴随着现代通信系统的不断发展,特别是当前高性能计算、软件定义无线电、分布式传感以及超宽带雷达通信等先进技术的出现,人们对高速模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)的需求迅速增加,同时对高速 ADC 的性能也提出了更高的要求^[1]。然而受 ADC 芯片速率的限制,很难在单片 ADC 上实现超高速、高精度的信号采样。在器件以及成本因素受到限制的情况下,通过多个低速率

ADC 的并行操作来实现时间上交织采样的 ADC 已经成为一种实现高采样率的有效方法^[2]。然而,在时间交织采样过程当中,多个低速率 ADC 之间任何微小的失配例如偏移量、增益、采样时刻、带宽或者更普遍的频响失配都会极大恶化时间交织 ADC 采样系统的性能^[3]。因此,国内外许多研究机构都开始了时间交织 ADC 采样系统中失配问题及其解决方案的研究。

一般来说,多个低速率 ADC 信道之间的失配可

* 收稿日期:2015-12-10;修回日期:2016-03-04 Received date:2015-12-10;Revised date:2016-03-04

** 通信作者:sunshine3_2016@sina.com Corresponding author:sunshine3_2016@sina.com

以通过模拟电路或者数字信号处理技术来进行补偿。但近些年来伴随着数字信号处理技术的不断飞速发展,采用数字技术来补偿时间交织 ADC 采样系统的频率响应正受到越来越多的关注^[4]。该技术可以补偿时间交织 ADC 系统中的偏移量偏差、增益偏差以及采样时刻偏差,具有实现简单、易扩展等特点。文献[5]提出了基于多信道拉格朗日多项式插值的方法来补偿时间交织 ADC 系统中的采样时刻偏差,其补偿的基本思路是从非均匀采样点中,通过插值的方法重构原始的均匀采样序列。在单频信号输入下,它可以准确地恢复原始信号,但在多音输入信号下会造成每个频率点上的无杂散动态范围不一样。频率越高,其无杂散动态范围的值越小,进而导致在实际应用中会出现高频区性能的急剧恶化。此外,基于多信道滤波^[6]也可以降低由增益和采样时刻偏差所带来的信号混叠。但大多数的补偿技术仅仅考虑了采样时刻所带来的影响而忽略了多个低速 ADC 之间的频响差异,并且都只在窄带信号、低采样率情况下对补偿技术进行研究,例如 400 Msample/s 采样率、175 MHz 带宽^[7], 400 Msample/s 采样率、190 MHz 带宽^[8]等。

为此,本文对时间交织 ADC 系统中宽带信号、高采样率情况下的采样时刻偏差以及频响差异进行研究,提出了一种新的频域纠正补偿算法,即利用单次测量得到的不同频率处的固定补偿系数来实现时间交织 ADC 采样系统频响的补偿,并进行了理论推导和可行性验证。

2 时间交织 ADC 系统

图 1 为双通道时间交织 ADC 系统的原理框图,总采样率为 F_s 。

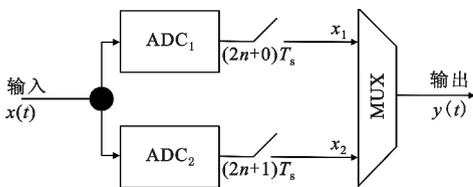


图 1 双通道时间交织 ADC 系统

Fig. 1 A two-channel time-interleaved ADC system

在该系统中,两个并行 ADC (ADC_1 和 ADC_2) 在时间上交织对信号 $x(t)$ 进行采样,其频响分别为 $H_1(f)$ 和 $H_2(f)$ 。信号 $x(t)$ 经过 ADC_1 采样之后得到信号 $x_1(t)$,它可以表示为^[9]

$$x_1(t) = [x(t) * h_1(t)] \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \times 2 T_s) \quad (1)$$

式中: * 代表卷积操作; $h_1(t)$ 为 ADC_1 的时域脉冲响

应。从公式(1)中可以得到信号 $x(t)$ 经过 ADC_1 采样之后的频域表达式 $X_1(f)$:

$$X_1(f) = [X(f)H_1(f)] * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - k \times \frac{F_s}{2}\right) \quad (2)$$

同理可以得到信号 $x(t)$ 经过 ADC_2 采样之后的信号 $x_2(t)$ 与 $X_2(f)$:

$$x_2(t) = [x(t) * h_2(t)] \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - 2n T_s - T_s - \tau) \quad (3)$$

$$X_2(f) = [X(f)H_2(f)] * \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-1)^k \times e^{-jk\pi F_s \tau} \times \delta\left(f - k \times \frac{F_s}{2}\right) \quad (4)$$

式中:参数 τ 用来描述两个并行 ADC 之间采样时刻之间的偏差。它包括两部分偏差:一部分是两个 ADC 之间固定的采样时刻偏差,是由器件时钟产生模块的非对称布局或者供电模块中确定的电源扰动等因素造成的;另一部分则是由采样时钟上升沿或者下降沿的随机抖动造成的,即相位噪声的影响。在时间交织 ADC 采样系统中,最后得到的输出信号 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t) = x_1(t) + x_2(t) \quad (5)$$

在频率域,不考虑高阶镜像的影响,即只考虑 $k=0$ 或者 1 的情况,可以得到其频响 $Y(f)$ 如下:

$$Y(f) = X(f) [H_1(f) + H_2(f)] + X\left(f - \frac{F_s}{2}\right) \times \left[H_1\left(f - \frac{F_s}{2}\right) - H_2\left(f - \frac{F_s}{2}\right) \times e^{-j\pi F_s \tau} \right] \quad (6)$$

公式(6)是时间交织 ADC 系统的最终输出结果。除了时间误差之外,还包含增益、频响不一致。增益和频响不一致主要体现在各个 ADC 的频响 $H_1(f)$ 和 $H_2(f)$ 不一致上。从公式(6)中可以看出,第一项是信号 $x(t)$ 经过理想时间交织 ADC 采样系统后得到的频谱,即无干扰情况下的输出信号频谱;后一项是由于在实际采样过程中,并行 ADC 之间的采样时刻偏差、增益偏差、频响不一致等因素所造成的信号干扰。图 2 显示了该干扰的频域表现形式,从图中可以看出,信号 $x(t)$ 经过每个 ADC 的 $F_s/2$ 采样之后,其信号频谱均以 $F_s/2$ 为镜像进行扩展。但相比于 ADC_1 而言, ADC_2 的采样时刻会发生半个周期即 T_s 的时延,如公式(3)所示。因此,信号 $x_2(t)$ 的频谱在 $F_s/2$ 镜像频率上会发生 π 的相移,其频谱如图 2(b) 所示。理想情况下,两个 ADC 采样之后合起来的信号 $y(t)$ 的频谱 $Y(f)$ 应该仅仅只包含信号部分。但在实际情况下,由于各个 ADC 之间的频响具有一定的差异,导致两个 ADC 采样之后的镜像频率成分不能完全抵消,因而会叠加形成一

定的干扰,即公式(6)中的第二项,其频谱如图2(c)所示。图2(c)仅仅显示了在 $F_s/4 \sim F_s/2$ 频率范围内的干扰信号,这是因为输入信号的频率范围被限制在 $0 \sim F_s/4$ 范围内。一旦输入信号的频率范围在高频段,即在 $F_s/4 \sim F_s/2$ 之内时,该干扰信号就会转移到 $0 \sim F_s/4$ 的频率范围之内。以此类推,当信号在 $0 \sim F$ 频率范围内时,干扰信号的频率就在 $F_s/2 - F \sim F_s/2$ 范围内。

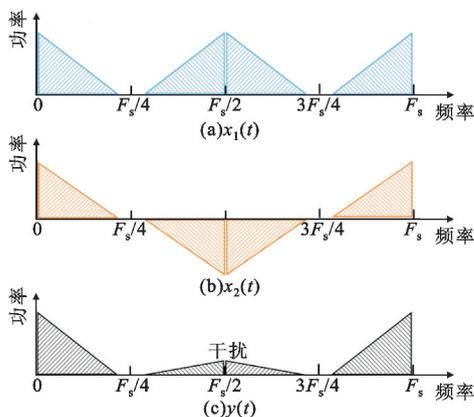


图2 频域干扰形成示意图

Fig. 2 Illustration of frequency interference

3 补偿原理

针对上述所述的干扰信号,我们提出了一种频域的补偿方法,即在时间交织 ADC 系统中,在获取到每个子 ADC 采样数据后,通过后端的数字信号处理技术,在频率域对该干扰信号进行抑制。根据公式(6)和图2(c)可知,首先需要对时间交织 ADC 采样系统在不同频率下的干扰信号大小进行测量,即得到公式(6)中的干扰项大小。该测量可以通过输入不同频率的单频信号进行时间交织采样,在输出端即可得到相应频点处的干扰项。在单次测量过程中,选择的频率点越多,则补偿的精度越高,但其计算复杂度越高。在获得补偿系数后,就可以根据公式(6),对后一项的干扰进行补偿,即在不同频率处移除测量得到的不同频率处的干扰信号。

在该补偿方法中,补偿的效果和精度取决于补偿过程当中频点的选择。频点选择得越多,则补偿效果和精度越高,运算量也越大;反之,补偿效果则会差一些,但运算量也会随之减少。实际使用中需要综合考虑补偿效果和运算量来进行衡量。

4 实验与分析

由于本文主要对双通道时间交织采样系统下宽带信号、高采样率情况下的采样时刻偏差以及频响

差异等进行补偿,因此在实验中,我们使用了两个12比特的ADC来搭建一个2 Gsample/s的时间交织采样的ADC系统,所用到的ADC为Agilent公司的M9703A数据采集卡,每个ADC的采样率均为1 Gsample/s。在输入信号为660 MHz时,时间交织ADC系统输出信号的频谱如图3所示。从图3中可以看出:输出信号频率在660 MHz,干扰信号的频率在340 MHz,干扰信号功率在-20 dBm,仅仅比信号功率低大约15 dB。这是由于在实验系统环境下,两个ADC采样时钟偏移以及ADC频响在高频处存在比较大的差异所造成的。根据公式(6)和上一节的描述,可以得出该干扰信号即为两个ADC输出信号合并之后需要被消除的部分,即公式(6)中的第二项。基于该测试,不断改变输入信号的频率大小,就可以得出在各个不同频率处相应干扰信号的大小,进而在后续信号处理过程中对其进行补偿。

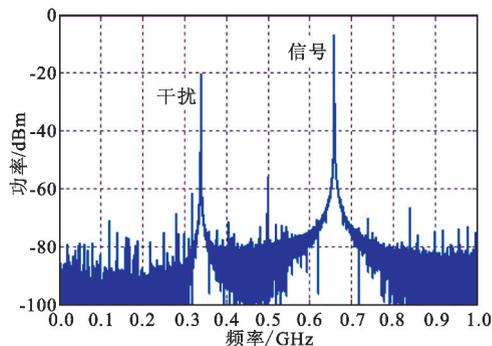


图3 660 MHz 信号输入下时间交织 ADC 系统输出信号频谱
Fig. 3 The output spectrum of TI-ADC system when input signal is 660 MHz

虽然在时间交织采样系统中存在多种随机干扰(例如时钟的抖动等),但各个子ADC的增益差异、频响差异等都相对稳定,因此由频响差异、增益等造成的镜像干扰也相对稳定。

根据上面测量得到的不同频率处的补偿系数,我们可以对时间交织ADC系统的输出信号进行补偿。图4显示了多音(Multiple Tone)信号输入下的补偿效果,其中图4(a)显示了没有经过任何处理下时间交织ADC采样系统的输出频谱图。从图中可以看出:未补偿信号的无杂散动态范围仅仅17.68 dB,并且在高频区域内例如700 MHz~1 GHz频率范围内干扰信号严重。图4(b)为采用传统拉格朗日多项式插值^[5]后的信号,其无杂散动态范围可以达到27.4 dB。而经过频域补偿之后,其无杂散动态范围达到了约40 dB,并且高频区域的干扰信号也得到了极大的优化。补偿后的信号频谱图4(c)所示。由此说明了该频域补偿算法的可行性与有效性。

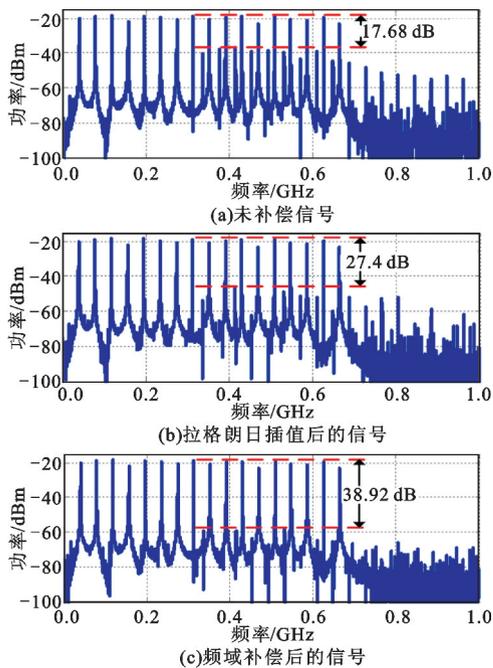


图 4 多音信号输入下的补偿效果

Fig. 4 The compensation effect in case of multiple tone signal

5 结束语

本文针对双通道时间交织 ADC 采样系统中的通道间失配问题,包括各个子 ADC 之间的增益失配、频响差异等进行了研究,提出了一种新的频域纠正补偿算法。实验结果表明,在双通道 12 比特 2 Gsample/s 时间交织 ADC 采样系统下,650 MHz 带宽范围内的无杂散动态范围可以提高到 40 dB。

在实际应用中,除了各个子 ADC 之间的增益、频响之间存在差异之外,还存在随机性比较大的采样时钟抖动。由于该抖动在频域上的干扰信号随机性比较大,因此未来需对其进行更深入的研究,以获得更加理想的补偿效果。

参考文献:

- [1] CHOI Y W, KANG D W, KIM D K. Design and implementation of high speed A/D converter using time interleaving [C]//Proceedings of 2015 IEEE International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Jeju City, South Korea: IEEE, 2015:1-6
- [2] BLACK W C, HODGES D A. Time interleaved converter arrays[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1980, 15(6):1022-1029.
- [3] VOGEL C. The impact of combined channel mismatch effects in time-interleaved ADCs[J]. IEEE Transactions on Instrument Measurement, 2005, 54(1):415-427.
- [4] YI R, WU M, ASAMI K, et al. Digital compensation for timing mismatches in interleaved ADCs[C]//Proceedings

of 2013 22nd Asian Test Symposium(ATS). Jiaosi Township: IEEE, 2013:134-139

- [5] ZOU Y X, ZHANG S L, LIM Y C, et al. Timing mismatch compensation in time-interleaved ADCs based on multi-channel Lagrange polynomial interpolation[J]. IEEE Transactions on Instrument Measurement, 2011, 60(4):1123-1131.
- [6] LIM Y C, ZOU Y X, LEE J W, et al. Time-interleaved analog-to-digital-converter compensation using multi-channel filters[J]. IEEE Transactions on Circuits System I: Region Papers, 2009, 56(10):2234-2347.
- [7] SEO M, RODWELL M, MADHOW U. Comprehensive digital correction of mismatch errors for a 400-Msample/s 80-dB SFDR time interleaved analog-to-digital converter[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 2005, 53(3):1072-1082.
- [8] LIU S J, QI P P, WANG J S, et al. Adaptive calibration of channel mismatches in time-interleaved ADCs based on equivalent signal recombination[J]. IEEE Instrument Measurement Magazine, 2014, 63(2):277-286.
- [9] VOGEL C, MENDEL S. A flexible and scalable structure to compensate frequency response mismatches in time-interleaved ADCs[J]. IEEE Transaction on Circuits System I: Region Papers, 2009, 56(11):2463-2475.

作者简介:



黄仰超(1977—),男,重庆人,2003 年于空军工程大学获硕士学位,现为讲师,主要研究方向为软件无线电、认知无线电以及信号处理等;

HUANG Yangchao was born in Chongqing, in 1977. He received the M. S. degree from Air Force Engineering University in 2003. He is now a lecturer. His research concerns software radio, cognitive radio and signal processing.

Email:sunshine3_2016@sina.com

朱锐(1979—),男,陕西西安人,2014 年于清华大学获博士学位,现为讲师,主要研究方向为认知无线电、绿色通信以及宽带信号处理等;

ZHU Rui was born in Xi'an, Shaanxi Province, in 1979. He received the Ph. D. degree from Tsinghua University in 2014. He is now a lecturer. His research concerns cognitive radio, green communication and broadband signal processing.

蒋磊(1974—),男,江苏无锡人,2007 年于西北工业大学获博士学位,现为副教授,主要研究方向为超宽带通信、软件无线电等;

JIANG Lei was born in Wuxi, Jiangsu Province, in 1974. He received the Ph. D. degree from Northwestern Polytechnical University in 2007. He is now an associate professor. His research concerns ultra broadband communication and software radio.

孟庆微(1980—),男,黑龙江人,2013 年于西北工业大学获博士学位,现为讲师,主要研究方向为水声通信和信道编码等。

MENG Qingwei was born in Heilongjiang Province, in 1980. He received the Ph. D. degree from Northwestern Polytechnical University in 2013. He is now a lecturer. His research concerns underwater acoustic communication and channel coding.