

混合滤波器组 ADC 通路失配偏差的校准方法

刘素娟, 杨 ■, 张 特, 陈建新

(北京工业大学电子信息与控制工程学院, 北京 100124)

摘 要: 针对各采样通路之间的不匹配影响混合滤波器组 ADC 的重构精度这一问题, 本文提出了一种校准混合滤波器组 ADC 通路失配偏差的模型, 该模型将通路间的增益偏差、相位偏差和带宽失配偏差引入到混合滤波器组 ADC 中. 基于此模型, 建立根据输出数据求解超定方程组估算失配偏差的方法, 给出引入失配偏差的混合滤波器组的结构, 推导出其完美重构条件. 设计实现了 160MHz 12-bit 的两通路混合滤波器组 ADC 系统, 实验结果表明, 提出的通路失配偏差的校准方法可提高系统的无杂散动态范围(SFDR)23dB.

关键词: 模拟数字转换器; 混合滤波器组; 通路失配偏差; 校准

中图分类号: TP335 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 08-1889-05

Calibration Technique of Channel Mismatches in Hybrid Filter Banks ADC

LIU Su-juan, YANG Yue, ZHANG Te, CHEN Jian-xin

(College of Electronic Information and Control Engineering, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: The channel mismatches degrade the reconstruction performance of hybrid filter banks (HFB) analog-to-digital converters (ADC). This paper presents a comprehensive model that takes gain, phase, and bandwidth mismatches into account. Based on this model, a method that calculates the value of the channel mismatches by solving overdetermined equations is developed. An improved architecture is introduced based on the model and the perfect reconstruction expression is derived. Finally, a two-channel 160MHz 12-bit HFB ADC system is implemented. The experimental results show that the proposed calibration technique produces about 23 dB of spurious-free dynamic range (SFDR) enhancement.

Key words: analog-to-digital converter; hybrid filter banks; channel mismatch; calibration

1 引言

随着数字集成电路和数字信号处理技术的发展, 通信、航空航天、仪器仪表、军事等许多应用领域要求模拟数字转换器(ADC)既要有高的转换速度又要有高的转换精度^[1]. 但受目前 ADC 发展水平的限制, 单片 ADC 很难同时做到高速度和高精度. Velazquez 提出的多通路混合滤波器组(Hybrid Filter Banks, HFB)ADC 可以有效的将转换速率提高, 被认为是目前最有前途和价值的超高速模数转换系统之一^[2]. 国内学者外对 HFB ADC 系统的完美重构条件以及混合滤波器组的实现方法进行了深入的研究^[3~5]. HFB ADC 的结构框图如图 1 所示, 将输入信号 $x(t)$ 用模拟分解滤波器组进行频带划分, 再经过 M 个高精度的 ADC 并行采样, 最后由数字综合滤波器组完成信号重构. 理想情况下, 系统在保持单个 ADC 转换精度的同时, 转换速率可提高 M 倍.

但是, 由于 HFB 系统的模拟分解滤波器组是通过无源 RLC 模拟器件实现的, 因此, 工艺实现偏差成为影

响系统重构精度的首要问题^[4]. 利用文献[6]提出的估计算法可以较为准确的计算出无源模拟器件的偏离程度, 再通过优化的数字综合滤波器组进行信号重构. 而实际 HFB ADC 系统要达到更高的重构精度, 除了要校准模拟滤波器的工艺实现偏差外, 还要校准各通路的失配偏差. 文献[5]提出了一种基于 LMS 算法的校准方法, 这种方法需要额外提供高速高精的参考源, 给应用带来了限制. 文献[8]提出了一种基于频率等效模型的校准方法, 但这种方法只适用于两通路的 HFB ADC 系统. 本文在 HFB ADC 传统结构的基础上引入通路失配模型, 并给出了通路失配模型中误差参数的估算方法

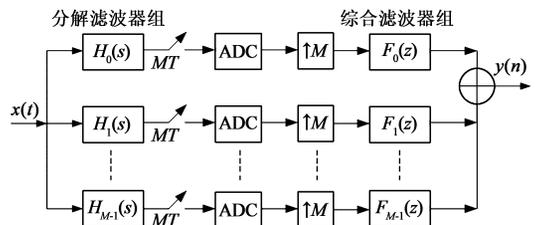


图1 HFB ADC的结构框图

和校准方法.

2 通路失配模型及失配偏差估计

2.1 通路失配模型

HFB ADC 通路失配偏差主要由模拟电路制造工艺引入的偏置偏差、增益偏差和相位偏差组成. 对于更高精度的应用要求, 还需要考虑各通路 ADC 带宽失配的影响^[7]. 如果各通路不存在带宽失配, 则各通路 ADC 的截止频率 ω_c 完全相同. 为了表征各通路的带宽失配, 用 ω_{ck} 来表示第 k ($k = 0, 1, \dots, M-1$, M 为通路数) 路 ADC 的截止频率. HFB ADC 系统中各通路的 ADC 模块, 可合理等效为图 2 中的 1 阶 RC 电路, 因此, 第 k 路 ADC 的传递函数 $Q_k^*(j\omega)$ 可以表示为

$$Q_k^*(j\omega) = 1/(1 + j\omega/\omega_{ck}) \quad (1)$$

其中 ω 为输入信号角频率, $0 \leq \omega \leq \pi/T$, T 为 HFB ADC 系统的采样周期.

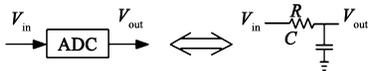


图2 HFB ADC系统中各通路ADC等效模型

在式(1)中引入各通路的增益偏差 Δg_k 和相位偏差 Δt_k (本文中的失配模型不引入可通过简单数学运算即可消除的偏置偏差), 可得到第 k 个通路的传递函数 $Q_k(j\omega)$ 为

$$Q_k(j\omega) = \frac{(1 + \Delta g_k) e^{j\omega\Delta t_k}}{1 + j\omega/\omega_{ck}} \quad (2)$$

以第一个通路 ($k = 0$) 为标准, 以采样频率和采样幅度均归一化为例, 根据式(2)可得到各个通路相对第一个通路的频率响应为

$$\frac{Q_k(j\omega)}{Q_0(j\omega)} = e^{j\omega(\Delta t_k - \Delta t_0)} \frac{(1 + \Delta g_k)(1 + j\omega/\omega_{c0})}{(1 + \Delta g_0)(1 + j\omega/\omega_{ck})} \quad (3)$$

$$\text{mag}\left(\frac{Q_k(j\omega)}{Q_0(j\omega)}\right) = \frac{1 + \Delta g_k}{1 + \Delta g_0} \sqrt{\frac{1 + (\omega/\omega_{c0})^2}{1 + (\omega/\omega_{ck})^2}} \quad (4)$$

$$\text{phase}\left(\frac{Q_k(j\omega)}{Q_0(j\omega)}\right) = \arctan$$

$$\frac{\cos(\omega(\Delta t_k - \Delta t_0))\omega(\omega_{ck} - \omega_{c0}) + \sin(\omega(\Delta t_k - \Delta t_0))(\omega_{ck}\omega_{c0} - \omega^2)}{\cos(\omega(\Delta t_k - \Delta t_0))(\omega_{ck}\omega_{c0} - \omega^2) + \sin(\omega(\Delta t_k - \Delta t_0))\omega(\omega_{ck} - \omega_{c0})} \quad (5)$$

式(4)、(5)分别为式(3)的幅度响应和相位响应. 理想情况下通路间不存在任何偏差, 即, $Q_k(j\omega)/Q_0(j\omega)$ 的幅度响应在全频段范围内均为 1, 相位响应在全频段范围内均为 0. 为体现通路间的失配偏差, 以两通路为例, 不妨设 $\Delta g_0 = 0, \Delta g_1 = 0.01, \Delta t_0 = 0, \Delta t_1 = 0.01, \omega_{c0} = \pi, \omega_{c1} = 1.01\pi$, 由式(4)、(5)可得 $Q_1(j\omega)/Q_0(j\omega)$ 的幅度响应和相位响应如图 3 所示. 通路间相对幅度偏差和相位偏差会在输入信号相对于频点 $1/(2MT)$ 的镜像位置产生明显的噪声^[7] (文中图 7(b) 可以看到), 因此, 需要重新设计 HFB 系统模型, 并给出相匹配的完美重构条件.

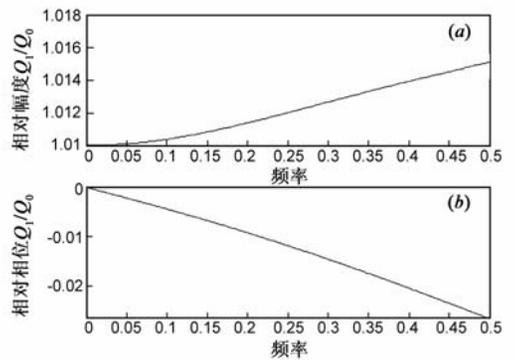


图3 (a) Q_1/Q_0 的幅度响应; (b) 相位响应

2.2 通路失配偏差估算方法

2.1 节中的通路偏差是直接给定的, 然而对于实际系统而言, 通路失配偏差无法预先得到. 本文提出一种估算相对失配模型参数的方法.

假定图 4 所示的传递网络为线性时不变 (LTI) 系统. $x(t)$ 经过 $Q(j\omega)$ ($Q(j\omega) = [Q_0(j\omega), Q_1(j\omega), \dots, Q_{M-1}(j\omega)]$), 采样后输出序列为 $q_0[n], q_1[n], \dots, q_{M-1}[n]$, 通过离散傅里叶变换 (DFT) 可得到输出的频域表达式为

$$q_k(e^{j\omega T}) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} X(j\omega - j\frac{2\pi p}{T}) Q_k(j\omega - j\frac{2\pi p}{T}) \quad (6)$$

利用余弦信号的傅里叶变换为冲击响应这一性质, 令输入信号的频谱为

$$X(j\omega) = \pi \sum_{i=1}^m [\delta(\omega - \omega_i) + \delta(\omega + \omega_i)] \quad (7)$$

其中 m 为大于等于 3 的整数. 由于离散采样而产生的周期延拓对计算 $Q_k(j\omega)$ 的传递函数没有任何贡献, 因此令式(6)中的参数 $p = 0$. 在 $0 \leq \omega \leq \pi/T$ 的范围内, 结合式(3)、(6)和(7)得

$$G_k(e^{j\omega T}) = \frac{q_k(e^{j\omega T})}{q_0(e^{j\omega T})} = \frac{Q_k(j\omega)}{Q_0(j\omega)}, \quad \omega \in [0, \pi/T] \quad (8)$$

同样, 以 2.1 节中设置的参量为例, 第一路的失配模型为标准进行归一化, 由式(8)可得

$$\begin{cases} e^{j\omega_1 \Delta t_k} \frac{(1 + \Delta g_k)(1 + j\omega_1/\omega_{c0})}{(1 + j\omega_1/\omega_{ck})} = G_k(e^{j\omega_1 T}) \\ e^{j\omega_2 \Delta t_k} \frac{(1 + \Delta g_k)(1 + j\omega_2/\omega_{c0})}{(1 + j\omega_2/\omega_{ck})} = G_k(e^{j\omega_2 T}) \\ \vdots \\ e^{j\omega_m \Delta t_k} \frac{(1 + \Delta g_k)(1 + j\omega_m/\omega_{c0})}{(1 + j\omega_m/\omega_{ck})} = G_k(e^{j\omega_m T}) \end{cases} \quad (9)$$

方程组(9)左边的已知参量为 ω_m , 右边可以通过两

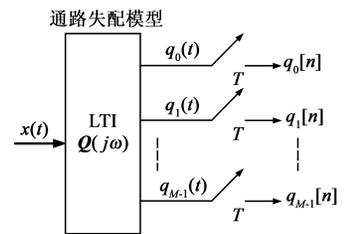


图4 失配模型传递网络

路采样数据频域的比值得到.当 $m \geq 3$ 时,求解超定方程组(9)可以解出第 k 路失配模型参数 $\Delta g_k, \Delta t_k$ 和 ω_{ck} .通过本节提出的估算方法,在区间 $[0, \pi/T]$ 范围内,均匀选取了 6(即 $m = 6$) 个频点进行计算,得到 $\Delta g_1 = 0.009997, \Delta t_1 = 0.010004, \omega_{c1} = 1.010000\pi/T$.估算值与 2.1 节的给定值相比,误差为 10^{-6} 量级,验证了估计算法的准确性.

根据图 4 所示模型,通过采样数据计算出失配模型偏差后,需要改进图 1 所示的传统 HFB ADC 系统结构.图 5 为增加通路失配模型后的 HFB ADC 系统框图.

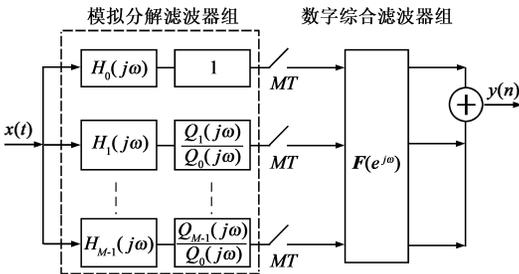


图 5 增加失配模块后的 HFB ADC 系统

设输入信号在 Nyquist 频率范围内 ($0 \leq \omega \leq \pi/T$), 输出信号的频域表达式为

$$Y(e^{j\omega T}) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} X(j\omega - j\frac{2\pi p}{MT}) T_p(e^{j\omega T}) \quad (10)$$

其中

$$T_p(e^{j\omega T}) = \frac{1}{MT} \sum_{k=0}^{M-1} F_k(e^{j\omega T}) H_k(j\omega - j\frac{2\pi p}{MT}) \cdot Q_k(j\omega - j\frac{2\pi p}{MT}) / Q_0(j\omega - j\frac{2\pi p}{MT}) \quad (11)$$

$H_k(j\omega)$ 为模拟分解滤波器组传递函数, $F_k(e^{j\omega T})$ 为数字综合滤波器组传递函数.当 $p = 0$ 时,定义 T_0 为失真函数;当 $p = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm (M-1)$ 时,将 T_p 定义为混叠函数.系统完美重构条件要求输出信号的频率响应为输入信号的纯延时,系统传递函数的幅度等于常数 c ,而延时是常数 d ,因此,完美重构条件等价于

$$T_p(e^{j\omega T}) = \begin{cases} ce^{-j\omega Td}, & p = 0 \\ 0, & p = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm (M-1) \end{cases} \quad (12)$$

根据完美重构条件,两通路 HFB ADC 系统数字综合滤波器组传递函数表达如式(13)、(14)所示.

$$F_1(e^{j\omega T}) = \frac{MT(H_0(j\omega)T_1 - H_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))T_0)}{H_0(j\omega)H_1(j(\omega - \frac{\pi}{T}))\frac{Q_1(j(\omega - \frac{\pi}{T}))}{Q_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))} - H_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))H_1(j\omega)\frac{Q_1(j\omega)}{Q_0(j\omega)}T_1)} \quad (13)$$

$$F_1(e^{j\omega T}) = \frac{MT(H_0(j\omega)T_1 - H_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))T_0)}{H_0(j\omega)H_1(j(\omega - \frac{\pi}{T}))\frac{Q_1(j(\omega - \frac{\pi}{T}))}{Q_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))} - H_0(j(\omega - \frac{\pi}{T}))H_1(j\omega)\frac{Q_1(j\omega)}{Q_0(j\omega)}} \quad (14)$$

在确定 $H_k(j\omega)$ 和 $Q_k(j\omega)/Q_0(j\omega)$ 的传递函数后,就可以根据式(13)、(14)计算出 $F_k(e^{j\omega T})$,完成信号重构.系统仿真时,采用 5 阶功率互补形式的模拟滤波器实现分解滤波器组^[8],通路失配偏差按照 2.1 节中的指标进行设计.平均失真误差 T_{0avg} 和平均混叠误差 T_{pavg} 是表征在 $0 \leq \omega \leq \pi/T$ 区间内, HFB ADC 重构性能的重要指标,根据式(12)分别定义为

$$T_{0avg} = \int_0^{\pi} |T_0(e^{j\omega})| d\omega \quad (15)$$

$$T_{pavg} = \int_0^{\pi} T_p(e^{j\omega}) d\omega \quad (16)$$

则最大失真误差 T_{0max} 和最大混叠误差 T_{pmax} 分别定义为:

$$T_{0max} = \max |T_0(e^{j\omega})| \quad (17)$$

$$T_{pmax} = \max (T_p(e^{j\omega})) \quad (18)$$

校准通路失配偏差前后的失真函数和混叠函数仿真结果如图 6 所示.由式(15)~(18)计算得到两通路失配偏差校准前后 HFB ADC 的重构性能如表 1 所示.从图 6 和表 1 可以得到如下结论:通路失配偏差严重影响 HFB ADC 系统重构精度,利用本节提出的失配模型及校准方法可以很好的抑制失真误差和混叠误差,满足高精度 HFB ADC 系统的需要.

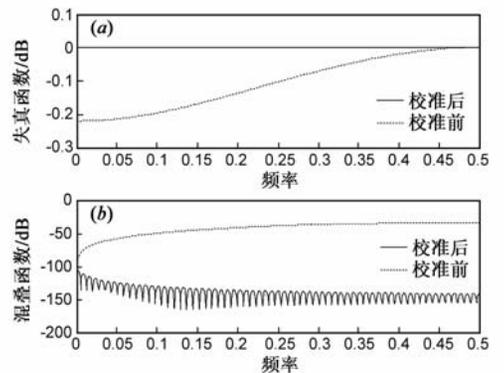


图 6 (a) 失真函数的仿真结果;(b) 混叠函数的仿真结果

表 1 失配偏差校准前后 HFB ADC 性能比较

	平均混叠(dB)	最大混叠(dB)	平均失真(dB)	最大失真(dB)
失配偏差校准前	-42	-33	0.11	0.219
失配偏差校准后	-140	-105	5.86×10^{-7}	1.03×10^{-6}

3 两通路 12-bit, 160 MHz ADC 系统设计与测试

3.1 系统设计

为了验证通路失配偏差校准方法的可行性, 本文围绕 ADI 公司的 AD9236(80MHz 12-bit)^[9] 设计了单路滤波结构^[8] 的两通路 160MHz 12-bit HFB ADC 系统. 本文在 Nyquist 频率范围内取 6 个不同频率的正弦信号的和作为测试信号. 输入正弦信号频率分别为 19.52MHz、29.28MHz、39.04MHz、48.80MHz、58.56MHz、68.32MHz, 测试结果如图 7 所示, 分析如下:

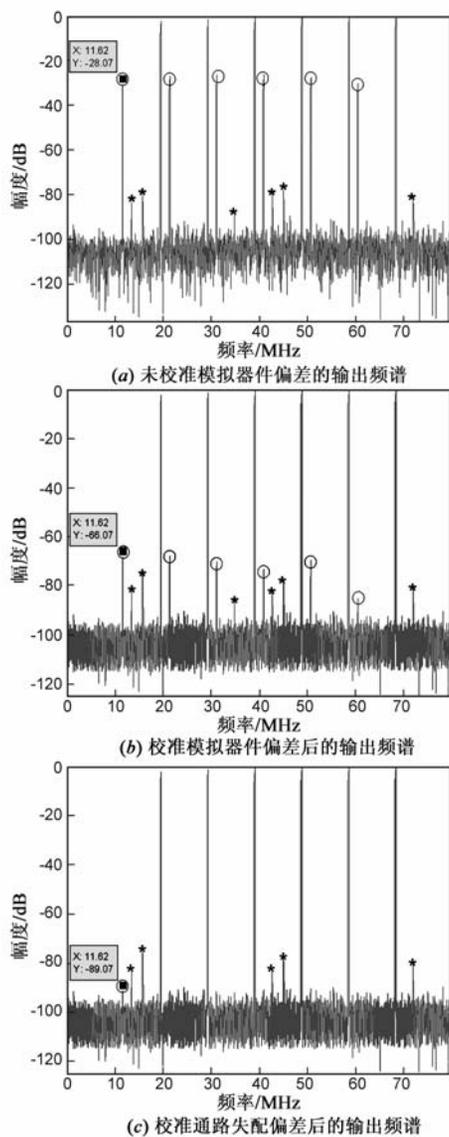


图7 (○代表混叠信号, *代表谐波)

图7(a)为未校准模拟器件偏差的输出频谱, 由于模拟滤波器的实现偏差, 严重影响了系统的重构精度, 由两倍升采样而产生的镜像混叠信号没有得到很好的抑制, 系统的输出动态范围只有 28dB.

利用模拟分解滤波器组系数偏差估计算法^[6] 求解传递函数后, 再根据 IFFT 算法计算数字综合滤波器组系数, 校准模拟器件偏差后的输出频谱如图 7(b) 所示. 与图 7(a) 相比, 镜像混叠信号的幅度得到了一定的抑制, SFDR 提高约 38dB, 但仍然没有达到单路 ADC 器件的精度.

根据本文提出的通路失配模型, 配合校准算法重新计算数字综合滤波器组系数, 校准通路失配偏差后的输出频谱如图 7(c) 所示. 与图 7(b) 相比, 镜像混叠信号的幅度得到了更大的抑制, SFDR 提高约 23dB, 达到 12-bit 的重构精度. 图 7 中的谐波是系统的 PCB 板设计不理想引入, 不是本文的校准对象. 此外, 与文献[8] 相比, 本文提出的校准方法不受两通路功率互补条件的限制, 可用于任意通路 HFB ADC 的校准.

目前, 检索到的关于 HFB ADC 系统的研究多停留在仿真阶段, 文献[10] 报道了两通路 HFB ADC 系统的测试结果. 对于单路 ADC 同为 12-bit 精度的系统而言, 表 2 给出了输出信号信噪比(SNR)的对比. 如表 2 所示, 随着输入信号频率相对采样频率比值的升高, 应用本文方法设计的两通路 HFB ADC 系统重构精度保持稳定, 基本可以满足 12-bit 的需要. 然而, 文献[10] 中当输入信号频率与采样频率的比值为 0.05 时, 输出信号的信噪比就已经下降到 55dB, 且文献[10] 并未给出输入频率大于单路 ADC Nyquist 频率情况下的测试结果(表 2 中“—”表示未给出结果).

表 2 重构信号 SNR 对比

输入频率/采样频率	0.025	0.05	0.2	0.3	0.4
文献[10] SNR(dB)	63	55	—	—	—
本文 SNR(dB)	66	64	65	63	64

4 结论

针对 HFB ADC 系统通路之间的失配, 本文提出了一种校准 HFB 通路失配偏差的方法. 该方法提出 HFB ADC 系统通路失配模型, 有效的表征了各通路之间的失配偏差; 基于该模型提出了偏差估算及校准的方法, 并通过实际电路的制作和测试验证了校准方法的可行性. 测试结果表明, 通过该校准方法校准各通路失配偏差后, 输出信号的无杂散动态范围可从 66dB 提高到 89dB.

参考文献

- [1] C Lelandais-Perrault, Z G Song, D Poulton. Hybrid filter bank A/D conversion systems applied to future telecommunication scenarios [A]. IEEE North-East Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference[C]. Toulouse, 2009. 1-4.
- [2] R Velazquez, T Q Nguyen, S R Broadstone. Design of hybrid

- filter banks for analog-digital conversion [J]. IEEE Transactions on Signal Processing. 1998, 46(4): 956 – 967.
- [3] 刘治宇, 林茂六. 一种基于混合滤波器组的高速高分辨率 ADC 系统研究[J]. 电子学报, 2003, 31(9): 1404 – 1406.
Liu Zhi-yu, Lin Mao-liu. A research on a hybrid filter banks based high-speed high-resolution ADC system[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(9): 1404 – 1406. (in Chinese)
- [4] D Asemani, J Oksman, P Duhamel. Subband architecture for hybrid filter bank A/D converters [J]. IEEE J of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(2): 191 – 201.
- [5] Zhi-guo Song, Lelandais-Perrault, C, et al. Synthesis of subband hybrid filter banks ADCs with finite word-length coefficients using adaptive equalization[A]. 2010 IEEE International Proceedings of Circuits and Systems [C]. Paris, 2010. 577 – 580.
- [6] 杨 ■, 刘素娟, 陈建新. 一种估计模拟分解滤波器组系数偏差的算法[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(1): 71 – 75.
Yang Yue, Liu Su-juan, Chen Jian-xin. A new algorithm for the estimation of coefficient deviations of analog analysis filter banks [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2010, 25(1): 71 – 75. (in Chinese)
- [7] N Kurosawa, H Kobayashi, K Maryouma, et al. Explicit analysis of channel mismatch effects in time-interleaved ADC systems [J]. IEEE Transactions on Circuit and Systems-I; Fundamental Theory and Application, 2001, 48(3): 261 – 271.
- [8] Liu Su-juan, Yang Yue, Chen Jian-xin. Design and realization of two-channel complementary hybrid filter banks analog-to-digital converter[A]. IEEE International Conference on Signal Processing[C]. Dalian, 2010. (3): 143 – 146.
- [9] AnalogDevices. AD9236: 12-Bit, 80 MSPS, 3 V A/D Converters [EB/OL]. <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad9236/products/product.html>, 2009-09-16.
- [10] Zhi-gang Wang, Jie Guo. Implementation of a high sampling rate waveform digitizer for wireless communication testing [A]. IEEE International Conference on Communications, Circuits and System[C]. Kokura, 2007. 1334 – 1338.

作者简介



刘素娟 女, 1978 年生于山东巨野, 博士, 北京工业大学讲师, 研究方向为数模混合集成电路设计.

E-mail: liusujuan@bjut.edu.cn

杨 ■ 男, 1981 年生于北京, 北京工业大学博士研究生, 研究方向为数模混合集成电路设计.