

针对级联型 IIR 滤波器群延时的均衡优化技术

佟星元, 贺璐璐, 杜慧敏, 董嗣万

(西安邮电大学电子工程学院, 陕西西安 710121)

摘要: 为了减小由非恒定群延时所引起的滤波器的输出信号失真, 本文提出一种适用于级联型无限长脉冲响应数字滤波器的群延时均衡优化方法. 通过在级联型 IIR 数字滤波器每一级的输出插入全通均衡器, 减小群延时在通带范围内的变化, 进而减小滤波器的输出信号失真. 对于本文提出的群延时优化方法, 当采用 1 阶和 2 阶均衡器进行电路优化时, 在 0 ~ 100Hz 的通带范围内, 分别将群延时的变化量减小了 28.19% 和 49.93%. 基于 0.18 μm CMOS 标准单元库进行逻辑综合与版图设计, 最终得到整个滤波电路 IP 核版图的面积为 0.1747 mm^2 . 相比于已有文献方法, 本文方法在群延时优化上效果显著, 电路实现上功耗和面积较小, 非常适合片上系统应用.

关键词: 数字滤波器; 无限长脉冲响应; 级联型; 群延时; 全通均衡器

中图分类号: TN431.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)08-1717-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.08.015

Equalization Based Optimization Technique for Group Delay of Cascaded IIR Filter

TONG Xing-yuan, HE Lu-lu, DU Hui-min, DONG Si-wan

(1. School of Electronics Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an, Shaanxi 710121, China)

Abstract: In order to reduce the output distortion that caused by the non-constant group delay of digital filter, an equalization based optimization technique is proposed, in this paper, for decreasing the variation of group delay in cascaded infinite-impulse response digital filter. By inserting all-pass equalizer behind each stage of the cascaded IIR digital filter, the variation of group delay within the passband range can be reduced, and the output distortion of the digital filter can also be decreased. For the group delay optimization method proposed in this paper, when the 1st and 2nd order equalizers are used for circuit optimization, the variation of group delay is reduced by 28.19% and 49.93% respectively in the passband range of 0 ~ 100Hz. Based on the 0.18 μm CMOS standard cell library for logic synthesis and layout design, the area of the entire filter circuit IP core layout is 0.1747 mm^2 . Compared with the existing literature methods, this method has a significant effect on group delay optimization, and the power consumption and area are small in circuit implementation, which is very suitable for system-on-chip applications.

Key words: digital filter; IIR (Infinite Impulse Response); cascaded; group delay; all-pass equalizer

1 引言

作为关键的数字信号处理电路, 数字滤波器具有广泛应用, 其主要分为有限长脉冲响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器和无限长脉冲响应 (Infinite Impulse Response, IIR) 滤波器. 滤波器的群延时反映的是不同频率的信号通过滤波器所产生的延迟差异, 相比 FIR 滤波器, IIR 滤波器通常具有阶数低、硬件开销小的

优点^[1], 但其非常数的群延时使得不同频率的信号通过滤波器会产生不同的延迟, 经常导致滤波器的输出信号出现严重失真^[2]. 群延时优化是 IIR 滤波器设计中的关键问题之一.

近年来, 国内外学者针对 IIR 数字滤波器的研究工作主要是滤波器算法优化^[3-9]. 最小均方误差算法和最小 P 误差算法属于非线性优化算法^[3,4], 有多个极值点, 在优化过程中很容易只得到局部极值, 从而得不到

收稿日期: 2018-10-18; 修回日期: 2019-04-08; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61674122); 陕西省创新人才推进计划项目 (No. 2017KJXX-46); 陕西省留学回国人员科技活动优秀资助项目 (No. 2017005); 陕西省高层次人才特殊支持计划项目

全局最优解. 文献[5]中探讨的遗传算法运行速度慢, 而且有时也仅得到局部最优解. 文献[6]中的粒子群算法虽然运行速度快, 算法简单, 但仍有很大的可能性只得到局部最优解. 为了克服以上缺点, 文献[7]和文献[8]中将改进的遗传算法或粒子群算法应用到了 IIR 数字滤波器设计中, 但增加了算法复杂度和设计难度. 前期已有的以上工作还缺少针对 IIR 滤波器的群延时优化技术研究. 与直接型和并联型结构相比, 级联型 IIR 滤波器由于其串联的结构特点, 在实现时可以灵活调整各级子系统的零极点, 便于评估整个滤波器的稳定性^[9]. 用 Matlab 中的滤波器设计工具箱 (Filter Design and Analysis Tool, FDA Tool) 能够得到满足幅值响应的基本级联型 IIR 滤波器, 但无法通过 FDA Tool 可视化窗口中有限的参数设置对群延时进行优化. 因此, 本文针对基本级联型 IIR 数字滤波器, 提出基于全通均衡器的群延时后补偿优化方法, 运算量小、易于实现. 从系统的稳定性方面考虑, 本文优化方法不是简单地将基本级联型 IIR 滤波器和均衡器级联, 而是通过在 IIR 滤波器各级之间插入全通均衡器来对滤波器整体的群延时进行补偿, 并借助零极点分析来评估所插入的全通均衡器以及整个滤波器系统的稳定性, 最后通过设计实例验证了本文群延时优化技术的实用性.

2 基本级联型滤波器及系数量化

2.1 基本级联型滤波器

为了验证所提出的群延时补偿技术的有效性, 本文主要对一个已有的满足幅值响应的基本级联型 IIR 滤波器进行详细的群延时优化分析. 本文结合生物医疗电子模拟前端芯片的应用需求, 对 10bit IIR 低通滤波器进行研究, 具体指标为: 采样频率 $f_s = 1\text{kHz}$, 通带截止频率 $f_{\text{pass}} = 100\text{Hz}$, 阻带起始频率 $f_{\text{stop}} = 150\text{Hz}$, 通带最大衰减 $A_{\text{pass}} = 0.001\text{dB}$, 阻带最小衰减 $A_{\text{stop}} = 40\text{dB}$. 根据表 1 中的对比, 在相同设计指标下, 由于椭圆型滤波器对应的阶数最小, 本文选用椭圆型滤波器来实现 IIR 数字滤波器的设计.

表 1 不同类型 IIR 滤波器的阶数比较

类型	阶数
巴特沃斯型	20
切比雪夫 I/II 型	10
椭圆型	6

由 FDA Tool 得到基本级联型 IIR 滤波系统 (满足了幅值响应, 但群延时需要进行优化), 该系统由 3 级二阶子系统 (Second Order Section, SOS) 级联而成, 其系统函数可表示为:

$$H(z) = H_{\text{SOS1}}(z) \cdot H_{\text{SOS2}}(z) \cdot H_{\text{SOS3}}(z) \quad (1)$$

其中, H_{SOS1} 、 H_{SOS2} 和 H_{SOS3} 分别为第 1 级、第 2 级和第 3 级二阶子系统的传递函数, 分别表示为:

$$\begin{cases} H_{\text{SOS1}}(z) = 0.5708 \cdot \frac{1 - 0.7405z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.1385z^{-1} + 0.5521z^{-2}} \\ H_{\text{SOS2}}(z) = 0.7473 \cdot \frac{1 + 1.0161z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.9413z^{-1} + 0.2572z^{-2}} \\ H_{\text{SOS3}}(z) = 0.0478 \cdot \frac{1 - 1.1400z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.3474z^{-1} + 0.8579z^{-2}} \end{cases} \quad (2)$$

2.2 系数量化字长的确定

与理想数字滤波器不同, 实际的数字滤波器在硬件实现过程中需要对滤波器的系数进行量化^[10]. 由于滤波器系数量化误差的存在, 必然影响滤波器的零极点位置和频率响应, 甚至可能使极点偏离到单位圆外, 造成系统不稳定^[11]. 本文以零极点位置对系统稳定性的影响为约束条件, 得到满足稳定性要求的有限字长滤波器系数.

假设 IIR 数字滤波器系统函数为:

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (3)$$

系数 a_k 和 b_k 决定系统零极点的位置. 对分母部分 $A(z)$ 进行如下因式分解:

$$A(z) = 1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k} = \prod_{i=1}^N (1 - z_i z^{-1}) \quad (4)$$

系数 a_k 的量化会引起 $A(z)$ 多项式中第 i 个根 z_i (即 $H(z)$ 第 i 个极点) 发生变化, 变化率 $\partial z_i / \partial a_k$ 可表示为:

$$\frac{\partial z_i}{\partial a_k} = \frac{\partial A(z)}{\partial a_k} / \frac{\partial A(z)}{\partial z_i} = \frac{z_i^{N-k}}{\prod_{j \neq i} (z_i - z_j)} \quad (5)$$

进而得到 $A(z)$ 中各个系数的量化所引起的第 i 个极点的偏差为:

$$\Delta z_i = \sum_{k=1}^N \frac{-z_i^{N-k}}{\prod_{j \neq i} (z_i - z_j)} \Delta a_k, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, N$, $\Delta a_k = a_k - \hat{a}_k$, $\Delta z_i = z_i - \hat{z}_i$, \hat{a}_k 和 \hat{z}_i 表示量化后的系数和极点.

以 $H_{\text{SOS1}}(z)$ 分母中的多项式 $A(z)$ 为例, 根据式(4)计算出 z_1 和 z_2 由系数 a_1 、 a_2 量化引起的变化率. 由于 a_1 、 a_2 的量化对极点 z_1 和 z_2 的影响相同, 只需讨论 a_1 、 a_2 的量化对极点 z_1 的影响. 假设 b 为量化位宽, 则误差范围均为 $(-2^{-b}/2, 2^{-b}/2)$. 考虑系统稳定性, 若使量化前后的极点偏差在 0.01% 以内, 即:

$$(0.777877 + 1.046904) \cdot (2^{-b}/2) < 0.01\% \quad (7)$$

b 取整数, 解得 $b \geq 13$. 系数量化位宽越小, 稳定系统变为不稳定系统的可能性就越大, 而系数位宽越大, 消耗的乘法器资源越多. 折衷考虑系统稳定性和电路复

杂度后,将滤波器各级系数量化为 13bit,表 2 给出了系数量化后的各级系数与增益. 其中, $b_{i,0}$ 、 $b_{i,1}$ 、 $b_{i,2}$ 和 $a_{i,0}$ 、

$a_{i,1}$ 、 $a_{i,2}$ 分别表示第 i 级二阶子系统的前馈系数和反馈系数, G_i 表示第 i 级二阶子系统的增益.

表 2 滤波器各级系数与增益

级数序号 i	$b_{i,0}$	$b_{i,1}$	$b_{i,2}$	$a_{i,0}$	$a_{i,1}$	$a_{i,2}$	G_i
1	1	-0.74072265625	1	1	-1.138671875	0.55224609375	0.570800781250
2	1	1.01611328125	1	1	-0.941406250	0.25732421875	0.747314453125
3	1	-1.14013671875	1	1	-1.347656250	0.85791015625	0.047851562500

3 滤波器群延时分析

3.1 频域中的群延时分析

调用 Matlab 中的群延时函数 $[gd, f] = \text{grpdelay}(b, a, n, f)$ 对滤波器各级二阶子系统进行群延时分析. 其中, a 和 b 为滤波器系数, f_s 为系统的采样频率, f 为群延时曲线中的频率间隔, $n = (f_s/2)/f$ 为量化的频点数. 图 1 所示的是滤波器及其各级二阶子系统在通带范围内 (0 ~ 100Hz) 的群延时曲线, 以 38.57Hz 的带内信号为例, 总系统的群延时为各级二阶子系统的群延时之和.

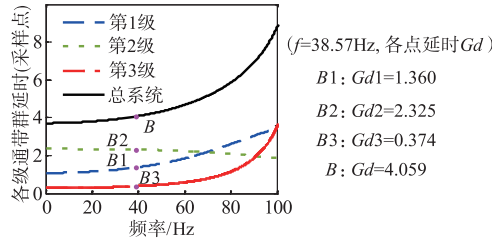
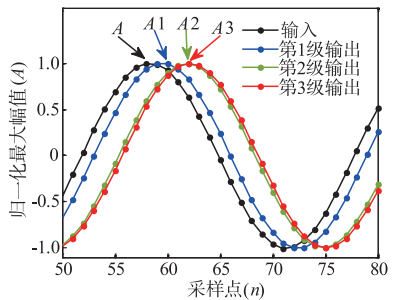


图1 滤波器及其二阶子系统在通带范围的群延时曲线

3.2 时域中的群延时分析

图 2 所示的是级联型 IIR 滤波器及其各级二阶子系统的输入和输出曲线. 为了和图 1 对比分析, 图 2 中的信号频率选取了图 1 中所标出的 38.57Hz (可选择任意其它的带内信号频率), 图 1 对应频点处的信号延时与图 2 在时域中相应采样点的延时近似相等.



$n=58, A=1$ (实际值509.0)
 $n=60, A1=1$ (实际值906.5), 第1级延迟2个采样点
 $n=62, A2=1$ (实际值6089.0), 第2级延迟2个采样点
 $n=62, A3=1$ (实际值512.0), 第3级延迟0个采样点

图2 滤波器及其二阶子系统在时域中的输入输出曲线

4 级联型 IIR 滤波器群延时优化

由第 3.1 部分图 1 可以看出, 滤波器及其各级二阶子系统在通带范围内群延时并非恒定值. 相频响应与群延时的关系为:

$$\tau(\Omega) = -\frac{d(\varphi(\Omega))}{d\Omega} \quad (8)$$

其中 Ω 为归一化数字角频率, $\tau(\Omega)$ 和 $\varphi(\Omega)$ 分别为群延时和相频响应. IIR 滤波器的非线性相位导致系统的群延时非常数, 这意味着位于通带内的不同频率分量被延迟了不同的时间, 最终导致滤波器的输出信号出现失真^[12]. 为了改善由各级非常数群延时所引起的滤波器输出信号失真, 本文提出在级联型 IIR 滤波器各级之间插入全通均衡器, 以此来调整滤波器的群延时.

4.1 全通均衡器的原理与设计

全通均衡器的幅度响应定义为:

$$|A(e^{j\Omega})| = 1 \quad (9)$$

若将全通均衡器应用到 IIR 滤波器中, 级联均衡器之后, 滤波器的幅度响应不会受到影响, 而相位可以得到补偿, 体现为群延时均衡, 可用以下关系式进行描述:

$$|H_c(e^{j\Omega})| = |H_f(e^{j\Omega})| \cdot |A(e^{j\Omega})| \\ = |H_f(e^{j\Omega})| \quad (10)$$

$$\tau_c(\Omega) = \tau_f(\Omega) + \tau_a(\Omega) \quad (11)$$

其中 $H_c(e^{j\Omega})$ 和 $\tau_c(\Omega)$ 为滤波器整体的频率响应和群延时, $H_f(e^{j\Omega})$ 和 $\tau_f(\Omega)$ 用来描述原滤波器, $A(e^{j\Omega})$ 和 $\tau_a(\Omega)$ 描述所设计的均衡器. 以一阶全通均衡器为例, 传输函数定义为:

$$A(z) = \frac{a + z^{-1}}{1 + az^{-1}} \quad (12)$$

式中的 a 为实系数. 根据群延时的定义, 一阶全通均衡器的群延时可表示为:

$$\tau_a(\Omega) = -\frac{a^2 - 1}{1 + a^2 + 2a\cos(\Omega)} \quad (13)$$

同理, 可以求得原滤波器群延时 $\tau_f(\Omega)$. 在 $\Omega_0 = 0$ 处, $\tau_f(\Omega)$ 和 $\tau_a(\Omega)$ 的泰勒展开式分别为:

$$\tau_f(\Omega) \approx \tau_{f0} + \tau_{f2}\Omega^2 + \tau_{f4}\Omega^4 + \dots \quad (14)$$

$$\tau_a(\Omega) \approx \tau_{a0} + \tau_{a2}\Omega^2 + \tau_{a4}\Omega^4 + \dots \quad (15)$$

其中, τ_{ak} 和 τ_{fk} ($k=0, 2, 4, \dots$) 分别为 $\tau_a(\Omega)$ 和 $\tau_f(\Omega)$ 泰勒展开的系数, 结合式(11)有:

$$\tau_c(\Omega) \approx (\tau_{a0} + \tau_{f0}) + (\tau_{a2} + \tau_{f2})\Omega^2 + (\tau_{a4} + \tau_{f4})\Omega^4 + \dots \quad (16)$$

若要使 $\tau_c(\Omega)$ 与 Ω 无关, 即总系统群延时为常数, 需要式(16)中的偶次项系数都为 0. 由于高阶偶次项的系数数值较小, 所以忽略这些项, 只考虑二次项系数. 若令二次项系数 $\tau_{a2} + \tau_{f2} = 0$, 便可得到与 Ω 无关的 $\tau_c(\Omega)$ 以及使一阶全通均衡器稳定的实系数 a .

4.2 IIR 滤波器群延时优化

本文以由 3 级二阶子系统级联构成的 IIR 滤波器为例, 通过在相邻二阶子系统之间插入一级全通均衡器的方式, 对各级二阶子系统的群延时进行优化.

4.2.1 采用 1 阶全通均衡器

级联型 IIR 滤波器第 k ($k=1, 2, 3$) 级二阶子系统的传递函数为:

$$H_{SOS,k}(z) = G_i \cdot \frac{b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + b_{i,2}z^{-2}}{1 + a_{i,1}z^{-1} + a_{i,2}z^{-2}} \quad (17)$$

依据本文 4.1 部分的分析, 一阶全通均衡器和各级滤波

器二阶子系统群延时 τ_{aT} 、 τ_{SOS1T} 、 τ_{SOS2T} 、 τ_{SOS3T} 的泰勒展开分别为:

$$\tau_{aT}(\Omega) \approx -\frac{a^2 - 1}{a^2 + 2a + 1} - \frac{a(a^2 - 1)}{(a^2 + 2a + 1)^2}\Omega^2 + \frac{a}{12(a^2 + 2a + 1)} - \frac{a^2}{(a^2 + 2a + 1)^2}\Omega^4 + \dots \quad (18)$$

$$\begin{cases} \tau_{SOS1T} \approx 1.0826 + 4.2848\Omega^2 + 7.2071\Omega^4 \\ \tau_{SOS2T} \approx 2.3509 - 0.1331\Omega^2 - 5.8442\Omega^4 \\ \tau_{SOS3T} \approx 0.2785 + 1.3601\Omega^2 + 3.8159\Omega^4 \end{cases} \quad (19)$$

结合式(16)、(18)和(19), 分别令二次项系数为 0, 得到滤波器第 1-3 级所级联的全通均衡器的实系数分别为: $a_1 = -0.4605$, $a_2 = -10.9318$, $a_3 = -0.3215$.

滤波器各级二阶子系统所级联的 3 个一阶全通均衡器的零极点分布如图 3 所示. 结果显示, 根据以上方法设计的 3 个一阶均衡器, 仅第 1 级和第 3 级所级联的均衡器满足稳定性条件, 第 2 级所级联的均衡器极点在单位圆外, 不满足稳定性要求.

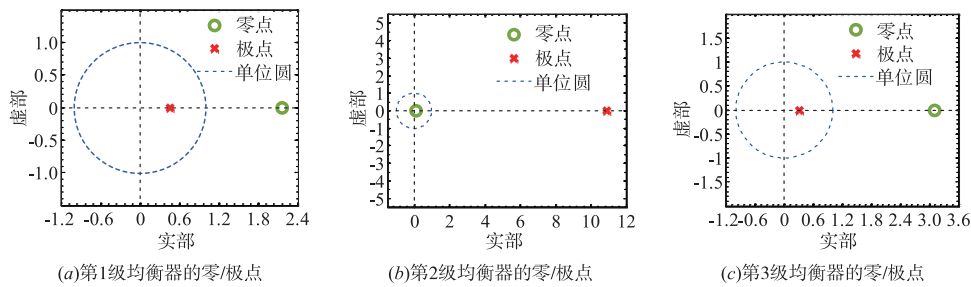


图3 级联的3个一阶均衡器稳定性分析

4.2.2 采用 2 阶全通均衡器

若采用二阶全通均衡器, 其传输函数可表示为:

$$B(z) = \frac{a + bz^{-1} + z^{-2}}{1 + bz^{-1} + az^{-2}} \quad (20)$$

按照 4.2.1 部分的分析思路, 同理可得到滤波器第 1-3 级所级联的二阶全通均衡器的实系数, 分别为 $a_1 = 0.2631$, $b_1 = -0.9883$; $a_2 = 4.7565$, $b_2 = -3.9443$ (或 $a_2 = 1.0000$, $b_2 = -1.9621$); $a_3 = 0.1941$, $b_3 = -0.8170$. 从系统稳定性的角度考虑, 通过分析零/极点位置, 发现仅有第 1 级和第 3 级所级联的全通均衡器满足稳定性条件, 故本文采用图 4 所示的系统结构.

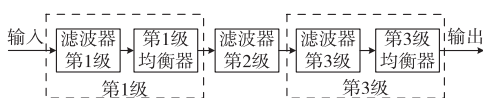


图4 级联全通均衡器后的IIR滤波器系统结构

5 仿真结果及分析

基于本文图 4 中提出 IIR 滤波器系统结构, 采用 Matlab 工具进行了建模与仿真. 图 5 和图 6 分别为第一级子系统和整体 IIR 滤波器在优化前后的群延时曲线, 图中同时显示了优化前以及采用 1 阶和 2 阶均衡器进行优化后的结果. 图 5 是基于不同方法的 IIR 滤波器群延时优化对比, 以滤波器第 1 级为例, 将本文的结果与文献[13]和文献[14]进行了对比.

基于图 5 和图 6 中的仿真结果, 本文在表 3 中将仿真数据进行了汇总. 文献[13, 14]均采用零极点放置的均衡器设计方法, 且所需的均衡器阶数须为偶数.

从表 3 可以看出, 当所采用的均衡器阶数为 2 时, 文献[13]中的方法还不能达到群延时优化的作用, 文献[14]中的方法能够将群延时变化量减小 12.60%; 当均衡器的阶数增加至 4 阶时, 文献[13]中的方法才体现出群延时优化效果, 将群延时变化量减小 17.99%,

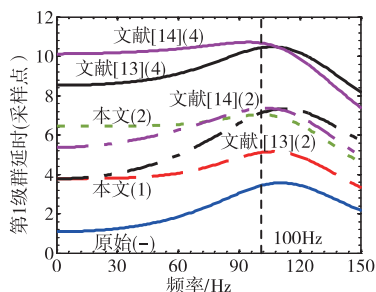


图5 基于不同方法的IIR滤波器群延时优化对比

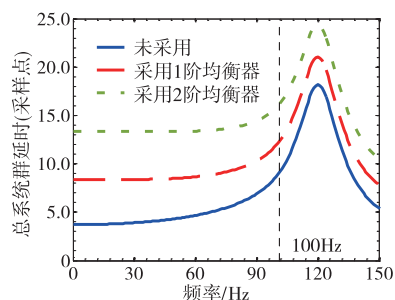


图6 整体IIR滤波器优化前后的群延时对比

文献[14]中的方法将群延时变化量减小73.15%;采用

本文提出的方法,所需均衡器的阶数低、硬件资源消耗小,对群延时的优化效果优于文献[13,14]中的方法.在0.18 μm CMOS工艺下,电源电压为1.62V,均衡器阶数相等的情况下,采用本文与文献[13,14]中的方法完成第1级电路的优化与设计,结果表明,本文方法可以获得更小的面积和功耗.对于整个IIR滤波器系统,与优化前的仿真结果相比,采用本文提出的基于1阶和2阶均衡器的优化技术,分别将滤波器的通带群延时变化量减小了28.19%和49.93%;群延时优化前和采用1阶均衡优化技术后,电路的功耗分别为1.87mW@1.62V和1.93mW@1.62V.

考虑硬件实现电路的规模,本文基于提出的一阶均衡器优化技术,用Verilog HDL语言完成硬件电路的设计,并进行硬件验证,图7为滤波器的输入和输出波形.其中输入信号由频率分量为38.57Hz(带内)、270.0Hz(带外)和424.3Hz(带外)的正弦波叠加组成.图8所示的是输入输出信号的频谱分析结果,滤波前的带外信号幅度均为-12.23dB,滤波后带外信号分别衰减到-55.00dB和-55.29dB,带外信号衰减在43dB左右.

表3 本文设计结果与基于其它方法群延时优化效果的比较

优化对象	优化方法	均衡器阶数	最小	通带群延时最大	差值	优化效果	面积(mm ²)	功耗(mW)
第1级	—	未采用	1.083	3.2990	2.2160	—	0.0525	0.59
	本文	1阶	3.719	5.0277	1.2377	↓44.15%	0.0718	0.94
		2阶	6.447	7.0106	0.5636	↓74.57%	0.0854	1.25
	文献[13]	2阶	3.353	6.5174	3.1644	↑42.80%	—	—
		4阶	8.104	9.9211	1.8174	↓17.99%	0.1539	1.83
	文献[14]	2阶	5.37	7.3068	1.9368	↓12.60%	0.0902	1.27
4阶		10.12	10.7150	0.5950	↓73.15%	0.1610	1.91	
整体滤波器	本文	未采用	3.713	8.786	5.073	—	0.1576	1.87
		1阶	8.367	12.010	3.643	↓28.19%	0.1747	1.93
		2阶	13.350	15.890	2.540	↓49.93%	—	—

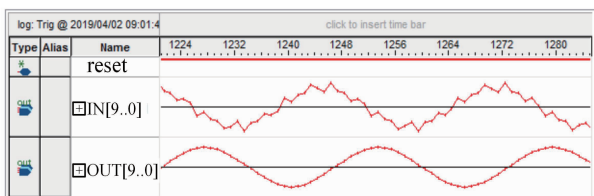


图7 本文滤波器输入输出波形

对本文滤波器进行逻辑综合与版图设计,图9显示了采用一阶均衡优化技术的IIR滤波电路IP核版图,其面积约为0.1747mm².基于本文设计的具有一阶均衡器优化的IIR滤波器电路,在不同的输入信号频率下对群延时进行了仿真和拟合,如图10所示.在0~

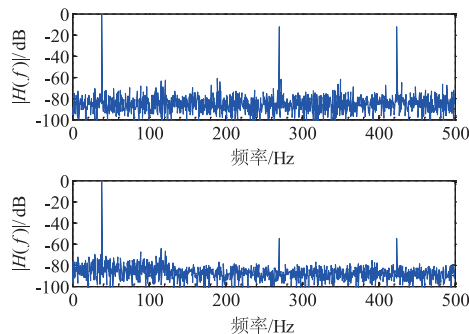


图8 滤波器输入/输出信号功率谱

100Hz的频率范围内,滤波器的群延时变化范围约为2.1个(7.6~9.7)采样点间隔.

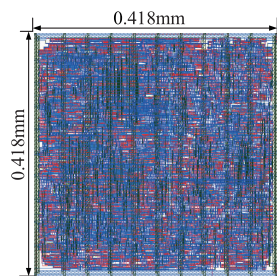


图9 整个滤波电路的IP核版图

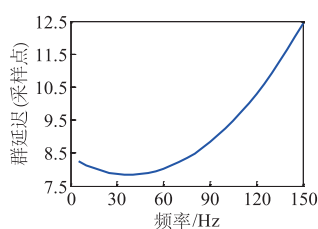


图10 本文具有一阶均衡优化的滤波器电路群延时

6 结束语

本文提出了一种适用于级联型 IIR 数字滤波器的群延时优化方法,并基于 3 级级联的 10 位 IIR 低通滤波器实例进行了理论推导、稳定性分析、Matlab 建模和设计仿真,结果表明,采用本文提出的基于 1 阶和 2 阶均衡器的优化技术,分别将级联型 IIR 滤波器的通带群延时变化量减小了 28.19% 和 49.93%。通过与已有文献进行对比表明,本文方法对群延时的优化效果显著,且所需均衡器阶数低,因此,在相同的电压和工艺环境下,本文方法利用实现滤波器的低功耗和小型化。

参考文献

- [1] Sutradhar S R, Sayadat N. IIR based digital filter design and performance analysis[A]. International Conference on Telecommunication and Networks [C]. Noida, India, IEEE, 2017. 1 - 6.
- [2] Okoniewski P, Piskowski J. An analytical approach to the group delay compensation of digital IIR filters[A]. International Conference on Methods and MODELS in Automation and Robotics[C]. Miedzzydroje, Poland, IEEE, 2012. 75 - 78.
- [3] Agrawal N, Kumar A, Bajaj V. Digital IIR filter design with controlled ripple using cuckoo search algorithm[A]. International Conference on Signal and Information Processing[C]. Vishnupuri, India, IEEE, 2017. 1 - 5.
- [4] Maria G, Fahmy M. An I(p) design technique for two-dimensional digital recursive filters[J]. Acoustics Speech & Signal Processing IEEE Transactions on, 1974, 22(1): 15 - 21.
- [5] Tsai J T, Chou J H, Liu T K. Optimal design of digital IIR filters by using hybrid taguchi genetic algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(3): 867 - 879.
- [6] Serbet F, Kaya T, Ozdemir M T. Design of digital IIR filter using Particle Swarm Optimization[A]. International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics [C]. Opatija, Croatia, IEEE, 2017. 202 - 204.
- [7] Lee C H, Tsai Y C, Lin C M. Application of improved genetic algorithm on IIR filter optimization[A]. International Conference on Machine Learning and Cybernetics [C]. Tianjin, China, IEEE, 2014. 1436 - 1441.
- [8] Zou D X, Deb S, Wang G G. Infinite impulse response system identification using an improved particle swarm optimization algorithm[A]. International Conference on Soft Computing & Machine Intelligence, IEEE Computer Society [C]. Hong Kong, China, 2015. 1 - 8.
- [9] Bujjibabu P, Sravnni N. Architecture based performance evaluation of IIR digital filters for DSP applications[A]. International Conference on Big Data Analytics and Computational Intelligence [C]. Chirala, India, IEEE, 2017. 224 - 229.
- [10] 殷福亮, 周浩洋. 设计有限字长 FIR 数字滤波器的 Tabu 优化算法[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(10): 1367 - 1372.
Yin Fuliang, Zhou Haoyang. Tabu optimization algorithm for designing finite word length FIR digital filter [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2003, 25(10): 1367 - 1372. (in Chinese)
- [11] 王洪林, 曹敏, 李波, 等. 基于数字化计量体系的有限字长效应分析[J]. 电测与仪表, 2017, 54(16): 110 - 116.
Wang HongLin, Cao Min, Li Bo, et al. Analysis of finite word length effect based on digital measurement system [J]. Electric Measuring & Instrumentation, 2017, 54(16): 110 - 116. (in Chinese)
- [12] Pal R. Comparison of the design of FIR and IIR filters for a given specification and removal of phase distortion from IIR filters[A]. International Conference on Advances in Computing, Communication and Control [C]. Mumbai, India, IEEE, 2017. 1 - 3.
- [13] Quelhas M F, Petraglia A. Group delay equalization of discrete-time filters[A]. International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 03TH8692) [C]. Rio de Janeiro, Brazil, Brazil, IEEE, 2003. 924 - 927.
- [14] Okoniewski P, Piskowski J. An efficient method of group delay equalization for digital IIR filters[J]. Metrology and Measurement Systems, 2013, 20(3): 395 - 406.

作者简介



佟星元(通信作者) 男,1984 年出生,博士/博士后,西安邮电大学电子工程学院教授,硕士研究生导师,主要研究方向为生物医疗电子、超低功耗模拟/混合信号集成电路设计。
E-mail: mayxt@126.com



贺璐璐 女,1992 年出生于陕西省,西安邮电大学硕士,主要研究方向为数字滤波器设计优化。
E-mail: 919183451@qq.com



杜慧敏 女,1966 年出生,西安邮电大学电子工程学院教授,主要研究方向为数字集成电路设计、计算机体系结构等。
E-mail: duhuimin0529@126.com



董嗣万 男,1988 年出生,西安邮电大学电子工程学院讲师,主要研究方向为模拟集成电路设计。
E-mail: dsiwan@163.com