

一种改进的开关电流滤波器 实现小波变换的方法*

赵文山[†] 何怡刚

(湖南大学电气与信息工程学院,长沙 410082)

(2007 年 8 月 7 日收到,2008 年 7 月 16 日收到修改稿)

提出了一种小波变换的开关电流滤波器实现的新方案,基于网络函数逼近理论,采用一种函数逼近的系统算法将基本小波函数综合为有理分式和,并利用开关电流并联结构实现该基本小波函数滤波器.以高斯一阶导数函数为例,给出了逼近网络的具体构造过程和开关电流滤波器实现结构.该滤波器网络由六个以 S^2I 存储单元为核的双二次开关电流滤波器并联而成.理论分析和仿真结果表明,新方案比原有实现方法在逼近精度、系统稳定性、电路性能方面均有明显改善.

关键词:小波变换,开关电流,网络函数逼近,有理分式综合

PACC:0630F

1. 引言

小波变换由于具有较好的时频局部性^[1]而被广泛应用于分形^[2]、边缘测量^[3]、信号处理^[4,5]、频谱分析^[6]等方面.鉴于小波变换的硬件电路实现是其实时应用的关键,近些年来人们开始致力于小波变换的模拟电路实现的研究.在已有的文献报道中^[7-15],颇具代表性的是文献[7]提出的小波变换的开关电流滤波器电路实现的理论与方法.文中通过构造冲激响应分别为基本小波函数及其膨胀函数的开关电流滤波器组来精确实现信号的小波变换,不仅解决了连续时间模拟器件实现中电路设计工作量大、过程复杂等问题,而且克服了开关电容技术实现中电路与标准 CMOS 工艺不兼容,不易集成等不足,对小波分析在中低频域的实时应用具有重要的理论价值和实际意义.

小波变换的开关电流滤波器实现主要分为两个步骤,即基本小波函数的有理分式逼近和逼近网络的开关电流滤波器实现.文献[7]通过 Padé 变换得

到基本小波函数的有理分式逼近,再利用开关电流串联结构实现该逼近网络,并以实例证实了其可行性,为小波变换的开关电流电路实现提供了有益的参考.但是,这种实现还存在以下不足:1)就逼近算法而言,Padé 逼近不能同时保证其频域与时域逼近的误差精度.此外,Padé 变换容易产生正实部极点,从而导致逼近网络的稳定性不足^[16].2)就电路实现结构而言,文中所采用的串联结构存在诸多缺点,如:对单级滤波器的要求较高,各级滤波器之间易产生相互串扰,处理速度也不及并联结构;在实现小波变换时,不同信道的尺度关系难以保持,由此容易产生误差等.鉴于此,本文提出一种新的小波变换的开关电流滤波器实现方法,基于网络函数逼近理论,采用一种函数逼近的系统算法,根据目标函数的时域采样值构造最优逼近模型,将基小波函数转化为有理分式之和,并利用开关电流并联结构实现.作为对比,这里以文献[7]中所采用的高斯一阶导数函数为例来具体说明逼近网络的构造过程及开关电流滤波器电路实现方法.理论分析和仿真结果表明,本文所提出的实现方法时频域逼近精度高、系统稳定性强、

* 国家自然科学基金(批准号:50677014,60876022),高等学校博士点专项科研基金(批准号:20060532002),国家高技术研究发展计划(批准号:2006AA04A104),湖南省科技计划项目(批准号:06JJ2024,03GKY3115,04FJ2003,05GK2005)和教育部新世纪优秀人才支持计划(批准号:NCET-04-0767)资助的课题.

[†] E-mail: shmilyzhao@yahoo.com.cn

电路实现效果好。

2. 小波分析及其滤波器实现原理

设 $\psi(t)$ 为基本小波函数, 则输入信号 $x(t)$ 的小波变换为

$$WT_x(a, b) = \frac{1}{a} \int x(t) \psi\left(\frac{b-t}{a}\right) dt$$

$$(x(t) \in L^2(R)), \quad (1)$$

其中 a 和 b 分别为尺度和位移因子. 这里采用的是 Mallat 所定义的小波变换卷积形式^[17], 系数 $1/a$ 可以保持 $\psi_{a,b} = \frac{1}{a} \psi\left(\frac{b-t}{a}\right)$ 在不同尺度下幅频特性大小一致. 这样, 在尺度 a 时的小波变换可以看成是输入信号通过冲激响应为 $\psi_a(t)$ 的滤波器后的输出. 由于开关电流滤波器的膨胀系数可调^[18], 小波变换的开关电流滤波器实现方法的关键就在于开关电流基本小波函数滤波器的构造.

3. 逼近网络的构造原理

3.1. 网络函数逼近的系统算法

由网络理论, 设系统函数 $H(s)$ 在无穷大时具有一个或多个零点, 并且所有的极点都不相同 (即只具有单极点与共轭单极点), 则其表达式为

$$H(s) = \frac{A_0 s^{N-1} + A_1 s^{N-2} + \dots + A_{N-1}}{s^N + B_1 s^{N-1} + B_2 s^{N-2} + \dots + B_N}$$

$$= \frac{K_1}{s-p_1} + \frac{K_2}{s-p_2} + \dots$$

$$= \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{s-p_j}. \quad (2)$$

系统冲激响应 $h(t)$ 的拉氏变换即为系统函数 $H(s)$, 它们是一一对应的, 即

$$h(t) = \sum_{j=1}^N K_j e^{p_j t} (t \geq 0). \quad (3)$$

可见, 如果采用 (2) 或 (3) 式所表示的网络来综合实现网络函数 $g(t)$, 则必须求得 $2N$ 个参数, 即 N 个 K 和 N 个 p . 这里取 $g(t)$ 在时间上分散的 $2N$ 个样点值, 其中 $t=0, T, 2T, 3T, \dots, (2N-1)T$. 通过这 $2N$ 个采样值可求得 $g(t)$ 的逼近函数.

上述 $2N$ 个数据点可表示为

$$g(0) = \sum_{j=1}^N K_j = \sum_{j=1}^N K_j \lambda_j^0,$$

$$g(T) = \sum_{j=1}^N K_j e^{p_j T} = \sum_{j=1}^N K_j \lambda_j^1,$$

$$g[(2N-1)T] = \sum_{j=1}^N K_j e^{(2N-1)p_j T} = \sum_{j=1}^N K_j \lambda_j^{2N-1}, \quad (4)$$

式中,

$$\lambda_j \equiv e^{p_j T}, \quad (5)$$

并且 $g(0), g(T), g(2T), \dots, g[(2N-1)T]$ 均为数据点的纵坐标.

由 (4) 式可得^[19],

$$B_1 g[(N-1)T] + \dots + B_N g(0) = -g(NT),$$

$$B_1 g(NT) + \dots + B_N g(T) = -g[(N+1)T],$$

$$B_1 g[(2N-2)T] + \dots + B_N g[(N-1)T] = -g[(2N-1)T]. \quad (6)$$

根据 (6) 式可求出系数 $B_1, B_2, B_3, \dots, B_N$. 下一步可计算出如下特征多项式的零点,

$$\lambda^N + B_1 \lambda^{N-1} + B_2 \lambda^{N-2} + \dots + B_N, \quad (7)$$

从而得到 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N$. 如 (5) 式所示, p_j 可由 $p_j = \frac{\ln \lambda_j}{T} (j=1, 2, \dots, N)$ 求出. 为保证系统稳定, 如果 p_j 有正实部的情况出现, 应改变 N 和 T 重新计算.

将 λ_j 代入 (4) 式, 采用最小二乘法即可求得 K_j . 将求得的 p_j 和 K_j 代入 (2) 和 (3) 式即可得到所求网络函数的逼近式.

3.2. 网络阶数 N 及样点间隔 T 的确定

采用 3.1 节所介绍的方法可逼近实现任意小波函数 $\psi(t)$. 由小波函数的频域局部化性质可知, $\psi(t)$ 可以看作是带限信号, 设最高频率为 f_m . 由奈奎斯特 (Nyquist) 抽样定理可知, 其采样周期必须满足下式才能由 $\psi(t)$ 的样点值 $\psi(NT)$ 精确恢复出 $\psi(t)$,

$$T \leq \frac{1}{2f_m}. \quad (8)$$

根据信号处理理论, $\psi(t)$ 的 $2N$ 个样点值相当于用矩形窗函数 $u(t)$ 与之相乘然后再取样. 其中,

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, (2N-1)T], \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \quad (9)$$

由小波函数时域局部化性质可知,存在有限大的 t_m ,当 $t > t_m$ 时可近似认为 $\psi(t) = 0$.因此,当 $(2N - 1)T > t_m$ 时,即

$$N > \frac{t_m}{2T} + \frac{1}{2} \quad (10)$$

时有 $\psi(t) = \psi(t)w(t)$.因此当 T, N 分别满足(8)和(10)式时, $\psi(t)$ 可由其 $2N$ 个样点值精确恢复.

4. 小波变换的开关电流滤波器实现实例

采用上节所述系统算法可逼近实现任意基本小波函数.作为对比,这里以高斯一阶导数函数为例来具体说明逼近网络的构造过程及开关电流滤波器实现方法.

4.1. 高斯一阶导数函数的逼近实现

高斯一阶导数是小波分析理论中较为常用的基小波函数,其时域表达式为

$$\psi(t) = -te^{-t^2/2}. \quad (11)$$

由于它的时、频支撑域都有一定的冗余,为了减少运算量、简化网络,在具体逼近时可近似认为其时域支撑域为 $[-4, 4]$, 频域支撑域为(频率) $[-0.8, 0.8]$ ^[1].由于该基小波函数是非因果的,为得到因果系统,可令

$$\psi_1(t) = \psi(t - t_0) \chi_{t_0 = 4}. \quad (12)$$

此时,时域支撑域为 $[0, 8]$, 而频域支撑域为 $[-0.8, 0.8]$.设一滤波器的冲激响应函数 $h(t) = \psi_1(t)$, 此时滤波器的输出为

$$\begin{aligned} x(t) * h(t) &= x(t) * \psi_1(t) \\ &= x(t) * \psi(t - t_0) \\ &= WT_x(t - t_0), \end{aligned} \quad (13)$$

此即为信号小波变换延迟 t_0 的结果.在频域表现为一个相移 $e^{-j\omega t_0}$, 并无幅度改变.平移后的小波函数对应的 $t_m = 8$, $f_m = 0.8$.根据(7)(8)式有 $T \leq 5/8$, $N > 6.9$.由于高斯一阶导数函数在时频域均为非严格紧支集^[1], 实际的 N 应取值较大以减少逼近误差.然而逼近精度是网络复杂度的零和博弈, N 的增大则意味着电路结构的复杂及芯片面积的增加,在实际应用中需综合考虑,这里取 $N = 12$.实验证明,对固定的网络阶数 N , 其逼近精度并非随采样间隔 T 单调变化,而是存在一个最优值.采用搜索法可以找

到本例最佳 T_m 为 0.448.

根据第3节所介绍的方法利用 Matlab 可计算出基小波函数逼近网络的参数,结果见表1.

表1 逼近网络的参数

j	p_j	K_j
1	-0.9225657 + i4.5722024	-0.0010830 - i0.0034891
2	-0.9225657 - i4.5722024	-0.0010830 + i0.0034891
3	-0.9040941 + i3.5907350	-0.1171384 + i0.0072208
4	-0.9040941 - i3.5907350	-0.1171384 - i0.0072208
5	-0.8818020 + i2.7432632	0.5055277 + i0.9620953
6	-0.8818020 - i2.7432632	0.5055277 - i0.9620953
7	-0.8528737 + i1.9551346	1.6158892 - i3.9135064
8	-0.8528737 - i1.9551346	1.6158892 + i3.9135064
9	-0.7574599 + i0.4152739	5.2414739 + i4.7209280
10	-0.7574599 - i0.4152739	5.2414739 - i4.7209280
11	-0.8127679 + i1.1919410	-7.2439985 + i2.7504622
12	-0.8127679 - i1.1919410	-7.2439985 - i2.7504622

可见,用来逼近高斯一阶导数函数的网络共有六对含负实部的共轭单极点,可由六个双二次滤波器并联而成,即

$$\begin{aligned} H(s) = & \frac{-0.002166050405s + 0.029906996300}{s^2 + 1.84513136422840s + 21.756162369542} \\ & + \frac{-0.234276728909s - 0.263663865567}{s^2 + 1.80818828663280s + 13.710764139489} \\ & + \frac{1.011055364470s - 4.387010677179}{s^2 + 1.763603933181s + 8.303067804937} \\ & + \frac{3.231778413073s + 18.059162280870}{s^2 + 1.705747460362s + 4.549944906871} \\ & + \frac{10.482947761267s + 4.019456213975}{s^2 + 1.514919870628s + 0.746197993823} \\ & + \frac{-14.487996908986s - 18.332156426670}{s^2 + 1.625535857380s + 2.081314955385}. \end{aligned} \quad (14)$$

图1和图2分别给出了高斯一阶导数函数与其逼近网络的时域及频域(幅度)响应对比图.图3给出了逼近网络频域响应的波德图.由图1可看出,其时域逼近精度较高.图4给出了 t 为 0—50 s 的时域逼近误差波形图.通过计算,在此区间误差的平方仅为 $4.9218911e-006$.其中,误差主要出现在 $t = 0.12$ s 和 $t = 12.74$ s 处,分别达到负峰值 -0.003730 和正峰值 0.001215 .虽然该逼近网络是从时域采样点给出,其频域响应的逼近程度也相当好,在 ω 为 -10 — 10 rad/s 范围内,误差的平方仅为 $1.8019044 e-005$.因此,逼近网络整体上来讲是十分令人满意的.

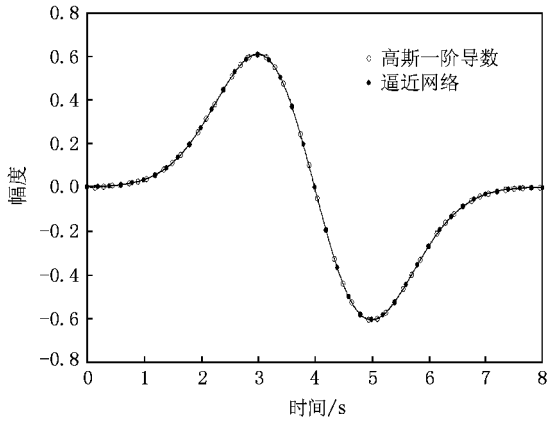


图 1 时域响应对比图

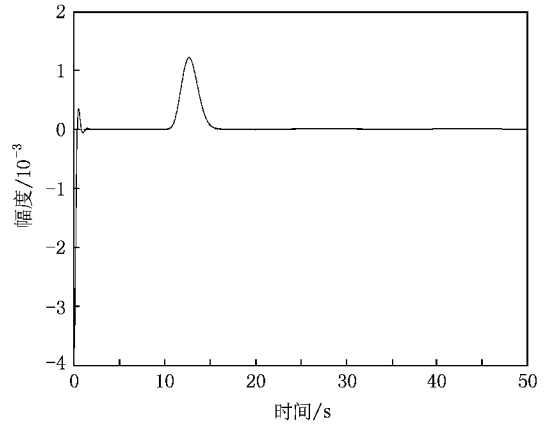


图 4 时域逼近误差波形图 (t 为 0—50 s)

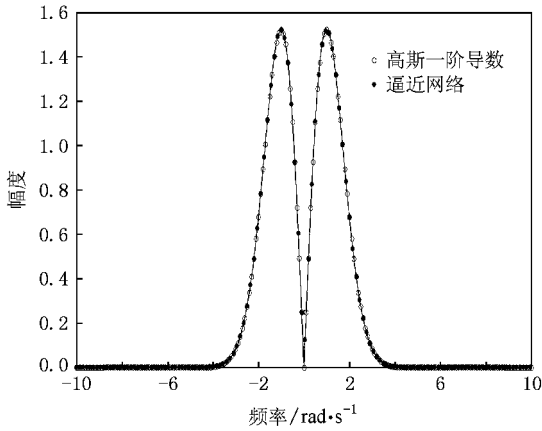


图 2 频域响应对比图

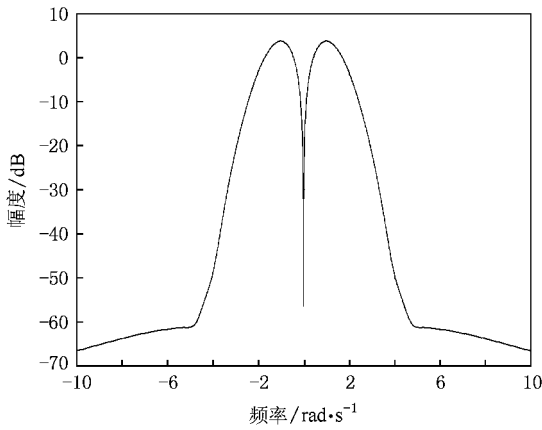


图 3 逼近网络频域响应波德图

六个开关电流双二次滤波器,电路结构如图 5 所示. 图中 i_0 代表输出电流, J 代表电流源, M 代表晶体管, $\alpha_1 \sim \alpha_6$ 为系数.

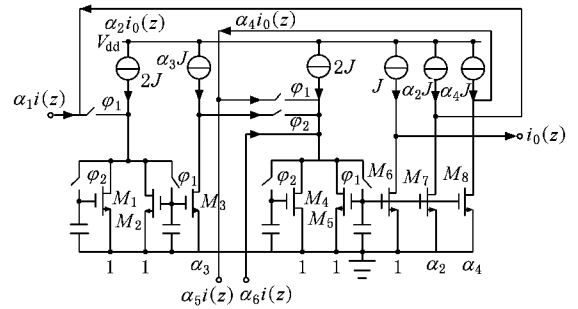


图 5 双二次滤波器电路结构

通用双二次节的传递函数为

$$H(s) = -\frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (15)$$

利用双线性变换可得到图中各系数的表达式为

$$\begin{aligned} X &= \omega_0^2 T^2 - \frac{2\omega_0 T}{Q} + 4, \\ \alpha_6 &= \frac{4a_2 - 2a_1 T + a_0 T^2}{X}, \\ \alpha_5 &= \frac{4a_1 T}{X}, \\ \alpha_4 &= \frac{4\omega_0 T}{QX}, \\ \alpha_3 \alpha_2 &= \frac{4\omega_0^2 T^2}{X}, \\ \alpha_1 \alpha_3 &= \frac{4a_0 T^2}{X}. \end{aligned} \quad (16)$$

4.2. 小波变换的开关电流滤波器实现

4.2.1. 基本模块

为实现(14)式所示的逼近网络,我们这里采用

4.2.2. 电路设计与仿真

在实际电路设计中,可根据应用要求将(14)式去归一化到相应的频域范围内.开关电流电路为取样数据系统,其采样频率可通过采样定理来确定.但采样频率过高可能会导致电路中电流镜的宽长比过小,因此在设计过程中需综合考虑.这里将逼近网络的中心频率去归一化至 5 kHz,并取采样频率为 125 kHz.此外,双线性变换将产生误差,需进行频率预翘曲处理.频率预翘曲公式为

$$\omega_p = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega_0 T}{2}, \quad (17)$$

其中 ω_0 表示 z 域的频率, ω_p 表示 s 域的频率.

(14)式经去归一化及频率预翘曲后,对应的传输函数为

$$H(s) = \frac{-68.408950s + (2.983057e + 007)}{s^2 + (5.827357e + 004)s + (2.170056e + 010)} + \frac{-(7.399008e + 003)s - (2.629901e + 008)}{s^2 + (5.710683e + 004)s + (1.367573e + 010)} + \frac{(3.193150e + 004)s - (4.375800e + 009)}{s^2 + (5.569875e + 004)s + (8.281849e + 009)} + \frac{(1.020671e + 005)s + (1.801301e + 010)}{s^2 + (5.387150e + 004)s + (4.538317e + 009)} + \frac{(3.310761e + 005)s + (4.009184e + 009)}{s^2 + (4.784472e + 004)s + (7.442911e + 008)} + \frac{-(4.575649e + 005)s - (1.828531e + 010)}{s^2 + (5.133823e + 004)s + (2.075996e + 009)}. \quad (18)$$

根据(15)~(18)式,可求出六个开关电流双二次节的电路参数(见表2).

表2 开关电流双二次节参数

	第一节	第二节	第三节	第四节	第五节	第六节
α_6	-6.740104e-004	-0.025635	0.217364	0.140073	1.535785	-1.857427
α_5	4.912166e-004	0.059767	-0.280805	-0.952644	-3.227925	4.421649
α_4	0.418439	0.461290	0.489813	0.502810	0.466476	0.496104
α_3	1	1	0.554838	1	0.240944	1
α_2	1.246583	0.883744	1.050112	0.338867	0.240944	0.160490
α_1	-0.001714	0.016995	0.554838	-1.344996	-1.297853	1.413591

图6给出了ASIZ^[20]绘出的基小波函数逼近网络电路图.由表2所列参数可以设置图6中各MOS管的 W/L 值.图7为采用ASIZ仿真所得到的理想增益频域响应.时钟频率为125 kHz.可见,逼近网络约在 $f=5$ kHz时出现峰值3.553 dB.与图1—3比较可知,仿真结果较为理想,与理论分析基本吻合.此外,图7中的内插图给出了逼近网络的零、极点分布图.其中 \circ 代表零点, \times 代表极点.可见,逼近网络的极点均处于 z 平面单位圆内,因此所构造的系统稳定.

由开关电流滤波器的特性,调节时钟频率可得到任意膨胀尺度的小波函数.如设定时钟频率为62.5和250 kHz,可分别实现尺度为 $a=2^1$ 及 $a=2^{-1}$ 的二进小波函数,其ASIZ仿真结果如图8和图9所示,分别在2.5和10 kHz处出现峰值3.553 dB.可见通过调节时钟频率,本文所构造的小波变换开关电流滤波器较为理想地实现了不同膨胀尺度的高斯一阶导数函数.

选定滤波器结构及滤波系数后,电路设计的下一步主要是设计并优化得到高性能开关电流存储单

元,以形成滤波器的核.这里采用第二代开关电流存储单元的改进电路即 S^2I 存储单元^[18],其电路结构如图10所示.图中, V_{dd} 、 V_{ref} 分别代表电源电压和基准电压, ϕ_1 、 ϕ_2 分别为输入取样和输出保持时钟,而 ϕ_{1a} 、 ϕ_{1b} 则分别是输入采样和误差取样时钟.在时钟的支配下, S^2I 采用粗存输入取样和细存误差电流取样的两步法来存储电流,从而能在一定程度上减小输出误差,提高电路性能.表2中第一个双二次节的系数权重较低,在实际设计过程中可略去.此外,为降低设计工作量,可对各双二次节进行动态范围优化,从而采用相同的核心存储单元^[18].

在文献[18,21]的基础上,本文采用TSMC 3.3 V 0.35 μm CMOS工艺模型对 S^2I 存储晶体管进行设计,其器件参数如图10所示.其中,存储管的设计调制指数为0.5, NMOS和PMOS采用相同的跨导及栅电容,以使存储管总电容在时钟切换时保持不变.此外,存储开关MOS管的尺寸选择旨在保证开关闭合时环路维持临界阻尼,而级间互连开关MOS管的尺寸选择需在导通电阻与贡献电容值间进行折中.同时,所有开关MOS管的沟道长度均采用工艺允许

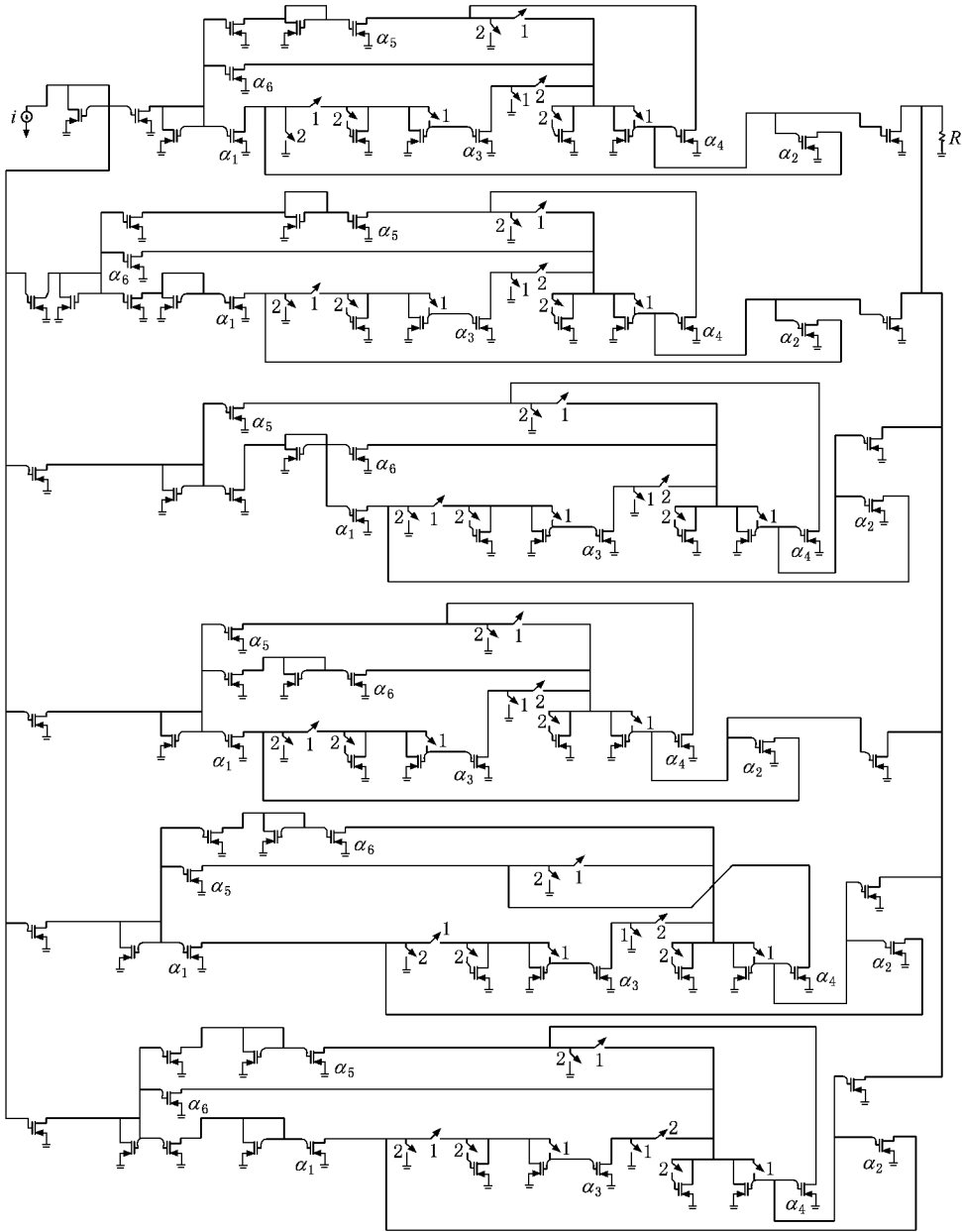


图 6 逼近网络的交流信号电路

的最小尺寸以减小电荷注入效应.最后,滤波系数由连接到存储单元的定标电流镜实现.本文所设计的开关电流双二次滤波器网络还包括取样保持电路,以产生所需要的输入信号.

图 11 给出了 TSMC $0.35 \mu\text{m}$ 标准 CMOS 工艺条件下该逼近网络的 HSPICE 时域仿真结果,其中输入为 1 kHz , $60 \mu\text{A}$ 的正弦电流信号,时钟频率为 125 kHz .测得输出信号在 $t = 639 \mu\text{s}$ 时达到第一个正峰值 $24.6 \mu\text{A}$,与期望的响应 ($t = 627 \mu\text{s}$, $30.2 \mu\text{A}$) 较为接近.幅度衰减主要是由传输开关管导电电阻等非理想因素造成的,文献 [22] 给出了改进方案.设置时

钟频率为 62.5 和 250 kHz 可分别得到输入信号在 $a = 2^l$ 及 $a = 2^{-l}$ 时的小波变换,仿真结果如图 12 和图 13 所示.由图 11—13 可以看出,随着时钟频率的不断增大,输出幅值迅速减小,体现了小波分析的多分辨率特性,实现了信号的小波变换.图中输出曲线黑而粗的现象是由于采样频率增加时的时钟馈通效应和开关瞬态尖峰密集而造成的,文献 [23] 给出了解决方案.可根据应用需求,以增加电路复杂度为代价,提高该开关电流滤波器网络的实现精度.这里已满足验证本文实现方法的演示要求.

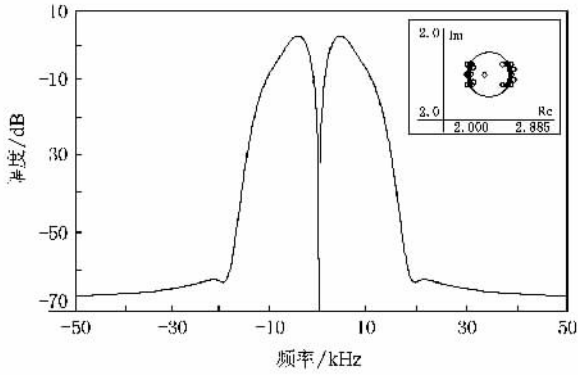


图 7 逼近网络的增益频域响应 时钟频率为 125 kHz. 内插图为零点分布图

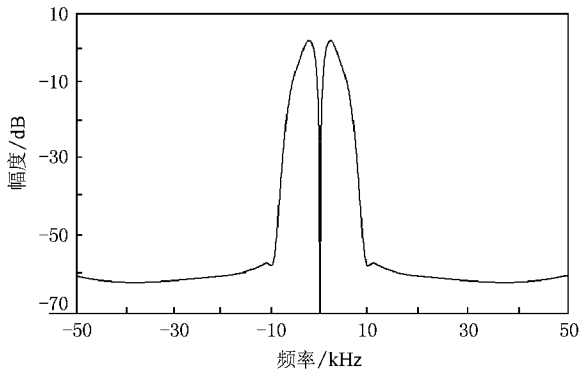


图 8 尺度 $a = 2^1$ 时的增益频域响应 时钟频率为 62.5 kHz

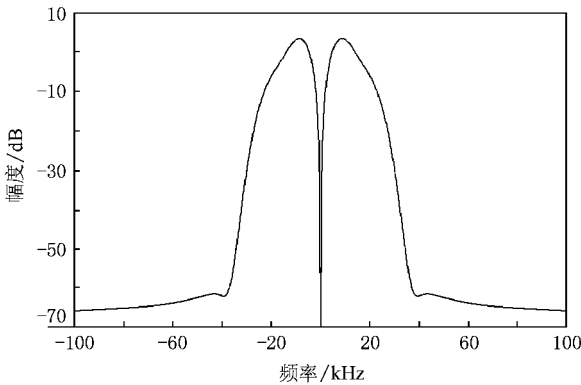


图 9 尺度 $a = 2^{-1}$ 时的增益频域响应 时钟频率为 250 kHz

5. 结 论

小波变换的硬件实现是小波分析实时应用的基础,而采用开关电流电路实现小波变换相比于其他模拟电路实现具有较大优势.本文在文献 [7] 的基础

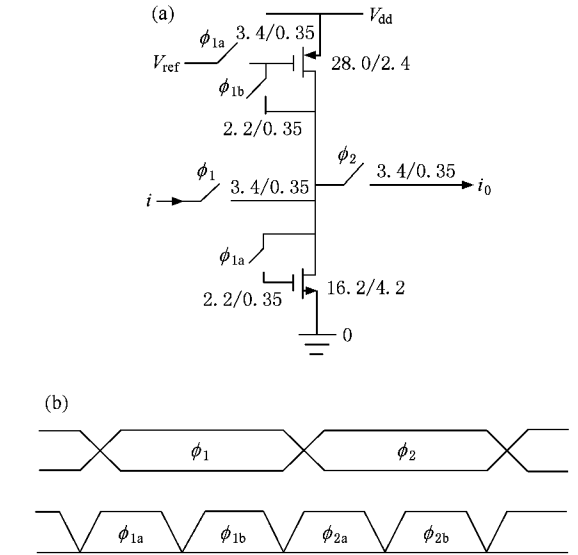


图 10 S^2I 存储单元 (a) 和时钟波形 (b)

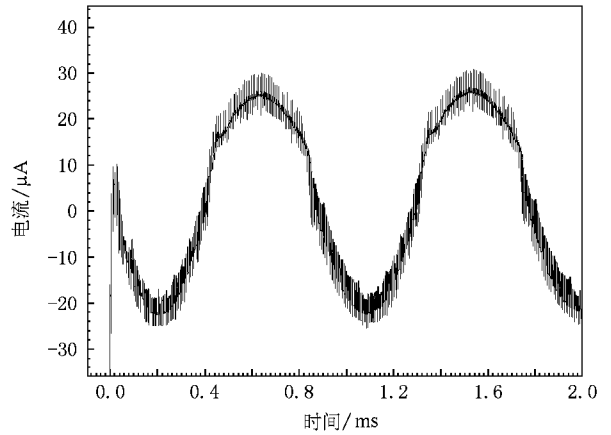


图 11 双二次滤波器网络时域响应 时钟频率为 125 kHz

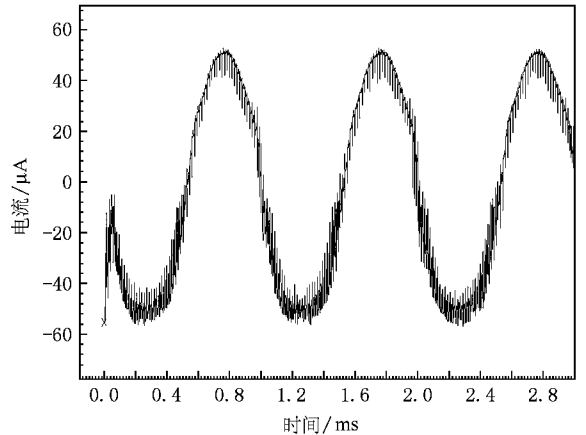


图 12 双二次滤波器网络时域响应 时钟频率为 62.5 kHz

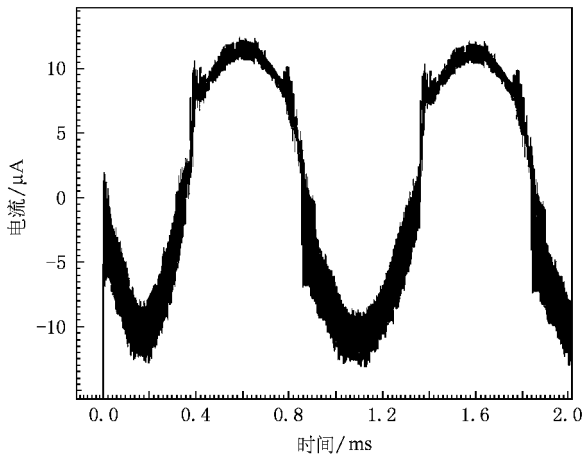


图 13 双二次滤波器网络时域响应 时钟频率为 250 kHz

上,对原有小波变换的开关电流滤波器实现方法进行了改进,采用一种网络逼近的系统算法来逼近实现小波函数,并利用开关电流并联结构对该逼近网络进行晶体管级设计,其优点如下:1)与 Padé 逼近相比,本文所采用的逼近算法可对含有不稳定极点的“伪”最优逼近网络进行甄别,从而获得最为理想的网络逼近函数.同时,该算法虽然通过时域采样值来构造逼近网络,其频域逼近效果也较为理想.2)文中所采用的系统算法可逼近实现任意小波函数,所构造的基本小波函数滤波器采用并联电路结构,其各单元之间相互独立,不会相互串扰,处理速度快,克服了串联结构所带来的诸多缺点.此外,由于工作在电流域,本文所提出的并联电路结构避免了加法器的使用,从而节省了芯片面积.

- [1] Mallat S 1999 *A Wavelet Tour of Signal Processing* (2nd ed). (New York : Academic Press) p6
- [2] Deng Y , Shi W K , Liu Q 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 759 (in Chinese) [邓 勇、施文康、刘 琪 2002 物理学报 **51** 759]
- [3] Song F J , Zhao W J , Jutamulia S , Song J L , Yao S Y , Wang D 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 3055 (in Chinese) [宋菲君、赵文杰、Jutamulia S、宋建力、姚思一、王 栋 2003 物理学报 **52** 3055]
- [4] Lei M , Han C Z , Guo W Y , Wen X Q 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1988 (in Chinese) [雷 明、韩崇昭、郭文艳、文小琴 2005 物理学报 **54** 1988]
- [5] Zhao L , Feng J , Zhai G J , Zhang L H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1943 (in Chinese) [赵 莉、冯 稷、翟光杰、张利华 2005 物理学报 **54** 1943]
- [6] Deng Y Q , Xing Q R , Lang L Y , Chai L , Wang Q Y , Zhang Z G 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5224 (in Chinese) [邓玉强、邢歧荣、郎利影、柴 路、王清月、张志刚 2005 物理学报 **54** 5224]
- [7] Hu Q C , He Y G , Guo D X , Li H M 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 641 (in Chinese) [胡沁春、何怡刚、郭迪新、李宏民 2006 物理学报 **55** 641]
- [8] Edwards R T , Godfrey M D 1993 *IEEE Int. Conf. Neural Networks* **3** 1247
- [9] Lin J , Ki W H , Edwards T , Shamma S 1994 *IEEE Trans. Circuits and Syst.* **41** 572
- [10] Moreira-Tamayo O , de Gyvez J P 1995 *IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.* **3** 1640
- [11] Edwards R T , Cauwenberghs C 1996 *IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.* **4** 368
- [12] Tian F C , Jin J C 1998 *Journal of Chongqing University* **21** 35 (in Chinese) [田逢春、金吉成 1998 重庆大学学报 **21** 35]
- [13] Justh E W , Kub F J 1999 *IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.* **2** 188
- [14] Wei P Y , Zhu C C , Liu J H , Zhang Z P 2001 *Journal of Xi 'an Jiaotong University* **35** 394 (in Chinese) [魏培永、朱长纯、刘君华、张宗平 2001 西安交通大学学报 **35** 394]
- [15] Huang Q X , He Y G 2003 *IEEE Int. conf. Robotics , Intelligent Syst. and Signal Processing* **1** 154
- [16] Chan P K 1991 *IEEE Trans. Computer-Aided Design* **10** 1078
- [17] Mallat S , Zhong S 1992 *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence* **14** 710
- [18] Toumazou C , Hughes J B , Battersby N C 1993 *Switched-Current : An Analogue Technique for Digital Technology* (Exeter : Short Run Press) p30
- [19] Tuttle Jr D F 1977 *Circuits* (New York : McGraw-Hill) p321
- [20] de Queiroz A C M , Pinheiro P R M , Caloba L P 1993 *IEEE Trans. Circuits and Systems* **40** 10
- [21] O 'Connor I , Kaiser A 2000 *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems* **19** 4
- [22] Hughes J B , Moulding K W 1997 *IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.* **1** 1
- [23] Psychalinos C 1998 *Electron. Lett.* **34** 8

An improved method for implementation of wavelet transform utilizing switched-current filters^{*}

Zhao Wen-Shan[†] He Yi-Gang

(College of Electrical and Information Engineering , Hunan University , Changsha 410082 , China)

(Received 7 August 2007 ; revised manuscript received 16 July 2008)

Abstract

A new scheme of implementing wavelet transform using switched-current filters is proposed in this paper. Based on approximation theory of network function, the basic wavelet function is synthesized with the sum of rational fraction obtained by a systematic algorithm. And then the basic wavelet function filter is implemented by a parallel structure of switched-current circuits. Herein, the first derivative of Gaussian function is selected as an example with the construction procedure of approximation network and structure of switched-current filters elaborated. The filter network employs six biquadratic switched-current filters in a parallel connection, in which the S²I memory cell is used as the core of the filter. Theoretical analysis and simulation result show that the proposed scheme is superior to the original method in approximation precision, system stability and circuit performance.

Keywords : wavelet transform , switched-current , network function approximation , rational fraction synthesis

PACC : 0630F

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 50677014 , 60876022), the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20060532002), the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2006AA04A104), the Science and Technology Foundation of Hunan Province, China (Grant Nos. 06JJ2024 , 03GKY3115 , 04FJ2003 , 05GK2005) and the Program for New Century Excellent Talents of Ministry of Education of China (Grant No. NCET-04-0767).

[†] E-mail : shmilyzhao@yahoo.com.cn