

基于开关电流技术的小波变换的滤波器电路实现^{*}

胡沁春^{1)†} 何怡刚¹⁾ 郭迪新²⁾ 李宏民¹⁾

1) 湖南大学电气与信息工程学院,长沙 410082)

2) 湖南理工学院计算机与信息工程系,岳阳 414006)

(2005 年 5 月 17 日收到,2005 年 6 月 17 日收到修改稿)

提出基于开关电流技术的小波变换的滤波器电路实现方法. 小波变换的开关电流滤波器实现电路由冲激响应为高斯一阶导数及其膨胀函数的滤波器组构成. 开关电流滤波器的膨胀系数(尺度)通过控制宽长比(W/L)或时钟频率可得到精确地控制. Padé 逼近是一种有效的有理逼近,小波函数经过 Padé 变换可以得到其有理分式逼近,十分利于其开关电流滤波器电路实现. 仿真结果证实了其可行性.

关键词:小波变换,开关电流,滤波器,Padé 逼近

PACC:0630F

1. 引 言

小波变换是目前国际上最新的时频分析工具,因其具有多分辨率和时频局域化的特点,被誉为分析信号的数学显微镜,特别适合处理非平稳信号^[1,2]. 随着小波变换与工程应用研究的结合日益紧密,它已被广泛应用于信号处理^[3,4]、混沌^[5,6]、分形^[7]等方面. 信号的小波变换常用离散小波变换实现,其运算量大,难以满足实时性的要求. 基于此,近年来人们开始致力于小波变换的硬件模拟实现的研究^[8-11].

开关电流电路是基于电流模的电路,它用离散时间的取样数据系统处理连续时间的模拟信号,具有以下优点^[12-14]:高频特性好、适于低电压工作、动态范围大. 同开关电容滤波器相比,开关电流滤波器不使用运放,从而电路简单、不存在运放带来的限制和误差,且与标准的 CMOS 工艺完全兼容,便于电路的大规模集成.

小波函数通过 Padé 变换^[15]可以得到其有理分式逼近,十分利于开关电流小波滤波器的实现. 本文将开关电流技术用于小波变换的滤波器电路实

现. 该方法对于小波变换的硬件实现具有相当的理论价值与实际意义.

2. 小波变换与滤波器

小波函数的定义为:设 $\psi(t)$ 是具有紧支集的平方可积函数,即 $\psi(t) \in L^2(R)$. 若其傅里叶变换 $\hat{\psi}(\omega)$ 满足条件

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\hat{\psi}(\phi)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty, \quad (1)$$

则称 $\psi(t)$ 为一个基本小波或母小波函数,称(1)式为小波函数的容许条件. 容许条件的满足保证小波变换的反变换存在^[2].

设 $f(t)$ 是平方可积函数, $\psi(t)$ 是基本小波函数,则有

$$\begin{aligned} WT_f(a, \tau) &= f(t) \times \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t}{a}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{a}} \int_R f(t) \psi\left(\frac{\tau-t}{a}\right) dt. \end{aligned} \quad (2)$$

(2)式称为 $f(t)$ 的小波变换,本文中采用小波变换的褶积形式,这与内积型^[2]的小波变换相比并无本质区别. 如果小波函数是关于时间 $t=0$ 对称的,则

^{*} 国家自然科学基金(批准号:50277010)、湖南省杰出青年基金(批准号:03JJY1010)、高等院校博士学科点专项科研基金(批准号:20020532016)、湖南省科技计划项目(批准号:03GKY3115、05GK2005、04FJ2003)、教育部新世纪优秀人才支持计划和湖南大学撷英计划资助的课题.

[†] 通讯联系人. E-mail: huqinc@163.com

两种定义完全一致. $\psi_{a,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right)$ 是基本

小波的位移和尺度伸缩. 其中, 因子 $1/\sqrt{a}$ 的目的是使不同 a 值下 $\psi_{a,\tau}(t)$ 的能量保持相等, a 也常常称作尺度因子或膨胀系数, τ 反映位移, 其值可正可负. (2) 式中不但 t 是连续变量, 且 a 和 τ 也是连续变量, 因此称为连续的小波变换 (Continuous Wavelet Transform, 简记为 CWT). 若 $a = 2^j (j \in Z)$, 上述小波变换被称为二进小波变换.

从小波的容许条件可以看出: 能做基本小波 $\psi(t)$ 的函数至少必须满足 $\hat{\psi}(\omega = 0) = 0$, 也就是说 $\hat{\psi}(\omega)$ 必须具有带通性质, 且 $\psi(t)$ 必须是有正负交替的振荡波形, 使得其平均值为零, 这便是称之为小波的原因.

据上所述, 一个满足容许条件的小波函数应该和带通滤波器的传输函数相似. 事实上, 任何随着频率增长迅速衰减至零的带通滤波器冲激响应函数都可以作为基本小波. 这样, 对于固定的尺度 a , 小波变换 $WT_j(a, \tau)$ 可以看成是信号 $f(t)$ 通过冲激响应为 $\psi_{a,\tau}(t)$ 的带通滤波器后的输出.

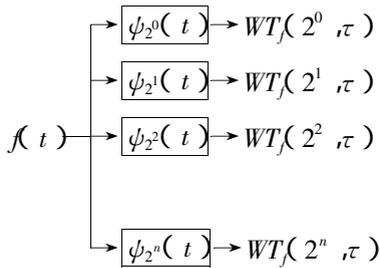


图 1 信号 $f(t)$ 在多尺度上的二进小波变换

图 1 所示方案在 n 个尺度上实现了二进小波变换. 在实际应用时只需在有限个尺度上进行小波变换即可. 当然, 这样会造成误差, 但只需将误差控制在一定范围内是可以满足应用的需要. 每一尺度都对应一个滤波器, 这样小波变换的实现就转化为滤波器组的设计实现问题. 此外, 滤波器组的输出经过一组冲激响应为 $\bar{\psi}(t) \text{ 且 } \bar{\psi}_a(t) = \psi_a^*(-t)$ 及其膨胀函数的重构滤波器组后再求和还可实现信号 $f(t)$ 的小波重构

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty [f * \psi_s](\tau) \bar{\psi}_a(\tau - t) d\tau \frac{da}{a^2} \\ &= \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty [f * \psi_a * \bar{\psi}_a](t) \frac{da}{a^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

可见, 实现小波变换的关键是构造冲激响应为小波函数及其膨胀函数的滤波器组.

3. Padé 变换

在本文提出的基于开关电流技术的小波变换的滤波器电路实现方法中, 构造冲激响应为小波函数及其膨胀函数的滤波器组至关重要. 滤波器的传输函数通常都表示为有理分式, 因此将小波函数转化成有理分式形式的传输函数在小波滤波器的设计实现中是非常重要的.

对小波函数进行 Padé 变换后, 可以获得其频域的有理分式逼近^[15]. 这样, 根据滤波器设计理论, 可以非常容易地实现小波滤波器. 在 Padé 变换中, 小波函数频域逼近函数 $f(s)$ 的有理分式系数是由其 Laplace 变换的 Taylor 展开系数计算而得.

设 $f(s)$ 在 $s = 0$ 处的 Taylor 级数为

$$f(s) = a_0 + a_1 s + \dots + a_j s^j + O(s^{j+1}), \quad (4)$$

其中, $a_0 \sim a_j$ 为 Taylor 展开系数. 由于 $f(s)$ 的 Taylor 展开式只有零点, 所以并不是滤波器传输函数的理想表达, 需要将其进行 Padé 变换而得到有理分式逼近.

Padé 变换定义

如果存在有理分式函数 $P_L(s) \text{ 且 } Q_M(s) \in R_{L,M}$ ($P_L(s)$ 与 $Q_M(s)$ 互质) 满足

$$f(s) - P_L(s) \text{ 且 } Q_M(s) = O(s^{L+M+1}), \quad (5)$$

及

$$Q_M(0) = 1, \quad (6)$$

则称 $P_L(s) \text{ 且 } Q_M(s)$ 为 $f(s)$ 在 $R_{L,M}$ 中的 Padé 逼近式, 记为 $[L/M](s)$ 或简记为 $[L/M]$.

上面的定义实际上给出了求已知函数 $f(s)$ 的 Padé 逼近方法. 若记

$$\begin{cases} P_L(s) = p_0 + p_1 s + \dots + p_L s^L, \\ Q_M(s) = 1 + q_1 s + \dots + q_M s^M, \end{cases} \quad (7)$$

则以 $Q_M(s)$ 乘以 (5) 式, 并比较等式两边 $1, s, s^2, \dots, s^{L+M}$ 的系数, 便得关于 p_0, p_1, \dots, p_L 及 q_0, q_1, \dots, q_M 的线性方程组 (称为 Padé 方程组)

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & \dots & 0 \\ a_2 & a_1 & a_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_L & a_{L-1} & a_{L-2} & \dots & a_{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_M \end{bmatrix} \quad (8)$$

及

$$\begin{bmatrix} a_{L+1} & a_L & a_{L-1} & \cdots & a_{L-M+1} \\ a_{L+2} & a_{L+1} & a_L & \cdots & a_{L-M+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L+M} & a_{L+M-1} & a_{L+M-2} & \cdots & a_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

其中规定了 $a_n = 0, n < 0; q_j = 0, j > M$. 对线性方程组求解,可得到 $P_L(s)$ 和 $Q_M(s)$ 的系数. 作为 Padé 变换的应用举例,本节给出高斯一阶导数函数的 [3/5] Padé 逼近式

$$H_{[3/5]}(s) = \frac{92.4s - 18.3s^2 + 5.75s^3}{52.3 + 94.5s + 74.8s^2 + 33.0s^3 + 8.33s^4 + s^5}. \quad (10)$$

4. 开关电流小波滤波器的设计

4.1. 小波滤波器的开关电容实现与开关电流实现

开关电容技术与开关电流技术同属模拟取样数据信号处理技术. 其中,开关电容在电压域模拟取样数据信号处理的领域中占主导地位,是模拟集成滤波器的主要实现技术. 20 世纪 70 年代问世的开关电容滤波器,比早期的有源 RC 滤波器精度更高,集成密度更大,在采样数据处理领域有着广泛的应用. 开关电容实现滤波器的优点是可以控制电容比或时钟频率精确地控制给定滤波器的膨胀系数(尺度),因此在小波变换的滤波器电路实现中有良好的应用^[10]. 然而随着集成电路工艺向深亚微米发展,开关电容的局限性逐渐显露^[12]. 例如,开关电容滤波器电路需要电压运算放大器和高质量的线性浮置电容,这种电容通常是用双层多晶硅实现,而双层多晶硅在工艺尺寸缩小到深亚微米范围后可能变得不适用;向深亚微米工艺发展的趋势还导致电源电压降低,直接减小适用于开关电容上的最大电压摆幅,因而减小它们最大可达动态范围. 在这种背景之下,近年来提出了基于电流模的开关电流技术,且其研究迅速发展,在模拟取样数据处理领域有取代开关电容技术的趋势.

开关电流电路是基于电流模的电路,它用离散时间的取样数据系统处理连续时间的模拟信号,具有以下优点^[12]:高频特性好、适于低电压工作、动态范围大等. 开关电流滤波器的时间常数与器件的宽

长比 (W/L) 或时钟频率 (f_c) 有关,因而它的膨胀系数(尺度)可以由时钟频率控制. 同开关电容滤波器的小波变换的电路实现相比,除同样具有尺度可调的优点外,由于工作在电域,开关电流滤波器不需要运算放大器,从而消除了运算放大器带来的限制和误差,使电路实现相比开关电容更加简单;不需要线性浮置电容,从而与标准的 CMOS 工艺完全兼容,便于电路的大规模集成. 将开关电流技术用于连续小波变换的滤波器电路实现,可以设计出低电压高速度的芯片,在小波变换实时处理中具有良好的应用前景.

4.2. 开关电流一阶节

滤波器的基本组成单元是一阶和二阶滤波器. 各阶滤波器的构成均可由一阶节或二阶节及其级联而得. 通过级联实现滤波器的综合方法具有模块性和简易性等优点,在基于开关电流技术的集成滤波器电路设计与实现中有着良好的应用.

通用一阶节的传递函数为

$$H(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = \frac{k_1 s + k_0}{s + \omega_0}, \quad (11)$$

将(11)式变换得

$$i_o(s) = -\frac{1}{s} [(k_1 s + k_0) i_i(s) + \omega_0 i_o(s)]. \quad (12)$$

可见,对(12)式可用一个开关电流反相积分器^[13]来构成. 图 2 中, J 代表电流源, M 代表晶体管, $a_0 - a_2$ 为系数.

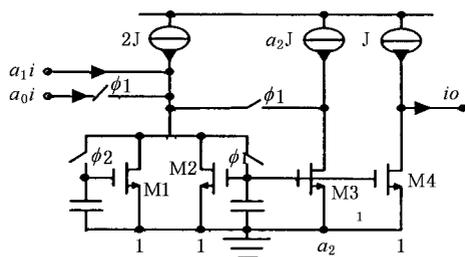


图 2 开关电流一阶节电路

由图 2 得到的一阶节的传输函数为

$$H(z) = -\frac{(a_0 + a_1)z - a_1}{(1 + a_2)z - 1}. \quad (13)$$

为求得(13)式的系数,对(11)式进行双线性变换,即将 $s \rightarrow \frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ 代入,整理后得到 z 域的传输函数为

$$H(z) = -\frac{((2k_1 + k_0 T)A)z - (2k_1 - k_0 T)A}{((2 + \omega_0 T)A)z - 1}, \quad (14)$$

其中 $A = 2 - \omega_0 T$. 将 (13) 式同 (14) 式相比, 得到

$$a_2 = (2 + \omega_0 T)A - 1, \quad (15)$$

$$a_1 = (2k_1 - k_0 T)A, \quad (16)$$

$$a_0 = 2k_0 T/A. \quad (17)$$

由 (15) 式—(17) 式可以确定图 2 中各晶体管的 W/L .

$$H(z) = -\frac{((4k_2 + 2k_1 T + k_0 T^2)D)z^2 + ((2k_0 T^2 - 8k_2)D)z + (4k_2 - 2k_1 T + k_0 T^2)D}{((\omega_0^2 T + 2\omega_0 T/Q + 4)D)z^2 + ((2\omega_0^2 T^2 - 8)D)z + 1}, \quad (19)$$

其中 $D = \omega_0^2 T^2 - 2\omega_0 T/Q + 4$.

对于 (18) 式所示的传递函数可用反相无损积分器来综合, 其传输函数如 (20) 式, 图 3 为基于第二代开关电流积分器的二阶节电路实现^[13, 14].

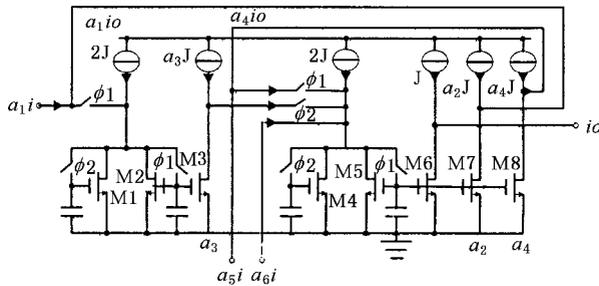


图 3 用第二代开关电流积分器实现二阶节电路

$$H(z) = \frac{i_o(z)}{i_i(z)} = -\frac{(a_5 + a_6)z^2 + (a_1 a_3 - a_5 - 2a_6)z + a_6}{(1 + a_4)z^2 + (a_2 a_3 - a_4 - 2)z + 1}, \quad (20)$$

比较 (19) 式 (20) 式的系数, 可得关系如下:

$$a_1 a_3 = 4k_0 T^2/D, \quad (21)$$

$$a_2 a_3 = 4\omega_0^2 T^2/D, \quad (22)$$

$$a_4 = 4\omega_0 T/(QD), \quad (23)$$

$$a_5 = 4k_1 T/D, \quad (24)$$

$$a_6 = (4k_2 - 2k_1 T + k_0 T^2)D. \quad (25)$$

如果对 a_3 任取一值 (通常取 $a_3 = 1$), 则可由 (21) 式—(25) 式求得 a_1 — a_6 的值, 各晶体管的 W/L 即可确定. 这样, 开关电流滤波器可由上面的一阶

4.3. 开关电流二阶节

通用二阶节的传递函数为

$$H(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}. \quad (18)$$

对 (18) 式进行双线性变换, 整理后得到 z 域的传输函数 (传输函数分解方法的不同将导致产生不同的电路结构, 所以该结构不是唯一的实现), 则有

节、二阶节级联而得.

5. 电路实现与仿真

为了验证本文提出基于开关电流的小波变换实现方法的有效性, 本节将根据 3 节中给出高斯一阶导数函数的 $[3/5]$ Padé 逼近式综合小波滤波器并给出仿真结果.

重写 (10) 式如下:

$$H_{[3/5]}(s) = \frac{92.4s - 18.3s^2 + 5.75s^3}{52.3 + 94.5s + 74.8s^2 + 33.0s^3 + 8.33s^4 + s^5} = \frac{5.75}{s + 1.9521} \times \frac{s}{s^2 + 2.7464s + 6.3708} \times \frac{s^2 - 3.1826s + 16.0695}{s^2 + 3.6314s + 4.2054}, \quad (26)$$

可见, 用一个一阶节和两个二阶节的级联可以实现该五阶高斯一阶导数小波滤波器 (5th-order first derivative of Gaussian wavelet filter, 简记为 FDGWF). 在对传输函数去归一化后, 一阶节的参数可由 (15) 式—(17) 式, 二阶节的参数可由 (21) 式—(25) 式分别求得. 求解各节参数时, s 域到 z 域变换必须要注意连续域与离散域变换之间存在的由非线性关系引起的频率翘曲效应, 设计时应进行预翘处理. 但如果工作频率远小于取样频率, 这种非线性的频率翘曲效应较小而可以忽略. 本文采用开关电流的专用仿真软件 ASIZ^[16] 进行仿真. ASIZ 仿真软件可对开关电流、开关电容电路仿真获得频率响应、极点和零点、瞬态响应和灵敏度. 用 ASIZ 的专用绘图软件 Edfilw 所绘 FDGWF 的电路图见图 4.

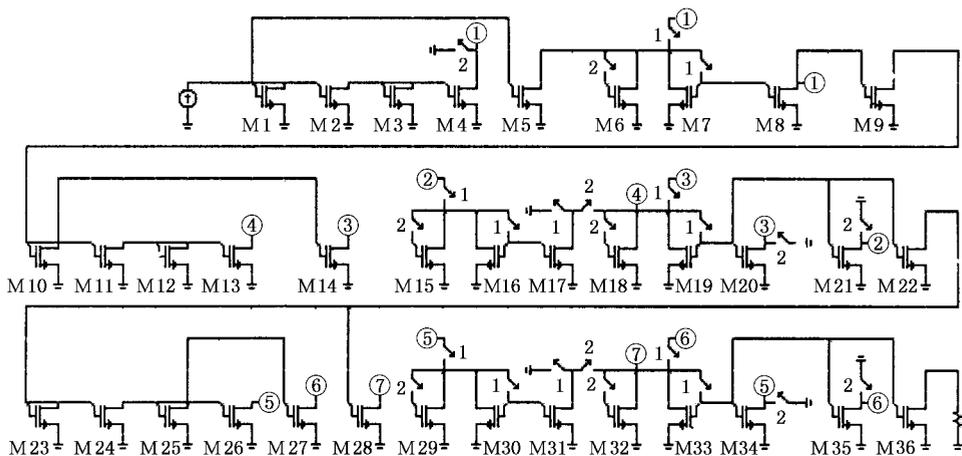


图 4 FDGWF 的电路实现

表 1 FDGWF 的 W/L

M4	M5	M8	M13	M14	M20
0.637	0.319	0.216324	0.05691	0.113817	0.312586
M21	M26	M27	M28	M34	M35
0.07251	0.193855	0.38393	1.446786	0.050732	0.438076

图 4 所示 FDGWF 的电路图中,所有电流源应 ASIZ 仿真要求而省略,且除表 1 所列晶体管的 W/L 外,所有晶体管的 W/L 均为 1. ASIZ 仿真时要求所有元件不能被浮置,因此图 4 中有接地开关,这些开关在实际电路中是不需要的. 作为对比,图 5 给出了高斯一阶导数函数及其 Padé 逼近,可以看出 [3/5] Padé 变换可以较好地逼近理想的高斯一阶导数函数. 为了产生尺度分别为 $a = 2^0$, $a = 2^{-1}$ 及 $a = 2^{-2}$ 的小波函数,在仿真时设定时钟频率分别为 100 kHz, 200 kHz 和 400 kHz,晶体管 M36 电流镜输出的 W/L 分别为 $1/\sqrt{2}$ 和 2. 图 6, 图 7, 图 8 是尺度分别为 $a = 2^0$, $a = 2^{-1}$ 及 $a = 2^{-2}$ 时用 ASIZ 仿真得到 FDGWF 的冲激响应.

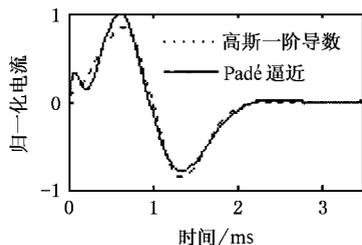


图 5 高斯一阶导数函数及其 Padé 逼近

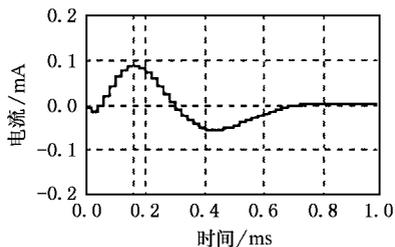


图 6 尺度 $a = 2^0$ (时钟频率 100kHz) 时的冲激响应

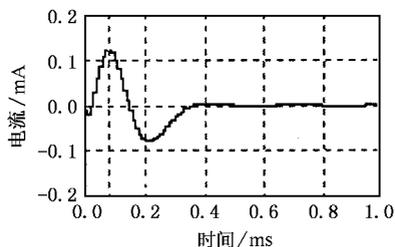


图 7 尺度 $a = 2^{-1}$ (时钟频率 200kHz) 时的冲激响应

图 6 中,在时间为 0.16ms 时出现正峰值,其值为 0.08605 mA;图 7 中,在时间为 0.08ms 时出现正峰值,其值为 0.12168mA;图 8 中,在时间为 0.04ms 时出现正峰值,其值为 0.1721 mA;比较图 5—图 8 的结果,可以看出用开关电流电路实现小波滤波器

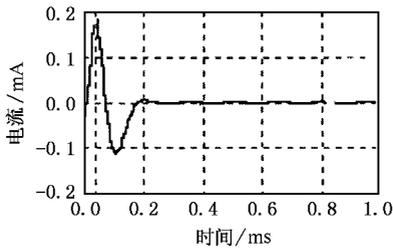


图 8 尺度 $a = 2^{-2}$ (时钟频率 400kHz) 时的冲激响应

的冲激响应逼近高斯一阶导数函数的效果非常理想,且随着时钟的改变实现了不同尺度的小波函数.不同尺度上小波函数所需要的增益或衰减通过调节滤波器输出电流镜的 W/L 得到实现.

本节中的仿真结果是以二进小波的实现证明本文提出的小波变换实现方法的有效性,但并不仅仅局限于二进小波的实现,而是可以扩展到任意尺度的小波变换的模拟电路实现.根据节 4 中所述开关电流电路的特点,调节时钟可获得尺度连续的小波函数,从而实现连续小波变换.

6. 应用举例

该小波变换可用于信号测量中噪声的去除.检测信号时,噪声的干扰往往对信号的正确测量造成很大的干扰,对带噪信号进行小波变换,用阈值去噪法处理小波系数后再进行小波重构,可取得较好的去噪效果.图 9 为小波变换原理图,图 10 为小波变换去噪的信号图.

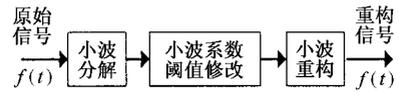


图 9 小波变换去噪原理图

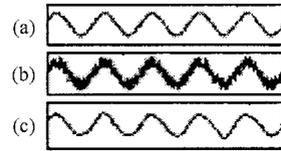


图 10 小波变换去噪信号图 (a)不带噪信号 (b)带噪信号, (c)小波变换去噪后的信号

7. 结 论

本文提出基于开关电流技术的小波变换的滤波器电路实现.用开关电流电路实现小波变换符合数字 CMOS 的 VLSI 工艺,可实现低电压、低功耗的数/模混合电路.小波变换的硬件实现方法相比小波变换的数字实现,其运算简单,能很好地满足实时性的要求.利用开关电流技术设计出的小波滤波器,因其时间常数由晶体管的 W/L 或时钟频率决定,所以只需得到基本小波滤波器,调节时钟频率即可实现小波滤波器组中其他尺度的滤波器,极大地简化了小波滤波器组的设计.任意小波函数通过 Padé 变换都能得到其有理分式逼近,从而使本文方法具有普遍意义.该方法对于小波变换的硬件实现具有相当的理论价值与实际意义,有着良好的应用前景.

[1] Mallat S 1999 *A Wavelet Tour of Signal Processing: Second Edition* (New York: Academic Press) p6
 [2] Yang F S 1999 *Engineering Analysis and Application of Wavelet Transform* (Beijing: Science Press) p27 (in Chinese) [杨福生 1999 小波变换的工程分析和应用(北京:科学出版社)第 27 页]
 [3] Song F J, Zhao W J, Jutamulia S et al 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 3055 (in Chinese) [宋菲君、赵文杰、Jutamulia S 等 2003 物理学报 **52** 3055]
 [4] Hang X G, Xu J X, He D H et al 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 1810 (in Chinese) [黄显高、徐健学、何岱海等 1999 物理学报 **48** 1810]

[5] You R Y, Chen Z, Xu S C, Wu B X 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 2282 (in Chinese) [游荣义、陈忠、徐慎初、吴伯信 2004 物理学报 **53** 2282]
 [6] Liu H F, Dai Z H, Chen F et al 2002 *Acta Phys. Sin.* **51** 1186 (in Chinese) [刘海峰、代正华、陈峰等 2002 物理学报 **51** 1186]
 [7] 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]
 [8] Edwards R T, Cauwenberghs G 1996 *Circuits & Systems IEEE International Symposium (Atlanta GA)* **4** 368
 [9] Edwards R T, Godfrey M D 1993 *Neural Networks IEEE International Conference (San Francisco CA)* **3** 1247

- [10] Lin J , Ki W H , Edwards T *et al* 1994 *IEEE Trans . on Circuits Syst .* **41** 572
- [11] Moreira Tamayo O , Pineda de Gyvez J 1995 *Circuits & Systems IEEE International Symposium (Seattle , WA)*. **3** 1640
- [12] Hughes J B , Bird N C , Macbeth I C 1989 *Circuits & Systems IEEE International Symposium (Portland , OR)***3** 1584
- [13] Hughes J B , Macbeth I C , Pattullo D M 1990 *IEE proceedings Part G . Circuits Device and System* **137** 156
- [14] Hughes J B , Macbeth I C , Pattullo D M 1990 *IEEE Trans . on Circuits & Systems* **5** 2805
- [15] Baker Jr G A 1975 *Essentials of Padé Approximants* (New York : Academic Press) p25
- [16] de Querioz A C M , Pinheiro P R M , Caloba L P 1993 *IEEE Trans . on Circuits & Systems* **40** 10

Analog implementation of wavelet transform based on switched-current filter circuits *

Hu Qin-Chun^{1)†} He Yi-Gang¹⁾ Guo Di-Xin²⁾ Li Hong-Min¹⁾

^{1) †} College of Electrical and Information Engineering , Hunan University , Changsha 410082 , China)

^{2) †} Department of Computer and Information Engineering , Hunan Institute of Science & Technology , Yueyang 414006 , China)

(Received 17 May 2005 ; revised manuscript received 17 June 2005)

Abstract

A general scheme for the analog implementations of wavelet transform using switched-current (SI) filter circuits is presented. SI circuits are well suited for this application since the dilation constant across different scales of the transform can be precisely implemented and controlled by both the transconductance ratios (W/L) and the clock frequency. The circuits are composed of analog filter banks whose impulse responses are the first derivative of Gaussian and its dilations. The transfer functions of the basic wavelet filter can be given by Padé approximation , which can decompose the transfer function into rational form so as to be conveniently implemented by SI circuits. Therefore , it can easily be applied to other filters with a prescribed impulse response. Simulated results indicated a good performance of wavelet transform.

Keywords : wavelet transform , switched-current , filter , Padé approximation

PACC : 0630F

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50277010) , the Fund of Outstanding Young of Hunan (Grant No. 03JJY1010) , the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20020532016) , the Program of Science and Technology of Hunan (Grant Nos. 03GKY3115 , 05GK2005 , 04FJ2003) , the Program For New Century Excellent Talents In University.

† Corresponding author. E-mail huqinc@163.com