

## 基于开关电流技术的时域连续小波变换实现

胡沁春<sup>①</sup> 何怡刚<sup>①</sup> 郭迪新<sup>②</sup> 李宏民<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(湖南大学电气与信息工程学院 长沙 410082)

<sup>②</sup>(湖南理工学院计算机与信息工程系 岳阳 414006)

**摘要:** 首次提出基于开关电流技术的时域法连续小波变换实现。该方法利用幅度调制技术产生小波链实现小波变换, 为小波变换的快速实现提供了新的途径。基于双线性变换采用开关电流积分器综合实现低通滤波器, 解决了时域法小波变换实用电路集成化的关键问题。对开关电流低通滤波器用 ASIZ 进行仿真, 结果证实其性能完全满足实用要求。

**关键词:** 开关电流; 时域; 连续小波变换; 幅度调制; 小波链

**中图分类号:** TN409

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2007)01-0227-05

## Time-Domain Implementation of Continuous Wavelet Transform Based on Switched Current

Hu Qin-chun<sup>①</sup> He Yi-gang<sup>①</sup> Guo Di-xin<sup>②</sup> Li Hong-min<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

<sup>②</sup>(Dept. of Computer and Info. Engineering, Hunan Institute of Science & Technology, Yueyang 414006, China)

**Abstract:** Method for realizing time-domain Continuous Wavelet Transform (CWT) using Switched-current (SI) technology is firstly presented in this paper. It is shown a new way for fast implementation of CWT based on amplitude modulation techniques for generating wavelet chain. SI low pass filter is synthesized with SI integrators based on bilinear transform. Thus, It provides a solution to manufacture integrated chip of time-domain CWT. The SI low pass filter is simulated using ASIZ and verified to be able to meet the needs of time-domain CWT.

**Key words:** Switched-current; Time-domain; Continuous wavelet transform; Amplitude modulation; Wavelet chain

### 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<sup>[1]</sup>。随着小波变换与工程应用研究的结合日益紧密, 它已经被广泛地应用于信号检测、图像处理、地震勘探、语音识别与合成、雷达通信、机器视觉、故障诊断与监控等领域。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连续小波变换硬件实现的研究。用模拟电路实现连续小波变换相对于用数字电路实现离散小波变换而言具有明显的优势: 模拟电路实现连续小波变换不需 A/D 和 D/A 转换, 处理速度快; 它避免了由于两次变换和数字电路开、关引起的波形畸变; 采用模拟方法处理信号的频率范围宽, 可以达到高频领域, 而功耗却不因此而增加; 用模拟法实现的连续小波变换电路便于制成一体化集成芯片。

目前, 已经发表了一些针对连续小波变换实现的研究成果<sup>[2]</sup>。其中比较突出的是利用开关电容技术实现连续小波变换

, 它的优点是可以通过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)。但是, 开关电容电路与数字 CMOS 工艺技术不完全兼容, 随着工艺技术的进一步发展, 开关电容的缺点会更加显著<sup>[3]</sup>。例如, 开关电容传统上需要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减小, 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。针对这种情况, 近年来提出了基于电流模的开关电流技术, 它具有高频特性好、适于低电压工作、动态范围大等优点。同开关电容电路相比, 开关电流电路不需要线性浮置电容或运算放大器, 从而电路简单、不存在运算放大器带来的限制和误差, 且与标准的 CMOS 工艺完全兼容, 便于电路的大规模集成。将开关电流技术用于连续小波变换的实现, 可以设计出低电压高速度的芯片, 这将在小波变换实时处理中有良好的应用前景。

本文首次将开关电流技术用在基于时域的连续小波变换实现。时域法实现连续小波变换的处理速度快, 结构相对简单, 符合要求快速计算小波系数的场合, 从而在信号检测, 数据处理等领域具有广泛应用。

### 2 时域法实现连续小波变换的原理

2005-01-17 收到, 2005-09-06 改回

国家自然科学基金(50677014), 高校博士点基金(20060532016), 湖南省自然科学基金(06JJ2024)和教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-04-0767)资助课题

连续小波变换的 VLSI 实现方法可分为时域法和频域法两大类。其中, 基于频域的小波变换实现有较多的研究成果<sup>[5]</sup>, 而在时域实现小波变换相对不多。本文将根据在时域实现小波变换的原理, 提出基于开关电流技术的连续小波变换实现方法。

设  $x(t) \in L^2(R)$ ,  $\psi(t)$  为一个基本小波(basic wavelet)或母小波(mother wavelet)函数。则

$$\text{WT}_\psi(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_R f(t) \psi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt \quad (1)$$

称式(1)为  $f(t)$  的小波变换时域表达式。其中  $a$  是尺度因子且  $a > 0$ ;  $b$  是反映位移, 其值正负皆可; “\*”表示取共轭。式(1)中不但  $t$  是连续变量, 而且  $a$  和  $b$  也是连续变量, 因此被称为连续小波变换(Continuous Wavelet Transform, CWT)。

小波变换的时域表达式表征了时域法实现连续小波变换的原理。从式(1)可以看出构成时域连续小波变换处理器的基本单元有: 小波函数发生器、乘法器和积分器。输入信号与小波函数发生器产生的不同尺度与位移的小波经由乘法器相乘, 再经积分器积分完成小波变换。小波函数发生器是整个系统的核心, 也是设计的难点。要求它能生成母小波并提供不同尺度与位移的小波族。乘法器是个不可或缺的部件, 要求其线性动态范围宽, 以减小非线性失真。对于积分器, 要求其动态范围宽、积分常数可调整。

### 3 小波变换时域硬件实现

1995 年美国 Texas A & M 大学的 Moreira-Tamayo 和 Pineda de Gyvez 提出了一种基于幅度调制技术的连续小波变换的时域实现的方案<sup>[6]</sup>, 认为小波类似于傅里叶变换的核。这个核拥有一个可变的时频窗, 使在时间和频率轴上获得不同的解。小波的时域实现方法涉及小波发生器、乘法器和积分器的设计, 利用这些器件执行信号与小波的卷积。有一些类型的小波特别适合于采用时域的模拟方法实现, 例如 Meyer 小波、样条小波以及 Gabor 小波。

由于不同的小波系数是用同一母小波的不同变形(尺度与位移)分别与信号相乘后积分而得, 因此可以把这些小波按次序连接起来构成所谓的小波链来实现一系列小波系数的计算。小波链上的每个小波都能保持相等或根据情况被调整到一个特殊的尺度。例如用一个低频正弦信号调制一个频率较高的正弦信号可以产生有限支撑的正弦小波链(见图 1), 如式(2)所示:

$$\psi(t) = \begin{cases} A_0 \exp(-j\omega_c t) [1 + m \cos(\omega_p t)], & -\pi < \omega_p t < \pi, \omega_p < \omega_c \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

其中  $A_0$  为小波参考幅度,  $2\pi/\omega_p$  是时窗宽度,  $\omega_c$  为分析频率,  $\omega_p$  为包络信号频率,  $m$  为调制指数。正弦小波链容易

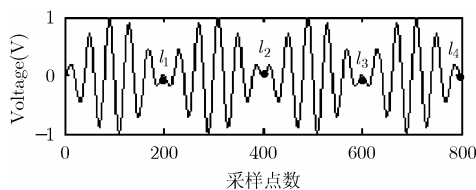


图 1 正弦小波链

用简单的电路来实现, 而且通过选择包络信号可方便地改变小波链的类型。例如, 包络可选三角波, 它可容易地由方波信号积分后得到。改变调制指数  $m$  也可轻易地调整时窗类型。用硬件实现时, 只要将两个正弦周期信号相乘即可产生小波函数, 适于时域模拟电路实现。

通常, 给定调制信号一个起点, 小波函数可由两个周期函数相乘获得。小波函数乘以待分析信号  $f(t)$ , 再积分, 就得到信号的小波变换:

$$\text{WT}_\psi(a, b) = \int_{l_1}^{l_2} f(t) \cdot \left[ g \left( \frac{t-b}{a} \right) \cdot v \left( \frac{t-b}{a} \right) \right] dt \quad (3)$$

其中  $g(t)$  是分析信号;  $v(t)$  是在调制过程中被用做信号包的周期窗信号。积分的上、下限由时窗确定(见图 1 中的  $l_1 \sim l_4$ )。对于正弦小波, 分析信号  $g(t)$  是一个复数正弦函数, 如式(4)所示:

$$g(t) = \exp(-j\omega_c t) = \cos(\omega_c t) + j \sin(\omega_c t) \quad (4)$$

因此, 这种小波变换就包含实部与虚部两部分。

$$\begin{aligned} \text{WT}_\psi(a, b) = & \int_{l_1}^{l_2} f(t) \cos(\omega_c t) \frac{1}{2} [1 + m \cos(\omega_p t)] dt \\ & + j \int_{l_1}^{l_2} f(t) \sin(\omega_c t) \frac{1}{2} [1 + m \cos(\omega_p t)] dt \end{aligned} \quad (5)$$

其实现框图如图 2。

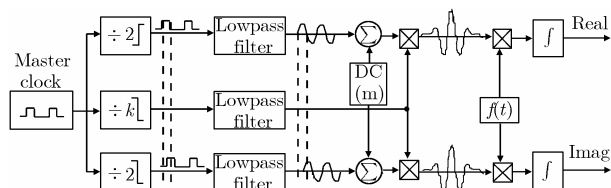


图 2 连续小波变换实现框图

**工作原理** 对时钟信号进行 2 分频, 两路信号分别由时钟信号的正、负跳沿触发从而产生相位差为  $90^\circ$  的两个正弦波信号。低通滤波器的作用是只让分频后得到信号的基频信号通过, 从而产生频率符合要求的载波信号。包络信号的产生过程也是如此, 只是分频的倍数较大。再根据调制指数  $m$  加入一直流信号以生成窗函数。然后让窗函数与两路正弦波信号相乘而获得正弦小波链。再将信号  $f(t)$  分别与这两路正弦小波链相乘、积分后得到正弦小波分解的实部和虚部, 从而完成小波变换。

图 2 所示结构只能实现一个尺度上的小波变换, 要想实现多尺度的连续小波变换, 就必须调整每一级小波变换单元

的时钟频率, 使小波函数的尺度得到改变, 这样就要求图 2 中小波函数的幅度和低通滤波器的截止频率也必须同时改变。因此要用文献[6]中的方法实现小波变换, 实际应用中需要设计一组类似单元, 且各单元的主频和单元内滤波器的截止频率应符合预定要求, 才能完成小波变换。这样, 图 2 所示结构只能作为小波变换的一个单元。因为上述结构不能自动产生不同尺度和位移的小波族, 所以要完成多尺度的小波变换就需要多组单元, 这对设计实现小波变换的集成化芯片是不利的。基于此, 本文提出了用开关电流技术来实现截止频率可变的低通滤波器以解决时域法实现小波变换对低通滤波器的要求。此外, 在每一级变换单元调整开关电流输出级的宽长比还可解决小波函数的幅度调整问题。而乘法器、积分器均可用开关电流电路实现, 这样便可在时域实现基于开关电流技术的连续小波变换芯片。限于本文篇幅, 下面就实现时域法小波变换的关键电路——开关电流低通滤波器展开研究, 而开关电流乘法器的实现可参考文献[8]。

#### 4 开关电流低通滤波器的设计与实现

开关电流滤波器的时间常数与器件的宽长比及时钟频率有关, 因而它的带宽随着时钟频率的变化而变化, 同时还能保持品质因数的恒定。当构造出截止频率为  $\omega_c$  的开关电流滤波器后, 在开关电流滤波器允许的时钟频率范围内, 调节时钟频率使截止频率变为  $2\omega_c$ , 因为品质因数恒定的原因带宽也扩大至原来的 2 倍。这样, 同样的电路通过改变时钟频率即可实现自动带宽的调节。因此利用开关电流滤波器的带宽能随着时钟频率线性变化且品质因数恒定的特性, 可构造出满足时域法实现小波变换的低通滤波器。

##### 4.1 开关电流广义积分器

构成开关电流滤波器的基本单元是开关电流积分器, 采用基于第二代开关电流延迟单元可构成第二代开关电流积分器。图 3 所示为一个广义积分器结构, 它由前向欧拉输入、后向欧拉输入、前馈输入组成。输入电流被加权  $a_1$ ,  $a_2$  和  $a_3$ , 这由定标提供这些电流的输出级权重 ( $W/L$ ) 完成, 并使广义积分器输出级具有单位权重。图 3(a), 图 3(b) 分别为无损积分器和有损积分器。给出其  $z$  域输出电流为

$$i_o(z) = \frac{a_1 z^{-1}}{1+k-z^{-1}} i_1(z) - \frac{a_2 z^{-1}}{1+k-z^{-1}} i_2(z) - \frac{a_3(1-z^{-1})}{1+k-z^{-1}} i_3(z) \quad (6)$$

当  $k=0$  时,  $i_o$  为无损积分器输出; 当  $k=a_4$  时,  $i_o$  为有损积分器输出。第二代开关电流积分器由一个无损积分器反馈环路(晶体管  $M_1, M_2$ ), 附加反馈(晶体管  $M$ )及输出级(晶体管  $M_4$ )组成。无损积分器环路的电流存储器  $M_1$  和  $M_2$  以单个晶体管吸收和给出电流, 避免出现了电流镜中晶体管失配而产生的随机误差, 它们仅仅影响系数  $a_1, a_2, a_3$  和  $a_4$  的

精度。

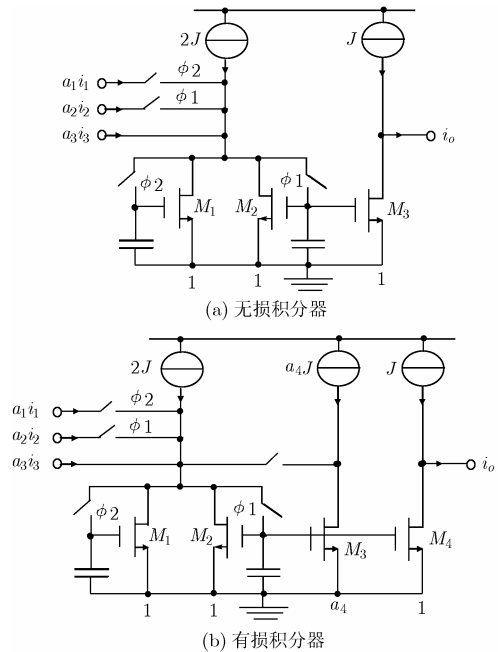


图 3 开关电流广义积分器

##### 4.2 开关电流低通滤波器的综合实现

滤波器的基本组成单元是一阶和二阶滤波器。要构成高阶滤波器, 可由一阶节和二阶节的级联而得。由于有损积分器具有一阶低通滤波器的特性, 所以关于一阶节这里不进行讨论, 下面讨论二阶节。二阶节是一种重要的通用滤波器部件, 以二阶节为基础进行级联可得到任意阶数的开关电流滤波器(若为奇数阶, 则级联上一个一阶节即可)。因为这种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和实现上有着良好的应用。

通用二阶节的传递函数为

$$H(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \quad (7)$$

对式(7)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  $z$  域的传递函数(传递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)为

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

其中  $D = \omega_0^2 T^2 - 2\omega_0 T / Q + 4$ 。对于式(7)所示的传递函数可用反相无损积分器来综合, 其传输函数如式(9), 图 4 为其实现框图, 图 5 为基于第二代开关电流积分器的二阶节的电路实现。

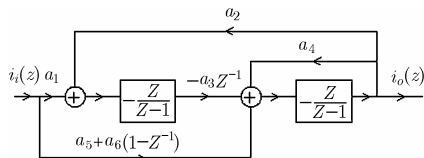


图4 开关电流二阶节实现框图

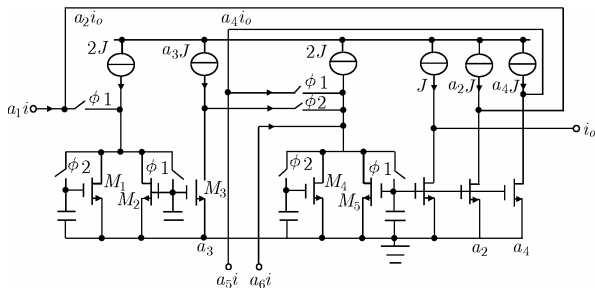


图5 用第二代开关电流积分器实现二阶节电路

$$H(z) = \frac{i_o(z)}{i_i(z)} = -\frac{(a_5 + a_6)z^2 + (a_1 a_3 - a_5 - 2a_6)z + a_6}{(1 + a_4)z^2 + (a_2 a_3 - a_4 - 2)z + 1} \quad (9)$$

比较式(8)、式(9)的系数, 可得关系如下:

$$a_1 a_3 = 4k_0 T^2 / D \quad (10)$$

$$a_2 a_3 = 4\omega_0^2 T^2 / D \quad (11)$$

$$a_4 = 4\omega_0 T / (QD) \quad (12)$$

$$a_5 = 4k_1 T / D \quad (13)$$

$$a_6 = (4k_2 - 2k_1 T + k_0 T^2) / D \quad (14)$$

如果对  $a_3$  任取一值(通常取  $a_3 = 1$ ), 则由式(10)至式(14)求得  $a_1 \sim a_6$  的值, 各晶体管的宽长比即可确定。利用该二阶节, 可以实现双线性  $z$  变换的高阶滤波器。

用双线性映射的开关电流二阶节综合一个六阶切比雪夫低通滤波器, 纹波为 0.5dB, -3dB截止频率为 5kHz, 时钟频率为 20kHz。查表得到它的归一化因式分解形式如下:

$$H(s) = \frac{1.02302}{s^2 + 0.1553s + 1.02302} \cdot \frac{0.59001}{s^2 + 0.42429s + 0.59001} \cdot \frac{0.157}{s^2 + 0.57959s + 0.157} \quad (15)$$

可见, 用 3 个双线性映射的开关电流二阶节级联可以实现该六阶切比雪夫低通滤波器。在去归一化后, 每一个二阶节的参数可由式(10)-式(14)分别求得。求解各二阶节参数时要注意  $s$  域到  $z$  域变换时要进行频率预翘, 以保证得到的开关电流低通滤波器的频率特性同模拟低通滤波器的相同。

在对开关电流滤波器进行频域仿真时要注意: 由于电路必须在时钟驱动下才能工作, 如果用 Pspice 做晶体管级的仿真, 时钟需要时域参数描述, 而滤波器的频率特性属于频域范畴, 不能直接得到其幅频特性, 只能在不同的频点下逐点仿真, 然后再合成出来。鉴于此, 本文不采用 Pspice 仿真频域特性, 而采用 ASIZ 仿真软件进行仿真。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。

对本文中的开关电流六阶切比雪夫低通滤波器电路用 ASIZ 仿真软件进行仿真, 获得的幅频响应如图 6(a), 6(b),

6(c)所示。可以看出: 图 6(a)中的时钟频率为 20kHz, -3.27dB 截止频率为 5kHz; 图 6(b)中的时钟频率为 15kHz, -3.27dB 截止频率为 3.75kHz; 图 6(c)中的时钟频率为 10kHz, -3.27dB 截止频率为 2.5kHz。这样, 由 3 个双线性映射的开关电流二阶节级联实现的六阶切比雪夫低通滤波器满足设计要求, 且调节时钟频率可获得理想的-3dB 截止频率, 该特性完全满足时域法实现小波变换对低通滤波器的要求。

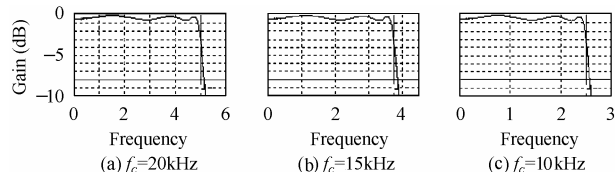


图6 ASIZ 仿真开关电流六阶切比雪夫低通滤波器的频率响应

## 5 应用举例

用时域法实现连续小波变换具有很好的实时性, 结合小波变换具有变时窗的时频分布特性, 可应用于时频联合分析、去噪、特征提取、地质勘探、涡流、力学等领域中对实时性要求较高的场合。近年来, 针对典型的电能质量扰动信号, 需要能够及时地检测出扰动, 从而提出了采用小波多分辨率信号分解的电能质量检测与时频分析方法, 可用于电压跌落、电压凸起、电压间断、暂态干扰、短时间谐波失真、暂态谐波失真、电压闪变与波动等电能质量扰动信号的检测和时频分析。本文提出的开关电流时域法小波变换在电能质量监测中有良好的应用。下面以小波变换对电能质量中电压跌落的检测为例予以说明。

检测原理: 由于短时电压跌落信号在发生时刻和恢复时刻电压波形中会出现一个细小的突变, 通过小波变换可将这个细小突变放大、显示出来, 从而可检测出这一突变, 即可检测出所对应的短时电压跌落信号的发生时刻和恢复时刻。这两次突变的时间间隔即为扰动持续时间。这样, 可实现对短时低电压扰动信号突变时刻的定位。图 7(a)为模拟电压跌落信号(信号持续时间 1s, 共采样 1000 点)。用高频段分解系数检测电压跌落信号的突变时间, 如图 7(b)所示: 图中清晰地显示出电压跌落的突变点时间  $t_1$  和  $t_2$  分别为 400ms 和 600ms。

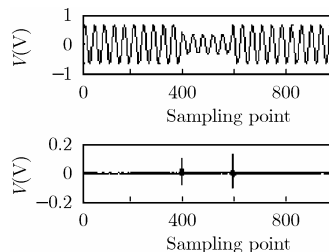


图7 用小波变换检测电压跌落

## 6 结束语

随着集成电路制造工艺向深亚微米发展, 开关电容技术与数字 CMOS 工艺不完全兼容使它在深亚微米范围内变得不适用。作为开关电容的替代, 开关电流工作在电流域, 与

标准的 CMOS 工艺完全兼容, 具有高频特性好、适于低电压工作、动态范围大等优点。本文首次将开关电流技术运用到时域法实现连续小波变换, 构造小波函数发生器, 解决了低通滤波器带宽自动调整的核心问题, 且乘法器、输出积分器均可用开关电流技术实现, 为制成低电压、低功耗的小波变换芯片提供了关键技术, 相对于小波变换频域法实现之外有了一种新的硬件解决方案。当然, 基于开关电流技术的时域法连续小波变换实现仍有一些问题值得关注, 如在二阶节级联时要考虑各节间的相互影响、减小乘法器中非线性失真等问题, 对于这些问题的解决还需要作出进一步的研究。

### 参 考 文 献

- [1] Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing(second edition). New York: Academic,1999: 50-91.
- [2] 苏立, 何怡刚. 连续小波变换 VLSI 实现综述. 电路与系统学报, 2003, 8(2): 86-91.
- [3] 田逢春, 金吉成. 用线性模拟滤波器实现连续小波变换[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 1998, 21(1): 35-40.
- [4] Edwards R T and Cauwenberghs G. A VLSI implementation of the continuous wavelet transform. Proc. of IEEE Int. Symp. Cir. & Sys. Atlanta GA, 1996, 4: 368-371.
- [5] Lin J, Ki W-H, and Edwards T, *et al.* Analog VLSI implementations of auditory wavelet transforms using switched-capacitor circuits [J]. *IEEE Trans. Ckt & Syst.*, 1994, 41(9): 572-583.
- [6] Moreira-Tamayo O and Pineda de Gyvez J. Time-domain analog wavelet transform in real-time [A]. Proc. of IEEE Int. Symp. Ckt & Syst. [C], Seattle WA, 1995, 3: 1640-1643.
- [7] Toumazou C, Hughes J B, and Battersby N C. Switched Currents: An Analogue Technique for Digital Technology. London: Peter Peregrinus Ltd, 1993: 2-3.
- [8] Akl Y, El-Sayed M, and Aboul-Seoud A K. CMOS four-quadrant current multiplier using switched current techniques. *Electronics Letters*, 2004, 40(6): 359-360.
- [9] Stephenson F W. RC Active Filter Design Handbok. New York: John Wiley and Sons, 1985: 26-29.
- [10] De Querioz A C M, Pinheiro P R M, and Caloba L P. Nodal analysis of switched current filters. *IEEE Trans. Circuits Syst.-II*, 1993, 40(1): 10-18.
- 胡沁春: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为信号处理、小波分析、开关电流电路及高速集成电路设计.
- 何怡刚: 男, 1966 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为模拟集成电路、滤波器、故障诊断、小波理论等领域的研究工作. 在国内外重要学术刊物和 IEEE 国际学术会议上发表论文 180 多篇, 其中 108 篇/次论文被《SCI》、《EI》、《ISTP》收录和引用, 主持完成了 18 项具有国际先进水平的重大科研项目.
- 郭迪新: 男, 1965 年生, 副教授, 研究方向为计算机控制与测试、仪器仪表自动化等.
- 李宏民: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为信号处理、混沌、神经网络等.