

# 基于电流控制传送器的连续小波变换实现研究

贺迅宇

(湖南工业大学 冶金校区, 湖南 株洲 412000)

**摘要:** 提出了一种基于电流控制传送器 (CCCII) 实现电流模式带通滤波器和模拟乘法器电路, 电路结构简单, 使用的元器件较少, 易于集成; 同时还提出了基于电流控制传送器实现连续小波变换的方法, 并用 Pspice 仿真证明了其理论可行性。

**关键词:** 连续小波变换; 电流控制传送器; 带通滤波组; 模拟乘法器

**中图分类号:** TN713

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2008)04-0067-05

## The Research on Realization of Continuous Wavelet Transform Based on Current Controlled Conveyor

He Xunyu

(Metallurgy Campus, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412000, China)

**Abstract:** A novel design of current-mode band-pass filter and analog multiplier based on CCCII is presented. They have some advantages such as simple structure, more convenient integration, and minimum components. A way of implementation of continuous wavelet transform based on CCCII is also proposed. Then it proves the theory of feasibility with Pspice simulation method.

**Key words:** continuous wavelet transform; current controlled conveyor; band-pass filter clusters; analog multiplier

小波分析是一类新型的数学分析工具, 具有多分辨率的特点。它不仅继承和发展了短时 Fourier 变换的局部化理想, 而且克服了短时 Fourier 变换的窗口不随频变的缺点。目前, 小波分析已被广泛应用于信号分析、语音处理、电子对抗等许多领域, 取得了骄人的成绩<sup>[1]</sup>。但用软件方法实现小波分析计算工作量大、耗时多, 因而不宜用于实时信号处理。由于电流控制传送器 (简称 CCCII) 在电压模式和电流模式模拟电路中具有优越性, 因此, 研究基于电流控制传送器的连续小波变换是实现实时处理信号的一种新途径。

### 1 连续小波变换及电路实现

小波变换是信号与小波函数的内积, 是对信号满足一定附加条件的滤波。设函数  $f(t)$  是平方可积的, 其连续小波变换可写成:

$$WT_f(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi' \left( \frac{t-b}{a} \right) dt = \langle f(t), \psi_{a,b}(t) \rangle, \quad (1)$$

式中: 平移参数  $b$  对应小波在时域的位置;

尺度参数  $a$  变化不仅改变连续小波的频谱结构, 也改变窗口的形状和大小。

由于  $t, a, b$  都是连续变量, 因此称为连续的小波变换。连续小波变换的系数具有很大的冗余量, 可以利用其冗余性实现去噪和数据恢复的目的。若采用的连续小波满足允许条件, 则逆变换存在, 根据信号的小波变换系数可精确地恢复原信号。

连续小波变换的模拟电路实现方法大致可分为时域法和频域法。频域法实现连续小波变换的一般方法是在频域中直接实现小波变换, 构成整个系统的基本模块是不同带宽的带通滤波器和加法器, 设计难点是

收稿日期: 2008-05-26

作者简介: 贺迅宇 (1975-), 男, 湖南株洲人, 湖南工业大学讲师, 硕士, 主要从事建筑电气设计, 模拟电路诊断方面的研究。

频率特性要与所采用的小波频率一致，需采用特殊的函数逼近；带通滤波器的带宽和中心频率须精确可控、可调并能实现恒 $Q$ 。基于此，利用复解调技术简化带通滤波器组的设计成为频域法的主要途径，如图1所示。其基本思想是：在对信号滤波之前，将每个带通滤波器的频谱从各自的中心频率附近搬移到零频率附近，即用一个与原带通滤波器的频谱特性相似的

低通滤波器代替，待滤波后，将处理后的信号频谱搬回到各自的原中心频率处，并将各部分求和，完成信号的重构。这样，设计恒 $Q$ 带通滤波器组这一复杂问题可转化为设计相对简单的模拟乘法器等问题<sup>[2]</sup>。本文具体探讨基于CCCII器件设计双二阶滤波器和模拟乘法器以实现连续小波变换模拟电路。

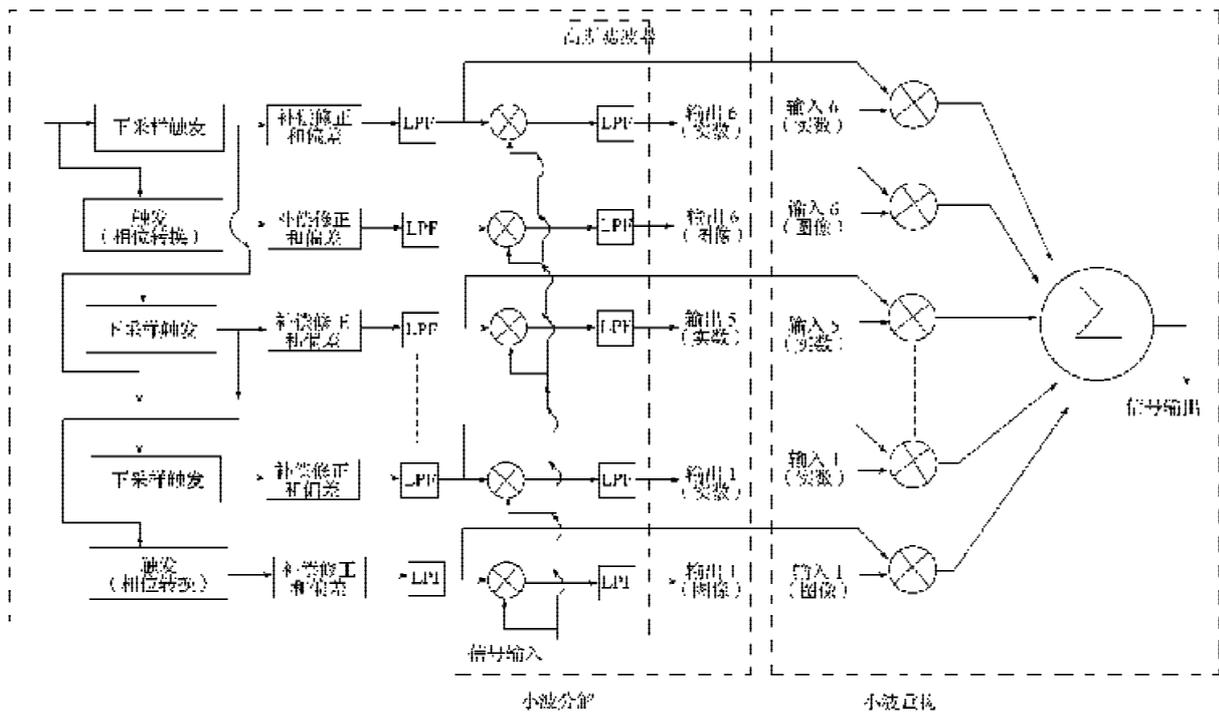


图1 采用复解调技术的模拟小波变换电路

Fig. 1 Analog wavelet transform circuit with the complex demodulation technique

## 2 电流控制传送器

电流传送器（简称CCII）是一种功能较强的电流模式标准部件，它与传统的电压运算放大器相比具有动态范围大、线性度好、功耗低、频带宽等特点，但它也存在2个不足：1）不具有电控性，既不能通过外接电流控制 $X$ 端的内部电阻，进而控制CCCII的端口；2）在CCII中由于 $X$ 端的寄生电阻导致 $X$ 端与 $Y$ 端的跟踪电压误差较大。法国学者Fabre等在CCII改进的基础上，利用双极性的互导性实现了电流控制传送器电路。CCCII电路不仅具有电控性，而且把 $X$ 端的寄生电阻纳入到端口特性中，从而减小了电压跟踪误差。这样的特性使CCII跟OTA（Operational Transconductance Amplifier）一样，元件本身能够产生电阻效应，使设计者在电路设计过程中减少无源元件的使用，简化电路结构；同时， $X$ 端寄生电阻受偏压控制的特性，也使得CCCII的应用延伸到电调节领域<sup>[3,4]</sup>。

### 2.1 CCCII的电流可控特性

在理想情况下，电流控制传送器的实现电路及符号如图2、3所示<sup>[4]</sup>。

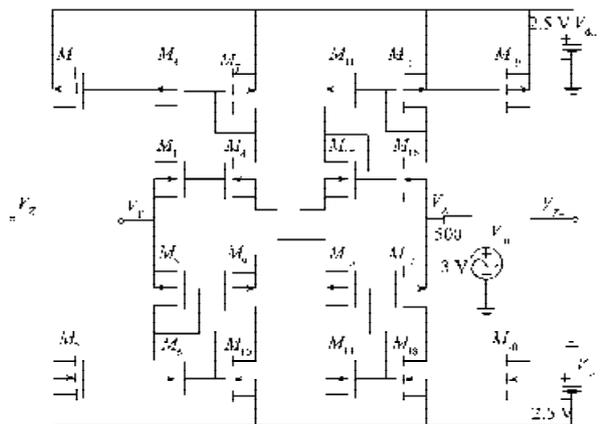


图2 电流控制传送器基本电路

Fig. 2 Basic circuit of CCCII

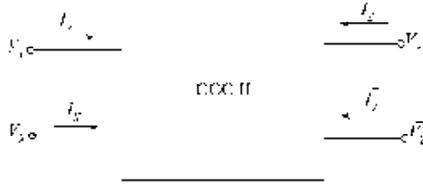


图3 CCCII 电路符号

Fig. 3 Circuit symbols of CCCII

电流控制传送器端口电流、电压的关系可用以下矩阵方程表示：

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_Z \\ I_Z \\ I_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \\ I_Z \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中： $R_X$ 为X端口的输入电阻，并且 $R_X=V_T/2I_B$ ， $I_B$ 为CCCII的偏置电流；

$V_T$ 为导热电压，并且为固有参数， $V_T \approx 26 \text{ mV}$ （室温）。

式（2）表明：理想CCCII的Y端口的电流为零，Y端的输入阻抗为无穷大；X是电流输入端，X端电压跟随Y端电压，并具有输入电阻 $R_X$ ；Z端的输出电流仅取决于X端的输入电流，Z端输出阻抗为无穷大。由CCCII可构成多种形式的通信电路，如滤波器、模拟乘法器、模拟电感<sup>[5]</sup>、电压-电流转换器等应用模块。由于CCCII的电控性，使得基于CCCII的滤波器及振荡器等电路的参数可通过外接电流或电压进行调节。

### 2.2 基于CCCII双二阶滤波器的设计

一种能实现二阶低通/带通高通滤波器的通用电路如图4所示。

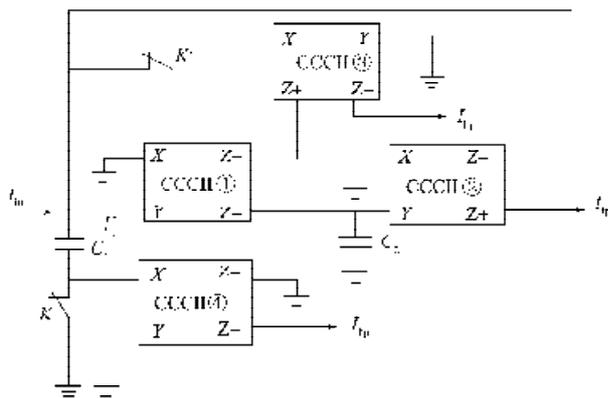


图4 滤波器电路

Fig. 4 Filter circuit

该电路由4个CCCII、2个接地电容组成。当 $K$ 、 $K'$ 闭合时，电路能实现二阶低通/带通滤波功能；当 $K$ 、 $K'$ 断开时，电路能实现二阶高通滤波功能。设CCCII的寄生电阻为 $R_X$ ，根据端口特性分析可求出其传递函数为：

$$\begin{cases} \frac{I_{0p}}{I_{in}} = \frac{\frac{s}{\tau_1}}{s^2 + \frac{s}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}; \\ \frac{I_{0b}}{I_{in}} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}. \end{cases} \quad (3)$$

式中： $\tau_1=R_{X1}C_1$ ， $\tau_2=R_{X2}C_2$ ， $\tau_3=R_{X3}C_3$ ；

响应特征参数中心频率 $\omega_n = \left(\frac{1}{\tau_1\tau_2}\right)^{\frac{1}{2}}$ ；

品质因素 $Q = \left(\frac{\tau_1\tau_2}{\tau_2}\right)^{\frac{1}{2}}$ 。

$$\text{当 } K, K' \text{ 断开时, } \frac{I_{0p}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}, \quad (4)$$

$$\text{取 } R_{X3} = R_{X2}, C_1 = C_2 \text{ 时有 } \frac{I_{0p}}{I_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{\tau} + \frac{1}{\tau^2}}. \quad (5)$$

由式（3）可知， $\omega_0$ 和 $Q$ 可由元件 $R_{X1}$ ， $R_{X2}$ ， $C_1$ ， $C_2$ 的值调节，并且各元件均接地，利于集成。

### 2.3 基于CCCII电流模式模拟乘法器的实现

基于CCCII电流模式模拟乘法器实现图如图5所示，构造该电路只需2个CCCII器件。 $I_1$ ， $I_2$ 为输入电流， $I_0$ 为输出电流。为扩大输入范围，可先进行输入信号预处理（如设计有源衰减电路）。根据端口特性分析可求出其传递函数：

$$R_X = \frac{V_T}{2I_B}, \quad (6)$$

$$R_{X1} = \frac{V_T}{2(I_B + I_2)}, \quad (7)$$

由式（6）、（7）可得：

$$\frac{R_{X2}}{R_X} = \frac{I_B + I_2}{I_B} = 1 + \frac{I_2}{I_B}, \quad (8)$$

$$I_0 = I_1 \left( \frac{R_{X2}}{R_{X1}} - 1 \right) = I_1 \left( 1 + \frac{I_2}{I_B} - 1 \right) = \frac{I_1 I_2}{I_B}. \quad (9)$$

对电路进行管子级Pspice仿真模拟分析，输入端 $I_2$ 加振幅为10  $\mu\text{A}$ 、频率为10 kHz的正弦交流电，输入端 $I_1$ 加振幅为20  $\mu\text{A}$ 、频率为167 Hz的三角形交流电，偏置电流均为13  $\mu\text{A}$ ，电源电压 $V_T=2.5 \text{ V}$ ，取 $C_1=C_2=133 \text{ pF}$ ，输出端 $I_0$ 的仿真波形如图6所示，仿真结果说明电路的设计可行。

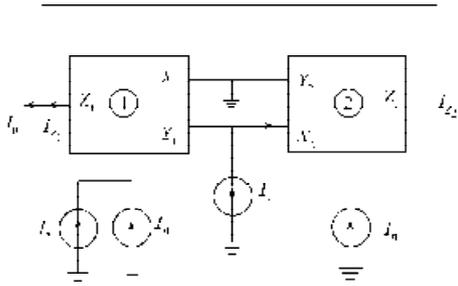


图5 电流模式模拟乘法器实现图  
Fig. 5 Realization chart of the current type analog multiplier

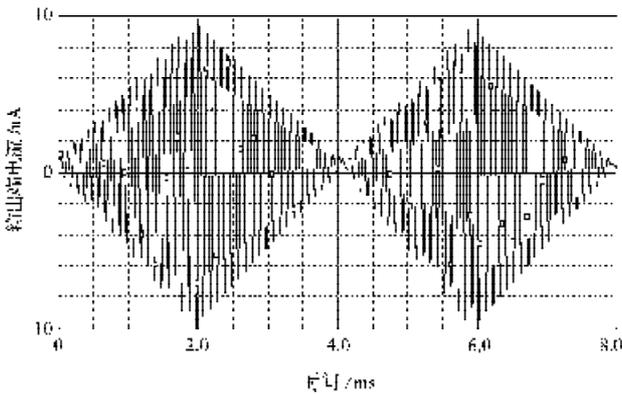


图6 Pspice仿真输出时域波形  
Fig. 6 Pspice simulation output time domain wave

### 3 连续小波变换的实现研究

由上可知，只要调节  $\tau_1, \tau_2$  值，就可任意调节  $Q, \omega_0$  值。当  $C_1=C_2$  和  $I_{B1}=I_{B2}$  时，满足  $\tau_1=\tau_2$ ，则  $Q$  值恒等于 1，且便于精确控制通道中心频率。

本研究选用 8 通道滤波器组，即选用 8 个恒  $Q$  带通滤波器，它们结构相同，中心频率和带宽不一样，外接电容值可根据需要设计。本文设计用来完成小波变换重构的 8 通道滤波器组结构如图 7 所示。

在滤波器组采用预加重高通滤波器，对输入信号进行预加权，以便覆盖整个待研究的信号宽。8 通道滤波器组需要 12 个二阶带通和 8 个增益放大器。

给定一个标准的传递函数  $H(s)$  (假设第 1 个双二阶传递函数已知)，则其它的二阶滤波器的传递函数可通过下式计算：

$$H_n(s)=H(a^{n-1}s), \quad (10)$$

式中： $a$  为尺度系数；

$n$  为二阶滤波器序号， $n=1, 2, \dots, 12$ 。

则第  $m$  通道的传递函数为：

$$H_m(s) = \sum_{i=0}^2 K_i H_{2i+m}(s), \quad (11)$$

其中： $K_i$  为增益系数；

$m$  为通道序号， $m=1, 2, \dots, 8$ ，采用 SGA 实现<sup>[6]</sup>。

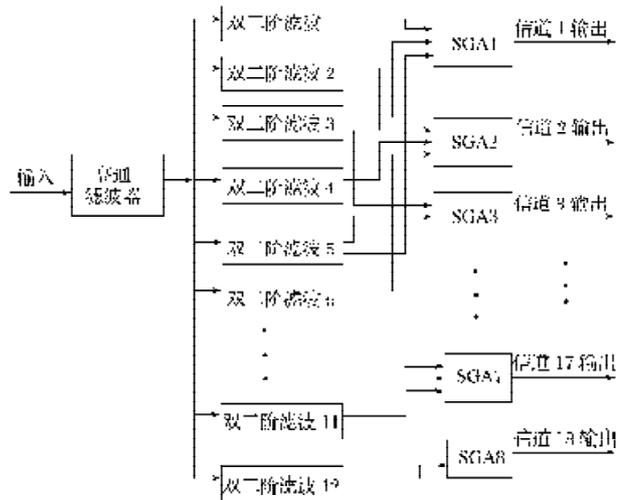


图7 8通道并行滤波器组  
Fig. 7 Parallel filter clusters for 8 channel

设计通道起始中心频率为 50 kHz，由于采用的尺度是 2 的幂次，因而所采用的频率随着通道数以 2 的倍数递增。由此可确定其它各通道的中心频率，根据各通道中心频率及上述公式可计算出接地电容和电流控制传送器的偏置电流，参考数据如表 1 (表中  $C_1=C_2, I_{B1}=I_{B2}$ )。

表 1 各带通二阶滤波器参考数据

Tab. 1 Reference data of biquad band-pass filters

通道	中心频率 $f_0/\text{kHz}$	接地电容 $C_1, C_2/\text{pF}$	偏置电流 $I_{B1}, I_{B2}/\mu\text{A}$	$Q$ 值
1	50	796	3.25	1
2	100	796	6.5	1
3	200	398	6.5	1
4	400	398	13	1
5	800	398	26	1
6	1 600	99.5	13	1
7	3 200	99.5	26	1
8	6 400	99.5	52	1

对通道电路进行管子级 Pspice 仿真模拟分析，偏置电流均为 12.5  $\mu\text{A}$ ，电源电压  $V_T=2.5\text{V}$ ，通道 1、通道 8 仿真波形如图 8、9 所示。

通道 1~8 的 Pspice 仿真波形中心频率与设计的中中心频率吻合较好，说明理论设计的信号处理能力可在低频 (50 kHz 以下) 或高频 (6 400 kHz 以上) 范围，这对模拟硬件电路处理的频率而言具有较大的开发潜力。通道 1~8 波形形状基本一致，符合滤波尺度要求，保证了所设计电路信号处理不会失真。

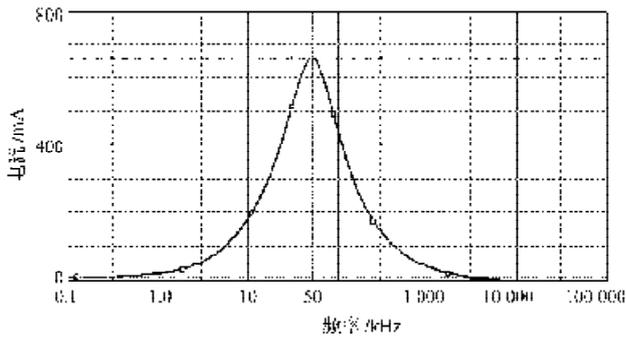


图8 通道1 Pspice 仿真波形

Fig. 8 Pspice simulation wave of channel 1

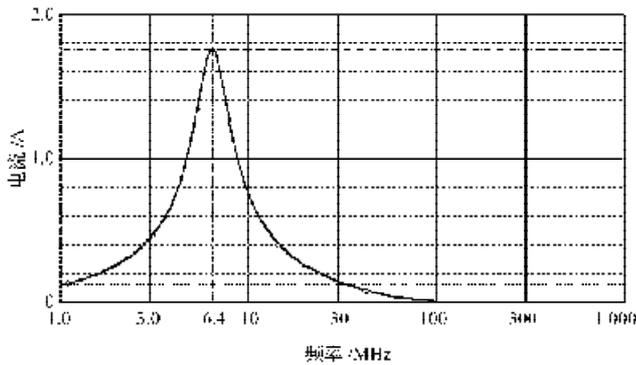


图9 通道8 Pspice 仿真波形

Fig. 9 Pspice simulation wave of channel 8

## 4 结语

本文探讨了基于CCCII器件用频域法实现连续小

波变换的途径，用Pspice仿真证实了在一定误差范围内可用电路模型来逼近实现小波变换。这些电路可以通过恒 $Q$ 带通滤波器、模拟乘法器电路等基本单元组合起来实现，进而提出了频域法实现连续小波变换的一种实现方案。

### 参考文献:

- [1] 郭彤颖, 吴成东, 曲道奎, 等. 小波变换理论应用进展[J]. 信息与控制, 2004, 33(1): 67-70.
- [2] 苏立, 何怡刚. 连续小波变换VHSI实现综述[J]. 电路与系统学报, 2003, 8(2): 86-91.
- [3] Seguin F, Godara B, Alicalapa F, et al. 2.2 GHz all-n-p-n second-Generation controlled conveyor in pseudoclass AB using 0.8-um BiCMOS technology[J]. IEEE Transactions on circuits and systems-II: Express briefs, 2004, 51(7): 369-373.
- [4] Fabre A, Member S, Saaid O, et al. High frequency applications based on a new current controlled conveyor[J]. IEEE Transactions on circuits and systems-I: Fundamental theory and applications, 1996, 43(2): 82-91.
- [5] 贺迅宇, 谭阳红, 韦力强, 等. 基于CCCII的电感及高阶Butterworth滤波器实现[J]. 机电产品开发与创新, 2006, 19(1): 127-128.
- [6] 卢文科, 朱长纯. 声表面波式小波变换及重构器件的实现研究[J]. 电子学报, 2002, 30(8): 1156-1159.

(责任编辑: 张亦静)