

用 CCII 回转器设计梯形结构电流模式滤波器¹

王春华^{**} 沈光地^{*} 徐晨^{*} 李建军^{*} 史辰^{*} 郭霞^{*}

^{*}(北京工业大学电子信息与控制工程学院和北京光电子技术实验室 北京 100022)

^{**}(湘潭大学信息工程学院 湘潭 411105)

摘 要 该文提出一种设计高阶 CCII (第二代电流传输器) 电流模式滤波器的新方法, 即用 CCII 回转器综合电流模式无源梯形网络的输入导纳, 从而设计出高阶电流模式 CCII 滤波器。用该方法设计出的电路与其它同类电路比较, 电路结构简单、所使用的 CCII 数目少。文中对 CCII 的非理想特性进行了分析, 提出了对 CCII 的非理想特性进行补偿的方案。文中给出了六阶巴特沃斯滤波器的设计举例及补偿前和补偿后的计算机 PSPICE 仿真结果。

关键词 第二代电流传输器, 回转器, 电流模式滤波器, 集成电路

中图分类号 TN713

1 引 言

近年来, 随着超大规模集成电路的发展, CCII 因为比传统的集成运算放大器具有更宽的频率范围和动态范围, 以及较好的线性度而受到国内外学者及工业界的高度重视。基于 CCII 的各种有源滤波器、振荡器和阻抗模拟器等不断涌现。由 CCII 及 RC 元件构成的电流模式滤波器因其功耗低、电路结构简单、级联时不需要任何其它匹配电路、便于集成等优点而倍受青睐^[1]。基于 CCII 的双二阶电流模式滤波器已取得了很大的进展^[2-7], 而高阶电流模式滤波器的研究尚有待深入。目前, 高阶电流模式滤波器的实现方法有: (1) 传递函数直接综合法^[8,9]; (2) 无源梯形结构实现法^[10,11]。用无源梯形结构实现的有源滤波器保持了无源梯形滤波器的灵敏度低的优点而更值得研究。韩庆全等人用信流图法实现梯形结构的电流模式的 CCII 滤波器^[10], 肖高标等人用状态变量变换法 (即将电压变量变成电流变量) 实现了梯形结构的电流模式 CCII 滤波器^[11], Wu 与 Masry 用 MOCCII (多输出的第二代电流传输器) 实现梯形结构的电流模式滤波器^[12]。虽然用 MOCCII 实现的滤波器使电路中的 MOCCII 数目少于用 CCII 实现的滤波器, 但 MOCCII 的电路结构要比 CCII 复杂。本文提出一种实现高阶 CCII 电流模式滤波器的新方法, 即使用回转器综合电流模式无源梯形网络的输入导纳, 从而实现梯形结构的 CCII 电流模式滤波器; 并对 CCII 的非理想特性进行了讨论, 提出了对 CCII 非理想特性进行补偿的方案。用该新方法实现的滤波器比文献 [10, 11] 的电路结构简单, 文献 [10] 实现四阶低通滤波器需要 7 个 CCII, 文献 [11] 实现六阶低通滤波器需要 11 个 CC 器件 (其中 6 个 CCII, 5 个 CCI), 如果用本文方法实现四阶低通滤波器只需 6 个 CCII, 而实现六阶低通滤波器只需 10 个 CCII, 所采用的 CCII 数目比文献 [10, 11] 少。

2 电路描述

2.1 CCII 回转器 回转器是一双端口器件, 其端口伏安特性为

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & G_1 \\ -G_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

I_1, I_2 及 V_1, V_2 分别为输入、输出电流及输入、输出电压; 大多数情况下, $G_1 = G_2 = G$, G 称为回转电导。由 CCII 及接地 RC 构成的回转器如图 1 所示。其输入导纳为

$$Y_{in} = I_1/V_1 = G^2/Y_L \quad (1)$$

¹ 1999-04-14 收到, 2000-01-24 定稿

湖南省教委自然科学基金资助项目 (98B013)

国家自然科学基金重大项目 (69896260-06)

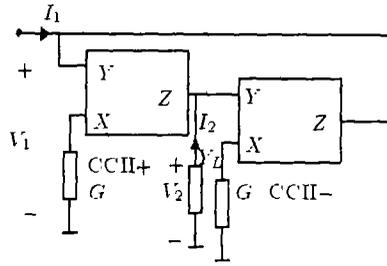


图 1 CCII 回转器

2.2 梯形结构的滤波器实现 不失一般性, 考虑六阶无源梯形滤波器结构如图 2 所示。其中 g_s, R_L 分别为信号源电导及负载电阻。

在图 2 中, 当并臂 Y_1, Y_3, Y_5 为电容构成的容纳, 串臂 Z_2, Z_4, Z_6 为感抗时, 可实现六阶无源低通滤波器结构如图 3 所示。易知, 图 3 电路的输入导纳为

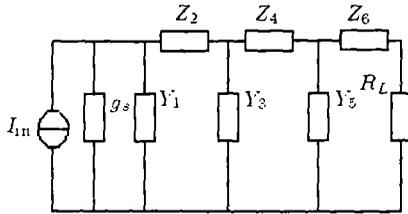


图 2 六阶无源梯形滤波器结构

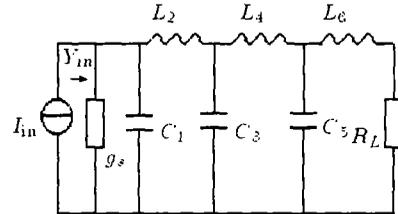


图 3 六阶无源低通滤波器结构

$$Y_{in} = g_s + SC_1 + \frac{1}{SL_2 + \frac{1}{SC_3 + \frac{1}{SL_4 + \frac{1}{SC_5 + \frac{1}{SL_6 + R_L}}}}} \quad (2)$$

对 (2) 式略加变形, 得

$$Y_{in} = g_s + SC_1 + \frac{G^2}{SL_2 G^2 + \frac{G^2}{SC_3 + \frac{G^2}{SL_4 G^2 + \frac{G^2}{SC_5 + \frac{G^2}{SL_6 G^2 + R_L G^2}}}}} \quad (3)$$

由 (1), (3) 式及图 1, 图 3 可得六阶梯形结构 CCII 电流模式滤波器, 如图 4 所示。由图 4 可知, 实现六阶低通滤波器需要 10 个 CCII, 还可以推知, 实现四阶低通滤波器需要 6 个 CCII。

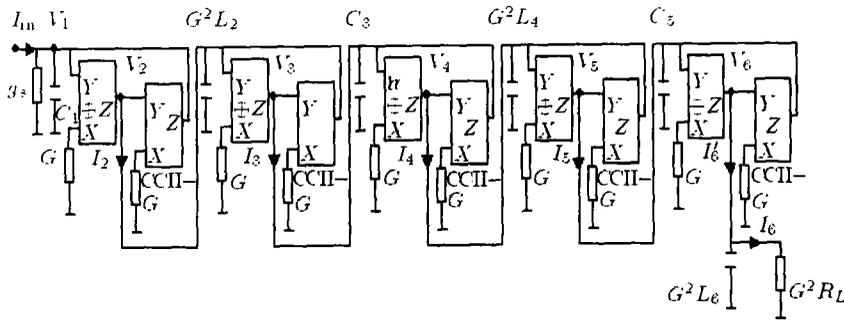


图 4 六阶梯形结构 CCII 电流模式滤波器

为进一步验证通过 R_L 上的电流为六阶低通输出，我们推出了图 4 中的电流传递函数，有

$$\left. \begin{aligned} V_6 &= I_6 / (R_L G^2), \quad I_6' = (1 + S L_6 / R_L) I_6, \quad V_5 = I_6' / G, \quad I_5 = V_5 S C_5 + V_3 G \\ V_4 &= I_5 / G, \quad I_4 = V_4 S L_4 G^2 + V_5 G, \quad V_3 = I_4 / G, \quad I_3 = V_3 S C_3 + V_4 G \\ V_2 &= I_3 / G, \quad I_2 = V_2 S L_2 G^2 + V_3 G, \quad V_1 = I_2 / G, \quad I_{in} = V_1 (S C_1 + g_s) + V_2 G \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

求解上述各方程，得电流传递函数

$$\frac{I_6}{I_{in}} = \frac{R_L G}{a_6 S^6 + a_5 S^5 + a_4 S^4 + a_3 S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0} \quad (5)$$

其中 $a_6 = L_2 L_4 L_6 C_1 C_3 C_5$, $a_5 = L_2 L_4 L_6 C_3 C_5 g_s + L_2 L_4 C_1 C_3 C_5 R_L$, $a_4 = L_2 L_4 C_1 C_3 + L_4 L_6 C_1 C_5 + L_4 L_6 C_3 C_5 + L_2 L_6 C_1 C_3 + L_2 L_6 C_1 C_5 + L_2 L_4 C_3 C_5 g_s R_L$, $a_3 = L_2 L_4 C_3 g_s + L_4 L_6 C_5 g_s + L_2 L_6 C_5 g_s + C_1 C_5 L_4 R_L + C_3 C_5 L_4 R_L + C_1 C_5 L_2 R_L + C_1 C_3 L_2 R_L + L_2 L_6 C_3 g_s$, $a_2 = L_4 C_1 + L_4 C_3 + L_2 C_1 + L_6 C_5 + L_6 C_1 + L_6 C_3 + L_4 C_5 g_s R_L + L_2 C_5 g_s R_L + L_2 C_3 g_s R_L$, $a_1 = C_5 R_L + C_1 R_L + C_3 R_L + L_2 g_s + L_4 g_s + L_6 g_s$, $a_0 = g_s R_L + 1$.

由 (5) 式进一步可知，负载 R_L 上通过的电流为六阶低通输出。

3 CCII 的非理想特性分析

前面研究的均为 CCII 理想特性的情况。实际上，CCII 的 CMOS 实现为非理想特性，从而影响了滤波器的性能。CCII 的非理想特性表现在：(1) 当电压由 Y 端转移至 X 端时，高频处存在相移误差，电压转移特性可表示为单极点模型： $V_x(S) / V_y(S) = \alpha_v(S) = \alpha_v / (1 + S\tau)$, $\alpha_v = 1 - \varepsilon_v$ ($|\varepsilon_v| \ll 1$)。 ε_v 为低频处的转移误差， τ 为高频时间常数；(2) 有限的输入及输出阻抗；(3) 电流转移误差 ε_i ($\alpha_i = 1 - \varepsilon_i$, $|\varepsilon_i| \ll 1$)。 CCII+ 的非理想模型如图 5 所示 (CCII- 的非理想模型除 I_Z 的方向与图 5 的 I_Z 相反外，其它与图 5 同)，图中 C_0 为 Y 端寄生电容，包括前级 CCII 输出端的寄生电容和本级 Y 端的寄生电容， R_0 为前级 CCII 的输出电阻， $\alpha_i I_X$ 为电流源， $\alpha_v V_Y$ 为电压源。一般情况下，电压转移引起的寄生极点是影响频率特性的主要因素，当忽略寄生电容 C_0 及输出电阻 R_0 的影响，图 1 的输入导纳为 $Y_{in} = [\alpha_{i1} \alpha_{i2} \alpha_{v1} \alpha_{v2} G^2] / [(1 + S\tau_1)(1 + S\tau_2) Y_L]$ ，其中 α_{i1} , α_{v1} , τ_1 为图 1 中 CCII+ 的参数，而 α_{i2} , α_{v2} , τ_2 为图 1 中 CCII- 的参数。显然， Y_{in} 中出现了两个一阶寄生极点，为补偿寄生极点引起的相移误差，可在两个电导 G 上并联 C_a , C_b ，补偿电路如图 6 所示。通过补偿后引入了附加零点，从而可能消除寄生极点的影响。分析图 6 电路，得到补偿后的输入导纳为 $Y_{in} = [\alpha_{i1} \alpha_{i2} \alpha_{v1} \alpha_{v2} G^2 (1 + S C_a / G) (1 + S C_b / G)] / [Y_L (1 + S\tau_1) (1 + S\tau_2)]$ ，调节 C_a , C_b ，使 $\tau_1 = C_a / G$, $\tau_2 = C_b / G$ ，则回转器可得到理想的相移补偿。

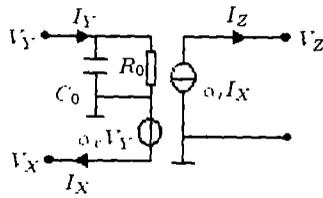


图 5 CCII 的非理想特性模型

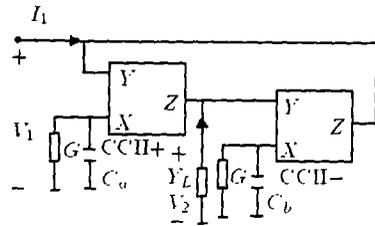


图 6 相移补偿回转器

4 设计举例及仿真

作为例子, 本文对截止频率为 100kHz 的六阶巴特沃思滤波器进行了设计。六阶巴特沃思滤波器的电流传递函数为

$$\frac{I_6}{I_{in}} = \frac{1}{S^6 + 3.8637S^5 + 7.4641S^4 + 9.1416S^3 + 7.4641S^2 + 3.8637S + 1} \quad (6)$$

设 $g_s = 0.1\text{mS}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, 由 (5) 式及 (6) 式得 $G = 0.2\text{mS}$, $C_1 = 82.3\text{pF}$, $C_3 = 307.5\text{pF}$, $C_5 = 225\text{pF}$, $L_2 = 22.5\text{mH}$, $L_4 = 30.7\text{mH}$, $L_6 = 8.2\text{mH}$ (注: 将 $g_s, R_L, G, C_1, C_3, C_5, L_2, L_4, L_6$ 的归一化值 $g'_s = R'_L = 1, G' = 2, C'_1 = 0.5176, C'_3 = 1.932, C'_5 = 1.414, L'_2 = 1.414, L'_4 = 1.932, L'_6 = 0.5176$ 代入 (5) 式可得出 (6) 式)。CCII+ 及 CCI- 采用 Surakampontrorn 提出的 CMOS CCII^[13]。对图 4 电路进行计算机 PSPICE 仿真得如图 7 所示结果。其中“—△—”表示对 CCII 的非理想特性进行补偿前的曲线, “—□—”表示对

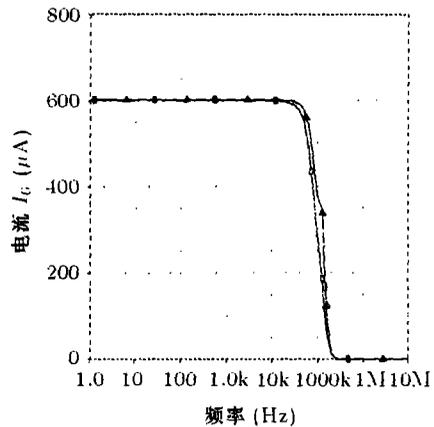


图 7 图 4 电路及补偿后的计算机 PSPICE 仿真频率特性曲线

CCII 的非理想特性进行补偿后的曲线。由图中可以看出, 在补偿前曲线的下降沿出现一个“突起”; 而通过补偿 (取 $C_a = C_b = 12\text{pF}$) 后的曲线非常平滑, 滤波特性得到很好的改善。

5 结束语

由上述讨论可知, 本文提出了一种用回转器设计高阶电流模式 CCII 滤波器的新方法, 用该方法设计出的电路具有以下特点: (1) 与同类电路比较, 电路结构较为简单, 所使用的 CCII 数目少。(2) 所有 RC 元件均接地, 便于集成。(3) 具有很低的灵敏度。(4) 功耗低。(5) 便于级联。(6) 对 CCII 的非理想特性进行了补偿, 具有很好的高频滤波特性。(7) 电路中所有电阻均可以由 MOSFET-C 电阻及 OTA-C 电阻代替。

参 考 文 献

[1] G. W. Roberts, A. S. Sedra, All current-mode frequency selective circuits, Electron. Lett., 1989, 25(12), 759-761.
 [2] Y. Sun, J. K. Fidler, Versatile active biquad based on second-generation current conveyor, Inter. J. of Electron., 1994, 76(1), 91-98.

- [3] Chang C M, Chen P, Universal active current filter with three inputs and one output using current conveyors, *Inter. J. of Electron.*, 1991, 71(5), 817-819.
- [4] Chang C M, Chen C C, Wang H Y, Universal active current filter with three inputs using current conveyor—Part 2, *Inter. J. of Electron.*, 1994, 76(1), 81-89.
- [5] M. J. Abuelma'atti, A. M. Shabra, A novel current conveyer-based universal current-mode filter, *Microelectronics Journal*, 1996, 27(6), 471-475.
- [6] A. M. Soliman, Current conveyer filters, classification and review, *Microelectronics Journal*, 1996, 29(3), 133-149.
- [7] 王春华, 郑洁如. 基于 CCII- 的多功能电流模式滤波器, *微电子学*, 1998, 28(5), 311-315.
- [8] E. O. Gunes, F. Anday, Realization of current-mode filter low-pass filters using CFCCII, *Electron. Lett.*, 1995, 31(25), 2161-2162.
- [9] 王春华, 严光文, 用信流图法设计 N 阶 CCII 电流模式滤波器, *固体电子学研究与进展*, 1999, 19(1), 38-42.
- [10] 韩庆全, 郭静波, 电流模式全极点跳耦结构滤波器, *电子科学学刊*, 1994, 16(5), 505-511.
- [11] 肖高标, 吴杰, 洪澜, 尹新, 具有跳耦结构电流模式滤波器设计, *电子科学学刊*, 1996, 18(2), 213-216.
- [12] Wu J, E. E. Masry, Current-mode ladder filters using multiple output current conveyors, *IEE Proc.-G*, 1996, 143(4), 218-222.
- [13] W. Surakamponorn, V. Kiewruja, K. Kunwachara, *et al.*, Accurate CMOS-based current conveyers, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 1991, IM-40(4), 699-702.

DESIGNING HIGH-ORDER CURRENT MODE FILTER WITH LADDER STRUCTURE USING CCII GYRATOR

Wang Chunhua* ** Shen Guangdi* Xu Chen*
Li Jianjun* Shi Chen* Guo Xia*

**(School of Electron. Info. and Control Eng., Beijing Polytechnic Univ. and Beijing Optoelectronic Technology Laboratory, Beijing 100022, China)*

*** (College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)*

Abstract This paper presents a new method of designing high-order CCII filter. The method is synthesizing input immittance of passive ladder network by CCII gyrators and realizing high-order current mode CCII filter. The paper analyzes non-ideal character of CCII and gives out the compensation method. Compared with other similar circuits, the designed circuit using this method has simpler structure and fewer number of CCII. Design example of 6-th order Butterworth filter and its computer PSPICE imitation results before compensation and after compensation are also given.

Key words Second generation current conveyor, Gyrator, High-order current mode filter, Integrated circuit

王春华: 男, 1963年生, 1994年郑州大学硕士研究生毕业, 获硕士学位, 现为湘潭大学信息工程学院副教授, 北京工业大学电子信息与控制工程学院博士生, 从事集成滤波器设计、高速电子学器件与电路及通信方面的科研与教学工作。发表论文 30 余篇。

沈光地: 男, 北京工业大学电子信息与控制工程学院教授, 博士生导师, 固体电子学研究所所长, 北京市电子技术实验室主任, 1985年至1992年留学和工作于瑞典、欧美, 获博士学位。长期从事光电子学及高速电子学方面的工作。发表论文 120 余篇, 专著 1 部, 发明专利 5 项。