

基于 CCCII 的电流模式多功能双二次滤波器¹

方 维

(北京邮电大学计算机学院 北京 100876)

摘 要 本文提出了由电流控制传输器 (CCII) 实现的新型电流模式多功能双二次滤波器, 该滤波器由 CCCII 和两个接地电容构成, 电路具有以下特点: 可实现多种滤波功能; 易于集成; 能独立地调节 ω_0 和 Q , 且灵敏度较低。

关键词 电流控制传输器 (CCII), 电流模式, 多功能滤波

中图分类号 TN713

1 引 言

多功能双二次滤波电路的研究一直为国内外学者广泛关注, 但这些电路中有的使用了浮地电容或多个接地电容与电阻并联^[1,2], 有的电流模式滤波器输出阻抗低, 不容易实现级联^[3-5], 有的需匹配条件。本文提出了基于电流控制传输器 (Current Controlled Conveyor II, CCCII) 的电流模式多功能双二次滤波电路, 该电路由 CCCII 和两个接地电容组成, 结构简单, 具有以下特点: (1) 可实现五种基本的双二次滤波功能; (2) 无源元件少, 电容全部接地, 利于集成实现; (3) 输出阻抗高, 适用于电流模式的级联; (4) 可独立调节 ω_0 及 Q 值; (5) 有源及无源灵敏度较低。

2 电路实现

电流传输器 (CCII) 问世以来, 在模拟电路设计等方面得到了广泛的应用, 其结构日趋完善, 但值得注意的是在 CCII 的 X 端有一个寄生电阻, 而传输特性并没有考虑这个电阻, 这样就导致了基于 CCII 的传输函数产生误差, 尤其在 X 端外接电容时误差较大。于是 Fabre 等提出了 CCCII^[6,7], 实现原理及电路符号如图 1 所示, 其电流传输矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_y \\ V_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ i_x \\ V_z \end{bmatrix}, \quad R_x = V_T / (2I_0), \quad V_T \approx 26\text{mV}(\text{室温})$$

对于一对正反相输出的 CCCII, 在图 1(a) 的电路基础上加一个交叉耦合的电流镜即可。由上式可知, 电阻 R_x 被偏置电流 I_0 控制, 与 CCCII 的电导 $G_x (= 1/R_x)$ 类似, OTA 的跨导 $G_m = I_0 / (2V_T)$ 也被偏置电流控制, 但对于同一偏置电流 I_0 , CCCII 的电导 G_x 比跨导 G_m 大 4 倍, 因滤波器的中心频率 ω_0 与电 (跨) 导成正比^[6], 这样对于中心频率相同的二次滤波器, 如用 OTC 实现, 则所需的偏置电流较大, 因此功耗将大于用 CCCII 实现的滤波器。

图 2(a) 为多端输入, 单端输出的电流模式多功能滤波器, 其电流传输函数为

$$I_{\text{out}} = R_2 R_4 \frac{S^2 C_1 C_2 R_1 R_3 I_2 + S C_2 R_3 I_1 + I_3}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 + S C_2 R_2 R_3 R_5 + R_4 R_5} \quad (1)$$

式中 R_n 表示第 n 个 CCCII 的 R_x 值。由 (1) 式可知: (1) 当 $I_1 = I_2 = 0$ 时, 实现低通响应; (2) 当 $I_1 = I_3 = 0$ 时, 实现高通响应; (3) 当 $I_2 = I_3 = 0$ 时, 实现带通响应; (4) 当 $I_1 = 0, I_2 = I_3$ 时, 实现带阻响应; (5) 当 $-I_1 = I_2 = I_3, R_2 = R_4 = R_5$ 时, 实现全通响应。

¹ 1999-06-11 收到, 1999-11-19 定稿

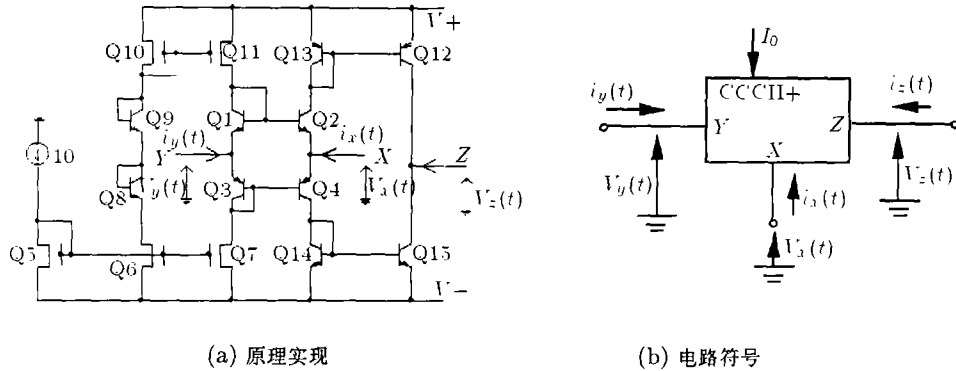


图 1 电流传输器 (CCCII)

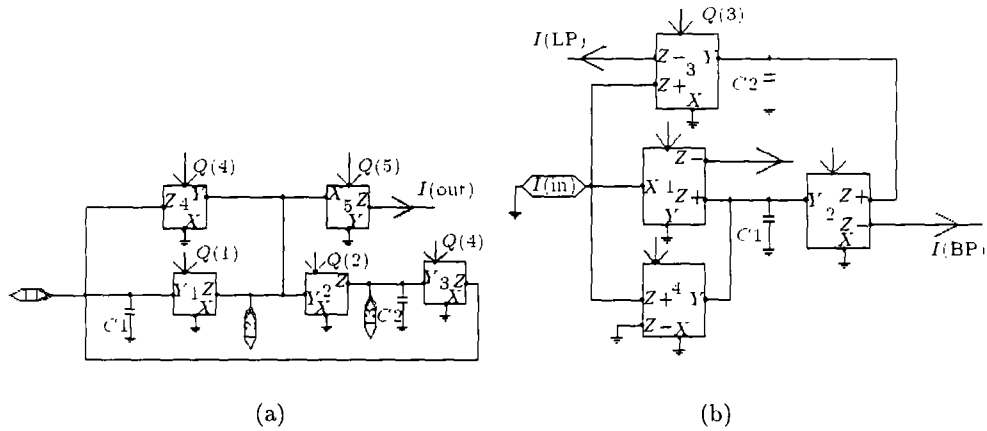


图 2 多功能双二次滤波器

从图中可以看出, 各输出端 (Z) 均为高阻输出。此电路的中心频率 ω_0 及品质因数 Q 分别为

$$\omega_0 = \sqrt{R_5 / (C_1 C_2 R_1 R_2 R_3)}, \quad Q = R_4 \sqrt{C_1 R_1 / (C_2 R_2 R_3 R_5)} \quad (2)$$

由 (2) 式可知, 通过控制电阻 R_x , 就能独立地调节 ω_0 和 Q , 而 R_x 由偏置电流决定, 即中心频率及品质因数可通过偏置电流 I_0 独立调节。

考虑到 CCCII 的非理想性, 设 $i_z = \pm \alpha_n i_x$, $v_x = i_x R_x + \beta_n v_y$, $\alpha_n = 1 - \varepsilon_n$, $|\varepsilon_n| \ll 1$ 表示第 n 个 CCCII 的电流跟踪误差, $\beta_n = 1 - \delta_n$, $|\delta_n| \ll 1$ 为电压跟踪误差, 则电流传输函数为

$$I_O = \alpha_5 \frac{I_2(S^2) + I_1[s\beta_1\alpha_1/(C_1R_1)] + I_3[\alpha_1\beta_1\alpha_3\beta_3/(C_1C_2R_1R_2)]}{s^2 + s[R_5\beta_1\alpha_1\beta_4\alpha_4/(C_1R_1R_4)] + [R_5\beta_1\alpha_1\beta_2\alpha_2\beta_3\alpha_3/(C_1C_2R_1R_2R_3)]} \quad (3)$$

中心频率及品质因数如下:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_5\beta_1\alpha_1\beta_2\alpha_2\beta_3\alpha_3}{C_1C_2R_1R_2R_3}}, \quad Q = \frac{R_4}{\beta_4\alpha_4} \sqrt{\frac{C_1R_1\beta_2\alpha_2\beta_3\alpha_3}{C_2R_2R_3R_5\beta_1\alpha_1}} \quad (4)$$

根据 (4) 式可以得到 ω_0, Q 的有源与无源灵敏度分别为

$$\begin{aligned}
 S_{\beta_1}^{\omega_0} &= S_{\beta_2}^{\omega_0} = S_{\beta_3}^{\omega_0} = S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_3}^{\omega_0} = S_{R_5}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{R_1}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = -S_{R_3}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \\
 S_{\beta_2}^Q &= S_{\beta_3}^Q = S_{\alpha_2}^Q = S_{\alpha_3}^Q = S_{C_1}^Q = S_{R_1}^Q = -S_{\beta_1}^Q = -S_{\alpha_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{R_2}^Q = -S_{R_3}^Q = -S_{R_5}^Q = \frac{1}{2} \\
 S_{R_4}^Q &= -S_{\beta_4}^Q = -S_{\alpha_4}^Q = 1
 \end{aligned}$$

可见, 所有这些灵敏度都是较低的。

图 2(b) 所示为单端输入, 多端输出电流模式多功能滤波器, 其输出高通 $I_{(\text{HP})}$ 、带通 $I_{(\text{BP})}$ 、低通 $I_{(\text{LP})}$ 的电流传输函数分别为

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{I_{(\text{HP})}}{I_{(\text{in})}} &= \frac{s^2 C_1 C_2 R_2 R_3 R_4}{D}, \quad \frac{I_{(\text{BP})}}{I_{(\text{in})}} = \frac{s C_2 R_2 R_3}{D}, \quad \frac{I_{(\text{LP})}}{I_{(\text{in})}} = \frac{R_4}{D} \\
 D &= s^2 C_1 C_2 R_2 R_3 R_4 + s C_2 R_2 R_3 + R_4
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

从图中可以看出, 各输出端 (Z) 均为高阻输出, 所以可以将 $I_{(\text{HP})}$ 与 $I_{(\text{LP})}$ 的输出信号直接相连, 成为带阻信号输出, 将带阻输出与 $I_{(\text{BP})}$ 输出信号直接相减, 成为全通信号输出。

此电路的中心频率 ω_0 及品质因数 Q 为

$$\omega_0 = \sqrt{1/(C_1 C_2 R_2 R_3)}, \quad Q = R_4 \sqrt{C_1/(C_2 R_2 R_3)} \quad (6)$$

同样, 中心频率 ω_0 及品质因数 Q 可通过偏置电流 I_0 独立调节。

考虑到 CCCII 的非理想性, 电流传输函数及 ω_0, Q 的表达式如下:

$$\frac{I_{(\text{HP})}}{I_{(\text{in})}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_2 R_3 R_4}{D}, \quad \frac{I_{(\text{BP})}}{I_{(\text{in})}} = \frac{s C_2 R_2 R_3 \beta_4 \alpha_4}{D}, \quad \frac{I_{(\text{LP})}}{I_{(\text{in})}} = \frac{R_4 \beta_2 \alpha_2 \beta_3 \alpha_3}{D}$$

$$D = s^2 C_1 C_2 R_2 R_3 R_4 + s C_2 R_2 R_3 \beta_4 \alpha_4 + R_4 \beta_2 \alpha_2 \beta_3 \alpha_3$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_2 \alpha_2 \beta_3 \alpha_3}{C_1 C_2 R_2 R_3}}, \quad Q = \frac{R_4}{\beta_4 \alpha_4} \sqrt{\frac{C_1 \beta_2 \alpha_2 \beta_3 \alpha_3}{C_2 R_2 R_3}}$$

则 ω_0, Q 的灵敏度为

$$\left. \begin{aligned}
 S_{\beta_2}^{\omega_0} &= S_{\beta_3}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_3}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = -S_{R_3}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \\
 S_{\beta_2}^Q &= S_{\beta_3}^Q = S_{\alpha_2}^Q = S_{\alpha_3}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{R_2}^Q = -S_{R_3}^Q = \frac{1}{2} \\
 S_{R_4}^Q &= -S_{\beta_4}^Q = -S_{\alpha_4}^Q = 1
 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

(7) 式说明滤波器的有源及无源灵敏度都较低。

为了证实电路的可行性, 对上述两种滤波器进行管子级的 PSPICE 模拟仿真, 取 CCCII 的偏置电流均为 $I_0 = 30 \mu\text{A}$, $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ 。图 3(a) 为多端输入, 单端输出结构中 $I_1 = 0$, $I_2 = I_3$ 时的仿真结果, 图 3(b) 为单端输入, 多端输出的带通、带阻、全通的仿真结果, 图 3 证实了所设计电路的可行性。

3 结论

本文提出了两种基于 CCCII 的电流模式多功能双二次滤波器, 可分别实现多端输入、单端输出及单端输入、多端输出的五种滤波功能, 理论分析表明电路具有以下特点: (1) 灵活方便的电控特性; (2) 高输出阻抗; (3) 中心频率和品质因数的有源及无源灵敏度较低; (4) 电容全部接地。管子级 PSPICE 模拟仿真证实了电路的可行性。

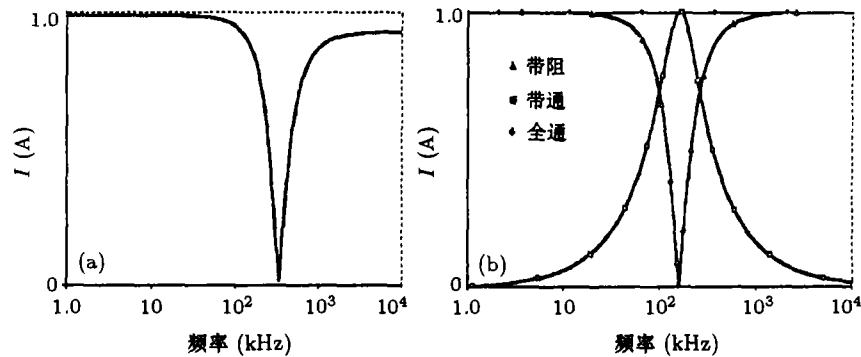


图 3 PSPICE 仿真结果

参 考 文 献

- [1] Jiun-Wei Horng, Rllay, High input impedance voltage-mode multifunction filters using plus-type CCIIs, *Electron. Lett.*, 1997, 33(6), 472-473.
- [2] Jiun-Wei Horng, Lee Maw-Huei, High input impedance voltage-mode multifunction lowpass, bandpass and highpass filter using current-feed amplifiers, *Electron. Lett.*, 1997, 33(11), 947-948.
- [3] Chang Chun-Ming, Multifunction biquadratic filters using current conveyors, *IEEE Trans. on Circuits & Syst. II*, 1997, 44(11), 956-958.
- [4] W. Kiranon, J. Kesom, W. Sangpisit, Electronically tunable multifunction translinear-C filter and oscillator, *Electron. Lett.*, 1997, 33(7), 573-574.
- [5] S. Ozoguz, C. Acar, Universal current-mode filter with reduced number of active and passive components, *Electron. Lett.*, 1997, 33(11), 448-449.
- [6] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, C. Boucheron, High frequency applications based on a new current controlled conveyor, *IEEE Trans. on Circuits & Syst. I*, 1996, 43(2), 82-91.
- [7] A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, C. Boucheron, Low power current -mode second-order bandpass IF filter, *IEEE Trans. on Circuits & Syst. II*, 1997, 44(6), 436-445.

CURRENT-MODE MULTIFUNCTION BIQUADRATIC
FILTERS BASED ON CCCII

Fang Wei

(Dept. of Computer Sci. and Eng., Beijing Univ. of Posts and Telecom., Beijing 100876, China)

Abstract Current-mode multifunction biquadratic filters based on current controlled conveyor (CCCII) with two grounded capacitors is proposed. The circuit offers the following advantageous features: realization of different biquadratic filter signals from the same configuration employment of only two grounded capacitors which are ideal for integration, orthogonal control of ω_0 and Q , and low sensitivities.

Key words Current controlled conveyor, Current-mode, Multifunction filtering

方 维: 女, 1968 生, 讲师, 研究方向为现代电路理论及计算.