

单电流传输器实现的 Q 增强二阶带通滤波器

梁荣新 王跃英

(广东石油化工专科学校自动化系 广东茂名 525000)

杨叔孔

(湖南大学电气系 长沙 410082)

摘要 本文提出了几种用单块电流传输器 (CCII) 实现的 Q 增强二阶带通滤波电路。这些电路使用的元件较已见报道的同类电路和用运算放大器 (OA) 实现的同类电路少;适当选择元件参数,还可实现 RCD 串联谐振器。

关键词 第二代电流传输器;带通滤波器;RCD 串联谐振器;灵敏度

1 引言

电流传输器 (Current Conveyor, 简称 CC 器件)是继运算放大器 (OA) 后提出的又一种有源器件。据国外有关文献报道^[1,2],这种新型的有源器件用途甚广,大有取代 OA 之趋势。在有源滤波器的综合应用中,国外已有不少文章报道^[3,4]。近两年国内也陆续开始报道这方面的文章^[5],但均存在使用电路元件较多的缺点。本文提出了三种规范的 CCII 有源 RC 带通滤波器,这些电路使用的元件较少,是目前同类电路中最简单的电路。

2 新的二阶带通电路的综合

根据 CCII $\oplus$ 器件的端口特性,经过大量的电路构造和设想,并进行了大量的理论分析推导,终于得出了如图 1 所示的二阶带通滤波函数综合电路。该电路综合性较强,它可以综合出各种各样的传递函数,如高通、低通、带通等。图中 CCII $\oplus$ 为三端口接地有源器件,如果规定三端电流流入端口为正,则其端口特性可以用(1)式的混合矩阵表示,即

$$\begin{bmatrix} i_y \\ u_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_y \\ i_x \\ u_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

根据这一端口特性,对图 1 电路直接分析可得出如下电压传递函数:

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{Z_3 Z_5}{Z_1 Z_4 + Z_1 Z_5 + Z_2 Z_4 + Z_3 Z_4 + Z_1 Z_5 + Z_1 Z_5 - Z_1 Z_5} \quad (2)$$

(1) 令(2)式中的 $Z_2 = 0$, $Z_1 = 1/(sC_1)$, $Z_4 = R_2$, $Z_5 = 1/(sC_2)$, $Z_3 = R_1$, 则可

1992-09-10 收到,1993-01-11 定稿

梁荣新 男,1959 年生,硕士,讲师,现从事电路理论和应用、电气技术应用等专业的教学和研究工作。

王跃英 女,1959 年生,助教,现从事电工电子方面的教学和研究工作。

杨叔孔 男,1933 年生,副教授,现从事电路理论和应用方面的教学和研究工作。

综合出二阶带通函数:

$$H(s) = \frac{s/R_2C_2}{s^2 + [1/(R_1C_1) + 1/(R_2C_2) - 1/(R_2C_1)]s + 1/(R_1R_2C_1C_2)}, \quad (3)$$

其中极点增益

$$H_0 = R_1C_1/(R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2); \quad (4)$$

极点角频率

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}; \quad (5)$$

极点品质因数

$$Q = \sqrt{R_1R_2C_1C_2}/(R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2).$$

(6)

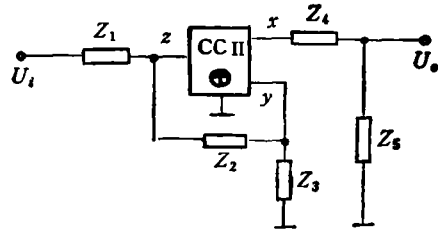


图 1 二阶带通滤波函数综合电

实现电路如图 2(a) 所示。该电路的 Q 表达式中分母出现了相减项, 因此设计得当时可获得高 Q 值的带通特性。与 Sallen-Key 二阶带通电路^[6] 相比, 少用了三个无源元件, 也较目前已见报道的 CCII 同类电路^[3,4] 简单, 所以是目前使用元件最少的高 Q 二阶带通电路。

(2) 若令(2)式中的 $Z_2 = 0$, $Z_1 = R_1$, $Z_3 = 1/(sC_1)$, $Z_4 = 1/(sC_2)$, $Z_5 = R_2$, 则可综合出另一 Q 增强二阶带通函数:

$$H(s) = \frac{s/(R_1C_1)}{s^2 + [1/(R_1C_1) + 1/(R_2C_2) - 1/(R_2C_1)]s + 1/(R_1R_2C_1C_2)}, \quad (7)$$

其中

$$H_0 = R_2C_2/(R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2), \quad (8)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}, \quad (9)$$

$$Q = \sqrt{R_1R_2C_1C_2}/(R_1C_1 + R_2C_2 - R_1C_2). \quad (10)$$

实现电路如图 2(b) 所示。该电路具有图 2(a) 电路相同的特点。此外, 若取 $C_1 = C_2 = C$, 则图 2(b) 电路的输入阻抗为

$$Z_{in} = R_1 + 1/(sC) + 1/(s^2R_2C^2), \quad (11)$$

(11) 式与 RCD 串联电路的输入阻抗完全相同。因此图 2(b) 电路也可实现 RCD 串联谐振器。

(3) 若令(2)式中的 $Z_4 = 0$, $Z_1 = R_1$, $Z_2 = 1/(sC_1)$, $Z_3 = R_2/(1 + R_2C_2s)$, $Z_5 = R_3$, 则图 1 电路还可以综合出另一新的二阶带通函数:

$$H(s) = \frac{s/R_1C_2}{s^2 + [1/(R_1C_1) + 1/(R_2C_2) + 1/(R_1C_2) - 1/(R_3C_2)]s + 1/(R_1R_2C_1C_2)}, \quad (12)$$

其中

$$H_0 = R_2C_1/(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1 - R_1R_2C_1/R_3), \quad (13)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}, \quad (14)$$

$$Q = \sqrt{R_1R_2C_1C_2}/(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1 - R_1R_2C_1/R_3), \quad (15)$$

实现电路如图 2(c) 所示。该二阶带通电路虽然比上述两电路多了一个无源元件,但从(13),(14),(15)式可以看出,电路的增益 H_0 和品质因数 Q 可由接地电阻 R_3 独立调节,而且不影响极点角频率 ω_0 ,并容易进行等值元件设计(见后),更为美妙的是,当选择 $R_2 = R_3$ 时,则直接分析可得图 2(c) 电路的输入策动点函数为

$$Z_{in} = U_i(s)/I_i(s) = R_1 + 1/(sC) + 1/(s^2D), \quad (16)$$

式中 $C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$, $D = R_2C_1C_2$ 。显然(16)式为 RCD 串联谐振电路的入端阻抗,可见,若设计时取 $R_2 = R_3$,则图 2(c) 电路可直接作为 RCD 串联谐振器使用。

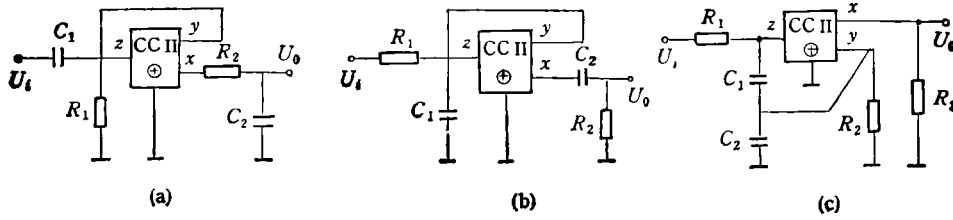


图 2 二阶 CCI 带通滤波电路

3 电路设计方案和灵敏度

电路的设计方案是多种多样的,这里仅给出一种设计方法。

(1) 若选择图 2(a), 2(b) 电路中的 $C_1 = C_2/k$, $R_1 = kR_2$, 即取 $R_1C_1 = R_2C_2$, 则这两个电路的 ω_0 , Q 和 H_0 分别为

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= 1/(R_1C_1) = 1/(R_2C_2), \\ H_0 &= Q = 1/(2 - k). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

为了保证网络的稳定性, 参数 k 应小于 2。若取 $k \leq 2$, 则可综合出高 Q 值带通滤波电路。

直接根据灵敏度定义 $\left(S_x^F = \frac{\partial F}{F} / \frac{\partial X}{X} = \frac{X}{F} \cdot \frac{\partial F}{\partial X} \right)$ 对上述特性参数进行灵敏度分析

可得

$$\left. \begin{aligned} S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{H_0} &= -1/2 \\ |S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{H_0}| &\approx |S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{Q}| \approx Q \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

从上述结果可以看出, 这种设计方案, 使电路的无源灵敏度较低。

(2) 若选择图 2(c) 电路中的 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, 则有

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= 1/(RC), \\ Q &= H_0 = 1/(3 - R/R_3). \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

为了保证网络的稳定性, 要求 $R < 3R_3$ 。若选择 R 略小于 $3R_3$, 则可获得很高 Q 值。根据灵敏度定义, 对(19)式中的 ω_0 和 Q, H_0 进行灵敏度分析可得

$$\left. \begin{aligned} S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{\omega_0} &= -1/2, & S_{R_3}^{\omega_0} &= 0, \\ S_{R_1}^Q &\approx S_{R_1}^{H_0} \approx 2Q, & S_{R_2}^Q &\approx S_{R_2}^{H_0} \approx Q, \\ S_{R_3}^Q &\approx S_{R_3}^{H_0} \approx -3Q, & S_{C_1}^Q &\approx S_{C_1}^{H_0} \approx Q, \\ S_{C_2}^Q &\approx S_{C_2}^{H_0} \approx -Q. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

综上所述,可以看出,本文提出的设计方案是非常简便的,不仅元件分散性小,且有较低的灵敏度。

4 实验结果

对本文提出的三种 Q 增强二阶带通电路进行了实验。其中图 2(a), 2(b) 电路中的 $R_1 = 1.18\text{k}\Omega$, $R_2 = 660\Omega$, $C_1 = 0.056\mu\text{F}$, $C_2 = 0.01\mu\text{F}$; 图 2(c) 电路中的 $R_1 = R_2 = 1.5\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$, $R_3 = 550\Omega$ 。电流传输器 $\text{CCII}\oplus$ 采用图 3 所示的实现电路(作者另文介绍)。实验结果如图 4 所示。

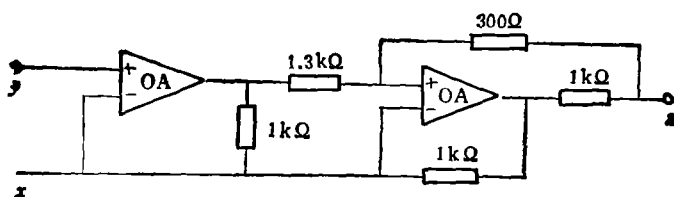


图 3 $\text{CCII}\oplus$ 实现电路 (OA 采用 $\mu\text{A}741$)

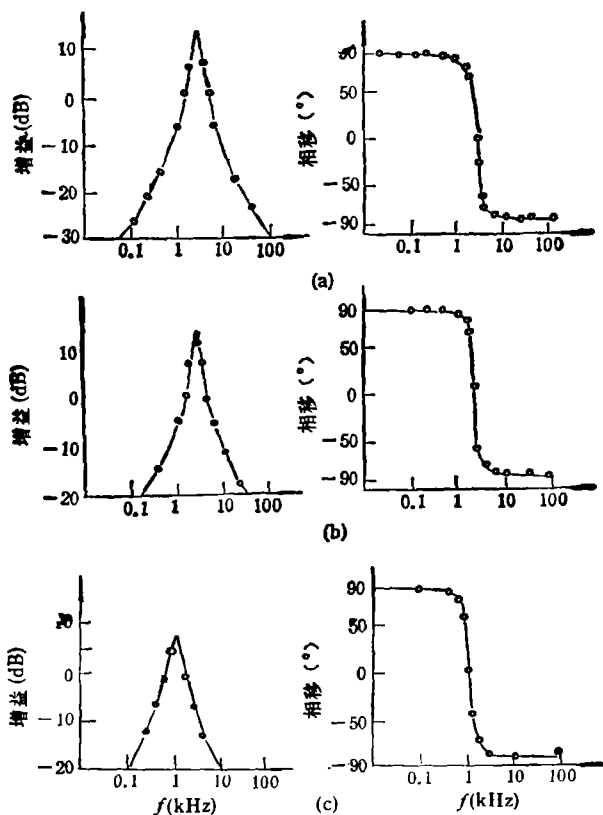


图 4 图 2(a), 2(b), 2(c) 电路的频率特性

5 结束语

本文提出的新型 CCII 二阶带通滤波电路具有结构简单, 使用元件少, 设计简便等优点。

点;适当选择电路元件的参数,还可直接作为 RCD 串联谐振器使用。

参 考 文 献

- [1] K C Smith, A. Sedra, *Proc. IEE.*, 1986, 56: 1368—1369.
- [2] Kumar U, Shukla S K. *Microelectron. J.*, 1985, 16(1): 47—52.
- [3] Soliman A M. *Ins. J. Electron.*, 1971, 42(1)49—54.
- [4] Naqshbendi S F H. Sharma, R S. *Int. J. Electron.*, 1983, 55(3) 499—500.
- [5] 梁荣新,王跃英. 广东石油化工专科学校学报,1992,2(1): 97—104.
- [6] 邱关源. 电网络理论,北京: 科学出版社,1988 年,第 235—247 页.

REALIZATION OF NEW ENHANCED Q SECOND-ORDER BANDPASS FILTERS USING A SINGLE CURRENT CONVEYER

Liang Rongxin Wang Yueying

(Guangdong College of Petrochemical Technology, Guangdong, Maoming 525000)

Yang Shukong

(Hunan University, Changsha 410082)

Abstract This paper describes some new active bandpass filters using only a single second-generation current conveyor (CCII), which are superior to early realizations for using fewer components. By choosing proper values of the circuit elements, they can be also used to simulate RCD series resonators.

Key words Second-generation current conveyor, Bandpass filter, RCD series resonator, Sensitivity