

电流模式全极点跳耦结构滤波器

韩庆全 郭静波

(长春邮电学院通信工程系 长春 130012)

摘要 本文给出了电流模式 CCI_{II} 基本电路模块, 讨论了用基本模块实现跳耦 CCI_{II} 滤波器的电路结构和设计方法。该电路具有低灵敏度特性, 适于实现全集成连续时间滤波器。

关键词 滤波器, 连续时间滤波器, 电流传送器, 电流模式, 跳耦电路

1 引言

电流模式信号处理的热潮正在兴起^[1]。人们要求模拟信号处理应具有良好的电流信号处理能力, 在 VLSI 电路中将是电压模式和电流模式共同发展, 互相补充, 互相兼容。电流传送器 (CC) 结合了电压模式和电流模式两者的优点, 可能成为 VLSI 电路中最基本的有源积木块, 将得到广泛应用^[2]。本文讨论使用第二代电流传送器 (CCI_{II}) 作为基本有源元件的跳耦电流模式连续时间滤波器的电路结构和设计方法。

2 CCI_{II} 基本积木块电路

Smith 和 Sedra^[3] 提出的 CCI_{II} 是一种重要的三端口网络。我们首先给出 CCI_{II} 电流模式基本积木块及其功能表达式, 如表 1 所示, 它们分别是电流模式放大器、理想积分器、一阶低通、微分器、一阶高通电路和两种加法器电路。需要说明的是表中给出的为同相电路, 如使用 CCI_{II}⊕ 将得到反相电路。这些电路中输出端具有无限大的输出阻抗, 因而输出可视为理想电流源。

图 1 给出双积分器回路 CCI_{II} 电流模式的带通电路, 实现的传递函数为

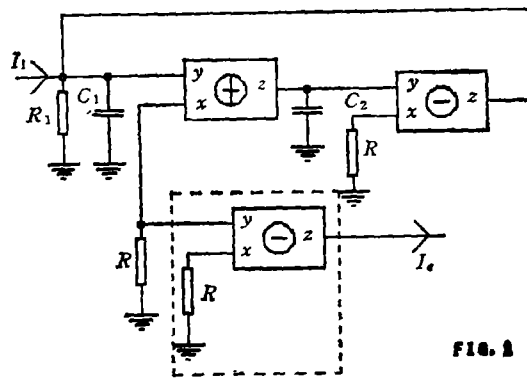


图 1 二阶带通电路

1993-03-10 收到, 1993-07-28 定稿

韩庆全 男, 1938 年生, 教授, 现从事专业为电网络理论与信号处理。

郭静波 男, 1960 年生, 讲师, 博士生, 现从事专业为通信电子系统。

表 1 基本积木块电路及其功能

功能	电路	I_o	功能	电路	I_o
放大器		$(R_1/R_2)I_i$	放大器		$(C_2/C_1)I_i$
理想积分器		$I_i/(S \cdot R \cdot C)$	- 阶低通 滤波器		$\frac{I_i/(R \cdot C_1)}{S + 1/(R_1 \cdot C_1)}$
微分器		$S \cdot R \cdot C \cdot I_i$	- 阶高通 滤波器		$\frac{S \cdot (C/C_1) \cdot I_i}{S + 1/(R_1 \cdot C_1)}$
加法器		$\frac{1}{R} \sum_{j=1}^n R_j I_{ij}$	加法器		$C \sum_{j=1}^n \frac{1}{C_j} I_{ij}$

$$T(S) = \frac{I_o}{I_i} = \frac{S/(RC_1)}{S^2 + S/(R_1C_1) + 1/(R^2C_1C_2)}, \quad (1)$$

式中 极点频率

$$\omega_p = 1/(R\sqrt{C_1C_2}); \quad (2)$$

极点品质因数

$$Q_p = (R_1/R)\sqrt{(C_1/C_2)}. \quad (3)$$

当 $R_1 = \infty$ (开路), $Q_p = \infty$, 实现 Q_p 等于 ∞ 的带通。图中虚线框内的 $CCII\ominus$ 是为了完成电流信号的输出。

3 跳耦滤波器

在有源 RC 滤波器设计中模拟 LC 梯形是一种广泛采用的方法^[4]。它保留了双端电阻 LC 梯形电路在通带内元件变化低灵敏度的特性,设计方法简单。

3.1 低通

我们以四阶全极点低通滤波器为例,讨论它的电路结构和设计方法。图 2(a) 为无源 LC 梯形电路,图 2(b) 为其信号流图。图中

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{1/(RC_1')}{S + 1/(R_1C_1')}, \\ T_2 &= 1/(SL_2^2/R), \\ T_3 &= 1/(SRC_3'), \\ T_4 &= \frac{R/L_4}{S + (R_L/L_4)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

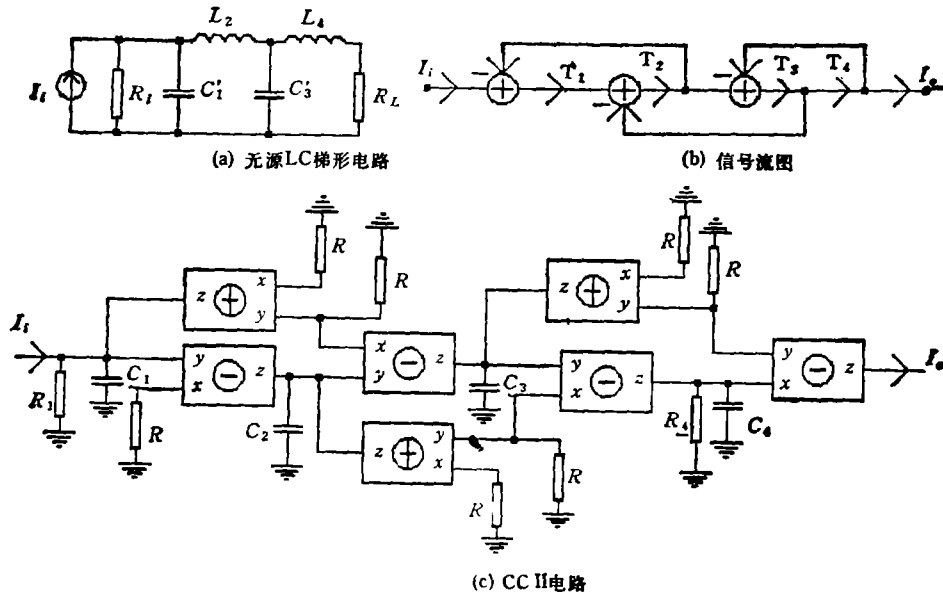


图 2 四阶低通

采用表 1 中基本积木块实现的 CCII 跳耦四阶低通电路如图 2(c) 所示,其中 R 为虚拟的参考电阻。实现的传递函数分别为

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{1/(RC_1)}{S + (1/(R_1C_1))}, \\ T_2 &= 1/(SRC_2), \\ T_3 &= 1/(SRC_3), \\ T_4 &= \frac{1/(RC_4)}{S + (1/(R_4C_4))}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

比较(4)式与(5)式,若取 $R_1=R_L=R$,则 $C_1=C_1'$, $C_3=C_3'$, $C_2=L_2/R^2$, $C_4=L_4/R^2$ 和 $R_1=R_4=R$ 。我们可以从无源 LC 梯形原型(归一化)的元件值直接标定确定 CCII 电路中的元件值。电路中所有 R 、 C 元件都接地,是对分布电容不灵敏的电路。

3.2 高通

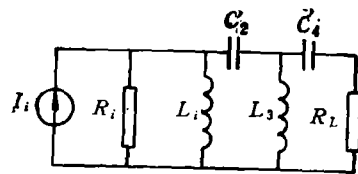
实现高通跳耦电路使用微分器。由于用通用运放(OA)实现微分器特性不好,因而很少讨论。但对于 CCII,实现微分器与实现积分器一样方便,这也是 CCII 电路的优点

之一。对于图 3(a) 的高通 LC 梯形滤波器,具有与图 2(b) 相似的信号流图。其传递函数为

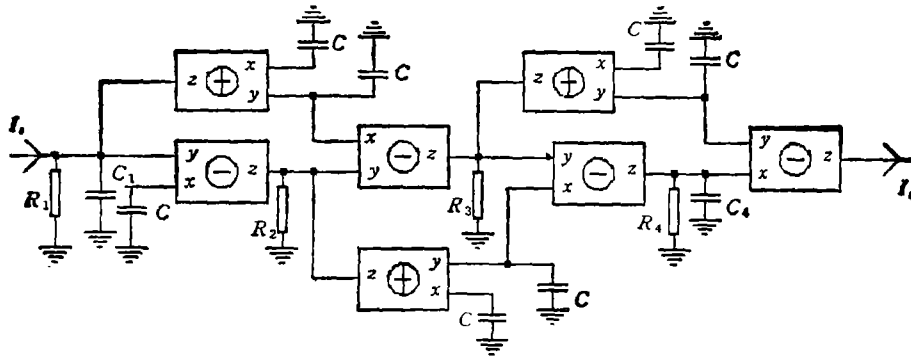
$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{SR_i/R}{s + (R_i/L_1)}, \\ T_2 &= SRC'_2, \\ T_3 &= SL_3/R, \\ T_4 &= \frac{SR/R_L}{s + (1/(R_L C'_4))}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

显然分别为微分器和一阶高通函数。由表 1 的积木块实现的 CCH 四阶高通跳耦电路如图 3(b) 所示。实现的传递函数为

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{SC/C_1}{s + (1/(R_1 C_1))}, \\ T &= SR_2 C, \\ T_3 &= SR_3 C, \\ T_4 &= \frac{SC/C_4}{s + (1/(R_4 C_4))}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$



(a) LC 梯形电路



(b) CCH 电路

图 3 四阶高通

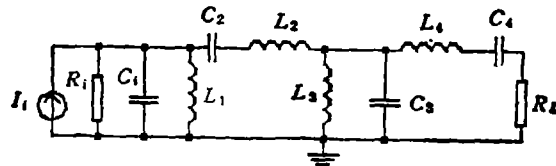
比较(6)式与(7)式,取 $R_i = R_L = R$, 则可得 $C_1 = C_4 = C$, $R_1 = L_1/(RC)$, $R_2 = (C'_2/C)R$, $R_3 = L_3/(RC)$ 和 $R_4 = (C'_4/C)R$ 。其中 R 和 C 值可适当选定。

3.3 带通

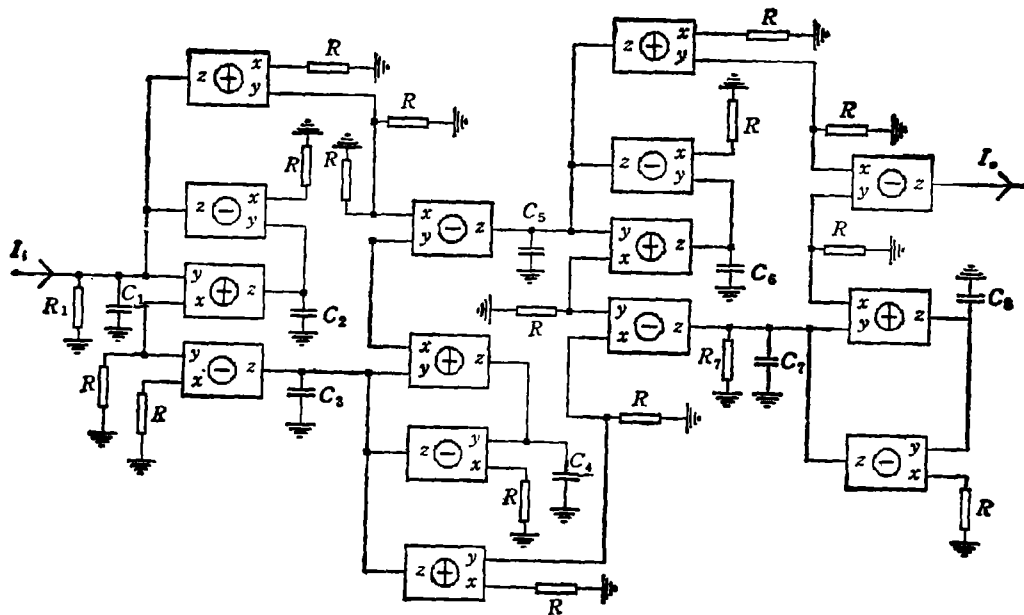
利用低通到对称带通的频率变换,可以把跳耦的低通设计推广到对称带通。图 4(a) 给出了由低通导出的全极点对称带通 LC 梯形电路。图中, $\bar{C}'_i = n\beta_i$, $\bar{L}_i = 1/(n\beta_i)$,

$\bar{C}'_2 = 1/(n\alpha_2)$, $\bar{L}_2 = n\alpha_2$, $\bar{C}'_3 = n\beta_3$, $\bar{L}_3 = 1/(n\beta_3)$, $\bar{C}'_4 = 1/(n\alpha_4)$ 和 $\bar{L}_4 = n\alpha_4$. n 为相对带宽的倒数, 是带通滤波器的重要参数. α_i 和 β_i 的值由滤波器图表查得. 该电路也具有与图 2(b) 相似的信号流图, 相应的传递函数为

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{S/(RC'_1)}{S^2 + S/(R_i C'_1) + (1/(L_1 C'_1))}, \\ T_2 &= \frac{SR/L_2}{S^2 + (1/(L_2 C'_2))}, \\ T_3 &= \frac{S/(RC'_3)}{S^2 + (1/(L_3 C'_3))}, \\ T_4 &= \frac{SR/L_4}{S^2 + SR_L/L_4 + (1/(L_4 C'_4))}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$



(a) LC 梯形电路



(b) CCIII 电路

图 4 对称带通

显然, 分别是 Q_p 为有限值和 Q_p 为无限大的二阶带通函数. 用图 1 所示的积木块电路实现的全极点八阶对称带通 CCIII 滤波器的电路如图 4(b) 所示. 实现的传递函数为

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{S/(RC_1)}{S^2 + S/(R_1C_1) + (1/(R^2C_1C_2))}, \\ T_2 &= \frac{S/(RC_3)}{S^2 + (1/(R^2C_3C_4))}, \\ T_3 &= \frac{S/(RC_5)}{S^2 + (1/(R^2C_5C_6))}, \\ T_4 &= \frac{S/(RC_7)}{S^2 + S/(R_7C_7) + (1/(R^2C_7C_8))}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

比较(8)式与(9)式,若选定 $R_i = R_L = R$,则得设计公式: $R_1 = R_7 = R, C_i = C'_i (i = 1, 4, 5, 8), C_2 = L_1/R^2, C_3 = L_2/R^2, C_6 = L_3/R^2$ 和 $C_7 = L_4/R^2$.

上面讨论的是全极点滤波器。对于其它(例如考尔)滤波器,只是流图中传递函数不同,需要更复杂的基本电路模块,而设计方法与此相似。

4 设计实例和仿真

例1 设计一个3dB 频率为500kHz 的四阶 Butterworth 低通和高通电流模式 CCII 跳耦滤波器。

查手册^[4],低通原型 $\beta_1 = \alpha_1 = 0.7654, \alpha_2 = \beta_3 = 1.848, r_i = r_L = 1$ 。标定时,取 $\omega_r = \pi \times 10^6 \text{ rad/s}, R_r = 10 \text{ k}\Omega$,则 $C_r = 1/(R_r \omega_r) = 31.8 \text{ pF}, L_r = R_r/\omega_r = 3.18 \text{ mH}$ 。对于低通,电路如图2(c), $C_1 = C_4 = 24.3 \text{ pF}, C_2 = C_3 = 58.8 \text{ pF}, R = 10 \text{ k}\Omega$ 。对于高通,电路如图3(c)。利用低通到高通的频率变换, $\alpha_1 = \beta_1 = 1/0.7654 = 1.3065, \alpha_2 = \beta_3 = 1/1.848 = 0.5411$ 。选定 $C = 100 \text{ pF}$,则 $C_1 = C_4 = 100 \text{ pF}, R_1 = R_4 = 4.15 \text{ k}\Omega, R_2 = R_3 = 1.72 \text{ k}\Omega$ 。

例2 设计一个八阶 Butterworth 对称带通滤波器。中心频率为50kHz, 3dB 带宽为2kHz。

$n = f_0/\Delta f_{3\text{dB}} = 50/2 = 25$ 。在图4(a)电路中归一化元件值, $\bar{C}_i = 19.135, \bar{L}_1 = 0.05266, \bar{L}_2 = 46.2, \bar{C}'_i = 0.02165, \bar{C}'_i = 46.2, \bar{L}_3 = 0.02165, \bar{L}_4 = 19.135$ 和 $\bar{C}'_4 = 0.05266$ 。设计时,取 $\omega_r = \pi \times 10^3 \text{ rad/s}, R_r = 10 \text{ k}\Omega$,则 $C_r = 318 \text{ pF}, L_r = 31.8 \text{ mH}$ 。由设计公式,取 $R_1 = R_7 = 10 \text{ k}\Omega$,则 $C_1 = C_7 = 6085 \text{ pF}, C_2 = C_8 = 16.7 \text{ pF}, C_3 = C_5 = 0.1469 \mu\text{F}$,和 $C_4 = C_6 = 6.9 \text{ pF}$ 。

我们进行了计算机仿真。CCII 的特性用如下矩阵描述:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 + \delta & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_x \end{bmatrix}, \quad (10)$$

式中 δ 标志 CCII 的电压偏差。对于四阶低通,由图2(b)的信号流图和图2(c)的电路导出传递函数为

$$T(S) = \frac{T_1 T_2 T_3 T_4}{1 + T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_3 T_4 + T_1 T_2 T_3 T_4}. \quad (11)$$

对于低通,

$$T(S) = \frac{(1 + 4\delta)/(R^4 C_1 C_2 C_3 C_4)}{S^4 + AS^3 + BS^2 + DS + E}, \quad (12)$$

其中

$$A = \frac{C_1 + C_4}{RC_1 C_4},$$

$$B = \frac{1}{R^2} \left[\frac{1}{C_1 C_4} + \frac{(1 + 2\delta)(C_1 C_2 + C_1 C_4 + C_3 C_4)}{C_1 C_2 C_3 C_4} \right],$$

$$D = \frac{(1 + 2\delta)(C_1 + C_2 + C_3 + C_4)}{R^3 C_1 C_2 C_3 C_4},$$

$$E = \frac{2 + 6\delta}{R^4 C_1 C_2 C_3 C_4}.$$

推导中忽略了 δ 的高次项。对于例 1 的低通滤波器进行了计算机仿真, 结果如图 5 所示。从上至下三条曲线分别对应于 $\delta = +1\%$, $\delta = 0$, $\delta = -1\%$ 。纵坐标为 $T_A(f/f_0) = |T(f/f_0)|$, $f_0 = 50$ kHz。结果与理论完全符合, 幅度灵敏度 φ_s^{T1} 很小。

5 结 论

本文包括两部分: 首先, 提出电流模式 CCII 一阶和二阶电路, 它们是综合 CCII 滤波器的基本电路模块; 其次, 详细地讨论了由基本模块实现电流模式 CCII 跳耦滤波器电路及其设计方法。传统的无源 LC 滤波器和有源 RC 滤波器的成果得以继承, 设计方法简单。这种电路具有极好的无源灵敏度特性, φ_s^{T1} 的特性也很好。电路中所有 R, C 元件都接地, 是对分布电容不灵敏的电路。在设计时应尽量控制电容的总容量, 使之最小, 以节省芯片面积。所有电阻元件可用 MOSFET 或 OTA 模拟电阻实现, 相同的电阻值对集成有利。这些特点表明该电路适于实现电流模式全集成连续时间滤波器。

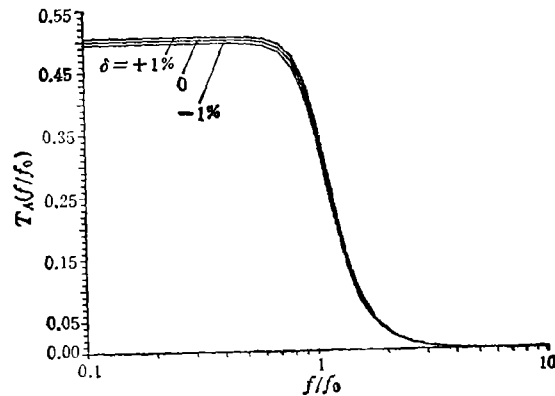


图 5 例 1 的 CCII 低通仿真结果

参 考 文 献

- [1] Wilson B. IEE Proc. -G, 1990, 137(2): 63-67.
- [2] 焦李成. 电子学报, 1992, 20(7): 89-92.
- [3] Smith K C, Sedra A. IEEE Proc., 1968, 56(8): 1638-1639.
- [4] Ghavsi M S, Laker K R, Modern Filter Design: Active RC and Switched Capacitor. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, Inc., 1981, 342-348.
- [5] Saal R. Handbook of Filter Design Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken Berlin and Frankfurt am Main, 1979.

CURRENT-MODE CCII ALL-POLE LEAP-FROG-TYPE FILTER

Han Qingquan Guo Jingbo

(Changchun Posts and Telecommunications Institute Changchun 130012)

Abstract The building blocks of current-mode CCII are proposed. The leapfrog-type CCII filter structures and their design based on the building blocks are discussed. The filters yield low sensitivities, and they are suitable for fully integrated continuous-time filters.

Key words Filter, Continuous-time filter, Current conveyor, Current-mode, Leap-frog circuit