

# 连续时间电流模式二阶滤波网络<sup>\*</sup>

洪澜 任山 曾阳琳

(中山大学物理学系, 广州510275)

**摘要** 采用电流型器件(FTFN)高输出阻抗形式构成二阶滤波器新电路,并由源电路得到了低通、高通、带通滤波特性,该电路具有无源灵敏度和有源灵敏度低的突出优点.实验结果证明此滤波器的可行性.

**关键词** 电流模式,滤波器,有源网络

**分类号** TN 713.8

电流模式模拟信号处理电路技术是90年代国际电路与系统发展的重要前沿领域,以电信号为主要特征的电流模式电路技术显示出宽带和动态范围大、高精度和低功耗等优良性能,即便是由标准VOA综合实现的电流模式电路性能也比用同样的器件以电压模式综合实现的性能好得多.

电流模式电路和器件是一种处理电流信号并把电流作为器件和系统输出的一种信号处理方式.在众多的电流型有源器件中,有一种新的四端浮点零器电路模型(four terminal floating nullor简称FTFN)十分引人注目.该模型比普通运算放大器和电流传输器(CDI)等更为灵活、通用.FTFN具有输出阻抗甚高的优点,无需匹配就可直接级联实现高阶转移函数.图1示出了FTFN的零器模型.图中, $Z$ 为高阻抗输出端, $W$ 为低阻抗输出端,输入端具有电压跟随作用,输出端具有电流跟随作用.并有 $V_x = V_y$ ,  $i_z = -i_w$ 特性.

## 1 电路的实现

### 1.1 一般电路的描述

本文提出了一种高输出阻抗的单FTFN二阶滤波电路的设计方法,进而得到了二阶低通、高通、带通滤波实现.这些电路具有低的无源和有源灵敏度,其极点频率 $\omega_p$ 和品质因数 $Q$ 丝毫不受FTFN非理想特性的影响.具有此特点的电路尚未见报道.

图2所示为一般二阶滤波电路,其传输特性为

$$H(s) = I_z / I_s = -Y_2 Y_4 / [Y_1(Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3] \quad (1)$$

图2电路采用高输出阻抗 $Z$ 端作为输出端,可不需任何阻抗匹配进行电路级联.则该网络可作为基本电路,十分方便地进行电路综合.

\* 机械部教育司科技基金资助项目

收稿日期: 1997-02-20 洪澜女, 34岁, 副教授

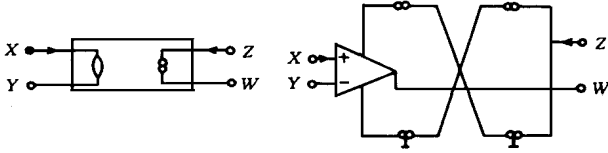


图 1 FTFN 模型

Fig. 1 The FTFN model

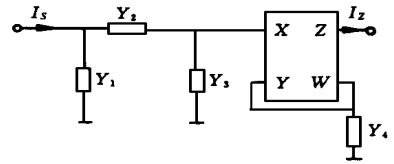


图 2 采用单 FTFN 二阶滤波电路

Fig. 2 The second-order filtering circuit using single FTFN

### 1.2 低通、高通、带通滤波网络实现

令 (1) 式中,  $Y_1 = G_1 + SC_1$ ,  $Y_2 = G_2$ ,  $Y_3 = SC_3$ ,  $Y_4 = G_4$ , 可得二阶低通滤波网络 (LP).

传输特性为

$$H(s) = \frac{I_z}{I_s} = -\frac{G_4}{G_1} \frac{G_1 G_2}{C_1 C_3} \left[ S^2 + \frac{G_1 C_3 + G_2 C_1 + G_2 C_3}{C_1 C_3} S + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_3} \right] \quad (2)$$

增益

$$H_0 = -G_4 / G_1 \quad (3)$$

品质因数

$$Q = (C_1 C_3 G_1 G_2)^{1/2} / (G_1 C_3 + G_2 C_1 + G_2 C_3) \quad (4)$$

极点频率

$$\omega_0 = (G_1 G_2 / C_1 C_3)^{1/2} \quad (5)$$

同样, 选择不同的电路元件参数, 可分别得到高通 (HP), 带通 (BP) 滤波电路, 如表 1 所示.

表 1 二阶滤波电路类型

Tab. 1 The second-order filtering circuit

电路序号	阻 抗				电路类型
	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$	
1	$G_1 + SC_1$	$G_2$	$SC_3$	$G_4$	LP
2	$G_1 + SC_1$	$SC_2$	$G_3$	$SC_4$	HP
3	$G_1 + SC_1$	$SC_2$	$G_3$	$G_4$	BP
4	$G_1 + SC_1$	$G_2$	$SC_3$	$SC_4$	BP

## 2 无源灵敏度分析

各种电路无源灵敏度如下

$$\begin{cases}
 \text{LP} \left\{ \begin{aligned}
 S_{G_1}^H &= -1, S_{G_4}^H = 1, S_{C_1}^W = S_{G_2}^W = \frac{1}{2}, \\
 S_{C_1}^W &= S_{C_3}^W = -\frac{1}{2} \\
 S_{C_1}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_3 - G_2 C_1 + G_2 C_3}{\Delta} \\
 S_{G_1}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_2 C_1 + G_2 C_3 - G_1 C_3}{\Delta} \\
 S_{G_2}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_3 - G_2 C_1 - G_2 C_3}{\Delta} \\
 S_{C_3}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_2 C_1 - G_2 C_3 - G_1 C_3}{\Delta} \\
 \text{这里 } \Delta &= G_1 C_3 + G_2 C_1 + G_2 C_3
 \end{aligned} \right. \\
 \text{HP} \left\{ \begin{aligned}
 S_{G_1}^H &= 1, S_{G_4}^H = -1, \\
 S_{G_1}^W &= S_{G_2}^W = \frac{1}{2}, S_{C_1}^W = S_{C_3}^W = -\frac{1}{2} \\
 S_{C_1}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_2 - G_3 C_2 + G_3 C_1}{\Delta} \\
 S_{C_1}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_3 C_1 + G_1 C_2 - G_3 C_2}{\Delta} \\
 S_{G_1}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_3 C_1 - G_1 C_2 - G_3 C_2}{\Delta} \\
 S_{C_3}^Q &= \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_1 - G_3 C_1 - G_3 C_2}{\Delta} \\
 \text{这里 } \Delta &= G_1 C_2 + G_3 C_2 + G_3 C_1
 \end{aligned} \right.
 \end{cases}$$

$$\text{BP(1)} \left\{ \begin{array}{l} S_{G_1^0}^w = S_{G_3^0}^w = \frac{1}{2}, S_{C_1^0}^w = S_{C_3^0}^w = -\frac{1}{2} \\ S_{C_1^0}^H = \frac{C_1 C_3}{\Delta}, S_{C_2^0}^H = \frac{1}{\Delta} (G_1 + G_3 - \Delta) \\ S_{G_3^0}^H = \frac{1}{\Delta} (G_3 C_1 + G_3 C_2), S_{G_4^0}^H = -1 \\ S_{C_1^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_2 + G_3 C_2 - G_3 C_1}{\Delta} \\ S_{C_2^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_3 C_1 - G_1 C_2 - G_3 C_2}{\Delta} \\ S_{G_1^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_3 C_1 - G_3 C_2 - G_1 C_2}{\Delta} \\ S_{G_3^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_2 - G_3 C_1 - G_3 C_2}{\Delta} \\ \text{这里 } \Delta = G_1 C_2 + G_3 C_2 + G_3 C_1 \end{array} \right.$$

$$\text{BP(2)} \left\{ \begin{array}{l} S_{C_1^0}^w = S_{G_2^0}^w = \frac{1}{2}, S_{C_1^0}^w = S_{C_3^0}^w = -\frac{1}{2} \\ S_{G_1^0}^H = \frac{C_1 C_3}{\Delta}, S_{G_2^0}^H = \frac{(G_2 C_1 + G_2 C_3 - \Delta)}{\Delta} \\ S_{G_1^0}^H = \frac{G_1 C_3}{\Delta}, S_{G_2^0}^H = \frac{G_1 H_3 + G_1 H_2}{\Delta} \\ S_{C_4^0}^H = -1 \\ S_{G_1^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_2 C_1 + G_2 C_3 - G_1 C_3}{\Delta} \\ S_{C_2^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_3 - G_2 C_1 - G_2 C_3}{\Delta} \\ S_{C_1^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_1 C_3 + G_2 C_3 - G_2 C_1}{\Delta} \\ S_{G_3^0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{G_2 C_1 - G_1 C_3 - G_2 C_3}{\Delta} \\ \text{这里 } \Delta = G_2 C_1 + G_2 C_3 + G_1 C_3 \end{array} \right.$$

可以看出,图 2 构成的滤波器其无源灵敏度甚低,电路对无源元件参数变化不敏感。

### 3 有源灵敏度分析

前面介绍的滤波电路都是假设 FTFN 为理想器件前提下得出的,实际情况下,FTFN 的特性与理想状态有微小偏差.下面研究 FTFN 的非理想特性对电路性能的影响.

若 FTFN 的非理想特性表示为

$$\begin{bmatrix} V_x \\ i_y \\ V_w \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -a_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ V_y \\ i_w \\ V_z \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中,  $T_v = 1 - X$ ,  $T_i = 1 - X$  ( $X, X \ll 1$ ) 为电压和电流目标误差,

$$\text{所以} \begin{cases} V_x = T_v V_y \\ i_x = -T_i i_w \end{cases} \quad (7)$$

对图 2 电路可得非理想传输函数为

$$\frac{I_x}{I_s} = \frac{-T_v I_w}{I_s} = \frac{-T_v T_i Y_2 Y_4}{Y_1 (Y_2 + Y_3) + Y_2 Y_3} \quad (8)$$

式 (8) 可看到一个非常重要的性质:非理想特性对图 2 综合出的低通、高通、带通滤波器的品质因数  $Q$  和极点频率  $\omega$  均无影响,即  $S_{T_v}^{w_0} = S_{T_i}^{w_0} = S_{T_v}^{Q_0} = S_{T_i}^{Q_0} = 0$ .

### 4 实验结果与结论

为了证明前述理论推导,我们构造一带通滤波网络如图 3 所示.

设计指标  $f_0 = 100 \text{ kHz}$ ,  $H_0 = 1$ ,选择运算放大器 OA 为 LM 747CN,组成电流镜的晶体管为 3CG21B 和 3DK2B 可得带通滤波特性曲线如图 4.

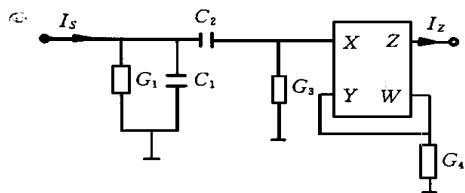


图 3 二阶带通滤波器设计举例

Fig. 3 The second-order bandpass filter

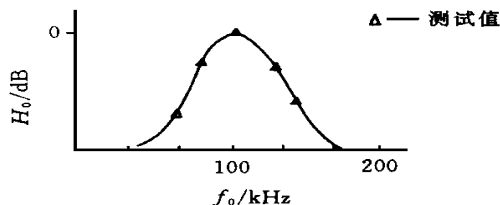


图 4 带通滤波器频响特性

Fig. 4 The function of a bandpass filter

$C_1 = 1000 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 1000 \text{ pF}$ ,  $R_1 = 1.6 \text{ k}\Omega$ ,  
 $R_3 = 1.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 510 \Omega$

本文提出一种采用单 FTFN 和 5 个无源元件构成的电流型二阶滤波新电路. 进而得到二阶低通、高通、带通滤波网络. 该电路采用高阻抗输出, 不需任何阻抗匹配实现级联网络, 它具有低的无源和有源灵敏度, 即便使用非理想 FTFN 器件, 滤波网络的品质因数  $Q$  和极点频率  $\omega_0$  毫无改变. 所以, FTFN 是一种比运算放大器 OA 和电流传输器 (CDI) 等更为灵活、通用的器件.

## 参 考 文 献

- 1 Higashimura M. Realisation of current-mode transfer function using four-terminal floating nullor. Electron Lett, 1991, 27: 170~ 171
- 2 Wilson B. Recent developments in current conveyers and current-mode circuits. IEE Proc G, 1990, 137: 63~ 77
- 3 Senani R. A novel application of fourterminal floating nullors. Proc IEEE, 1989, 75: 1544~ 1546
- 4 Higashimura M. Current-mode allpassfilter using FTFN with grounded capacitor. Electron Lett, 1991, 27: 1182~ 1183
- 5 Toumzou C. Operational floatation Conveyor, Electron Lett, 1991, 27: 651~ 652

## The New Second-Order Filter Network with Continuous Time Current Mode

Hong Lan\* Ren Shan Zeng Yanglin

**Abstract** A method for current mode (FTFN) synthesis of second-order filter with high-output impedance is presented. The major advantage of the proposed circuits is its low active and passive sensitivity. Experimental results are presented to show the feasibility of the proposed method.

**Keywords** current-mode, filter, active network

\* Department of Physics, Zhongshan University, Guangzhou 510275