

电流模式 CMOS OTA 滤波器实现¹

吴 杰 邱关源*

(湖南大学电气工程系 长沙 410082)

*(西安交通大学电气工程学院 西安 710049)

摘 要 本文提出了利用 CMOS OTA 综合连续时间电流模式滤波器的方法。应用信号流图模拟,系统地生成了二阶 CMOS OTA 电流滤波器。分析了 OTA 的非理想因素对滤波器高频性能的影响,并给出了简单的高频补偿方案。最后,给出了一个四阶巴特沃思低通滤波器的设计实例并经 PSPICE 仿真证实。

关键词 电流模式电路, 运算跨导放大器, 有源滤波器, 电路设计, 网络综合

中图分类号

1 引 言

最近几年,电流模式电路技术,包括连续时间和采样数据信号处理,被认为能提供更优良的电路性能,引起了学术界的广泛注意。采用电流传送器或运算跨导放大器(OTAs)实现的电流模式电路仅有低阻抗节点,因而比用传统运放实现的电路具有更好的高频性能。其中,OTA 电路具有电子可编程特性,设计十分灵活等优点,被电路设计者广泛采用。OTA 器件应用于电压模式电路综合已被广泛研究了,在本文中,将 OTA 应用于电流模式电路综合,提出了一种电流模式电路的综合方法。

2 电流模式 CMOS OTA 滤波器

2.1 多输出 CMOS OTA

电流模式电路设计是以电流作为有源变量,它要求器件具有多个电流输出,以实现信号的反馈和前向传输。作者设计了单输出到四输出的 CMOS OTA。图 1 是具有三输出实际 CMOS OTA 器件,其中,多输出电流是通过简单的电流复印技术实现,且有 $-I_{01} = I_{02} = I_{03}$ 。表 1 给出了本文设计的 CMOS OTA 晶体管尺寸参数,采用 $1.2\mu\text{m}$ CMOS 工艺参数仿真,得到了图 1 所示的输出电流关系曲线,由图可见, $|I_{01}| = |I_{02}| = |I_{03}|$,从而证实了该实际器件的等输出性能。

2.2 电流模式 CMOS OTA 单元电路

有源滤波器设计的基本单元电路是积分器和加法器。表 2 给出了 CMOS OTA 电流积分器和加法器及其信号流图。当 $g_1/c_1 = g_2/c_2$ 或 $g_m/g_1 = g_m/g_2$ 时,它们可生成所有类型的 CMOS OTA 电流模式电路,本文重点讨论一般双二次的生成方法,其它类型的滤波器设计将另文报道。

¹ 1994-05-27 收到, 1995-01-16 定稿

国家自然科学基金、湖南省自然科学基金、机械部教育司科技基金资助项目

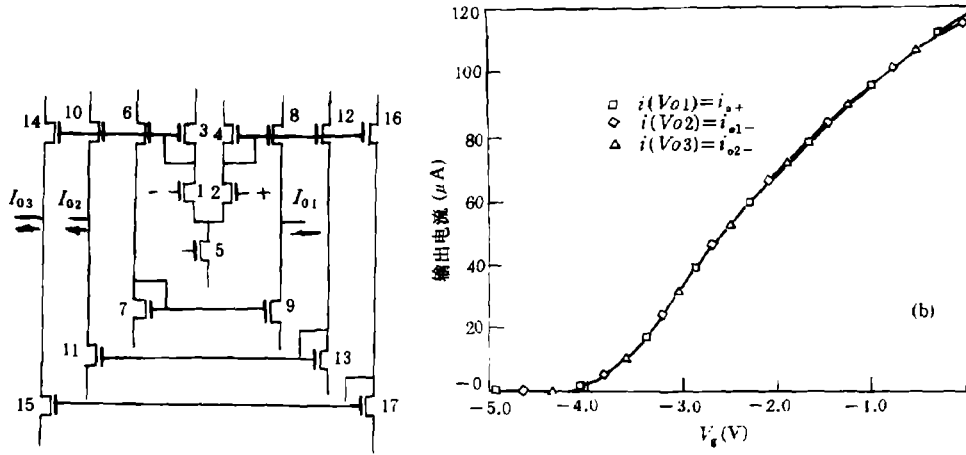


图 1 实际三输出 CMOS OTA (a) 电路图, (b) 输出电流与控制电压的关系曲线

表 1 实际三输出 CMOS 器件的 MOS 管尺寸 (单位为 μm)

MOS 管	W	L	MOS 管	W	L	MOS 管	W	L
M1	8	3	M6	8	3	M11	12	9
M2	8	3	M7	9	3	M12	8	3
M3	8	3	M8	8	3	M11	8	3
M4	8	3	M9	9	3	M11	8	3
M5	5	3	M10	8	3	M11	12	9

表 2 电流模式 CMOS OTA 积分器和加法器及其信号流图

电路类型	电路图	信号流图	输入输出关系
积分器			$I_0(S) = \frac{I_1}{SC_1} g_1 - \frac{I_2}{SC_2} g_2$
加法器			$I_0 = \frac{g_m}{g_1} I_1 - \frac{g_m}{g_2} I_2$

3 电流模式 CMOS OTA 一般双二次综合

在滤波器设计中，常常要求实现如下一般双二次：

$$T(S) = I_0(S)/I_{in}(S) = (a_2S^2 + a_1S + a_0)/(S^2 + B_1S + B_0). \quad (1)$$

下面讨论 CMOS OTA 电路实现。

3.1 系统步骤

应用信号流图理论，将 (1) 式用信号流图表示，得到图 2，图中节点变量均为电流。用表 2 的单元电路实现积分和求和运算，得到图 3 的一般双二次电路。电路设计方程为

$$\left. \begin{aligned} g_1/c_1 &= a_0/(x_1x_2), \\ g_2/c_2 &= x_2, \\ g_4/g_3 &= x_1, \\ g_5/c_5 &= a_2x_2, \\ g_6/c_6 &= b_0/(x_1x_2), \\ g_7/c_7 &= b_1/x_2, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

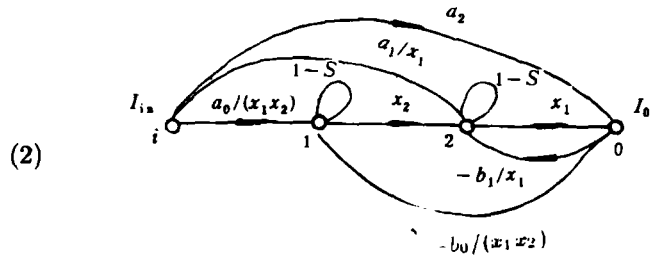


图 2 一般双二次的信号流图

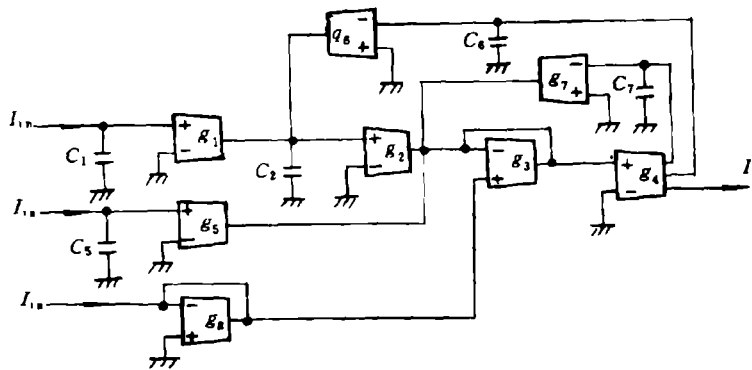


图 3 电流模式 OTA 一般双二次电路

式中 x_1 和 x_2 是两个独立变量，可任取，为了简化电路，选择： $x_1 = -a_2$ ， $x_2 = -b_1/a_2$ ，则图 2 中的某些支路增益值大小相等，这些支路可合并化简成一个 OTA，图 4 是合并简化的一般双二次电路。

3.2 二阶电流滤波器实现

适当地选择公式 (1) 式分子系数，可实现二阶低通、带通、高通、带阻和全通函数，采用上述系统综合步骤，可生成各种典型的二阶电流滤波器，其结果略。

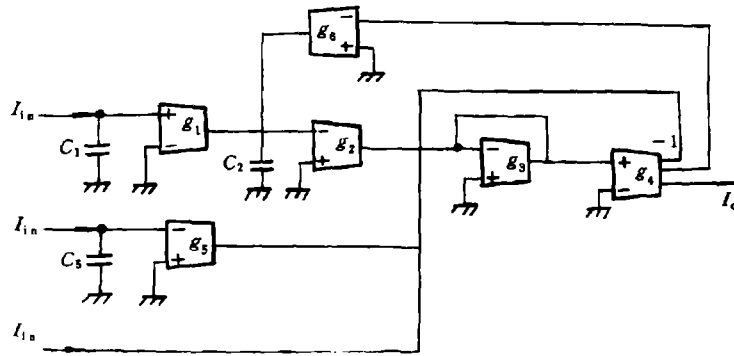


图 4 简化的一般双二次电路

4 OTA 非理想性能分析

大多数 OTA-C 双二次在理想情况下能满足设计要求，然而，实用 OTA 的高频性能可能导致设计值产生偏差，这主要是由于 OTA 非理想因素所致。影响 OTA 性能的主要因素有：频相关跨导和寄生阻抗。图 5 是仅考虑寄生电容和电导效应的单输出 CMOS OTA 的小信号等效模型，其中 g_i ， g_0 ， c_i ， c_0 分别为输入寄生跨导和寄生电容。跨导的频相关特性可用如下的单零点模型或单极点模型表示：

$$g_m(S) \approx g_{m0}(1 - sT_i) \tag{3}$$

或

$$g_m(S) \approx g_{m0}/(1 + sT_i). \tag{4}$$

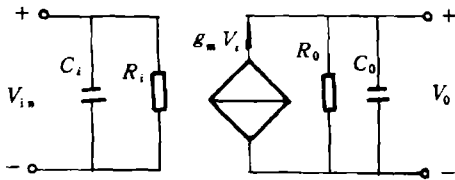


图 5 OTA 的非理想模型

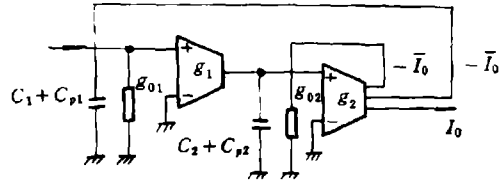


图 6 考虑非理想 OTA 的二阶电流低通

为了分析 OTA 非理想性能对滤波器频响的影响，考虑图 6 所示的二阶电流低通电路。图中 c_{pi} ， g_{0i} 分别为第 i 个节点的寄生电容和跨导。在理想情况下，分析可得电路极点参数为

$$\omega_0 = (g_1g_2/c_1c_2)^{1/2}, \tag{5}$$

$$Q = (g_1c_2/g_2c_1)^{1/2}. \tag{6}$$

考虑寄生效应及跨导的相移误差时，分析可得电路的极点参数为

$$\omega'_0 = \frac{\omega_0 \sqrt{1 + (1 + 1/A_{i2})/A_{i1}}}{\sqrt{M_{c1}M_{c2} + \omega_0^2 T_1 T_2 - (\omega_0/Q) T_2 M_{c2}}}, \tag{7}$$

$$Q' = \frac{Q \sqrt{M_{c1}M_{c2} + \omega_0^2 T_1 T_2 - (\omega_0/Q) T_2 M_{c2}}}{M_{c1}(1 + 1/A_{i2}) - Q\omega_0 T/A_{i1} + (M_{c1}g_1/g_2)(c_2/c_1)/A_{i1}}, \tag{8}$$

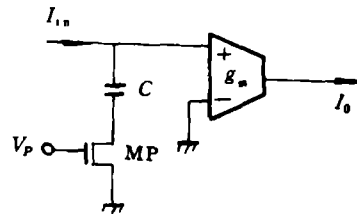


图 7 相位补偿积分器

式中

$$M_{ci} = 1 + C_{pi}/C_i, \quad i = 1, 2, \quad (9)$$

$$A_{ij} = g_i/g_j, \quad i = 1, 2. \quad (10)$$

考虑到 $A_{ij} \gg 1$, 并忽略二阶效应, 则 (7), (8) 式可进一步简化为

$$\omega'_0 = \omega_0 / \sqrt{M_{c1} M_{c2}}, \quad (11)$$

$$Q' = Q \sqrt{M_{c1} M_{c2}} / (M_{c1} - Q\omega_0 T / A_{i1}). \quad (12)$$

考虑到 $A_{ij} \gg 1$, 并忽略二阶效应, 则 (7), (8) 式可进一步简化为

$$\omega'_0 = \omega_0 \sqrt{M_{c1} M_{c2}}, \quad (11)$$

$$Q' = Q \sqrt{M_{c1} M_{c2}} / (M_{c1} - Q\omega_0 T / A_{ij}). \quad (12)$$

由上述分析, 可得出如下结论: (1) 寄生跨导对滤波器的影响将使极点频率向高频方向偏移, 而寄生电容的影响则相反。(2) 跨导的相移误差导致电路的 Q 值增强。

频相关跨导的相移误差对滤波器的影响较大, 为了减小 OTA 相移误差的影响, 可对电流积分器采用图 7 的相位补偿方案, 其中 MP 管工作在线性区。假定 OTA 的高频性能用单极点模型表示, 则补偿后的电流器积分函数为

$$A_I(S) = (g_{m0}/SC)[(1 + SR_d C)/(1 + ST)] \quad (13)$$

式中

$$R_d = M_n C_{ox} W(V_p - V_T)/L \quad (14)$$

为 M_p 管小信号漏源电阻。 M_p 引入了高频零点, 使 OTA 的高频极点得到补偿。 R_d 取决于 M_p 管的栅极电压, 适当地调节 V_p , 使 $R_d C = T$, 则积分器的相移误差可得到很好的补偿。

5 设计举例及计算机仿真

为了验证本文的方法和电路, 设计了一个四阶巴特沃斯低通滤波器, 归一化低通函数为:

$$H(S) = \frac{1}{S^2 + 0.765S + 1} \cdot \frac{1}{S^2 + 1.848S + 1}。$$

截止频率为 1MHz。采用两个表 3 那样的二阶低通电路级联, 得到图 8 所示的滤波器电路。由设计方程, 计算出电路的设计参数, 见图 8, 其中为了便于电子调节, 所有的跨导都取相同的值 $g_i = 20\mu s (i=1, 4)$ 。图 9 是 PSPICE 仿真的频响。调节 CMOS OTA 的控制电压, 可改变滤波器的截频。图 9 中曲线②, ③为 $g = 40\mu s$ 和 $60\mu s$ 时的频响 (分别对应于截频为 2MHz, 3MHz)。为了观察 OTA 高频畸变, 采用同样的积分器补偿方案, 且 M_p 管的参数为 $W/L = 6\mu m/4\mu m$, 当 $V_p = 1.35v$ 时, 滤波器频响的畸变得到了很好的补偿 (见图中曲线⑤)。

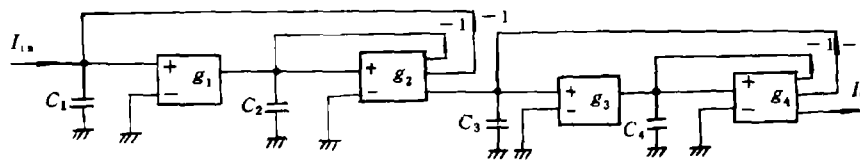


图 8 级联四阶低通巴氏电流滤波器

$$g_1 = g_2 = g_3 = g_4 = g_m = 20\mu\text{s}$$

$$C_1 = 2.345\text{PF}, C_2 = 4.161\text{PF}$$

$$C_3 = 5.88\text{PF}, C_4 = 1.723\text{PF}$$

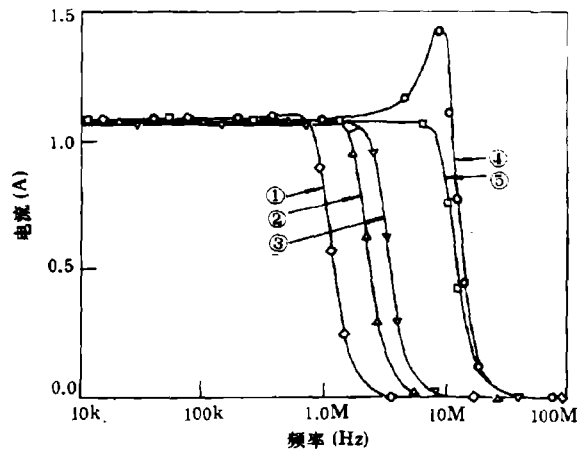


图 9 PSPICE 仿真曲线

曲线①: $V_g = -3.7458, g_m = 20\mu\text{s}, f_0 = 1\text{MHz}$

曲线②: $V_g = -3.1718, g_m = 40\mu\text{s}, f_0 = 2\text{MHz}$

曲线③: $V_g = -1.6696, g_m = 60\mu\text{s}, f_0 = 3\text{MHz}$

曲线④: $f_0 = 10\text{MHz}$, 无补偿频响

曲线⑤: $f_0 = 10\text{MHz}$, 补偿后频响

6 结 语

本文提出了采用 CMOS OTA 实现电流模式电路的方法, 基于信号流图模拟, 系统地生成了电流模式二阶滤波器。本文电路具有如下特点: (1) 良好的高频性能; (2) 可获得高阻抗输出电流源, 级联无需电流缓冲器及其它匹配装置; (3) 全部电容均接地, 有利于集成; (4) 最少量的 OTA 元件数; (5) 寄生阻抗参数的影响较小; (6) 方便的电子编程特性。

参 考 文 献

- [1] Wilson B, et al. Current-mode signal processing circuits, IEEE ISCAS, Helsinki: 1988, Vol. 3: 2665-2668.
- [2] Toumazou C, et al. Eds, Current-Mode Analogue Signal Processing, IEE Proc. G., 1990, 137(2): 1-184.
- [3] Hughes B, et al. Switched-current-A new technique of analogue sampled-data signal processing, IEEE ISCAS, Pritland, 1989, Vol. 3: 1584-1587.

- [4] 吴杰, 邱关源. 通信学报, 1995, 16(1): 56-62.
[5] Wu Jie. Int. J. Electronics, 1994, 76(6): 1115-1120.

REALIZATIONS OF CURRENT-MODE CMOS OTA FILTERS

Wu Jie Qiu Guanyuan*

(Hunan University, Changsha 410082)

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049)

Abstract A methodology to synthesize continuous-time current-mode filters using CMOS OTAs is presented. Second-order CMOS-OTA current filters are systematically generated from the simulation of signal flow graph for a general biquadratic function. The non-ideal effects in high frequency characteristic of OTA-C filters are analyzed. A simple high frequency compensation method is discussed. Finally, A 4th-order Butterworth lowpass filter with 1MHz cut off frequency and simulated with PSPICE program.

Key words Current-mode circuits, Operational transconductance amplifiers, Active filters, Circuit design, Network synthesis

吴 杰: 男, 1957 年生, 教授, 从事理论电工、电路与系统教学与科研工作。

邱关源: 男, 1932 年生, 教授, 西安交通大学电气工程学院, 博士生导师, 从事电路理论的教学与科研工作。