

截止频率精确可调跨导电容滤波器实现

江金光 王耀南

(湖南大学电气与信息工程学院 长沙 410082)

摘要 提出了一种新的利用开关电容技术调节偏置电流值大小的电路,应用该电路可以精确调节跨导运放 G_m 值的大小。采用既具有电压共模负反馈(CMFB)电路,又同时具有工作在线性区的 MOS 管作源极反馈有源电阻,实现其良好线性度的跨导运放。设计了三阶椭圆函数低通滤波器,并实现其频率的精确可调。应用台积电(TSMC)2层多晶硅,4层金属(2P4M),3.3V 电源电压,0.35 μm CMOS 工艺 Spice model 仿真得到的频响曲线与理想情况十分接近。

关键词 电压共模负反馈, 频率可调, 跨导电容滤波器, 源极反馈有源电阻, 椭圆函数滤波器

中图分类号: TN713, TN432

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)07-1335-05

Realization of Gm-C Filter with Accurate Tunable Frequency

Jiang Jin-guang Wang Yao-nan

(College of Electrical and Info. Eng., Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract This paper presents a new circuit to tune G_m value of transconductor accurately which employs switched-capacitor technique to change the bias current of transconductor. A third order elliptical function lowpass filter with accurate tunable frequency is designed using transconductor that is not only with voltage common-mode negative feedback, but also with varying bias-triode transistors to improve the linearity of this circuit. Simulated results show that the practical frequency response of the filter is very near to that of idealized circumstance by applying TSMC 2-poly 4-metal 3.3V power supply 0.35 μm CMOS technology Spice model.

Key words Voltage common-mode negative feedback, Tunable frequency, Gm-C filter, Source-degeneration feedback active resistor, Elliptical function filter

1 引言

近年来,集成连续时间滤波器在信号处理中起着十分重要的作用,这方面的实例包括有无线和视频滤波应用以及数字和开关电容系统中的抗混叠滤波^[1-6]。采用 CMOS 工艺实现的集成连续时间滤波器通常包括两大类,其中之一包括用 MOS 晶体管作压控电阻、电容以及 MOS 运算放大器实现“MOSFET-C”有源滤波器,总的说来,滤波器中都应该有一自动调谐电路以实现其精确的滤波器特性,从而抵消集成滤波器因在制造过程中工艺变化、温度漂移、老化等不利因素所带来滤波器频率特性的变化。

随着电流模式信号处理方法的兴起,跨导型放大器引起了人们新的注意,由跨导运放所设计得到的电流模式滤波器在通信芯片中的成功应用使其成为模拟集成电路设计的一个热点。国外的刊物相继报导几种应用新型结构的跨导所实

现的电流模式滤波器^[7-16]。

传统的双极型集成跨导运放有诸多优良性能,例如:增益和其它参数有很宽的调节范围,偏置电流与增益之间保持线性控制关系,有良好的高频性能;其主要缺点是直流传输的线性范围小,由于跨导运放在应用中大多处于开环状态,在非线性误差不大于 1%的条件下,所允许的差模输入电压范围约为 10mV,所以会限制其各种应用电路的动态范围。

本文介绍了一种新的利用开关电容技术调节偏置电流值大小的电路。应用该电路可以精确调节跨导 G_m 值的大小,达到精确设计跨导电容滤波器截止频率的要求。同时为了改善差动式跨导输入级直流传输特性的线性程度及扩大差模输入电压允许范围,在跨导运放电路中加入源极反馈有源电阻,并引入电压共模负反馈电路稳定跨导运放静态工作点,应用该跨导运放以及电容设计了三阶椭圆函数低通滤波器。仿真结果表明所设计的滤波器正确、有效。文章的第2节将介绍全差分跨导运放的结构及原理;第3节介绍利用开关电容技术的频率调节电路原理;第4节是跨导电容三阶椭圆函数滤波器设计实现;第5节是有源低通滤波器的仿真结果;

2004-11-15 收到, 2005-05-08 改回

中国博士后科学基金, 国家自然科学基金(60375001)和高校博士点基金资助课题

第6节是结束语。

2 全差分跨导运放的结构、原理及所构成的一阶滤波器

跨导运放的电路原理如图1所示,在文献[3]的基础上对电路进行了改进。首先去掉了跨导运放的“Cascode”结构,这样可以使跨导运放工作在低电源电压情况,MOS管Mr1,Mr2工作在线性区,使得该级在应用中具有足够的线性度。

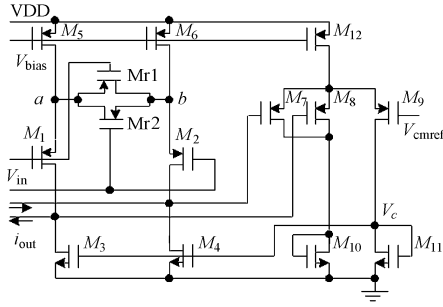


图1 具有源极反馈有源电阻及共模负反馈的跨导运放原理图

Fig.1 Diagram of transconductor with source degeneration feedback active resistor

由于图1中的MOS管Mr1,Mr2的栅极与差分输入电压相连,而不是与偏置电压相连,所以,工作在线性区的MOS管Mr1,Mr2由于其栅极所接的可变电压而使得其电路的线性度得到改进。因为Mr1和Mr2通常工作在线性区,我们考虑跨导运放输入信号相等的情形,即($V_{in+} = V_{in-}$),则有

$$V_a = V_b = V_{in+} - V_{GS} \quad (1)$$

由于Mr1和Mr2的漏源电压均为零,其栅源电压分别和M1,M2相等,所以Mr1,Mr2会工作在线性区。在跨导运放的小信号分析电路中,我们可以得到Mr1,Mr2的小信号漏源电阻,如式(2)所示。

$$r_{dsMr1} = r_{dsMr2} = \frac{1}{\mu_n C_{OX} (W/L)_{Mr1} (V_{gs1} - V_{tp})} = \frac{1}{k_{r1} (V_{gs1} - V_{tp})} \quad (2)$$

图1中MOS管Mr1和Mr2为匹配器件,由于MOS管M1,M2的漏电流不是一定值,当改变其栅源电压时,M1和M2管的小信号源极电阻如式(3)所示。

$$r_{s1} = r_{s2} = \frac{1}{\mu_n C_{OX} (W/L)_1 (V_{gs1} - V_{tp})} = \frac{1}{k_1 (V_{gs1} - V_{tp})} \quad (3)$$

其小信号输出电流 i_{out} 可表示为

$$i_{out} = \frac{V_{in+} - V_{in-}}{r_{s1} + r_{s2} + (r_{dsMr1} \parallel r_{dsMr2})} \quad (4)$$

由于

$$G_m = i_{out} / (V_{in+} - V_{in-}) \quad (5)$$

可以得到

$$G_m = \frac{2k_1 k_{r1} (V_{gs1} - V_{tp})}{k_1 + 4k_{R1}} \quad (6)$$

因为

$$i_1 = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} (W/L)_1 (V_{gs1} - V_{tp})^2 \quad (7)$$

所以

$$(V_{gs1} - V_{tp}) = \sqrt{2i_1 / k_1} \quad (8)$$

将式(8)代入式(6),有

$$G_m = \frac{2k_1 k_{r1} \sqrt{i_1}}{(k_1 + 4k_{R1}) \sqrt{k_1}} \quad (9)$$

从式(9)我们可以看出通过改变跨导运放的偏置电流可以实现其跨导值的改变。

下面,我们分析工作在线性区的MOS管通过改变其偏置条件实现跨导运放线性度提高的原理。

首先考虑输入信号 V_{in+} 和 V_{in-} 相差较小时的情况,在较小输入信号情况下,MOS管Mr1和Mr2基本上用作两个源极反馈有源电阻,因此,其线性度指标的提高超过了简单差分对时的情形(考虑到 r_{dsMr1} 远大于 r_{s1}),由于MOS管工作在线性区的电阻比其工作在饱和区的源极电阻线性度更好,换句话说,对于小信号输入信号值,其电路的线性度近似于MOS管Mr1,Mr2的栅极和固定偏置电压值相连时的线性度,由于MOS管工作在线性区时满足式(10):

$$i_D = \mu_n C_{OX} (W/L) [(V_{gs} - V_{tp}) V_{ds} - V_{ds}^2 / 2] \quad (10)$$

此时, $(V_{gs} - V_{tp}) > V_{ds}$,然而,当MOS管Mr1,Mr2的栅极与固定偏置电压相连时,其漏源电压的增加,会使得M1,M2管漏电流相应减小,从而使得其跨导值相应地减小了。为了补偿电路中M1,M2管在大输入信号时跨导的减小,MOS管Mr1,Mr2的栅极和输入信号相连,随着输入信号增加,工作在线性区的MOS管Mr1,Mr2的小信号电阻将减小,此时减小的电阻值相当于增加了其跨导值,部分抵消了MOS管M1,M2管所减小的跨导值,适当选择 k_1/k_{r1} 的比例,

电路中能得到更加恒定的跨导,因而能获得更好的线性度。对于文献[3]中的4MHz滤波器,适当选取比例为 $k_1/k_{r1} = 6.7$,可获得在最大输出信号幅度为350mVrms时的失真值在50dB左右。

图1中MOS管M7~M12为电压共模负反馈电路,能稳定跨导运放电路的静态工作点。

若跨导运放的共模输出电压(a, b 点电压)升高,则流过MOS管M7,M8的电流将减小,由于流经M12中的电流恒定,所以流过M9的电流将增大,相应地流经M11中的电流加大,由于M3,M4以及M11构成电流镜电路,则流过M3,M4的电流也会增大,所以会使得 a, b 点电位下降,起到了稳定 a, b 点工作电压的作用。

采用上述所提出的全差分跨导运放可设计得到图2所示的一阶全差分Gm-C滤波器。

图2所示滤波器的传输函数为

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{SC_1 + G_{m1}}{S(C_1 + C_2)} = \frac{SC_1 / (C_1 + C_2) + G_{m1} / C_1 + C_2}{S + G_{m2} / C_1 + C_2} \quad (11)$$

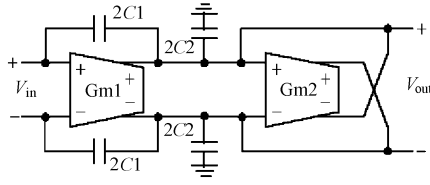


图2 全差分一阶 Gm-C 滤波器原理图

Fig.2 Fully differential first-order filter of Gm-C

3 频率调节电路

由式(11)可见,滤波器的中心频率由 Gm/C 所决定。由于在芯片中所集成的跨导及电容值随工艺等因素的变化,其绝对值变化较大,有时,其误差值可能达到 30%。这样会使所制造的有源滤波器中心频率值常常偏离其设计值而不能满足系统的设计要求。为了消除所设计的滤波器中的跨导值与实际制造值的偏差,我们常常需设计一个频率调节系统来抵消这种偏差。从式(9)中我们可以看出,构成滤波器的跨导值除了与全差分跨导运放中形成跨导的 MOS 管(图 1 中 MOS 管 $M1, M2, Mr1, Mr2$)的宽长比(W/L)有关外,主要与其静态偏置电流 I_1 直接相关。由于所设计好的跨导运放在芯片制造后其中的 MOS 管宽长比值不可改变,我们可以从改变其偏置电流值大小下手,进而改变跨导运放的跨导值。文献[16, 17]中传统的频率调节方法是采用一些外部电阻,选择其中最合适的一个去补偿电容的误差。应用此方法,可以使得 Gm/C 的比值精确到 1% 以下。尽管现在所用的许多方法都是选择外部电阻,采用一定值的外部电阻,同时测量滤波器在系统中的每个步长的响应,该响应值通常用来决定电容值,进而可以计算得到所需要的正确的电阻值。由于集成电容通常具有较小的温度系数,如果所选择的外部电阻温度系数也较小的话,所构成的滤波器在工作过程中受温度影响的效应也会比较小。

设置一跨导值等于外部电阻的倒数,即 $Gm = 1/R$, 如下反馈电路可以起到调节作用。

图 3 所示电路中,跨导运放的跨导值会随着控制信号的增加而增加,如果电路中 Gm 值偏小的话,流过电阻 R 的电流值会大于经过跨导运放的电流值,这两支电流的差值将会集中在运放和电容所构成的积分器上,所以其控制电压 V_C 会一直增加到这两支电流值大小完全相等(方向相反)为止。

本文提出了一种精确的 Gm/C (频率)调节可以通过利用开关电容技术实现电路,其电路结构如图 4 所示。

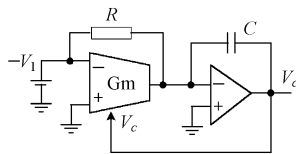


图3 恒定跨导值调节电路

Fig.3 Circuit of constant Gm value adjusting

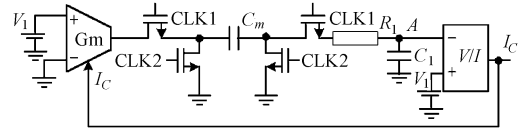


图4 利用开关电容技术精确调节跨导值 Gm 的实现电路

Fig.4 Circuit of Gm value adjusting accurately using technique of switched capacitor

由于开关电容电路所实现的等效电阻 $R_{eq} = 1/(f_{clk} C_m)$, 且其电路中需要一精确的时钟频率, 即 f_{clk} , 此时, 开关电容电路的等效阻值应设计为理想跨导值的倒数, 若实际的跨导值偏小时, 则有, $V_A = Gm V_1 \times [1/(f_{clk} Gm)] < V_1$, 电压/电流转换电路(V/I)则有增加的电流 I_C 输出进行反馈控制跨导 Gm 值, 使其增加, 直到实际跨导值 Gm 增加到与理想设计值相等。由于滤波器的中心频率为 Gm/C , 控制电路利用开关电容技术后, 满足式(12):

$$Gm/C = f_{clk} G_m / C \quad (12)$$

由于 f_{clk} 为精确的时钟频率, 而且在集成电路中电容的匹配精度很高, 所以可以实现跨导电容滤波器中跨导值的精确调节, 从而实现其滤波器中心频率的精确设计。

4 跨导电容三阶椭圆函数滤波器设计实现

上述所提的跨导运放可用来实现 RLC 椭圆函数梯形滤波器, 考虑三阶无源椭圆函数滤波器电路如图 5 所示。

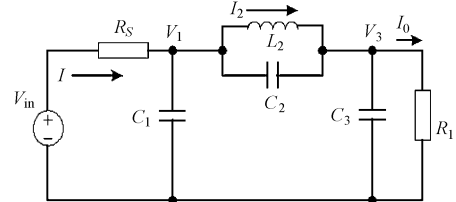


图5 三阶无源椭圆函数滤波器原理图

Fig.5 Diagram of three-order passive elliptic filter

由图 5 可得到如下电路的状态方程:

$$I = (V_{in} - V_1)/R_s \quad (13)$$

$$V_1 = (I - I_2)/[S(C_1 + C_2)] + C_2/(C_1 + C_2)V_3 \quad (14)$$

$$I_2 = (V_1 - V_3)/(SL_2) \quad (15)$$

$$V_3 = (I_2 - I_0)/[S(C_3 + C_2)] + C_2V_1/(C_3 + C_2) \quad (16)$$

$$I_0 = V_3/R_L \quad (17)$$

将式(13)–式(17)的电流经 $I_i = V_i/R$ 标度成电压量, 可得到如下公式:

$$V' = (V_{in} - V_1)R/R_s \quad (18)$$

$$V_1 = (V' - V_2)/[SR(C_1 + C_2)] + C_2V_3/(C_1 + C_2) \quad (19)$$

$$V_2' = (V_1 - V_3)/(SL_2/R) \quad (20)$$

$$V_3 = (V_2' - V_0)/[SR(C_3 + C_2)] + C_2V_1/(C_3 + C_2) \quad (21)$$

$$V_0' = V_3(R/R_L) \quad (22)$$

根据式(18)–式(22)可得到如下的信号流图:

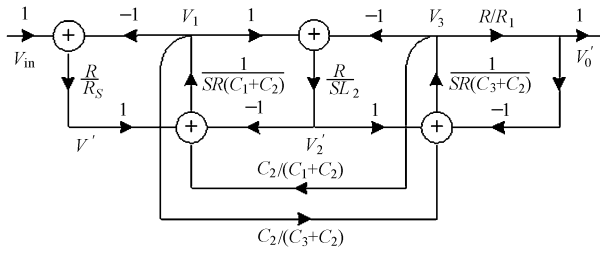


图6 三阶椭圆函数滤波器信号流图

Fig.6 Signal flow diagram of three-order elliptic filter

从信号流(图6)中可见,三阶椭圆函数滤波器基本上都是由积分器和电压比例放大器组合构成。可依据图6综合得到由跨导运放和电容所构成的三阶椭圆函数滤波器,如图7所示,其中的电压比例放大器中的部分比例单元如 Gm2, Gm5, Gm9, Gm11, Gm13, Gm16 也可由无源电阻实现,但由于无源电阻的绝对值精度在集成电路芯片中很难得到保证,且其在芯片中所占的面积也比跨导运放大很多,所以,在三阶椭圆函数滤波器的有源网络实现中全部采用跨导运放以及电容元件实现。由于跨导运放 Gm 值的大小可通过其偏置电流得到精确调节,因而可以得到较为理想的三阶椭圆函数滤波器实现,在图7的电路中,同时满足:

$$Gm1 = 1/R_S \quad (23)$$

$$Gm2 = Gm3 = Gm4 = Gm5 = Gm6 = Gm7 = Gm8 = Gm9 \\ = Gm11 = Gm12 = Gm13 = Gm14 = Gm17 = 1/R \quad (24)$$

$$Gm10 = 1/R_L, Gm13 = \frac{C_1 + C_2}{C_2} \times \frac{1}{R}, Gm16 = \frac{C_3 + C_2}{C_2} \times \frac{1}{R} \quad (25)$$

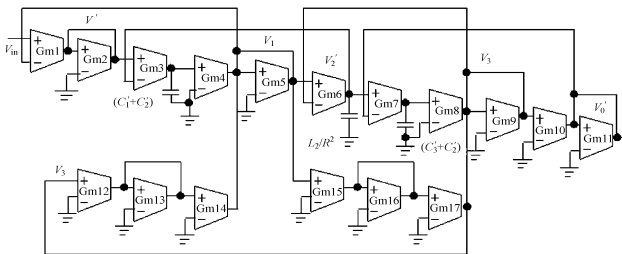


图7 三阶椭圆函数跨导电容滤波器实现原理图

Fig.7 Diagram of three-order elliptic Gm-C filter

5 三阶椭圆函数滤波器设计及仿真

要求: (1) 通带边缘频率为 1.0MHz, 0.5dB 波纹; (2) 阻带边缘频率为 1.6MHz, 阻带衰减 18dB 的椭圆函数低通滤波器。

通过文献[15]查表,可知其波纹小于 0.5dB 时的反射系数为 $\rho = 25\%$, $R_{dB} = 0.28dB$, 通过反射系数 $\rho = 25\%$, 查得 $A_p = 11.7dB$, 此时 $A_{min} + A_p = 18 + 11.7 = 29.7dB$ 。

从表中,可得 $n = 3$ 的椭圆函数滤波器可满足设计要求。此时有 $\theta = 40^\circ$, $\Omega_3 = 1.556$, $A_{min} = 18.56dB$ 。

在此归一化原型电路中各元件值如下: $R_S = 1$, $C_1 = 0.9455$, $C_2 = 0.4047$, $L_2 = 0.8141$, $C_3 = 0.9455$, $R_L = 1$ 。将其频率进行变换可得到如下值:

$$R_S = R_L = 10k\Omega, \quad C_1' = 15.0557 \times 10^{-12}F, \\ C_2' = 6.443 \times 10^{-12}F, \quad L_2' = 1.3505 \times 10^{-3}H, \\ C_3' = 15.0557 \times 10^{-12}F。$$

在图7所示的跨导电容滤波器电路中有

$$Gm = \frac{1}{R} = 10^{-4}S, \quad \frac{L_2}{R^2} = 13.505 \times 10^{-12}F, \\ C_1' + C_2' = 21.4987 \times 10^{-12}F, \\ C_3' + C_2' = 21.4987 \times 10^{-12}F。$$

应用台积电(TSMC)2层多晶硅, 4层金属(2P4M), 3.3V 电源电压, 0.35 μm CMOS 工艺 Spice model 仿真得到其频响特性如图8所示。

从图8可见,其频率响应曲线基本理想,出现的稍许偏差是由于跨导运放的寄生效应而引起的。

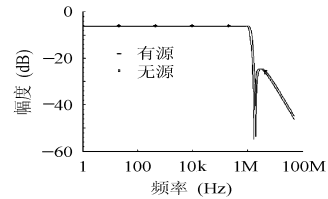


图8 三阶无源、有源椭圆函数跨导电容滤波器频响

Fig.8 Response of three-order passive and active elliptic Gm-C filter

6 结束语

理论分析与计算机仿真表明,采用跨导运放和电容器件可以较好地实现椭圆函数滤波器,同时消除了电路中的 T 型电阻网络,由于滤波器中的无源电阻均采用跨导运放实现,不仅可以大大提高其设计精度,还可以减小芯片设计面积,电路中所设计的频率调节电路可以使由于受到工艺参数和环境温度变化而偏离设计值的跨导 Gm 和电容 C 的数值自动调整到设计标准值,从而保持其设计值的实现精度。

参考文献

- [1] Tsividis Y P. Integrated continuous-time filter design: an overview. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1994, 29(3): 166 – 176.
- [2] Chang Zhong-Yuan, Macq D, Hapelslagh D, et al.. A CMOS analog front-end circuit for an FDM-Based ADSL system. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1995, 30(12): 1449 – 1456.
- [3] Krummenacher F, Joehel N. A 4MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1988, 23(3): 750 – 758.
- [4] Martinez S J, Steyaert M S J, Sansen W M C. A large-signal very low-distortion transconductor for high-frequency continuous-time filters. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1991, 26(7): 946 – 955.
- [5] Yamazaki H, Oishi K, Gotoh K. An accurate center frequency tuning scheme for 450kHz CMOS Gm-C bandpass filters. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1999, 34(12): 1691 – 1697.

- [6] Gopinathan V, Tarsia M, Choi D. Design considerations and implementation of a programmable high-frequency continuous-time filter and variable-gain amplifier in submicrometer CMOS. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1999, 34(12): 1698 – 1707.
- [7] Pavan S, Tsividis Y P, Nagaraj K. Widely programmable high-frequency continuous-time filters in digitals CMOS technology. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 2000, 35(4): 503 – 511.
- [8] Fiez T, Allstot D.J. CMOS switched-current ladder filters. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1990, 25(6): 1360 – 1367.
- [9] Zele R H, Allstot D J. Low-voltage fully differential switched-current filter. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1994, 29(3): 203 – 209.
- [10] Moon U K, Song B S. Design of a low-distortion 22-kHz fifth-order Bessel filter. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 1993, 28(12): 1254 – 1264.
- [11] Wu J, Masry E E. Current-mode ladder filters using multiple output current conveyors. *IEE Proc.-Circuits Devices Sys.t*, 1996, 143(4): 218 – 222.
- [12] Sun Y, Fidler J K. Current-mode OTA-C realization of arbitrary filter characteristics. *Electronics Letters*, 1996, 32(13): 1181 – 1182.
- [13] Sun Y. Second-order OTA-C filters derived from Nawrocki-Klein biquad. *Electronics Letters*, 1998, 34(15): 149 – 1450.
- [14] Sun Y. Note on two integrator loop OTA-C configurations. *Electronics Letters*, 1998, 34(16): 1533 – 1534.
- [15] Williams A B, Taylor F J. Electronic filter design handbook-LC, active, and digital filters.(second edition). McGraw-Hill Publishing Company, 1988.
- [16] Johns D, Ken Martin K. Analog integrated circuit design. John Wiley & Sons, Inc. chapter 15.
- [17] Razavi B, 陈贵灿, 程军, *et al.* 模拟 CMOS 集成电路设计. 西安: 西安交通大学出版社: 第 3 章.
- [18] 何怡刚, 吴杰, 蔡国昌. 基于积分器的最少元件 GFLFOTA 接地电容滤波器. *电路与系统学报*, 1997, 2(4): 22 – 27.
- [19] 何怡刚, 蔡国昌, 吴杰, 陈洪云. CMOS 跨导电容滤波器. *微电子学*, 1997, 27(3): 159 – 163.
- 江金光: 男, 1969 年生, 博士后, 研究方向为模式识别与智能系统, 从事智能信号处理、低电压/低功率模拟集成电路设计等.
- 王耀南: 男, 1957 年生, 博士后, 教授, 湖南大学电气与信息工程学院院长, 博士生导师, 主要从事智能控制、智能信息处理、图像识别及其应用的研究工作.