

新型 CMOS 电流控制电流差分缓冲放大器(CCCDBA)

罗秀龙,王春华,谢 莉,赵 岩,刘海广
(湖南大学 计算机与通信学院,湖南 长沙 410082)

摘 要:提出了一种基于 MOS 复合管跨导线性环和 MOS 管电流镜的全 CMOS 工艺高性能电流控制电流差分缓冲放大器(CCCDBA)的电路.该电路具有容易实现、结构简单、频带宽、电压电流传输精度高等优点.详细分析了电路的实现原理,为了展示电路性能,将提出的 CCCDBA 应用于一个电流模式二阶带通滤波器.并用 $0.5\mu\text{m}$ CMOS 工艺进行 PSPICE 仿真,仿真结果符合理论分析.

关键词: CCCDBA; 跨导线性环; 复合管; 滤波器

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)05-0106-05

Novel CMOS Current Cotrolled Current Differencing Buffered Amplifier(CCCDBA)

LUO Xiu-long, WANG Chun-hua, XIE Li, ZHAO Yan, LIU Hai-guang

(College of Computer and Communication, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: A novel CMOS realization circuit of current controlled current differencing buffered amplifier (CCCDBA) based on compound MOS translinear loop and MOS current mirrors is presented. It presented such advantages as easy realization in the fabrication, simple circuit configuration, wide bandwidth, high voltage and current transfer accuracy and so on. The principle of circuit is analyzed in detail. To show the performance of the CCCDBA, a second-order current mode band-pass is evaluated from the literature, PSPICE simulation results for the proposed circuit in $0.5\mu\text{m}$ CMOS process is included, the simulation results satisfy theoretic analyzed.

Key words: CCCDBA; translinear loop; compound MOS transistor; filter

1 引言

Acar 和 Ozoguz 于 1999 年首次提出电流差分缓冲放大器(CDBA)^[1]. CDBA 既能应用于电流模式电路又能应用于电压模式电路,其输入端口的差分式输入能抑制偶次谐波干扰和共模干扰,拓宽信号动态范围,因此,非常适合应用于连续时间滤波器,振荡器,放大器的设计.各种各样的 CDBA 实现电路不断被提出^[1-4],最初的 CDBA 是由已经商用的电流模式电路基本单元模块如 CFA 或者 CCII 等构成,随着集成电路的发展,CDBA 向着全集成,可控的方向发展^[5-6].

近年来,在提出的各类型的 CDBA 中^[2,4,7-8],双

极型 CDBA 高频特性和电控特性好,但工作电压高,噪声大,电流电压跟踪误差大,不利于大规模集成;BiCMOS 型 CDBA 综合了双极型和 CMOS 的优点,既具有低噪声,低功耗,又具有良好的高频特性和电控性,但是工艺成本高.

CMOS 型 CDBA^[3,7]具有方便大规模集成,低噪声,低功耗,良好的电流电压传输精度等优点.文献[3]采用了一种纯 NMOS 的 CDBA,除了具有 CMOS 型 CDBA 的特点外,还具有良好的高频特性,但这些 CMOS 工艺的 CDBA 都不具有电控特性,无法通过改变偏置电流而改变由 CDBA 构成的应用电路的参数,不能做到独立可调.

文中提出的 CMOS 型 CCCDBA,采用了复合管

跨导线性电路,可通过调节偏置电流来调节内部参数,具有良好的电控特性.此外还具有方便大规模集成,电流电压传输精度高,电路结构简单的特点.所构成的滤波器的 Q 值和极点频率独立可调,为了证实电路的性能,设计了一个二阶电流模式带通滤波器并采用 PSPICE 仿真证明了理论的正确性.

2 基本电路原理

2.1 CCCDBA 的端口特性

图 1 是 CCCDBA 的电路符号. n 端和 p 端是电流差分输入端,均具有低输入阻抗, z 端是差分式电流输出端,具有高输出阻抗, w 端跟随 z 端的电压,是低输出阻抗端. I_B 是偏置电流,通过调节 I_B ,可以调节 n 端和 p 端的寄生电阻. CCCDBA 的端口特性可用如下的矩阵表示:

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \\ I_n \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_n \\ V_z \\ I_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

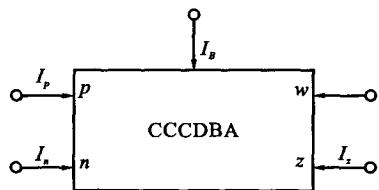


图 1 CCCDBA 电路符号

这里 $R_n = R_p = R_X$ 是 n 端和 p 端的寄生电阻,是偏置电流 I_B 的函数.

2.2 BJT 和 CMOS 跨导线性环

BJT 跨导线性环由两个 PNP 和两个 NPN 管构成,如图 2(a)所示,根据跨导线性原理,忽略基极电流,各晶体管集电极电流关系可表示为:

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (2)$$

双极型晶体管集电极电流与基-射电压关系:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3)$$

这里 V_T 是热电压,在室温下大概是 25mV, I_S 为晶体管反向饱和电流.

当 $I_0 \ll i_x(t)$ 时,由式(2)和(3)可以得到:

$$V_{XY} = \frac{V_T}{2I_B} i_x(t) \quad (4)$$

式(4)揭示了 X 端口寄生电阻和热电压 V_T 以及反向饱和电流 I_S 的关系.因此可以得到 X 端口的寄生电阻 $R_X = V_T/2I_B$,因此, X 端口的寄生电阻可以通过偏置电流 I_B 进行控制.

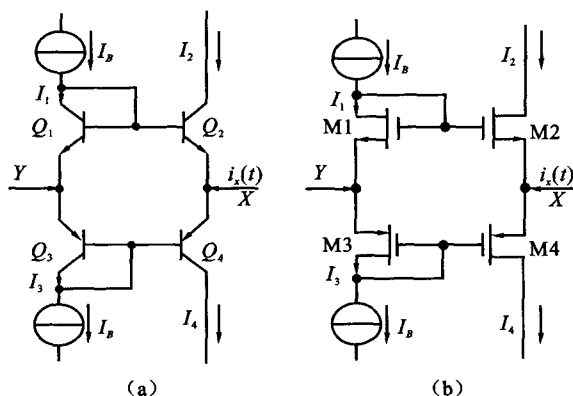


图 2 跨导线性环

对于图 2(b)所示的 MOS 跨导线性环,由两个 PMOS 管和两个 NMOS 管连接而成,当所有的 MOS 管均工作在饱和区,由文献[6]可知:

$$I_X = I_{D4} - I_{D3} = \left(\frac{W_4 L_2}{W_2 L_4} - \frac{W_3 L_1}{W_1 L_3} \right) I_B + \left(k_p \frac{W_4}{L_4} - k_n \frac{W_3}{L_3} \right) V_{XY}^2 + 2 \left(\frac{W_3}{L_3} \sqrt{\frac{k_n L_1}{W_1}} + \frac{W_4}{L_4} \sqrt{\frac{k_n L_2}{W_2}} \right) \sqrt{I_B} V_{XY} \quad (5a)$$

其中 k_n, k_p 分别为 NMOS 与 PMOS 晶体管的跨导系数, W_i/L_i ($i = 1, 2, 3, 4$) 表示 MOS 管的宽长比.若设计适合的宽长比,使:

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{k_p}{k_n} \cdot \frac{W_2}{L_2}, \quad \frac{W_3}{L_3} = \frac{k_p}{k_n} \cdot \frac{W_4}{L_4} \quad (5b)$$

则有:

$$V_{XY} = \left[4 \frac{W_4}{L_4} \sqrt{\frac{k_p L_3 I_B}{W_3}} \right] i_x(t) = R_X i_x(t) \quad (5c)$$

由上述分析可知,使式(5c)成立的限制条件就是式(5b),由式(5c)可以得到 MOS 管跨导线性环的

X 端口的寄生电阻值 $R_X = \left[4 \frac{W_4}{L_4} \sqrt{\frac{k_p L_3 I_B}{W_3}} \right]^{-1}$,由于 k_n, k_p 与 MOS 管的栅氧层厚度及载流子迁移率等具体工艺参数有关,这样使得该限制条件给电路设计及工艺制造增添了困难,因此很大程度上限制了此类 CMOS 跨导线性电路在实际中的应用.若是消除了限制条件式(5b),则 X 端口的寄生电阻 R_X 也能通过偏置电流 I_B 控制,且与偏置电流 I_B 的平方根成反比.

文中提出利用 MOS 复合管构成跨导线性环^[5]和 MOS 电流镜及电压缓冲放大器构成 CMOS 型 CCCDBA,该电路工作在饱和区,消除了限制条件式(5b).

2.3 MOS 复合管基本原理

图 3 是由一个 NMOS 管和一个 PMOS 管构成

的复合管,假设 M1 和 M2 管均工作在饱和区,漏极电流为 I_0 ,则 M1、M2 漏极电流可表示为:

$$I_{D1} = I_0 = \frac{K_n}{2} (V_{GS1} - V_{Tn})^2 \quad (6)$$

$$I_{D2} = I_0 = \frac{K_p}{2} (V_{GS2} - |V_{Tp}|)^2 \quad (7)$$

由式(6)、(7)可得:

$$V_{GS1} - V_{GS2} - (V_{Tn} + |V_{Tp}|) = \left(\frac{1}{\sqrt{K_n}} + \frac{1}{\sqrt{K_p}} \right) \sqrt{2I_0} \quad (8)$$

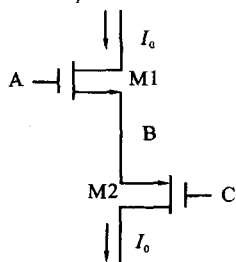


图3 MOS复合管

V_{Tn} 和 V_{Tp} 分别是 NMOS 管和 PMOS 的阈值电压,从而可得:

$$I_0 = \frac{1}{2} \frac{K_n K_p}{\sqrt{K_n} + \sqrt{K_p}} [V_{GS1} - V_{GS2} - (V_{Tn} + |V_{Tp}|)]^2 \quad (9)$$

对 A、B、C 点进行电压分析,结合 MOS 管的漏极电流与栅源电压的关系可得:

$$V_{Gn} = V_{GS1} - V_{GS2} = V_A - V_B - (V_C - V_B) = V_A - V_C \quad (10)$$

再令 $V_{Teff} = V_{Tn} + |V_{Tp}|$,

$K_{eff} = \frac{K_n K_p}{(\sqrt{K_n} + \sqrt{K_p})^2}$, 则可得:

$$I_0 = \frac{K_{eff}}{2} (V_{Gn} - V_{Teff})^2 \quad (11)$$

由上述分析可知,一个复合管可以等效为一个 NMOS 管, M1 的栅极等效为 NMOS 管的栅极, M2 的栅极等效为 NMOS 的源极,其漏极电流表达式如式(11)所示.

2.4 CCCDBA 的电路原理图

提出的 CCCDBA 电路原理图如图 4 所示. N1, N2, N3, N4 组成 MOS 管一个跨导线性环. N1, N2, N5, N6 构成另一个跨导线性环, M13, M14, M15 组成电流镜, M16, M17 组成电流镜, M20, M21 构成电流镜, M22, M23 构成电流镜, 这些电流镜为跨导线性环提供偏置电流, M18, M19 漏极和栅极接在一起构成两个有源电阻, 为电流镜提供参考电阻. M24~M29 组成 p 端到 n 端的差分传送电路, 在 z 端产生差分电流输出. M30, M31 组成差分对管, M32, M33 组成的电流镜作为差分对管的负载, M36 构成的源极跟随器输出 z 端电压. M34, M35 是差分对管和输出级的偏置电流. 从 2.2 节和 2.3 节的分析及文献[6]的结果, 可以得到 N1~N4 构成的跨导线性环 x 端(相当于图 4 中 p 端)电流 I_x 与 V_{XY} 关系如下:

$$I_x = I_4 - I_2 = \left(\frac{K_{eff2}}{K_{eff1}} - \frac{K_{eff4}}{K_{eff3}} \right) I_B + \left(\frac{K_{eff2}}{2} - \frac{K_{eff4}}{2} \right) V_{XY}^2 + \left(K_{eff4} \sqrt{\frac{2}{K_{eff3}}} + K_{eff2} \sqrt{\frac{2}{K_{eff1}}} \right) \sqrt{I_B} V_{XY} \quad (12)$$

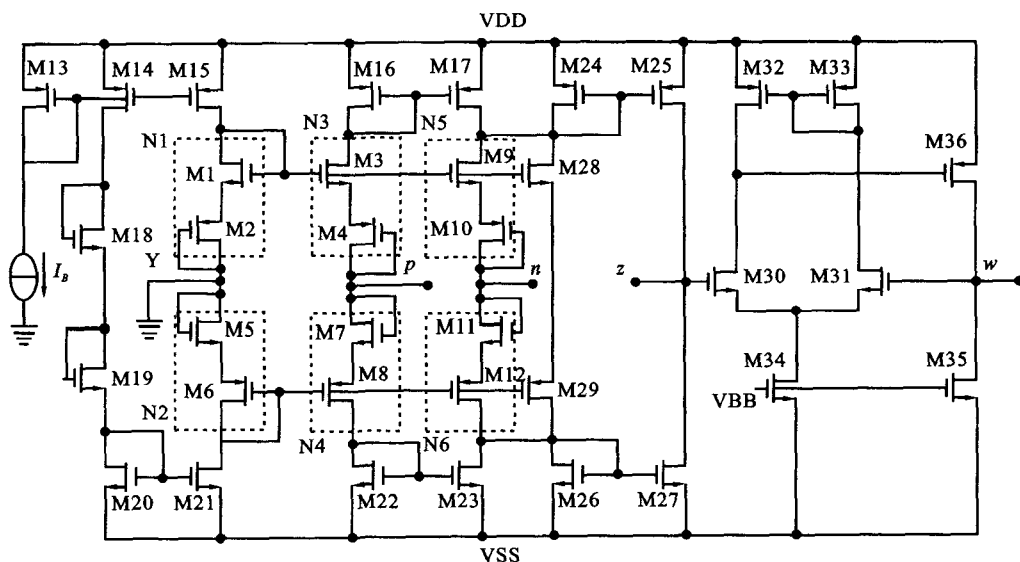


图4 CCCDBA 的电路原理图

式(12)中 K_{eff1} 、 K_{eff2} 、 K_{eff3} 、 K_{eff4} 分别代表复合管 N1、N2、N3、N4 的跨导系数,若使 N1、N2、N3、N4、N5、N6 的 PMOS 管 W/L 相同, NMOS 管的 W/L 比也相同,则:

$$K_{\text{eff}} = K_{\text{eff1}} = K_{\text{eff2}} = K_{\text{eff3}} = K_{\text{eff4}} \quad (13)$$

由式(12)、(13)可得:

$$R_X = \frac{V_{XY}}{I_X} = (2\sqrt{2K_{\text{eff}}}\sqrt{I_B})^{-1} \quad (14)$$

其中, $K_{\text{eff}} = \frac{K_n K_p}{(\sqrt{K_n} + \sqrt{K_p})^2}$, R_X 代表 n 端和 p 端的寄生电阻,与偏置电流 I_B 的平方根成反比,通过控制 I_B 就可以控制寄生电阻的大小,从而控制 CCCDBA 内部频率响应等参数. 由上述分析可知: $R_n = R_p = R_X^{[9]}$.

2.5 CCCDBA 构成的滤波器

图 5 是由提出的 CCCDBA 构成的文献[10]中带通滤波器, I_{B1} 、 I_{B2} 、 I_{B3} 为各个 CCCDBA 模块的偏置电流. 根据 CCCDBA 的端口特性和基本的电路理论可得出滤波器的传递函数:

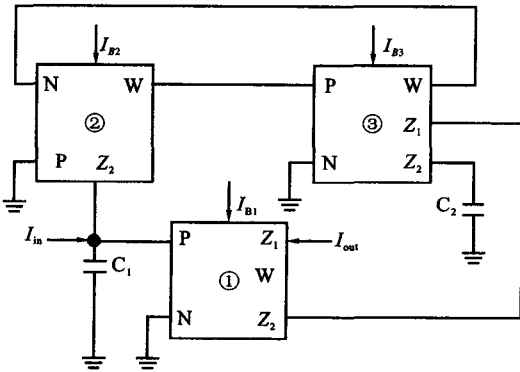


图 5 CCCDBA 带通滤波器

$$\frac{I_{\text{out}}}{I_{\text{in}}} = \frac{S/C_1 R_{p1}}{S^2 + S \frac{1}{C_1 R_{p1}} + \frac{1}{C_1 C_2 R_{n2} R_{p3}}} \quad (15)$$

极点频率 ω_0 和 Q_0 可表示如下:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{n2} R_{p3}}} \quad (16)$$

$$Q_0 = R_{p1} \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_{n2} R_{p3}}} \quad (17)$$

式中, R_{p1} 、 R_{n2} 、 R_{p3} 分别为 CCCDBA 模块 ①、②、③ 的寄生电阻,可以通过偏置电流 I_{B1} 、 I_{B2} 、 I_{B3} 进行调节控制. 把式(14)代入(16)、(17)可知:

$$\omega_0 = \frac{2\sqrt{2K_{\text{eff}}I_{B2}I_{B3}}}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (18)$$

$$Q_0 = \frac{1}{\sqrt{I_{B1}}} \sqrt{\frac{C_1 \sqrt{I_{B2}I_{B3}}}{C_2}} \quad (19)$$

由式(18)(19)可知,如果 $I_B = I_{B2} = I_{B3}$,调节 I_{B1} 则可使极点频率不变而 Q 值不断变化,如果使 $I_B = I_{B2} = I_{B3}$,且 I_B/I_{B1} 为一个常数,则 Q 值不变但极点频率不断变化.

3 电路仿真结果

3.1 CCCDBA 的端口特性仿真

图 6(a)(b)是 CCCDBA 的端口特性仿真. 提出的电路用 $0.5\mu\text{m}$ CMOS 工艺进行 PSPICE 仿真,仿真时 CMOS 管的 W/L 如表 1 所示. 对 CCCDBA 进行端口性能仿真时选择的 z 端接地电阻为 $1\text{k}\Omega$, V_{BB} 取 -1.7V ,运行电压 $\pm 2.5\text{V}$,图 6(a)、(b)分别为 z 端输出电流与 p 端和 n 端差分输入电流跟踪特性和 w 端电压跟踪 z 端电压特性,寄生电阻 R_X 的频率特性. 仿真结果可以看出,所提出的 CCCDBA 端口电流电压跟踪特性非常好,在 $0\sim 100\text{MHz}$ 的范围内误差非常小. 在偏置电流 $I_B = 15\mu\text{A}$,可以计算出 R_X 为 $5\text{k}\Omega$ 左右,仿真结果与理论值符合得非常好.

表 1 MOS 管沟道 W/L

晶体管	W/L
M1, M3, M5, M7, M9, M11	0.5/5
M2, M4, M6, M8, M10, M12	0.5/20
M13~M17, M24, M25, M29	0.5/50
M18~M23, M30~M35, M26, M27, M28	0.5/10

3.2 CCCDBA 构成电可调带通滤波器特性仿真

图 6(c)(d)为带通滤波器性能仿真结果. 由式(18)(19)可知,保持 Q 值不变独立调节极点频率时,只需保持 $I_B = I_{B2} = I_{B3}$,调节 I_{B1} 的大小便可调节带通滤波器的 Q 值,而不改变滤波器的中心频率. 如果使 $I_B = I_{B2} = I_{B3}$,再使 $I_B/I_{B1} = k$,则可以调节滤波器的中心频率而不改变 Q 值. 仿真结果可以看出, Q 值和中心频率都能方便实现独立可调.

4 结束语

文中提出 CCCDBA 具有如下特点:运用 CMOS 复合管,全 CMOS 工艺;电流电压跟踪特性好,误差可以忽略不计;频带宽,在 $0\sim 100\text{MHz}$ 的范围内满足端口特性;具有良好的电控性, n 端和 p 端的寄生电阻可以通过偏置电流 I_B 控制;结构简单,仅由电流镜和跨导环,差分对管构成. 所提出的滤波器 Q 值和极点频率可以通过偏置电流控制,电控性好且

不含任何浮地无源元件, 只含两个接地电容, 容易实

现全集成滤波器。

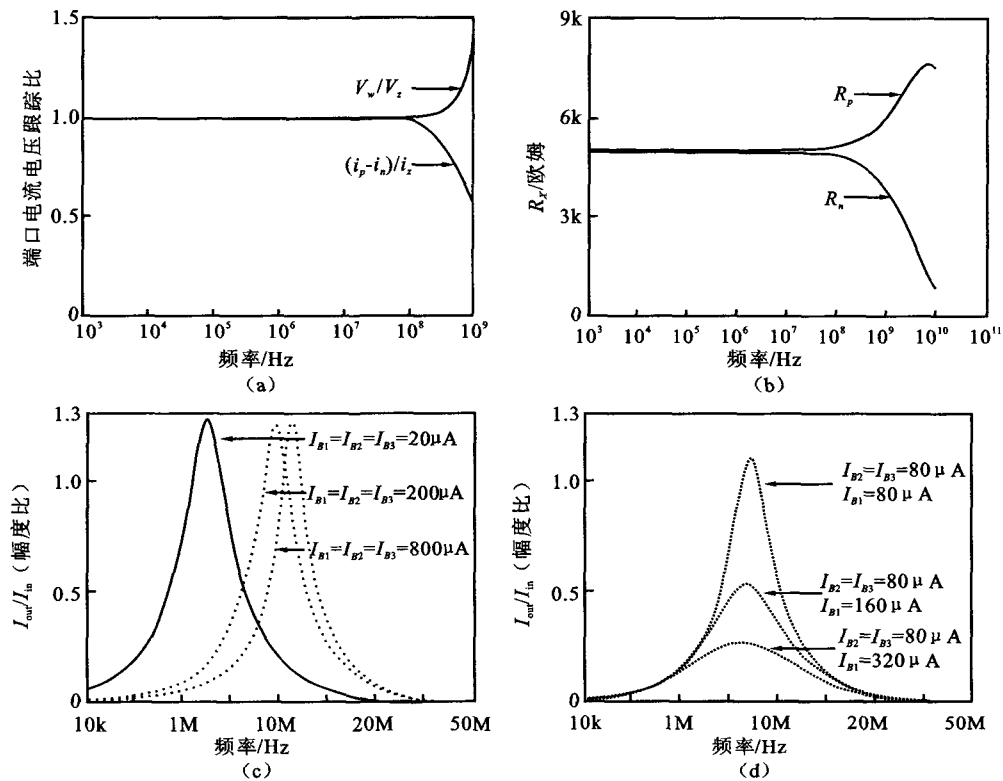


图6 仿真结果

参考文献:

- [1] Açar C, Ozoguz S. A new versatile buildingblock: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters[J]. Microelectronics Journal, 1999(30): 157-160.
- [2] Tangsirat W, Klahan K, Dumawipata T, et al. Low-voltage NMOS-based current differenciog buffered amplifier and its application to current-mode ladder filter design[J]. International Journal of Electronics, 2006, 93(15): 777-791.
- [3] Siripruchyanun M, Silapan P, Jaikla W. Low-offset bi-COMS current controlled current differencing buffered amplifier (CC-CDBA) and applications[J]. ECTI Transaction on electrical, electronics and communications, 2008, 6(1): 81-90.
- [4] Maheshwari S, Khan I. A current controlled current differencing buffered amplifier: im-plementation and applications[J]. Active and Passive Electronic Components, 2004(4): 219-227.
- [5] Evert Seevinck, Roelof F Wassenaar. A versatile CMOS linear transconductor/ square-Law function circuit[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1987(3): 366-377.
- [6] Wang Chunhua, She Zhixing, Liu Haiguang. New COMS current-controlled second generation current conveyors[C]// 4th IEEE International Conference on Circuit and System for communications. Shanghai, China, 2008: 333-337.
- [7] Metin B, Cicekoglu O, Pal K. Voltage mode all-pass filter with a single current differencing buffered amplifier[C]// IEEE 51st International Midwest Symposium on Circuits and Systems. Knoxville, United States, 2008: 734-737.
- [8] Siripruchyanun M, Jaikla W. Electronically controllable current-mode universal biquad filter using single DO-CCDCBATA[J]. Circuits Syst signal Process, 2008(27): 113-122.
- [9] 凌莹亭, 秦巍, 胡波. CMOS 电流控制电流转换器及其应用[J]. 电子学报, 1999, 27(8): 34-37.
- [10] Jaikla W, Sooksood K, Siripruchyanun M. Current controlled CDBAs(CCCDBAs)-based novel current-mode universal biquadratic filter[C]// Proceedings of the 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006). Greece, 2006: 3806-3809.

作者简介:

罗秀龙 男, (1981-), 硕士研究生. 研究方向为电流模式电路及模拟滤波器。

王春华 男, (1963-), 教授, 博士生导师. 研究方向为电流模式电路及模拟滤波器滤波器、射频电流模式电路等。

谢莉女, (1983-), 硕士研究生. 研究方向为电流模式电路、A/D 转换器。