

多功能 AB 类四象限模拟乘法器

李志军¹, 曾以成²

(1. 湘潭大学信息工程学院, 湖南湘潭 411105; 2. 湘潭大学光电工程系, 湖南湘潭 411105)

摘要: 在 AB 类电流镜基础上应用跨导线性原理设计出一种新颖的电流平方/电流跟随器, 并以该模块为基本单元综合设计出一种多功能的四象限模拟乘法器. 该乘法器在内部结构和元件参数不变的情况下, 根据输入、输出信号的选择可以实现电压模式和电流模式乘法器. 采用 TSMC 0.35 μm CMOS 集成工艺对电路进行 PSPICE 仿真测试, 结果表明提出的电路具有带宽宽、功耗低、线性度好等优点, 可以作为一个基本模块在电流模式和电压模式电路中应用.

关键词: 多功能; 跨导线性; AB 类; 电流平方/电流跟随器; 模拟乘法器

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 11-2696-05

A Versatile Class-AB Four-Quadrant Analog Multiplier

LI Zhi-jun¹, ZENG Yi-cheng²

(1. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan, Hunan 411105, China;

2. Department of Optoelectronic Engineering, Xiangtan University, Xiangtan, Hunan 411105, China)

Abstract: A versatile class-AB analog multiplier was presented in this paper. The current squarer/current follower, based on class-AB current mirror and MOS trans-linear (TL) principle, is the basic building block in realization scheme. Since the multiplier can be driven by current, voltage or both voltage and current without changing the internal circuit structure and element parameters, so it is a versatile analog multiplier. The major advantages of this multiplier are wide band-width, low power consumption, and good linearity. As a result, it can be considered as a useful building block in current-mode and voltage-mode circuits. PSPICE simulator with TSMC 0.35 μm CMOS technology parameters is employed to verify the circuit.

Key words: versatile; trans-linear; class-AB; current squarer /current follower; analog multiplier

1 引言

模拟乘法器作为模拟 IC 的基本单元, 广泛用于人工神经网络、自适应滤波、调制与解调及其它信号处理电路中^[1]. 当前, 为了提高集成度和适应电池供电系统的要求, 低电源电压已成为数模混合集成系统设计的主要目标. 近年来, 已经设计出一些适用于低电压工作的电压模式和电流模式乘法器, 其中对电压模式乘法器的设计主要采用 Gilbert 单元, 该方法实现的乘法器增益因子与 MOS 的参数密切相关, 线性度受外界环境影响很大^[2,3]. 由于电流模式乘法器在电源电压、功耗、线性度、频带范围等方面与电压模式乘法器相比具有较明显的优势, 所以电流模式乘法器的研究受到了更广泛的重视^[4]. 电流模式乘法器的设计主要采用以下三种方法: (1) 利用 MOS 跨导线性原理. 当 MOS 管工作在亚阈值区时, 可以降低电源电压, 但带宽和输入信号范围受到影响^[5~8]; 当 MOS 管工作在饱和区时可以获得良好的线性度和带宽, 但电源电压相对较高^[9]. (2) 利用 MOS 管

的平方特性. 由于该方法需要在输入信号中叠加较大的偏置电流使 MOS 管工作在饱和区, 因而电源的功耗较高^[10,11]. (3) 利用 AB 类电流镜单元. 由于 MOS 管工作在 AB 状态下, 该方法实现的电路电源电压较低, 且输入信号中不需要叠加静态偏置电流^[12,13].

在基本 AB 类电流镜的基础上^[14]我们设计出一种新的电流平方/电流跟随器, 并以它为基本模块, 构建了一个多功能的模拟乘法器. 提出的模拟乘法器由于结合了 AB 类电流镜技术和跨导线性环使得电源电压较低, 且电路具有良好的线性度和较宽的频带宽度. 该电路最明显的优点是: 在电路内部结构和元件参数不变的情况下, 电路的输入可以是电压信号也可以是电流信号, 电路的输出可以是电压信号, 也可以是电流信号, 从而实现了一种多功能的模拟乘法器^[15].

2 电路原理

2.1 电流平方/电流跟随器

在 AB 类基本电流镜的基础上^[14]设计出了一种新

颖的电流平方/电流跟随器,其内部电路见图 1。图中 M1 ~ M4 和电流源 I_0 构成一个基本的 AB 类电流镜,同时 M1 ~ M4 的栅源电压 V_{GS} 构成了一个电压跨导线性环, M5 ~ M7 和 M8 ~ M10 分别构成电流镜。

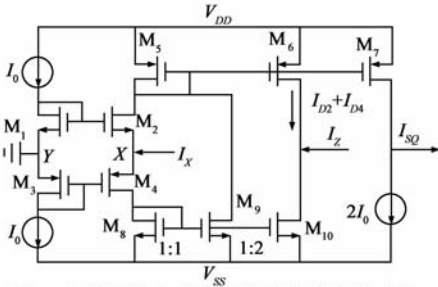


图 1 电流平方/电流跟随器的内部实现电路

当场效应管处于饱和区且忽略所有的二阶效应时,漏极电流可以表示为

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (1)$$

即

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}} \quad (2)$$

在图 1 中由跨导线性原理可得:

$$V_{GS1} + V_{GS3} = V_{GS2} + V_{GS4} \quad (3)$$

设场效应管 M1 ~ M4 参数完全匹配,且 $K_N = K_P$,将式(2)代入式(3)有

$$2\sqrt{I_0} = \sqrt{I_{D2}} + \sqrt{I_{D4}} \quad (4)$$

根据 AB 类电流镜的基本原理可以计算出漏极电流

$$I_{D2} = I_0 - \frac{1}{2} I_X + \frac{I_X^2}{16I_0} \quad (5)$$

$$I_{D4} = I_0 + \frac{1}{2} I_X + \frac{I_X^2}{16I_0} \quad (6)$$

根据图 1

$$I_{SQ} = I_{D2} + I_{D4} - 2I_0 = \frac{I_X^2}{8I_0} \quad (7)$$

当 M10 的沟道宽长比设置为 M8 的 2 倍时,则电流

$$I_Z = 2I_{D4} - (I_{D2} + I_{D4}) = I_X \quad (8)$$

为了探讨图 1 电路中输入端电压和电流之间的关系,节点 X 和 Y 之间的电压

$$V_{XY} = V_{GS1} - V_{GS2} = -V_{GS3} + V_{GS4} \quad (9)$$

将式(2)代入上式得:

$$V_{XY} = \sqrt{\frac{I_0}{K}} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} = -\sqrt{\frac{I_0}{K}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K}} \quad (10)$$

因为

$$I_X = I_{D4} - I_{D2} \quad (11)$$

联立上述两式可以求得

$$R_X = \frac{V_{XY}}{I_X} = \frac{1}{2\sqrt{4KI_0}} = \frac{1}{2g_m} \quad (12)$$

式(12)表明在跨导线性环 X 端存在一个寄生电阻 R_X ,在 Y 端接地的情况下该寄生电阻可以使输入电压转化为输入电流,将式(12)代入式(7)可得

$$I_{SQ} = \frac{V_X^2}{8R_X^2 I_0} \quad (13)$$

从式(7)、(13)可以看出该电路可以采用电压为输入信号,也可以采用电流为输入信号,输出电流 I_{SQ} 是输入信号的平方,从而实现了平方功能,从式(8)可以看出 Z 端的电流跟随 X 端电流,实现了电流跟随功能。

2.2 多功能模拟乘法器实现原理

根据平方差特性 $2XY = (X + Y)^2 - (X^2 + Y^2)$,以提出的电流平方/电流跟随器为基本模块可以综合出多功能的模拟乘法器,具体实现电路见图 2。在图中, M1 ~ M4 构成的跨导线性环实现输入信号 X 的平方, M5 ~ M8 构成的跨导线性环实现输入信号 Y 的平方, M9 ~ M12 构成的第三个跨导线性环实现输入信号 X + Y 的平方。由图 2 电路可以看出 M13、M14、和 M17 构成电流镜,即

$$\begin{aligned} I_{D17} &= I_{D14} = I_{D13} = I_{D2} + I_{D4} + I_{D5} + I_{D7} \\ &= 4I_0 + \frac{I_X^2 + I_Y^2}{8I_0} \quad (14) \end{aligned}$$

而第三个跨导线性环的输入电流 I_{in3} 可以表示为(图中 M22 和 M23 的沟道宽长比设置为 M19 的 2 倍)

$$I_{in3} = I_{D14} - 2(I_{D4} + I_{D7}) = I_X + I_Y \quad (15)$$

由式(7)得

$$I_{D25} = 2I_0 + \frac{(I_X + I_Y)^2}{8I_0} \quad (16)$$

最后可以计算出输出电流

$$I_{out} = I_{D17} - I_{D25} - 2I_0 = \frac{I_X I_Y}{4I_0} \quad (17)$$

将式(12)代入上式,同时在输出端接入负载 R_L 将输出电流转化为输出电压(见图中虚线部分),则

$$V_{out} = \frac{V_X V_Y}{4I_0 R_X R_Y} R_L \quad (18)$$

由式(17)可以看出,该电路以电流为输入、输出信号时可以实现电流模式乘法器,当实现电流模式乘法器时,乘法器的增益因子只受偏置电流的控制,与 MOS 管的参数及温度无关;由式(18)可以看出,以电压为输

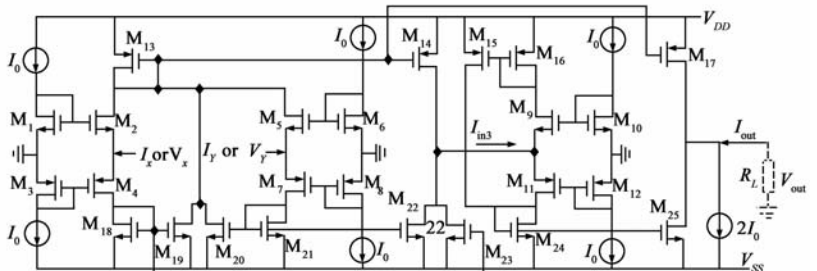


图 2 多功能 AB 类模拟乘法器内部电路

入、输出信号时可以实现电压模式乘法器. 不管哪种类型的乘法器对输入信号的极性没有任何限制, 从而实现了一种具有通用性的四象限模拟乘法器^[14].

3 电路性能分析

3.1 MOS 管失配影响

在应用跨导线性原理分析上述电路时认为构成跨导线性环的 MOS 参数完全匹配, 当 $K_N \neq K_P$ 时将对应电路性能产生影响. 令 $K_N = K, K_P = K + \Delta K$, 则式(4)可以写成

$$\sqrt{\frac{I_0}{K}} + \sqrt{\frac{I_0}{K + \Delta K}} = \sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} + \sqrt{\frac{I_{D4}}{K + \Delta K}} \quad (19)$$

利用近似公式 $(1 + X)^{0.5} \approx 1 + 0.5X$, 结合式(11)重新计算出漏极电流 I_{D2}, I_{D4} (忽略 δ 高次项)

$$I_{D2} \approx I_0(1 - \delta) - \frac{1}{2} I_X(1 - \frac{1}{2} \delta) + (1 - \frac{1}{4} \delta) \frac{I_X^2}{16I_0} \quad (20)$$

$$I_{D4} \approx I_0(1 - \delta) + \frac{1}{2} I_X(1 + \frac{1}{2} \delta) + (1 - \frac{1}{4} \delta) \frac{I_X^2}{16I_0} \quad (21)$$

式中 $\delta = \Delta K/K$ (跨导参数失配因子), 根据式(20)、(21)可以计算出输出电流为

$$I_{out} = 2\delta I_0 + (1 - \frac{1}{4} \delta) \frac{I_X I_Y}{4I_0} \quad (22)$$

由此可见 MOS 管跨导参数的失配将使乘法器产生输出失调电流, 并影响模拟乘法器的增益因子. 当失配因子(控制在一定范围内时, 对模拟乘法器的影响可以忽略.

3.2 输入信号范围

对图 1 所示电路, 根据式(11), 当输入电流 I_X 达到正的最大可能值时, 则 $I_{D2} = 0$, 此时场效应管 M2 处于截止状态, 则栅源电压 V_{GS2} 应满足

$$V_{GS2} - V_T = 0 \quad (23)$$

即

$$V_{GS1} - V_X - V_T = 0 \quad (24)$$

将(2)式代入上式可得

$$V_X + \sqrt{\frac{I_0}{K}} = 0 \quad (25)$$

同理, 当输入电流 I_X 达到负的最大可能值时, 则 $I_{D4} = 0$, 此时场效应管 M4 应处于截止状态, 类似分析得到

$$V_X - \sqrt{\frac{I_0}{K}} = 0 \quad (26)$$

根据式(25)、(26)可以确定图 1 电路的输入电压范围为

$$-\sqrt{\frac{I_0}{K}} \leq V_X \leq \sqrt{\frac{I_0}{K}} \quad (27)$$

根据式(12)可以确定输入电流的范围为

$$-4I_0 \leq I_X \leq 4I_0 \quad (28)$$

由于图 2 中 M9 ~ M12 构成的跨导线性环的输入信号为 $I_X + I_Y$, 所以对对应乘法器的输入电压和输入电流范围分别为

$$-\frac{1}{2}\sqrt{\frac{I_0}{K}} \leq V_X, V_Y \leq \frac{1}{2}\sqrt{\frac{I_0}{K}} \quad (29a)$$

$$-2I_0 \leq I_X, I_Y \leq 2I_0 \quad (29b)$$

4 仿真分析

为了验证电路的正确性, 采用 TSMC 0.35 μ m CMOS 标准集成工艺参数^[8]对提出的电流平方/电流跟随器和通用乘法器进行了 PSPICE 仿真分析, 仿真时电源电压 $V_{DD} = -V_{SS} = 1.5V$, MOS 管的沟道尺寸见表 1.

表 1 MOS 管的沟道尺寸

MOS 序号	W/L(μ m)
M1, M2, M5, M6, M9, M10	6.5/3.5
M3, M4, M7, M8, M11, M12	20/3.5
M18, M19, M20, M21, M24, M25	25/3.5
M13, M14, M15, M16, M17	75/3.5
M22, M23	50/3.5

图 3 为电流平方/电流跟随器的仿真曲线, 仿真时 $I_0 = 10\mu A$, 根据式(27)、(28)可以确定该模块对应的输入电流范围为: $-40 \sim 40\mu A$, 对应输入电压范围约为: $-160 \sim 160mV$. 图 3(a)为电流输入时所对应的输出电流曲线. 由图可以看出当输入电流 $|I_{in}| \leq 30\mu A$ 时, 误差电流 $I_{error} \approx 0$, 当 $30\mu A < |I_{in}| \leq 40\mu A$ 时, $I_{error} \leq 1\mu A$. 图 3(b)为电压输入时所对应的输出电流的平方曲线, 很明显, 当 $|V_{in}| \leq 200mV$ 时, 输出电流的平方特性与理想特性基本吻合. 图 3(c)表示模块的电流跟踪特性, 在 $0 \sim 38MHz$ 的范围内, I_Z 能很好的跟随输入电流 I_X . 图 3(d)为输入端的阻抗频率特性, 根据 0.35 μ m 工艺参数和

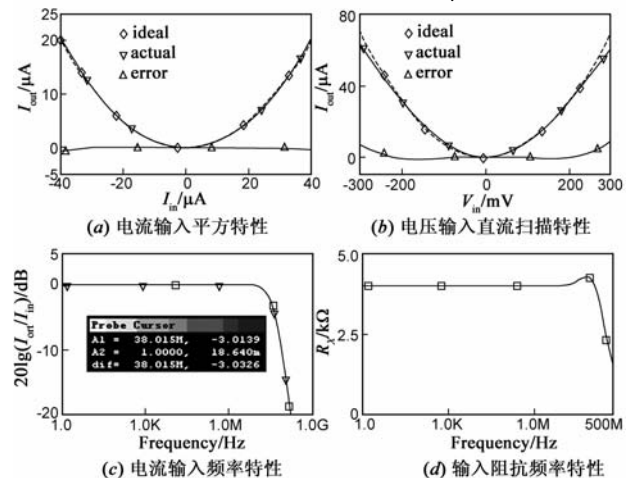


图 3 电流平方/电流跟随器的仿真曲线

MOS 沟道尺寸及偏置电流 I_0 可以手工计算出 X 端的寄生电阻 R_X 为 $4.04k\Omega$, PSPICE 测试得到的 R_X 为 $4.02k\Omega$,且在 $0 \sim 105MHz$ 的频率范围内维持不变.

图 4 为乘法器的仿真测试曲线,仿真时 $I_0 = 20\mu A$,根据式(29)可以确定乘法器对应的输入电流范围为: $-40 \sim 40\mu A$,对应输入电压范围为: $-120 \sim 120mV$. 采用 PSPICE 对乘法器进行静态分析,测试出静态功耗仅为 $0.643mW$. 图 4(a)、(b)分别为乘法器电流输入和电压输入的直流扫描特性曲线,图 4(a)为输入电流 I_X 在 $-40 \sim 40\mu A$ 变化, I_Y 在 $-30 \sim 30\mu A$ 内变化,步进 $10\mu A$ 所得到的扫描曲线,图 4(b)为输入电压 V_X 在 $-120 \sim 120mV$ 变化, V_Y 在 $-120 \sim 120mV$ 内变化,步进 $40mV$ 所得到的扫描曲线. 仿真发现,当电流输入时,输出电流的线性误差小于 0.92% ,当电压输入时,输出电流的线性误差小于 1.2% . 从图 4(c)、(d)可以看出电流模式和电压模式模拟乘法器的有效带宽分别为 $35.5MHz$ 和 $30.35MHz$.

为了验证跨导线性环中 MOS 管失配对电路造成的影响,图 4(e)给出了跨导参数失配因子 δ 在 10% 容差范围内,且输入电流 I_Y 分别为最大输入电流($\pm 40\mu A$),输入电流 I_X 在 $-40 \sim 40\mu A$ 变化时所对应的直流扫描

的蒙特卡罗分析,从仿真曲线可以看出对应的输出电流的线性误差小于 1.5% . 图 4(f)为电源电压在 10% 的范围内波动时所对应的直流扫描特性的蒙特卡罗分析,从仿真曲线可以看出,当电源电压在 10% 的范围内波动时,对输出电流的影响非常小. 图 4(g)给出了环境温度分别为 $-30^\circ C, 0^\circ C, 27^\circ C, 50^\circ C$ 的温度扫描特性,证实了输出电流与温度基本无关,很好的验证了式(17). 采用提出的模拟乘法器实现了电流模式 DSB(Double Side Band)调幅电路,调制信号频率为 $5kHz$,信号幅度为 $20\mu A$,载波信号的频率为 $0.1MHz$,信号幅度为 $20\mu A$,输出结果见图 5.

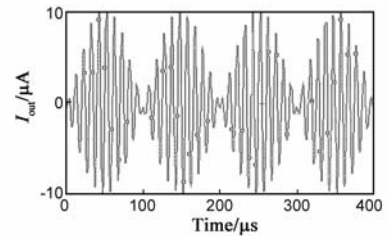


图5 DSB调幅信号波形

由以上仿真数据和仿真曲线可看出,当输入信号控制在有效范围内时,提出的乘法器具有良好的性能.

5 结论

在基本的 AB 类电流镜电路的基础上利用跨导线性原理设计出一个新颖的模式平方/电流跟随器电路,并利用该电路为基本模块综合设计出一种多功能的四象限模拟乘法器. 采用 AB 类电流镜使得该电路电源电压较低,采用跨导线性环使得电路具有良好的线性度和较宽的频带宽度. 利用跨导线性环的寄生电阻实现了输入电压和输入电流之间的相互转换,使得电路既能被电压信号驱动也能被电流信号驱动. 采用 PSPICE 程序对提出的电路进行了仿真测试,结果表明该电路具有功耗低、线性度好、带宽宽等优点,因而该乘法器可以作为一个基本设计模块在电压模式和电流模式电路中得到应用.

参考文献

- [1] Han G, Sanchez-Sinencio E. CMOS transconductance multipliers: A tutorial[J]. IEEE Trans Circuits Syst II, 1998, 45(12): 1550 - 1563.
- [2] Liu S I, Chang C C. CMOS analog divider and four-quadrant multiplier using pool circuits[J]. IEEE Journal Solid-State Circuits, 1995, 30(9): 1025 - 1029.
- [3] Liu S I, Chang C C. CMOS four-quadrant multiplier using active attenuation[J]. Int J Electronics, 1995, 79(4): 323 - 328.
- [4] Abuelma' Atti M T. A novel analogue current-mode current-controlled frequency divider/multiplier[J]. International Jour-

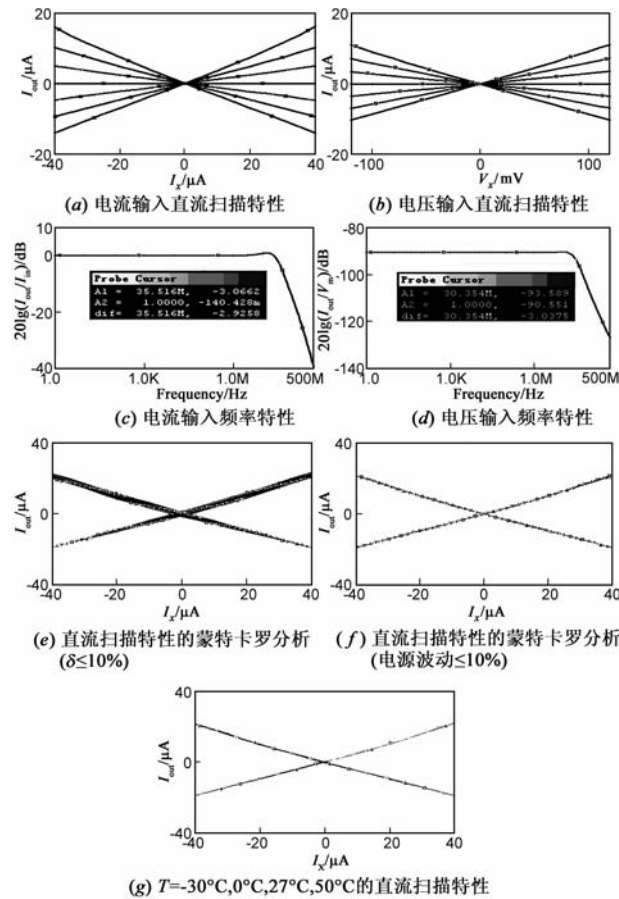


图4 乘法器的仿真曲线

- nal of Electronics, 2002, 89(6): 455 – 465.
- [5] Sawigun C, Mahattanakul J. A 1.5V wide-input range, high-bandwidth, CMOS four-quadrant analog Multiplier[A]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems[C]. Seattle, WA :IEEE, 2008. 2318 – 2321.
- [6] Mirko G, Maurizio V, Giuseppe F, et al. A novel current-mode very low power analog CMOS four-quadrant analog multiplier [J]. IEEE Proceedings of ESSCIRC, 2005, 1(6): 495 – 498.
- [7] Niranjana V, Gupta M. Low voltage four-quadrant analog multiplier using dynamic threshold MOS transistors[J]. Microelectronics International, 2009, 26(1): 47 – 52.
- [8] 王正宏, 凌燮亭. CMOS 亚阈值特性的低频低压低功耗电路的设计与模拟[J]. 电子学报, 2001, 29(3): 378 – 382. WANG Zhenghong, LING Xieting. The design and simulation of low frequency low-voltage micro-power subthreshold CMOS circuits[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(3): 378 – 382. (in Chinese)
- [9] Menekay S, Taracan R C, Kuntman H. Novel high-precision current mode multiplier/divider[J]. Analog Integration Circuit and Signal Processing, 2009, 60(3): 237 – 248.
- [10] Naderi A, Khoei A, Hadidi K. A new high speed and low power four-quadrant analog multiplier in current mode[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2009, 63(9): 769 – 775.
- [11] Koichi T, Okihiko I, Tang Z. Four-quadrant CMOS current-mode multiplier independent of device parameters[J]. IEEE Trans Circuits Syst II, 2000, 47(5): 473 – 477.
- [12] Oliaei O, Loumeau P. Four-quadrant class AB CMOS current multiplier[J]. Electron Lett 1996, 32(24): 2327 – 2329.
- [13] Wawryn K. AB class current mode multipliers for programmable neural networks[J]. Electron Lett 1996, 32(20): 1902 – 1904.
- [14] Pennisi S. A low-voltage design approach for class AB current-mode circuits[J]. IEEE Trans Circuits Syst II, 2002, 49(4): 273 – 279.
- [15] Chaisayun I, Dejhan K. A low-voltage, versatile CMOS four-quadrant analogue multiplier[J]. Int J Electronics, 2003, 90(10): 635 – 644.

作者简介



李志军 男, 1973 年出生于湖南宁乡, 现为湘潭大学信息工程学院副教授. 主要研究方向为电流模式电路和数模混合集成电路.
E-mail: lizhijun@xtu.edu.cn



曾以成 男, 1962 出生于湖南涟源, 现为湘潭大学材料与光电物理学院教授, 博士生导师, 感兴趣的研究方向有非线性电路、混沌信号处理、语音信号处理.
E-mail: yichengz@xtu.edu.cn