

高精度电流求和型分段曲率补偿的基准电流源

初秀琴¹, 丁睿^{1,2}, 来新泉^{1,2}, 叶强², 何惠森²

(1. 西安电子科技大学电路CAD研究所 西安 710071;

2. 西安电子科技大学超高速电路设计与电磁兼容教育部重点实验室 西安 710071)

【摘要】基于电流求和原理和跨导线性结构,设计了一款分段曲率补偿的基准电流源,并对电阻进行了温度特性优化。所设计的电路无需运算放大器,具有功耗低、结构简单、精度高和电源抑制比高等优点。在0.4 μm BCD工艺下,经HSPICE仿真验证表明,在 $-40^\circ\text{C}\sim 125^\circ\text{C}$ 的温度范围内电流仅变化0.06 μA ,温度系数为27 ppm/ $^\circ\text{C}$;在 25°C 、7~20 V范围内,基准电流变化率0.000 68%/V;在12 V工作电压下,电路的静态电流为128.09 μA 。该电路可用于高电压、低功耗、高精度的系统设计中。

关键词 电流基准; 电流求和; 高精度; 分段曲率补偿; 温度系数

中图分类号 TN43

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.04.027

Precision Curvature-Compensated Current Reference Based on Current Summing Mode

CHU Xiu-qin¹, DING Rui^{1,2}, LAI Xin-quan^{1,2}, YE Qiang², and HE Hui-sen²

(1. Institute of Electronic CAD, Xidian University Xi'an 710071;

2. Key Laboratory of High-Speed Circuit Design and EMC, Ministry of Education, Xidian University Xi'an 710071)

Abstract A novel current reference circuit based on current summing mode and TransLinear structure is proposed in this paper. To enhance the performance, the resistors are also optimized. With curvature compensated, the circuit is of high precision. The circuit is simply designed without operational amplifier. A pre-regulator is also included to improve PSRR. HSPICE simulation with 0.40 μm BCD process shows the temperature coefficient is 27 ppm/ $^\circ\text{C}$ in the range $-40^\circ\text{C}\sim 125^\circ\text{C}$, the line regulation achieves 0.000 68%/V [7~20 V] at 25°C , and 12 V supply voltage, the quiescent current is 128.09 μA . As described above, the circuit is very suitable for the system of high voltage, low power consumption and high precision.

Key words current reference; current summing; high precision; piecewise curvature-compensated; temperature coefficient

基准电流源作为模拟电路和数模混合电路的重要部分,为其他电路模块提供偏置电流,如运算放大器、振荡器、数模转换器以及模数转换器等^[1]。为了提高该类电路的性能,对基准电流的要求越来越高,因此建立一个与电源和工艺无关、具有确定温度特性的电流基准是非常重要的。针对目前电流基准结构复杂,通常需要两个误差放大器实现设计的情况,本文提出了一种新颖的基于跨导线性^[2](translinear)结构的求和型电流基准,该结构只需使用偶数个BE结组成环路且保证在环路中正偏BE结和反偏BE结的数目相同。本文使用6个三极管构成跨导线性结构;采用分段曲率补偿结构减小基准电流在整个温度范围内的变化;对电阻进行优化,以

使电阻的温度漂移对电流温度特性的影响降到最低。

1 传统电流基准

目前广泛采用的电流基准电路有V/I转换型电流基准^[3-4]、求和型电流基准^[5-6],以及利用MOS管迁移率的负温度系数且工作在线性区等效为电阻的性质,获得零温度系数的电流基准等。

V/I转换型电流基准如图1a所示,利用带隙基准电压电路产生具有温度系数可调的基准电压 V_{REF} ,选择具有相同温度系数的电阻R,通过V/I转换得到基准电流 $I_{\text{REF}}=V_{\text{REF}}/R$ 。在传统的带隙基准电路和V/I转换电路中由于运放的存在,增大了设计的复杂度

收稿日期: 2010-08-04; 修回日期: 2012-03-23

基金项目: 国家自然科学基金(61106026); 国家重点实验室基金(YZCB2008010)

作者简介: 初秀琴(1972-),女,博士,主要从事微弱信号检测及数模混合集成电路设计方面的研究。

和芯片面积。

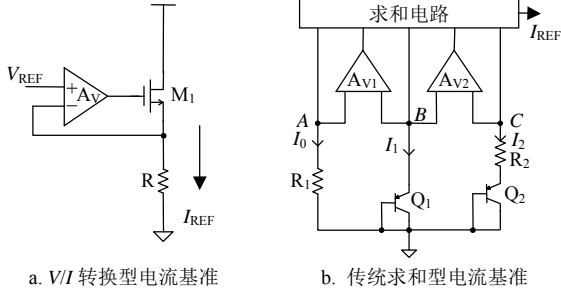


图1 传统电流基准

传统求和型电流基准如图1b所示。基于带隙基准电路的设计思想, 构造具有正温度系数的电压 ΔV_{BE} 加到电阻 R_2 上, 产生正温度系数电流 I_2 ; 将具有负温系数的电压 V_{BE} 加到电阻 R_1 上, 产生负温度系数电流 I_0 。在构造 ΔV_{BE} 时, 为了消去与温度密切相关的饱和电流 I_S 与集电极电流 I_C , 在设计时需要保证 $I_1 = I_2$ 。同时, 为了保证 $V_A = V_B = V_C$, 该结构使用了两个运放, 增大了设计的复杂度和芯片面积。

2 本文基准电流源的设计

本文基准电流源设计的主要思想是, 由电流基准核心电路产生正负温度系数的电流 I_{PTAT} 和 $I_{V_{BE}}$ 提供给分段曲率补偿电路, 并对 I_{PTAT} 和 $I_{V_{BE}}$ 求和产生一阶温度补偿电流 I_{REF0} ; 分段曲率补偿电路对 I_{PTAT} 和 $I_{V_{BE}}$ 进行处理, 从而为输出提供补偿电流 I_{NL} 以提高基准电流的精度; 最后得到基准电流为:

$$I_{REF} = I_{REF0} + I_{NL}$$

2.1 电流基准核心电路

本文的电流基准核心电路如图2所示, 对产生正温度系数的电流 I_{PTAT} 和负温度系数的电流 $I_{V_{BE}}$ 加权求和得到基准电流 I_{REF0} 。

图2中, 由 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 及 R_1 确定正温度系数电流:

$$I_{PTAT} = \frac{V_{BE2} + V_{BE3} - V_{BE1} - V_{BE4}}{R_1} = \frac{2\Delta V_{BE}}{R_1} = \frac{2V_T \ln N}{R_1} \quad (1)$$

由 Q_2 、 Q_3 、 Q_5 及 R_2 确定负温度系数电流:

$$I_{V_{BE}} = \frac{V_{BE2} + V_{BE3} - V_{BE5}}{R_2} \approx \frac{V_{BE2}}{R_2} \quad (2)$$

从而:

$$I_{REF0} = I_{PTAT} + I_{V_{BE}} = \frac{V_{BE}}{R_2} + \frac{2V_T \ln N}{R_1} \quad (3)$$

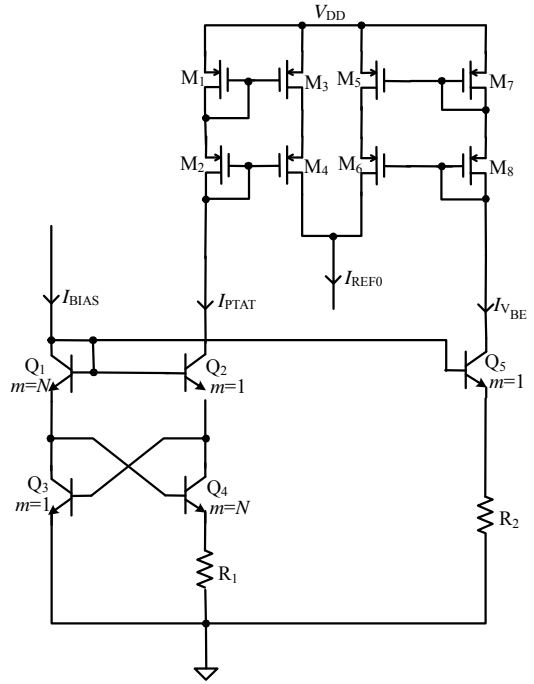


图2 电流基准核心电路

将式(3)对 T 求导, 忽略电阻温度系数的影响, 可得:

$$\frac{\partial I_{REF0}}{\partial T} = \frac{1}{R_2} \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln N \right) \quad (4)$$

令 $\frac{\partial I_{REF0}}{\partial T} = 0$, 得到:

$$\frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right) / \left(2 \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln N \right) \quad (5)$$

本文基于跨导线性结构产生 ΔV_{BE} , 无需用运放确保 $I_{BIAS} = I_{PTAT}$, 从而大大简化了设计, 减小了芯片的面积。

2.2 分段曲率补偿

NPN型三极管的基极-发射极电压与温度呈非线性关系, 可表示为:

$$V_{BE}(T) = \frac{KT}{q} - \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (6)$$

$$I_S(T) = bT^{4+m} \exp\left(\frac{-E_g}{KT}\right) \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可得:

$$V_{BE}(T) = \frac{E_g}{q} + \frac{KT}{q} \ln \frac{I_C}{b} - (4+m) \frac{KT}{q} \ln T \quad (8)$$

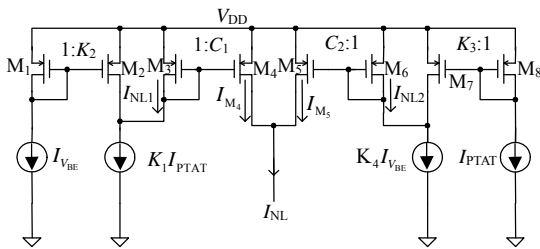
将式(8)对温度求导得:

$$\frac{\partial^n V_{BE}(T)}{\partial T^n} = \begin{cases} \frac{K}{q} \left\{ n \frac{I_C}{d} - (4+m)[\ln T + 1] \right\} & n=1 \\ \frac{(4+m)K}{q} \frac{(-1)^{n-1} (n-2)!}{T^{n-1}} & n>1 \end{cases} \quad (9)$$

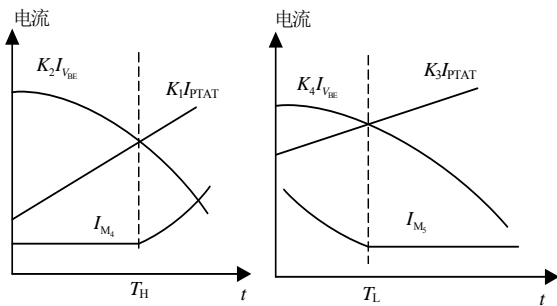
对 $V_{BE}(T)$ 进行 n 阶泰勒多项式展开:

$$V_{BE}(T) = V_{BE}(T_0) + \frac{K}{q} \left\{ n \frac{I_C}{b} - (4+m)[\ln T + 1] \right\} (T - T_0) + \sum_{n=2}^N \frac{(4+m)K}{q} \frac{(-1)^{n-1} (n-2)!}{T^{n-1}} (T - T_0)^n \quad (10)$$

通常电流基准电路只对一次项进行温度校正,将二次以上的高次项作为拉格朗日余项而忽略掉,然而其余项产生的误差会带来较大的温度漂移。因此进行一阶温度系数补偿后的基准电流只在特定温度 T_0 下的温度系数为零,包含着不可忽略的高阶温度系数项。



a. 分段曲率补偿电路架构



b. 补偿电流曲线

图3 分段曲率补偿电路及波形

加入分段曲率温度补偿结构^[7-8]可以调整 V_{BE} 随温度变化的非线性项,使输出电流具有更好的温度特性。本文采用文献[7]提出的温度补偿方法分别对低温部分和高温部分进行了温度补偿。

如图3所示,当 $T < T_H$ 时,如果 M_2 工作于饱和区,则正温度系数电流($K_1 I_{PTAT}$)小于负温度系数电流($K_2 I_{V_{BE}}$),因此 M_3 截止, M_2 工作于线性区;当 $T > T_H$ 时, I_{PTAT} 增大, $I_{V_{BE}}$ 减小, M_2 进入饱和区, M_3 的电流为正负温度系数电流之差,即:

$$I_{M_4} = C_1 \times I_{NL1} = \begin{cases} 0 & T < T_H \\ C_1 (K_1 I_{PTAT} - K_2 I_{V_{BE}}) & T > T_H \end{cases} \quad (11)$$

同理,当 $T > T_L$ 时,如果 M_7 工作于饱和区,则正温度系数电流($K_3 I_{PTAT}$)大于负温度系数电流($K_4 I_{V_{BE}}$),因此 M_6 截止, M_7 工作于线性区;当 $T < T_L$

时, I_{PTAT} 减小, $I_{V_{BE}}$ 增大, M_7 进入饱和区, M_6 的电流为正负温度系数电流之差,即:

$$I_{M_5} = C_2 \times I_{NL2} = \begin{cases} 0 & T > T_L \\ C_2 (K_4 I_{V_{BE}} - K_3 I_{PTAT}) & T < T_L \end{cases} \quad (12)$$

式中, $K_1 \sim K_4$ 以及 C_1 、 C_2 为电流镜像比例。

由上述推导可知, I_{M_4} 仅对高温部分($T_H \sim 125^\circ\text{C}$)的 I_{REF0} 进行高阶温度系数补偿,在其他温度范围内为0,因而不会给其他温度段引入新的温度误差;同理, I_{M_5} 仅对低温部分($-40^\circ\text{C} \sim T_L$)的 I_{REF0} 进行高阶温度系数补偿,而在其他温度范围内为0,同样不会给其他温度段引入新的温度误差。因此通过分段曲率补偿电流 I_{M_4} 和 I_{M_5} 可在整个温度范围内很好地校正一阶温度补偿电流的高阶误差。

2.3 电阻的优化

在以上计算中均忽略了电阻温度系数的影响,实际上,电阻的温度系数对输出电流的性能影响很大^[9]。不同的工艺,电阻的模型各不相同,本文针对所用的 $0.4 \mu\text{m}$ 工艺中的电阻模型,对电阻的温度特性进行优化。选用两种 $R_\square = 1 \text{ k}\Omega$ 的方阻,一种是N扩散电阻 R_{rnw} ,另一种是对Poly进行了离子注入的电阻 R_{rp} ,它们的温度特性可以表示为:

$$R_{rnw}(T) = R[1 + 5.3 \times 10^{-3} (T - T_0) + 8.6 \times 10^{-6} (T - T_0)^2] \quad (13)$$

$$R_{rp}(T) = R[1 - 1.857 \times 10^{-3} (T - T_0) - 3.568 \times 10^{-6} (T - T_0)^2] \quad (14)$$

式中, R 为电阻在 $T=T_0$ 时的阻值。

将这两种电阻以比例 m 组合,即 $R(T) = R_{rnw}(T) + mR_{rp}(T)$,将 $R(T)$ 对 T 求导有:

$$\frac{\partial R(T)}{\partial T} = R[(5.3 - 1.85m) \times 10^{-3} + 2 \times (8.6 - 3.568m) \times 10^{-6} (T - T_0)] \quad (15)$$

令 $\frac{\partial R(T)}{\partial T} \Big|_{T=T_0} = 0$,则 $m \approx 2.854$ 。

保持电阻 R_{rnw} 和 R_{rp} 的阻值比为2.854时,串联电阻的一阶温度系数最小,此时串联电阻的温度特性可表示为:

$$R(T) = R[(1 + m) - 1.583 \times 10^{-6} (T - T_0)] \quad (16)$$

用优化后的电阻代替单个的 rnw 电阻和 rp 电阻可大大提高电流基准的温度特性。

3 具体电路的实现

本文电流基准的实现电路如图4所示。图中三极

管 $Q_6 \sim Q_{10}$, MOS管 $MP_9 \sim MP_{18}$ 及电阻 $R_7 \sim R_{10}$ 组成了正负温度系数电流产生电路, 为本文电流基准电路的核心, R_7 与 R_8 、 R_9 与 R_{10} 按比例 m 串联消除阻值随温度变化而产生的影响; $MN_1 \sim MN_{20}$ 、 $MP_{19} \sim MP_{39}$ 构成了分段曲率补偿电路, 并对一阶补偿电流 I_{REF0} 和 I_{NL} 求和, 其中 MN_1 、 MN_2 与 MN_3 、 MN_4 按比

例 K_1 镜像, MN_7 、 MN_8 与 MN_{11} 、 MN_{12} 按比例 K_4 镜像; 预调置电路由外部启动信号启动, Q_4 、 Q_5 、 R_5 和 R_6 组成带隙基准电路, 通过基准电压 V_R 与电阻 R_2 、 R_3 产生一个内部电源 V_{DD} , 而带隙基准又在 V_{DD} 下工作, 这样就最大程度地减小了电源电压 V_{CC} 对 V_{DD} 的影响, 从而提高了电源抑制。

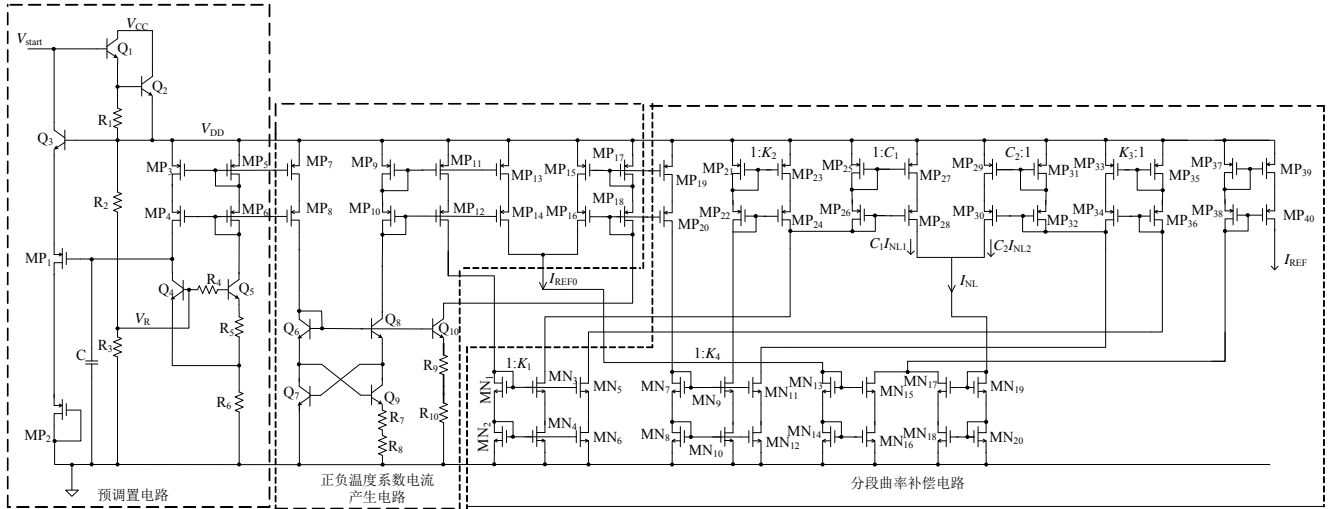


图4 本文电流基准实现电路

4 仿真与讨论

本文提出的基准电流电路基于Hspice并在 $0.4 \mu\text{m}$ BCD工艺模型下进行仿真, 仿真结果表明, I_{REF0} 在 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 内变化了 $0.37 \mu\text{A}$; 经过分段曲率补偿后的电流 I_{REF} 在 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 内变化了 $0.06 \mu\text{A}$, 当 V_{CC} 从 7V 升至 20V , I_{REF} 的变化为 1.15nA , 其变化率为 $0.00068\%/V$ 。

表1 $T=25^\circ\text{C}$, 电源调整率

V_{CC}/V	$I_{REF}/\mu\text{A}$	V_{CC}/V	$I_{REF}/\mu\text{A}$
7	13.075 23	14	13.075 89
8	13.075 40	16	13.076 16
9	13.075 49	18	13.076 25
10	13.075 58	19	13.076 29
12	13.075 80	20	13.076 38

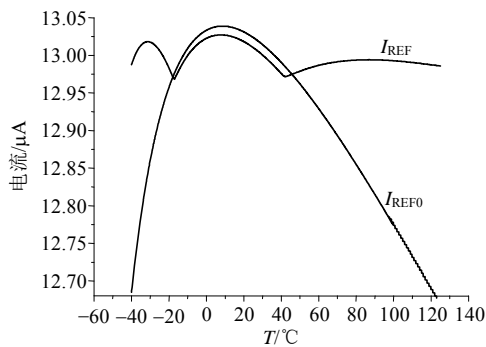


图5 基准电流随温度的变化

本文对电阻的温度特性进行了优化, 由仿真结

果可看出, 对于相同阻值的电阻, 随着温度的升高, r_{nw} 电阻阻值线性增大, r_p 电阻阻值线性减小, 而将两电阻按比例 m 串联所得电阻阻值在 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内仅变化了 5.5Ω , 减小了电阻温度特性的影响。

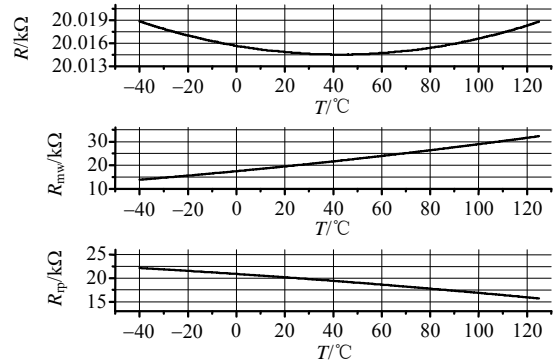


图6 电阻阻值随温度的变化

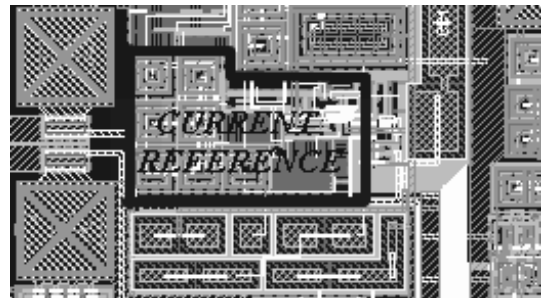


图7 本文电流基准电路版图

本文提出的电流基准性能与部分参考文献参数的比较如表2所示, 可以看出本文电路具有良好的性能指标。

表2 本文设计的电流基准与参考文献电路性能对比

	本文	文献[3]	文献[6]	文献[11]	文献[12]	文献[13]
$I_{REF}/\mu A$	13	10	66.77	1.83	2.2	2.1
$T_C/ppm/^{\circ}C$	27	59.5	40	35	140	31
$I_q/\mu A$	128.09	207.3	303	—	10	—
温度范围/ $^{\circ}C$	-40~125	-20~125	-40~80	-40~125	-40~125	-50~100
电流变化率(%/V)	0.000 68	0.006 25	—	0.324	—	0.01

5 结 论

本文基于跨导线性结构和电流求和原理设计了一款新颖简单的电流基准核心电路,该电路采用跨导线性结构产生一阶温度补偿电流,无需使用误差放大器,大大简化了设计。采用了分段曲率补偿电路使基准电流在整个温度范围内仅变化 $0.06 \mu A$ 。电路的最低工作电压为 $7 V$,当电源电压在 $7 \sim 20 V$ 大范围变化时,电流变化了 $1.15 nA$ 。本文电路适用于对电流性能要求较高的电路与系统中。

参 考 文 献

- [1] LAI Xin-quan, XU Zi-you, LI Yan-ming, et al. A CMOS piecewise curvature-compensated voltage reference[J]. *Microelectronics Journal*, 2009, 40: 35-45.
- [2] GILBERT B. Translinear circuits: a proposed classification [J]. *Electronics Letters*, 1975, 11(1): 14-16.
- [3] DEGHANI R, ATARODI S M. A new low voltage precision CMOS current reference with no external components[J]. *IEEE Transactions on Analog and Digital Signal Processing*, 2003, 50: 928-932.
- [4] 孔令荣,熊立志,王振华,等.高精度电流源电路的设计[J]. *微电子学*, 2008, 38(6): 843-846.
KONG Ling-rong, XIONG Li-zhi, WANG Zhen-hua, et al. Design of a precise current source circuit[J]. *Microelectronics*. 2008, 38(6): 843-846
- [5] ZHOU Hao, ZHANG Bo, LI Zhao-ji, et al. A new CMOS current Reference with high order temperature compensation [C]//International Conference on Communications, Circuits and Systems. Chengdu: IEEE Press, 2006.
- [6] 李炜,蔡敏.一种电流求和型CMOS基准电流源[J]. *半导体技术*, 2005, 30(11): 60-63.
LI Wei, CAI Min. Current summing mode CMOS current reference[J]. *Semiconductor Technology*, 2005, 30(11): 60-63.
- [7] RINCON-MORA G, ALLEN P E. A 1.1 V current- mode and piecewise-linear curvature-corrected bandgap reference [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1998, 33(10): 1551- 1554.
- [8] 张春茗,邵志标.高精度分段曲率校正CMOS带隙基准的设计[J]. *电子学报*, 2007, 35(11): 2193-2197.
ZHANG Chun-ming, SHAO Zhi-biao. The design of precision curvature-corrected CMOS bandgap reference[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(11): 2193-2197.
- [9] 陈碧,罗岚,张萌.基于电阻补偿技术的低温漂电流源设计[J]. *电子工程师*, 2004, 30(3): 10-14.
CHEN Bi, LUO Lan, ZHANG Meng. Design of current source depending on the technology of resistor compensation[J]. *Electronic Engineer*, 2004, 30(3): 10-14.
- [10] FALCONI C, D'AMICO A, DI NATALE C, et al. Low cost Curvature correction of bandgap references for integrated sensors[J]. *Sensors and Actuators*, 2007, 117(1): 127-136.
- [11] 曲玲玲,朱新泉,金杰,等.一种新颖的快速启动零温度系数电流基准[J]. *微电子学*, 2009, 39(1): 16-20.
QU Ling-ling, LAI Xin-quan, JIN Jie, et al. A novel fast startup zero-temperature-coefficient current reference[J]. *Microelectronics*, 2009, 39(1): 16-20.
- [12] LI Yan-ming, LAI Xin-quan, JIA Xin-zhang. A novel temperature stable CMOS current reference[C]//ICSICT '06, 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Shanghai: [s.n.], 2006, 1772-1775.
- [13] BADILLO. D A. 1.5 V CMOS current reference with extended temperature operating range[C]//ISCAS 2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Phoenix: [s.n.], 2002, 3: 197-200.

编辑 张俊