

一种新型的 CMOS 温度传感器

张 洵 王 鹏 靳东明

(清华大学微电子学研究所, 北京 100084)

摘要: 提出了一种采用标准 CMOS 工艺制造的全 CMOS 电路结构温度传感器的理论及其电路设计. 采用 CSMC 0.6 μm 的数模混合工艺仿真, 结果表明该传感器在 -40~125 的温度范围内, 温度灵敏度为 -1.15 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$. 芯片实测, 温度灵敏度为 -0.99 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$. 5V 供电时, 静态功耗为 1.5mW, 芯片面积为 0.025 mm^2 . 该传感器的特性表明它非常适用于高容量的集成微系统, 在汽车电子、石油采集、生物医学等领域有着广阔的应用前景.

关键词: 集成电路; 温度传感器; 温度系数

EEACC: 1265A; 2560; 2570D

中图分类号: TN47 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2005)11-2202-06

1 引言

随着各类电子产品的便携化, 可以和系统芯片集成的温度传感器的研发日趋灼热化, 例如笔记本电脑等 VLSI 电路的片上热测量, 过热报警保护, 压力、流量、气体等传感器的温度补偿, 以及其他相关应用. 根据美国仪器学会的调查, 2000 年, 集成温度传感器总收入为 2.3 亿美元, 估计 2006 年总收入达 6 亿美元.

集成温度传感器在以往的设计中, 最普遍的实施方案是通过两个双极晶体管的 V_{BE} 来构建和绝对温度成正比 (proportional to absolute temperature, PTAT) 的电压或电流输出^[1], 为了和标准 CMOS 工艺兼容, 一般会采用寄生三极管效应, 制作纵向 BJT (CMOS vertical BJT, CVBT)^[2,3] 或者横向 BJT (CMOS lateral BJT, CLB T)^[4,5]. CVBT 的主要缺陷在于集电极和芯片衬底短接, 限制了它的应用范围; CLB T 的不足会因为基区掺杂浓度的偏差造成沟道下载流子迁移率的不均匀, 同时因侧向扩散导致基极-发射极面积、基极宽度无法精确控制, 所以这种晶体管的电流增益一般小于 5, 而且通过 CVBT 向衬底的漏电可能高达 50%. 此外, 这两

种实现方案在 AC 电源下, 都会因为衬底漏电流的存在, 出现信号幅度随频率变动的现象^[6]. 本文所设计的 CMOS 电路综合考虑了 MOS 管阈值和载流子迁移率随温度变化的特性, 所以不存在上述缺陷.

2 基于 MOSFET 的温度传感器物理基础

利用 CMOS 构建温度传感器一般有以下两种途径.

其一是利用工作于亚阈值区的 MOS 管所具备的指数特性 (如 (1) 式所示), 构造类似于 BJT 的 MOS 管的 PTAT^[7,8]. 采用这种方式得到的温度传感器, 灵敏度一般可达到 1.32mV/ $^\circ\text{C}$, 但对偏置源的依赖也有 100mV/V, 且高温下还会产生漏电. 此外, 因为对阈值电压 V_T 依赖大, 在高性能要求时必须有大范围的微调和校准, 不具备长期稳定性.

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} N U_T^2 \exp\left[\frac{1}{N U_T} (V_{GS} - V_{on})\right] \times [1 - \exp(-\frac{V_{DS}}{U_T})] \quad (1)$$

其中 $U_T = \frac{kT}{q}$; $V_{on} = V_T + N U_T$; 亚阈值斜率因

张 洵 男, 1979 年出生, 博士研究生, 现从事智能传感器研究.

王 鹏 男, 1978 年出生, 博士研究生, 现从事细胞神经网络研究.

靳东明 男, 1942 年出生, 教授, 博士生导师, 现从事模糊控制和神经网络研究.

2005-03-05 收到, 2005-06-04 定稿

子 $N = 1 + \frac{C_b}{C_{ox}}$, C_b 为沟道下面的耗尽层电容, C_{ox} 是栅氧电容.

另一途径是利用工作于强反型状态下的 MOS 管(如(2)式所示)的载流子迁移率 μ 与阈值电压 V_T 和温度的关系(如(3),(4)式所示),构建适当的电路,得到随温度线性变化的输出电流或电压,加以测量.

$$I_D = \begin{cases} 0, & V_{gs} - V_T < 0 \\ S(V_{gs} - V_T)^2, & 0 < V_{gs} - V_T < V_{ds} \\ S[2(V_{gs} - V_T)V_{ds} - V_{ds}^2], & V_{gs} - V_T > V_{ds} \end{cases} \quad (2)$$

这里 $S = \mu C_{ox}/2$; $S = W/L$, W 和 L 分别是沟道宽度和长度.

$$V_T(T) = V_T(T_0) + \alpha_V(T - T_0) \quad (3)$$

$$\mu(T) = \mu(T_0) (T/T_0)^\mu \quad (4)$$

此处的 α_V 一般从 $-1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 变化到 $-4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ [9,10].

由文献[11]知,

$$\mu = m_e^{-5/2} T^{3/2} \quad (5)$$

其中 m_e 是电子有效质量. 所以,一般认为 $\mu = -1.5$,但这是基于散射机制中声子碰撞(晶格散射)起主要作用而言. 晶格散射与原子的热运动有关,所以出现散射的概率是温度的函数,但是在半导体中除了声子散射外,电离杂质散射机制也影响着载流子的迁移率. 文献[11]指出,(4)式中的 μ 在掺杂浓度 $N_A, N_D < 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ 时,对于 n 型硅和 p 型硅分别是 -2.42 和 -2.2 . 当掺杂浓度上升到 10^{17} cm^{-3} 时, μ 变成 -1.2 和 -1.9 . 标准 CMOS 工艺下,一般 N_A 和 N_D 都是 $10^{15} \sim 10^{16} \text{ cm}^{-3}$,所以 nMOS 更容易得到零温度系数点(zero temperature coefficient, ZTC),即不同温度下的一簇 $V_{gs} - I_D$ 曲线交汇于一点.

以公式(2)和(3)为基础,出现了四种基于 CMOS 强反型工作状态下的温度传感器设计方案. (1)只考虑 μ 随温度而改变,该法过于粗略. (2)通过某种电路结构得到 V_{TP} 或者 V_{TN} [12],该法最大的缺陷是输出没有驱动能力,且灵敏度较低,此外 V_T 会随工艺有较为显著的波动. (3)综合考虑 V_T 和 μ 随温度变化的方案 [13]. (4)基于 MOS 管 ZTC 点制作的温度传感器或者恒压源 [14],因为需要调整掺杂浓度,对工艺有一定的特殊要求.

3 双管等效电阻 CMOS 温度传感器

虽然过去已经提出大量基于 CMOS 结构的温度传感器 [12~14],但本文所设计的新结构具有以下优势.

首先,因为工作于强反型区,该设计无需低电流偏置. 在以往基于亚阈值 CMOS 或者 CVBT 的技术中,无可避免地都需要构建一个 PTAT 结构,一般都是形如 kT/R_q 的输出,即使 R 小到几 k,该电流依然只有 μA 量级,而这个数量级是和衬底漏电流相当的. 但是工作于强反型状态下的 MOS 管,会因为沟道下强反型区形成的反偏 pn 结,有效抑制漏电流情况.

其次,本文所设计的新结构因为采用了双管等效 CMOS 电阻结构,所以无需精确的多晶电阻工艺. 一般成熟的模拟工艺总比数字工艺落后两年左右,而根据摩尔定律,每 18 个月集成电路就已经更新一代,所以全 CMOS 结构的电路更适宜于用最新工艺生产.

此外,由于综合考虑了 V_T 和 μ 随温度的变化,通过合理设置电路结构中的宽长比,可以满足二阶温度系数为 0 的条件,得到的电压和电流两种输出都和温度呈线性关系,便于后端接口电路的处理.

图 1 是这种新结构的 CMOS 温度传感器的电路图. 为抑制沟道长度调制效应,图中 MP1~MP6 组成了威尔逊电流镜(Wilson current mirror, Wilson CM),同时增加了输出带负载的能力. MN1-MN2 构成了普通 CM,用于提供一个与温度成正比的电压输出 V_{out} . MN3 是一种二极管接法的 nMOS,以和双管等效电阻 Mr1-Mr2 形成电路结构上的匹配 [15]. 为防止短沟道效应,图中 MOS 管的栅长 L 都大于 $2\mu\text{m}$.

假设由 Mr1 和 Mr2 构成的双管等效电阻可以用 R 来代替,因为 MP1~MP4 组成了 Wilson CM,所以 $I_1 = I_2 = I_{BIAS}$,忽略体效应,由(2)式可以很容易得到(6)式:

$$RI_{BIAS} = \sqrt{\frac{I_{BIAS}}{S}} + V_T \quad (6)$$

所得到的偏置电流 I_{BIAS} 是介于线性和平方根函数之间的一条曲线,通过适当调整器件参数,可以得到近似于线性的输出. 为了避免衬底漏电流的影响,选择了大约 $200\mu\text{A}$ 的工作电流.

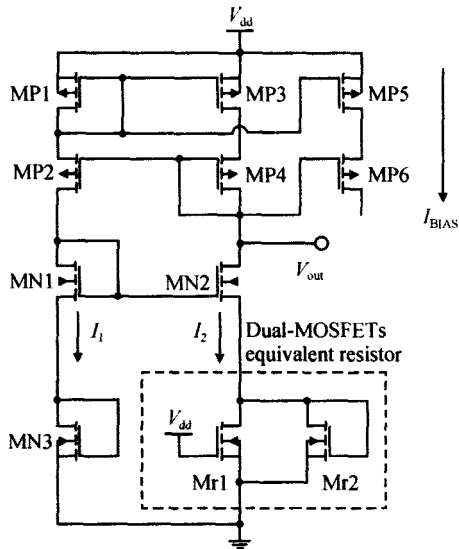


图 1 双管等效电阻 CMOS 温度传感器电路图

Fig. 1 Dual-MOSFETs equivalent resistor CMOS temperature sensor circuit

由 MP1 ~ MP4 组成的共源共栅结构可以保证 MP2 和 MP4 的漏端电压近似相等. 同时, 因为 MN1 和 MN2 组成的 CM 栅漏电压相同, 又都工作

于饱和区, 则当它们工艺参数一致时, 基本可以认为 MN3 和 Mr1 的漏端电压相等. 根据基尔霍夫定律得到:

$$S_{MN3} (V_{gs_{MN3}} - V_T)^2 = S_{Mr1} [2(V_{dd} - V_T) V_{gs_{Mr2}} - V_{gs_{Mr2}}^2] + S_{Mr2} (V_{gs_{Mr2}} - V_T)^2 \quad (7)$$

令 $S = \frac{S_{MN3} - S_{Mr2}}{S_{Mr1}}$, $V_{gs} = V_{gs_{MN3}} = V_{gs_{Mr2}}$, 若 $S \gg 1$, 可以解出:

$$V_{gs} = V_T + \frac{V_{dd} \pm \sqrt{(2SV_T + V_{dd})V_{dd}}}{S} \quad (8)$$

(8) 式根号内显然大于 V_{dd} , 如果取减号, 则 $V_{gs} < V_T$, nMOS 不能正常开启. 将 (8) 式代入 (2) 式, 得到:

$$I_{BIAS} = I_1 = I_2 = S_{MN3} (V_{gs} - V_T)^2 = \frac{S_{MN3}}{(S+1)^2} [(V_{dd} - 2V_T) + \sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}]^2 \quad (9)$$

假设 V_{dd} 以及各 MOS 管宽长比 S_i , 栅氧电容 C_{ox} 不随温度变化, 并将 (3), (4) 式代入 (9) 式后对其求两阶偏导, 得到:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 I}{\partial T^2} &= \frac{S_{MN3}}{(S+1)^2} \times \frac{\mu C_{ox}}{2} \left(\frac{\mu}{T_0} \right) \times \frac{\mu}{T_0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\mu-2} \times [(V_{dd} - 2V_T) + \sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}]^2 + \\ &4 \frac{\mu}{T_0} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\mu-1} [(V_{dd} - 2V_T) + \sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}] \times \\ &\left[\frac{(1-3S)V_T + (S-1)V_{dd}}{\sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S+1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}} - 2 \right] V_T + 2 \left(\frac{T}{T_0} \right) \mu \left[\frac{(1-3S)V_T + (S-1)V_{dd}}{\sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S+1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}} - 2 \right]^2 V_T^2 + \\ &2 \left(\frac{T}{T_0} \right) \mu [(V_{dd} - 2V_T) + \sqrt{(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2}] \times \\ &\frac{(1-3S)[(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2] - [(1-3S)V_T + (S-1)V_{dd}]^2}{[(1-3S)V_T^2 + 2(S-1)V_{dd}V_T + V_{dd}^2]^{3/2}} \frac{2}{V_T} \end{aligned} \quad (10)$$

令 $\frac{\partial^2 I}{\partial T^2} \Big|_{T=T_0=300K} = 0$, 通过 (10) 式就可以解出惟一的未知量 S . 根据上华 CSMC 0.6 μ m 的工艺, 这个数值大约为 35 左右, 满足远大于 1 的假设. 这样, 适当选择 MN3, Mr1, Mr2 的一组宽长比, 就可以得到输出电流 I_{BIAS} 随温度呈线性变化的结果, 而宽长比虽然会随工艺波动, 但一组宽长比之间的比值却可以做得非常精准. 类似地, 可以由 $\frac{\partial^2 V_{out}}{\partial T^2} \Big|_{T=T_0=300K} = 0$ 获得与温度成正比的电压量输出. 以上正是本文提出的新型温度传感器电路设计的基本原理.

4 电路仿真和测试

图 2 和图 3 分别是这种双管等效电阻 CMOS 温度传感器输出电流、电压的仿真曲线以及封装后芯片的测试结果, 采用 CSMC 0.6 μ m 数模混合工艺模拟和制造. 芯片在北京宇翔公司封装, 放在台式干燥箱 DGB/20-002 (只能从室温开始升温) 中测试, 数据点读取采用普通的三位半数字万用表.

从图中可以看出, 测试曲线的形状和 TT 模型下的仿真曲线非常类似, 而且在几种模型参数的仿真区间内, 线性拟合数据参见表 1.

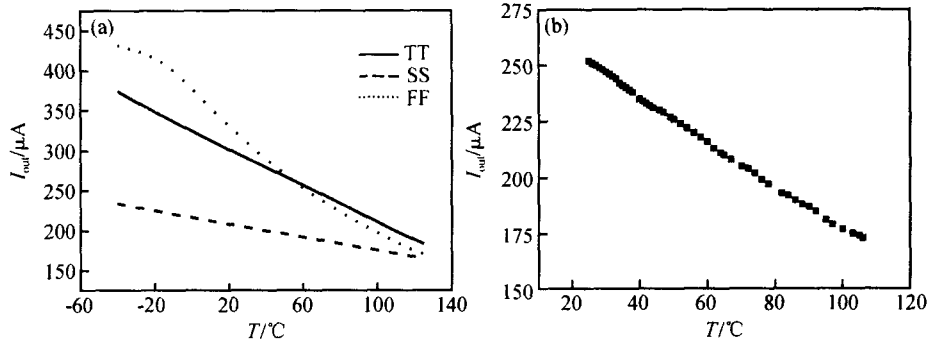


图 2 输出电流随温度变化曲线 (a) 仿真图;(b) 测试图

Fig. 2 Current output versus temperature (a) Simulation result ;(b) Test result

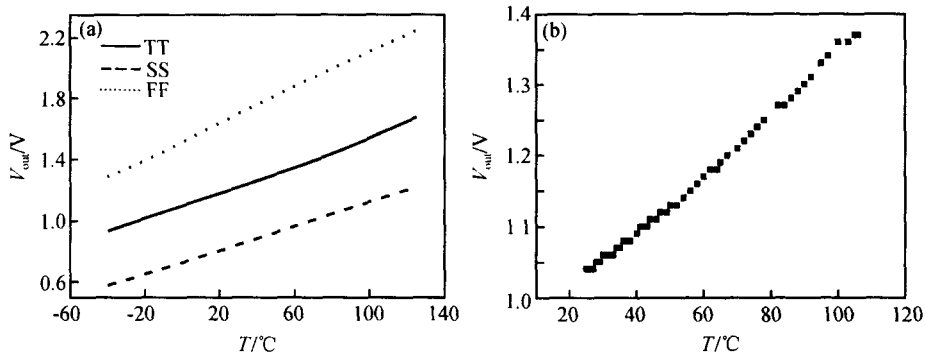


图 3 输出电压随温度变化曲线 (a) 仿真图;(b) 测试图

Fig. 3 Voltage output versus temperature (a) Simulation result ;(b) Test result

表 1 电流电压输出拟合结果

Table 1 Current and voltage output

	$I_{out}/\mu A$	拟合度	均方差
仿真	$324.92763 - 1.14541/$	0.9999	0.7833
实测	$275.7524 - 0.99335/$	0.9992	0.9752
	V_{out}/mV	拟合度	均方差
仿真	$1096 + 4.39/$	0.9986	0.0112
实测	$923.93 + 4.18/$	0.9981	0.0065

注:仿真温度范围为 - 40 ~ 125 ,实测温度范围为 25 ~ 106 .

图 4 是在不同电源电压下,该温度传感器的输出电流和输出电压.当 V_{dd} 较小时,从 (9) 式可以看出,根号项在整个方程式内贡献较小,所以 I_{out} 与 V_{dd} 基本呈线性,但随着 V_{dd} 的进一步增大,整个曲线将渐趋饱和,但 V_{out} 还能保持较好的线性.从图中还可以看出,电路在 3.3V 供电时便能启动工作.5V 时,静态功耗为 1.5mW.

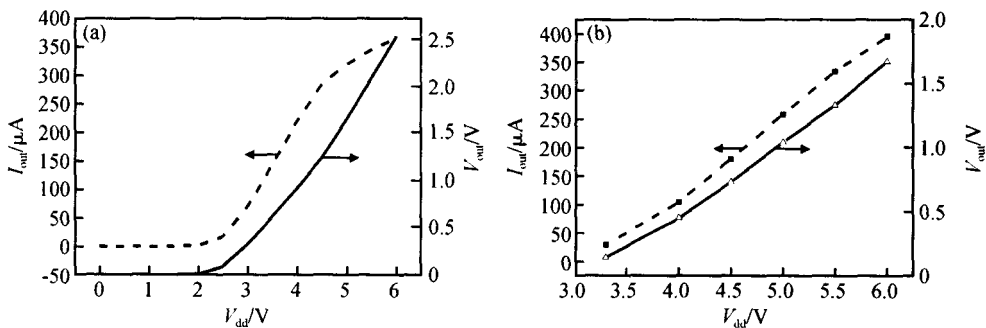


图 4 不同电源电压下的输出电流电压曲线 (a) 仿真图;(b) 测试图

Fig. 4 Current and goltage output versus temperature under different V_{dd}

表 2 是对不同芯片多次重复测试得到的误差汇总,误差计算采用所有测试结果中的最大最小值之差除以平均值来统计.其中封装后芯片的测温范围是 25~106,0 数值是曲线外扩后得到.裸片放在带屏蔽罩探针台 6100 上,采用半导体参数测试仪 Keithley 4200SC 和连接器 Keithley 707A,以及信号发生器 HP81110A 和普通温控仪测试.裸片测温范围为 0~106 (因为屏蔽罩没有充氮气功能,所以零度以下电路会出现结露短路现象,未予测试,在将来填充导热胶的封装中不会存在类似问题).

表 2 不同芯片测试误差表
Table 2 Error of different chips

温度/	封装/ %	裸片/ %	不同封装/ %	不同裸片/ %	所有样本/ %
0	0.30	0.46	1.23	0.62	1.45
50	0.08	0.14	1.48	0.46	1.72
100	0.20	0.62	2.68	0.99	2.68

表 3 各类温度传感器性能比较

Table 3 Comparison of some kinds of temperature sensors

采用方式	工作范围/	灵敏度/ $^{-1}$	精度/	功耗/ μ W	面积/ mm^2	工艺/ μm	发表年份	输出形式	参考文献
CMOS	0~100	7k Hz	± 1	200	0.018	1	1997	Frequency	[13]
V _{tn}	-50~150	1.47mV				0.8	1999	Voltage	[12]
CLBT	-60~160	0.25 %	0.37 ^{*1 *2}	550	0.61		2000	Current	[5]
CVBT	-50~125		± 0.5 ^{*1}	650	2.5	0.5	2003	Digital ()	[3]
CMOS	0~100	5k Hz	0.8	150			2004	Frequency	[16]
CMOS	0~100	0.99 μ A/4.18mV	± 1.4	1500	0.025	0.6		Current/ Voltage	This paper

*1:有片上校准; *2:rms

5 结论

本文提出了一种基于双管等效电阻设计的新型 CMOS 温度传感器.提供了电压和电流两种模拟信号输出方式,仿真和实测都表明在较宽的温度范围内,基本上可以认为输出是线性的.灵敏度在 $1\mu\text{A}/$ 量级,静态功耗为 1.5mW.而且因为采用全 CMOS 结构制作,芯片面积为 0.025mm^2 ,所以便于构建片上集成温度传感器,在汽车电子等领域有着广泛的应用前景.

致谢 感谢潘立阳、徐志浩、刘华瑞、庞惠卿等在本文的测试和写作过程中给予的支持和帮助.

参考文献

[1] Rasmussen W. Sensor technology and devices. Boston: Artech

从表中可以看出,即使经过封装,芯片的性能受影响也不大,且不同芯片之间的误差小于 3%,这对于要求 0~100 内 5 精度的汽车电子应用来说已经足够了.

表 3 给出了一些国内外温度传感器的现状比较,目前国际上已经开始将 A/D 集成于温度传感器中,所以和本芯片 0.025mm^2 的面积相比要大许多,但可提供一个数字接口.和文献[16]不同,本文介绍的温度传感器功耗相对较大,这是因为为了在 -40~125 的宽范围内达到 $1\mu\text{A}/$ 的灵敏度,输出电流支路的静态功耗不可能太小,同时为了抑制衬底电流噪声,所以选择了较大的工作电流.这是电流电压输出相对于数字量输出的一个缺陷,但也正因为电路内部没有数字部分,所以所受噪声影响较小,且电流和电压两种输出模式对后端电路的应用具有较大的灵活性.

House,1994

- [2] Bakker A, Huijsing J H. Micropower CMOS temperature sensor with digital output. IEEE J Solid-State Circuits, 1996, 31 (7): 933
- [3] Pertijs M, Niederkorn A, Ma X, et al. A CMOS temperature sensor with a 3 inaccuracy of ± 0.5 from -50 to 120. 2003 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 2003, 1: 200
- [4] Ferro M, Salerno F, Castello R. A floating CMOS bandgap voltage reference for differential applications. IEEE J Solid-State Circuits, 1983, SC-18: 273
- [5] Bianchi R A, Karam J M, Courtois B, et al. CMOS-compatible temperature sensor with digital output for wide temperature range applications. Microelectronics Journal, 2000, 31: 803
- [6] Miribel-Catal à P, Montané E, Bota S A, et al. MOSFET-based temperature sensor for standard BCD smart power technology. Microelectronics Journal, 2001, 32: 869
- [7] Middelhoek S, Audet S A. Silicon sensors. New York: Academic, 1989
- [8] Kolling A, Bak F, Bergveld P, et al. Design of a CMOS temperature sensor with current output. Sensors and Actuators

- A,1990 ,A21 ~ A23 :645
- [9] Tsividis Y P. Operation and modeling of the MOS transistor. New York :McGraw- Hill ,1987
- [10] Laker K R ,Sansen W M C. Design of analog integrated circuits and systems. New York :McGraw- Hill ,1994
- [11] Sze S M. Physics of semiconductor devices. 2nd ed. New York :Wiley ,1981
- [12] Filanovsky I M. Input-free VTP and -VTN extractor circuits realized on the same chip. Analog Integrated Circuits and Signal Processing ,1999 ,19 :151
- [13] Szekely V ,Marta C ,Kohari Z,et al. CMOS sensors for on-line thermal monitoring of VLSI circuits. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems ,1997 ,5 (3) : 270
- [14] Filanovsky I M ,Allam A. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits. IEEE Trans Circuits Syst () ,2001 ,48 (7) : 876
- [15] Shen Jie ,Jin Dongming ,Li Zhijian. Dual-MOSFETs equivalent resistor. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech) ,1999 , 39(5) :104 (in Chinese) [沈杰 ,靳东明 ,李志坚. 双 MOS 晶体管等效电阻. 清华大学学报 ,1999 ,39(5) :104]
- [16] Wang Nailong ,Zhang Sheng ,Zhou Runde. A novel build-in CMOS temperature sensor for VLSI circuits. Chinese Journal of Semiconductors. 2004 ;25 (3) :252 (in Chinese) [王乃龙 ,张盛 ,周润德. 一种新型的集成电路片上 CMOS 温度传感器. 半导体学报 ,2004 ,25(3) :252]

A New Type of CMOS Temperature Sensor

Zhang Xun , Wang Peng , and Jin Dongming

(Institute of Microelectronics , Tsinghua University , Beijing 100884 , China)

Abstract : Theory and design of compatible wide range smart temperature sensors in standard CMOS technology is presented. The simulated temperature sensitivity using a CSMC 0. 6 μ m mixed-signal CMOS process is - 1. 15 μ A/ (over the temperature range of - 40 ~ 125) and the measured is - 0. 99 μ A/ . The power dissipation of the sensor is 1. 5mW at a 5V voltage supply ,and the chip area is 0. 025mm². The characteristics of this sensor make it especially suitable for low-cost high-volume integrated microsystems over a wide range of fields ,such as automotive ,oil prospecting ,biomedical ,and consumer.

Key words : integrated circuits ; temperature sensor ; temperature coefficient

EEACC : 1265A ; 2560 ; 2570D

Article ID : 0253-4177(2005)11-2202-06

Zhang Xun male ,was born in 1979 ,PhD candidate. He is working on smart sensors.

Wang Peng male ,was born in 1978 ,PhD candidate. He is working on cell neural networks.

Jin Dongming male ,was born in 1942 ,professor. His researches focus on fuzzy control and neural networks.

Received 5 March 2005 ,revised manuscript received 4 June 2005

©2005 Chinese Institute of Electronics