

基于动态元件匹配的 CMOS 集成温度传感器设计*

江 海[†] 吕 坚 徐建华 蒋亚东

(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 成都 610054)

摘要: 利用 CMOS 工艺下衬底型双极晶体管的温度特性, 设计了一种精度较高的温度传感器. 动态元件匹配的应用很好地解决了由于集成电路工艺误差引起的不匹配对温度传感器性能的影响. 采用 CSMC 0.5 μm 混合信号工艺仿真, 结果显示, 该温度传感器精度是 0.15 $^{\circ}\text{C}$, 线性度是 0.15%. 多个芯片实测结果表明: 温度传感器精度小于 0.6 $^{\circ}\text{C}$, 线性度小于 0.68%, 功耗为 587 μW , 芯片面积为 225 $\mu\text{m} \times 95\mu\text{m}$, 输出为模拟电压信号, 便于采集, 为后端处理和應用提供方便.

关键词: 动态元件匹配; 衬底型双极晶体管; 温度传感器

EEACC: 1265A; 2560; 2570D

中图分类号: TN47

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)11-1824-06

1 引言

随着各类电子产品的便携化, 可用于片上测温的集成温度传感器的发展也更加迅速. 传统的温度传感器(如热电偶、铂电阻、双金属开关等)虽然有着很多优点, 应用广泛, 但与 IC 工艺不兼容, 而且会因为自身的热效应影响测量精度, 制约它们在微型化高端电子产品中的应用. 与之相比, 半导体温度传感器具有灵敏度高、体积小、功耗低、时间常数小、自热温升小、抗干扰能力强等诸多优点, 无论是电压、电流还是频率输出, 在相当大的温度范围内都与温度成线性关系, 适合在集成系统中应用.

目前应用于 CMOS 工艺下温度传感器感温元件主要有 MOS 晶体管和寄生双极晶体管. 前者主要应用 MOS 管的载流子迁移率以及阈值电压随着温度的变化加以测量, 主要优势表现在模型精确, 受封装影响小, 在 AC 电源下衬底漏电小, 且占用芯片面积小. 但由于受工艺波动的影响比较大, 产业界目前普遍采用双极晶体管作为温度传感器的感温元件^[1]. CMOS 工艺下能很方便地实现寄生双极型晶体管, 包括横向双极晶体管(lateral bipolar transistor)和衬底双极晶体管(substrate bipolar transistor). 衬底双极晶体管的发射极电压和集电极电流相对于横向双极晶体管具有更好的指数关系, 因此得到广泛的应用^[2].

本文采用了衬底双极晶体管设计了一种温度传感器, 动态元件匹配技术(dynamic element mat-

ching, DEM)的合理应用有效地减轻和消除了由于电流源以及两支路晶体管的不匹配引起的误差, 流片测试结果与仿真结果类似, 能得到精度高、线性度好的曲线, 同时该集成温度传感器功耗低、面积小, 输出为模拟电压信号, 方便后端处理和應用.

2 衬底双极晶体管温度特性

2.1 衬底双极晶体管结构

图 1 是在 CMOS 工艺下衬底双极晶体管的剖面图, n 阱中进行 p 型重掺杂形成发射极 E, n 阱中进行 n 型重掺杂形成晶体管基极 B, 在 p 型衬底中加入 p 型重掺杂构成晶体管集电极 C. 这种寄生 pnp 晶体管的基极接到衬底, 形成二极管连接的结构, 能减小与二极管串联的有效电阻的阻值并能减小到衬底的泄漏电流^[3]. 另外, 与其他种类的双极晶体管相比, 衬底 pnp 晶体管的基极-发射极电压 V_{BE} 受机械压力影响最小, 因此由于封装引起的 V_{BE} 的漂移可以忽略^[4].

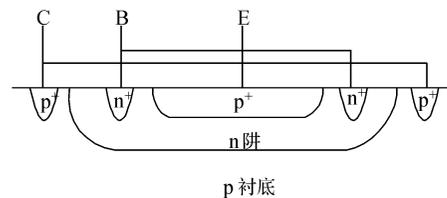


图 1 衬底双极晶体管的剖面图

Fig.1 Cross section of substrate bipolar transistor

* 国家杰出青年基金资助项目(批准号:60425101)

[†] 通信作者, Email: colin-888@163.com

2007-04-24 收到, 2007-07-09 定稿

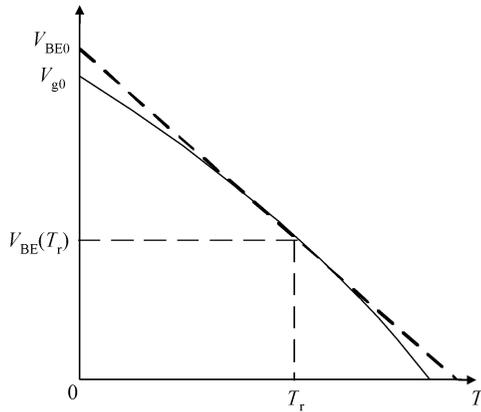


图 2 基极-集电极电压 V_{BE} 的温度特性
Fig.2 Temperature characteristic of V_{BE}

2.2 V_{BE} 的温度特性

集电极电流 I_C 与基极-发射极电压 V_{BE} 经典的指数关系为：

$$I_C = I_s \exp \frac{qV_{BE}}{nkT} \quad (1)$$

其中 T 是绝对温度； q 是电子电量； k 是玻尔兹曼常数； I_s 是饱和电流。从(1)式出发，Tsividis^[5] 推导出了 V_{BE} 关于绝对温度 T 的表达式：

$$V_{BE}(T) = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) + \frac{T}{T_r} V_{BE}(T_r) - \eta \frac{kT}{q} \ln \frac{T}{T_r} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \quad (2)$$

其中 V_{g0} 是绝对温度为 0K 时的带隙电压； η 是受工艺影响的常数； k 是玻尔兹曼常数； q 是电子电量； T_r 是环境参考温度。从图 2 可以看出 V_{BE} 相对于绝对温度 T 有一个近似的线性关系。其非线性主要是由于过程变量 η 以及集电极电流 I_C 对温度的依赖引起的^[5]。

2.3 $\Delta V_{BE}(T)$ 的温度特性

相同的双极晶体管分别工作在两个集电极电流 I_{C1} 和 I_{C2} 的工作状态下，其基极发射极电压的差值 ΔV_{BE} 可以表示为：

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2}(T) - V_{BE1}(T) = \frac{nkT}{q} \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \times \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \right) \quad (3)$$

对于相同的晶体管， $I_{S1}/I_{S2} = 1$ ，只要集电极电流的比值 I_{C1}/I_{C2} 为一个常数， ΔV_{BE} 就和绝对温度成正比，即通常所说的 V_{PTAT} 。值得指出的是， ΔV_{BE} 既不受过程参数 η 的影响，也不受集电极电流 I_C 数值大小的影响，因此相对于 V_{BE} 具有更好的线性度^[6]。

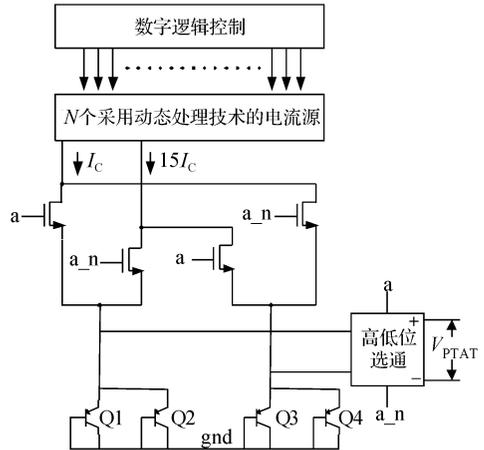


图 3 基于动态元件匹配的温度传感器的系统图
Fig.3 System diagram of the temperature sensor based on dynamic element matching

3 基于动态元件匹配的温度传感器的设计

从第 2 节双极晶体管的基极-集电极电压温度特性可以看出： V_{BE} 的曲线会因为工艺制造、过程控制以及集电极电流 I_C 的不均匀等原因变得非线性； ΔV_{BE} 是一个相当小的电压信号，也需要采取各种措施来防止元件的不匹配以及由于电流漂移所引起的误差的发生^[6]。动态元件匹配就是一种解决由于元件不匹配对精度产生的影响的方法，能在不采用微调技术或者使用了低成本的不精确的元器件前提下，给两个支路的晶体管提供均匀的偏置电流，同时减小两支路晶体管的不匹配性，为后端放大器提供精度很高的随温度线性变化的 PTAT 电压。

3.1 动态匹配生成 V_{PTAT}

由(3)式可以看出，要使温度测量误差控制在 $\pm 0.01^\circ\text{C}$ ， I_{C1}/I_{C2} 的误差需要控制在 $\pm 0.011\%$ ，因此为了获得精确的 V_{PTAT} ，集电极电流比例 I_{C1}/I_{C2} 必须很精确。本文选择 $I_{C1}/I_{C2} = 1/15$ 。图 3 是一种基于动态匹配的温度传感器的系统图，输出为与绝对温度成正比的 V_{PTAT} 。Q1, Q2, Q3, Q4 是相同的双极晶体管，每两个一组形成感温系统的两个支路，接收比例为 1 : 15 的偏置电流。

图 4 是 16 个共源共栅电流镜构成的电流源的示意图，采用动态匹配实现两个支路分别提供电流为 I_C 和 $15I_C$ 的偏置电流。数字逻辑电路在时钟的控制下产生的 16 个开关信号控制开关 S1~S16。第一个时钟周期来临以后让 S1 接通左边支路，其余开关接通右边支路；第二个时钟周期来临以后让 S2 接通左边支路，其余开关接通右边支路；第三个时钟周

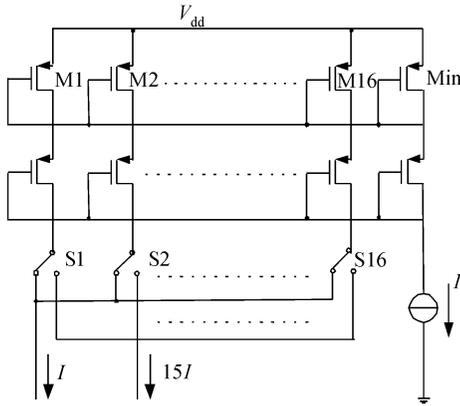


图 4 动态匹配生成 1 : 15 偏置电流的电流源

Fig.4 Generation of 1 : 15 bias current source using DEM

期来临以后让 S3 接通左边支路,其余开关接通右边支路;以此类推.一个完整的循环周期内,每个开关轮流接通左边支路,提供左边支路偏置电流 I_C ;同时,每个开关的电流轮流参与到 15 个电流源中提供右边支路偏置电流 $15I_C$.因此电路分别工作在 16 个开关的子状态,理论上,每一个子状态的 V_{PTAT} 近似等于 $(nkT/q)\ln 15$.

3.2 动态匹配消除晶体管的不匹配

如图 3 所示,为了减小两支路双极晶体管的不匹配,每个支路分别采用两个较小的晶体管并联, Q1 和 Q2 构成支路 1, Q3 和 Q4 构成支路 2.在开关信号 a 和 a_n 的控制下,支路 1 和 2 周期性地互换位置,即两条支路在开关信号的控制下轮流接收 I_C 和 $15I_C$.这样,两支路周期性地轮换产生接收 $15I_C$ 的 V_{BEH} 和接收 I_C 的 V_{BEL} .高低位选通电路能够使输出的“+”端始终输出较大的 V_{BEH} ,”-”端始终输出较小的 V_{BEL} ,从而获得稳定的 ΔV_{BE} ($\Delta V_{BE} = V_{BEH} - V_{BEL}$),即 V_{PTAT} .

3.3 动态匹配电路的有效分析

动态匹配电路在消除电流源的不匹配和不同支路晶体管的不匹配方面表现很优异.如果让开关信号 a 和 a_n 的转换速度是开关 S1~S16 的转换速度的两倍,电路就工作在 32 个子状态下.为了分析动态匹配电路的效果,假设 M1 产生的电流比其他电流镜产生的电流大 ΔI ,这样 32 个子状态中有 2 个子状态 M1 提供电流 I_C ,有 30 个子状态 M1 参与到 15 个电流源提供 $15I_C$.同时假设两支路的晶体管由于不匹配其饱和电流 I_{S1} 和 I_{S2} 存在偏差 ΔI_S ,即 $I_{S1} = I_{S2} + \Delta I_S$,则在开关信号 a 和 a_n 的控制下,支路 1(或 2)分别有 16 个子状态提供 V_{BEH} 和 V_{BEL} ,那么在 32 个子状态下的平均值可表示为:

$$V_{PTAT} = \frac{nkT}{32q} \left[30 \ln \left(\frac{15I_C + \Delta I}{I_C} \right) + 2 \ln \left(\frac{15I_C}{I_C + \Delta I} \right) + 16 \ln \left(\frac{I_{S2} + \Delta I_S}{I_{S2}} \right) + 16 \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S2} + \Delta I_S} \right) \right] \\ = n \frac{kT}{q} \ln 15 + \Delta V_{PTAT} \quad (4)$$

公式(4)的第一项和第二项代表电流源的偏差 ΔI 对 V_{PTAT} 的影响,第三项和第四项代表 ΔI_S 对 V_{PTAT} 的影响.可以看出:在一个循环周期内,由晶体管的不匹配引起的误差 ΔI_S 在生成的 V_{PTAT} 电压中被完全消除.电流源的偏差也最终转换为 V_{PTAT} 电压的偏差 ΔV_{PTAT} .假设误差的大小 $\Delta I/I_C = \pm 0.01$, $\Delta I_S/I_S = \pm 0.01$,代入公式(4),得出 $\Delta V_{PTAT}/V_{PTAT} = \pm 1.07 \times 10^{-6}$.若没有动态匹配,直接应用该电流镜 M1,则 M1 用作产生 I_C 和 $15I_C$ 的误差 $\Delta V_{PTAT}/V_{PTAT}$ 分别为 $\pm 3674 \times 10^{-6}$ 和 $\pm 246 \times 10^{-6}$.由此可以看出,动态匹配提供的电流的有效平均值就是一个考虑了所有 16 个电流源综合效果的电流值,此种方法能有效减轻和消除由于电流源以及两支路晶体管的不匹配引起的误差.

4 版图设计

图 5 为 CSMC 0.5 μm 工艺下温度传感器的版图,芯片面积为 $225\mu\text{m} \times 95\mu\text{m}$.合理的版图布局配合动态元件匹配技术的应用使得温度传感器性能更优越.

5 模拟仿真结果和测试结果

图 6 是在 CSMC 0.5 μm 工艺下温度变化为 $0 \sim 100^\circ\text{C}$ 时 ΔV_{BE} 的仿真波形图,以及在华润上华科技有限公司成功流片后选取的其中一个样品的 V_{PTAT} 测试波形.测试所需供电电压为 3.3V,测试数据点的读取采用目前先进的 Keithley 4200CSC 半导体特性测试系统.

分析图 6 的曲线可以看出,该样品的测试曲线与仿真曲线十分类似.但相同温度下,该样品的测试结果得到的输出电压 V_{PTAT} 略小于仿真结果得到的输出电压 V_{PTAT} ,这与集成电路制造工艺有关.华润上华科技有限公司提供的 CSMC 0.5 μm 工艺模型库是在生产线上多次实验得到的 MOS 晶体管和双极晶体管的各项参数的统计平均值.应用该工艺模型库进行仿真得到的仿真曲线也是统计平均结果曲线.参考公式(3)可以发现,该样品在实际流片过程中晶体的性能参数与仿真所用统计平均值存在一个小的偏差,使得绝对温度 T 的系数 $(nk/q) \times \ln[(I_{C2} I_{S1})/(I_{C1} I_{S2})]$ 略小于仿真所用的统计平

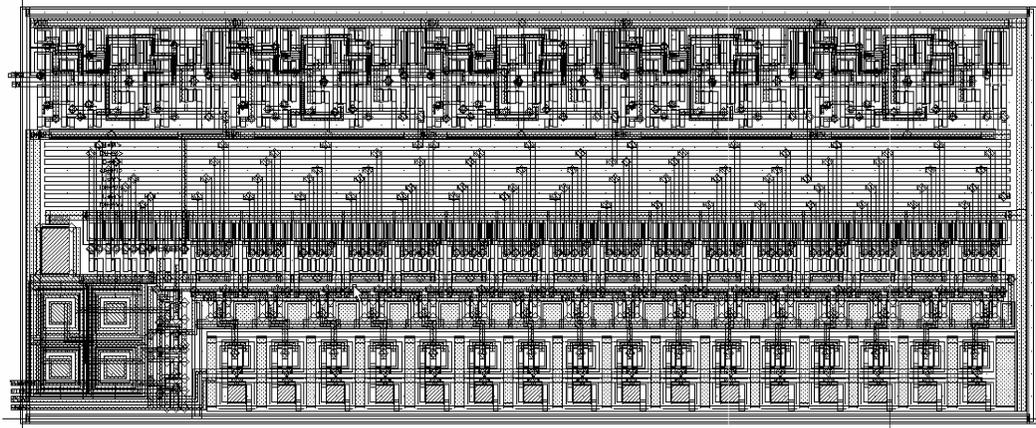


图 5 温度传感器版图设计
Fig.5 Layout design of temperature sensor

均值.因此单个测试样品的测试曲线与仿真结果相比存在上述偏差是合理的,不影响该样品的性能.动态匹配技术的使用能有效地减轻和消除由于电流源以及两支路晶体管的不匹配引起的误差,使得由于工艺影响产生的偏差减到最小.从图 6 还可以看出,测试结果各温度采样点与仿真结果相比只存在很小的偏差,属于工艺允许的正常范围.为了进一步分析该温度传感器的性能,需要研究温度传感器的输出电压的精度和线性度以及整个系统的功耗.精度

Accuracy 和线性度 NL 被定义为^[7]:

$$\text{Accuracy} = \frac{\text{Max}(\text{Actual}(V_{\text{out}}) - \text{Ideal}(V_{\text{out}}))}{\text{Max}(V_{\text{out}}) - \text{Min}(V_{\text{out}})} \times (T_{\text{max}} - T_{\text{min}}) \quad (5)$$

$$\text{NL} = \frac{\text{Max}(\text{Actual}(V_{\text{out}}) - \text{Ideal}(V_{\text{out}}))}{\text{Max}(V_{\text{out}}) - \text{Min}(V_{\text{out}})} \times 100\% \quad (6)$$

其中 $\text{Actual}(V_{\text{out}})$ 和 $\text{Ideal}(V_{\text{out}})$ 分别表示实际和理想输出电压值; $\text{Max}(V_{\text{out}})$ 和 $\text{Min}(V_{\text{out}})$ 分别表示输出电压的最大值和最小值; T_{max} 和 T_{min} 分别表示测量温度的最大值和最小值.应用 Matlab 软件对仿真得到的采样点数据以及测试得到的采样点数据进行线性拟合分别得到仿真和实测理想电压输出曲线,再利用公式(5)和(6)计算出所需的精度和线性度的参数值.

表 1 是对多个不同芯片测试的测试结果和仿真结果的对比.多个样品的测试结果是对多个不同样品进行测试后将每次测试数据单独利用公式(5)和(6)进行处理以后得到的测试数据,因为是多个样品,所以表格列出的测试数据是一个范围.可以看出,多个芯片的精度、线性度以及功耗都能够维持在一个较好的水平.值得指出的是,实际流片测试得到的性能参数与仿真得到的性能参数存在偏差.分析图 6 的测试曲线可以看出,由于电路噪声、测试环境

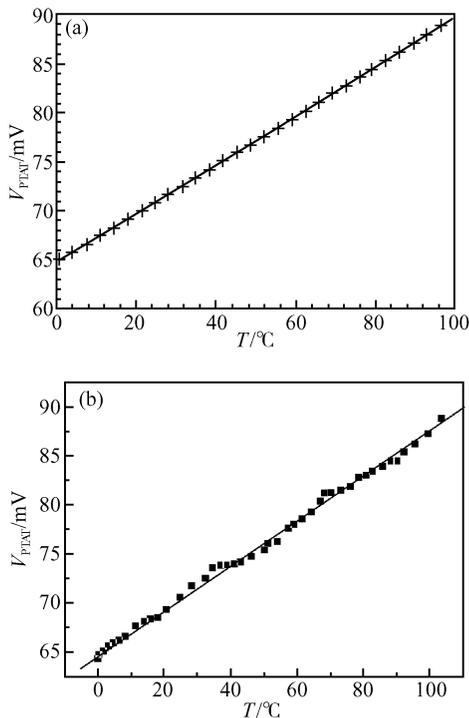


图 6 输出电压随温度变化曲线 (a)仿真波形;(b)测试波形
Fig.6 Voltage output versus temperature (a)Simulation result;(b)Test result

表 1 温度传感器仿真结果和测试结果的对比

Table 1 Comparison between simulation result and test result of temperature sensor

	仿真结果	多个样品的测试结果	多个样品的修正测试结果
性能参数	V_{PTAT}	V_{PTAT}	V_{PTAT}
精度/°C	0.15	0.31~0.6	0.23~0.47
线性度/%	0.15	0.37~0.68	0.24~0.56
功耗/ μW	540	<587	<585
输出信号	模拟电压信号		

表 2 各类温度传感器性能比较

Table 2 Comparison between simulation result and test result of temperature sensor

采用方式	工作范围 / $^{\circ}\text{C}$	精度 / $^{\circ}\text{C}$	功耗 / μW	面积 / mm^2	工艺 / μm	发表年份	输出形式	参考文献
CMOS	0~100	± 1	200	0.018	1	1997	Frequency	Ref. [8]
CLBT	-60~160	$\pm 0.37^*$	550	0.61		2000	Current	Ref. [9]
CMOS	0~100	0.8	150			2004	Frequency	Ref. [10]
CVBT	-50~120	$\pm 0.5^*$	650	2.5	0.5	2005	Digital	Ref. [11]
CVBT	-55~125	$\pm 0.1^*$	600	4.5	0.7	2005	Digital	Ref. [12]
CMOS	0~100	± 1.4	1500	0.025	0.6	2005	Current/Voltage	Ref. [13]
Vtn	0~100	0.5/0.7	1645/714			2006	Frequency	Ref. [7]
CVBT	0~100	0.31~0.6	574	0.021	0.5		Voltage	This paper

* 表明有片上校准

以及测试仪器存在误差等因素,该样品测试曲线的采样点会在其线性拟合曲线附近无规律的上下抖动,个别采样点的较大偏离都会影响到输出信号曲线的线性度和精度.通过对同一样品多次重复的测试,并对同一温度下每个数据点的测试电压值求统计平均值,能减轻测试环境和测试仪器对测试结果的影响.表 1 给出了应用上述方法的多个样品的修正测试结果,可以看出经过上述方法进行实测并将数据进行处理以后得到的测试结果明显优于原有测试结果.另外由于未能从流片厂商获得裸片单独测试,因此无法判断封装对芯片性能产生的影响.目前正在研究利用多阶 Σ - Δ 过采样 ADC 的方法将输出模拟信号转变为数字信号输出,利用数字电路的手段降低低频 $1/f$ 噪声,并且数字信号的读出对测试系统的依赖将更小,但过采样 ADC 对温度传感器性能的影响还有待研究.

表 2 给出了一些国内外温度传感器的现状比较.可以看出本文提供的基于动态元件匹配的温度传感器的各项性能指标都能达到较先进的水平.目前,国际上已经开始将 A/D 集成到温度传感器^[11,12]实现数字输出,或者通过集成一个环形振荡器或者张弛振荡器实现频率的输出^[7,8,10].数字化接口相对于模拟输出,主要缺点是芯片面积大了许多;优点在于数字化接口能使性能更可靠,即使在量产时仍能保持精确度.本文提供的以模拟电压为输出方式的温度传感器在同类型的温度传感器中实现了较好的性能,同时也为后端的应用和改进提供了方便.

6 结束语

本文利用 CSMC 0.5 μm 工艺下衬底双极型晶体管基极-发射极电压的温度特性设计了一种高精度的温度传感器.动态元件匹配技术的应用很好地降低了由于工艺误差以及偏置电流源提供的集电极电流的不均匀造成的 PTAT 电压的误差.成功流片

以后,测试数据能达到仿真设计中获得的较好的性能,该电路产生的电压输出信号精度高($<0.6^{\circ}\text{C}$)、线性度好($<0.68\%$)、功耗小($<587\mu\text{W}$),输出为模拟电压信号,便于采集,为集成电路的热测试和温度保护提供了方便.

参考文献

- [1] Zhang Xun, Jin Dongming, Liu Litian. Review of semiconductor temperature sensors development. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2006, 25(3): 1 (in Chinese) [张洵, 靳东明, 刘理天. 半导体温度传感器研究进展综述. *传感器与微系统*. 2006, 25(3): 1]
- [2] Meijer G C M. Concepts for bandgap references and voltage measurement systems. In: Huising J H, van de Plassche R J, Sansen W M C, ed. *Analog circuit design*. Kluwer: Academic Publishing, 1996: 243
- [3] Baker R J, Li H W, Boyce D E. *CMOS circuit design, layout, and simulation*. IEEE Press Series on Microelectronic Systems, 2004: 470
- [4] Fruett F, Meijer G C M, Bakker A. Minimization of the mechanical-stress-induced inaccuracy in bandgap voltage references. *IEEE J Solid-State Circuits*, 2003, 38(7): 1288
- [5] Tsvividis Y P. Accurate analysis of temperature effects in I_C - V_{BE} characteristics with application to bandgap reference sources. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1980, 15(6): 1076
- [6] Meijer G C M, Wang Guijie, Fruett F. Temperature sensors and voltage references implemented in CMOS technology. *IEEE Sensors Journal*, 2001, 1(3): 225
- [7] Lin Saihua, Yang Huazhong. Design of a novel all-CMOS built-in temperature sensor. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2006, 27(3): 551 (in Chinese) [林赛华, 杨华中. 新型全 CMOS 片上温度传感器设计. *半导体学报*, 2006, 27(3): 551]
- [8] Szekely V, Marta C, Kohari Z, et al. CMOS sensors for on-line thermal monitoring of VLSI circuits. *IEEE Trans Very Large Scale Integr (VLSI) Syst*, 1997, 5(3): 270
- [9] Bianchi R A, Karam J M, Coutois B, et al. CMOS-compatible temperature sensor with digital output for wide temperature range applications. *Microelectronics Journal*, 2000, 31: 803
- [10] Wang Nailong, Zhang Sheng, Zhou Runde. A novel built-in CMOS temperature sensor for VLSI circuit. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2004, 25(3): 252
- [11] Pertijs M A P, Niederkorn A, Ma X, et al. A CMOS smart temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ from -50°C to 120°C . *IEEE J Solid-State Circuits*, 2005, 40(2):

- 454
- [12] Pertijis M A P, Makinwa K A A, Huijsing J H. A CMOS temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.1^\circ\text{C}$ from -55°C to 125°C . *IEEE J Solid-State Circuits*, 2005, 40(12): 2805
- [13] Zhang Xun, Wang Peng, Jin Dongming. A new type of CMOS temperature sensor. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2005, 26(11): 2202 (in Chinese) [张洵, 王鹏, 靳东明. 一种新型的 CMOS 温度传感器. *半导体学报*, 2005, 26(11): 2202]

Design of a CMOS Integrated Temperature Sensor Based on Dynamic Element Matching*

Jiang Hai[†], Lü Jian, Xu Jianhua, and Jiang Yadong

(*State Key Laboratory of Electronic Thin-film and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China*)

Abstract: A high accuracy temperature sensor is designed by applying the temperature characteristics of a substrate bipolar transistor in CMOS technology. The use of dynamic element matching enables us to solve problems caused by IC technology mismatching. Simulated results using CSMC 0.5 μm mixed signal technology show that the accuracy is 0.15 $^\circ\text{C}$ and the linearity is 0.15%. Measured results of several different chips show that the accuracy is within 0.6 $^\circ\text{C}$ and the linearity is within 0.68%. The power dissipation is 587 μW and the chip area is 225 $\mu\text{m} \times 95\mu\text{m}$. The output is an analog voltage signal, which is easy to collect, process, and apply.

Key words: dynamic element matching; substrate bipolar transistor; temperature sensor

EEACC: 1265A; 2560; 2570D

Article ID: 0253-4177(2007)11-1824-06

* Project supported by the National Science Found for Distinguished Young Scholars of China (No. 60425101)

[†] Corresponding author. Email: colin-888@163.com

Received 24 April 2007, revised manuscript received 9 July 2007