

在 $-55 \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内误差小于 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 硅基温度传感器

冯晓星[†] 王新安 封 君 葛彬杰 张 兴

(北京大学深圳研究生院 集成微系统重点实验室, 深圳 518055)

摘要: 提出了基于寄生参数自校正的高精度温度传感器, 并给出了基于 CSMC $0.5\mu\text{m}$ 混合信号 CMOS 工艺的仿真结果. 利用 CMOS 工艺衬底 pnp 三极管的发射区-基区 pn 结作为温度传感单元, 提出了易于开关-电容电路实现的寄生电阻校正方法, 消除了基区电阻非线性对温度测量的影响, 提高了测量精度. 电路仿真结果显示, 系统测温误差在 $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内仅为 $\pm 0.3^\circ\text{C}$.

关键词: 温度传感器; 误差自校准; 基区电阻消除; CMOS 衬底三极管

EEACC: 1220

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)12-1972-07

1 引言

目前, 利用 CMOS 衬底 pnp 三极管实现的温度传感单元加上片上模数转换器(ADC)和通信接口构成的温度管理系统, 被广泛地用于个人电脑、手机、便携式多媒体设备^[1], 通过监控系统温度以达到智能化控制. 通常, 这样的应用需要温度测量的误差小于 1°C ^[1,2]. 但是, 由于 Si 基 pn 结对温度的非线性, 加之校正方法的单一, 所以绝大部分工业产品的温度测量误差都大于 1°C ^[1,3~5].

Pertjjs 的工作^[6~8]虽然能够使温度传感器实现在 $-55^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$ 温度范围内, 将误差控制在 $\pm 0.5^\circ\text{C}$ 和 $\pm 0.1^\circ\text{C}$ 这样的高精度, 但是基于曲率校正、误差消除的测量方法, 对传感器数据的后期处理过于复杂.

本文提出了直接有效地消除 pnp 三极管温度传感单元基区电阻以提高系统温度测量精度的方法, 结合 Sigma-Delta ADC 模拟前端, 把温度数据处理电路融合进 ADC 的模拟前端, 大大简化了系统数字电路的设计. 并且, 由于消除了 pnp 三极管温度传感单元基区电阻效应, 测量输出数据对温度呈现出高度线性且为成正比的关系, 因此, 采用最普通的 300K 单点校正^①, 就可将温度传感器在 $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 的范围内误差控制在 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 以内.

2 测量原理

2.1 常用结构

目前, 最常用的 Si 基衬底 pnp 温度传感单元分

为如图 1(a)所示的带隙基准式温度传感单元^[9~11], 和图 1(b)^[6]所示的开关电流源温度传感单元两类结构.

图 1(a)的带隙基准式温度传感器, 因为能够同时提供参考电压和随温度成正比变化的电压 (V_{PTAT})及随温度成正比变化的电流 (I_{PTAT})而被广泛应用, 但是由于运算放大器本身有较大的输入偏移误差, 需要通过复杂的电路技巧^②或者电路后期处理^③, 才能获得较高的精度^[7,8]. 并且, 图 1(a)结构显然比图 1(b)结构消耗更多的功耗.

图 1(b)结构的原理是利用流过三极管基区-发射区 pn 结电流密度的不同, 在 pn 结上产生不同的基区-发射区电压 (V_{BE}), 利用三极管在不同时刻的 V_{BE} 电压差 (ΔV_{BE})和温度成正比的关系来反映温度的值. 一个简单的公式如下:

$$\Delta V_{\text{BE}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{\text{C2}}}{I_{\text{C1}}} \quad (1)$$

其中 I_{C1} 和 I_{C2} 分别为 I_1 和 I_2 偏置 Q1 时通过集电极的电流密度. 但是集电极电流不是很容易测量, 那么在假设电流增益不变的情况下, 用发射极电流来代替集电极电流, 所得的结果会简单得多:

$$\Delta V_{\text{BE}} = \frac{kT}{q} \ln N \quad (2)$$

①基于两点决定一条直线的理论, 如果系统有个默认通过的点, 那么只需要再确定一个点就能确定整条曲线. 温度测量系统中单点校正是默认系统会在绝对零度测到电压为 0V.

②如采用 nested-chopper 运算放大器.

③如采用激光 trimming 的方法消除系统和电路的测量偏移.

[†] 通信作者. Email: fxx@szcie.pku.edu.cn

2007-06-12 收到, 2007-08-11 定稿

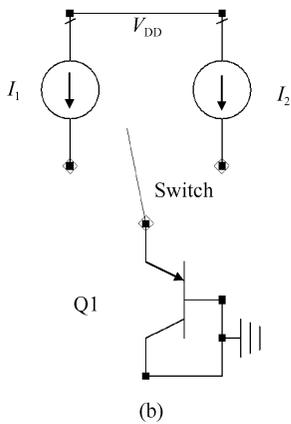
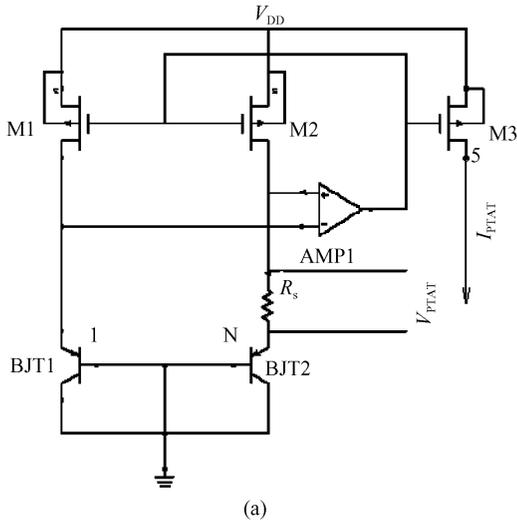


图 1 (a)带隙基准式温度传感单元;(b)开关电流源温度传感单元

Fig.1 (a) Bandgap type temperature sensor cell; (b) Switched current source type temperature sensor cell

其中 N 为两管基区-发射区 pn 结电流密度的比例. 基于图 1(b)结构的简单性、低功耗和易校正的优点, 本文将采用图 1(b)的结构进行误差分析.

2.2 误差分析

虽然从(2)式中看到温度 T 和 ΔV_{BE} 呈正比关系, 但事实上并非如此. 由于三极管本身 V_{BE} 对温度的关系受到多种因素影响而具有非线性, 也决定了 ΔV_{BE} 和温度测量的非线性^[12]. 图 2 所示的是图 1 (b)的两偏置开关电流源结构温度传感单元在不同偏置组合条件下, 采用 300K 单点校正产生的测量误差. 结果表明, 在低温和高温处, pnp 三极管温度传感单元表现出较大的误差. 下文详细分析由电流增益误差、高场注入、Early效应和三极管各区电阻

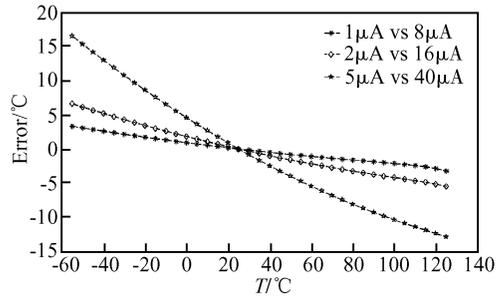


图 2 开关电流源传感结构在单点校正下的测量误差
Fig.2 System error of switched current source structure with one-point calibration

引入的误差.

2.2.1 电流增益

电流增益引入的误差: 电流增益误差是由于三极管在不同的偏置电流下的电流增益不一致引入的系统误差. 改写(1)式得:

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (3)$$

$$= \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{E2}}{I_{E1}} \times \frac{B_{F2}(B_{F1} + 1)}{(B_{F2} + 1)B_{F1}} \right) \quad (4)$$

$$= \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \times \frac{B_{F2}(B_{F1} + 1)}{(B_{F2} + 1)B_{F1}} \right) \quad (5)$$

其中 B_{F1} 和 B_{F2} 分别为图 2(b)中 I_1 和 I_2 偏置下 Q1 的电流增益.

由图 3(a)^[6]所示的电流增益随着偏置电流变化的曲线可以看出, 电流增益随温度升高而增大, 随偏置电流增大而减小. 图 3(b)显示了测量误差和偏置电流的关系, 表明要得到小于 ±0.3℃ 的误差, 偏置电流必须小于 100μA, 这一点在图 3(a)中也同样得到印证: 当偏置电流小于 100μA 时, 电流增益的变化很小; 而偏置电流超过 100μA 时, 电流增益快速下降.

因此, 从减小电流增益误差出发, 一组偏置电流的值需要尽量靠近^①和尽量小^②.

2.2.2 高场注入

由于偏置电流过大引起的基区少数载流子和多数载流子可比拟的现象被称为高场注入. 高场注入的情况下, $\ln(I_C)$ 同 V_{BE} 的斜率关系从 kT/q 逐渐变成 $2kT/q$, 在这个剧烈非线性转换过程中, 高精度的温度传感单元是无法实现的.

① 如果太靠近会因为 $\ln N$ 太小而引起 ΔV_{BE} 太小.

② 如果太小会因为驱动能力不够导致稳定时间延长, 并且容易受到噪声干扰.

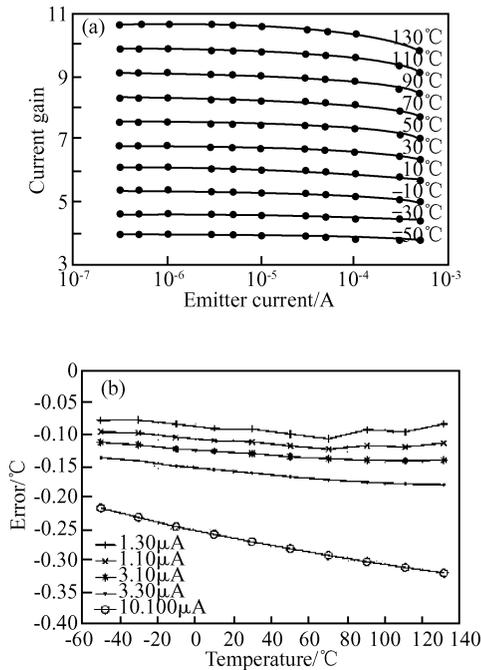


图 3 (a)三极管的电流增益随温度和偏置电流的变化;(b)由电流增益引起的温度测量偏差
Fig.3 (a) Current gain versus emitter current as a function of temperature; (b) temperature error due to current gain variation

在图 3(a)中可以看到,高场注入在偏置电流达到 $100\mu\text{A}$ 后就非常明显了,因此将偏置电流控制在一定范围内或者将发射区面积增大都可以减小高场注入效应.

2.2.3 Early 效应

Early 效应反映了三极管基区宽度被 V_{BE} 和 V_{BC} 所调制的现象. Gummel-Poon 模型用正向 Early 电压 V_A 和反向 Early 电压 V_B 来描述 Early 效应:

$$V_{BE'} = \frac{kT}{q} \left[\ln\left(\frac{I_C}{I_s}\right) + \frac{V_{BC}}{V_A} + \frac{V_{BE'}}{V_B} \right] \quad (6)$$

公式成立的条件是 $V_{BC} \ll V_A$ 并且 $V_{BE'} \ll V_B$. 对于一般工艺的三极管来说, $V_A = 100\text{V}$, $V_B = 10\text{V}$.

本文中, $V_{BC} = 0\text{V}$, 将(6)式括号中第二项略去并重写(6)式^[13]:

$$V_{BE'} = \frac{(1)/q}{1 - (kT)/(qV_B)} \ln \frac{I_C}{I_s} \quad (7)$$

令

$$\eta = \frac{1}{1 - (kT)/(qV_B)} \quad (8)$$

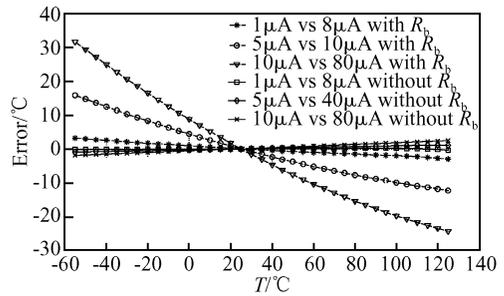


图 4 基区电阻对不同偏置电流下的温度测量误差的影响
Fig.4 System error at different bias currents with and without base resistor

结合(2)式得到关于 ΔV_{BE} 新的表达式:

$$\Delta V_{BE} = \frac{\eta kT}{q} \ln N \quad (9)$$

其中 η 被称为有效放射因子,是一个非线性的量,这个值非常接近 1,最大偏差可以达到 0.1%,等效室温下有 0.3°C 的误差^[14]. 重新整理(9)式并代入(8)式,有:

$$T = \frac{q}{k} \times \frac{1}{\ln N} [1 - (kT)/(qV_B)] \Delta V_{BE} \quad (10)$$

从(10)式可以看到,反向 Early 效应引起的误差随着温度升高而增大,并且这个误差无法通过线性校正的方法消除. 因此,本文采用适当选取校正点来弥补高温的非线性误差.

2.2.4 三极管各区电阻

一般认为 pnp 管有三个等效串联电阻:发射区电阻、集电区电阻和基区电阻,电阻依次增大. 常温下,发射区由于高掺杂浓度而表现出较小的电阻,通常小于 1Ω ;集电区掺杂浓度较发射区低,电阻在 10Ω 量级;基区的掺杂浓度最低,电阻在几百 Ω 到几千 Ω 之间. 由于发射区和集电区的电阻相对较小,对整个系统测量误差可以忽略不计,图 4 给出了基区电阻对系统在不同电流偏置下对温度测量误差的影响.

仿真结果显示:同样条件下,基区电阻的存在与否对测量精度产生了相当大的影响. 文献[6, 11]表明,基区电阻还会随着温度和偏置电流不同而发生大范围的变化. 这就使得基区电阻在输出结果上并不表现为一个固定的电压偏移量,而是一个同温度表现出强联系的高次项. 从图 4 中可以看到,基区电阻引起的误差通常都在 1°C 以上.

因此,消除基区电阻带来的测量误差是实现高精度温度传感器的关键.

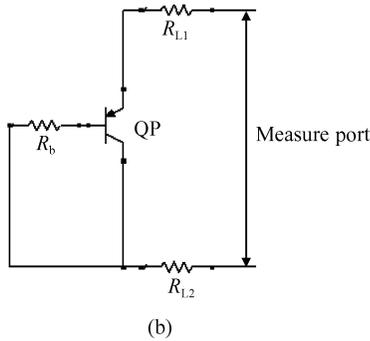
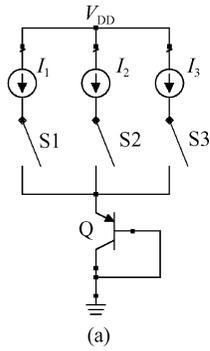


图 5 (a)三偏置结构温度传感单元;(b)三极管寄生参数建模
Fig.5 (a) Triple bias temperature sensor cell;(b) Model of bipolar serial resistors

2.3 三极管基区电阻的消除

通过误差分析可以看到,选择合适的偏置电流组合能够减小电流增益、高场注入引起的误差;适当提高校正点的温度,有利于补偿 Early 效应引入的误差^①。下文介绍了基区电阻消除电路的新结构并给出了理论分析和仿真结果。

为了能够有效消除 pnp 管基区电阻的影响,构造新电路如图 5(a)所示.该结构是在图 1(b) 开关电流源结构基础上增加一组偏置,因此称为三偏置结构温度传感单元.和传统结构图 1(a)相比,三偏置结构具有开关电流源所有的优势^②。和开关电流源结构相比,新结构最大的优势在于能够消除基区电阻引入的测量误差,提高测量精度,同时简化后续数字电路的处理.并且,由于增加的一组电流源和原有两组电流源电流值构成等比数列,在版图不会增加复杂性和电路误差。

由于偏置电流将几乎全部流过 R_{L1} , R_b 和 R_{L2} ,为了计算方便,设 $R_s = R_{L1} + R_{L2} + R_b$ 。基于版图设计和算法考虑,令 3 个电流源的电流值分别为 $I_1 = I, I_2 = 3I, I_3 = 9I$ 。那么,当 3 种电流分别流过 pnp 三极管时,其两端电压分别为:

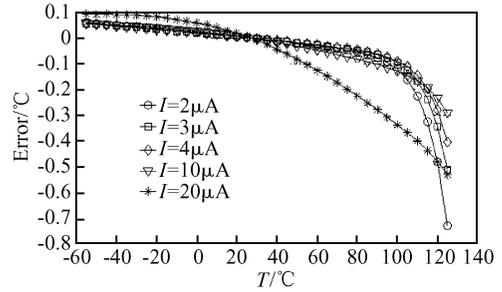


图 6 不同偏置下温度测量误差

Fig.6 System error at different bias combinations

$$V_1 = IR + V_{BE1} \quad (11)$$

$$V_2 = 3IR + V_{BE2} \quad (12)$$

$$V_3 = 9IR + V_{BE3} \quad (13)$$

结合(2)式,得到:

$$V_2 - V_1 = 2IR + \frac{kT}{q} \ln 3 \quad (14)$$

$$V_3 - V_2 = 6IR + \frac{kT}{q} \ln 3 \quad (15)$$

3 × (14)式和(15)式得到:

$$3(V_2 - V_1) - (V_3 - V_2) = \frac{kT}{q} \ln 9 \quad (16)$$

由于在开关电容电路中,(16)式的左边项很容易通过电容的比值和采样极性实现,并且(16)式右边温度的系数 $(\ln 9)k/q$ 约为 0.19mV,这对于速度要求不高的温度传感项目,用 Sigma-Delta ADC 来识别是非常合适的。

基于前述的计算方法,下面给出了不同 I 值下,采用单点校正,在 -55℃ ~ 125℃ 范围内的误差系统仿真结果。

可见,三偏置结构的仿真结果(见图 6)和两偏置结构(见图 1(b))的结果(见图 2)相比,新结构有更小的误差,主要原因在于新结构克服了三极管基区电阻对测量结果的影响.图 6 显示了不同偏置电流都能达到较高的高精度,说明新结构对电路非线性有更强的免疫能力。

由图 6 可知,低电流偏置在 100℃ 之前表现出极好的线性度,但是超过 100℃,由于反向 Early 效应的影响逐渐占据主导,线性度急剧变差.并且,较小的电流对于系统的抗干扰能力不利.如果电流过大,如图中“*”线所示,整个温度区域都因为高场注入和电流增益而引入较大误差。

①单点校正并不能从根本上消除 Early 效应的影响。

②低功耗、设计简单、工艺误差免疫能力强和易于校正。

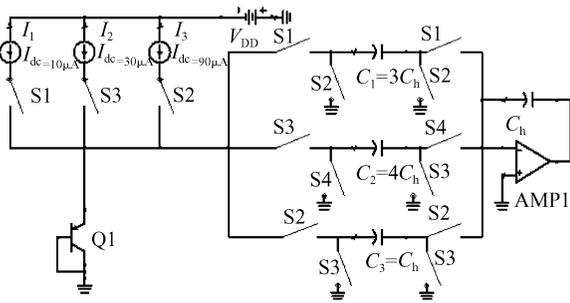


图 7 传感单元连同 Sigma-Delta ADC 第一级示意图(略去了反馈电压)

Fig.7 Demo structure of temperature sensor cell and first stage of Sigma-Delta ADC (without feedback)

基于系统功耗、抗干扰能力和精度的考虑,本文采用 $I_1 = 10\mu\text{A}$, $I_2 = 30\mu\text{A}$, $I_3 = 90\mu\text{A}$ 的方案进行电路设计和仿真.

3 新电路结构的建立和分析

3.1 新电路结构

新电路结构如图 7 所示,系统所有的时钟都是不交叠的,并且按照 S1,S2,S3,S4 的顺序周期性导通.该电路的工作过程是这样的:所有 S1 导通,其他开关均不导通, V_1 通过一个减法开关-电容结构,将 $-3V_1C_h$ 的电荷保存在 C_h 上;所有 S2 导通,其他开关均不导通, V_3 通过一个减法 SC 结构,将 $-V_3C_h$ 的电荷保存在 C_h 上,同时 C_1 进行放电,为下次采样作准备;所有 S3 导通,其他开关均不导通, V_2 通过一个加法 SC 结构,先对 C_2 充电,同时 C_3 进行放电,为下次采样作准备;所有 S4 导通,其他开关均不导通, C_2 上的电荷 $4V_2C_h$ 的电荷转移到 C_h 上,一个采样周期完成.保存在 C_h 上的电荷量为 $(4V_2 - 3V_1 - V_3)C_h$,转换成电压量为 $(4V_2 - 3V_1 - V_3)$,达到了运算的目的.

3.2 电路的非理想因素

3.2.1 电流源

本文提出的三偏置传感单元,由于电流源的工艺偏差引入的偏置电流偏差,主要影响是将输出曲线整体抬高或降低而偏离原值.重写(11),(12)和(13)式,将 $I \pm \delta I$ 代替 I ,重写(16)式:

$$3(V_2 - V_1) - (V_3 - V_2) = \frac{kT}{q} \ln 9 \pm 24\delta IR \quad (17)$$

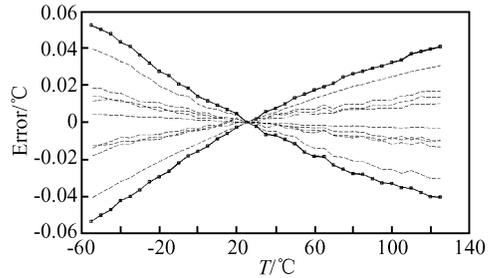


图 8 电流源不匹配引入的误差

Fig.8 Error introduced by current source mismatch

其中 $24\delta I$ 为理论上的最大偏差^①,以本工艺中 $I = 10\mu\text{A}$, $\delta I = 0.01\mu\text{A}$ 及 $R = 150\Omega$ 为例,引起的偏差应为 $36\mu\text{V}$,折合温度误差为 0.182°C .

图 8 是对电流源建模,各电流源最大误差设置在 $\pm 0.1\%$ ^[15],并进行蒙特卡罗分析的结果.结果显示,由于电流源的不匹配引入的误差在全温度范围内小于 $\pm 0.06^\circ\text{C}$,远小于理论分析的最大误差,这个误差对于本文的系统是可以接受的.

3.2.2 采样-保持电容

图 7 所示的电路中,将采样-保持电容作为倍率放大器件使用.若工艺偏差为 δ ,这个偏差表现为电压放大倍数被乘以一个系数 $(1 + \delta)$ ^[16].重写(16)式得:

$$3(V_2 - V_1) - (V_3 - V_2) = (1 + \delta) \frac{kT}{q} \ln 9 \quad (18)$$

从(18)式得到,采样-保持电容的偏差只会引起测量曲线斜率的变化,而斜率的变化可以通过单点校正有效解决,而不会引入额外误差.

3.2.3 运算放大器有限低频增益

理想情况下,采样电容的所有电荷都被转移到了保持电容上.实际情况中,由于运算放大器的低频增益的有限性,输出端的电压必定要对应一个输入端的电压差,因此造成了从采样电容到保持电容的电荷转移不充分,并表现为电压放大倍数的降低和传输方程零极点的偏移^[17].

设采样和保持电容分别为 C_s 和 C_h ,运算放大器低频增益为 A_0 ,那么系统 z 域传输方程为:

$$H(z) = \frac{-(C_s/C_h)[1 + (1 + C_s/C_h)/A_0]^{-1}}{z - (1 + 1/A_0)/[1 + (1 + C_s/C_h)/A_0]} \quad (19)$$

①由于工艺偏差会朝一个方向,所以实际偏差比这个值小.

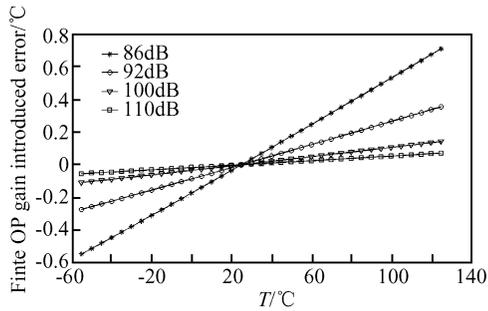


图 9 运放有限增益引入的误差

Fig.9 Error introduced by finite OP gain

从(19)式看到,运算放大器低频增益和系统的放大倍数并不是线性关系.但一般大于 80dB 的低频增益能有效将开关-电容电路因为有限运放增益带来的误差减小到可以忽略的程度^[18].本文中,由于精度要求较高,图 9 显示, 100dB 以上的低频增益对系统带来的额外误差小于 0.1°C .对于系统工作频率较低的温度传感系统,该低频增益值是能够实现的.

3.2.4 开关尺寸选择

开关尺寸选择主要和开关导通电阻以及寄生电容有关.

导通电阻通常又和系统采样频率密切相关,使开关电容结构能够有效采样外部信号到电容上.在温度传感领域,要求的速度并不快,所以采用导通电阻为 150Ω 的 CMOS 传输门结构已经能够满足要求.

基于寄生电容的考虑,要求各开关所用的 MOS 管宽度不能太大,以减小寄生电容对采样和保持电容的影响.本文中采用了尺寸为 $W/L = 2\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ 的开关.

3.3 系统和电路仿真结果

综合考虑了前文提出的测试方法和各种非线性因素的影响,图 10 给出了采用系统仿真和电路仿真的结果对比.结果显示,电路仿真结果和系统仿真结果能够较好地吻合,直接表明了本文提出的新结构、

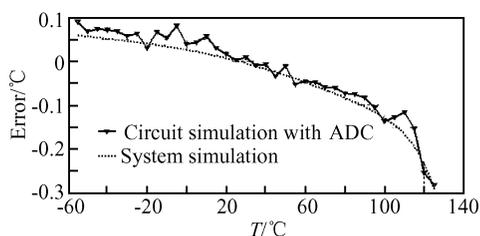


图 10 整体误差的系统仿真和电路仿真的结果对比

Fig.10 System and circuit simulation results

新测试方法和电路结构具有可行性.

4 结论和展望

本文分析了衬底 pnp 三极管作为温度传感器使用时误差的最大来源——基区电阻,提出了消除传感器基区电阻的方法,并配合 Sigma-Delta ADC 的前端特殊结构,构建了适合于该方法的电路.电路仿真结果和系统仿真结果能够很好吻合,并达到了在 $-55^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ 范围内,温度测量误差在 $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ 以内.

未来的工作主要是对整个系统进行 Si 验证和测试,并采取措施抑制高温时的非线性效应,以达到整个温度范围内的误差在 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 以内的目的.

参考文献

- [1] National Semiconductor. National semiconductor's temperature sensor handbook. <http://www.national.com>
- [2] Marsh D. Silicon sensors harness thermal management. *Electron Device Lett*, 2003
- [3] ADM 1032 Data Sheet, Analog Devices Inc. <http://www.analog.com>
- [4] ADT 7301 Data Sheet, Analog Devices Inc. <http://www.analog.com>
- [5] DS1626 Data Sheet, Maxim Int. <http://www.maxim-ic.com>
- [6] Pertijs M A P, Meijer G C M, Huijsing J H, et al. Precision temperature measure using CMOS substrate pnp transistors. *IEEE Sensors Journal*, 2004, 4(3): 294
- [7] Pertijs M A P, Niederkorn A, Xu M, 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
- [8] Pertijs M A P, Makinwa K A A, Huijsing J H, et al. A CMOS smart temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ from -50°C to 120°C . *IEEE J Solid-State Circuits*, 2005, 40(12): 2805
- [9] Bakker A, Huijsing H. Micropower CMOS temperature sensor with digital output. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1996, 31(7): 933
- [10] Tuthill M. A switched-current, switched-capacitor temperature sensor in $0.6\mu\text{m}$ CMOS. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1998, 33(7): 1117
- [11] Meijer G, Wang G, Fruett F. Temperature sensors and voltage references implemented in CMOS technology. *IEEE Sensors Journal*, 2001, 1(3): 225
- [12] Allen P, Holberg D. CMOS analog circuit design. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005 (in Chinese) [Allen P, Holberg D. CMOS 模拟集成电路设计. 第 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2005]
- [13] Getreu I E. Modeling the bipolar transistor. Elsevier, 1976
- [14] Wang G, Meijer G C M. Temperature characteristics of bipolar transistors fabricated in CMOS technology. *Sensors and Actuators A*, 2000, 87(12): 81

- [15] Hastings A. The art of analog layout. Beijing: Tsinghua University Press, 2004 (in Chinese) [Hastings A. 模拟电路版图的艺术(影印版). 北京: 清华大学出版社, 2004]
- [16] Liu Mingliang. Demystifying switched-capacitor circuits. Elsevier, 2006
- [17] Gregorian R, Temes G C. Analog MOS integrated circuits for signal processing. John Wiley & Sons, 1986
- [18] Boser B E, Wooley B A. The design of Sigma-Delta modulation analog-to digital converters. IEEE J Solid-State Circuits, 1988, 23(6): 1298

Silicon Temperature Sensor with Inaccuracy of $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ from -55 to 125°C

Feng Xiaoxing[†], Wang Xin'an, Feng Jun, Ge Binjie, and Zhang Xing

(Key Laboratory of Integrated Microsystem, Shenzhen Graduate School of Peking University, Shenzhen 518055, China)

Abstract: A novel parasitic auto-correction precision silicon temperature sensor in a $0.5\mu\text{m}$ CMOS process is presented. Simulation shows that its accuracy is within $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ in the full military temperature range from -55 to 125°C with just one point calibration at 300K . This result is achieved by canceling the base resistor of the CMOS substrate pnp transistors with two structures: three bias temperature sensors and a novel switch-capacitor Sigma-Delta ADC analog front end. The bias current and the emit area of pnp transistors are carefully chosen to avoid serious nonlinearity and a novel analog front end is controlled by four non-overlapping clocks to ease digital processing after ADC.

Key words: temperature sensor; error auto-correction; base resistor cancellation; CMOS substrate transistor

EEACC: 1220

Article ID: 0253-4177(2007)12-1972-07

[†] Corresponding author. Email: fxx@szcie.pku.edu.cn

Received 12 June 2007, revised manuscript received 11 August 2007