

DOI: 10.7652/xjtuxb201810017

采用电荷平衡模数转换器的高精度 CMOS 温度传感器

陈阳, 张瑞智, 金锴, 焦子豪, 张鸿

(西安交通大学微电子学院, 710049, 西安)

摘要: 针对传统 CMOS 温度传感器芯片精度低, 功耗高和温度范围窄的问题, 提出了一种采用电荷平衡模数转换器(ADC)的高精度 CMOS 温度传感器。为了避免使用高精度带隙基准源, 传感器中基于寄生双极晶体管的温度感知电路分别产生与温度成正比和反比的两个电压, 再用一个电荷平衡 ADC 对这两个电压交替量化, 得到与实时温度对应的数字量; 工艺波动引起的感知误差采用一个外置基准电压来校准; 整个温度传感器电路采用 0.18 μm CMOS 工艺设计。仿真结果表明: 在 $-40\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内, 传感器的测量精度可达 $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$, 完成一次测量的时间仅为 42 ms, 工作电流为 130 μA , 芯片版图面积为 0.55 mm^2 。该温度传感器可应用在植入式医疗、射频标签和物联网等系统中实现对温度的高精度测量。

关键词: 温度传感器; 高精度; 低功耗; 宽测量范围

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)10-0124-08

A CMOS Temperature Sensor with High-Precision Using a Charge-Balance Analog-to-Digital Converter

CHEN Yang, ZHANG Ruizhi, JIN Kai, JIAO Zihao, ZHANG Hong

(School of Microelectronics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A CMOS temperature sensor with high precision using a charge-balance analog-to-digital converter (ADC) is presented to solve the problems of low accuracy, high power consumption and narrow measuring range of conventional CMOS temperature sensor chips. The temperature sensing circuit based on parasitic bipolar junction transistors generates a voltage proportional to absolute temperature and a voltage inversely proportional to absolute temperature to avoid high-precision bandgap voltage reference, and then a charge-balanced ADC is used to alternatively quantify these two voltages and to obtain the 15 bit digital result corresponding to the real-time temperature. Sensing errors due to process variation are calibrated with an external reference voltage. A temperature sensing circuit is designed in a 0.18 μm CMOS process and is used for simulation. Results show that the measuring accuracy is $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$ in a temperature range from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$, while the duration for one measuring cycle is 42 ms, the operating current is only 130 μA , and the layout area of the core circuit is only 0.55 mm^2 . The proposed temperature sensor can be applied in the systems that require temperature sensor chips with high accuracy, low power consumption and wide measuring range, such as implantable medical

devices, radio frequency identification tags and the Internet of Things.

Keywords: temperature sensor; high-precision; low power consumption; wide measuring range

与传统温度传感器相比,CMOS 温度传感器集成了感温电路和信号处理电路,具有低功耗、低成本、可直接数字化输出等优点,已逐渐成为温度传感器研究的主流。然而,由于工艺偏差和寄生参数等非理想因素的限制,高精度、低功耗、宽测量范围的 CMOS 温度传感器的设计和实现仍然面临巨大的挑战。

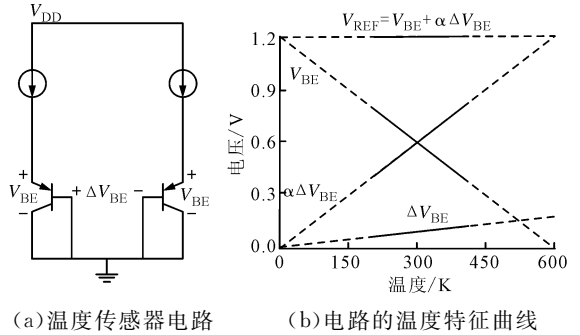
为了降低 CMOS 温度传感器的功耗,并在较宽的温度范围内实现高精度测量,近年来出现了很多新颖的设计思路与电路结构。文献[1]提出了一种依靠 MOS 管的阈值电压进行温度感知的方法,实现了很低的功耗,但由于 MOS 管参数受工艺波动影响较大,这种传感器的精度较低,并且需要复杂的校准方法,测量范围也仅仅为 $-10 \sim 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。文献[2]温度传感器采用基于双极型晶体管(BJT)的感温前端和 8 位逐次逼近(SAR)模数转换器(ADC),在 $-10 \sim 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测量范围内实现了 $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测量精度。这种传感器受限于 SAR ADC 的转换精度^[3-5],无法实现更高的精度。文献[6-8]提出的传感器也采用基于 BJT 的感温前端,并用高精度的二阶缩放(ZOOM)ADC 实现了 $\pm 0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的精度和极低的功耗。其中,ZOOM ADC 采用了 SAR ADC 与 Sigma-Delta ADC 结合的方式实现,可在单点校准的情况下,在 $-55 \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测量范围内实现 $\pm 0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的精度和极低的功耗,但这种 ZOOM ADC 的两级 ADC 之间存在级间失配,需要复杂的校准电路消除其带来的温度测量误差。

可以看出,采用 BJT 感温前端的温度传感器具有更宽的温度测量范围和更简便的校准方式,采用间接式 ADC 读出电路的传感器具有更高的测量精度,但同时也需要克服 BJT 感温前端和间接式 ADC 带来的功耗大的缺点。

本文提出了一种基于电荷平衡 ADC 的高精度 CMOS 温度传感器。采用基于 BJT 的感温前端电路产生与温度成正比和反比的 2 个电压,再用 15 bit 的电荷平衡 ADC 对这 2 个电压交替量化,得到高精度的数字输出结果。该结构在实现宽范围、高精度的同时,避免了高精度带隙基准电压,可以实现极低的功耗。

1 基于 BJT 的感温原理

本文的温度传感器基于 BJT 的基极-发射极电压 V_{BE} 的原理,其基本电路结构如图 1 所示。本章结合图 1 对其基本原理进行论述。



(a) 温度传感器电路 (b) 电路的温度特征曲线
图 1 基于 BJT 的温度传感器

二极管方式连接的衬底 PNP 型 BJT 的基极-发射极电压可以表示为

$$V_{BE} = \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (1)$$

式中: η 为与工艺相关的非理想因子; k 为玻尔兹曼常数; q 为电子电荷量; T 为开尔文温度; I_C 为 PNP 的集电极电流; I_S 为 PNP 的饱和电流。综合 I_S 的温度特性,BJT 的 V_{BE} 为一个反比于温度(CTAT)的电压。

若有 2 个 PNP BJT,它们的偏置电流比为 $1:p$,则它们的基极-发射极电压的差值可以表示为

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = \eta \frac{kT}{q} \ln(p) \quad (2)$$

由式(2)可知, ΔV_{BE} 为正比于绝对温度(PTAT)的电压。若将 V_{BE} 和 ΔV_{BE} 线性结合,则在理论上可得到一个与温度基本无关的带隙基准电压

$$V_{REF} = V_{BE1} + \alpha \Delta V_{BE} \quad (3)$$

式中: α 为一个固定的系数。

用一个以 V_{REF} 为基准电压的 ADC 来量化 $\alpha \Delta V_{BE}$,即可得到一个与温度线性相关的数字码 μ ,可表示为

$$\mu = \frac{\alpha \Delta V_{BE}}{V_{BE1} + \alpha \Delta V_{BE}} \quad (4)$$

将 μ 进行线性映射处理后即可得到以摄氏度表示的数字量 D_{out} 为

$$D_{out} = A\mu + B \quad (5)$$

式中: A 和 B 为常数。通过简单推导, 可以求得 $A \approx 600$ 、 $B \approx 273$ ^[9]。

若采用常规的 ADC 量化 $\alpha \Delta V_{BE}$, 则需要额外的电路来产生高精度 V_{REF} 电压^[10], 这将增大功耗和电路开销, 并且 V_{REF} 的温度误差将降低传感器的精度。本文采用电荷平衡 ADC 直接对 V_{BE} 和 ΔV_{BE} 交替量化, 无需额外产生 V_{REF} , 因此具有较低的功耗。 V_{BE} 和 ΔV_{BE} 的比例系数通过调节 ADC 采样电容的比例来实现, 具有很高的精度。

2 电路设计

2.1 总体结构

根据第一章中的基本原理, 本文提出的温度传感器采用基于 BJT 的温度感应前端电路产生一个与温度成正比的电压 ΔV_{BE} 和一个与温度成反比的电压 V_{BE} , 再用一个电荷平衡 ADC 对这 2 个电压进行交替量化和处理, 式(3)中的系数 α 由电荷平衡 ADC 交替采样时的采样电容之比来实现, 具有很高的精度。电荷平衡 ADC 输出的码流经过数字滤波后即可得到代表温度的数字码 μ , 最后再通过一个线性映射模块得到以摄氏度表示的数字温度 D_{out} 。温度传感器中还包括了电流偏置电路、控制和时钟电路, 其中电流偏置电路为片上的模拟电路提供电流偏置, 控制和时钟电路产生时钟信号和必要的控制信号。为了方便调试, 本文电荷平衡 ADC 的数字滤波器和最终的数字映射电路在片外实现, 最终实现的温度传感器的总体框图如图 2 所示。

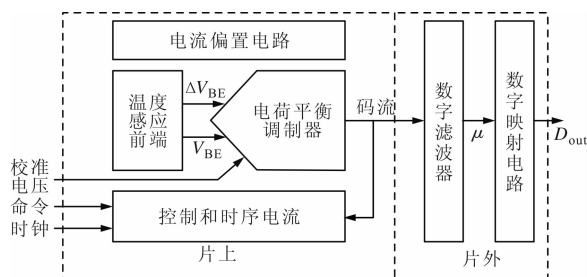


图 2 本文温度传感器总体框图

2.2 温度感应前端电路

温度感应前端主要包括感温电路及其电流偏置电路。在感温电路中, PNP 晶体管的饱和电流 I_s 存在工艺波动, 因此使得 V_{BE} 的斜率随着温度发生变化。在宽温度测量范围内, 该非线性将严重影响温度传感器的测量精度。根据式(1)可知, 使用 PTAT 电流偏置感温电路可以实现对 I_s 波动的一阶抵消, 从而降低其对传感器精度的影响。

电流偏置电路采用自偏置结构, 其中 2 个 PNP 管的电流比为 1:10, 可以产生一个与电源无关的 PTAT 电流源, 为感温电路提供偏置电流, 如图 3 所示。电流镜偏置电路中的运放和 MOS 电流镜可以保证 2 个 PNP 管 Q_{BL} 和 Q_{BR} 的发射极电流的精确比例。然而, CMOS 工艺中寄生 PNP 管电流增益 β_F 通常比较小, 基极电流将因此而增大, 从而会使得 2 个晶体管的集电极电流 I_C 以及 V_{BE} 的失配比较严重。本文采用了文献[7]中的方法, 在晶体管 Q_{BL} 的基极串联一个大小为 $R_b/10$ 的电阻来减小有限 β_F 引起的失配。根据图 3 的结构, 可以求得偏置电路中的电流

$$I = \frac{kT \ln 10}{qR_b} \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \quad (6)$$

该电流流过感温电路中的二极管方式连接的 PNP 晶体管 Q_L 和 Q_R 的发射极, 则相应的单位电流为

$$I_C = \frac{kT \ln 10}{qR_b} \quad (7)$$

由式(7)可知, 感温电路中 PNP 管的 V_{BE} 将不受 β_F 值的影响。

运放的失调电压 V_{OS} 也会给偏置电流带来误差, 从而使得感温电路中的 V_{BE} 出现偏差。若要使温度传感器的温度误差小于 $\pm 0.2^\circ\text{C}$, 则运放的失调电压必须小于 $100 \mu\text{V}$ ^[9]。受到器件参数波动以及版图失配的影响, CMOS 工艺中的运放很难实现如此小的失调电压。本文通过斩波技术来降低失调电压, 即采用一组开关在时钟的控制下, 周期性地切换运放的输入输出极性, 如图 3 所示。若运放失调带来的电流误差为 $I_{off} = V_{OS}/R_b$, 在斩波技术下, PNP 晶体管的偏置电流在 $I + I_{off}$ 与 $I - I_{off}$ 之间切换, 使得感温电路中的 V_{BE} 的平均值为 I , 不受运放失调电压 V_{OS} 的影响。本文在设计中采用了一个折叠共源共栅的斩波运放来消除失调。

为了保证感温电路输出的 ΔV_{BE} 的精度, 流过

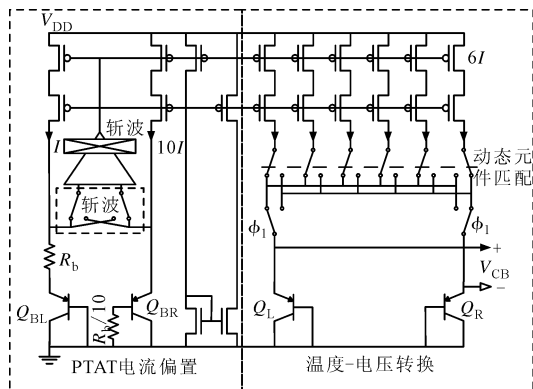


图 3 本文提出的温度感应前端电路

Q_R 和 Q_L 的电流的比例必须具有非常高的精度。本文设计 $I_{QL}:I_{QR}=1:5$, 并采用动态元件匹配技术来对 6 个电流源的输出以伪随机的方式进行选择, 从而可以消除电流源之间的失配, 获得精准的电流比例。

温度感应前端最终输出 V_{CB} , 该输出的单端电压为 V_{BE} , 差分电压为 ΔV_{BE} 。电荷平衡 ADC 通过选择将 V_{CB} 单端或差分输入以实现 V_{BE} 和 ΔV_{BE} 的电荷平衡。

2.3 电荷平衡 ADC 设计

根据式(4)中 μ 的输出范围, 实现 0.02°C 的数字温度分辨率需要一个精度为 15 bit 的高精度 ADC。由于温度变化通常比较缓慢, 其测量对 ADC 的速度要求比较低, 因此本文采用电荷平衡 ADC 来量化感温电路输出的电压^[5]。电荷平衡 ADC 实际上是 Sigma-Delta ADC 的一种特殊应用, 当输入为直流量时, Sigma-Delta 调制器的工作过程相当于在输入 V_{IN} 和基准电压 V_{REF} 之间进行电荷平衡, 因此也可被称为电荷平衡 ADC。

为了缩短测量时间同时保证结构的稳定性, 采用了一个具有二阶环路滤波器特性电荷平衡 ADC。为了确保环路稳定, 在 Sigma-Delta 调制器的基础上, 加入一条反馈至第二级积分器输入的增益为 b 路径, 并取 $b/a_1=1/2$ 以保证环路在温度传感器所能达到的输入范围内都是稳定的。同时加入从 V_{IN} 到第二级积分器的前馈路径, 使得第一级积分器的平均输出值保持为 0, 使其输出峰峰值显著减小。同时, 前馈路径的引入不会改变调制器的噪声传递函数。引入反馈路径和前馈路径的二阶电荷平衡调制器如图 4a 所示。

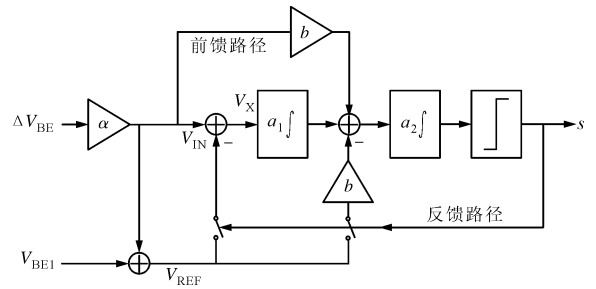
根据式(4), 电荷平衡 ADC 需要量化 $\alpha\Delta V_{BE}$ 与 V_{REF} 的比例, 其中 $V_{REF}=V_{BE1}+\alpha\Delta V_{BE}$ 。直接的方法是通过加法模块产生 V_{REF} , 再用其作为调制器的基准电压来量化 V_{IN} , 如图 4a 所示。但是, 这将增加电路开销, 并且加法电路的误差将直接影响传感器的精度。

在图 4a 中, 第一级积分器的输入 V_X 可以表示为

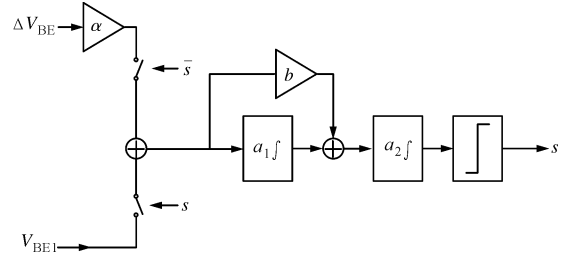
$$V_X = \begin{cases} \alpha\Delta V_{BE}, & s = 0 \\ -V_{BE}, & s = 1 \end{cases} \quad (8)$$

式中: s 表示码流。式(8)表示的功能可以用更简单的结构来实现, 即在 $s=0$ 时, 调制器的输入为 $\alpha\Delta V_{BE}$; 反之, $s=1$ 时调制器的输入为 V_{BE} 。这样就可以省去产生基准电压的加法电路。

第二级积分器也采用与第一级积分器相同的处



(a) 具有反馈和前馈路径需要产生 V_{REF} 的结构



(b) 本文简化后无需 V_{REF} 的结构

图 4 二阶电荷平衡调制器原理框图

理方法来省去基准电压。通过以上简化后, 本文的二阶电荷平衡 ADC 调制器的结构如图 4b 所示, 在输出码流的控制下, 调制器轮流处理 $\alpha\Delta V_{BE}$ 和 V_{BE} , 从而省去了 V_{REF} 产生电路。

根据系统级仿真结果, 调制器的环路参数为 $a_1=1/4, a_2=2/3, b=1/2$ 。根据文献[11]的方法对调制器进行时序分析, 可以求得其最小可分辨的电压为

$$V_{LSB} = \frac{2V_{REF}}{3N(a_1a_2(N-1)+2a_2b)} \quad (9)$$

式中: N 为每次温度转化所需要的时钟周期数。根据式(9), 要达到 15 bit 的精度需要 512 个电荷平衡周期。

根据图 4b 的系统结构, 即可得到本文电荷平衡调制器的电路结构。为了克服工艺误差和器件失配对调制器精度的影响, 同时尽可能缩小调制器的面积, 在调制器中引入了动态元件匹配、斩波技术和变时钟采样, 如图 5 所示。为了降低电容的比值从而提高匹配精度, 本文对调制器的采样电路也进行了改进。在一个电荷平衡周期内, 若 $s=0$, 积分器对 ΔV_{BE} 进行 2 次电荷转换; 若 $s=1$, 只对 V_{BE} 进行一次电荷转换。这等效于将 ΔV_{BE} 的处理增益提高了 2 倍, 因此可以相应地将积分器的电容比例缩小 1/2。

具体实现时, 积分器的采样电容为 7 个单位电容, 在积分 ΔV_{BE} 时使用全部 7 个电容, 而积分 V_{BE} 时只使用其中的 1 个电容, 结合前述的时钟控制策略, 即可实现 $\alpha=14$ 的比例系数。在采样 V_{BE} 时, 本

文对7个采样电容也使用动态元件匹配技术,从而可以有效地降低电容失配对转换结果的影响。调制器中的运放和比较器均采用斩波调制技术来减小失调的影响,如图5所示。调制器在每个转换周期进行2次斩波以将失调电压调制至数字滤波器的第一个零点处,同时,采用这样低频的斩波也可以避免斩

波开关电荷注入带来的误差。

电荷平衡调制器对运放的直流增益以及输出范围有较高的要求,因此本设计采用了一个高增益、宽输出范围的两级 CLASS-AB 输出运放结构^[11-12]。调制器中的比较器采用了一个动态预放大锁存比较器,可以抑制第二级积分器的输出回踢噪声。

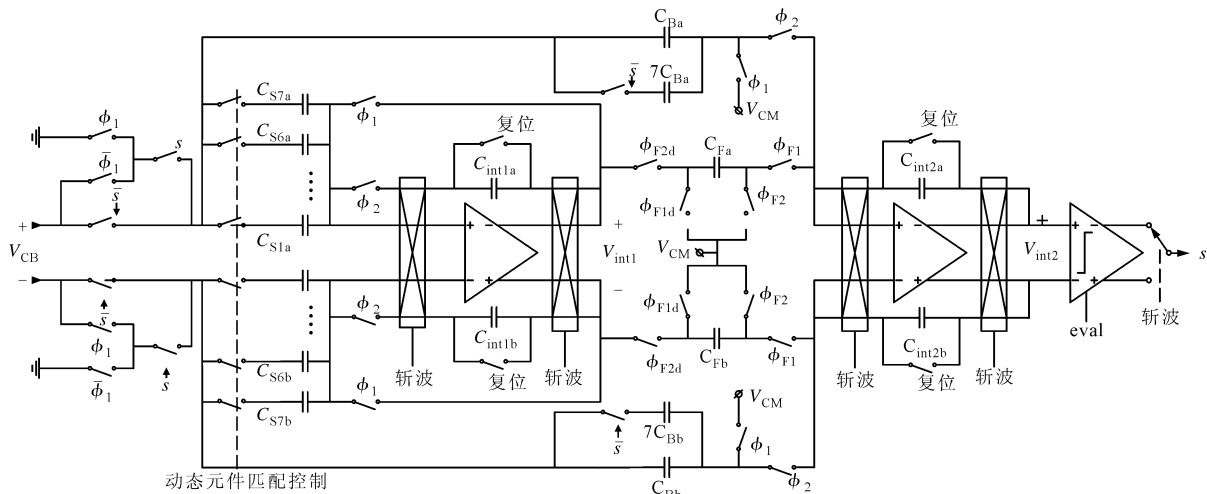


图5 本文二阶电荷平衡调制器电路

3 低功耗控制方案

射频标签、生物医疗和物联网等系统需要温度传感器具有极低的功耗。除了尽量降低模块的电路功耗,本文通过数字控制引入使能模式,在系统级降低传感器的平均功耗。在不需要温度检测时,控制模块使整个温度传感器进入睡眠模式,从而使得静态功耗几乎为0。在需要进行温度检测时,控制模块唤醒温度传感器进行工作直至该次温度转换结束。图6给出了低功耗数字控制的时序图。

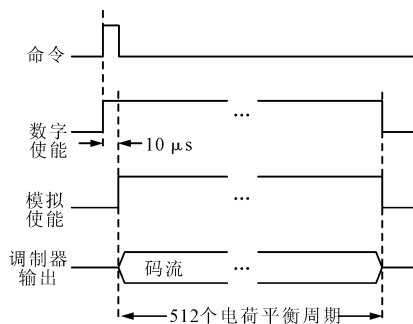


图6 低功耗数字控制时序图

4 工艺误差校准

本文在感温电路以及调制器的采样网络中使用了动态元件匹配技术,因此感温电路中6个电流源的比率 p 以及调制器的 $\alpha\Delta V_{BE}$ 可以认为是不受工艺

偏差影响的。然而, V_{BE} 将受到工艺波动的影响而产生较大的误差。因此,必须对 V_{BE} 的误差加以校准。

为了校准 V_{BE} 随工艺波动引起的转换误差,本文用前台校准的方法,在给定环境温度条件下,用外置的参考电压替代片内的 V_{BE} 得到相应的转换结果,与用片内 V_{BE} 得到的转换结果对比,即可标定出 V_{BE} 在这一温度下的精确值^[13],基本的校准思路如图7所示。

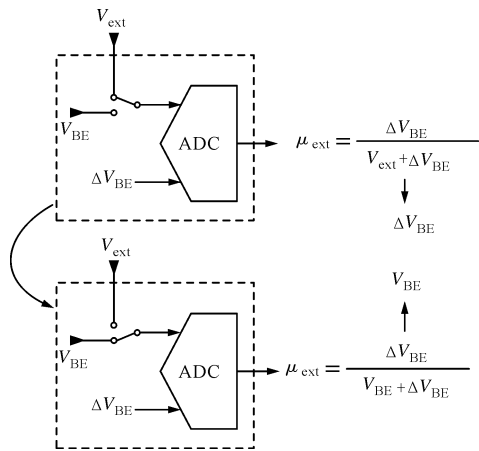


图7 电压校准过程示意图

校准可以在芯片晶圆测试或封装测试时进行,首先使用一个精准的片外电压 V_{ext} 代替 V_{BE} ,为了防止校准电压误差带来额外的温度误差,要求 V_{ext} 的精度小于1 mV。通过ADC可以得到转换结果

μ_{ext} ,表示为

$$\mu_{\text{ext}} = \frac{a\Delta V_{\text{BE}}}{V_{\text{ext}} + a\Delta V_{\text{BE}}} \tag{10}$$

结合式(2)可以得到芯片的温度为

$$T_{\text{D}} = \frac{\mu_{\text{ext}}}{Z(1 - \mu_{\text{ext}})} V_{\text{ext}} \tag{11}$$

式中

$$Z = \eta \frac{k}{q} \ln(p) \tag{12}$$

得到芯片温度后,输入切换回 V_{BE} ,ADC 进行转换得到未校准的转换结果 μ ,根据式(4)求出未校准的 V_{BE} ,将其与该温度下的理论值对比即可求出 V_{BE} 的误差,再使用熔丝修调调节电流偏置电路中的电阻 R_{b} 来改变偏置电流大小从而修正 V_{BE} 的误差,即可实现校准。校准时,要求环境温度在 2 个测试周期的时间内变化小于 $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$,通常的测试环境都可轻易满足这一要求。由于该校准过程可以在室温条件下进行,并且校准时间仅为温度传感器的 2 个测量周期,因此大大减小了校准的成本。

5 仿真结果

本文温度传感器电路采用 $0.18\text{ }\mu\text{m}$ 工艺设计,核心电路的版图面积仅为 0.55 mm^2 。提取版图寄生参数后的仿真结果显示该温度传感器在 $-40\sim125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测量范围内具有良好的线性转换特性,如图 8 所示。在 $-40\sim125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测量范围内,温度转换的仿真误差如图 9 所示,可以看出在 $20\sim100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的测温范围内具有良好的转换精度,但在低温和高温下精度有所恶化,这是由于在低温和高温时 PNP 晶体管的 V_{BE} 随温度变化的线性度变差导致的。即便如此,最差的精度仍然可以达到为 $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

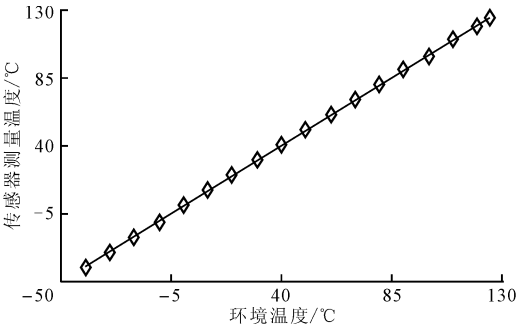


图 8 本文温度传感器的温度转换曲线

在典型(TT)、快速(FF)和慢速(SS)这 3 种不同工艺角下的温度转换误差曲线如图 10 所示,可以看出相比未校准前,温度转化误差在校准后都显著减小。在校准之后,SS 工艺角下的误差在整个温度

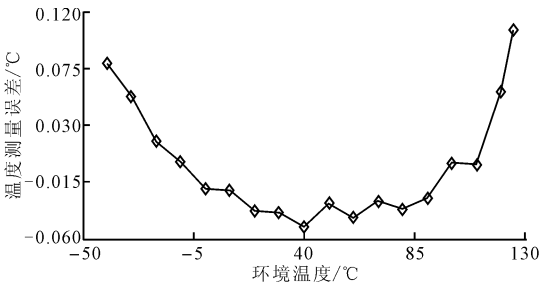


图 9 温度转换误差曲线

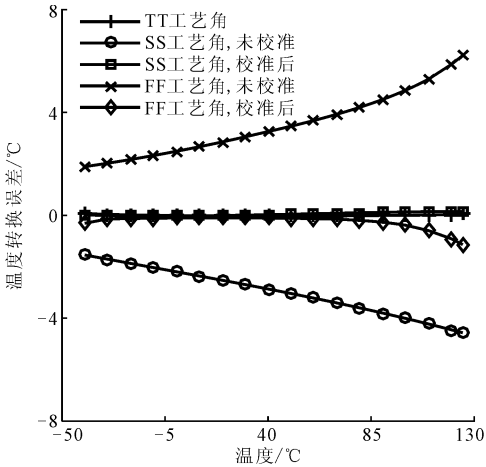


图 10 不同工艺角下的校准前后温度转换误差

范围内均小于 $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$,FF 工艺角下的误差在 $-30\sim80\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内小于 $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$,考虑到 SS 和 FF 工艺角下仿真的是工艺波动极端情况下的结果,因此该校准结果是可以接受的。因此,在引入对 V_{BE} 的电压单点校准后,可以显著降低由工艺波动带来的温度转换误差。

引入 10% 的器件失配后得到的有、无斩波和 DEM 2 种情况下温度误差仿真结果如图 11 所示。在无斩波和 DEM 时,器件的失配带来了很大的温度转换误差,这主要是感温电路中的电流比率和采样电路中的电容比率 α 对器件匹配的高要求造成的;在引入斩波和 DEM 技术后,器件失配对电流比率和电容比率 α 的影响大为降低,此时由器件失配带来的温度转换误差不会影响温度传感器的精度。

本文温度传感器(见图 12)在室温下的工作电

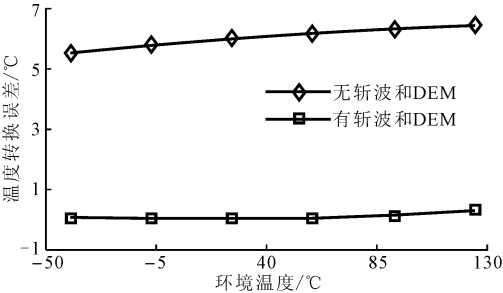


图 11 有、无斩波和 DEM 时的温度转换误差对比

流为 130 μA , 休眠模式下所有电路模块关闭, 仅存在着数字电路的静态电流, 该电流小于 1 nA。传感器的温度分辨率为 0.02 $^{\circ}\text{C}$, 进行一次温度测试所需的时间为 42 ms。

表 1 7 种温度传感器的性能总结与对比

传感器来源	前端类型	工艺尺寸/ μm	芯片面积/ mm^2	工作电流/ μA	测温范围/ $^{\circ}\text{C}$	校准方式(点数)	测温精度/ $^{\circ}\text{C}$	分辨率/ $^{\circ}\text{C}$	转换时间/ms
文献[6]	BJT	0.16	0.08	3.4	$-55\sim 125$	电压校准(1)	± 0.15	0.02	5.30
文献[14]	电阻	0.18	0.18	20	$0\sim 100$	热校准(1)	± 0.5	0.25	0.0125
文献[15]	BJT	0.16	0.12	4.6	$-30\sim 125$	数字校准(1)	± 0.25	0.018	100
文献[16]	BJT	90	0.90	46 000	$-45\sim 125$		± 1.5		
文献[17]	振荡器	65	0.01	500	$0\sim 125$	单点校准(1)	± 1.2	0.20	0.002
文献[18]	BJT	0.50		180	$-35\sim 105$	自校正	± 1	0.14	0.020
本文	BJT	0.18	0.64	130	$-40\sim 125$	电压校准(1)	0.11/ -0.06	0.02	42

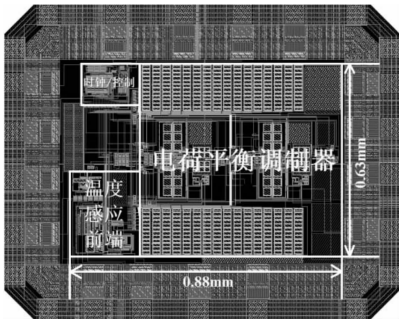


图 12 本文温度传感器芯片版图

6 总 结

本文提出了一种基于电荷平衡 ADC 的高精度 CMOS 温度传感器, 通过 BJT 进行温度到电压的转换, 利用高精度电荷平衡 ADC 进行电压的量化, 并采用电压校准的方式降低工艺带来的精度误差。仿真结果表明, 在 3.3 V 电源电压, $-40\sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度测量范围内, 测量的分辨率为 0.02 $^{\circ}\text{C}$, 测量精度可达 $\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$, 完成一次测量的时间仅为 42 ms, 工作电流仅为 130 μA , 芯片版图面积为 0.55 mm^2 。该温度传感器可满足植入式医疗、射频标签和物联网等系统对芯片的高精度、低功耗和宽测量范围的要求。

参考文献:

[1] LAW M K, BERMAK A, LUONG H C. A sub- μW embedded CMOS temperature sensor for RFID food monitoring application [J]. IEEE Journal of Solid State Circuit, 2010, 45(6): 1247-1255.

[2] SHEN Hongwei, LI Lilan, ZHOU Yumei. Fully inte-

表 1 列出了本文与其他近期文献中 6 种 CMOS 温度传感器的性能对比, 从中可以看出, 本文传感器在实现温度传感器宽范围、高精度的同时, 也实现了良好的功耗控制和较短的转换时间。

grated passive UHF RFID tag with temperature sensor for environment monitoring [C]// Proceedings of 7th International Conference on ASIC. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 360-363.

[3] 张鸿, 张牡丹, 张杰, 等. 用于植入式医疗装置的逐次逼近式模数转换器 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(2): 43-48.

ZHANG Hong, ZHANG Mudan, ZHANG Jie, et al. A successive approximation register analog-to-digital converter for implantable biomedical device [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(2): 43-48.

[4] ZHANG Hongshuai, ZHANG Hong, ZHANG Ruizhi. Energy-efficient higher-side-reset-and-set switching scheme for SAR ADC [J]. Electronics Letters, 2017, 53(18): 1238-1240.

[5] 陈浩, 孙权, 张鸿, 等. 用于超低频信号测量的高精度低功耗增量式模数转换器 [J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(6): 79-85.

CHEN Hao, SUN Quan, ZHANG Hong, et al. Incremental analog-to-digital converter with high resolution and low power for measurement of ultra-low-frequency signals [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(6): 79-85.

[6] SOURI K, CHAE Y, MAKINWA K A A. A CMOS temperature sensor with a voltage-calibration inaccuracy of $\pm 0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$ (3σ) from $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ [J]. IEEE Journal of Solid State Circuit, 2013, 48(1): 292-301.

[7] SOURI K, CHAE Y, MAKINWA K. A CMOS temperature sensor with a voltage calibrated inaccuracy of $\pm 0.15\text{ }^{\circ}\text{C}$ (3σ) from $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ [C]// Proceedings of 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012;

- 208-210.
- [8] SOURI K, MAKINWA K A A. A 0.12 mm² 7.4 MW micropower temperature sensor with an inaccuracy of $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ (3σ) from -30°C to 125°C [J]. IEEE Journal of Solid State Circuit, 2011, 46(7): 1693-1700.
- [9] PERTIJS M A P, MAKINWA K A A, HUIJSING J H. A CMOS smart temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ from -55°C to 125°C [J]. IEEE Journal of Solid State Circuit, 2005, 40(12): 2805-2815.
- [10] 王玉伟, 张鸿, 张瑞智. 一种超低功耗的低电压全金属氧化物半导体基准电压源 [J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(8): 47-52.
- WANG Yuwei, ZHANG Hong, ZHANG Ruizhi. A low-voltage all-metal oxide semiconductor voltage reference with ultra-low power [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(8): 47-52.
- [11] WANG Xiaofei, ZHANG Hong, YANG Guoqiang, et al. A 12-bit incremental $\Sigma\Delta$ ADC for battery management system in electric vehicles [C]// Proceedings of 2014 IEEE 12th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 1-3.
- [12] ZHANG Jie, ZHANG Hong, SUN Quan, et al. A low-noise, low-power amplifier with current-reused OTA for ECG recordings [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2018, 12(3): 900-908.
- [13] PERTIJS M A P, AITA A L, MAKINWA K A A, et al. Voltage calibration of smart temperature sensor [C]// Proceedings of 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 342-344.
- [14] WU C K, CHAN W S, LIN T H. A 80 kS/s 36 μW resistor-based temperature sensor using BGR-free SAR ADC with a unevenly-weighted resistor string in 0.18 μm CMOS [C]// Proceedings of 2011 Symposium on VLSI Circuits. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 222-228.
- [15] SOURI K, KASHMIRI M, MAKINWA K. A CMOS temperature sensor with an energy-efficient zoom ADC and an inaccuracy of $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$ (3σ) from -40°C to 125°C [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 310-312.
- [16] 陈彦如, 陈志铭. 一种大量程低误差 CMOS 温度传感器 [J]. 微电子学, 2016, 46(5): 605-611.
- CHEN Yanru, CHEN Zhiming. A CMOS temperature sensor with wide range and low deviation [J]. Microelectronics, 2016 46(5): 605-611.
- [17] 彭华, 王用鑫. 采用双振荡器结构的低功耗 CMOS 温度传感器 [J]. 电子器件, 2016, 39(6): 1449-1455.
- PENG Hua, WANG Yongxin. Low power CMOS temperature sensor with dual oscillator structure [J]. Chinese Journal of Electron Device, 2016 39(6): 1449-1455.
- [18] 姜慧强, 陈旭斌, 莫炯炯, 等. 自校正 CMOS 数字温度传感器 [J]. 电子学报, 2017, 45(4): 944-949.
- JIANG Huiqiang, CHEN Xubin, MO Jiongiong, et al. CMOS digital temperature sensor with self-correcting technique [J]. Acta Electronics Sinica, 2017, 45(4): 944-949.

[本刊相关文献链接]

- 滕千礼, A. ESMAEILI KELISHOMI, 蔡忠闽. 采用运动传感器的人体运动识别深度模型. 2018, 52(8): 60-66. [doi: 10.7652/xjtuxb201808010]
- 刘凯, 崔荣洪, 侯波, 等. 薄膜传感器监测强化结构裂纹的可行性研究. 2018, 52(7): 139-145. [doi: 10.7652/xjtuxb201807020]
- 颜敏炜, 张英杰, 代博超, 等. 采用激光传感器的同轴度检测技术研究. 2017, 51(10): 27-32. [doi: 10.7652/xjtuxb201710005]
- 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略. 2016, 50(6): 104-109. [doi: 10.7652/xjtuxb201606016]
- 常雪剑, 彭博, 刘凌, 等. 新型非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制. 2016, 50(1): 85-91. [doi: 10.7652/xjtuxb201601014]
- 李吉军, 张瑞智, 孙权, 等. 用反相器实现积分的低压低功耗级联型 $\Delta\Sigma$ 调制器. 2018, 52(8): 110-116. [doi: 10.7652/xjtuxb201808017]
- 王玉伟, 张鸿, 张瑞智. 一种超低功耗的低电压全金属氧化物半导体基准电压源. 2017, 51(8): 47-52. [doi: 10.7652/xjtuxb201708008]
- 陈浩, 孙权, 张鸿, 等. 用于超低频信号测量的高精度低功耗增量式模数转换器. 2017, 51(6): 79-85. [doi: 10.7652/xjtuxb201706013]
- 张瑶, 张鸿, 李梁, 等. 时钟数据恢复电路中的线性相位插值器. 2016, 50(2): 48-54. [doi: 10.7652/xjtuxb201602009]
- 张鸿, 张牡丹, 张杰, 等. 用于植入式医疗装置的逐次逼近式模数转换器. 2015, 49(2): 43-48. [doi: 10.7652/xjtuxb201502008]

(编辑 刘杨)