

新型全 CMOS 片上温度传感器设计*

林赛华[†] 杨华中

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘要: 利用阈值电压随温度的线性变化关系,设计并改进了一种基于弛张振荡器的全 CMOS 片上数字温度传感器,提出了一种新型的基于施密特触发器的全 CMOS 片上数字温度传感器,用于集成电路的热测试和温度保护. 仿真结果表明,文中实现的两种数字温度传感器精度均在 1% 以内,而且基于施密特触发器的温度传感器仅使用了 19 个晶体管,与多数文献的结果相比,晶体管数目至少节省了 26.9%.

关键词: 温度传感器; 阈值电压; 热可测试性

EEACC: 1265A; 2560; 2570D

中图分类号: TN47 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2006)03-0551-05

1 引言

随着芯片集成度的迅速提高,芯片热效应的影响重新被提上了研究日程. 为了避免局部温度过高对芯片造成损害,需要在芯片内部集成温度传感器以实时检测温度的变化. 较为简单而常用的一种方案是使用热敏电阻作为温度传感器,然而由于其精度有限,因此研究者又开发了各种面积小、功耗低的温度传感器^[1~5]. 这些方法各有优缺点. 如文献[1]方法精度较高,误差小于 3%,但使用的振荡器方案占用了较大的面积;文献[2]中的温度传感器耗费较大的功耗(10~15mW),这可能引起待测点温度的变化从而给测量结果带来误差;文献[3]提出了两种不同类型的振荡器,取得了较好的效果;文献[4]中的传感器精度较高,但由于该传感器频率-温度函数包含了迁移率,而迁移率不随温度呈线性关系,因此其频率的对数与温度呈近似线性关系;文献[5]中的传感器可看成是文献[3,4]的综合,耗费了较多晶体管,且其电容的充电电流受电源电压影响.

在综合考虑阈值电压、迁移率、电源电压的影响之后,本文设计了两种不同的温度传感器. 它们舍弃了迁移率因子的影响,采用与电源电压无关的恒流源,简化了整体电路设计. 其中,基于施密特触发器方案的温度传感器只用了 19 个晶体管,而文献[1~5]中传感器方案晶体管数目最少为 26 个,因而本文提出的温度传感器晶体管数目至少节省了 26.9%. 另外, HSPICE 仿真结果表明,本文提出的传感器方案精度均在 1% 之内.

2 MOS 管的阈值电压温度特性

对于分别工作在饱和区和线性区的长沟道 nMOS 晶体管来说,忽略其次级效应,它的漏电流可以用如下两个公式来表示:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad (1)$$
$$I_D = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (2)$$

其中 μ_n 为 nMOS 晶体管迁移率(对于 pMOS 晶体管则为 μ_p); C_{ox} 为单位面积的栅电容; W 和 L 分别表示栅的宽度和长度; V_{TN} 表示 nMOS 晶体管的阈值电压(对于 pMOS 晶体管则为 V_{TP}). 在这些参数中,迁移率和阈值电压是受温度影响较大的量. 其中,阈值电压与温度的关系在很大的范围内呈线性关系^[6]:

$$V_T(T_{device}) = V_T(TNOM) + \left[KT1 + \frac{KTLL}{L_{eff}} + KT2 V_{BS} \right] \left[\frac{T_{device}}{TNOM} - 1 \right] \quad (3)$$

其中 $V_T(TNOM)$ 表示 TNOM 温度下的阈值电压,一般取室温值,如 25°C; T_{device} 表示器件实际温度; $KT1$ 表示阈值电压的温度系数; $KT1L$ 和 $KT2$ 分别表示沟道长度和衬底偏置的影响. 实验结果表明,上述阈值电压对温度的线性依赖性公式能在各种不同温度下提供对实际 I-V 特性曲线精确拟合^[6]. 并且,对于 nMOS 晶体管来说,由于阈值电压随温度上升而下降,因此系数 $KT1 + \frac{KTLL}{L_{eff}} +$

*国家自然科学基金资助项目(批准号:90207001)

[†] 通信作者. Email: linsh@mails.tsinghua.edu.cn

2005-05-31 收到,2005-11-08 定稿

KT2 V_{BS} 必定为负. 迁移率与温度的关系要比阈值电压复杂许多,

在 BSIM3 中的 MOBMOD = 1 默认情况下,它与温度的关系可以表示为:

$$\mu_{\text{eff}}(T_{\text{device}}) = \frac{U_0(T_{\text{device}})}{1 + (U_A(T_{\text{device}}) + U_C(T_{\text{device}}) V_{\text{BS}}) \left(\frac{V_{\text{GS}} + V_{\text{T}}(T_{\text{device}})}{\text{TOX}} \right) + U_B(T_{\text{device}}) \left(\frac{V_{\text{GS}} + V_{\text{T}}}{\text{TOX}} \right)^2} \quad (4)$$

其中 U_A, U_B, U_C 表示迁移率退化效应的因子,它们均与温度成线性关系;而 U_0 表示零电场情况下的迁移率. 可以看到,迁移率是关于温度的非线性函数.

则可以得到:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{2(p_{12} - n_{12})}{p_{12} - 2n_{12}} V_{\text{TN}} \\ V_2 = \frac{n_{12} - p_{12}}{p_{12} - 2n_{12}} V_{\text{TN}} \end{cases} \quad (6)$$

3 基于弛张振荡器的温度传感器设计

由于 n_{12} 是由 N1 管和 N2 管的宽长比的比值决定, p_{12} 是由 P1 管和 P2 管的宽长比的比值决定. 它们都是一个固定的值. 因而可以发现, V_1 和 V_2 均为阈值电压 V_{TN} 的线性函数,且独立于电源电压 V_{dd} . 为了保证各管能够饱和,由 V_1, V_2 均大于零可知, p_{12} 比 n_{12} 大两倍时即可满足条件. 实际上该电路还可以推广为右端支路含 N 个 nMOS 管的情况. 限于篇幅,这里省略.

3.1 温度敏感电路设计

3.2 振荡器设计

为了实现片上温度的实时监测以进行温度控制,需要设计温度传感器. 不同于片外实现温度传感器,片上传感器有自己特定的优势和设计要求. 文献[3,5]归纳总结了片上温度传感器的一些设计要求,比如通常的温度适用范围为 $0 \sim 100$; 芯片面积应当较小;晶体管数目应小于 40 个;功耗应当越低越好,如小于 1mW;精度越高越好等.

我们利用阈值电压同温度的线性关系,首先设计了如图 1 所示的采用模拟电压输出的温度敏感电路. 在这个电路后面加入一个模数转换器(ADC)即可实现数字温度信号的输出.

为了更容易实现温度控制功能,通常需要将模拟信号转换成数字信号. 尽管采用 ADC 可以得到数字温度信号的输出,但这要花费大量的面积和功耗. 于是,本文中设计了一种改进的弛张振荡器方案,充电电流产生电路采用自偏置阈值电压参考电路^[7]. 该电路的优点在于电流对电源电压不敏感,如图 2 所示. P3 管为使能管,当 EN 为高时,振荡器工作. 假设 T3, T6, P4, P5 均处于饱和工作状态,并且 T3 取较大的宽长比,则可以得到:

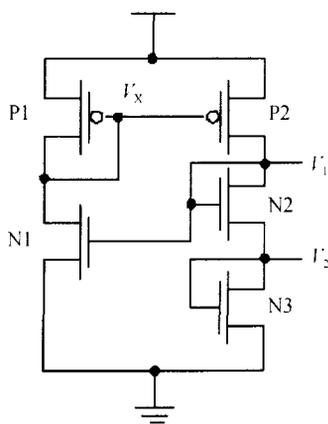


图 1 模拟温度敏感电路

Fig. 1 Analog temperature sensitive circuit

对于图 1,选择合适的晶体管尺寸使 P1, N1, P2, N2, N3 均处于饱和状态,令 N2 和 N3 具有相同的晶体管尺寸,并且设:

$$\begin{cases} n_{12} = \frac{\sqrt{(W/L)_{N1}}}{\sqrt{(W/L)_{N2}}} \\ p_{12} = \frac{\sqrt{(W/L)_{P1}}}{\sqrt{(W/L)_{P2}}} \end{cases} \quad (5)$$

$$I = \frac{V_{\text{TN}} + \frac{\sqrt{2IL_{\text{T1}}}}{N_{\text{th}} C_{\text{ox}} W_{\text{T1}}}}{R_s} \frac{V_{\text{TN}}}{R_s} \quad (7)$$

当 f_{osc} 为低电平时, P7 管导通,电容 C 开始充电,且充电电流为 I . 当 C 上电压到达 V_1 时,由于比较器和锁存器的作用, f_{osc} 发生翻转变为高电平. 于是 T5 管导通,电容 C 通过 T5, T4 支路放电,选取各管的宽长比使得放电电流依旧为 I . 当 C 上电压降至 V_2 以下时, f_{osc} 又发生翻转. 如此周而复始形成振荡波形. 选取阻值随温度变化线性度较好的电阻 R_s , 同时忽略温度对电容的影响,则可以得到振荡器的周期为:

$$T_{\text{osc}} = \frac{2C(V_1 - V_2)}{I} = \frac{2CkV_{\text{TN}}R_s}{V_{\text{TN}}} = 2CkR_s \quad (8)$$

其中 $k = \frac{n_{12} - p_{12}}{p_{12} - 2n_{12}}$ 为一个常数; I 为电流源中电

阻 R_s 的一阶温度系数; T_0 为参考温度. 从 (8) 式可以看出, 振荡周期和温度成近似线性关系并且振荡

周期函数中不包含 V_{dd} 项, 因而能把电源的影响降到最低, 整体电路如图 2 所示.

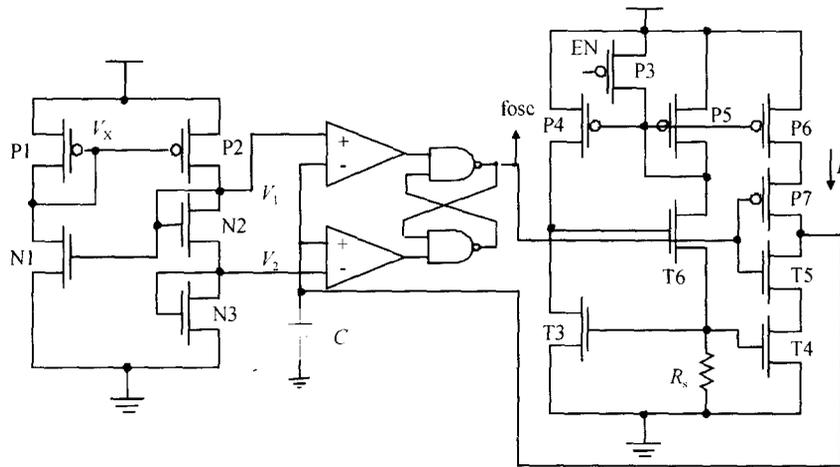


图 2 基于弛张振荡器的数字温度传感器

Fig. 2 Relaxation oscillator based digital temperature sensor

4 基于施密特触发器的温度传感器设计

考察弛张振荡器中的比较器和锁存器的作用

知, 它们是把电容上电压控制在 V_1 和 V_2 之间, 然后进行整形和保持. 因此 V_1 和 V_2 相当于两个阈值电压. 当电容上电压大于 V_1 时, f_{osc} 发生翻转; 当电压小于 V_2 时, f_{osc} 也发生翻转. 由此可以利用施密特触发器来简化电路, 如图 3 所示.

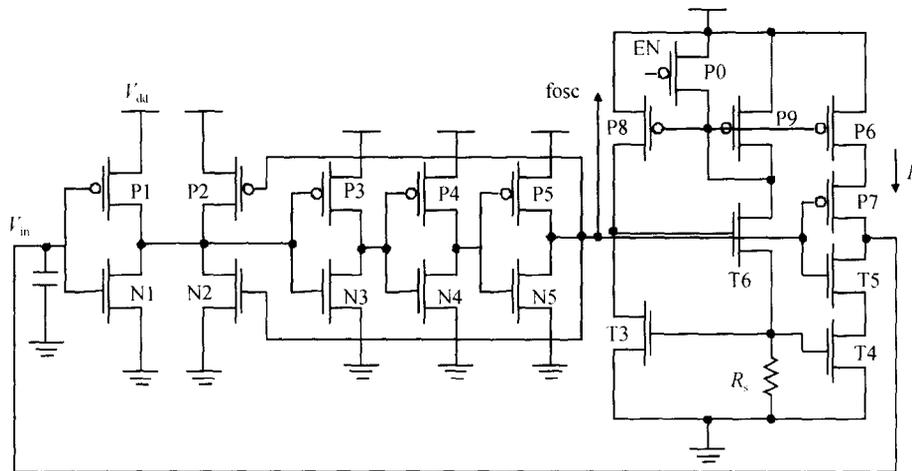


图 3 基于施密特触发器的数字温度传感器

Fig. 3 Schmitt trigger based digital temperature sensor

其中 $P_3, N_3, P_4, N_4, P_5, N_5$ 组成成比例的反相器链以增强输出驱动能力同时降低 P_2, N_2 管的开关短路功耗. 当输入信号 V_{in} 为高电平时, P_1, N_1 反相器输出经反相器链后反馈到 P_2, N_2 栅极, 从而导致 N_2 导通, P_2 关断. 这相当于输入信号通过了一个 P_1, N_1, N_2 组成的反相器. 对于长沟道器件, 忽略速度饱和和等效效应, 可以推得反相器的转换电平为:

$$V_{M-} = \frac{V_{TN} + \frac{\sqrt{k_{p1}}}{Nk_{n1} + k_{n2}} (V_{dd} + V_{TP})}{1 + \frac{\sqrt{k_{p1}}}{Nk_{n1} + k_{n2}}} \quad (9)$$

同理, 当输入信号 V_{in} 为低电平时, 通过反馈作用, P_2 管也导通, N_2 管截止, 则得到反相器的等效转换电平:

$$V_{M+} = \frac{V_{TN} + \sqrt{\frac{k_{p1} + k_{p2}}{k_{n1}} (V_{dd} + V_{TP})}}{1 + \sqrt{\frac{k_{p1} + k_{p2}}{k_{n1}}}} \quad (10)$$

从而可以得到此电路的数字信号的周期:

$$T_{osc} = \frac{2C(V_{M+} - V_{M-})}{I} = \frac{2C(V_{M+} - V_{M-})R_s}{V_{TN}} \text{const} \times (1 + T) \quad (11)$$

其中 const 为根据 (9), (10), $R_s(T_0)$ 及 C 得到的常数; 为考虑 V_{TN}, V_{TP}, R_s 后的一阶温度系数. 可以看到, 输出信号时间周期依旧近似为温度的线性函数. 比较采用图 2 的方案, 此电路晶体管数目大大减少, 功耗也相应降低, 但缺点是电源电压会对周期有所影响.

5 仿真结果

5.1 输出电压与温度的关系

图 4 为图 1 所示温度敏感电路输出端 V_1 和 V_2 差值随温度的变化关系. 表 1 显示了该电路的性能参数. 其中精度被定义为:

$$\text{Accuracy} = \frac{\text{Max}(\text{Actual}(V_{out}) - \text{Ideal}(V_{out}))}{\text{Max}(V_{out}) - \text{Min}(V_{out})} \times (T_{max} - T_{min}) \quad (12)$$

其中 Actual(V_{out}) 和 Ideal(V_{out}) 分别表示实际和理想的输出电压值; Max(V_{out}) 和 Min(V_{out}) 分别表示输出电压的最大值和最小值; T_{max} 和 T_{min} 分别表示所测量温度的最大值和最小值即测温范围. 温度传感器的线性度被定义为:

$$NL = \frac{\text{Max}(\text{Actual}(V_{out}) - \text{Ideal}(V_{out}))}{\text{Max}(V_{out}) - \text{Min}(V_{out})} \times 100\% \quad (13)$$

其中, 各参数的定义同上.

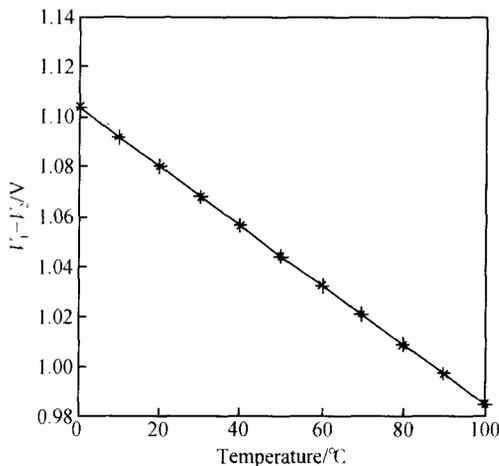


图 4 $V_1 - V_2$ 输出电压随温度的变化关系

Fig. 4 Diagram of $V_1 - V_2$ versus temperature

表 1 图 1 所示电路的性能参数

Table 1 Summary of important characteristics of the circuit shown in Figure 1

晶体管数目	5
精度	< 0.3
线性度	0.29%
功耗	32.21μW (25 °C)
输出信号	模拟信号

5.2 温度-周期转换仿真结果

图 2 和图 3 所示两个电路的仿真性能比较见表 2. 可以看到, 基于施密特触发器的温度传感器要比基于弛张振荡器的温度传感器节省约 65.4% 的晶体管数目, 节省约 56.6% 的功耗. 在得到振荡的周期性信号后, 通过一个基准的振荡器和计数器, 就可以测得不同温度下振荡信号的时间周期, 进而用来指示温度等.

表 2 温度-周期转换不同方案比较

Table 2 Comparison of temperature-period characteristics of different digital temperature sensors

方案	基于弛张振荡器	基于施密特触发器
晶体管数目	55	19
精度	< 0.5	< 0.7
线性度	0.47%	0.68%
功耗	1.6455mW (25 °C)	713.7478μW (25 °C)
输出信号	数字信号	数字信号

6 结束语

本文利用阈值电压随温度的线性变化关系改进和设计了基于弛张振荡器和基于施密特触发器的两种数字温度传感器电路. 仿真结果表明, 本文提出的两种方案精度均在 1% 以内, 而基于施密特触发器方案的电路还具有功耗低、芯片面积小的特点. 它比采用弛张振荡器的电路节省约 65.4% 的晶体管数目和约 56.6% 的功耗. 如果不考虑采用数字输出, 而直接采用模拟电压输出的电路, 则晶体管数目和功耗还能进一步降低, 温度传感器的精度还能进一步得到提高. 正是由于这些特点, 本文提出的系列传感器将很容易集成到电路中, 为集成电路的热测试和温度保护提供方便.

参考文献

[1] Quenot G M, Paris N, Zaridovique B. A temperature and voltage measurement cell for VLSI circuits. Europe ASIC Conference, Paris, 1991: 334

[2] Szekely V, Rencz M. Thermal test and monitoring. Proceeding of the European Design and Test Conference, 1995: 601

[3] Szekely V, Marta C, Kohari Z, et al. CMOS sensors for on-line thermal monitoring for VLSI circuits. IEEE Trans VLSI

- Syst, 1997, 5(3) :270
- [4] Arabi K, Kaminska B. Built-in temperature sensors for on-line thermal monitoring of microelectronic structures. IEEE International Conference on Computer Design, 1997 :462
- [5] Wang Nailong, Zhang Sheng, Zhou Runde. A novel built-in CMOS temperature sensor for VLSI circuits. Chinese Journal of Semiconductors, 2004, 25 (3) :252
- [6] Liu W. MOSFET models for SPICE simulation including BSIM3v3 and BSIM4. New York: John Wiley & Sons Inc, 2001
- [7] Gray P R, Hurst P J, Lewis S N, et al. Analysis and design of analog integrated circuits. New York: Wiley, 2001

Design of a Novel All-CMOS Built-In Temperature Sensor *

Lin Saihua[†] and Yang Huazhong

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract : By utilizing the linear relationship between the threshold voltage of a MOS transistor and its temperature, an improved built-in digital temperature sensor, which is based on a relaxation oscillator, is provided, and a novel built-in digital temperature sensor, which is based on the Schmitt trigger, is developed for thermal test and the protection of integrated circuits. The simulation results show that the accuracies of the two types of the sensors are both within 1%. Only 19 transistors are needed by the Schmitt trigger based temperature sensor, saving at least 26.9% of the number of transistors as compared with previous work.

Key words : temperature sensor; threshold voltage; thermal testability

EEACC : 1265A; 2560; 2570D

Article ID : 0253-4177(2006)03-0551-05

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 90207001)

[†] Corresponding author. Email: linsh@mails.tsinghua.edu.cn

Received 31 May 2005, revised manuscript received 8 November 2005