

## An Wide Temperature Measuring Range CMOS Temperature Sensor Integrated in Passive UHF RFID Tag\*

LI Bo, MAO Luhong\*, ZHANG Shilin, XIE Sheng, ZHAN Jinlei

(Institute of Electronic and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** In allusion to temperature measurement range small and power consumption of Passive UHF RFID tag, This paper presents an wide temperature measuring range CMOS Temperature Sensor Integrated in Passive UHF RFID tag. It is implemented in UMC 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M CMOS process, In this paper, a new temperature pulse convert circuit structure is presented with the temperature's change, so as to implement the wide temperature measurement. The simulation results shows that the change of temperature pulse width is nearly 220us when temperature is from  $-75\text{ }^{\circ}\text{C}$  to  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$  under supply voltage 1.5 V. At room temperature this new temperature sensor module's power consumption is only 200 nW. The temperature sensor resolution is 0.45  $^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ . Test results shows the temperature sensor resolution is 0.48  $^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$  in the scope of  $-5\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 45\text{ }^{\circ}\text{C}$ , the frequency of oscillator is 2.087 MHz around  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , pulse width is about 110  $\mu\text{s}$ , asynchronous counter displays 011011000.

**Key words:** passive UHF RFID; temperature sensor; wide temperature measuring range; temperature compensating oscillator

EEACC: 7230

doi:10.3969/j.issn.1004-1699.2014.05.002

## 集成于无源 UHF RFID 标签的宽温测范围 CMOS 温度传感器\*

李 勃, 毛陆虹\*, 张世林, 谢 生, 战金雷

(天津大学电子信息工程学院, 天津 300072)

**摘 要:** 针对无源 UHF RFID 标签温度测量范围小、功耗等问题, 本文提出了一种集成于无源 UHF RFID 标签的宽温测范围 CMOS 温度传感器。本文设计采用 UMC 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M CMOS 工艺进行设计, 提出一种新温度脉冲转换电路结构产生随温度变化的脉冲, 从而实现了宽温度测量。仿真结果表明: 当温度范围在  $-75\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$  时, 温度脉冲宽度变化近 220  $\mu\text{s}$ , 标签芯片供电电压为 1.5V 时, 室温时新增的温度传感器模块功耗仅为 200 nW, 温度传感器精度为 0.45  $^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ 。测试结果: 在  $-5\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 45\text{ }^{\circ}\text{C}$  范围内进行测试, 温度传感器精度为 0.48  $^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ , 其中在室温  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$  左右振荡器频率 2.087 MHz, 脉冲宽度大约 110  $\mu\text{s}$ , 异步计数器显示为 011011000。

**关键词:** 无源 RFID; 温度传感器; 宽温测范围; 新型温度补偿性振荡器

中图分类号: TP212.1

文献标识码: A

文章编号: 1004-1699(2014)05-0581-06

射频识别(RFID)是一种非接触式自动识别技术,是物联网的重要组成部分,无源超高频自动识别由于工作距离远、成本低、识别速度快等优点,现在已经成为 RFID 技术领域探究的重点。近年来,RFID 技术与无线传感器网络 WSN(Wireless Sensor Networks)的结合已成为研究的热点<sup>[1]</sup>。冷链物流的兴起更是为内嵌温度传感器的 RFID 标签发展提供了广阔的发展空间。

传统意义上的集成于无源 RFID 标签芯片的温度传感器采用模数转换(ADC)结构,该结构传感器的优点在于能获得非常高的精度、具有较宽的测量范围,不足是功耗非常大,往往达到数 mw 甚至更高,因而 ADC 传感器结构显然不适用于无源 RFID 标签芯片中<sup>[2-3]</sup>。而采用较 TDC(Time-to-Digital Converter)结构的温度传感器,利用反相器延时结构产生一个与温度相关的脉冲信号,再通过延时链结

项目来源:国家自然科学基金项目(61372011)

收稿日期:2014-03-18 修改日期:2014-04-24

构将温度信息转化成数字信号输出,这种方法产生的温度脉冲包含信息较少,反相器延时单元温度特性不好,延时随温度变化不明显,同样不适用于无源 RFID 标签芯片中宽温度的温度传感器的测量<sup>[4]</sup>。

本文基于标签传感器的温测范围受限以及功耗特点,本文提出一种新型结构,通过利用电压反馈网络来产生更宽的脉冲宽度,整个温度传感器温度测量范围高达: $-75\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,同时分辨率达到  $0.45\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ ,版图面积为  $900\text{ }\mu\text{m} \times 650\text{ }\mu\text{m}$ 。

## 1 温度传感器整体结构及工作原理

温度传感器的系统结构如图 1 所示,由温度脉冲转换模块、内嵌低功耗新型温度补偿性振荡器以及 9 bit 计数单元组成<sup>[4]</sup>。在系统开始工作时,首先通过偏置电路分别产生与温度成正比的 PTAT 电流和与温度成反比的 CTAT 电流信号,经过温度脉冲转换模块采集温度信息,把温度信息转化成与脉冲宽度有关的脉冲信号,同时利用偏置电路提供的基准电压和偏置电流来通过内部振荡器产生的 2 M 时钟信号实现对温度脉冲采样计数;计数开始时,由数字端发出 RST 复位信号清空 9 bit 异步计数器,温度脉冲转换模块输出含有温度信息的脉冲至计数器,同时利用 2 M clk 时钟信号对脉冲宽度进行计数,实现测温功能。

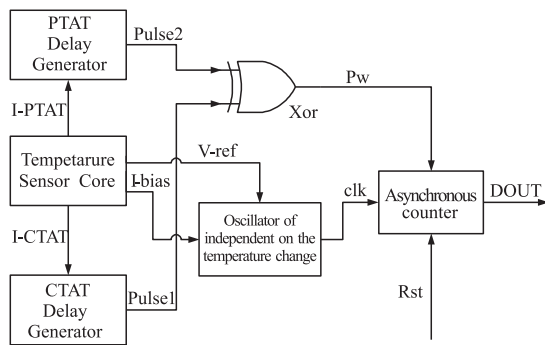


图 1 内嵌温度传感器系统结构

## 2 关键模块的设计及电路实现

### 2.1 温度脉冲转换模块

温度脉冲转换电路 (Voltage to Pulse Generator) 要求电路对温度信息进行采集以实现温度测量的功能,但是仅仅对于 PTAT 电流或者 CTAT 电流来说,他们各自所蕴含的温度信息较少,不能在较宽的温度范围内采集温度信息。本文基于 PTAT 和 CTAT 电流随温度具有相反的变化特性原理,通过复用带隙基准源产生的 PTAT 电流和 CTAT 电流,提出一种新型结构来实现获得更大的温度测量范围 ( $-75\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ )

和较低的功耗,电路结构如图 2 所示。

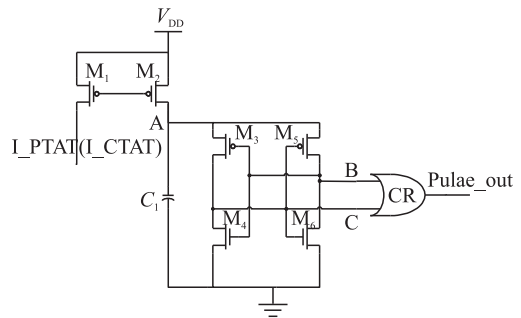


图 2 Pulse 脉冲产生电路

文献[5]利用对电容的充电来实现足够时间的延迟,来使 RFID 中稳压器和振荡器达到稳定状态。本文对电路稍加调整,引入了 PTAT 和 CTAT 电流来实现不同时间的延迟,此结构相对于反相器有更好的延迟作用。当有电流 PTAT 和 CTAT 电流存在时,随着时间的增加,在 A 节点处足够的电荷已经建立,在节点 B 的电压一开始上升,提供必要的电压到输出锁,从而引起节点 C 电压降低,这个 B 端与 C 端相“或”产生足够的延时,然后通过对 PTAT 脉冲和 CTAT 脉冲取“异或”来产生足够的脉冲宽度。

### 2.2 新型温度补偿性振荡器

本文提出了一种新型温度补偿性振荡器,具有更稳定的输出频率和更低的电压以及功耗,同时因设计要求振荡器产生的电压对较宽的温度变化不敏感,对于振荡器整体电路的分析,仅仅对于比较器各个支路电流对温度变化比较敏感,电流随温度的升高而升高。基于此分析,本设计提出用加入 CTAT 尾电流源的方法来弥补温度的变化<sup>[6]</sup>,能够在较宽温度范围 ( $-75\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) 实现稳定的输出功率和更低的功耗,而且振荡器是整个时钟产生电路的核心模块,其设计将直接影响到整个标签的性能。因为芯片最终的输出频率必然会因电阻和电容随工艺过程以及电路结构中的寄生效应和信号延迟而与理想值有一定的偏差,所以加入频率调节电容实现振荡器的频率能够在较大范围内调谐,电路图如图 3 所示。

电路设计原理如下:

(1) 电源上电后触发器处于  $\sim Q=0$  的状态,同时  $Q=1$ , 则 M1 管导通, M2 截止, M4 导通, M3 截止,所以电流  $I_{\text{ref}}$  经 M1 对电容 C1 充电, C1 上的电压  $V_{\text{C1}}$  随着充电过程的进行而逐渐升高; C4 经 M4 对地放电,迅速到低电平<sup>[7]</sup>。

(2) 当  $V_{\text{C1}}$  升至比较器的参考电压  $V_{\text{ref}}$  时,比较器输出端 S 由低翻转为高,触发器状态也立即

翻转为  $Q=0$ , 因为 R 的初始状态为 0 ( $V_{C1} < V_{ref}$ ), 所以 R 与 Q 相“或”后输出高电平, 即  $\sim Q=1$ , 因此 M3 导通, M4 截止, M2 导通, M1 截止,  $I_{ref}$  对 C4 充电,  $V_{C4}$  逐渐上升, C1 经 M2 对地放电, 迅速到低电平。

(3) 当  $V_{C4}$  上升到  $V_{ref}$  时, 输出端 R 由低电平翻转为高, 所以  $\sim Q=0$ , 同时  $Q=1$ , 触发器又回到了上述第 1 个状态, 重新对 C1 充电, C4 放电。如此周而复始, 在 Q (或  $\sim Q$  端) 就得到了振荡信号, 再通过反相器整形, 便得到了矩形输出脉冲。

电流源  $I_{ref}$  对电容 C1、C4 充电<sup>[6]</sup>, 振荡频率为

$$f = \frac{1}{C \cdot \Delta U(T) \cdot \left( \frac{1}{I_{ch}(T)} + \frac{1}{I_{disch}(T)} \right)} \quad (1)$$

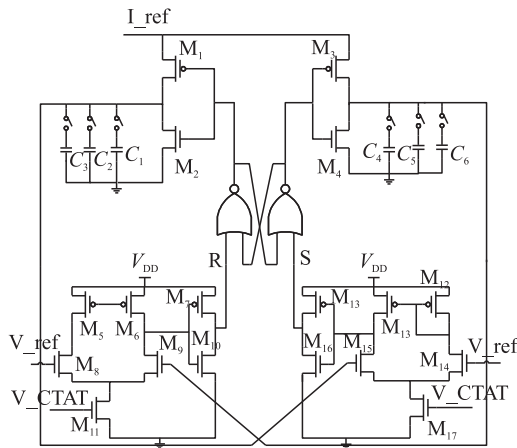


图3 新型温度补偿性 RC 振荡器

### 2.3 偏置电路

本设计采用电流复用技术, 通过将 PTAT 电流和 CTAT 电流进行不同比例的加权相加来得到一个与温度无关的电流, 然后将此电流加在电阻上产生一个与温度无关的基准电压。温度传感器中偏置电路其结构如图 4 所示。

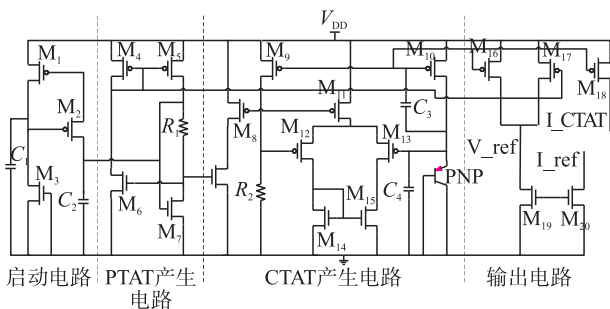


图4 偏置电路

目前针对基准电压源的低功耗技术研究集中在以下几点: (1) 利用反馈技术设计无运算放大器的基准源; (2) 基于低阈值或多阈值器件, 通过降低电

源电压来实现低功耗设计; (3) 采用亚阈值技术, 亚阈值 MOS 管具有较小的电流, 从而可以降低晶体管对功耗的需求。其中, 采用亚阈值技术是比较易于实现且效果较好的一种方式<sup>[8]</sup>。

记 MOS 的栅源电压为  $V_{GS}$ , 阈值电压为  $V_{TH}$ , 漏源电压为  $V_{DS}$ , 漏源电流为  $I_{DS}$ 。如下公式给出了亚阈值区 MOS 管的  $I_{DS}-V_{GS}$  关系。

$$I_D = \frac{W}{L} I_{D0} \exp \frac{qV_{GS}}{nkT} \quad (2)$$

其中  $I_D$  为漏源电流,  $W/L$  为 MOS 的宽长比,  $n$  为斜率因子。  $I_{D0}$  为与工艺、 $V_{SB}$  及  $V_T$  相关的参数。亚阈值区 MOS 管的电流通常较小, 这是将亚阈值 MOS 管用于低功耗设计的一个最关键的原因。

在前面的推导中, 已经得出亚阈值 MOS 管的栅源电压  $V_{GS}$  与其漏源电流  $I_D$  的关系用如下公式表示:

$$V_{GS} = nV_T \ln \frac{I_D}{I_{D0}(W/L)} \quad (3)$$

则 M6、M7 的栅源电压的差值可以写成如下形式:

$$\Delta V_{GS} = V_{GS7} - V_{GS6} = nV_T \ln \frac{I_{D7}}{I_{D7}(W/L)} - nV_T \ln \frac{I_{D6}}{I_{D6}(W/L)} = nV_T \ln N \quad (4)$$

如果将亚阈值 MOS 管上的栅源电压  $V_{GS}$  强加至理想电阻, 那么流过电阻的电流具有正温度系数。流过电阻  $R_1$  的电流为:

$$I_{R1} = \frac{\Delta V_{GS}}{R_1} = \frac{nV_T \ln N}{R_1} \quad (5)$$

MOS 管 PTAT 电流产生电路中, 因 M4 和 M5 需处于亚阈值区, 一般可将其电流设置为 100 nA 左右, 也即 M4 和 M5 所在支路消耗的总电流约为 200 nA。

在半导体工艺中, pn 结二极管的正向电压具有负温度系数, 在常用的 CMOS 工艺中通常使用寄生三极管的基极-发射极间的电压来实现<sup>[9]</sup>。

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_T}{T} \ln \frac{I_C}{I_S} - (4+m) \frac{V_T}{T} - \frac{E_g}{kT^2} V_T =$$

$$\frac{V_{BE} - (4+m)V_T - \frac{E_g}{q}}{T} \quad (6)$$

若要产生于温度无关的电流只需满足下式。

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + \frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial T} = 0 \quad (7)$$

### 3 仿真结果与分析

采用 Cadence spectre 基于 UMC 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M CMOS 工艺对整个温度传感器模块进行仿真。对温度脉冲转化电路进行仿真, 通过调节电容的尺寸, 产

生了脉冲宽度变化高达 220 μs 的脉冲信号,实现了宽温测范围的要求,并且功耗仅 200 nW。满足低功耗要求,如图 5 所示为 -75 °C 的脉冲宽度,如图 6 所示为 125 °C 的脉冲宽度。

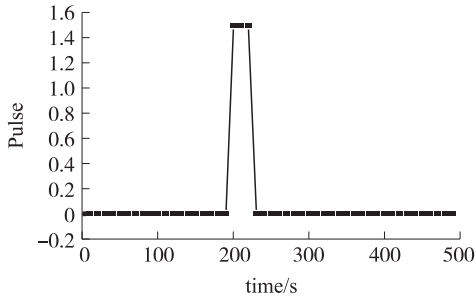


图 5 -75 °C 的温度脉冲曲线

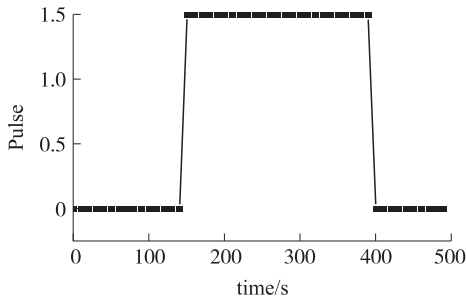


图 6 125 °C 的温度脉冲曲线

考虑到最终要获得的是随脉冲宽度随温度增加而增加的脉冲信号,并结合温度脉冲转换模块的参数最终选用 -75 °C ~ 125 °C 的该电流信号。

标签内部振荡器频率的温度特性曲线如图 7 所示,可以看出 -75 °C ~ 125 °C<sup>[10-11]</sup>变化时,振荡器频率为 1.92 ~ 2.03,相对与 2 MHz 的中心频率,偏差为 0.1 MHz,仅变化 0.5%,可见振荡器具有良好的温度稳定性。

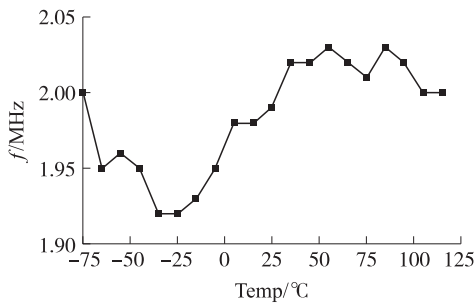


图 7 振荡器频率的温度特性曲线

最后我们对新增的温度传感器系统进行整体仿真,如图 8 所示为 25 °C 时,计数器的各位输出结果,可见 25 °C 时计数器的 9 bit Q8 ~ Q0 输出为 011011111,化为十进制为 223。

最终得到 -75 °C ~ 125 °C 之间不同温度下脉冲宽度和计数器结果如表 1 所示。

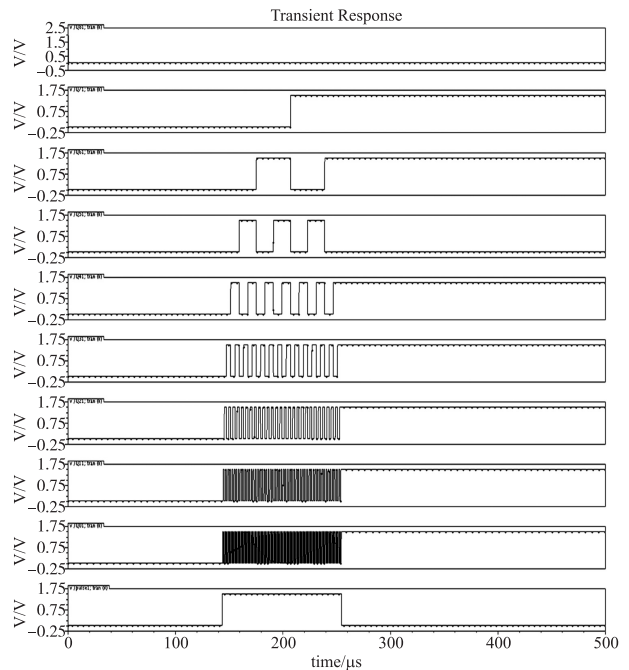


图 8 25 °C 时温度脉冲和计数器的输出结果

表 1 -75 °C ~ 125 °C 之间不同温度下脉冲信号宽度和计数结果统计

Temp/°C	PW/μs	Q8-Q0	Counter
-75	29	000111010	58
-65	38	001001010	74
-55	46	001011010	90
-45	55	001101011	107
-35	63	001111001	121
-25	71	010001000	136
-15	80	010011010	154
-5	88	010101100	172
5	96	010111110	190
15	105	011010000	208
25	112	011011111	223
35	123	011111001	249
45	135	100010010	274
55	147	100101011	299
65	158	101000000	320
75	172	101011011	347
85	184	101110111	375
95	200	110010100	404
105	216	110110011	435
115	233	111010011	467
125	251	111110111	503

设偏置电流  $I_{bias} = I(T)$  ( $T$  为温度), 脉冲宽度为  $t$ , 电容为  $C$ , 阈值电压为  $V^{[12]}$ 。则有

$$t = \frac{C \cdot V}{I(T)} \quad (8)$$

若电流随温度变化成线性关系,那么脉冲宽度会与温度变化成反比例关系,也就是计数器的变化与温度是一个反比例的关系,通过使用 MATLAB 拟合计数器的计数结果随温度的变化汇成曲线得到如图 9 所示曲线,可以看出温度传感器的计数结果随着温度的增加而持续增大,并且与温度成反比例关系,从而实现了良好的测温效果。温度传感器的数字输出  $D_{out}$  与温度的关系近似为:

$$D_{out} = (377377 / (479 - T)) - 662 \quad (9)$$

有效分辨率为:

$$\frac{125 - (-75)}{503 - 58} \approx 0.45 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{LSB} \quad (10)$$

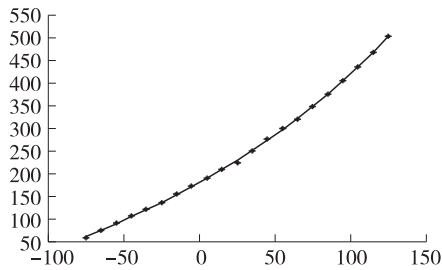


图 9 计数结果随温度的变化曲线

可见,最终的计数结果呈现很好的特性,并且也具有较高的分辨率为  $0.45 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{LSB}$ ,满足系统应用需求。

#### 4 流片与测试结果

芯片照片和 PCB 如图 10、图 11 所示,该芯片通过 FPGA 测试平台和 RIGOL DS6104 数字示波器进行测试,由于测试条件有限只能逐次测试各个输出端口。FPGA 外加给芯片激励信号和 RST 信号,在室温情况下(大约  $25 \text{ } ^\circ\text{C}$ ),示波器显示振荡器频率为  $2.087 \text{ MHz}$ (如图 12),脉冲宽度经计算大约为  $110 \text{ } \mu\text{s}$ (如图 13),9 bit 计数器输出经数据处理得到如图 14 所示。

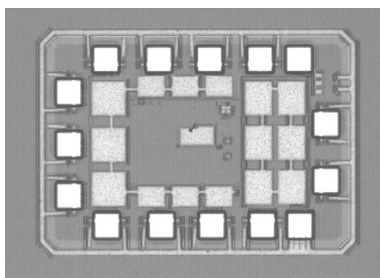


图 10 芯片照片

利用 ThinkPad 车载冰箱分别在  $-5 \text{ } ^\circ\text{C}$  和  $45 \text{ } ^\circ\text{C}$  下进行测试,测试结果如表 2。

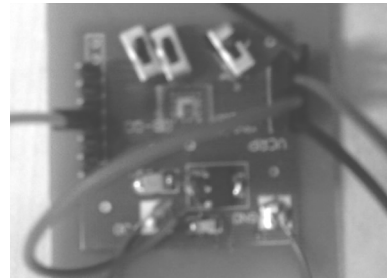


图 11 PCB 照片

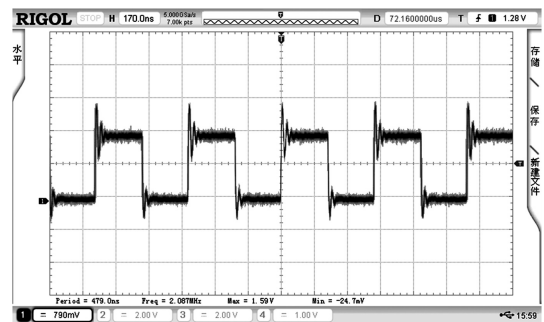


图 12 振荡器输出

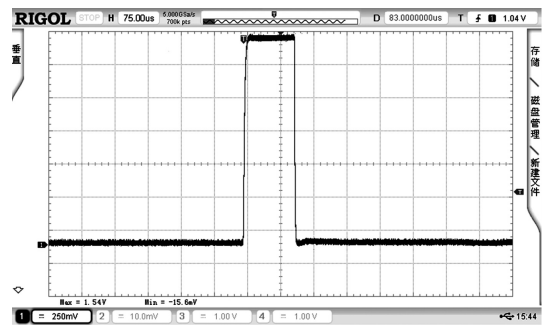


图 13 脉冲宽度

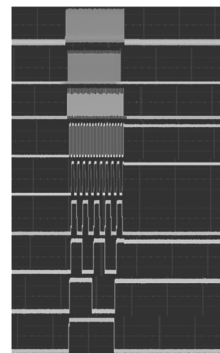


图 14 9 bit 计数器

表 2 温度传感器测试结果

Temp	PW/ $\mu\text{s}$	Q8-Q0	Counter
$-5 \text{ } ^\circ\text{C}$	85	010101000	168
$25 \text{ } ^\circ\text{C}$	110	011011000	216
$45 \text{ } ^\circ\text{C}$	132	100010000	272

经分析测试数据得到温度传感器精度为:

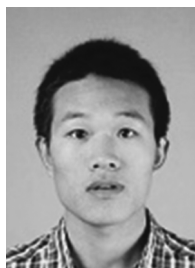
$$\frac{[45 - (-5)]}{272 - 168} \approx 0.48^\circ\text{C}/\text{LSB}$$

## 5 结束语

本文设计了一种集成于无源 UHF RFID 标签的宽温测范围 CMOS 温度传感器,采用 Cadence spectre 基于 UMC 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M CMOS 工艺对电路进行仿真,流片测试结果表明在  $-5^\circ\text{C} \sim 45^\circ\text{C}$  范围内,温度传感器精度为  $0.48^\circ\text{C}/\text{LSB}$ ,实现了测温目的。

### 参考文献:

- [1] Landt J. The History of RFID[J]. IEEE Potentials, 2005, 24(4): 8-11.
- [2] Lin Y, Sylvester D, Blaauw D. An Ultra Low Power 1 V, 220 nW Temperature Sensor for Passive Wireless Applications [C]//Proc IEEE Custom Integrated Circuits Conf (CICC), 2008: 507-510.
- [3] Chen Chunchi, Lu Wenfu, Chin-Chung Tsai, et al, A Time to Digital Converter Based CMOS Smart Temperature Sensor [J]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005(1): 560-563.
- [4] 王倩,毛陆虹,张欢,等.集成于无源 UHF RFID 标签的高分辨率 CMOS 温度传感器[J].传感技术学报,2011,25(4):462-467.
- [5] Nicolas Gay, Wolf-Joachim Fischer. Ultra-Low-Power RFID-Based Sensor Mote, Sensors, IEEE, 2010: 1293-1298.
- [6] Mihai Sararoiul, Juergen Fehle. Techniques of Temperature Compensation in a RC Oscillator Semiconductor Conference, 2007. CAS 2007. International 429-432.
- [7] 李俊,庄奕琪,李小明,等.用于超高频 RFID 电子标签的高稳定低压低功耗振荡器的设计[J].电子器件,2008,31(4):1172-1176.
- [8] 杨方杰.低供电电压基准电压源设计[D].湖南:国防科学技术大学,2011.
- [9] A CMOS Temperature Sensor Using Cascoded PNP Transistors [C]//Innovations in Bio-Inspired Computing and Applications (IBICA), 2011 Second International Conference on, 2011: 233-236.
- [10] Kamran Souri, Youngcheol Chae, Kofi A A Makinwa, et al, A CMOS Temperature Sensor With a Voltage-Calibrated Inaccuracy of  $0.15^\circ\text{C}$  ( $3\sigma$ ) From  $-55^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$  [J]. Solid-State Circuits, IEEE, 2013: 292-301.
- [11] André L Aita, Michiel A P Pertijs, Kofi A A Makinwa, et al, A CMOS Smart Temperature Sensor with a Batch-Calibrated Inaccuracy of  $\pm 0.25^\circ\text{C}$  ( $3\sigma$ ) from  $-70^\circ\text{C}$  to  $130^\circ\text{C}$  [J]. Solid-State Circuits Conference-Digest of Technical Papers, 2009. ISSCC 2009. IEEE International, 2009: 342-343.
- [12] 周诗伟,毛陆虹,王倩,等.集成于无源 UHF RFID 标签的超低功耗 CMOS 温度传感器 [J]. 传感技术学报, 2013, 26(7): 940-945.



李 勃(1990-),男,硕士研究生,主要研究方向为无源 UHF RFID 标签芯片射频前端的研究与设计,774699828@qq.com;



毛陆虹(1955-)男,教授,博士生导师,主要研究方向为 UHF RFID 技术及应用,通信系统设计,射频集成电路设计(RFIC),光电集成电路(OEIC)。