



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102338669 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 06

(21) 申请号 201110141653. 8

CN 1497248 A, 2004. 05. 19, 全文.

(22) 申请日 2011. 05. 27

US 2010/0046580 A1, 2010. 02. 25, 全文.

(30) 优先权数据

61/344, 123 2010. 05. 27 US

CN 101105413 A, 2008. 01. 16, 第 2 页第 3 段,

第 5 页最后 1 段以及附图 3.

(73) 专利权人 香港科技大学

审查员 刘佳音

地址 中国香港九龙清水湾

(72) 发明人 罗文基 阿明·贝尔马克 梁锦和

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司 11112

代理人 陈源 张天舒

(51) Int. Cl.

G01K 7/01 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1731113 A, 2006. 02. 08, 全文.

权利要求书3页 说明书12页 附图14页

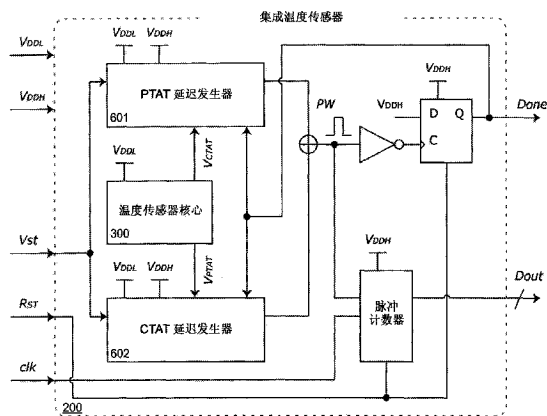
(54) 发明名称

低电压低功耗 CMOS 温度传感器

(57) 摘要

本发明提供一种低电压低功耗 CMOS 温度传感器, 作为基于工作在亚阈值区的串联的场效应晶体管设计的超低功耗嵌入式 CMOS 温度传感器, 特别适用于无源 RFID 在食物检测中的应用。使用串联的工作在亚阈值区的场效应晶体管作为传感元件进一步减小所需工作电压, 进而减小功耗, 这对无源 RFID 应用来说非常重要。温度传感器是无源 RFID 标签的一部分, 其包含温度传感器前端、PTAT 和 CTAT 延迟发生器、时间数字差分输出电路。在优选实施例中, 该传感器嵌入于无源超高频 RFID 标签, 此标签采用传统 0.18  $\mu\text{m}$  1P6M CMOS 工艺制备而成。传感器前端的工作电压在 0.5V 以内, 其数字接口的工作电压在 1V 以内。该传感器在 33 次样本 / 秒时所测得的总功耗为 119 纳瓦, 其校准后在  $-10^{\circ}\text{C}$  至  $30^{\circ}\text{C}$  之间可达到的精度为  $+1/-0.8^{\circ}\text{C}$ 。

CN 102338669 B



1. 一种操作温度传感器的方法,该温度传感器包括一个由串联连接的 MOS 晶体管组成的温度传感器核心电路,所述的串联连接的 MOS 晶体管连接在用于接收供电电压的输入端与地线之间,该方法包括:

给串联连接的 MOS 晶体管施加电压,使得 MOS 晶体管中的每一个都工作在亚阈值区域;以及

当多个 MOS 晶体管工作在亚阈值区域时,从温度传感器核心电路产生至少一个与温度相关的电压信号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中接收到的供电电压约为 0.5V 或更小。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,产生两个与温度有关的电压信号  $V_{CTAT}$  和  $V_{PTAT}$ ,它们分别是正比于绝对温度的延迟发生器电路和互补于绝对温度的延迟发生器电路的输入电压。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,还包括:

将至少一个与温度相关的电压信号转化成电压脉冲,其中该电压脉冲的宽度在时间域内与温度相关。

5. 根据权利要求 3 所述的方法,还包括:

将两个与温度有关的电压信号  $V_{CTAT}$  和  $V_{PTAT}$  转化成电压脉冲,其中该电压脉冲的宽度在时间域内与温度相关,这通过将  $V_{CTAT}$  输入到正比于绝对温度的延迟发生器电路中和将  $V_{PTAT}$  输入到互补于绝对温度的延迟发生器电路中并且将两个延迟发生器电路的输出进行异或运算来得到。

6. 根据权利要求 5 所述的方法,还包括:

根据在时域的电压脉冲的宽度,将该电压脉冲量化为温度数值。

7. 根据权利要求 5 所述的方法,还包括:

当一个电压脉冲转化结束后,通过反馈信号关断正比于绝对温度的延迟发生器电路和互补于绝对温度的延迟发生器电路。

8. 根据权利要求 5 所述的方法,在温度测量过程中被温度传感器消耗的功率大约为 119nW。

9. 一种温度传感器电路,包括:

传感器核心电路,用于输出至少一个与温度有关的电压信号,该传感器核心电路包括:

多个串联连接的 MOS 晶体管,连接至一个用于接收供电电压的输入端,其中至少一个 MOS 晶体管的漏极连接到至少一个其它 MOS 晶体管的源极;以及

连接至至少一个 MOS 晶体管的源极的地线;

使得工作在亚阈值区域的多个串联连接的 MOS 晶体管在一个 MOS 晶体管的漏极与另一个 MOS 晶体管的源极相连的节点上产生至少一个与温度相关的电压信号。

10. 根据权利要求 9 所述的温度传感器电路,其中多个串联连接的 MOS 晶体管是由多对 MOS 晶体管组成,其中,第一对 MOS 晶体管、第二对 MOS 晶体管、第三对 MOS 晶体管的第一个晶体管的漏极与接收供电电压的输入端连接;第一对 MOS 晶体管、第二对 MOS 晶体管、第三对 MOS 晶体管的第二个晶体管的源极与地线连接。

11. 根据权利要求 10 所述的温度传感器电路,第一对 MOS 晶体管和第二对 MOS 晶体管中的第二个晶体管的宽长比大于第一个 MOS 晶体管的宽长比;以及其中第三对 MOS 晶体管

的第一个晶体管的宽长比大于第二个晶体管的宽长比。

12. 根据权利要求 11 所述的温度传感器电路,其中第二对 MOS 晶体管中的第一个晶体管的源极与第二个晶体管的漏极相连的节点的电压是一个与温度相关的电压  $V_{CTAT}$ ,该电压  $V_{CTAT}$  对应于正比于绝对温度的延迟发生器电路的输入电压;第三对 MOS 晶体管的第一个晶体管的源极与第二个晶体管的漏极相连的节点的电压是一个与温度相关的电压  $V_{PTAT}$ ,该电压  $V_{PTAT}$  对应于互补于绝对温度的延迟发生器电路的输入电压。

13. 根据权利要求 10 所述的温度传感器电路,第一对 MOS 晶体管的第一个晶体管的源极与第二个晶体管的漏极之间的节点电压为第二对 MOS 晶体管的第一个晶体管的栅极和第三对 MOS 晶体管的两个晶体管的栅极提供电压偏置。

14. 根据权利要求 9 所述的温度传感器电路,还包括:

一个正比于绝对温度的延迟发生器电路;和

一个互补于绝对温度的延迟发生器电路;

其中多个工作在亚阈值区域的 MOS 晶体管产生两个与温度相关的电压信号  $V_{CTAT}$  和  $V_{PTAT}$ ,它们分别对应于正比于绝对温度的延迟发生器电路和互补于绝对温度的延迟发生器电路的输入电压。

15. 根据权利要求 14 所述的温度传感器电路,还包括:

一个用于将正比于绝对温度的延迟发生器电路和互补于绝对温度的延迟发生器电路的输出变换为量化后的温度信息的时间数字差分输出电路。

16. 根据权利要求 15 所述的温度传感器电路,其中时间数字差分输出电路包括:

一个异或门,用于对正比于绝对温度的延迟发生器电路和互补于绝对温度的延迟发生器电路的输出执行异或运算,以生成一个电压脉冲,在时域中该电压脉冲的脉宽与温度相关;以及

一个脉冲计数器,用以输出 Dout 信号,该 Dout 信号包含量化后的温度信息。

17. 根据权利要求 16 所述的温度传感器电路,其中脉冲计数器使用一个由射频识别标签提供的系统时钟作为量化的输入。

18. 一种射频识别标签,包括:

一个温度传感器,用于温度感应,其包括:

一个传感器核心电路,用以输出至少一个与温度相关的电压信号,该传感器核心电路还包含连接在用于接收供电电压和地线之间的多个串联连接的 MOS 晶体管;其中当 MOS 晶体管工作在亚阈值区域时,在一个 MOS 晶体管的漏极与另一个 MOS 晶体管的源极之间的相连节点产生至少一个与温度相关的电压信号;

一个电源管理单元,用来为温度传感器提供电源电压以使得串联连接的 MOS 晶体管工作在亚阈值区域;

一个时钟发生器,用以向温度传感器提供量化时钟信号;

一个数字基带,用以处理温度传感器的量化后的输出信号,该量化后的输出信号包含有温度信息;以及

一个天线,用以向射频识别读取器传输温度信息。

19. 根据权利要求 18 所述的射频识别标签,其中温度传感器还包括:

一个互补于绝对温度的延迟发生器电路,用以从传感器核心电路接收一个  $V_{PTAT}$  信号;

一个正比于绝对温度的延迟发生器电路,用以从传感器核心电路接收一个  $V_{CTAT}$  信号;  
一个时间数字差分输出电路,用以将正比于绝对温度的延迟发生器电路以及互补于绝对温度的延迟发生器电路的输出转化为量化的温度信息,

其中  $V_{PTAT}$  信号和  $V_{CTAT}$  信号都是由传感器核心电路产生的与温度相关的电压。

20. 根据权利要求 18 所述的射频识别标签,其中由电源管理单元提供的供电电压均来自射频识别读取器向射频识别标签提供的输入射频信号。

## 低电压低功耗 CMOS 温度传感器

[0001] 本专利申请要求于 2010 年 5 月 27 日提交的美国临时专利申请第 61/344, 123 号的优先权, 其内容以引文方式整体并入本文。

### 技术领域

[0002] 本发明涉及低电压低功耗 CMOS 温度传感器。

### 背景技术

[0003] 与传统需要片外分立元件的温度传感器不同, 片上 CMOS (互补金属氧化物半导体) 温度传感器具有制造成本低, 与其他电子电路接口简单的优势。面积小、功耗低的片上 CMOS 温度传感器通常用在热管理系统中, 以监测温度变化时系统的整体性能和稳定性。

[0004] 随着大规模集成电路 (VLSI) 的集成度提高, 芯片发热越来越严重, 嵌入式温度传感器则被普遍用来监测片上散热状况。同时, RFID (射频识别) 和 WSN (无线传感网络) 也为嵌入式温度传感器用于无线监视系统的发展提供了更多的空间。在这些应用中, 相比于感应精度和传感范围, 功耗则是最主要的考虑因素, 特别是对无源 RFID 标签而言。这是因为无源 RFID 标签靠转化输入的 RF 信号的能量工作, 由于可利用的能量有限, 通常整个 RFID 标签的电流只有几微安。因此, 增加嵌入式传感器的同时也增加了标签的负荷, 造成标签作用距离减小。

[0005] 传统的片上温度传感器大都采用 BJT 器件作为感应元件, 利用数模转换电路 (ADC) 产生最后的数字信号。这类传感器有较好的传感精度, 但是电路复杂、芯片面积较大, 且功耗通常在微瓦级别, 因此不适合应用在无源 RFID 标签中。

[0006] 也有设计用反相器链产生的信号延迟作为温度信号, 然后用时间数字转换电路 (TDC) 得到经温度调制的脉冲信号。这种时域温度传感器虽然感应精度下降, 但其功耗和芯片面积远远优于采用传统 ADC 的温度传感器。

[0007] 近来, 有很多具有嵌入式温度传感器的低功耗无源 RFID 标签设计。比如 K. Opasjumruskit et al "Self-powered Wireless Temperature Sensor Exploit RFID Technology," IEEE Pervasive Computing, vol. 5, issue 1, pp. 54-61, Jan. -Mar. 2006, 该设计采用了基于 BJT 结构的片上温度传感器, 并利用  $\Delta \Sigma$  进行数模转换。这种标签在读取和温度测量时的功耗分别为 2.4 微瓦和 12 微瓦 (假设供电电压为 1.2V)。传感器在 40°C 下进行温度校正后, 从 0°C 到 100°C 的感应精度为  $-1.8^{\circ}\text{C} / +2.2^{\circ}\text{C}$ 。该设计的温度传感器功耗远大于标签其他模块的功耗, 令温度传感器的嵌入影响标签的正常工作。

[0008] 在 N. Cho et al, "A 5.1uW UHF RFID Tag Chip integrated with Sensors for Wireless Environmental Monitoring," European Solid-State Circuits Conference, pp. 279-282, Sept. 2005, 该设计采用一个基准电流将积分电容充电直至温度相关的二极管电压  $V_{BE}$  电压, 以此来测量温度, 然后采用一个基准时钟对充电时间进行数字化。该温度传感器总功耗为 1.6 微瓦; 分辨率为  $0.8^{\circ}\text{C}$ ; 从  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $80^{\circ}\text{C}$  温度范围内的感应精度为  $\pm 2.4^{\circ}\text{C}$ 。该温度传感器的功耗只有 1.6 微瓦, 但相比于标签 5.1 微瓦的总功耗, 传感器的

功耗占整个标签功耗的比重仍太大。

[0009] 在 Y. Lin et al., “An Ultra Low Power 1V, 220nW Temperature Sensor for Passive Wireless Applications,” IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 507-510, Sept. 2008, 作者设计了一个只有 220 纳瓦的独立工作的温度传感器。该设计中, Y. Lin 将与温度有关的电流信号和基准电流信号均转化为频率信号。从 0°C 到 100°C 实现了  $-1.6/+3^{\circ}\text{C}$  的传感精度, 其芯片面积为  $0.05\text{mm}^2$ 。尽管该设计只有亚微瓦的功耗, 温度传感器正常工作所需电压仍高达 1V。

[0010] 在无源 RFID 标签低功耗嵌入式温度传感器研究方面, 尽管有了上述长足进步, 但这些方案中的温度传感器能耗相比于标签有限可用的能量仍太大, 这将极大限制标签的正常读取范围。正如 N. Cho et al., “A 5.1uW UHF RFID Tag Chip integrated with Sensors for Wireless Environmental Monitoring” 一文中所述, 启动温度传感器大约会增加标签 30% 的功耗, 根据弗里斯传播方程, 这将使标签的工作范围缩小 20% (假设标签其他参数不变)。

[0011] 理想的嵌入式温度传感器的功耗应在亚微瓦范围, 以保证嵌入式传感器不影响标签的正常工作。根据无源 RFID 标签的发展趋势, 总的标签功耗 (即分配到温度传感的功耗) 会不断降低, 且标签工作范围将会增大。因此, 设计超低功耗的温度传感器会变得越来越重要。虽然降低温度传感器的功耗的目的是基于文中提到的应用, 但应当理解本发明不仅限于文中提到的应用。而且, 应当理解发明人为方便读者理解提供了前文信息; 下文是发明人对相关问题的讨论, 但不是尝试回顾或者编目已有的技术。

## 发明内容

[0012] 本发明提供了一种为无源 UHF (超高频) RFID 标签设计的超低功耗嵌入式温度传感器 (即, 集成温度传感器)。该设计采用工作在亚阈值区的场效应晶体管作为感应元件 (即, 采用亚阈值区的 MOS 传感器核心), 和用时域输出以实现超低功耗。亚阈值区的 MOS 传感器核心 (也称为传感器前端) 是由串联连接的 MOS 晶体管对组成, 在非常低的供电电压下 (如 0.5V), 产生 PTAT (正比于绝对温度的) 和 CTAT (互补于绝对温度的) 电压, PTAT 和 CTAT 电压的产生取决于合适的晶体管尺寸。

[0013] 传感器前端随后与 PTAT、CTAT 延迟电路 (即, 延迟发生器) 和低电压时域差分读取电路相连, 以减小功耗并提高 SNR (信噪比)。读取电路对 PTAT、CTAT 延迟电路的输出执行异或功能, 得到占空比经温度调制的输出信号 (即, 脉冲宽度 PW), 然后采用一个脉冲计数器对该信号 (即, 该脉冲宽度 PW) 进行量化。RFID 标签的系统时钟可以作为量化时钟, 同时, RFID 标签电源管理模块可以为温度传感器供电, 以进一步减小能耗和面积开销。

[0014] 本发明的优选实施例, 采用了 TSMC (台湾积体电路制造股份有限公司) 0.18 微米 1P6M CMOS 工艺制造 UHF RFID。实施例中, 温度传感器在每秒采样 33 次情况下功耗为 119 纳瓦, 感应精度为  $+1/-0.8^{\circ}\text{C}$  (以  $5^{\circ}\text{C}$  为步长, 从  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  进行测量)。因此, 该标签适用于  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  范围的温度感应, 该温度范围也是食物质量管理监测的基本范围, 特别是对某些冷藏食物而言。

[0015] 在阅读了下文的描述和相关附图之后, 本发明的更多优点对于所属领域的普通技术人员来说将变得显然。

## 附图说明

[0016] 图 1 是显示优选实例的 RFID 标签基本的框图,其中包含了本发明将要实现的温度传感器模块;

[0017] 图 2 是显示示例性集成温度传感器的框图;

[0018] 图 3 是显示示例性温度传感器感应前端的组成的电路图;

[0019] 图 4 包含显示根据公式 (7) (左) 和 (8) (右) 得到的不同晶体管尺寸情况下的 Matlab 仿真结果的图表,其中  $(W/L)_1/(W/L)_2$  固定为 1/32,  $V_{DDL}$  设为 0.5V;

[0020] 图 5 包含显示  $V_{PTAT}$ ,  $V_{CTAT}$ ,  $\Delta V_{th3,4}$  和  $\Delta V_{th5,6}$  与温度关系的仿真结果的图表;

[0021] 图 6 显示示例性 CTAT 与 PTAT 延迟电路的组成的电路图;

[0022] 图 7 包含在  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  之间经温度调制后的脉冲信号和与温度有关的延迟信号的仿真结果;

[0023] 图 8 显示根据 100 组蒙特卡罗分析 (忽略电阻、电容的工艺偏差) 得到的,在  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  之间,经过校正后,由于非线性造成的测量误差;

[0024] 图 9 显示因  $V_{DDL}$  拥有不同温度关系所引起的经过两点校正及归一化后的最大绝对温度测量误差;

[0025] 图 10 显示作为例证的包含有嵌入式温度传感器的完整 RFID 标签的芯片显微图;

[0026] 图 11 显示在 1000 个样本 / 秒的采样率下,在同一个测量点下超过 800 个样本的测量误差,其中  $3\sigma$  误差为  $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ ;

[0027] 图 12 显示在  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  之间,经过两点校正和平均后九个不同芯片的测量误差;

[0028] 图 13 显示经过两点校正后,在  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  温度范围内,对两个芯片在系统中测量得到的测量误差;以及

[0029] 图 14 显示采用射频信号输入 (dBm) 情况下,两个不同芯片在系统中测量得到的测量误差。

## 具体实施方式

[0030] 参考图 1,该框图显示了可以用在本发明实施利中的 RFID 标签 100 的组成结构。RFID 标签 100 总的来说包括一个天线、一个电源管理单元 (PMU)、一个调制器 / 解调器、一个 OTP (一次性可编程) 存储单元、一个时钟发生器、一个温度传感器、和一个数字基带。PMU 对接收的 RF 信号进行整流,为包括温度传感器在内的其它电路单元提供工作电压,并且为模拟电路部分提供模拟偏置,同时为数字单元提供通电复位 (POR) 信号。时钟发生器产生系统时钟,用于同步,同时为温度传感器提供量化时钟。调制器改变标签的输入阻抗以控制该标签是否吸收来自读取器的能量或是将能量反射回读取器以传输标签数据;解调器用来滤除载波信号以恢复原始数据。数字基带用来解译指令,执行相应的任务,对需要的数据编码并发送数据回到读取器。OTP 存储单元用来存储 EPC 用户信息与其它相关数据,比如温度传感器数据。温度传感器的供电电压和量化时钟信号可以分别由系统的 PMU 和时钟发生器提供。在作为例证的优选实施例中,温度感应操作可以在接收到一个符合 EPC Gen2 的定制温度感应指令时被激活——如以引文方式并入本文的“Protocol Requirements,”EPC

Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860MHz-960MHz Version 1.0.9, pp17-66, EPC Global, Jan. 2005 所描述。此后,温度传感器便会利用整流能量和系统时钟进行独立的温度感应和量化。一旦温度采样结束,温度数据通过天线被送回读取器进行下一步处理与存储。应当理解,上述介绍仅概括性地描述了优选实施例的 RFID 标签 100 工作流程,对于所属领域的技术人员而言,本文没有提及的其他 RFID 标签或者非 RFID 标签结构同样可以应用来实现本发明的原理。

[0031] 图 2 是可以用在本发明实施利中的 RFID 标签 100 中对应的温度传感器 200 的基本结构图。温度传感器 200 由利用工作在亚阈值区的 MOS 器件的传感器前端 300 产生  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  信号。应当理解,亚阈值区是 MOS 晶体管三个工作区之一,这三个工作区分别为当  $V_{GS} < V_{th}$  时的亚阈值区(又名截止区或弱反型区);当  $V_{GS} > V_{th}$  且  $V_{DS} < (V_{GS} - V_{th})$  时的线性区(又名三极管区);当  $V_{GS} > V_{th}$  且  $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$  时的饱和区(又名放大区)。

[0032]  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  为与温度有关的电压信号,这些信号被相应的延迟发生器 601,602 转化成时间延迟。随后对所述延迟发生器的输出信号应用 XOR 功能,采用异或门得到经温度调制的脉冲信号,即经温度调制的输出脉冲 PW(其电平平移至 1V,作为在两个延迟发生器的输出),并进一步利用脉冲计数器的时钟信号得到量化后的信号。经量化后的温度信息 Dout 被送入图 1 所示的数字基带,为数据传输做进一步处理,以输出到 RFID 标签读取器。应当理解,该时域读取方案采用的时域模数转换与传统的模数转换相比,大大减小了所需的功耗。

[0033] 对于系统级的实现(在 RFID 标签 100 的前提下),所述温度传感器利用系统已有的供电电压和时钟信号,可以进一步降低功耗和传感器面积开销。传感器的供电电压  $V_{DDL} = 0.5V$ ,  $V_{DDH} = 1V$ ,由图 1 所示的片上电源管理单元提供。温度传感器或是其它电路模块均要求噪声小且伏值稳定的供电电压,系统中 LDO 可以消除射频频率段的电压噪声并减小电压波动。时钟发生器产生系统时钟,该时钟被传感器用来进行量化。该量化时钟通过注入锁定来产生。在这种情况下,该时钟频率与即时的输入 RF 频率相关,因此依赖工艺和温度变化的程度很小。温度传感器利用该时钟进行量化,并将量化的数据送回数字基带。为了进一步减小功耗,每次采样完成均会产生 Done 控制信号,以关断感应模块(即,传感器核心)和延迟电路(即,延迟发生器),授权数字基带对温度感应信息进行触发取回并且在基带中进一步处理。数字基带处理完成后,温度数据可以通过读取器读出。

[0034] 图 3 显示了可以用在本发明实施利中的温度传感器核心 300(即,传感器模块)的电路原理图。为了实现低电压、低功耗工作,该传感器模块采用串联连接的工作在亚阈值区的 MOS 晶体管,以产生  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  信号。晶体管  $M_{1-2}$  为晶体管  $M_{3-6}$  提供合适的电压偏置。工作在亚阈值区的 MOS 晶体管的漏极电流可以由以下的表达式得到:

$$[0035] \quad I_{sub} = \mu C_{OX} \left( \frac{W}{L} \right) V_T^2 \exp \left( \frac{V_{gs} - V_{th}}{nV_T} \right) \left[ 1 - \exp \left( - \frac{V_{ds}}{V_T} \right) \right] \quad (1)$$

[0036] 其中  $\mu$  为载流子迁移率,  $C_{OX}$  为氧化硅绝缘层电容,  $W/L$  为晶体管宽长比,  $V_T$  为热电压  $kT/q$ ,  $V_{th}$  为晶体管的阈值电压。在  $V_{ds} > \sim 3V_T$  的条件下,即室温时  $V_{ds}$  约为 75 毫伏的情况下,表达式 (1) 可以简化为:



$$[0037] \quad I_{sub} \approx \mu C_{OX} \left( \frac{W}{L} \right) V_T^2 \exp \left( \frac{V_{gs} - V_{th}}{nV_T} \right) \quad (2)$$

[0038] 根据优选实施例所示,该设计中的晶体管均偏置在  $V_{PTAT}$  ( $V_{ds6}$ ) 与  $V_{CTAT}$  ( $V_{ds4}$ ) 均小于  $3V_T$  的情况。这样在随后的电压电流转换时,在同样的功耗条件下,可以使所需电阻值减小超过 50% (请参照下文对延迟电路 (延迟发生器) 的讨论)。

[0039] 利用表达式 (1)、(2),为了确定图 3 所示的  $V_{PTAT}$  的数值,令  $I_{D5} = I_{D6}$  得到以下表达式:

$$[0040] \quad \mu C_{OX} \left( \frac{W}{L} \right)_5 V_T^2 \exp \left( \frac{V_1 - V_{PTAT} - V_{th5}}{nV_T} \right) \approx \mu C_{OX} \left( \frac{W}{L} \right)_6 V_T^2 \exp \left( \frac{V_1 - V_{th6}}{nV_T} \right) \left[ 1 - \exp \left( -\frac{V_{PTAT}}{V_T} \right) \right]$$

$$[0041] \quad \Rightarrow V_{PTAT} + nV_T \ln \left( 1 - \exp \left( -\frac{V_{PTAT}}{V_T} \right) \right) \approx nV_T \ln \left( \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right) - \Delta V_{th5,6} \quad (3)$$

[0042] 假设  $|\exp(-V_{PTAT}/V_T)|$  远小于 1 (由此便能用泰勒展开的一次项近似代替该值),表达式 (3) 可以简化为:

$$[0043] \quad V_{PTAT} \approx nV_T \left( \ln \left( \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right) + \exp \left( -\frac{V_{PTAT}}{V_T} \right) \right) - \Delta V_{th5,6} \quad (4)$$

[0044] 其中  $\Delta V_{th}$  为由体效应造成的阈值电压的差。同样,如果令  $I_{D1} = I_{D2}$ ,  $I_{D3} = I_{D4}$ ,图 3 所示的电压值  $V_1$  和  $V_{CTAT}$  的表达式为:

$$[0045] \quad V_1 \approx \frac{1}{2} \left( nV_T \ln \left( \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \right) - \Delta V_{th1,2} + V_{DDL} \right) \quad (5)$$

$$[0046] \quad V_{CTAT} \approx \frac{1}{2} \left( nV_T \left( \ln \left( \frac{(W/L)_3}{(W/L)_4} \right) + \exp \left( -\frac{V_{CTAT}}{V_T} \right) \right) - \Delta V_{th3,4} + V_1 \right) \quad (6)$$

[0047] 为了简化,初始条件下假设没有体效应影响。利用 Lambert-W 函数 (其被通常用来解带有指数项的方程)——如 Corless et al, "On the Lambert-W Function," *Advances in Computational Mathematics*, vol. 5, pp. 329-359, 1996, 一文所述,该文献以引文方式并入本文中——求解  $V_{PTAT}$ ,表达式 (4) 可以进一步简化为:

$$[0048] \quad V_{PTAT} \approx V_T \left[ n \ln \left( \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right) + G \left( n \cdot \exp \left( -n \ln \left( \frac{(W/L)_5}{(W/L)_6} \right) \right) \right) \right] \quad (7)$$

[0049] 其中  $G(\cdot)$  为 Lambert-W 函数。再进一步假设温度对  $V_{DDL}$  的影响忽略不计 (工艺偏差对  $V_{DDL}$  的影响将在下文分析)。表达式 (5)、(6) 可以简化为:

$$[0050] \quad V_{CTAT} \approx \frac{V_{DDL}}{4} + V_T \left( \frac{n \ln(K)}{4} + G \left( \frac{n}{2} \exp \left( -\frac{1}{4} \left( \frac{V_{DDL}}{V_T} + n \ln(K) \right) \right) \right) \right) \quad (8)$$

$$[0051] \quad \text{其中 } K = \left( \frac{(W/L)_3}{(W/L)_4} \right)^2 \left( \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \right) \quad (9)$$

[0052] 图 4 显示根据公式 (7)、(8)、(9) 得到的晶体管 M5 和 M6 (左) 与 M3 和 M4 (右) 在不同尺寸情况下,  $V_{PTAT}$  (左) 与  $V_{CTAT}$  (右) 信号的 Matlab 仿真结果 400,其中晶体管 M1 和 M2

之间的  $(W/L)_1/(W/L)_2$  固定为  $1/32$ ,  $V_{DDL}$  为  $0.5V$ 。根据仿真结果,产生的 PTAT 和 CTAT 电压信号在目标传感范围内有高的线性度,且其与温度的关系可以通过变化相应晶体管的尺寸进行调节。此外,适当地调节  $M_5$  的晶体管宽度使其大于  $M_6$  的宽度,  $V_{PTAT}$  便可以得到正温度系数。同样地,可以通过适当地调节晶体管  $M_{1-4}$  的尺寸,且使  $M_2$  和  $M_4$  的宽度分别大于  $M_1$  和  $M_3$  的宽度,得到负温度系数的  $V_{CTAT}$ 。由表达式 (8) 可以看出, Lambert-W 函数包含有与温度有关的因子  $V_T$ , 该因子会影响  $V_{CTAT}$  与温度的线性关系。这种情况下,与其使用一个恒定的  $V_{DDL}$ , 使用一个与温度稍微正相关的  $V_{DDL}$ , 可以抵消表达式 (8) 中的 Lambert-W 函数中  $V_T$  因子的影响,改善  $V_{CTAT}$  的线性度。这通过以下有关工艺偏差和  $V_{DDL}$  的讨论来证实。需强调的是晶体管的栅宽  $L$  都相同以实现版图中的精确匹配。

[0053] 至此,考虑到晶体管的体效应,从 BSIM3v3 模型可知, MOS 晶体管的阈值电压表达式为:

$$[0054] \quad V_{th}(T) = V_{th}(T_0) + \left( K_{T1} + \frac{K_{dl}}{L_{eff}} \right) \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) + K_{T2} V_{bseff} \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) \quad (10)$$

[0055] 其中  $K_{T1}$ ,  $K_{t11}$  和  $K_{T2}$  为工艺参数;  $L_{eff}$  和  $V_{bseff}$  分别为有效沟道长度和体源电压; 考虑到阈值电压的不同 (假设晶体管长度匹配), 表达式前两个因子可以省略, 剩下一个与  $V_{bs}$  有关的因子。同时考虑到图 3 中下部晶体管  $M_2$ ,  $M_4$  和  $M_6$  均连接到零电位, 因此  $V_{bs}$  为 0, 上述表达式可以简化为:

$$[0056] \quad \Delta V_{th}(T) = K_{T2} V_{bseff} \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) \quad (11)$$

[0057] 根据表达式 (11) 可知,  $\Delta V_{th}$  与  $V_{bseff}$  有关, 即与  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  信号有关。与温度相关的  $\Delta V_{th}$  为原来的  $K_{T2}$  倍, 在本工艺中  $K_{T2}$  约为  $-0.03$ 。为了验证体效应对  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  的具体影响, 本文根据下表 I 所述的晶体管尺寸对感应前端 (即, 传感器核心) 做了仿真。

[0058] 表 I: 晶体管尺寸, 电阻电容值

晶体管	W/L( $\mu\text{m}/\mu\text{m}$ )	电阻	k $\Omega$	电容	pF
M1	2u/360n	R <sub>CT</sub>	222.84	C <sub>CT</sub>	3.36
M2	32*2u/360n	R <sub>PT</sub>	311.89	C <sub>PT</sub>	3.36
M3	4*2u/360n				
M4	160*2u/360n				
M5	50*2u/2.88u				
M6	20*2u/2.88u				

[0060] 图 5 包含显示  $V_{PTAT}$ ,  $V_{CTAT}$ ,  $\Delta V_{th3,4}$  和  $\Delta V_{th5,6}$  ( $\Delta V_{th1,2}$  与  $\Delta V_{th3,4}$  相似, 因此没有列出) 与温度的关系的仿真波形的图表 500。由图 5 可知, 在目标传感范围内, 产生的  $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$  信号与温度有高的线性度。

[0061] P. Chen, C. Chen, C. Tsai and W. Lu, "A Time-to-Digital-Converter-Based CMOS Smart Temperature Sensor," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 8,

pp. 1642-48, Aug. 2005 (此后简称“Chen et al.”), 一文描述了用两个时域延迟链做时域 CMOS 温度传感器, 该文献以引文方式整体并入本文。通过加入第二个参考延迟链, 第一个经过温度调制的延迟链引入的偏移能被抵消。Chen et al. 所用的其中一个延迟链仅被用作参考延迟, 所以增加第二个延迟链将增加电路的噪声输出, 而不会对整个信号有贡献。在此之上 M. K. Law 与 A. Bermak, 在“ A Time Domain differential CMOS Temperature Sensor with Reduced Supply Sensitivity, ” IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2008, pp. 2126-2129 (该文献以引文方式整体并入本文); 和“ A 405-nW CMOS Temperature Sensor Based on Linear MOS Operation, ” IEEE Trans. on Circuits and Systems II, vol. 56, no. 12, Dec. 2009, pp. 891-895 (该文献以引文方式整体并入本文) 提出了差分感应结构, 即采用两条均能产生与温度有关的信号的延迟链, 以实现更高的信噪比。

[0062] 本发明的优选实施例利用了前述文献中 Law 与 Bermak 提出的差分感应结构的相关原理, 在不损失系统信噪比的情况下, 用 PTAT 和 CTAT 延迟链实现偏移校正。在这些实施例中, 由于增加一条延迟链 (第二个延迟链), 总的电路噪声增加, 但由于信号强度也增加, 进而补偿前述损失。然而, 应当理解, 本发明的实施例给出了新的感应前端 (即, 温度传感器核心) 设计, 因此该差分感应结构与前述 Law 与 Bermak 的实现方法又另有不同。例如, 在本发明的实施例中, PTAT 和 CTAT 延迟电路 (延迟发生器) 从感应前端 (即, 温度传感器核心) 接收两个温度相关电压信号 ( $V_{PTAT}$  和  $V_{CTAT}$ ), 设计时需满足下文表达式 (17) 所述条件, 以实现理想的线性度。更优的是, 本发明的传感器具有低电压低功耗的特点, 且两个延迟链匹配良好, 对传感器的温度感应性能的预测性更高。

[0063] 图 6 是本发明实施例所用的延迟发生器 PTAT 601 和 CTAT 602 的电路结构图 600。PTAT 和 CTAT 延迟发生器将经温度调制后的信号从电压域转化到时间域, 以此降低系统复杂性, 且提高信号处理的能效。不失普遍性 (例如对 CTAT 延迟发生器 602 的描述同样适用于 PTAT 延迟发生器 601), 首先考虑 CTAT 延迟发生器 602。晶体管  $M_{P7-8}$ , 电阻  $R_{PT}$  和一个放大器, 将输入电压信号  $V_{PTAT}$  转化为电流信号  $I_{PTAT}$ 。简单的电流镜结构的放大器可以维持电路的低电压工作稳定性。电路中, 用放大器输出直接驱动  $M_{P7}$  可以避免晶体管的级联。比例变换后的  $M_{P8}$  的电流通过  $M_{P9-10}$  实现电流镜像。晶体管  $M_{P10-15}$  构成单斜率 ADC, 将信号从 0.5V 变平至 1V 以方便与其它数字电路的连接。同样地, PTAT 延迟发生器 601 将  $V_{CTAT}$  信号转化为  $I_{CTAT}$  信号, 并与另外的单斜率 ADC 连接。

[0064] 系统在每个积分周期之初, 产生的  $V_{ST}$  信号会关断  $M_{P11}$  和  $M_{C11}$ 。经温度调制后的电流信号 (从  $V_{PTAT}$  或  $V_{CTAT}$  信号转化而来) 对电容  $C_{PT}$  和  $C_{CT}$  充电, 即通过电容  $C_{PT}$  和  $C_{CT}$  进行积分。一旦达到  $M_{P12-13}$  和  $M_{C12-13}$  的开关阈值, 便产生一个上升沿触发信号, 并通过  $M_{P14-15}$  和  $M_{C14-15}$  进行缓存。因为放电电流与温度相关, 两个上升沿间的延迟也与温度相关。之后, 对来自 CTAT 和 PTAT 延迟路径的两个上升沿输出信号进行异或比较, 得到经过温度调制的脉冲宽度 PW, 并用脉冲计数器和图 2 所示的系统时钟来进一步量化。同时, 用反馈信号 Done 关断传感前端 (即, 传感器核心) 和延迟电路 (即, 延迟发生器), 一个温度采样转换便结束。

[0065] 正如上文所述, 每个延迟发生器会产生两个上升沿信号。因为  $V_{CTAT}$  和  $V_{PTAT}$  信号均与温度呈线性关系,  $I_{CTAT} = V_{CTAT}/R_{CT}$ 、 $I_{PTAT} = V_{PTAT}/R_{PT}$  也与温度呈线性关系 (假设电阻的温度系数可忽略不计)。由此, 以  $T_0$  作为参考温度, 在温度 T 时:

$$[0066] \quad I_{PTAT}(T) = I_{PTAT}(T_0) [1+k_p(T-T_0)] \quad (12)$$

$$[0067] \quad I_{CTAT}(T) = I_{CTAT}(T_0) [1-k_c(T-T_0)] \quad (13)$$

[0068] 其中  $k_p$ 、 $k_c$  分别是对应于  $V_{PTAT}$ 、 $V_{CTAT}$  与温度之间的关系的常量。不失普遍性,考虑 PTAT 延迟发生器的情况。

[0069] 由图 3 所示传感前端产生的  $V_{CTAT}$  信号转化而来的温度相关的电流信号  $I_{CTAT}$  被用来对积分电容 ( $C_{PT} = C_{CT} = C$ ) 放电。因此 PTAT 延迟表达式为:

$$[0070] \quad t_{PTAT}(T) = \frac{C\Delta V}{I_{CTAT}(T)} \quad (14)$$

[0071] 其中  $\Delta V$  是  $V_{DDH}$  和缓存器的阈值之间的差,其中缓存器的阈值由图 6 所示的 PTAT 延迟发生器中晶体管  $M_{C12-13}$  决定。

[0072] 根据表达式 (13),表达式 (14) 近似为:

$$[0073] \quad t_{PTAT}(T) \approx \frac{C\Delta V}{I_{CTAT}(T_0)} \left(1 + k_c(T-T_0) + k_c^2(T-T_0)^2\right) \quad (15)$$

[0074] 同样地,CTAT 延时表达式为:

$$[0075] \quad t_{CTAT}(T) \approx \frac{C\Delta V}{I_{PTAT}(T_0)} \left(1 - k_p(T-T_0) + k_p^2(T-T_0)^2\right) \quad (16)$$

[0076] 表达式 (15), (16) 成立的条件是  $k_c(T-T_0)$  与  $k_p(T-T_0)$  的值足够小,以使得可以忽略高次项的影响。为了实现这种简化,可以根据图 5 中的晶体管尺寸得到满足条件的  $k_c$ 、 $k_p$  值。在一个示例性实施例中, $k_c$ 、 $k_p$  值分别约为  $5.1\text{m}/^\circ\text{C}$ 、 $3.7\text{m}/^\circ\text{C}$ 。

[0077] 假设两条延迟发生器中的电容  $C$  和阈值电压匹配,在满足式 (17) 的情况下,表达式 (15), (16) 的二次项可以相互抵消:

$$[0078] \quad k_p^2 I_{CTAT}(T_0) = k_c^2 I_{PTAT}(T_0) \quad (17)$$

[0079] 通过恰当的电路设计可以实现上述情况。在抵消二次项的影响之后,异或门输出的经温度调制的脉冲信号  $PW$  可以表达为:

$$[0080] \quad t_{PW}(T) \approx \left(\frac{C\Delta V}{I_{CTAT}(T_0)} - \frac{C\Delta V}{I_{PTAT}(T_0)}\right) + \left(\frac{C\Delta V k_c}{I_{CTAT}(T_0)} - \frac{C\Delta V k_p}{I_{PTAT}(T_0)}\right)(T-T_0) \quad (18)$$

[0081] 表达式 (18) 证实即使单独的延迟链输出为非线性,根据 (15), (16) 所预测,最后在异或门输出端得到的结果延迟与温度仍为线性关系。而且温度系数增加,意味着差分结构的信号能量增加(因为  $k_c$  为负值)。

[0082] 图 7 包含了显示在  $-10^\circ\text{C}$  到  $30^\circ\text{C}$  之间每增加  $10^\circ\text{C}$  时经温度调制后的脉冲宽度  $PW$ (上图)和与温度有关的延迟信号(下图)的仿真结果的图表 700。室温下  $I_{CTAT}$  和  $I_{PTAT}$  的标称值分别为  $10.9\text{nA}$  和  $12.5\text{nA}$ 。随着温度升高,差分结构温度传感器的输出脉冲信号占空比减小(如:高温时脉冲占空比减小,如图 7 上图所示),得到的与温度相关的  $t_{PW}$  值仍具线性关系(如图 7 下图所示)。

[0083] 至此,上述讨论均着重强调仿真结果,实际情况下,传感器的线性度会受到两条延迟链的匹配程度影响。同时,受工艺影响的晶体管  $M_{1-6}$  和放大器的偏移之外,用于电压电流转换和信号积分的电阻电容值均易于受到工艺偏差和不匹配的影响,会造成测量误差。通常,片上电阻、电容的制造漂移可高达  $\pm 10$  到  $15\%$ 。工艺偏差对传感器的影响可以根据表

达式 (18) 进行分析。

[0084] 若两个电阻匹配,  $I_{CTAT}$  和  $I_{PTAT}$  有相同的变化趋势。因此, 电阻电容的制造漂移不会显著恶化  $t_{pw}$  的线性度, 仅会对传感器响应的分辨率造成影响。图 8 的图表 800 显示根据 100 组蒙特卡罗分析 (忽略电阻、电容的工艺偏差) 得到的, 在  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$  之间, 经过两端点校正后, 由于非线性造成的测量误差 (在已知温度下, 通过对照其数字输出对传感器在  $-10^{\circ}\text{C}$  和  $30^{\circ}\text{C}$  两点进行校正), 上述仿真没有考虑电阻电容的制造漂移。在目标传感范围内产生的传感器误差为  $+0.9/-0.3^{\circ}\text{C}$ 。为了分析电阻电容的制造漂移对传感器性能的影响, 设计时在不同的电阻电容工艺角进行了蒙特卡罗分析。具体地讲, 执行三次单独的蒙特卡罗分析, 在每次分析中, 选取电阻电容三种工艺角 (SS, TT, FF) 中的一种进行仿真。整合三次仿真结果, 得到电阻电容在不同工艺角下的仿真参数。仿真结果显示, 考虑电阻电容的制造漂移后, 在目标传感范围 (从  $-10^{\circ}\text{C}$  到  $30^{\circ}\text{C}$ ) 内, 经过校正后的传感器的检测误差为  $+1.4/-0.4^{\circ}\text{C}$ 。

[0085] 正如上文所述, 表达式 (15)、(16) 成立的条件是  $k_C(T-T_0)$  与  $k_P(T-T_0)$  值均足够小。对于更大范围的温度感应范围, 上述假设不再成立, 这使得  $t_{pw}$  与温度的线性关系下降。目前的目标传感范围是  $40^{\circ}\text{C}$  (从  $-10$  到  $30^{\circ}\text{C}$ ), 如果增大温度传感范围到  $60^{\circ}\text{C}$  (从  $-10$  到  $50^{\circ}\text{C}$ ), 校正后由于非线性造成的测量误差便会从  $+0.9/-0.3^{\circ}\text{C}$  增大到  $+1.1/-0.8^{\circ}\text{C}$  (不考虑电阻电容的制造漂移)。

[0086] 此外, 片上带隙电压普遍有高达 4-5% 的制造漂移, 会影响 LDO 输出精度, 由此影响传感器的供电电压。这些漂移会造成供电电压或者欠补偿, 或者过补偿, 呈现 CTAT 或 PTAT 特性。根据表达式 (8) 所示,  $V_{CTAT}$  信号与  $V_{DDL}$  相关, 因此  $V_{CTAT}$  的温度特性是晶体管尺寸和  $V_{DDL}$  温度特性共同影响的结果。因此, 制造漂移和失配引起的  $V_{DDL}$  变化会影响整个传感器的性能。根据上文对传感前端的讨论, 当  $V_{DDL}$  呈 CTAT 特性时,  $V_{CTAT}$  的线性度降低; 相反, 当  $V_{DDL}$  呈 PTAT 特性时,  $V_{CTAT}$  的线性度增加。

[0087] 图 9 的图表 900 显示  $V_{DDL}$  在不同的温度影响情况下的传感器, 经过两端点校正过后, 归一化的最大绝对测量误差。在本发明实施例中,  $V_{DDL}$  在目标传感范围内通常呈现大约  $50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  的 PTAT 特性。 $V_{DDL}$  的正常值为  $500\text{mV}$ , 因此在  $-10$  到  $30^{\circ}\text{C}$  ( $40^{\circ}\text{C}$  范围) 之间,  $V_{DDL}$  的变化约为  $1\text{mV}$  ( $50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C} * 40^{\circ}\text{C} * 500 * 10^{-3}\text{V}$ )。图 9 为由于工艺偏差导致的  $V_{DDL}$  在约  $\pm 5\%$  变化范围内的仿真结果。从图可知, 如果  $V_{DDL}$  呈 PTAT 特性, 由非线性引起的测量误差会增大。相比于正常情形 ( $50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ ), 最坏情况下的误差只会增大  $0.1^{\circ}\text{C}$ 。因此, 经校正后因  $V_{DDL}$  变化引起的传感器测量误差也很小。

[0088] 在一个示例性实施例中, 采用 CMOS  $0.18$  微米  $1\text{P}6\text{M}$  标准工艺制造温度传感器。如图 10 的芯片显微图 1000 所示, 温度传感器占用的面积很小, 这种情况下约为  $0.0416\text{mm}^2$ 。为了减小由于制造漂移或失配引起的测量误差, 在版图设计时应注意器件的布局 and 匹配 (传感前端的晶体管尺寸请参考表 I)。

[0089] 在室温条件下, 用 Agilent 3458A 万用表测试了该温度传感器的功耗。在  $0.5\text{V}$  和  $1\text{V}$  的供电电压,  $1000$  样本/秒的采样频率下, 传感器的功耗为  $119$  纳瓦 ( $0.5\text{V}$  供电时  $74$  纳瓦,  $1\text{V}$  供电时  $45$  纳瓦)。根据仿真, 传感器前端 (即, 传感器核心)、延迟电路 (即, 延迟发生器) 和数字电路的功耗分别为  $17$  纳瓦、 $55$  纳瓦和  $25$  纳瓦。

[0090] 为了监测传感器的测量精度, 用 THS-A KSON Instrument Technology 恒温室对传

传感器进行了测量,测量温度步长为 $5^{\circ}\text{C}$ ,测量范围为 $-10^{\circ}\text{C}$ 到 $30^{\circ}\text{C}$ 。搭建第一个测试平台时,为了全面地测试传感器性能,采用Agilent Modular Logic Analysis System 16902B产生传感器的控制信号并进行传感器输出结果分析。传感器的输出脉冲用外部时钟进行了量化。与Chen et al. 1647页(上文有引用细节)所述一致,本发明的校正用直线拟合首尾两端的温度结果。用 $N_{T_{\min}}$ 和 $N_{T_{\max}}$ 分别代表目标传感范围 $-10$ 到 $30^{\circ}\text{C}$ 内最低温度和最高温度的数字读数,则有效分辨率为 $(T_{\max}-T_{\min})/(N_{T_{\min}}-N_{T_{\max}})$ 。最后,传感器的性能可以通过比较拟合得到的数值和实际测量值得到。

[0091] 图 11 的图表 1100 显示了在 1000 样本 / 秒的采样率下,在同一个测量点下的测量误差,其中由于读取电路噪声造成的 $3\sigma$ 误差为 $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ 。为了提高测量精度,可以降低采样频率以减小读取噪声,同时取每 30 个点的读数平均值。图 12 的图表 1200 显示了根据上述原理制造的经两端点校正后九组不同芯片在传感范围内的测量误差。以 $5^{\circ}\text{C}$ 为步长,平均后的测量误差为(每 30 个测量值取平均值) $\pm 0.8^{\circ}\text{C}$ 。由于工艺偏差,不同芯片之间的有效分辨率不一样,在九组芯片中从 $0.14$ 到 $0.21^{\circ}\text{C}/\text{LSB}$ 不等。

[0092] 事实上,由 RFID 标签提供的供电电压和系统时钟是影响传感器性能的关键因素。所以在 RFID 标签系统中测试了嵌入式温度传感器的性能以估计整个系统性能,其中供电由电源管理单元提供,注入锁定参考时钟由图 1 中的时钟发生器单元提供。与上述单独测试温度传感器一样,该测试也在恒温室中进行,不同的是外部输入变成了由 Agilent E4433B RF 信号发生器产生的射频信号输入。对两个样本进行了全面测试,测试结果如图 13 所示。由图 13 的图表 1300 可知,温度传感器的精度仍在单独测试时得到的 $\pm 0.8^{\circ}\text{C}$ 精度范围内,验证了传感器在 RFID 系统内部的性能。然而,如果测试更多的样本,在传感范围内可能会得到更大的测量误差。

[0093] 图 14 的图表 1400 显示了射频输入功率波动情况下,两个样本的测量误差。在低的射频输入功率时,主要由于没有足够的能量,电源管理单元为其它电路单元提供的供电不足,传感器的性能会降低。正常工作时,系统的输入功率为 $1\text{dBm}$ 。但由于 Agilent E4433B 的输出阻抗和标签的输入阻抗失配,同时反射会造成部分能量损失。在输入射频功率小于 $0\text{dBm}$ 情况下,由于没有足够的能量,传感器便停止正常工作。因此,这也是嵌入式传感器正常工作的最低输入功率要求。随着射频输入功率的不断增大直至超过 $1\text{dBm}$ 后,传感器的测量误差不断变化,直至稳定,此时随着射频输入功率的进一步增大传感器误差停止增大。从图 14 可知,相比于传感器正常工作时( $1\text{dBm}$ 输入功率)的误差,随着输入频率变化,两个样本的整个工作范围上的测量误差在 $\pm 0.7^{\circ}\text{C}$ 以内。

[0094] 表 II 比较了本发明实施利中的温度传感器与该技术领域其它最新的低功耗基于 MOS 的温度传感器的性能。

[0095] 表 II :与其它最新公开的低功耗 CMOS 温度传感器的性能比较

传感器	供电电压 (V)	误差 (°C)	面积 (mm <sup>2</sup> )	温度范围 (°C)	功耗	采样率	工艺
[1]	3.3	+0.9/-0.7	0.175	0~100	10μW	2	0.35μm
[2]	N/A	+2.2/-1.8 <sup>#</sup>	N/A	0~100	9.6μW <sup>#</sup>	2	N/A
[3]	2	+/-2.4 <sup>#</sup>	0.03 <sup>#</sup>	-10~80	1.6μW	N/A	0.35μm
[4]	1	+3/-1.6	0.0495	0~100	0.22μW	100	0.18μm
本发明	0.5, 1	+1/-0.8	0.0416	-10~30	0.119μW <sup>##</sup>	33	0.18μm

[0097] 注:所有的误差均非  $3\sigma$  的结果。

[0098] <sup>#</sup> 根据相关文献的估计数据。

[0099] <sup>##</sup> 不含产生供电电压和系统时钟的功耗。

[0100] [1]P. Chen, C. Chen, C. Tsai and W. Lu, "A Time-to-Digital-Converter-Based CMOS Smart Temperature Sensor," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 8, Aug. 2005.

[0101] [2]K. Opasjumruskit et al, "Self-powered Wireless Temperature Sensor Exploit RFID Technology," IEEE Pervasive Computing, vol. 5, issue 1, pp. 54-61, Jan. -Mar. 2006.

[0102] [3]N. Cho et al, "A 5.1uW UHF RFID Tag Chip integrated with Sensors for Wireless Environmental Monitoring," European Solid-State Circuits Conference, pp. 279-282, Sept. 2005.

[0103] [4]Y. Lin, D. Sylvester and D. Blaauw, "An Ultra Low Power 1V, 220nW Temperature Sensor for Passive Wireless Applications," IEEE Custom Integrated Circuits Conference, pp. 507-510, Sept. 2008.

[0104] 然而,应当理解上表并不能直观比较不同传感器之间的性能差别,因为不同传感器的目标应用不同,电路复杂度和性能指标也有差异。而且,与本设计完全采用内部无源 RFID 标签信号不一样,上表中部分设计则依赖外部供电的控制信号。而部分设计仅考虑感应精度和感应范围,很少考虑设计功耗。

[0105] 由于无源 RFID 标签内部可用能量非常有限,本发明的设计在保持合理的感应精度、传感温度范围和采样频率的情况下,主要考虑传感器功耗。因此,在表 II 的比较中,主要比较了无线传感应用中同样以低功耗为设计目的的项目,特别是文献 [2]-[4]。由表 II 可知,本发明的实施例在目标温度感应范围内能保持相对较高的传感测量精度,并实现超低功耗。由于设计成本是 RFID 标签应用的主要考虑因素,该实施例的传感器设计占用的芯片面积也很小,能很好地实现 RFID 标签植入。

[0106] 至此,应当理解,本发明的 CMOS 温度传感器实现了室温条件下 119 纳瓦超低功耗设计(不包括用于产生供电电压和时钟的功耗),非常适合用于食物监测等应用。功耗是嵌入式传感器在无源无线应用中主要的考虑因素;本发明的传感器利用工作在亚阈值区的串

联的MOS晶体管产生的 $V_{PTAT}$ 与 $V_{CTAT}$ 信号进行温度感应,因而传感器工作电压可以低至0.5V,以减小功耗开销。本发明同时采用差分传感结构以消除信号偏移,同时增大有效温度信号功率。单元级和系统级的测试均证实本发明的传感器在33样本/秒的采样频率下,-10°C到30°C感应范围内的测量精度为 $+1/-0.8^{\circ}\text{C}$ 。而且,该传感器可以利用无源标签从射频源转化的能量工作,保证本发明创新设计的超低功耗。而且,较小的芯片面积(一个实施例中为 $0.0416\text{mm}^2$ )也适合以生产成本为主要考虑因素的RFID应用。

[0107] 在此引用的包括出版物、专利申请以及专利的所有参考文献以引用的方式并入此文,如同每个参考文献被单独地且具体地以引用方式整体并入本文一样。

[0108] 本发明上下文(尤其是后面的权利要求)中的术语“一个”、“一种”和“该”以及类似术语的使用应当被理解为涵盖了单个和多个,除非另外指出或者前后明显矛盾之外。术语“包括”、“具有”、“包含”和“拥有”应当被理解为开放式术语(即,意味着“包括,但不限于”),除非另外标注。此处的数值范围的引用旨在仅仅作为一种单独指出落入该范围内的每个单个值的快速方法,除非另外指出,每个单个值如同被单独引用一样地并入本说明书中。可以以任何适当的顺序执行在此所述的所有方法,除非另外指出或者前后明显矛盾之外。在此使用的任何和所有示例,或者示范性语言(例如,“诸如”)的目的仅仅在于更好地描述本发明,而不会对本发明的范围进行限制,除非另外要求。本说明书中的语言不应当被理解为将任何未要求保护的元素作为实践本发明的必要。

[0109] 在此描述了本发明的优选实施例,其中包括发明人所知的实现本发明的最佳模式。在阅读了上述的描述之后,这些优选实施例的变型对于所属领域的普通技术人员来说将变得显然。发明人期望所属领域的技术人员能够适当地采用这些变型,发明人的目的是实现本发明,而不是仅仅在此描述。因此,本发明包括适用法律所允许的在此所附的权利要求中引用的主题的所有变型和等价物。而且,上述元素在本发明所有可能的变型中的任何形式的组合都包含于本发明,除非另外指出或者前后明显矛盾。



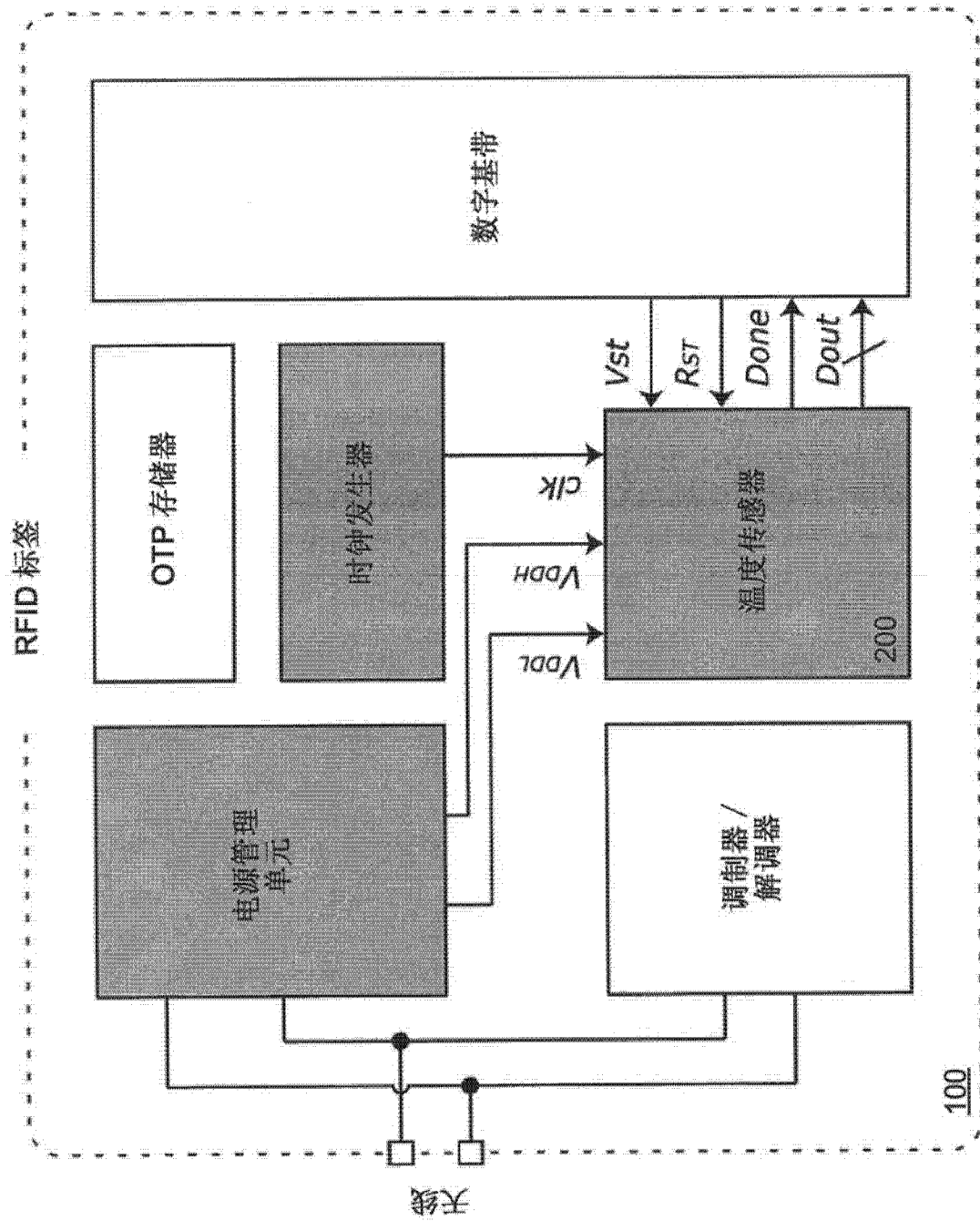


图 1

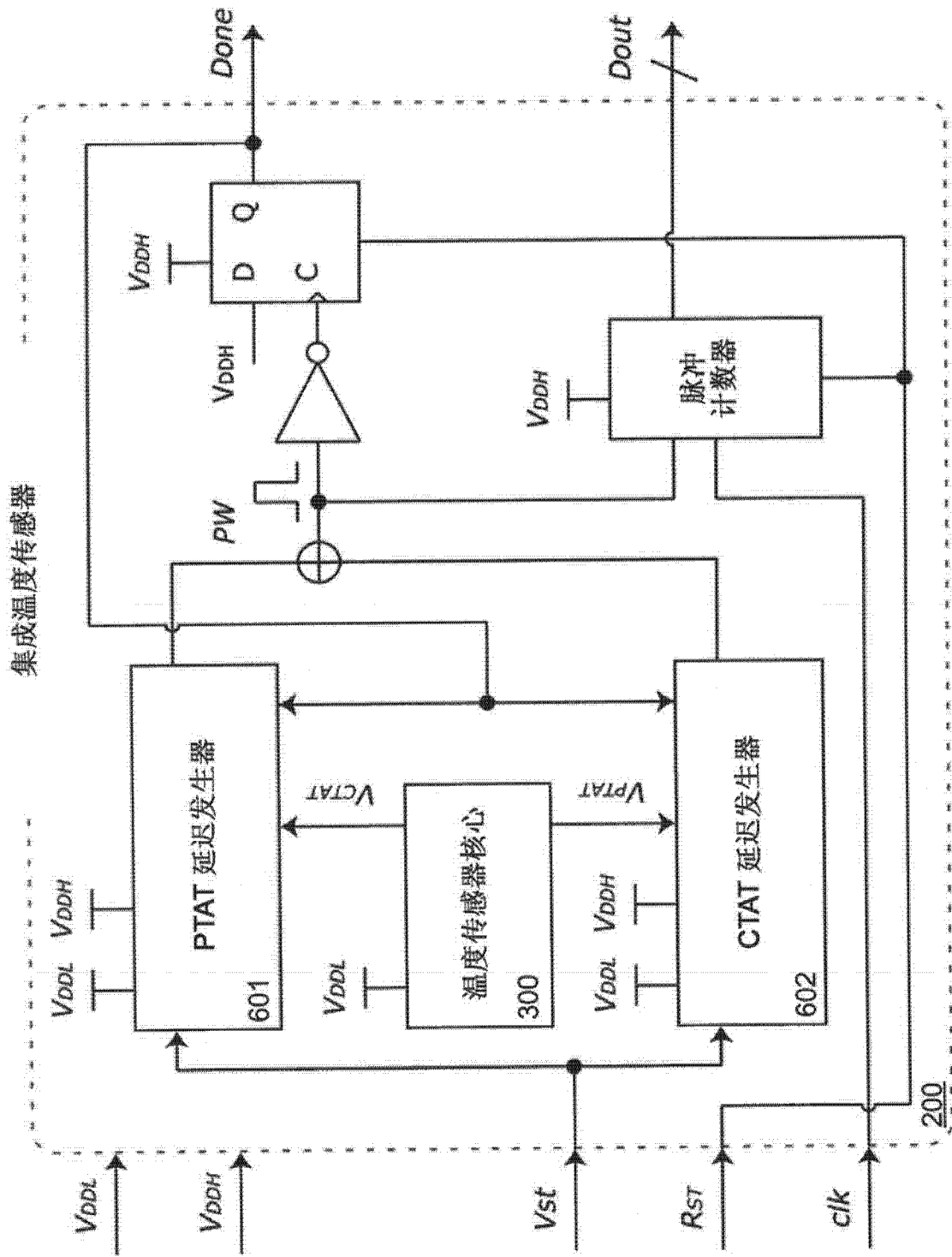
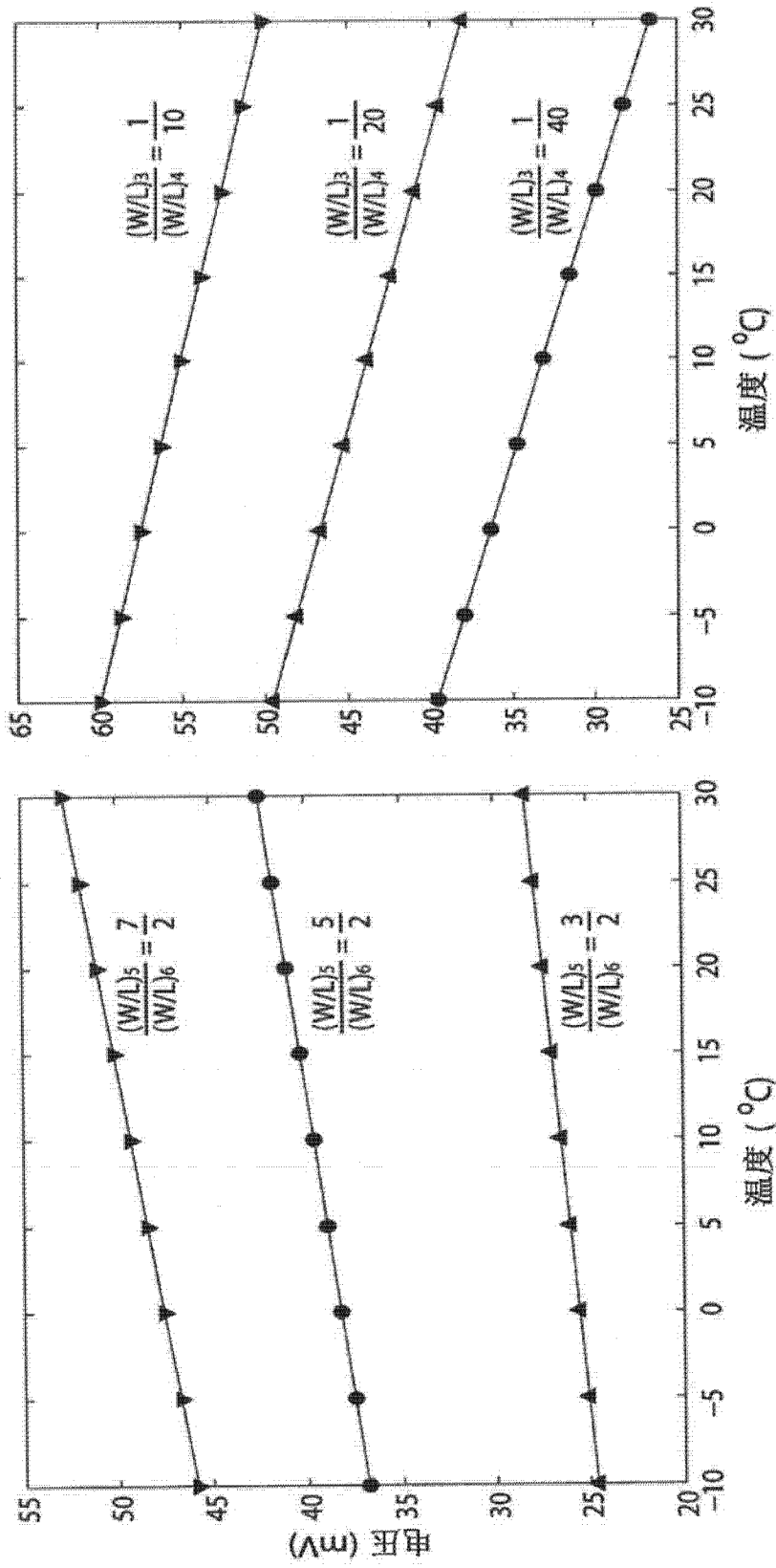


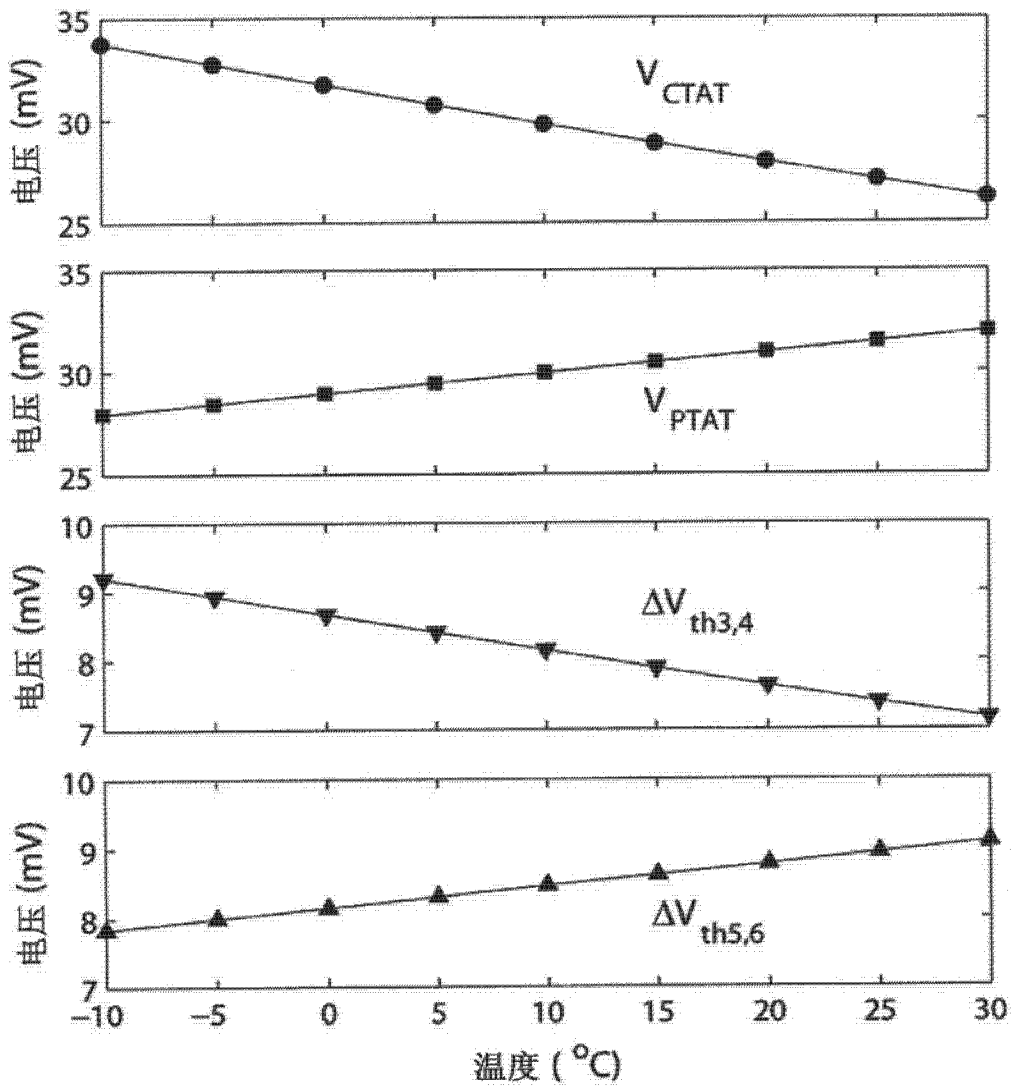
图 2





400

图 4



500

图 5

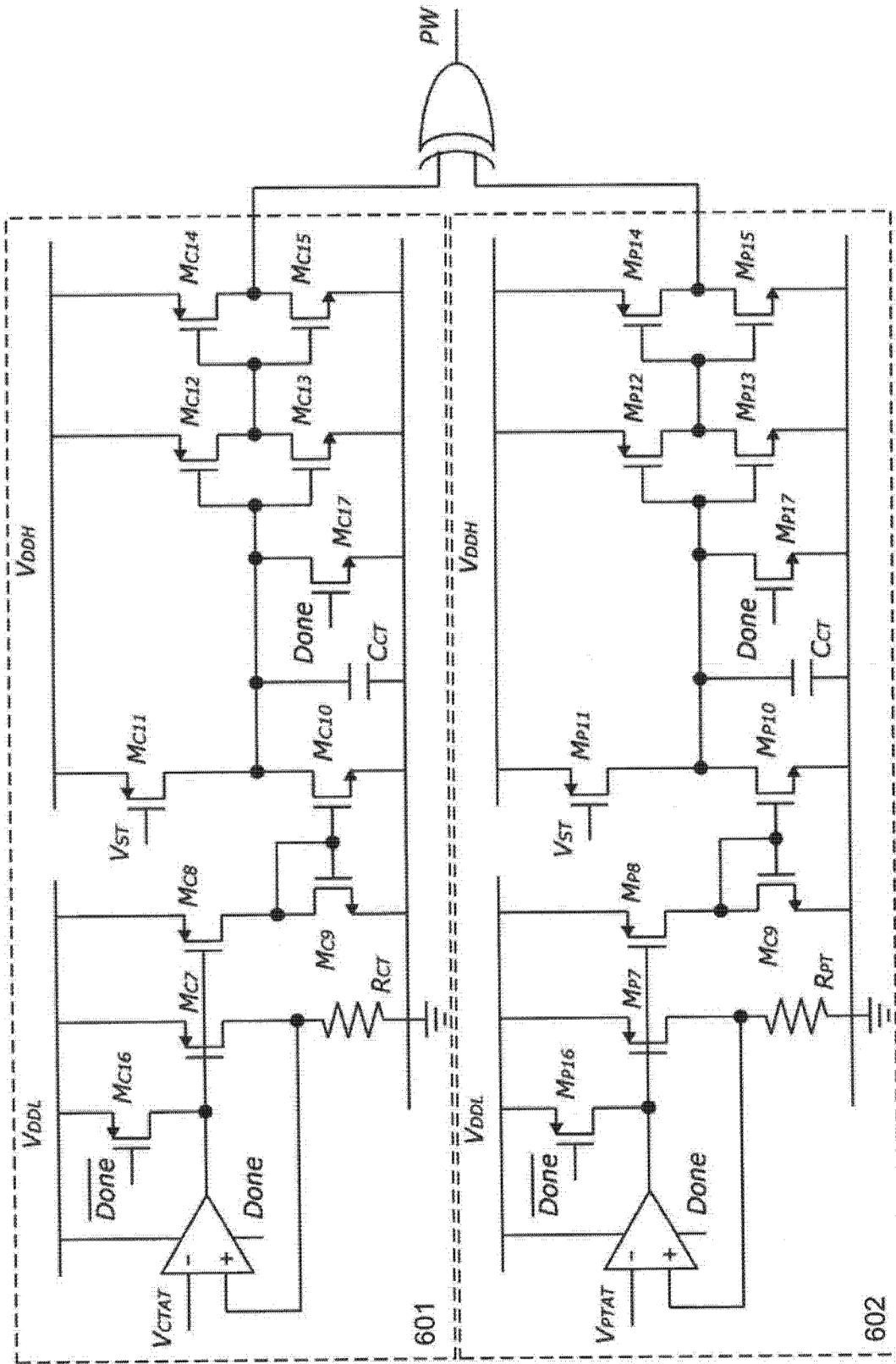


图 6

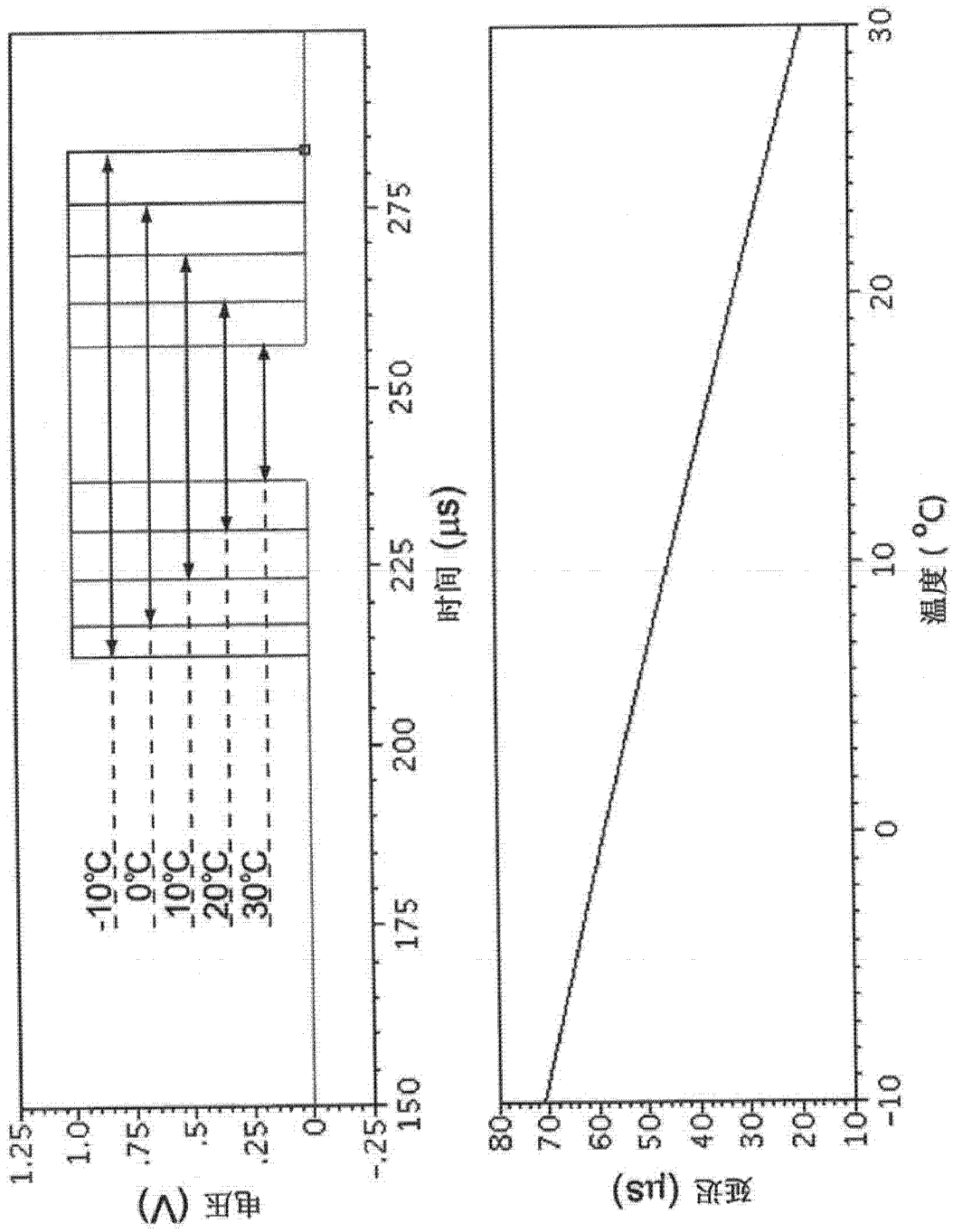
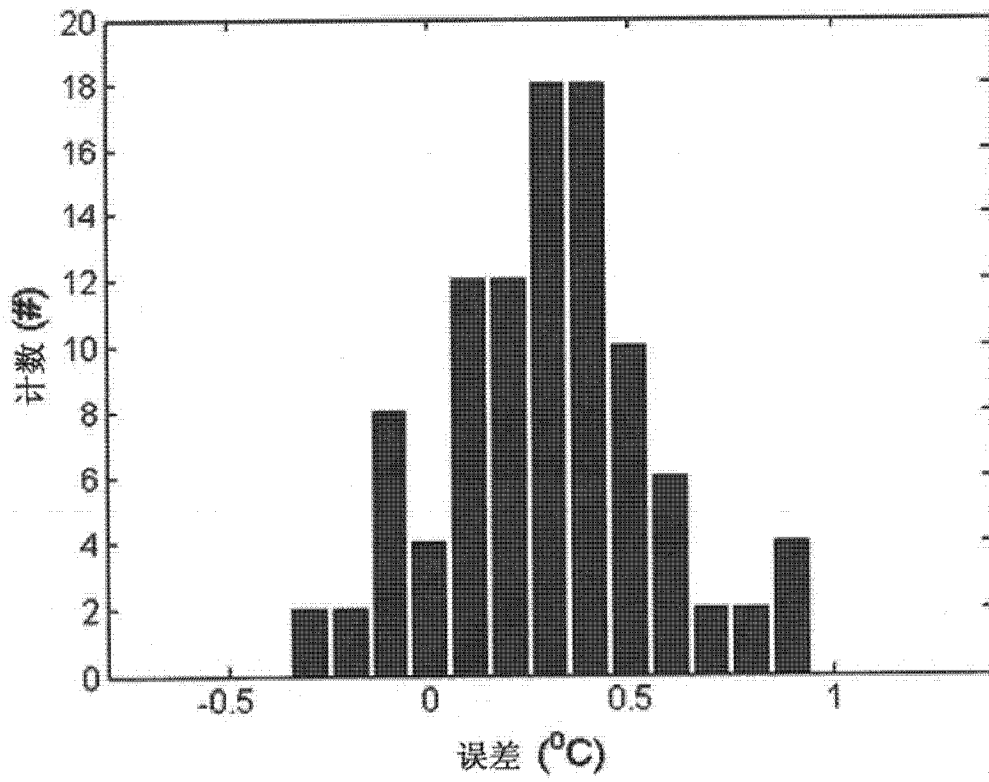


图 7



800

图 8



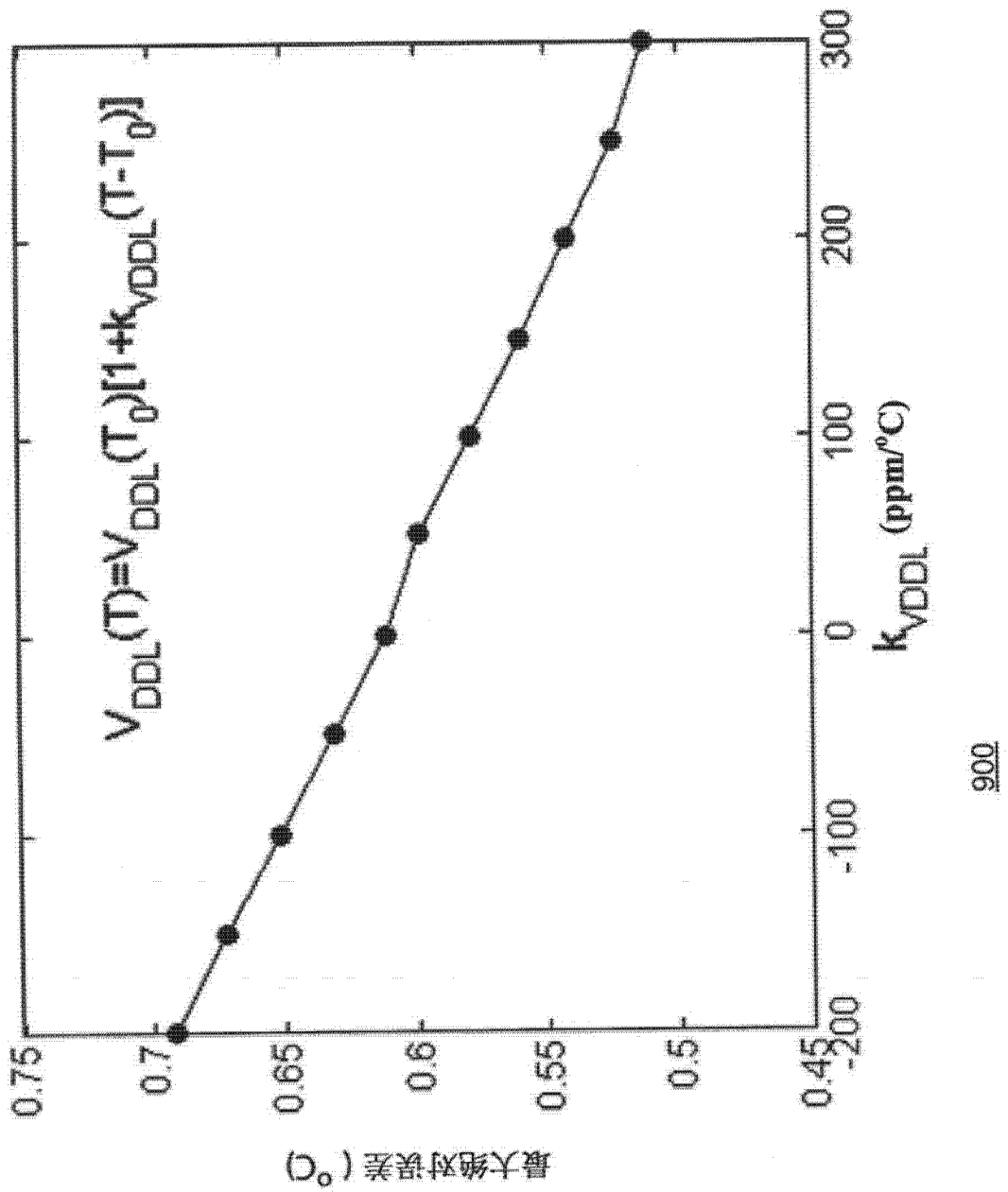
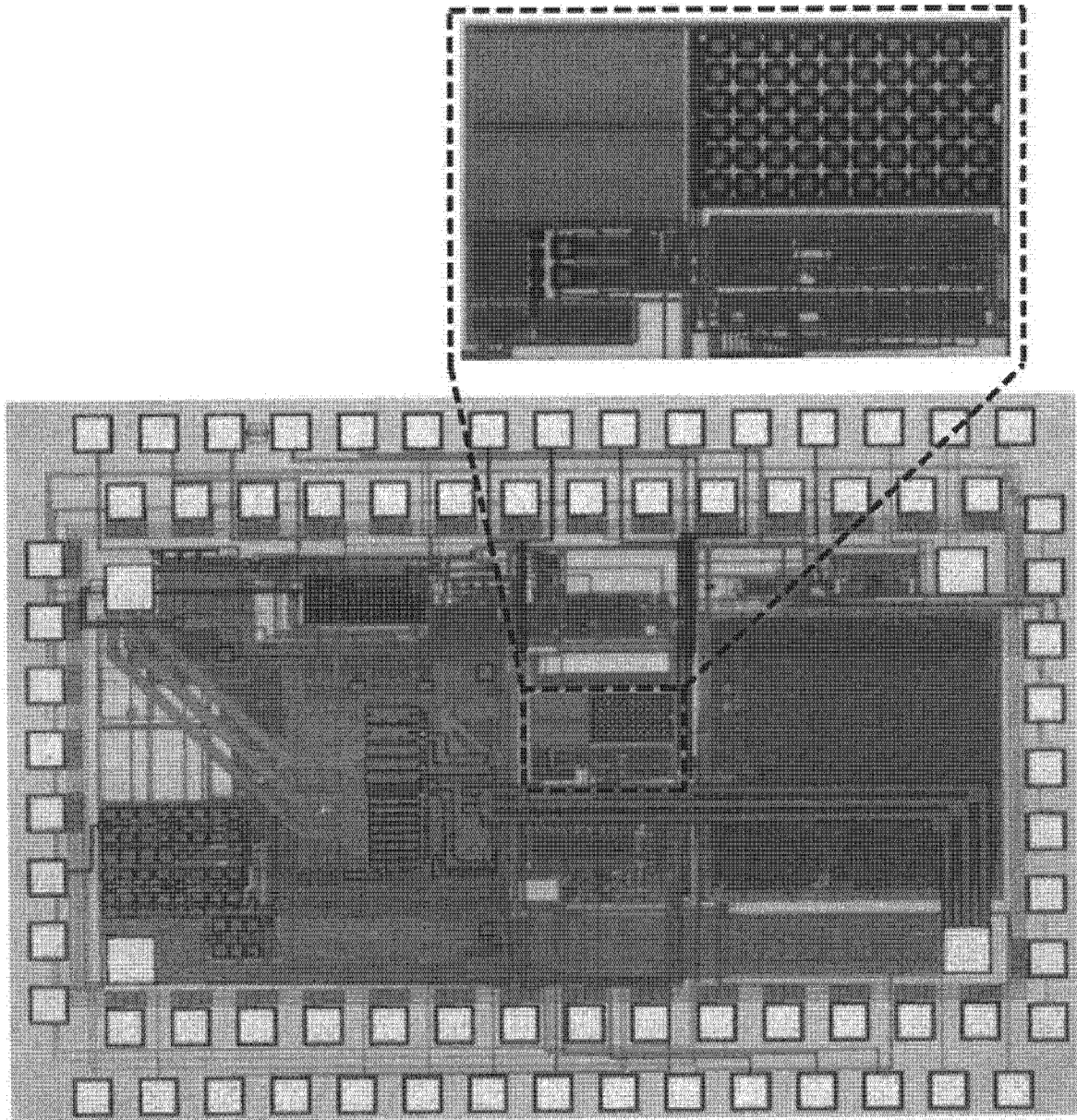
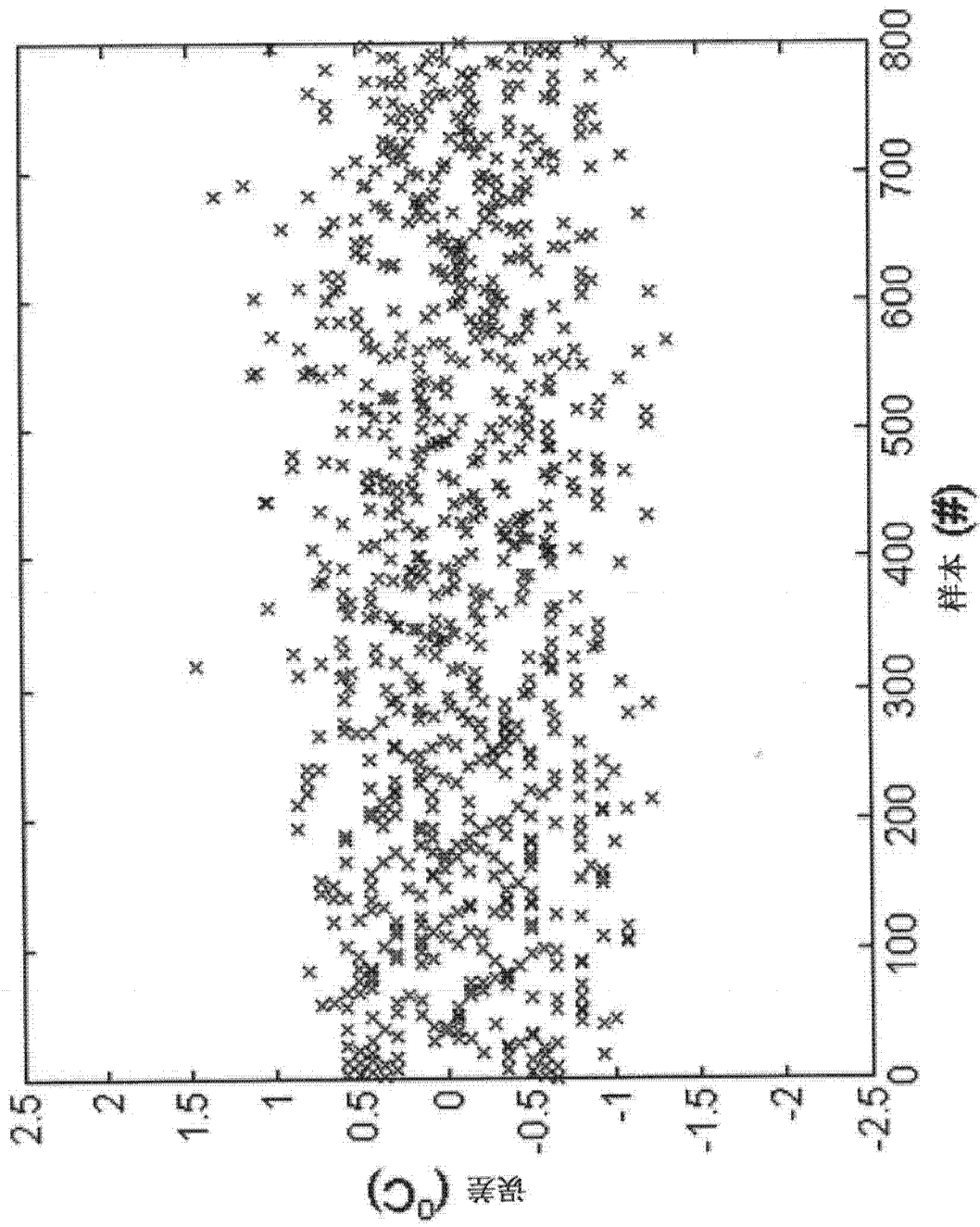


图 9



1000

图 10



1100

图 11

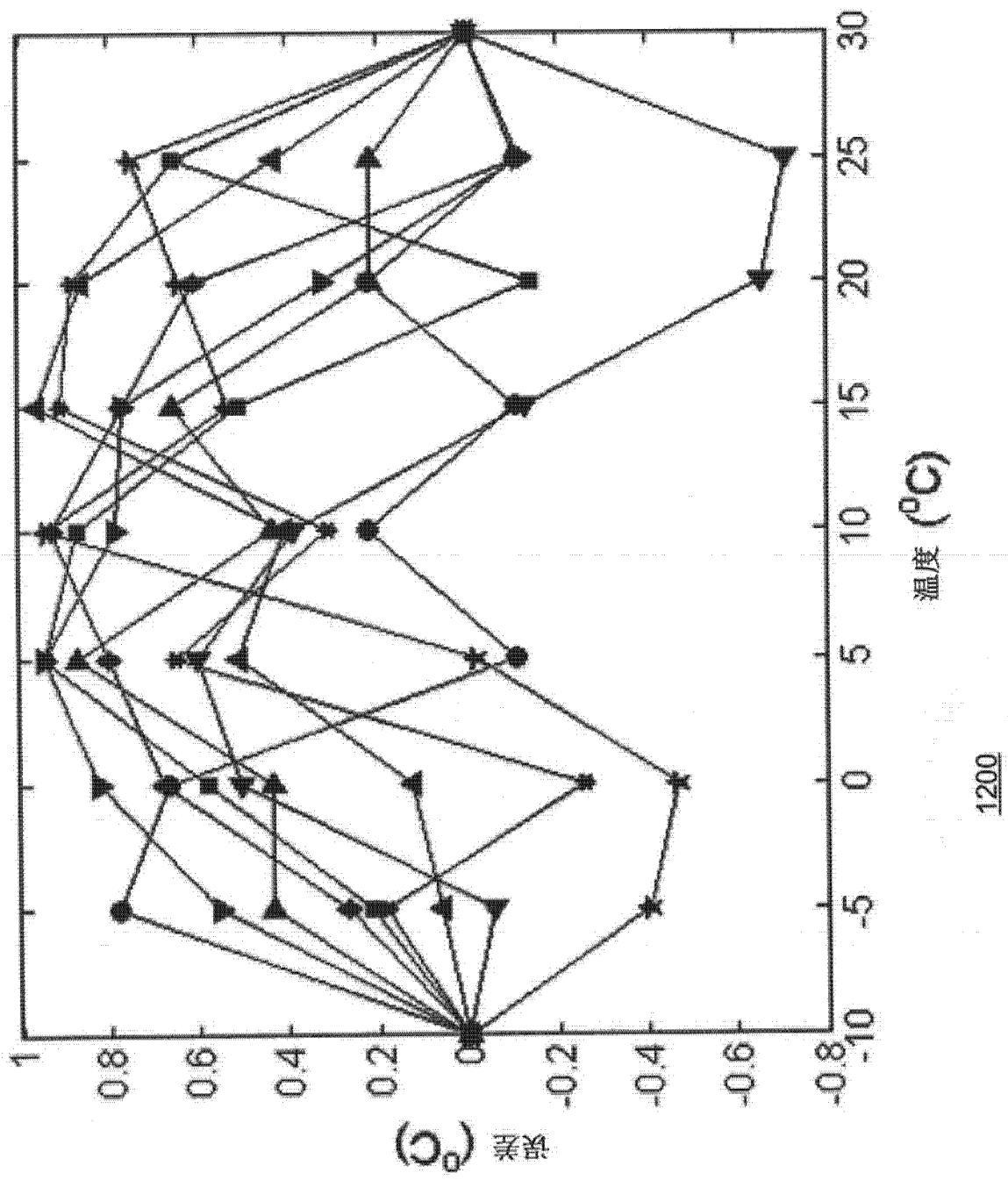
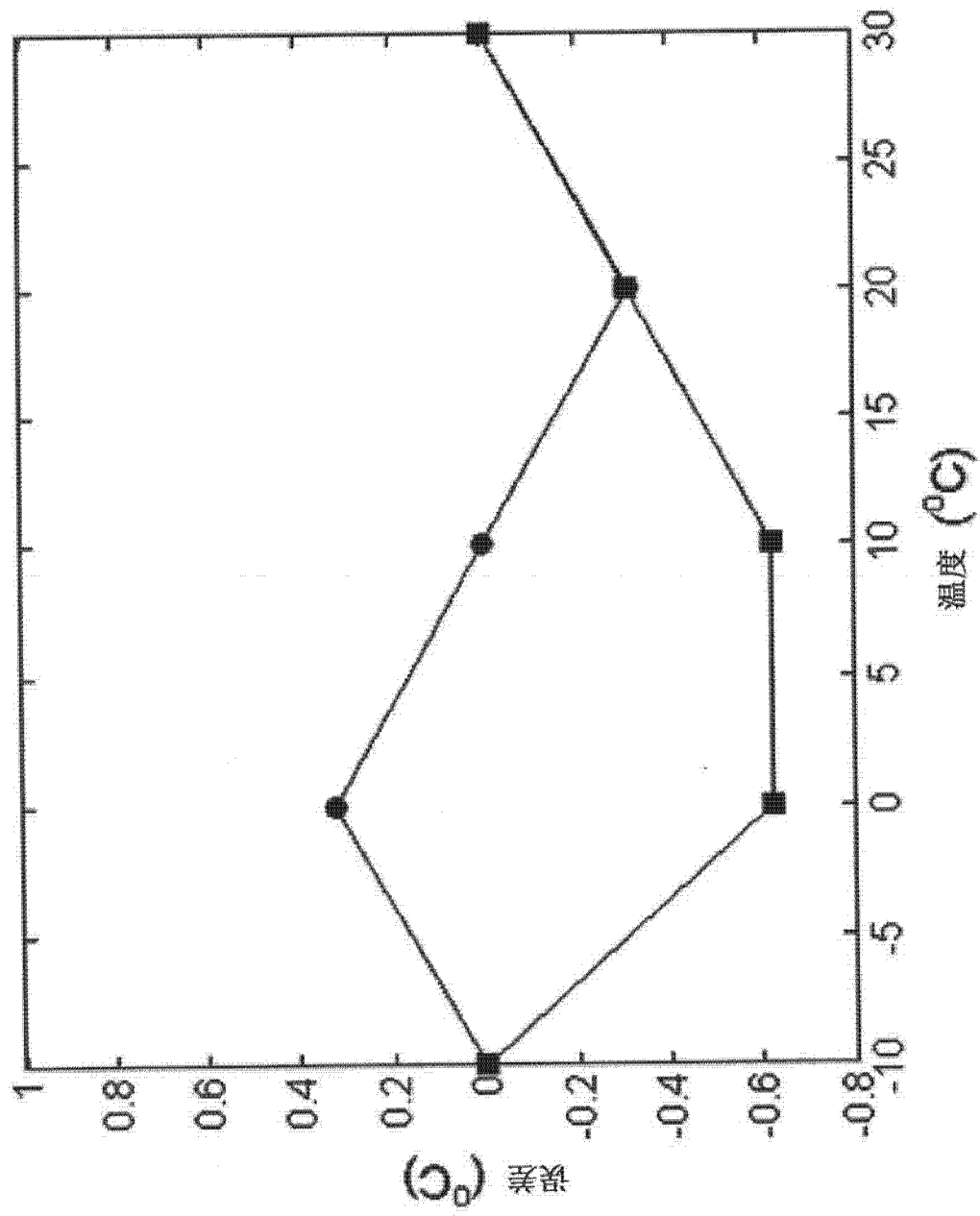
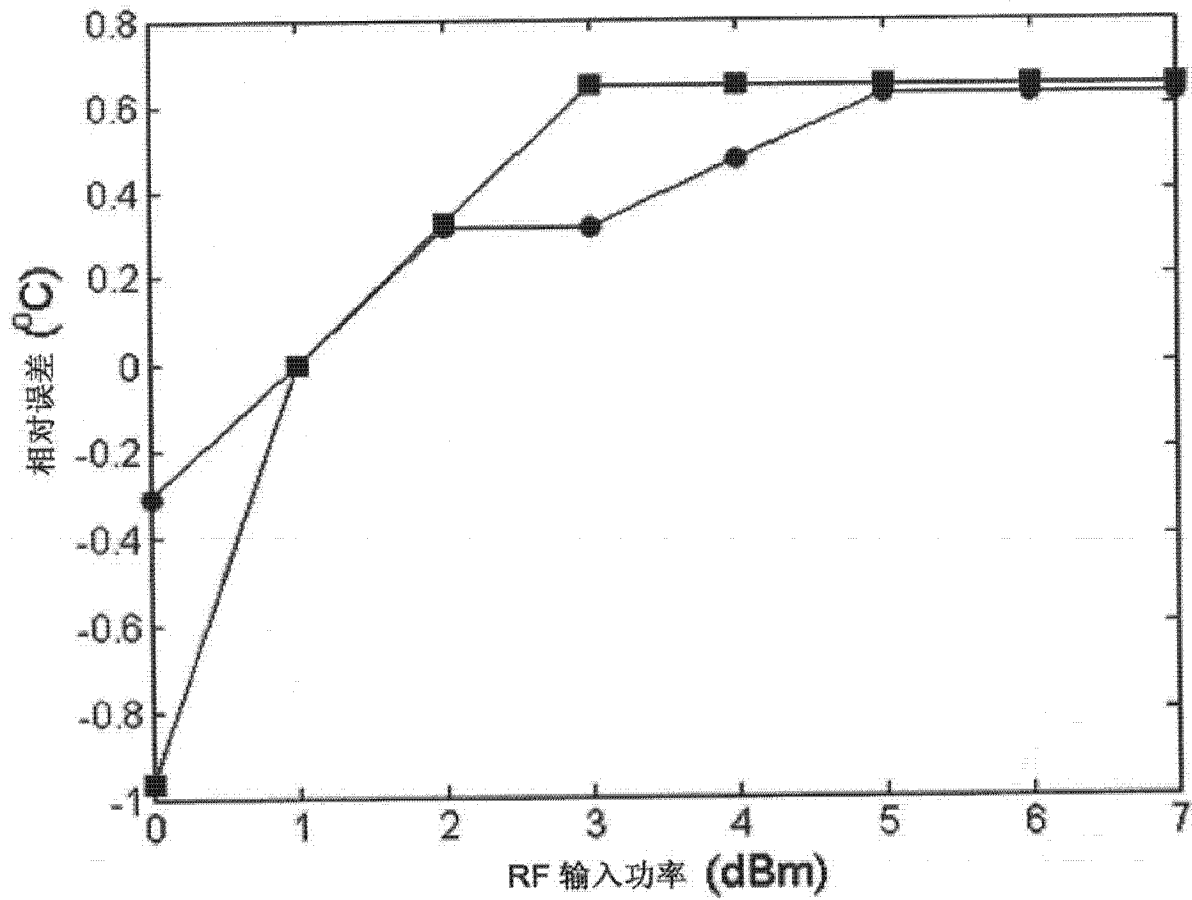


图 12



1300

图 13



1400

图 14