



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104156757 A

(43) 申请公布日 2014. 11. 19

(21) 申请号 201410289331. 1

(22) 申请日 2014. 06. 25

(71) 申请人 浙江港科大先进制造研究所有限公司

地址 311100 浙江省杭州市余杭经济技术开发区振兴东路2号维时代广场3号楼一层

(72) 发明人 赵犁 梁锦和 崔志英  
阿明·贝尔马克 王波 徐旻  
刘健

(74) 专利代理机构 杭州华鼎知识产权代理事务所(普通合伙) 33217

代理人 胡根良

(51) Int. Cl.

G06K 19/077(2006. 01)

G01K 7/00(2006. 01)

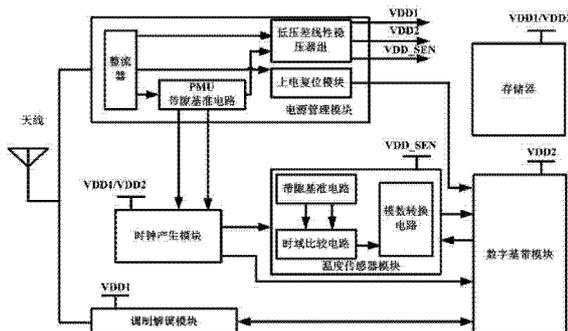
权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片

(57) 摘要

本发明公开了一种嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片。其包括电源管理模块, 调制解调模块, 时钟产生模块, 数字基带模块, 温度传感器模块及存储器。通过对嵌入温度传感器的无源超高频 RFID 标签芯片的低功耗处理可以提高嵌入温度传感器的 RFID 标签芯片的灵敏度及读写距离, 同时将所嵌入的温度传感器进行高精度和低误差的处理可以得到更稳定和准确的温度测量值, 提供更可靠的温度数据。



1. 嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,包括电源管理模块,调制解调模块,时钟产生模块,数字基带模块,温度传感器模块及存储器,其特征在于:所述温度传感器模块包括带隙基准电路,时域比较电路和数模转换电路;带隙基准电路连接于时域比较电路,时域比较电路连接于数模转换电路,带隙基准电路用于感知温度,所述带隙基准电路包括自启动电路,带隙基准核心电路及电流输出电路,所述温度传感器模块供电电压由电源管理模块提供,带隙基准电路供电电压的上电和断开由数字基带模块通过开关 S1 进行控制。

2. 如权利要求 1 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述自启动电路由 2 个 PMOS 管 M1、M2 及 4 个 NMOS 管 M3-M6 组成,其中 M2 的漏端与 M3 的漏端相连,M2 的栅极连接到节点 1,M3 ~ M6 依次以二极管接法作为电阻串联,M1 的栅极连接于 M2 和 M3 之间;M1 的漏极连接于供电电压,M1 的源极连接于带隙基准核心电路中的节点 2。

3. 如权利要求 1 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述带隙基准核心电路由 NPN 型三极管 Q1 和 Q2,电阻  $R_{PT}$  和  $R_{CT}$ ,PMOS 管  $M_{A1} \sim M_{A5}$  及 NMOS 管  $M_{A6}$  组成;Q1 与 Q2 的基极相连,Q2 的集电极连接到地,BJT 三极管基极-集电极电压  $V_{BE}$  具有负温度系数,因此通过电阻  $R_{CT}$  产生负温度系数电流  $I_{CT}$ ;Q1 与 Q2 的 NPN 个数比例为 8:1,因为 Q1 与 Q2 工作在不等的电流密度下,因此二者的基极-发射极电压差  $\Delta V_{BE}$  与绝对温度成正比,电阻  $R_{PT}$  连接于 Q1 集电极和地之前,产生正温度系数电流  $I_{PT}$ 。 $M_{A1}$  和  $M_{A2}$ ,  $M_{A3}$  和  $M_{A4}$  构成叠层电流镜,将正温度系数电流  $I_{PT}$  以电流镜的方式提供给电流输出电路, $M_{A5}$  的源极连与 Q1 与 Q2 基极相连,栅极连于 Q2 的集电极,漏极与  $M_{A6}$  的漏极相连, $M_{A6}$  以电流镜的方式将负温度系数电流  $I_{CT}$  复制导出给电流输出电路。

4. 如权利要求 1 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述电流输出电路由 PMOS 管  $M_7 \sim M_{18}$  以电流镜的方式将  $I_{CT}$ 、 $I_{PT}$  复制并加和产生零温度系数电流  $I_{REF}$  提供给下一级,M7 与 M8 将  $M_{A1}$  与  $M_{A2}$  的  $I_{PT}$  复制导出提供给下一级, $M_9$ ,  $M_{10}$  与  $M_{11}$  将  $I_{CT}$  于  $I_{PT}$  以电流镜的方式复制并加和产生  $I_{REF}$  提供给下一级; $M_{12} \sim M_{18}$  以电流镜方式将  $I_{CT}$  从带隙基准核心电路  $M_{A6}$  复制导出。

5. 如权利要求 1 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,所述电源管理模块包括整流器,以及连接整流器的低压差线性稳压器组和上电复位模块,其特征在于:所述电源管理模块内还设有 PMU 带隙基准电路,电源管理模块的整流器与低压差线性稳压电路连接在 PMU 带隙基准电路上。

6. 如权利要求 5 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述电源管理模块中所用整流器为一个十二级整流器。

7. 如权利要求 1 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述温度传感器模块的供电电压由电源管理模块的低压差线性稳压电路提供。电源管理器模块中的整流器输出作为低压差线性稳压器组的供电电压,电源管理模块中的 PMU 带隙基准电路的输出电压作为低压差线性稳压器组的参考电压,低压差线性稳压器组的输出电压作为温度传感器模块的供电电压。

8. 如权利要求 1-4 其中任一所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其温度传感器模块利用 NPN 型三极管的温度特性进行温度感知,将电流转换通过时

域比较电路和电容转换为电压,并通过计数器电路将电压量化为数字信号输出,其特征在于:所述温度传感器采用的量化时钟频率为 9M ~ 15MHz。

9. 如权利要求 8 所述的嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,其特征在于:所述温度传感器采用的量化时钟频率为 12MHz。

## 嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片

### 技术领域

[0001] 本发明涉及 RFID 技术,具体的说,是涉及一种嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片。

### 背景技术

[0002] 射频识别技术 (RFID) 是利用射频信号实现的一种非接触式自动识别技术,它利用射频方式进行非接触式双向通信,从而达到对目标对象的自动识别和相关数据采集。EPC C1G2 协议采用的超高频 (UHF) 标签是指工作频率在 860MHz 到 960MHz 的 RFID 标签,具有可读写距离长、阅读速度快、作用范围广等优点。

[0003] 随着物联网技术的迅速发展,将物品标识技术和传感技术相集成的应用正变得越来越重要。因此,具有环境感知功能的 RFID 标签代表了物联网技术发展的趋势。在未来物联网技术的应用环境下,大多数系统动辄需要以百万计的感知识别节点,感知识别节点的高成本、高能耗和大体积成为物联网快速发展的瓶颈。因此,对智能标签低成本、低能耗,小体积的需求呼之欲出。

[0004] 同时含有温度传感器的 RFID 标签拥有巨大的潜在市场,尤其是监视易腐烂实物,医疗保健产品后勤及供应链管理。然而,现有的嵌入温度传感器的 RFID 标签温度感知的分辨率和误差值不符合人体测试及其他对温度测试精准度较高领域的标准及需求。

### 发明内容

[0005] 本发明的目的在于在实现无源超高频 RFID 标签功能的基础上,将温度传感器嵌入式的集成到 RFID 标签上,通过对嵌入温度传感器的无源超高频 RFID 标签芯片的低功耗处理以提高温度 RFID 标签芯片的读写距离,同时将所嵌入的温度传感器进行高精度度和低误差的处理以得到更稳定和准确的温度测量值,提供更可靠的温度数据。

[0006] 为了解决上述技术问题,本发明是通过以下技术方案实现的:嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片,包括电源管理模块,调制解调模块,时钟产生模块,数字基带模块,温度传感器模块及存储器,其特征在于:所述温度传感器模块包括带隙基准电路,时域比较电路和数模转换电路;带隙基准电路连接于时域比较电路,时域比较电路连接于数模转换电路,带隙基准电路用于感知温度,所述带隙基准电路包括自启动电路,带隙基准核心电路及电流输出电路,所述温度传感器模块供电电压由电源管理模块提供,带隙基准电路供电电压的上电和断开由数字基带模块通过开关 S1 进行控制。

[0007] 优选的,带隙基准电路所述自启动电路由 2 个 PMOS 管  $M_1$ 、 $M_2$  及 4 个 NMOS 管  $M_3$ ~ $M_6$  组成,其中  $M_2$  的漏端与  $M_3$  的漏端相连, $M_2$  的栅极连接到节点 1, $M_3$ ~ $M_6$  依次以二极管接法作为电阻串联, $M_1$  的栅极连接于  $M_2$  和  $M_3$  之间; $M_1$  的漏极连接于供电电压, $M_1$  的源极连接于带隙基准核心电路中的节点 2。

[0008] 优选的,所述带隙基准核心电路由 NPN 型三极管 Q1 和 Q2,电阻  $R_{PT}$  和  $R_{CT}$ ,及 PMOS 管  $M_{A1}$ ~ $M_{A5}$  及 NMOS 管  $M_{A6}$  组成。Q1 与 Q2 的基极相连,Q2 的集电极连接到地,BJT 三极管基

极-集电极电压  $V_{BE}$  具有负温度系数,因此通过电阻  $R_{CT}$  产生负温度系数电流  $I_{CT}$ 。Q1 与 Q2 的 NPN 个数比例为 8:1,因为 Q1 与 Q2 工作在不等的电流密度下,因此二者的基极-发射极电压差  $\Delta V_{BE}$  与绝对温度成正比,电阻  $R_{PT}$  连接于 Q1 集电极和地之前,产生正温度系数电流  $I_{PT}$ 。M<sub>A1</sub> 和 M<sub>A2</sub>, M<sub>A3</sub> 和 M<sub>A4</sub> 构成重叠式电流镜,将正温度系数电流  $I_{PT}$  以电流镜的方式提供给电流输出电路, M<sub>A5</sub> 的源极连与 Q1 与 Q2 基极相连,栅极连于 Q2 的集电极,漏极与 M<sub>A6</sub> 的漏极相连, M<sub>A6</sub> 以电流镜的方式将负温度系数电流  $I_{CT}$  复制导出给电流输出电路。

[0009] 优选的,带隙基准所述电流输出电路由 PMOS 管 M<sub>7</sub>-M<sub>16</sub> 和 NMOS 管 M<sub>17</sub>-M<sub>18</sub> 构成。M<sub>7</sub> 与 M<sub>8</sub> 将 M<sub>A1</sub> 与 M<sub>A2</sub> 的  $I_{PT}$  复制导出提供给下一级, M<sub>12</sub>-M<sub>18</sub> 以电流镜方式将  $I_{CT}$  从带隙基准核心电路 M<sub>A6</sub> 复制提供给下一级, M<sub>9</sub>-M<sub>11</sub> 以电流镜的方式将  $I_{CT}$ 、 $I_{PT}$  复制并加和产生零温度系数电流  $I_{REF}$  提供给下一级。

[0010] 优选的,电源管理模块包括整流器,以及连接整流器的低压差线性稳压器组和上电复位模块。所述的电源管理模块内还设有 PMU 带隙基准电路,电源管理模块的整流器与低压差线性稳压电路连接在 PMU 带隙基准电路上。

[0011] 优选的,电源管理模块中所用整流器为一个十二级整流器。和现有技术中采用成对的整流器不同,本发明仅仅通过一个整流器就达到了相应的效果。

[0012] 优选的,温度传感器模块的供电电压由电源管理模块的低压差线性稳压电路提供。电源管理器模块中的整流器输出作为低压差线性稳压器组的供电电压,电源管理模块中的 PMU 带隙基准电路的输出电压作为低压差线性稳压器组的参考电压,低压差线性稳压器组的输出电压作为温度传感器模块的供电电压。

[0013] 优选的,其温度传感器模块利用 NPN 型三极管的温度特性进行温度感知,将电流转换通过时域比较电路和电容转换为电压,并通过计数器电路将电压量化为数字信号输出,所述温度传感器采用的量化时钟频率为 9M~15MHz。增加温度传感器的时钟频率,以获得更高的分辨率,提高温度感知准确度。

[0014] 优选的,所述温度传感器采用的量化时钟频率为 12MHz。

[0015] 与现有技术相比,本发明的优点是:

[0016] 本嵌入温度传感器的 RFID 标签芯片不仅实现了 RFID 的非接触自动识别的基本功能,还嵌入集成了传感器模块到 RFID 标签上实现 RFID 智能读取温度的功能。传统的标签芯片设计流程将天线与整流器作为两个互相独立的模块分别优化。然而在我们的研究过程中却发现只有将天线阻抗和整流器的电路参数(如整流器级数,晶体管尺寸和电容值等)做整体优化,才能得到最优的射频能量转化效率。据此,通过对整流器和天线接口的整体优化设计,提高射频能量的转换效率。同时对整个标签芯片各个模块进行低功耗设计,并优化工作方式控制温度传感器模块与数字基带模块的交替性工作来降低功耗,即温度传感器工作时,数字基带模块不工作,其余时间温度传感器不工作。这样保证了标签芯片不会因为嵌入温度传感器模块需要消耗一部分的功耗而降低灵敏度及读写距离。

[0017] 所采用的温度传感器具有高分辨率和低误差的特性。分辨率为 0.016°C,误差低于 0.3°C。具体实现方式为在温度传感器模块中添加一个单独为温度传感工作的带隙基准电路作为温度感知的前端电路,避免了与其他的电路模块对电源管理模块中带隙基准电路输出电压电流值的复用,造成数据感知的不准确。同时为了进一步确保温度感知的准确性,对温度传感器模块的供电电压进行了降低噪声提高电源抑制比的设计。增加温度传感器的时

钟频率,以获得更高的分辨率,提高温度感知的准确性。

#### 附图说明

[0018] 下面结合附图对本发明作进一步说明:

[0019] 图 1 为本发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片的内部结构图。

[0020] 图 2 为本发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片中整流器连接图。

[0021] 图 3 为发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片中温度传感器模块中添加的带隙基准电路示意图。

[0022] 图 4 为本发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片温度传感器模块外部接口电路图。

[0023] 图 5 为本发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片温度传感器模块供电电压 VDD\_SEN 产生电路。

[0024] 图 6 为发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片温度传感器时域比较电路及模数转化量化电路。

#### 具体实施方式

[0025] 如图 1-图 6 所示,为本发明嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片的相关示意图,该标签芯片基于 EPC C1G2 协议。如图 1 所示,该标签芯片包括以下组成部分:调制解调模块,电源管理模块,时钟产生模块,数字基带模块,温度传感器模块及存储器。

[0026] 其中调制解调模块用以调制解调射频信号,并利用反向散射将数据上传到读写器。

[0027] 电源管理模块整流输入的射频 (RF) 信号,以产生多个直流电源电压供给其他模块。此外,电源管理模块还为模拟模块提供基准电流,并且为数字电路提供上电复位信号。

[0028] 时钟产生模块为传感器和数字模块提供基准时钟信号,该时钟信号被用来对环境温度测量得到的时域脉冲进行采样数字。

[0029] 温度传感器模块利用 NPN 双极型晶体管的温度特性完成温度感知,利用带隙基准电路获得与温度相关的电流,并采用基于时域转换器和模数转换电路将电流转换为数字量。

[0030] 数字基带模块作为一个中央控制器来处理与其他模块的各种接口,实现 EPC C1G2 里的所有协议。

[0031] 存储器用来保存标记信息,温度和用户信息。

[0032] 所述的电源管理模块包括整流器电路,低压差线性稳压器组,PMU 带隙基准电路及上电复位电路。整流器将天线接收到的射频信号整流成为直流电压信号提供给带隙基准电路,低压差稳压器组及上电复位电路。同时电源管理模块中的带隙基准电路的输出电压作为低压差线性稳压电路的参考电压,同时该带隙基准电路的输出电流作为时钟产生模块的参考电流。电源管理模块中的低压差线性稳压电路的输出电压作为其他模块的供电电压。

[0033] 电源管理模块的作用是为其它的子模块提供最优的电源电压,以优化它们的性能和功耗。EPC C1G2 协议采用幅度调制的方式传送信号,整流器在  $PW (= T_{\text{ari}}/2)$  整个时间段保持闲置状态,因为数据调制造成 RF 输入信号很大的衰减,整流器的输入端获得的能量无法维持整流器的正常工作。因此在整流器的输出端需要使用储能电容  $C_s$  来储存能量,以保证芯片在幅度衰减状态下仍能正常工作。

[0034] 一个存储电容  $C_s$  通常用来为负载电流  $I_L$  和倒流回天线的反向逆电流  $I_{\text{leak}}$ 。纹波电压由  $V_{\text{rc}} = (I_L + I_{\text{leak}}) * PW / C_s$  产生。由于不同的负载模块通常有不同的电压纹波要求,因此与按照最严格的纹波电压要求来确定所有模块的储能电容大小的方案相比,分割储能电容技术 (split-storage-capacitor technique) 能够将电容进行分割,按照不同模块的要求分别确定存储电容大小,从而减小了芯片的面积。

[0035] 对于整流器的选择要传统的标签芯片设计流程将天线与整流器作为两个互相独立的模块分别优化。然而在我们的研究过程中却发现只有将天线阻抗和整流器的电路参数(如整流器级数,晶体管尺寸和电容值等)做整体优化,才能得到最优的射频能量转化效率。据此,通过对整流器和天线接口的整体优化设计,提高射频能量的转换效率。

[0036] 通过设计实验显示,采用一个整流器电路并设计为十二级,共选用三个储能电容存储能量,是最优的设计方案。如图 2 所示。

[0037] 其中带隙基准电路的无放大器设计和控制本专利芯片中温度传感器与数字基带电路的交替工作也实现了降低功耗的作用。降低本发明无源 RFID 标签芯片的功耗使得标签获得更高的读写灵敏度和较远的读写距离。

[0038] 为了降低本嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗的 RFID 标签芯片的感知温度数据的误差值并提高温度感知的灵敏度,本专利对温度传感器标签模块做了以下发明。

[0039] 所述温度传感器模块包括连接在模数转换电路上的时域比较电路,所述时域比较电路上连接有带隙基准电路,所述带隙基准电路包括自启动电路,带隙基准核心电路及电流输出电路,所述温度传感器模块供电电压由电源管理模块提供,带隙基准电路供电电压的上电和断开由数字基带模块通过开关 S1 进行控制。温度传感器模块的带隙基准电路及外部接口电路图如图 3 和 4 所示。

[0040] 具体实现方法如下:

[0041] 在温度传感器模块中添加一个单独为温度传感工作的带隙基准电路,同时对温度传感器的供电电压  $VDD\_SEN$  进行低噪声和提高抗干扰的设计,以获得更稳定的供电电压。

[0042] 温度传感器模块中的带隙基准电路图如附图 3 所示。带隙基准电路的主要功能是利用双极性二极管的温度特性为电路提供一个随温度正比变化的电流(正温度系数电流),一个随温度反比变化的电流(负温度系数电流)及集成一个与温度无关零温度系数电流。这就是本专利中嵌入温度传感器感知温度的原理。

[0043] 在电源管理模块中有一个带隙基准电路,该带隙基基准电路也产生与温度变化的电流值,主要为时钟产生电路产生参考电流及电压值。该随温度变化的电流值也可以作为温度传感器模块感知温度变化的前端电路,但是温度传感器模块要求一个更稳定和精确的电流值,因此在温度传感器模块加入一个专门产生温度变化的电流,该电流值只为温度传感器模块工作,不仅提供温度感知的电流值正温度系数电流  $I_{\text{PT}}$  与负温度系数电流  $I_{\text{CT}}$ ,同时集成为不随温度变化的零温度系数电流值  $I_{\text{REF}}$ ,通过电阻转换为电压值作为温度传感器中

其他电路的参考电压或偏置电流。添加这个带隙基准电路避免了与其他电路的干扰,提高感知电流的电源抑制比 PSRR(Power-Supply-Rejection-Ratio),可以提高感知电流的准确性。

[0044] 如图 3 所示的温度传感器模块中的带隙基准电路。该电路包括自启动电路,带隙基准核心电路及电流输出电路。该电路不包含运算放大电路,因此具有消耗功耗小的特点。

[0045] 如图所示  $M_1 \sim M_6$  构成自启动电路,其中  $M_2$  到  $M_6$  为二极管接法作为电阻在电路中使用,在由控制信号控制的供电电压开关闭合后以自启动的方式控制带隙基准核心电路正常工作。如图 3 所示,初始状态电路不工作,1 点电压为 0,即  $M_2$  的栅电压为 0,出现简并,在没有外界刺激的情况下将永远不工作。 $M_2$  为 PMOS 管,因此  $M_2$  导通, $M_2$  漏极电压升高,引起  $M_1$  栅电压升高导通,从而控制节点 2 达到工作正常工作状态。随着带隙基准电路进入正常工作状态,节点 1 电压的升高,即  $M_2$  栅电压的升高, $M_2$  关断,此时自启动电路停止工作,带隙基准电路脱离启动部分。自启动电路在带隙基准电路正常工作后关断停止工作也是该带隙基准电路功率消耗小的优点。

[0046] 带隙基准核心电路用以产生随温度变化的电流,这也是该电流作为该温度传感器前端部分。温度传感器采用 NPN 双极型晶体管的温度特性完成温度测量。如上图所示 Q1, Q2 为 NPN 三极管, Q1 与 Q2 的 NPN 个数比例为 8:1。NPN 三极管在一定的集电极偏置电流  $I_{bias}$  下,基极与发射极的内建电压与温度关系为:

$$[0047] \quad V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{bias}}{I_s} \quad (1)$$

[0048] 其中  $k$  为玻尔兹曼常量,  $q$  为电子电荷量,  $I_s$  为三极管饱和电流,该饱和电流与发射极面积成正比。因为芯片设计时三极管的发射极面积为 8:1,两三极管的  $V_{BE}$  差值为:

$$[0049] \quad \Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln 8 \quad (2)$$

[0050] 其中  $V_{BE}$  信号的温度系数为负值,即为一个与温度成反比变化的电压值,该电压随温度的增高而降低。而  $\Delta V_{BE}$  的温度系数为正值,即为一个与温度成正比变化的电压值,该电压值随温度的增高而增高。通过信号叠加,可以产生一个与温度无关的信号  $V_{REF}$ ,如 (3) 所示,其中  $a$  为常数。

$$[0051] \quad V_{REF} = V_{BE} + a * \Delta V_{BE} \quad (3)$$

$$[0052] \quad I_{CT} = \frac{V_{BE}}{R_{CT}} \quad (4)$$

$$[0053] \quad I_{PT} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_{PT}} \quad (5)$$

$$[0054] \quad I_{REF} = \frac{V_{BE}}{R_{CT}} + a * \frac{\Delta V_{BE}}{R_{PT}} \quad (6)$$

[0055] 如上式所示电压通过片上电阻  $R_{PT}$  和  $R_{CT}$  转化为电流信号,即  $I_{PT}$ ,  $I_{CT}$ ,这两个电流通过比例系数  $a$  叠加成为  $I_{REF}$ 。 $R_{PT}$  为  $400k\Omega$ ,  $R_{CT} = 4.004R_{PT}$ ,在设置仿真温度为 20 摄氏度时  $I_{REF} = 24.7nA$ ,  $I_{PT} = 79.91nA$ ,  $I_{CT} = 49.64nA$ 。

[0056] 本带隙基准电路采用重叠电流镜结构的设计方法保证了电流复制的准确性。该电路中  $M_{A1}$ ,  $M_{A2}$ ,  $M_{A3}$ ,  $M_{A4}$  将  $V_{BE}$  产生的正温度系数电流  $I_{PT}$  通过  $M_9$  和  $M_{10}$  复制导出到电流输出电

路,  $M_{A5}$  和  $M_{A6}$  将  $V_{BE}$  产生的负温度系数电流  $I_{CT}$  通过  $M_{11}$ - $M_{18}$  复制导出到电流输出电路。  $M_9$ - $M_{11}$  通过复制  $I_{PT}$  和  $I_{CT}$  并加和产生零温度系数电流  $I_{REF}$ 。  $I_{PT}$ ,  $I_{CT}$  和  $I_{REF}$  作为温度感知的电流量提供给时域比较电路进行比较。

[0057] 温度传感器受基带电路控制, 当基带电路发送温度传感器触发信号后, 使能控制信号  $sen\_cur\_EN$  为高电平控制开关闭合, 由 PMU 输出电压为该带隙基准电路提供供电电压, 此后电路开始工作, 为时域比较电路提供随温度变化的电流  $I_{CT}$  与  $I_{PT}$ , 该电流在时域比较电路中转化为电压信号并由模数转换电路转化为数字信号传送给基带信号。

[0058] 在温度传感器获得温度感知数据后, 基带电路控制  $sen\_cur\_EN$  为低电平, 打开开关 S1, 该带隙基准电路停止工作, 结束温度传感器的工作。因为本发明专利中将温度传感器嵌入到无源 RFID 标签中, 因此会消耗功耗, 这会对整个标签标签的读写距离造成缩短的影响。

[0059] 现有技术中的嵌入温度传感器的 RFID 标签没有添加控制开关, 温度传感器模块一直处于工作状态。然而本发明提出的含嵌入式温度传感器的 RFID 标签添加了带隙基准电路, 增加了无源 RFID 标签的功率消耗, 为了保证不缩短无源 RFID 传感器的阅读距离, 给带隙基准电路供电电压添加一个开关, 由数字基带模块提供控制信号控制温度传感电路是否开始工作并在温度传感器模块得到数字量化的温度值后控制该带隙基准电路开关断开, 结束温度传感的工作。

[0060] 此外, 为了进一步确保温度感知的准确性, 对温度传感器模块的供电电压进行了降低噪声提高电源抑制比的设计。具体实现方法如下:

[0061] 该温度传感器的供电电压  $VDD\_SEN$  是由电源管理模块中的低压差线性稳压电路的输出电压提供, 电路图如图 5 所示。在电源管理模块中, PMU 带隙基准电路输出电压作为低压差线性稳压电路的参考电压, 整流器输出电压作为供电电压给低压差线性稳压电路。低压差线性稳压电路的输出电压具有较低的自身噪声和较高的电源抑制比 (PSRR), 这保证了温度传感器模块具有稳定并低噪声的供电电压, 从而确保了温度传感模块的准确性。

[0062]  $V_{C3}$  产生的 LDR 输出电压作为温度传感器模块中带隙基准电路的供电电压, 该供电电压本身就具有低噪声的优点, 同时又拥有较高的电源抑制比, 该值保证了电源电压发生变化时, 对输出电压影响极小。同时带隙基准电路的输出电压作为低压线性稳压电路的参考电压。

[0063] 以上方法确保了温度传感器电路的供电电压具有低噪声更稳定的特点。

[0064] 带隙基准电路将感知得到的由温度得到的电流值导出至时域比较电路进行比较得到由温度决定的脉冲宽度电压值, 并将该电压值通过模数转换电路量化得到数字值输出到存储器模块, 这一转换过程的电路图如图 6 所示。具体过程如下。

[0065] 传感器使能信号  $sen\_EN$  打开转换器, 四个电流信号  $I_{PT}$ ,  $I_{CT}$ ,  $I_{REF}$  流入时域比较电路。传感器使能后, 通过  $sen\_rst$  初始化转换器的数字单元, 使其工作在特定的初始值状态。同时  $sen\_rst$  将图中的三组电容电压初始化至零。

[0066] 模块初始完成,  $sen\_vst$  信号打开 S2 开关并关闭  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $I_{REF}$  电流开始对  $C_{ref}$  进行电压积分, 产生一个与积分时间有关的参考电压。该电压表达式为:

$$[0067] \quad V_{INTE} = \frac{N_0 I_{REF}}{f_{clk} C_{ref}} \quad (7)$$

[0068] 其中 N 为计数器预设计数周期,  $f_{clk}$  为温度传感器的时钟频率。

[0069] 完成参考电压积分后, S2 关断,  $M_1$  打开,  $C_{ref}$  保持该电压; 该电压与比较器相连, 用于稍后的电压比较。

[0070]  $M_3, M_4$  关断,  $I_{pt}(T)$  和  $I_{ct}(T)$  开始同时给  $C_{pt}$  和  $C_{ct}$  充电。通过实时比较上极板电压  $V_{cpt}$  和  $V_{cct}$  与  $V_{INTE}$  的大小, 因此在比较器输出端获得两个异步触发的上升沿电压。这两个电压通过异或门电路得到一个温度调制的  $t_{pw}(T)$ 。温度与该  $t_{pw}(T)$  的关系式为,

$$[0071] \quad t_{pw}(T) = t_{ct}(T) - t_{pt}(T) = \frac{C_{ct}V_{INTE}}{I_{ct}(T)} - \frac{C_{pt}V_{INTE}}{I_{pt}(T)} \quad (8)$$

[0072] 将  $V_{INTE} = \frac{N_0 I_{ref}}{f_{clk} C_{ref}}$  带入,

$$[0073] \quad t_{pw}(T) = \frac{N_0 I_{ref}}{f_{clk} C_{ref}} \times \left( \frac{C_{ct}}{I_{ct}(T)} - \frac{C_{pt}}{I_{pt}(T)} \right) \quad (9)$$

[0074] 该由温度决定的脉冲宽度值之后通过模数转换电路量化为数字信号。

[0075] 时钟频率为  $f_{clk}$ , 则输出脉冲的个数  $D_{SEN}$  计算为,

$$[0076] \quad D_{SEN} = t_{pw}(T) \times f_{clk} \quad (10)$$

[0077] 现有技术中温度传感器的时钟频率设计在 2.3MHz 到 4.15MHz 之间。在这个频率范围之间温度传感器的数字输出在 -30 摄氏度时数字量化值约为 180, 在 60 摄氏度的时候数字输出约为 500。因此, 现有技术中温度传感器的分辨率为 0.28°C / LSB。本发明将温度传感器的时钟频率从 2.3MHz 提高到 12MHz, 使得温度传感器的分辨率提高到至 0.016°C / LSB, 提高温度传感工作的时钟频率, 获得更高的温度传感器分辨率, 则可以获得更高的测试准确度。但是这样的频率提升是通过本发明在电源模块供电稳定的前提下实现的。

[0078] 本嵌入温度传感器的无源超高频超低功耗 RFID 标签芯片的工作灵敏度可达 -8dBm(读), -2.2dBm(写)。

[0079] 以上所述仅为本发明的具体实施例, 但本发明的结构特征并不局限于此, 任何本领域的技术人员在本发明的领域内, 所作的变化或修饰皆涵盖在本发明的专利范围之内。

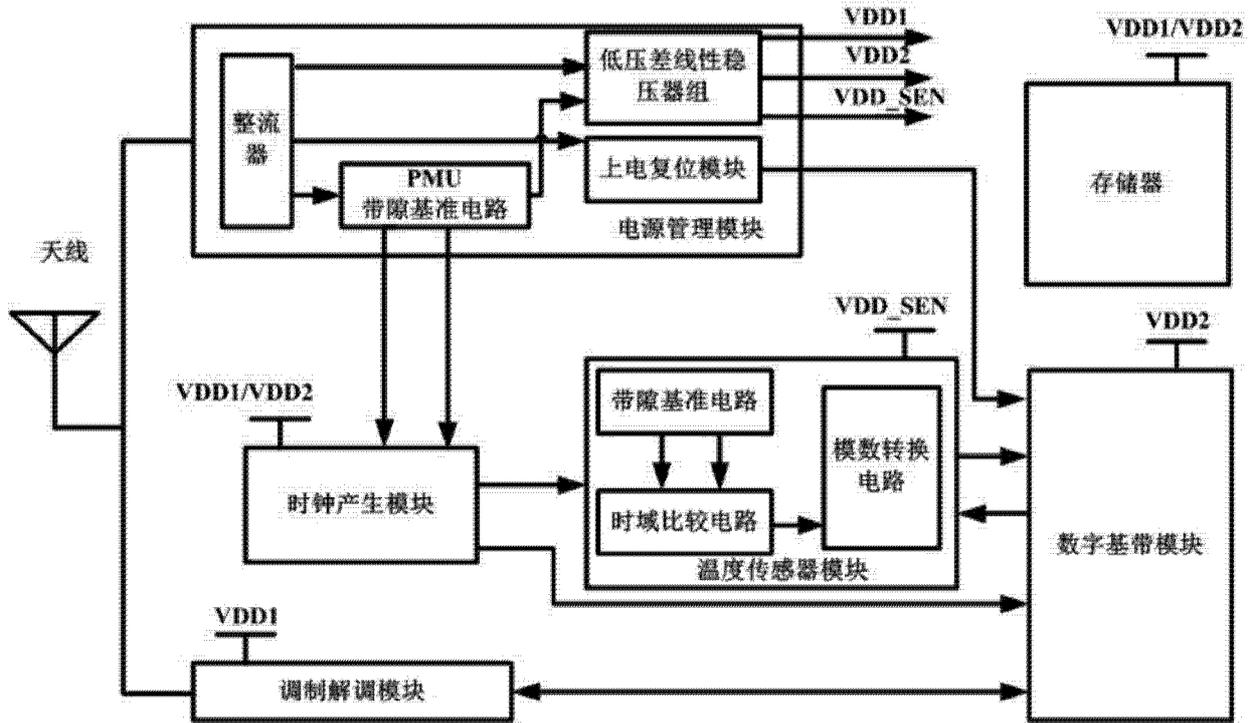


图 1

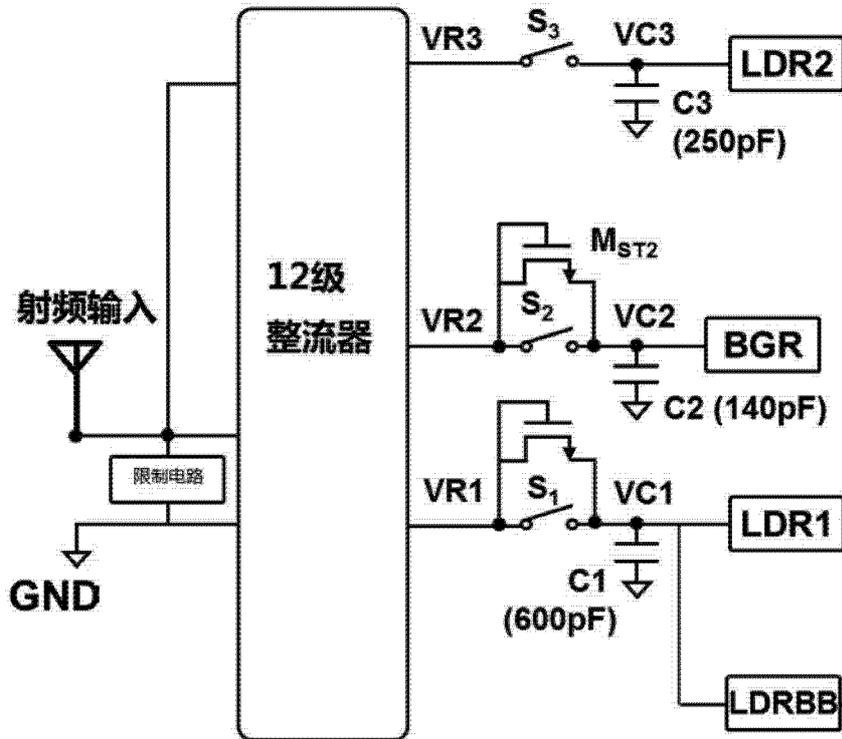


图 2

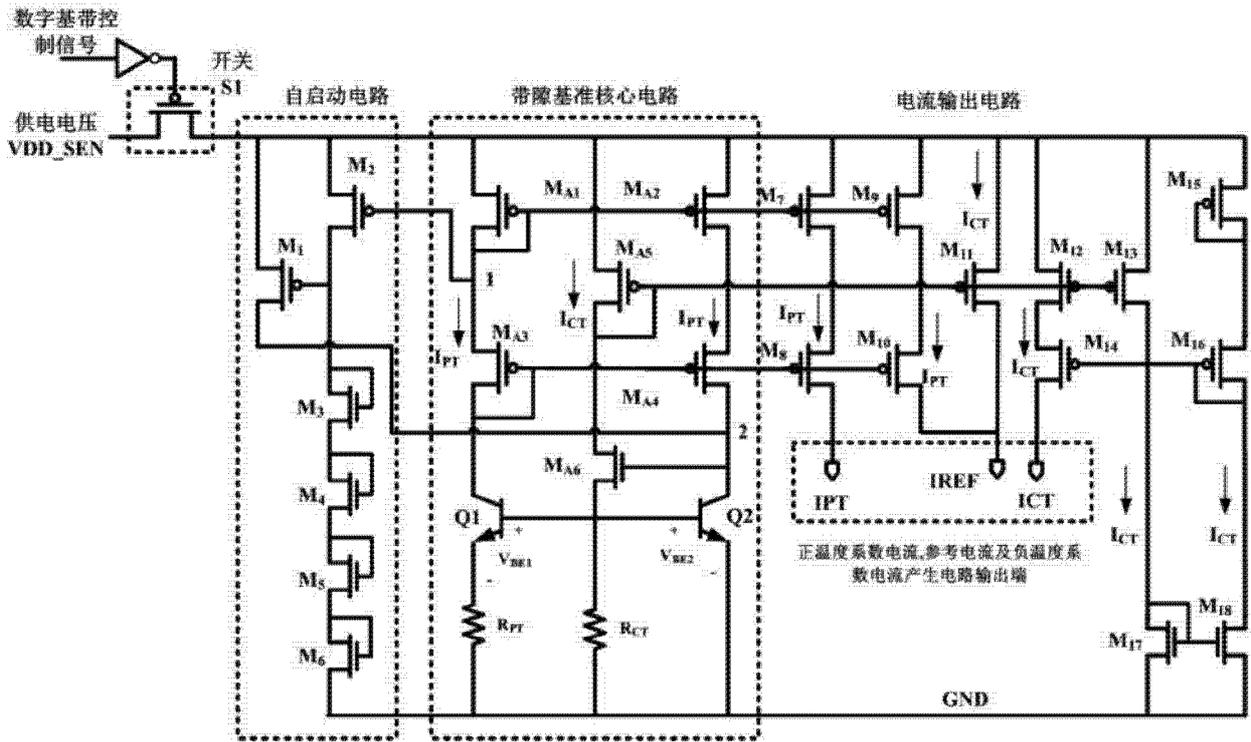


图 3

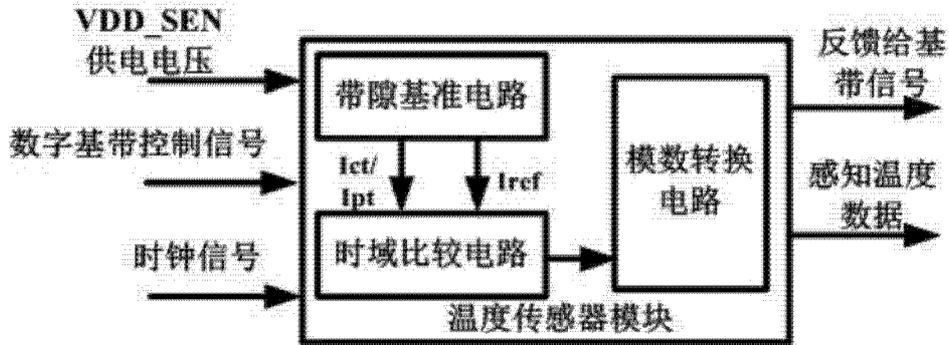


图 4

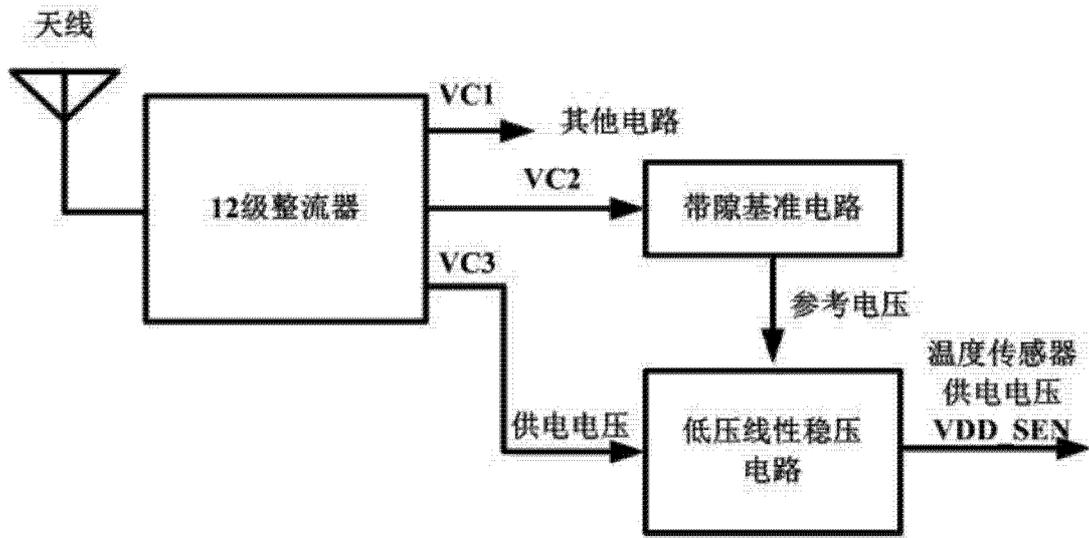


图 5

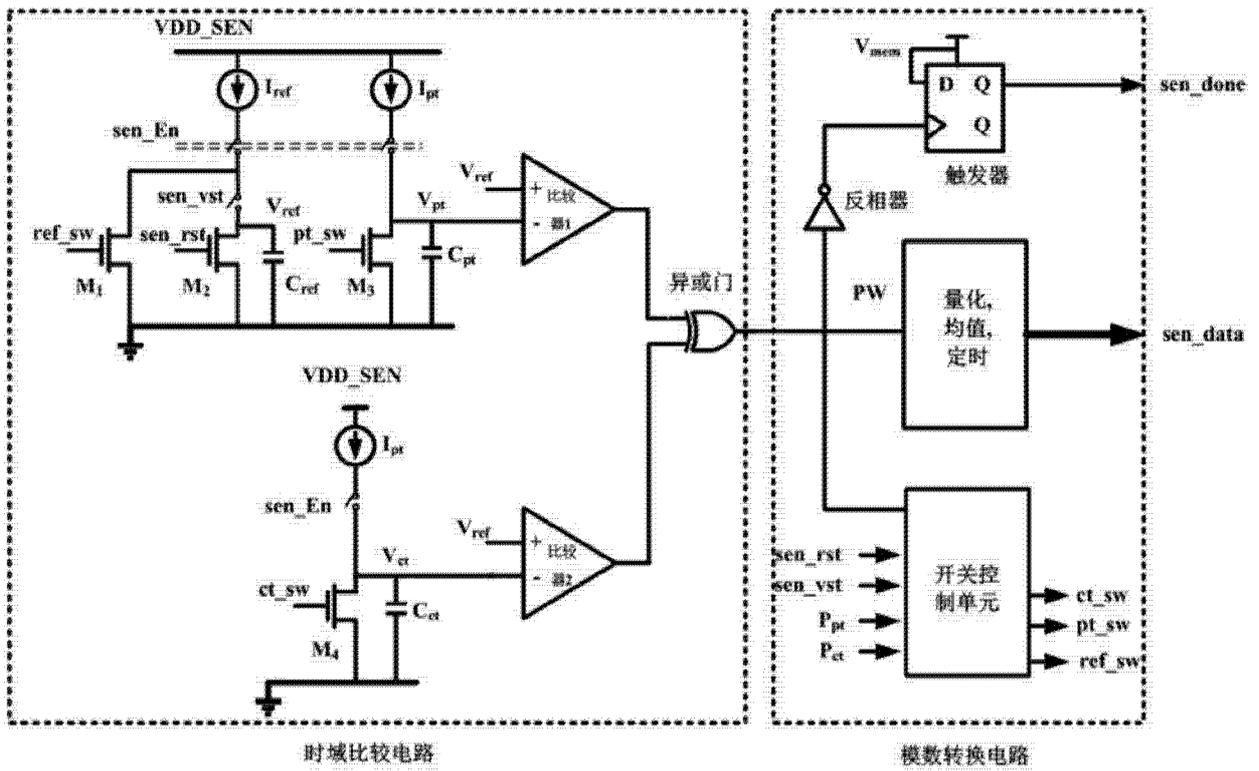


图 6