



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106017710 B

(45)授权公告日 2020.01.07

(21)申请号 201510796627.7

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2015.11.18

G01K 7/01(2006.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106017710 A

(56)对比文件

US 8573841 B2,2013.11.05,
EP 1887333 A3,2008.12.17,
CN 101427116 A,2009.05.06,
CN 102124419 A,2011.07.13,
CN 104157644 A,2014.11.19,
CN 205175565 U,2016.04.20,

(43)申请公布日 2016.10.12

(30)优先权数据

T02015A000189 2015.03.30 IT

(73)专利权人 意法半导体股份有限公司

地址 意大利阿格拉布里安扎

审查员 张天然

(72)发明人 M·韦亚纳 D·卡塞拉

G·布鲁诺

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 王茂华

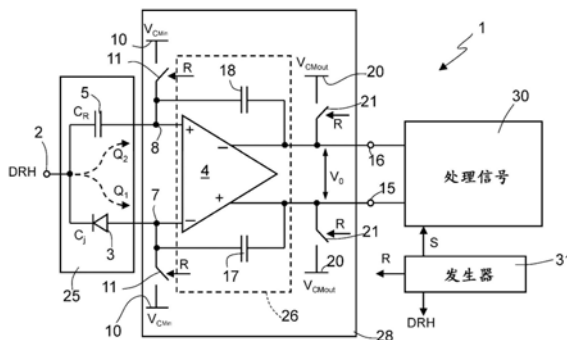
权利要求书3页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

包含温度传感器的集成电子器件和感测方法

(57)摘要

提供了包含温度传感器的集成电子器件和感测方法。一种集成在半导体材料芯片中的感测元件,具有结型的感测二极管,其配置为反向偏置,因此它的结电容对局部温度敏感。读取级连接到感测元件,用于检测感测二极管的结电容的变化并输出正比于感测二极管局部温度的读取获取信号。感测二极管具有连接到偏置节点的阴极端子和连接到读取级的第一输入的阳极端子。偏置节点接收相对于读取级的第一输入为正的电压,用于保持感测二极管反向偏置。



1. 一种温度传感器器件,包括:感测元件,所述感测元件集成在半导体材料芯片中并对温度敏感;以及耦合到所述感测元件的感测级,其中所述感测元件包括被配置为反向偏置的结型的感测二极管,

所述感测二极管具有阳极端子和耦合到偏置节点的阴极端子,

其中所述偏置节点耦合到电压源,所述电压源被配置为向所述偏置节点提供电压,其中:

所述感测二极管的所述阳极端子耦合到所述感测级的第一输入;

施加到所述偏置节点的所述电压相对于所述感测级的所述第一输入是正的,并且在第一值和引起反向电压阶跃跨所述感测二极管而被施加的第二值之间转换,所述第二值高于所述第一值;以及

所述感测级被配置为当所述反向电压阶跃跨所述感测二极管而被施加时检测随所述感测二极管的温度的电容变化,并且输出随所述电容变化而直接变化的电压。

2. 根据权利要求1所述的温度传感器器件,进一步包括参考电容元件,所述参考电容元件具有耦合到所述偏置节点的第一端子和耦合到所述感测级的第二输入的第二端子。

3. 根据权利要求2所述的温度传感器器件,进一步包括:补偿二极管,所述补偿二极管具有耦合到所述感测级的所述第二输入的阳极端子和耦合到第三参考电位线的阴极端子;以及对称电容器,所述对称电容器具有耦合到所述感测级的所述第一输入的第一端子和耦合到所述第三参考电位线的第二端子。

4. 根据权利要求3所述的温度传感器器件,其中所述感测级是开关电容器差分放大器。

5. 一种使用温度传感器器件的感测方法,包括:

跨结型的感测二极管施加反向电压阶跃;以及

检测耦合到所述感测二极管的感测级的输出信号,

其中施加反向电压阶跃包括:向所述感测二极管的阳极端子提供参考电压,以及向所述感测二极管的阴极端子提供电压,所述电压相对于所述参考电压为正的并且在第一值和高于所述第一值的第二值之间转换,并且

检测输出信号包括:通过检测流过所述感测二极管的电荷来检测随所述感测二极管的温度的电容变化,以及输出随所述感测二极管的所述电容变化而直接变化的电压。

6. 根据权利要求5所述的方法,其中所述温度传感器器件进一步包括参考电容元件,而且所述感测级是具有第一输入和第二输入的开关电容器差分放大器,所述感测二极管具有耦合到偏置节点的所述阴极端子和耦合到所述开关电容器差分放大器的第一输入的所述阳极端子,所述参考电容元件具有耦合到所述偏置节点的第一端子和耦合到所述开关电容器差分放大器的所述第二输入的第二端子,所述方法包括:

将所述开关电容器差分放大器的所述第一输入及所述第二输入耦合到第一参考电势;

将所述开关电容器差分放大器的所述第一输入及所述第二输入从所述第一参考电势去耦合;

将所述偏置节点耦合到高于所述第一参考电势的第一偏置电压,用于产生跨所述感测二极管和所述参考电容元件的第一反向电压阶跃,从而引起从所述感测二极管和所述参考电容元件到所述感测级的电荷位移;

第一次检测所述感测级的所述输出信号;

再次将所述开关电容器差分放大器的所述第一输入及所述第二输入耦合到所述第一参考电势；

再次将所述开关电容器差分放大器的所述第一输入及所述第二输入从所述第一参考电势去耦合；

将所述偏置节点耦合到高于所述第一参考电势而且不同于所述第一偏置电压的第二偏置电压，用于产生跨所述感测二极管和所述参考电容元件的第二反向电压阶跃，所述第二反向电压阶跃具有与所述第一反向电压阶跃不同的符号；以及

再次检测所述感测级的所述输出信号。

7. 根据权利要求6所述的方法，其中第一次检测和再次检测所述输出信号包括检测具有由下式给出的值的输出电压：

$$V_o(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V$$

其中 ΔC 是所述感测二极管的结电容与所述参考电容元件的电容之间的差， ΔV 等于所述第一反向电压阶跃和所述第二反向电压阶跃， C_i 是所述开关电容器差分放大器的反馈电容器的电容。

8. 根据权利要求6所述的方法，其中所述温度传感器器件进一步包括：补偿二极管，所述补偿二极管具有耦合到所述感测级的所述第二输入的阳极端子和耦合到第二参考电势的阴极端子；以及对称电容器，所述对称电容器具有耦合到所述感测级的所述第一输入的第一端子和耦合到所述第二参考电势的第二端子，所述方法进一步包括：

在第一次检测所述感测级的所述输出信号结束时将所述第二参考电势从第一值转换至第二值，并且在再次检测所述感测级的所述输出信号结束时将所述第二参考电势从第二值转换至第一值，所述第二参考电势的第一值和所述第二值高于所述第一参考电势。

9. 一种感测系统，包括：

感测元件，所述感测元件包括感测结型二极管；以及

耦合到所述感测元件的读取电路，所述读取电路被配置为反向偏置所述感测结型二极管并检测所述感测结型二极管的结电容，并基于检测的所述结电容产生输出信号，所述输出信号指示含有所述结型二极管的环境的温度。

10. 根据权利要求9所述的感测系统，进一步包括补偿电路，所述补偿电路耦合到所述感测结型二极管并配置为补偿穿过所述感测结型二极管的漏电流。

11. 根据权利要求10所述的感测系统，其中所述补偿电路包括补偿二极管，所述补偿二极管形成为具有等于所述感测结型二极管的所述漏电流的泄漏值。

12. 根据权利要求9所述的感测系统，其中所述读取电路包括开关电容器差分放大器，其产生具有以下值的输出信号：

$$V_o(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V$$

其中 ΔV 是施加到所述感测结型二极管的偏置电压值的变化， ΔC 是所述感测结型二极管的结电容和所述开关电容器差分放大器的参考电容器的值之间的差值，并且电容 C_i 是所述开关电容器差分放大器的反馈电容器的值。

13. 根据权利要求12所述的感测系统，其中所述开关电容器差分放大器包括完全差分

放大器。

14. 根据权利要求9所述的感测系统,其中所述感测结型二极管具有耦合到偏置节点的阴极和耦合到所述读取电路的第一输入的阳极,其中所述偏置节点被耦合到电压源,所述电压源被配置为对所述偏置节点提供相对于所述读取电路的第一输入是正的电压。

15. 一种感测方法,包括:

跨结型二极管施加反向偏置电压,所述结型二极管具有作为温度的函数变化的结电容;

检测所述结型二极管的所述结电容的变化;以及

产生输出信号,所述输出信号具有为检测的结电容的函数并因此指示所述结型二极管的温度。

16. 根据权利要求15所述的方法,其中检测所述结型二极管的所述结电容的变化包括响应于所述反向偏置电压的变化检测流过所述结型二极管的电荷。

17. 根据权利要求16所述的方法,其中检测所述结型二极管的所述结电容的变化进一步包括响应于所述反向偏置电压的变化来检测流过参考电容器的电荷,所述参考电容器具有在室温下等于所述结型二极管的所述结电容的值。

18. 根据权利要求17所述的方法,其中检测流过所述结型二极管和所述参考电容器的电荷包括:

跨所述结型二极管和所述参考电容器施加第一反向偏置电压;

响应于通过所述结型二极管和所述参考电容器的电荷转移,产生所述输出信号的第一值;

跨所述结型二极管和所述参考电容器施加参考偏置电压;

跨所述结型二极管和所述参考电容器施加第二反向偏置电压,所述第二反向偏置电压不同于所述第一反向偏置电压;

响应于通过所述结型二极管和所述参考电容器的电荷转移,产生所述输出信号的第二值;以及

基于所述输出信号的所述第一值及所述第二值,检测所述结型二极管的所述温度。

19. 根据权利要求18所述的方法,进一步包括补偿通过所述结型二极管的漏电流。

包含温度传感器的集成电子器件和感测方法

技术领域

[0001] 本公开涉及一种包含温度传感器的集成电子器件和有关的感测方法。

背景技术

[0002] 众所周知,温度传感器具有多种应用。例如,它们可以是独立部件,其在输出提供环境的温度值。此外,它们可以是包括其性能随温度变化的其他元件的更复杂系统的部件。这些变化经常是不期望的,所以检测现有温度并补偿性能变化并使它们与温度无关是有用的。而且当随着温度的性能变化是复杂系统的预期效果时,在任何情况下具有局部绝对温度值的直接信息经常是有用的。

[0003] 温度传感器构建为多种不同的方式,特别是根据应用和它们是否是独立型或它们是集成在更复杂的系统中。在前一种情况下,事实上,经常不存在尺寸问题,而且可以使用更简单但是更笨重的方案:然而在后一种情况下,除尺寸和消耗之外,与系统的其它部件的集成实施方式是重要的。

[0004] 在温度传感器集成在电子电路中的情况下,已知的是,利用双极型晶体管的基极发射极电压的温度易变性。事实上,众所周知,此电压具有每摄氏度几毫伏的变化。通过使用感测电路来检测电压变化并放大,用适当算法可以确定电子电路内的局部温度。此方案,尽管极其广泛采用,并不是没有缺点,例如由于需要为MOS技术电路实施双极部件和/或对温度传感器和关联部件的高消耗,例如与温度传感器关联的调节和放大级。此外,此方案的缺点是引起高噪声,其可能是某些应用中的缺点。另一方面,已知方案的消耗等级越高,最大可接受噪声的等级越低。尤其地,此方案不总是解决问题,因为基极发射极电压读数通常与参考值相比较,参考值通过不同的级产生,例如带隙电路,其也可随着温度改变。此性能在输出信号中引入误差,所以温度值读数可能不具有所期望的精确度。

[0005] 在一些已知方案中,感测电路包括电阻性的桥,用于补偿参考元件或电路中的温度依赖性。然而,目前为止,此方案也不是没有缺点,因为它引入不期望的消耗水平。

[0006] 更创新的方案包括,例如,MEMS(微型机电系统)技术的使用,其构建了当温度变化时可以承受机械形变的元件(例如参见“A Micromachined Silicon Capacitive Temperature Sensor for Radiosonde Applications”,Hong-Yu Ma,Qing-An Huang,Ming Qin,Tingting Lu,E-ISBN:978-1-4244-5335-1/09,2009IEEE)。其他已知的方案是基于使用新材料(例如参见“High-performance bulk silicon interdigital capacitive temperature sensor based on graphene oxide”,Chun-Hua Cai and Ming Qin,ELECTRONICS LETTERS,28th March 2013Vol.49No.7,ISSN:0013-5194)。

[0007] 然而,这些方案难以整合在数字系统中,因此并非普遍地可适用。

发明内容

[0008] 本公开的一个目标是提供一种温度传感器,其克服了现有技术的缺陷。

[0009] 根据本公开,集成电子器件利用以下事实,即反向偏置的PN结具有以已知方式随

温度变化的等效电容。此电容可以与提供的参考电容相比较,以具有微不足道的温度依赖性。已知的感测电路,例如切换电容器运算放大器,然后可以检测随温度的电容变化并输出一电压,该电压随电容变化而直接变化。

附图说明

[0010] 为了更好地理解本发明,现在参考附图纯粹地通过非限制性示例描述其优选实施例,其中:

[0011] 图1示出了结型二极管的结电容 C_j 作为所施加电压 V_d 的函数的绘图;

[0012] 图2示出了结型二极管的结电容 C_j 作为温度的函数的变化;

[0013] 图3示出了根据本公开的第一实施例的本器件的简化电路图;

[0014] 图4示出了图3的电路中的电信号的绘图;

[0015] 图5示出了根据本公开的第二实施例的本器件的简化电路图;

[0016] 图6示出了图5的电路中的电信号的绘图;

[0017] 图7示出了图5的电路的输出电压 V_o 的绘图;

[0018] 图8示出了根据图3和5的实施例的温度传感器的可行实施方式。

具体实施方式

[0019] 根据本公开实施例的本传感器利用对反向偏置的PN结二极管的电容的温度依赖性。

[0020] 事实上,如已知的,反向偏置的PN二极管的接触电位(或内置电压) V_{bi} 由此给出:

$$[0021] \quad V_{bi}(T) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i(T)}\right) \quad (1)$$

[0022] 其中 k 是玻耳兹曼常数, T 是绝对温度中的温度, q 是电子电荷, N_A 是受体原子的浓度, N_D 是供体原子的浓度,以及 $n_i(t)$ 是PN二极管中的本征载流子的浓度。特别地,本征载流子的浓度 n_i 取决于温度 T ,其基于Eq. (2):

$$[0023] \quad n_i^2 = 0.961 \cdot 10^{33} \cdot T^3 \cdot e^{\frac{-E_{Geff}(T)}{k \cdot T}} \quad (2)$$

[0024] 其中 E_{Geff} 是用于二极管的集成的材料的能隙。

[0025] 在PN二极管中,通过向其中施加反向电压 V_d ,电荷 Q_j 储存在结上:

$$[0026] \quad Q_j(T) = \sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_s \cdot \frac{N_D \cdot N_A}{N_D + N_A} \cdot [V_{bi}(T) - V_d]} \quad (3)$$

[0027] 其中 ϵ_s 是半导体的介电常数。如需要注意的,累积的电荷 Q_j 取决于接触电位 V_{bi} 下的温度,以及取决于反向电压 V_d 。

[0028] 因此二极管的结电容 C_j 是:

$$[0029] \quad C_j(T, V_d) = A_D \cdot \frac{dQ_j(T, V)}{dV} = A_D \cdot \frac{Q_j(T, V_d) - Q_j(T, V_d - dV)}{dV}$$

[0030] (4)

[0031] 其中A是PN结的面积。

[0032] 在实践中,在硅衬底中形成的PN二极管具有结电容,其取决于偏置电压和温度,如图1(具有实线)和图2分别所示,分别于恒温($T=25^{\circ}\text{C}$)和恒定反向偏压($V_r=0.625\text{V}$)下计算。图1还用虚线示出了使用更精确计算确定的结电容的绘图。

[0033] 特别地,如从图2指出的,在集成电路正常操作的温度范围中,结电容 C_j 具有随温度变化而变化的近似线性绘图。因此,对于初步近似,反向偏置的PN二极管的结电容 C_j 的读数具有与局部温度的直接正比关系,而且结电容的读数和/或它的变化提供关于温度或关于温度变化的直接信息。

[0034] 图3示出了温度传感器1,其利用以上所阐述的原理。

[0035] 详细地,温度传感器1包括传感器输入2,其供应有传感器激励信号,即定时偏置电压 DRH 。PN结类型的感测二极管3具有耦合到传感器输入2的阴极和耦合到运算放大器4的反向输入7的阳极。具有参考电容 C_R 的参考电容器5耦合在传感器输入2和运算放大器4的非反向输入8之间。在室温下,参考电容 C_R 被选择为与结电容 C_j 具有相同的值。

[0036] 运算放大器4的输入7、8均通过各个输入开关11连接到设置在第一共模电势 V_{CMin} 的第一参考电位线10。输入开关11由相同的复位信号R控制。

[0037] 运算放大器4是完全差分类型,具有一对输出15、16并具有由第一和第二反馈电容17、18形成的电容性反馈,第一和第二反馈电容器17、18具有相同的反馈电容 C_i 。详细地,第一反馈电容器17耦合在第一输出15和反向输入7之间,而且第二反馈电容器18耦合在第二输出16和运算放大器4的非反向输入8之间。运算放大器4的输出15、16还通过相应输出开关21耦合到设置在第二共模电势 V_{CMout} 的第二参考电位线20。输出开关21由复位信号R控制。

[0038] 定时偏置电压 DRH 被提供到输入2并在低值(例如 0.625V)和高值 V_{DRH} (例如 1.25V)之间转换。特别地,在任何情况下,低值是正数,用于保持所有感测相中反向偏置的感测二极管3(其阴极耦合到运算放大器4的反向输入7上的虚拟地),并且高值被选择用于产生预定值的电压阶跃 ΔV ,如在下文详细解释。

[0039] 在实践中,在图3的温度传感器1中,感测二极管3和参考电容5形成感测元件25,而且具有电容性反馈的运算放大器4形成已知类型的开关电容差分放大级,并且广泛使用在例如MEMS结构的读取中。

[0040] 运算放大器4和相关反馈网络17、18、11、21可以合并ASIC(专用集成电路)28中。

[0041] 感测二极管3和参考电容器5可以形成在半导体材料芯片中,如参考图8更详细描述。

[0042] 运算放大器4的输出15和16连接到处理级30,通常在温度传感器1外部,但也可能合并ASIC中。处理级30可包括用于输出电压 V_o 的放大和用于模拟数字转换的电路。

[0043] 最后,定时级31产生用于温度传感器1和用于处理级30的偏置/定时信号,例如复位信号R、定时偏置电压 DRH 、以及用于处理级30的读数捕获信号S。

[0044] 运算放大器4的输出电压 V_o 是根据定时获得,如图4所示,其包括:连续的复位阶段和感测阶段,其在获取周期 T_1 中彼此相接,获取周期 T_1 等于感测周期 T_2 的一半, $T_2=2T_1$,如下文详细描述。特别地,复位信号R和读数捕获信号S具有相同周期,但具有不同占空比。为此,在下文中感测周期 T_2 被认为是分成两个半周期 T_{11} 和 T_{12} ,对应于获取周期 T_1 的两个连续周期。

[0045] 复位阶段-第一半周期 T_{11}

[0046] 在时刻 t_0 ,复位信号R转为高态,引起输入开关11和输出开关21断开。因此,运算放大器4的输入7、8连接到第一共模电势 V_{CMin} (例如0.625V,即连接到定时偏置电压DRH的低值),而且运算放大器4的输出15、16连接到第二共模电势 V_{CMout} (例如1V),因而复位运算放大器4。

[0047] 在本步骤中,定时偏置电压DRH(例如,0.625V)是低的,如同读数捕获信号S一样。因此输出电压 V_0 不是通过信号处理级30获得。

[0048] 其次,在时刻 t_1 ,复位信号R转向低态,引起输入和输出开关11、21断开,并使运算放大器4的输入节点7、8和输出节点15、16是独立的。定时偏置电压DRH是低的,如同读数捕获信号S一样。

[0049] 步骤 t_1-t_2 可以在使用相关双采样(CDS)技术的情况下采用。在这步骤期间,事实上,通过所涉及的技术,执行偏移采样,其然后在传感阶段期间被去除。以这种方式,可以减少偏移。

[0050] 感测阶段-第一半周期 T_{11}

[0051] 在时刻 t_2 ,定时偏置电压DRH具有上升沿并达到反向偏置感测二极管3的值,例如1.25V。在此状况下,忽视可能的损失,反向电流在感测二极管3中流动。此外,参考电流在参考电容5中流动。因此,从感测二极管3至运算放大器4存在电荷位移 Q_1 (根据 $E_q(3)$ 的规律,其中 V_d 在这里是定时偏置电压DRH),而且从参考电容器5至运算放大器4存在电荷位移 Q_2 (根据 $Q=C/\Delta V$ 的规律,其中 ΔV 是定时偏置电压DRH的阶跃)。由于感测元件25和放大器26的反馈网络的半桥结构,后者被差动电荷 Q_2-Q_1 贯穿,差动电荷 Q_2-Q_1 关联于定时偏置电压DRH的阶跃 ΔV 的幅度、电容差 ΔC 的幅度(感测二极管的结电容 C_j 和参考电容5的电容 C_R 之间的差值)、以及反馈电容器17、18的电容 C_i 的幅度。

[0052] 因此,在运算放大器4的输出15和16之间存在输出电压 V_0 。

$$[0053] \quad V_0(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V \quad (5)$$

[0054] 其是通过信号处理阶段依靠读数捕获信号S的高值获得的。

[0055] 在这方面,由于输出电压 V_0 的时间曲线具有瞬变阶跃,输出电压 V_0 的获得是在随后的稳定状态阶跃状况期间,而且所涉及的时间是考虑了运算放大器4的带宽而计算的。

[0056] 此步骤结束于时刻 t_3 ,其中读数捕获信号S和复位信号R的新周期 T_1 和感测信号DRH的第二半周期 T_{12} 开始。

[0057] 复位阶段-第二半周期 T_{12}

[0058] 在时刻 t_3 ,复位信号R转为高,并且读数捕获信号S转为低。运算放大器4因此被再次复位,其在某种程度上大致类似于第一半周期 T_{11} 的复位阶段描述的,唯一的区别在于,现在定时偏置电压DRH是高的。然而,此值不影响复位阶段,因为和以前一样,运算放大器4被复位,输出电压 V_0 不是通过信号处理级30获得的。

[0059] 在时刻 t_4 ,复位信号R再次转为低。

[0060] 感测阶段-第二半周期 T_{12}

[0061] 在时刻 t_5 ,定时偏置电压DRH具有下降沿,因而引起与第一半周期中的感测阶段相反的电荷偏移。因此,输出电压 V_0 具有值

$$[0062] \quad V_o(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V \quad (6)$$

[0063] 具有与Eq (5) 相反的符号,因为在此半周期 T_{12} 中,定时偏置电压DRH的阶跃 ΔV 是下降阶跃并等于 $-V_{DRH}$ 。

[0064] 同样在本步骤中,由于读数捕获信号S的高值,输出电压 V_o 的值是从信号处理极30获得的。因此信号处理级30通过与感测周期 T_2 同步的方式改变了两个半周期 T_{11} 和 T_{12} 之一中的输出电压 V_o 的符号。

[0065] 此步骤结束于时刻 t_3 ,其中读数捕获信号S和复位信号R的新周期 T_1 以及感测信号DRH的新周期 T_2 开始。

[0066] 因此,图3所示的解决方案使用简单的偏置电容电桥,基于它的反向结电容的变化,在感测二极管3的区域内检测绝对温度。此方案提供了具有零电流消耗和非常简单结构的优点,其不需要使用MEMS电容结构。

[0067] 然而,感测二极管3实际上出现了电流泄漏,在某些情况下可能以不期望的方式减小读数精度。

[0068] 事实上,前面提到的感测二极管3的电流泄漏确定了电荷 Q_1 的变化。事实上,在感测阶段期间,感测二极管3经历了等于 $Q_1 - Q_L$ 的电荷偏移,其中 Q_L 是漏电流引起的电荷。因此输出电压 V_o 的更精确近似值是以下:

$$[0069] \quad V_o(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V + I_L \cdot C_i \cdot \frac{T_1}{2} \quad (7)$$

[0070] 其中 I_L 是感测二极管3的漏电流。

[0071] 图5示出了一实施例,其中感测二极管3的漏电流 I_L 被补偿。

[0072] 特别地,图5的温度传感器具有与图3的温度传感器具有相同的基本结构,其中添加补偿二极管40和对称电容器41,对称电容器41具有等于参考电容5电容值 C_R 的电容。因此,元件和图3的那些元件一起由相同的附图标记表示。

[0073] 详细地,补偿二极管40具有其阳极耦合到运算放大器4的非反向输入8,它的阴极连接到设置在不恒定偏置电势 V_{STB} 的第三参考电位线43,而且对称电容器41耦合在运算放大器4的反向输入7和第三参考电位线43之间。

[0074] 偏置电势 V_{STB} 在两个正值之间切换,例如0V和2.5V,以确保高于运算放大器4的输入7和8上的电势,并保持补偿二极管40反向偏置。

[0075] 两个电流发生器45也在图5中示出,并代表感测二极管3和补偿二极管40的漏电流 I_L 。在实践中,感测二极管3、参考电容器5、补偿二极管40、以及对称电容器41形成了电容电桥44。

[0076] 如图6的时序图所示,其中信号R、DRH、S具有与图4相同的意义,而且切换时刻 $t_0 - t_5$ 对应于上述内容,偏置电势 V_{STB} 在复位信号R的上升沿切换,因而在频率 $f_2 = 1/T_2$ 切换,频率 f_2 等于复位信号R的频率($f_1 = 1/T_1$)的一半,并且等于感测信号DRH的频率。由此得出,偏置电势 V_{STB} 的转换的效果不影响运算放大器4,因为在复位阶段期间,后者的输入7、8连接到第一共模电势 V_{CMin} 。此外,偏置电势 V_{STB} 具有与感测阶段期间定时偏置电压DRH相同的符号;即相对于运算放大器4的输入7和8上的虚拟地是正的,用于保持补偿二极管40反向偏置在所

有感测阶段,并且具有等于感测信号DHR的阶跃的电压阶跃 ΔV ,以便将补偿二极管40保持在与感测二极管3相同的操作条件中。

[0077] 以这种方式,在感测阶段期间(均在感测信号DRH的第一半周期 T_{11} 和第二半周期 T_{12} 中),反馈电容17和18被下列电流贯穿:

[0078] 由定时偏置电压DRH的开关沿产生的差动电荷产生的电流,而且取决于电容电桥45中的电容的差值;

[0079] 感测二极管3中的漏电流 I_{L1} ;以及

[0080] 补偿二极管40中的漏电流 I_{L2} 。

[0081] 因此,图5的温度传感器的输出电压 V_o 可以如下表示:

$$[0082] \quad V_o(t) \propto \frac{\Delta C}{C_i} \Delta V + I_{L1} \cdot C_i \cdot \frac{T_1}{2} - I_{L2} \cdot C_i \cdot \frac{T_1}{2} \quad (8)$$

[0083] 通过与感测二极管3相同的方式和相同的参数制造补偿二极管40,也由于二极管3和40的相同反向偏置,它们产生相同的漏电流 I_{L1} 和 I_{L2} ,所以在Eq (8)中,漏电流 I_{L1} 和 I_{L2} 的两个贡献抵消,而且输出电压 V_o 可以再次用Eq (6)表示。

[0084] 感测二极管3中的漏电流抵消的效果在图7的模拟中是可见的,其在补偿感测二极管3(实线)的漏电流的情况下和在补偿(虚线)的情况下,在运算放大器4的非反向输出15和反向输出16上重新产生电压。

[0085] 如可以注意的,无补偿的运算放大器4的输出电压 V_o 具有均正比于漏电流和积分时间的读数误差。相反,具有补偿的输出电压 V_o 在瞬态后对以上参数不敏感。

[0086] 图8示出了补偿二极管3和对称电容器5的可行的实施方式。在所示的示例中,温度传感器1形成在例如硅的半导体材料的芯片60中,其具有P型的基底50,容纳N型的阱51,其形成补偿二极管3的阴极K。阱51又容纳P型的接头52,形成补偿二极管3的阳极A。

[0087] 绝缘层55在基底50上延伸,并容纳两个金属区域56、57,它们设置在彼此顶部上,并例如形成在芯片60的两个不同金属化层面中。金属区域56、57与设置在它们之间的绝缘层55的一部分一起形成了参考电容器5。

[0088] 补偿二极管40和对称电容器41可以相似的方式形成。

[0089] 所述的温度传感器仅包括一些电容型的简单部件(感测二极管3、参考电容5、可能有电容电桥44),其可以容易被集成并仅仅需要小型区域,其与可能使用标准CMOS工艺制造的感测网络(运算放大器4和相应的反馈网络)配合。传感器具有零直流偏置电压,因此具有低电流消耗。

[0090] 通过一些简单部件(补偿二极管40、对称电容器41),温度传感器1可以相对于电流泄漏被补偿,因而提供特别精确的输出。

[0091] 最后,显而易见的是,可以对本文描述和所示的温度传感器的实施例作出修改和改变,而不脱离本公开的范围。特别地,开关电容器差分放大器26可以由另一类型的感测电路替换,和/或形成为与所示不同的方式,例如形成非完全差分放大器。

[0092] 上述各实施例可以被组合以提供又一实施例。本说明书涉及的和/或申请资料表所列的所有美国专利、美国专利申请公报、美国专利申请、外国专利、外国专利申请和非专利公开在此全文并入作为参考。如果有必要使用各个专利、申请和公布来提供更进一步的实施例,实施例的多个方面可以被修改。

[0093] 根据以上详细描述,可以对实施例作出这些和其它改变。一般来说,在如下权利要求书中,使用的术语不应解释成限制权利要求至说明书和权利要求书中公开的特定实施例,而是应当解释为包括所有可行实施例以及这些权利要求所享有的等价的全部范围。相应地,权利要求书不受限于本发明。

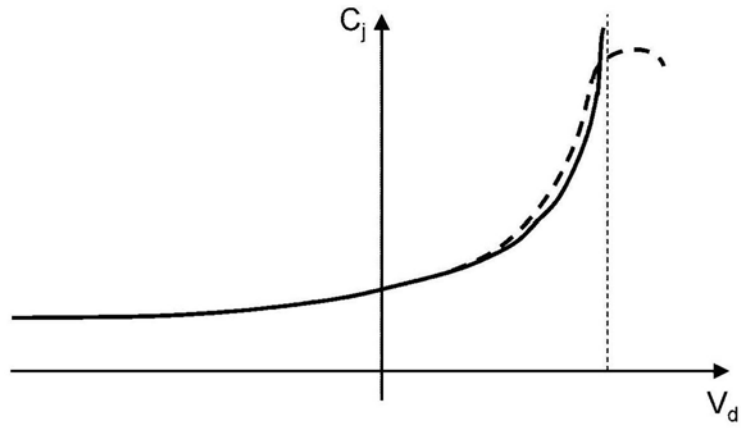


图1

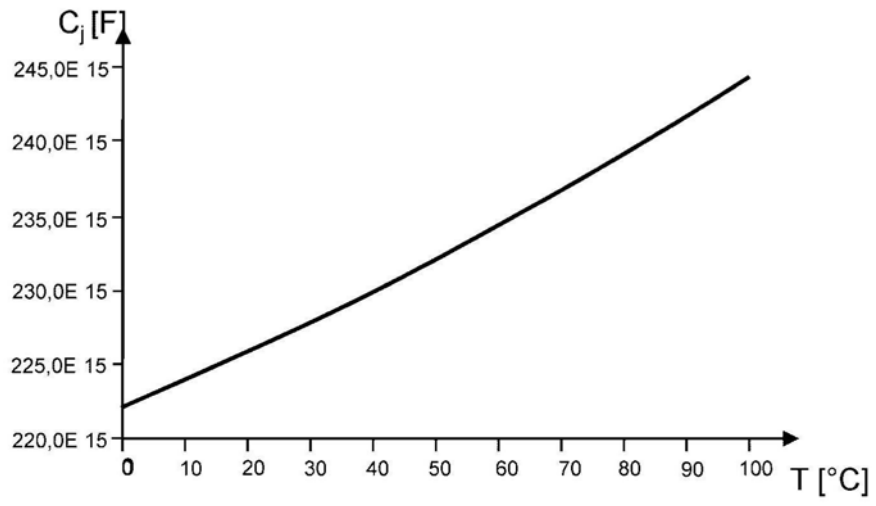


图2

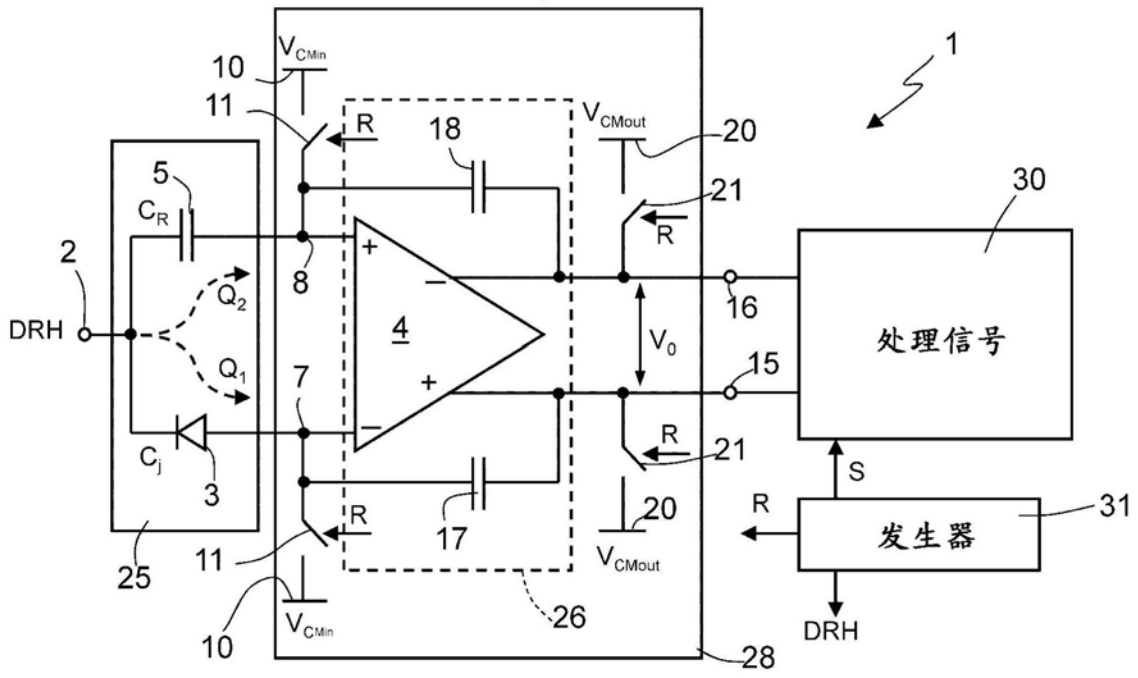


图3

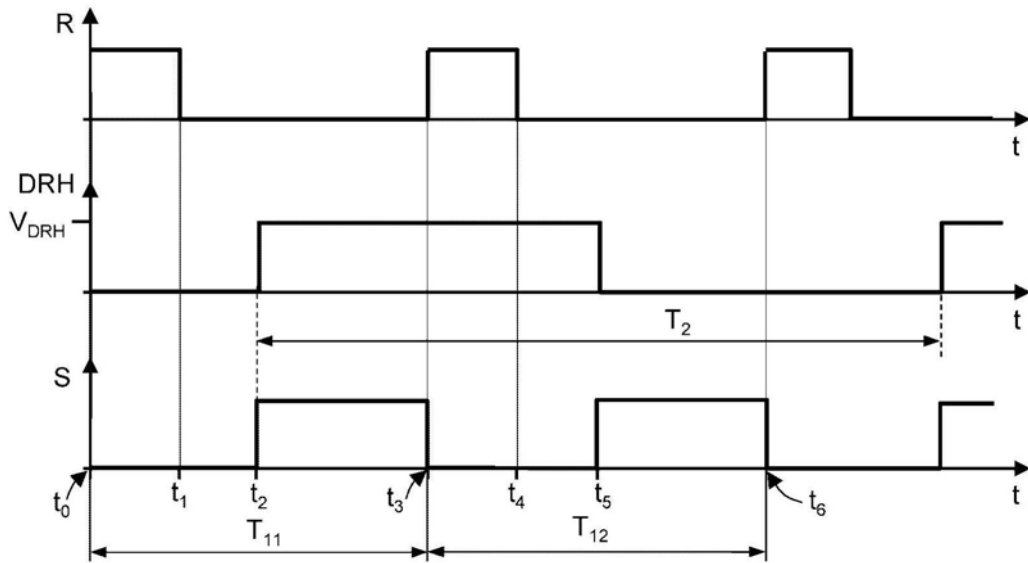


图4

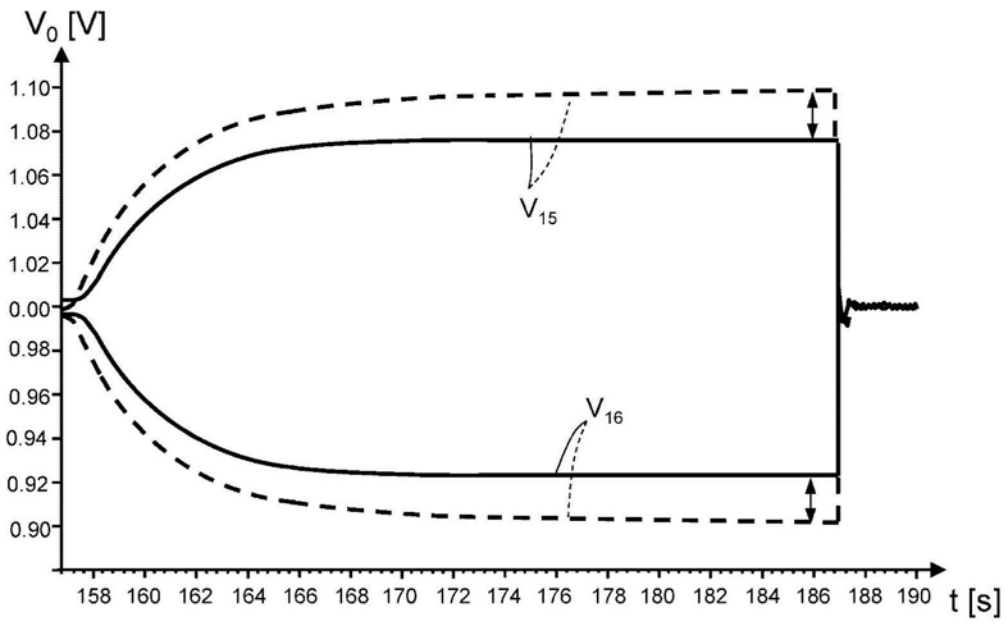


图7

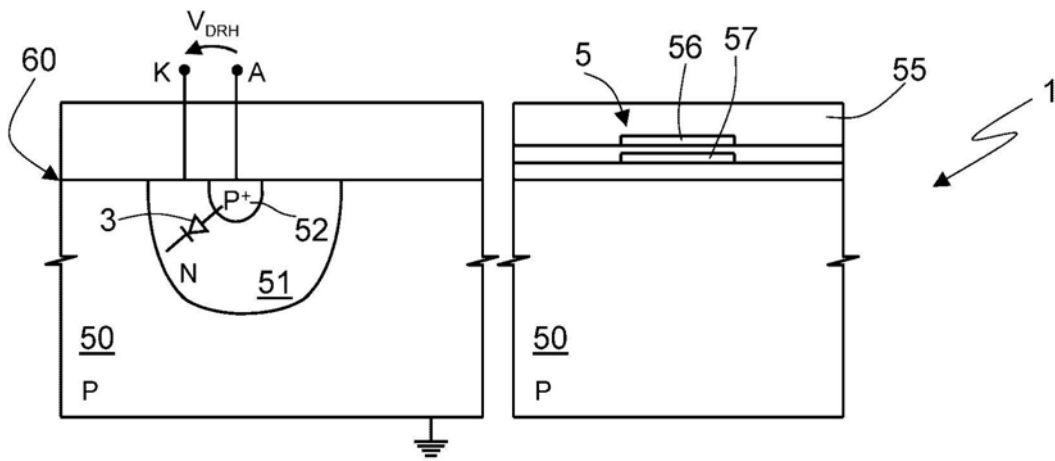


图8