



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111418262 B

(45) 授权公告日 2022. 05. 03

(21) 申请号 201880077327.5

下岛瑞穗 矢野孝明

(22) 申请日 2018.11.28

(74) 专利代理机构 北京瑞盟知识产权代理有限公司

(65) 同一申请的已公布的文献号

公司 11300

申请公布号 CN 111418262 A

代理人 刘昕 孟祥海

(43) 申请公布日 2020.07.14

(51) Int.Cl.

(30) 优先权数据

G05D 23/19 (2006.01)

2017-230501 2017.11.30 JP

H05B 3/00 (2006.01)

G05F 1/10 (2006.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2020.05.29

(56) 对比文件

JP 2012251975 A, 2012.12.20

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2018/043863 2018.11.28

JP 2015125033A A, 2015.03.04

US 2007216714 A1, 2007.09.20

(87) PCT国际申请的公布数据

W02019/107446 JA 2019.06.06

JP 2013088918 A, 2013.05.13

CN 106951011 A, 2017.07.14

JP H08330050 A, 1996.12.13

JP 2017054340A A, 2017.03.16

(73) 专利权人 KOA株式会社

地址 日本国长野县伊那市荒井3672番地

审查员 汪娇

(72) 发明人 植田敏嗣 大井川宽 大桥光男

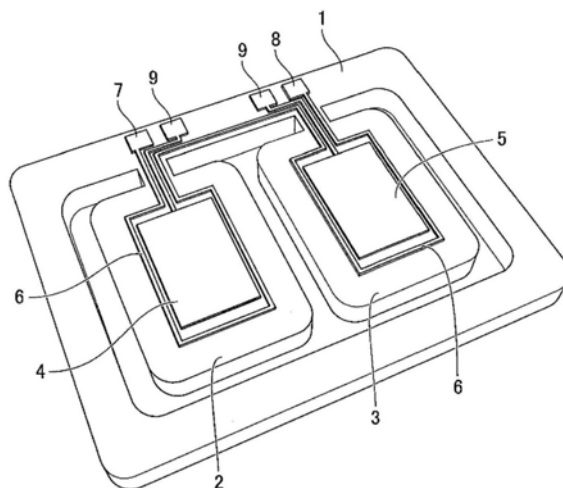
权利要求书1页 说明书10页 附图6页

(54) 发明名称

加热器温度控制电路及使用它的传感器装置

(57) 摘要

本发明提供一种加热器温度控制电路及使用它的传感器装置,与现有技术相比,能够高精度地控制加热器温度。本发明是一种加热器温度控制电路(10),其具有加热器(6)和控制加热器的温度的控制电路,其特征在于,控制电路包括第1电路(11c)和第2电路(11d)并联连接而成的桥接电路(11);以及与桥接电路连接的运算放大器(12),其中,在第1电路中,加热器和电阻器串联连接,第1电路的中点与运算放大器(12)的一个输入部连接,桥接电路的基准电压 V_{ref} 乘以加热器的目标电阻值 R_h 与电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得的输出值 V_{out} 从第2电路输入至运算放大器的另一输入部。



1. 一种加热器温度控制电路,其特征在于,
所述加热器温度控制电路控制加热器的温度,
所述加热器温度控制电路包括:
第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路;以及
与所述桥接电路连接的运算放大器,
其中,在第1电路中,所述加热器和电阻器串联连接,所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接,
所述桥接电路的基准电压 V_{ref} 乘以所述加热器的目标电阻值 R_h 与所述电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得的输出值 V_{out} ,其从所述第2电路输入至所述运算放大器的另一输入部,
所述第2电路包括D/A转换器或多路复用器,所述D/A转换器或多路复用器的输出部连接于所述运算放大器的另一输入部。
2. 根据权利要求1所述的加热器温度控制电路,其特征在于,
所述第2电路包括所述D/A转换器,所述分压比乘以 $2^n - 1$ 而得到的数字数据被输入至所述D/A转换器,其中, n 为所述D/A转换器的比特数。
3. 根据权利要求1所述的加热器温度控制电路,其特征在于,
所述运算放大器的输出部侧连接低通滤波器。
4. 根据权利要求3所述的加热器温度控制电路,其特征在于,
所述桥接电路的输入部与所述低通滤波器的输出部之间连接有电流增幅用晶体管。
5. 一种传感器装置,其特征在于,
具有传感器元件、对所述传感器元件加热的加热器、以及控制所述加热器的温度的加热器温度控制电路,
所述加热器温度控制电路包括:
第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路;以及
与所述桥接电路连接的运算放大器,
其中,在所述第1电路中,所述加热器和电阻器串联连接,所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接,
所述桥接电路的基准电压 V_{ref} 乘以所述加热器的目标电阻值 R_h 与所述电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得的输出值 V_{out} ,其从所述第2电路输入至所述运算放大器的另一输入部,
所述第2电路包括D/A转换器或多路复用器,所述D/A转换器或多路复用器的输出部连接于所述运算放大器的另一输入部。
6. 根据权利要求5所述的传感器装置,其特征在于,
所述传感器元件检测气体浓度。

加热器温度控制电路及使用它的传感器装置

技术领域

[0001] 本发明涉及加热器温度控制电路及使用它的传感器装置。

背景技术

[0002] 专利文献1和专利文献2公开了与微加热器的温度控制装置相关的发明。

[0003] 如专利文献1的图1、专利文献2的图2所示,温度控制装置广为人知的是具有惠斯通电桥和连接于惠斯通电桥的驱动用的运算放大器的反馈控制方式。

[0004] 在专利文献1和专利文献2中,微加热器用于氧气浓度装置、酒精浓度检测装置。

[0005] 另外,为了提高气体浓度的检测精度,需要能够维持加热器温度恒定的高精度的控制电路。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本特开2011-185742号公报

[0009] 专利文献2:日本特开2012-251975号公报

发明内容

[0010] 然而,在传统的温度控制装置中,产生取决于加热器温度控制电路中使用的电阻器的精度的温度误差。因此,不能将加热器温度高精度地维持在一定值。使用附图说明现有的问题点。图6是现有技术的加热器温度控制电路的最小单位。

[0011] 如图6所示,惠斯通电桥具有加热器100、电阻器101、102和103而形成。如图6所示,电阻器101与加热器100串联连接,其中点(输出部)104与运算放大器105的反相输入端子(V_{in-} 端子)105a连接。此外,电阻器102和电阻器103串联连接,其中点(输出部)106与运算放大器105的非反相输入端子(V_{in+} 端子)105b连接。

[0012] 图6所示的桥接电路的平衡条件用以下的数学式(1)表示。

[0013] [数学式1]

$$[0014] \quad R_h = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (1)$$

[0015] 在此, R_h 是稳定时的加热器温度(目标温度)的电阻值。

[0016] 在图6的加热器温度控制电路中,通过确定各电阻器101、102、103的电阻值 R_1 、 R_2 、 R_3 ,自动地进行负反馈,电路动作使得加热器100稳定在目标温度。

[0017] 另外,各电阻器101、102、103的电阻值 R_1 、 R_2 、 R_3 分别具有固有的电阻值允许误差和电阻温度系数(TCR)。

[0018] 因此,如果加入电阻值允许误差及电阻温度系数(TCR),则数学式(1)由以下的数学式(2)表示。

[0019] [数学式2]

$$[0020] \quad R_h = \frac{(1+E_1+E_{T1})R_1}{(1+E_2+E_{T2})R_2} \times (1+E_3+E_{T3})R_3 \quad (2)$$

[0021] E_1 、 E_2 、 E_3 :各电阻器的电阻值允许误差

[0022] E_{T1} 、 E_{T2} 、 E_{T3} :各电阻器的电阻温度系数(TCR)引起的误差

[0023] $E_T = TCV \times \Delta T_r$

[0024] ΔT_r :外部气温变化

[0025] 因此,不能避免在由桥接平衡条件确定的 R_h 中产生误差。

[0026] 结果,该误差表现为加热器温度相对于目标温度的稳定点的偏差。

[0027] 在此,目标电阻值 R_h 由以下的数学式(3)定义。

[0028] [数学式3]

$$[0029] \quad R_h = R_0 (1 + TCR (T_h - T_0)) \quad (3)$$

[0030] T_h :稳定时的加热器温度

[0031] T_0 :基准温度

[0032] R_0 :基准温度下的加热器的电阻值

[0033] 根据数学式(3),如以下的数学式(4)所示,能够计算稳定时的加热器温度(目标温度)。

[0034] [数学式4]

$$[0035] \quad T_h = \frac{1}{TCR} \cdot \frac{R_h - R_0}{R_0} + T_0 \quad (4)$$

[0036] 但是,如上述的数学式(2)所示,在图6的加热器温度控制电路中,目标电阻值 R_h 产生误差。作为最坏的情况,当电阻器值 R_1 和 R_3 变大时产生误差,电阻器值 R_2 变小时产生误差时,目标电阻器值 R_h 的误差变得非常大。

[0037] 因此,不能提高加热器100的温度精度,使用加热器100的传感器装置的传感器灵敏度降低,偏差容易增大。

[0038] 因此,本发明是鉴于上述问题而作出的,其目的在于提供一种与以往相比能够高精度控制加热器温度的加热器温度控制电路以及使用它的传感器装置。

[0039] 本发明是控制加热器的温度的加热器温度控制电路,其特征在于,所述加热器温度控制电路控制加热器的温度,所述加热器温度控制电路包括:第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路;以及与所述桥接电路连接的运算放大器,其中,在所述第1电路中,所述加热器和电阻器串联连接,所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接,所述桥接电路的基准电压 V_{ref} 乘以所述加热器的目标电阻值 R_h 与所述电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得的输出值 V_{out} 从所述第2电路输入至所述运算放大器的另一输入部。

[0040] 此外,本发明是控制加热器的温度的加热器温度控制电路,其特征在于,所述加热器温度控制电路包括:第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路;以及与所述桥接电路连接的运算放大器,其中,所述第1电路包括所述加热器,所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接,所述第2电路包括D/A转换器或多路复用器,所述D/A转换器或多路复用器的输出部连接于所述运算放大器的另一输入部。

[0041] 此外,本发明的传感器装置的特征在于,具有传感器元件、对所述传感器元件加热的加热器、以及控制所述加热器的温度的加热器温度控制电路,所述加热器温度控制电路

包括：第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路；以及与所述桥接电路连接的运算放大器，其中，在所述第1电路中，所述加热器和电阻器串联连接，所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接，所述桥接电路的基准电压 V_{ref} 乘以所述加热器的目标电阻值 R_h 与所述电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得的输出值 V_{out} 从所述第2电路输入至所述运算放大器的另一输入部。

[0042] 此外，本发明的传感器装置的特征在于，具有传感器元件、对所述传感器元件加热的加热器、以及控制所述加热器的温度的加热器温度控制电路，所述加热器温度控制电路包括：第1电路和第2电路并联连接而成的桥接电路；以及与所述桥接电路连接的运算放大器，其中，所述第1电路包括所述加热器，所述第1电路的中点与所述运算放大器的一个输入部连接，所述第2电路包括D/A转换器或多路复用器，所述D/A转换器或多路复用器的输出部连接于所述运算放大器的另一输入部。

[0043] 根据本发明的加热器温度控制电路，与以往相比，能够提高加热器的温度精度。此外，在本发明中，具备能够灵活地调整或变更加热器的设定温度等在以往的加热器温度控制电路中无法实现的效果。

附图说明

[0044] 图1是示出本实施方式的传感器装置的一例的立体图。

[0045] 图2是示出本实施方式的加热器温度控制电路的最小单位的电路图。

[0046] 图3是示出本实施方式的与图2的一部分不同的加热器温度控制电路的最小单位的电路图。

[0047] 图4是示出图2所示的加热器温度控制电路的应用示例的电路图。

[0048] 图5是示出图2所示的加热器温度控制电路的应用示例的电路图。

[0049] 图6是示出现有技术的加热器温度控制电路的最小单位的电路图。

具体实施方式

[0050] 接下来，详细说明本发明的一个实施方式（以下简称为“实施方式”）。另外，本发明不限于以下的实施方式，能够在其主旨的范围内进行各种变形来实施。

[0051] 图1是表示本实施方式的传感器装置的一例的立体图。图1是接触燃烧式气体传感器的一例，例如是能够检测氢浓度的氢传感器。

[0052] 图1所示的标号1是通过蚀刻等切割水晶的晶体而制成的水晶板（水晶基板）。标号2是检测用水晶振子，标号3是参照用水晶振子。

[0053] 如图1所示，在检测用水晶振子2上，在切割水晶板1而形成的水晶面上形成有氢反应催化层4。氢反应催化层4例如由白金膜形成。

[0054] 如图1所示，在参照用水晶振子3上，在切割水晶板1而形成的水晶面上形成有氢非反应层5。氢非反应层5例如由金薄膜形成。

[0055] 另外，虽然未图示，但是氢反应催化层4及氢非反应层5形成在各水晶振子2、3的两面。

[0056] 另外，作为氢反应催化层4的白金膜为了发挥催化作用，需要加热到规定温度以上。因此，如图1所示，加热用的线状加热器6与氢反应催化层4相邻而形成。

[0057] 此外,如图1所示,加热用的线状加热器6与氢非反应层5也相邻而形成。

[0058] 在图1中,加热器6被形成为围绕氢反应催化层4及氢非反应层5的周围,但是这只是一例,不限定加热器6的形状、配置等。

[0059] 另外,氢反应催化层4及作为氢非反应层5的加热用的加热器6例如优选以相同的材质形成,以使得彼此具有相同的特性。这是为了在相同条件下加热氢反应催化层4和氢非反应层5两者,正确检测氢反应催化层4所产生的热量。

[0060] 为了检测检测用水晶振子2的谐振频率,图1所示的端子9连接于考毕兹振荡电路等振荡电路(未图示)。此外,该振荡电路还连接于频率测量装置(未图示)。

[0061] 对图1所示的氢传感器的动作原理进行说明。首先,向加热器6的端子7、8供电,加热加热器6。此时,加热器6被控制成为规定温度。温度控制由后述的加热器温度控制电路进行。通过该供电,检测用水晶振子2和参照用水晶振子3在相同条件下处于被预热的状态。此处的预热是指将温度提高到氢反应催化层4作为催化剂发挥作用的温度。

[0062] 此外,将端子9分别连接于振荡电路。水晶板2、3作为厚度剪切振子振动,从振荡电路输出根据其固有振动频率的频率信号。振荡电路的振荡频率由频率测量装置测量,测量检测用水晶振子2的谐振频率。

[0063] 在此,测量温度由于预热而上升的状态下的检测用水晶振子2及参照用水晶振子3的谐振频率。

[0064] 在该状态下,当含有氢的空气流动过来时,由于该氢传感器的氢反应催化层4中的催化的作用,氢被空气中的氧气氧化。伴随着该氧化,产生氧化热,检测用水晶振子2的温度上升到预热温度以上。

[0065] 参照用水晶振子3上形成氢非反应层5,即使空气中含有氢,也不进行氢的氧化,参照用水晶振子3的温度保持在预热温度。即,检测用水晶振子2由于氢的氧化热而变为预热以上的温度,另一方面,参照用水晶振子3保持预热温度。因此,检测用水晶振子2的谐振频率是伴随预热温度和氢的氧化热的温度上升的温度下的谐振频率。另一方面,参照用水晶振子3的谐振频率是预热温度下的谐振频率。

[0066] 在此,如果测量检测用水晶振子2的谐振频率和参照用水晶振子3的谐振频率,取其差,则由于预热而上升的温度的要素消失。因此,能够仅检测伴随检测用水晶振子2纯粹由于氢的氧化热而受到的影响而导致的频率变化的要素。

[0067] 这样,通过测量由于氢的氧化热而引起的频率变化,能够测量空气中的氢浓度。

[0068] 上述的氢传感器等接触燃烧式气体传感器通过加热器6加热到100℃~350℃左右的温度,从而能够激活催化剂,检测被测气体。

[0069] 传感器灵敏度根据催化剂温度而变化,因此为了提高气体浓度的检测精度,需要能够将加热器温度维持在目标温度的加热器温度控制电路。

[0070] 因此,本发明的发明人经过反复深入研究,结果开发出通过削减桥接电路中使用的电阻器的数量,能够降低对于加热器的目标温度的误差,与以往相比,高精度的加热器温度控制电路。接下来,将详细描述本实施方式的加热器温度控制电路。

[0071] 图2是表示本实施方式的加热器温度控制电路的最小单位的电路图。如图2所示,本实施方式的加热器温度控制电路10具有桥接电路11、和连接于桥接电路11的驱动用的运算放大器12而构成。

[0072] 如图2所示,桥接电路11在输入部11a和接地部(ground) 11b之间,由第1电路11c和第2电路11d并联连接而成。

[0073] 如图2所示,电阻器13和加热器6串联连接于第1电路11c。电阻器13例如是固定电阻器。如图1所示,第1电路11c的中点(输出部) 11e连接于运算放大器12的反相输入端子(V_{in-} 端子) 12a。

[0074] 如图2所示,D/A转换器(数字/模拟转换器) 15连接于第2电路11d。并且,D/A转换器15的输出部15a连接于运算放大器12的非反相输入端子(V_{in+} 端子) 12b。另外,在此使用的D/A转换器具有基准电压的外部输入端子 V_{ref} 。

[0075] 在本实施方式中,与图6所示的现有的加热器温度控制电路(最小单位)相比,显然,从桥接电路11删除电阻器102、103(参照图6),取而代之的是,将D/A转换器15连接于第2电路11d。这样,在本实施方式中,桥接电路中使用的电阻器的数量只有一个,能够使电阻器数最小化。

[0076] 图2所示的本实施方式的加热器温度控制电路的平衡条件由以下数学式(5)表示。

[0077] [数学式5]

$$[0078] \quad \frac{V_{out}}{V_{ref}} = \frac{R_h}{R_1 + R_h} \quad (5)$$

[0079] 在此, V_{out} 是D/A转换器15的输出值。 V_{ref} 是向输入部11a施加的基准电压。 R_h 是加热器6的目标电阻值。 R_1 是电阻器13的电阻值。

[0080] 对图2所示的加热器温度控制电路10的动作原理进行说明。将来自D/A转换器15的电压输出(输出值 V_{out})输入到运算放大器12。另一方面,基于电阻值 R_1 和加热器6的电阻值的分压比的输出从第1电路11c的中点11e输入。因此,从运算放大器12得到差分输出,根据该差分输出,流向加热器6的电流发生变动。另外,电流几乎在第1电路11c侧流动。通过加热器6中电流流动,加热器温度上升,加热器6的电阻值也随之上升。任何时候加热器6达到目标温度后,成为目标电阻值 R_h ,运算放大器12的输出电压的上升停止。由于外部气温的变动、风等外部干扰,加热器的温度发生了变动的情况下,相应地运算放大器的输出电压发生变化,稳定在与加热器的散热平衡的电压值。

[0081] 将上述的数学式(5)进行变形,修正为加热器6的目标电阻值 R_h 的式时,成为以下的数学式(6)。

[0082] [数学式6]

$$[0083] \quad R_h = \frac{V_{out}}{V_{ref} - V_{out}} R_1 \quad (6)$$

[0084] 在此,如果加上设置于桥接电路11的电阻器13的电阻值允许误差及电阻温度系数(TCR),则上述的数学式(6)能够变形为以下的数学式(7)。

[0085] [数学式7]

$$[0086] \quad R_h = \frac{V_{out}}{V_{ref} - V_{out}} (1 + E_1 + E_{T1}) R_1 \quad (7)$$

[0087] E_1 :电阻器13的电阻值允许误差

[0088] E_{T1} :基于电阻器13的电阻温度系数(TCR)的误差

[0089] $E_T = TCV \times \Delta T_r$

[0090] ΔT_r : 外部气温变化

[0091] 接下来,在本实施方式中,从D/A转换器15的数字数据输入端子15b输入以下的数学式(8)所示的数字数据(DATA)。

[0092] $DATA = \{R_h / (R_1 + R_h)\} \times (2^n - 1)$ (8)

[0093] n是D/A转换器的比特数。

[0094] 上述的数学式(8)所示的 $2^n - 1$ 是数字数据的满标度(full scale)。因此,通过将该满标度乘以分压比 $\{R_h / (R_1 + R_h)\}$,可以将满标度数据转换成对应于分压比的数字数据。另外,虽然不限定比特数n,但是如果是8比特~24比特,则能够低价得到。

[0095] 数字数据能够通过使用通用微机等从外部写入。因此,能够任意地设定及变更数字数据。作为通信方式,有处理I²C、SPI等串行数据的串行方式、处理并行数据的并行方式,不特别限定通信方式。

[0096] 目标电阻值 R_h 及固定电阻 R_1 例如能够从制造商的目录值获得。适当设定这些电阻值,写入数字数据。如图2所示,在D/A转换器15中输入基准电压 V_{ref} 。因此,根据上述的数学式(5)能够获得输出值 V_{out} ,输入至运算放大器12。

[0097] 在此,讨论本实施方式的目标电阻值 R_h 。根据桥接电路11的平衡条件得到的目标电阻值 R_h 由上述的数学式(7)表示。从数学式(7)可以看出,在本实施方式中,能够消除现有电路中电阻器102、103的误差的影响。

[0098] 此外,D/A转换器15的精度能够根据比特数和误差的规格值来考虑。例如,如果是16比特并且具有±几LSB的误差的D/A转换器15,则能够获得几十ppm(10^{-5})的精度。

[0099] 因此,如本实施方式那样,通过使用D/A转换器15代替电阻器102、103(参照图6),能够减小通过数学式(7)获得的目标电阻值 R_h 的误差。

[0100] 因此,在本实施方式中,与以往相比,能够提高加热器6的温度精度。另外,由于加热器温度的计算数学式与上述的数学式(4)相同,所以省略。

[0101] 接下来,以铂金加热器为具体示例说明加热器的温度误差。

[0102] 首先,求出图6所示的现有的加热器温度控制电路中的误差。对于加热器的目标电阻值 $R_h = 50 \Omega$ 、TCR = +3900ppm/°C(纯铂金),对电阻器101、102、103使用通用电阻器时,计算为允许误差±5%、TCR = ±100ppm/°C。其结果,由于允许误差引起的加热器的电阻偏差最大为8Ω,换算成温度时为41°C。即,在现有的加热器温度控制电路中,产生最大为41°C的温度误差的结果。另外,在以下的表1中,示出计算中使用的电阻器的物性。

[0103] [表1]

名称	R_1	R_2	R_3	R_h
种类	通用电阻器			铂金加热器
电阻值 [Ω]	10	10k	50k	50
允许误差 [%]	±5	±5	±5	—
TCR [ppm/°C]	±100	±100	±100	+3900

[0105] 另外,表1所示的电阻器的物性值是一般市售的通用产品的目录值。

[0106] 此外,加上 $20^{\circ}\text{C} \pm 60^{\circ}\text{C}$ 的温度变化进行计算,由允许误差和电阻温度系数TCR这两个误差引起的加热器的电阻偏差最大为 $9\ \Omega$,温度换算后产生 47°C 的误差。另外,从计算结果可以看出,电阻值允许误差对温度误差的影响占主导地位。

[0107] 此外,作为另一例,使用高精度的电阻器(允许误差: $\pm 0.1\%$, $\text{TCR} = \pm 25\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$)时,由允许误差引起的加热器的电阻偏差最大为 $0.4\ \Omega$,温度换算后产生 1.9°C 的误差。如果使用高精度的电阻器,多少可以改善加热器的温度精度,但还不够。另外,在以下的表2中示出计算中使用的高精度电阻器的物性。

[0108] [表2]

名称	R_1	R_2	R_3	R_h
种类	高精度电阻器			铂金加热器
[0109] 电阻值 [Ω]	10	10k	50k	50
允许误差 [%]	± 0.1	± 0.1	± 0.1	—
TCR [ppm/ $^{\circ}\text{C}$]	± 25	± 25	± 25	+3900

[0110] 另外,表2所示的电阻器的物性值是市售品中精度高的产品的目录值。

[0111] 此外,如果电阻器(R_1 、 R_2 、 R_3 中的任一个或多个)使用可变电阻器(电位器(volume)),相反地,电阻值精度劣化,温度误差也增大。此外,在经常用作微加热器的材料的薄膜金属加热器等的电阻温度系数TCR比铂金属体积(bulk)值小的加热器的情况下,温度偏差按与和铂金属体积(bulk)值的电阻温度系数成比例地成倍增大。

[0112] 而在本实施例中,例如,在16位的D/A转换器15中,Differential Nonlinearity(微分非线性)将 $\pm 1\text{LSB}$ 的元件并入电路中。由此,精度仅产生约30ppm(0.03%)左右的误差。这样,与现有的加热器温度控制电路那样使用电阻器102、103(参照图6)的情况相比,能够改善一位以上的精度。通过以上说明,本实施方式的允许误差引起的加热器的电阻偏差最大为 $0.16\ \Omega$,温度换算后为 0.8°C ,这样,能够将温度的误差降低到 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 以下。

[0113] 在图3的实施方式中,对于图2,将加热器6和电阻器13的位置调换。另外,如图3所示,运算放大器12的反相输入端子12a和非反相输入端子12b与图2相反。此外,图3中的加热器温度控制电路中的平衡条件能够通过以下数学式(9)来求出。

[0114] [数学式8]

$$[0115] \quad \frac{V_{out}}{V_{ref}} = \frac{R_1}{R_1 + R_h} \quad (9)$$

[0116] 如图3所示,即使调换加热器6和电阻器13的位置,也可以与图2相同地工作,能够高精度地保持加热器温度。

[0117] 另外,在使用D/A转换器的加热器温度控制电路中,根据来自D/A转换器15的输出的初始状态,产生正反馈的问题。即,在D/A转换器15的输出的初始值为0V的情况下,在直到写入数字数据(DATA)为止的期间,向运算放大器12的输出降低的方向工作。并且,产生在来自运算放大器12的输出成为0V的定时,电路整体不工作的问题。

[0118] 因此,为了不使运算放大器12的输出成为0V,例如需要对运算放大器12的输入段实施手段。具体而言,对运算放大器12的非反相输入端子(V_{in+} 端子)暂时施加正电压。或者,

对运算放大器12的反相输入端子(V_{in-} 端子)暂时施加负电压。或者,对D/A转换器15的 V_{ref} 端子暂时施加正电压,调节使得运算放大器12的输出不成为0V。上述例举的结构只是一例,并不限于于此。

[0119] 此外,在图2、图3所示的最小结构的加热器温度控制电路10中,控制系统中加入加热器6的时间常数这一延迟元件。因此,如果输出信号的相位旋转 180° ,则会产生运算放大器12异常振荡的问题。例如,当在负反馈控制系统中相位旋转 180° 的频率下,环增益大于1时,与反馈控制系统加热器的时间常数对应的频率下的振荡条件成立,产生异常振荡。

[0120] 因此,在本实施方式中,如图4所示的应用例所示,将异常振荡防止用的低通滤波器(LPF)20连接于运算放大器12的输出段。此外,在图4中,对运算放大器12附加了反馈电阻21。由此,通过将加热器温度控制电路10的响应频率设置成比加热器6的时间常数慢,能够将环增益减小到1以下。由此,能够抑制异常振荡。

[0121] 另外,当加热器温度控制电路10的响应速度变慢时,加热器6达到目标温度之前的加热时间变慢、对于外部气温的变动的追随性容易劣化。因此,通过使用高阶滤波器、有源滤波器等衰减率大的低通滤波器(LPF)20,能够扩大满足环增益为1以下的条件的范围。由此,能够使加热器温度控制电路10的响应速度最大化。

[0122] 但是,在不重视响应性的情况下,通过在低通滤波器20中使用一次滤波器,能够以最小的元件数来实现电路。图5是从图4的电路结构进一步添加电流增幅用的晶体管的应用实例。如图5所示,将电流增幅用的晶体管22连接在桥接电路的输入部11a和低通滤波器20的输出部20a之间。由此,能够放大桥接电路11向第1电路11c的电流。即,能够增大加热器6中流动的电流,即使是消耗电量大的加热器也能够驱动。

[0123] 在本实施方式的加热器温度控制电路10中,从桥接电路11的第2电路11d向运算放大器12的输出值 V_{out} 是桥接电路11的基准电压 V_{ref} 乘以加热器的目标电阻值 R_h 与电阻值 R_1 的分压比而得到的值,即作为 $V_{ref} \times \{R_h / (R_h + R_1)\}$,或者 $V_{ref} \times \{R_1 / (R_h + R_1)\}$ 来控制。

[0124] 上述的输出值 V_{out} 也可以除了D/A转换器15以外使用多路复用器进行模拟处理。

[0125] 以下汇总记载本实施方式的特征结构。

[0126] 本实施方式是控制加热器6的温度的加热器温度控制电路10,其特征在于加热器温度控制电路包括:第1电路11c和第2电路11d并联连接而成的桥接电路11;和连接于桥接电路的运算放大器12。第1电路11c中,加热器6和电阻器13串联连接,第1电路11c的中点11e连接于运算放大器12的一个输入部(反相输入端子12a或非反相输入端子12b)。并且,桥接电路11的基准电压 V_{ref} 乘以加热器6的目标电阻值 R_h 与电阻器13的电阻值 R_1 的分压比而得到的输出值 V_{out} 从第2电路11d输入至运算放大器12的另一输入部(非反相输入端子12b或反相输入端子12a)。

[0127] 在本实施方式中,优选第2电路11d包含D/A转换器15或多路复用器,D/A转换器15或多路复用器的输出部与运算放大器12的另一输入部连接。

[0128] 此外,在本实施方式中,优选第2电路11d包含D/A转换器15,在D/A转换器15中输入分压比乘以 $2^n - 1$ (n 是D/A转换器的比特数)而得到的数字数据。

[0129] 此外,本实施方式是控制加热器6的温度的加热器温度控制电路10,其特征在于,加热器温度控制电路10包括桥接电路11,并联连接第1电路11c和第2电路11d;和与桥接电路11连接的运算放大器12。第1电路11c包含加热器6,第1电路11c的中点11e连接于运算放

大器12的一个输入部(反相输入端子12a或非反相输入端子12b)。并且,第2电路11d包括D/A转换器15或多路复用器,D/A转换器或多路复用器的输出部与运算放大器12的另一输入部(非反相输入端子12b或反相输入端子12a)连接。

[0130] 此外,在本实施方式中,优选低通滤波器20连接于运算放大器12的输出部侧。

[0131] 此外,在本实施方式中,优选在桥接电路11的输入部和低通滤波器20的输出部之间连接有电流增幅用的晶体管22。

[0132] 此外,本实施方式的传感器装置(例如氢传感器)具有传感器元件(例如检测用水晶振子2、参照用水晶振子3)、对传感器元件加热的加热器6、控制加热器6的温度的加热器温度控制电路10。加热器温度控制电路10包括第1电路11c和第2电路11d并联连接而成的桥接电路11;和与桥接电路11连接的运算放大器12。第1电路11c中,加热器6和电阻器13串联连接,第1电路11c的中点11e连接于运算放大器12的一个输入部(反相输入端子12a或非反相输入端子12b)。并且,桥接电路11的基准电压 V_{ref} 乘以加热器6的目标电阻值 R_h 与电阻器的电阻值 R_1 的分压比而得到的输出值 V_{out} 从第2电路11d输入至运算放大器的另一输入部(非反相输入端子12b或反相输入端子12a)。

[0133] 此外,本实施方式的传感器装置(例如氢传感器)具有传感器元件(例如检测用水晶振子2、参照用水晶振子3)、对传感器元件加热的加热器6、控制加热器6的温度的加热器温度控制电路10。加热器温度控制电路10包括第1电路11c和第2电路11d并联连接而成的桥接电路11;和与桥接电路11连接的运算放大器12。第1电路11c包含加热器6,第1电路11c的中点11e连接于运算放大器12的一个输入部(反相输入端子12a或非反相输入端子12b)。并且,第2电路11d包括D/A转换器15或多路复用器,D/A转换器或多路复用器的输出部与运算放大器12的另一输入部(非反相输入端子12b或反相输入端子12a)连接。

[0134] 此外,在本实施方式中,传感器元件优选检测气体浓度。

[0135] 对使用本实施方式中的加热器温度控制电路10的效果进行说明。首先,第一,与以往相比,能够提高加热器6的温度精度。第二,能够灵活地调整和改变加热器6的温度设置。即,在使用了D/A转换器15的加热器温度控制电路10中,能够自由地进行固定电阻器或半固定电阻器的桥接电路中无法实现的、加热器加热中的设定温度改变。

[0136] 例如,在传感器装置的工作中,能够切换加热器6的温度来检测多个气体、通过将加热器6从常温慢慢加热,从而缓和对传感器元件的热应力。此外,还能够暂时设定为比原本的设定温度更高的温度,调整为加热器温度的上升速度变快。

[0137] 其中,加热器6和电阻器13引起的电压下降,即基准电压 V_{ref} 被限制在不超过运算放大器12的最大输出电压的范围内。

[0138] 另外,在现有的桥接电路的加热器温度控制电路中,虽然能够根据容量来组合电阻值,暂时提高电阻值精度,但是不能避免振动、齿隙引起的电阻值的漂移。此外,电阻温度系数(TCR)比高精度电阻器(参照表2)大。因此,与这样的结构相比,本实施方式的加热器温度控制电路10能够更有效地提高加热器的温度精度。

[0139] 此外,在现有技术中,还使用通过分流电阻器(电流检测用电阻)检测流经加热器的电流,动态控制施加电压的方法,但在1W以下的微热器中,由分流电阻器的电阻值产生的误差的影响大。因此,与这样的结构相比,本实施方式的加热器温度控制电路能够更有效地提高加热器的温度精度。

[0140] 此外,在使用了分流电阻器的控制电路中,用于电压控制的控制微机需要用PID控制等实时的处理,因此占用CPU。而在本实施方式中,如果在起动时进行一次对D/A转换器15的数字数据的写入,或对多路复用器的分压比控制,则之后电路独立控制,因此微机的负担极为轻微。

[0141] 另外,本实施方式的加热器温度控制电路不仅可以应用于图1所示的氢传感器等接触燃烧式气体传感器,还可以应用于氧化物半导体式气体传感器或流量传感器等热式传感器等安装了微加热器的各种传感器装置的温度控制。

[0142] 根据本发明的加热器温度控制电路,能够提高加热器温度精度,所以不仅适用于接触燃烧式气体传感器、氧化物半导体式气体传感器、以及气体传感器,还能够适用于具有加热器的MEMS传感器等要求传感器精度的各种装置。

[0143] 本申请基于2017年11月30日申请的日本特愿2017-230501。其内容全部包含于此。

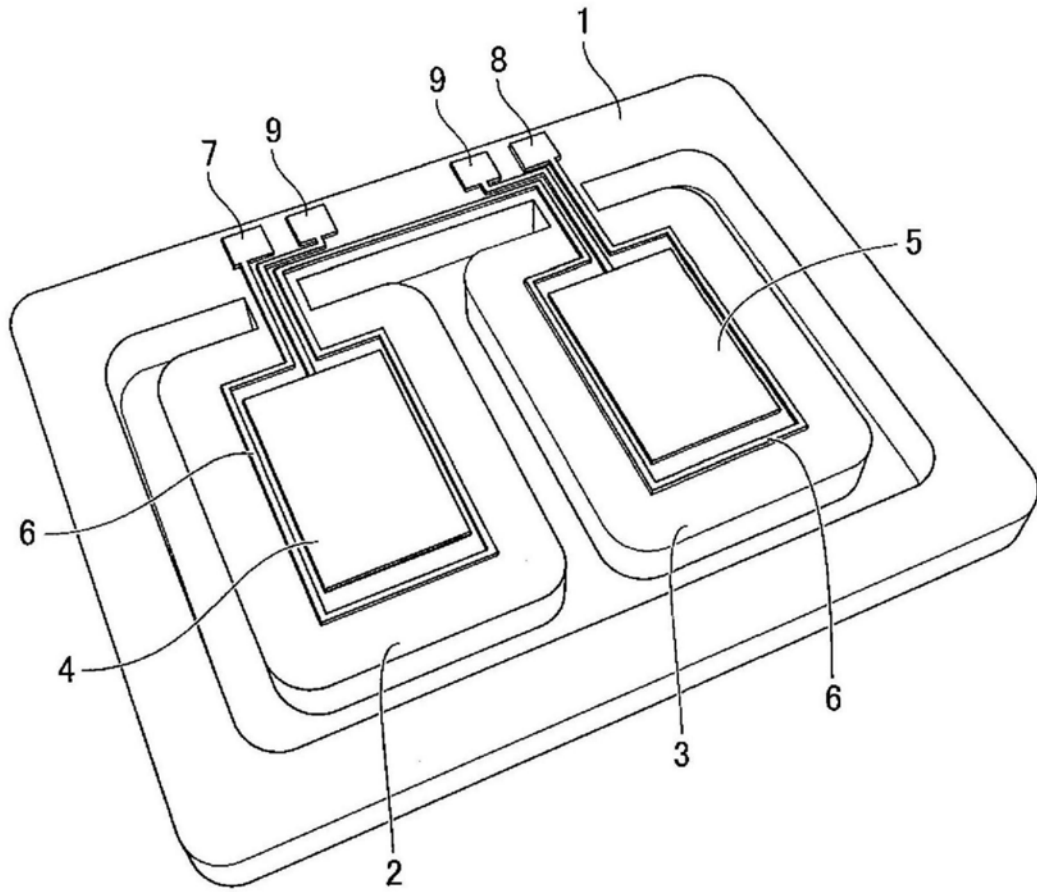


图1

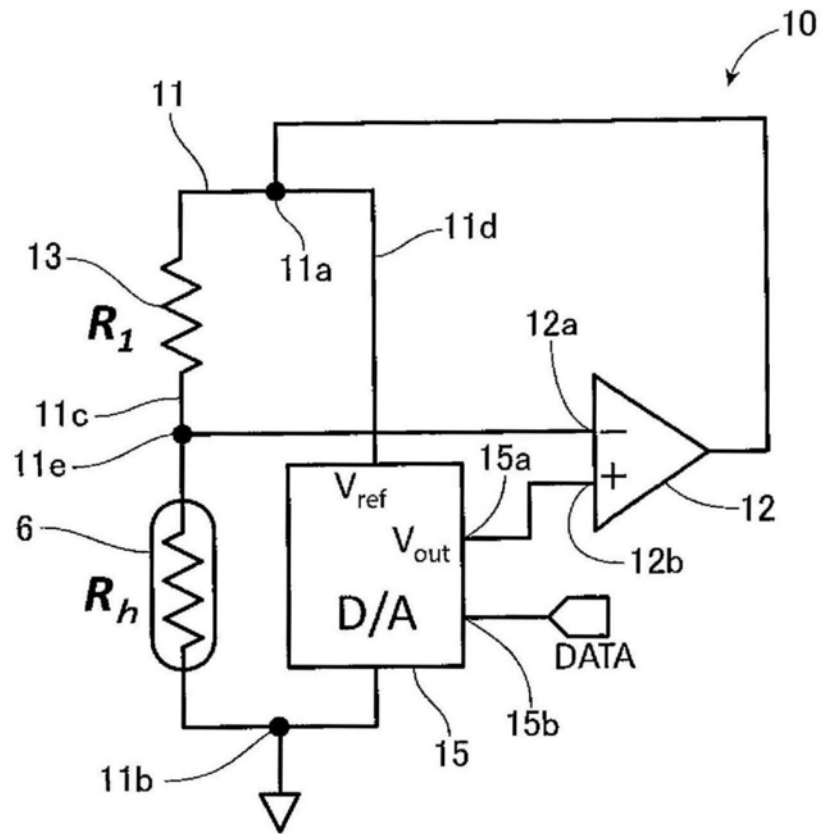


图2

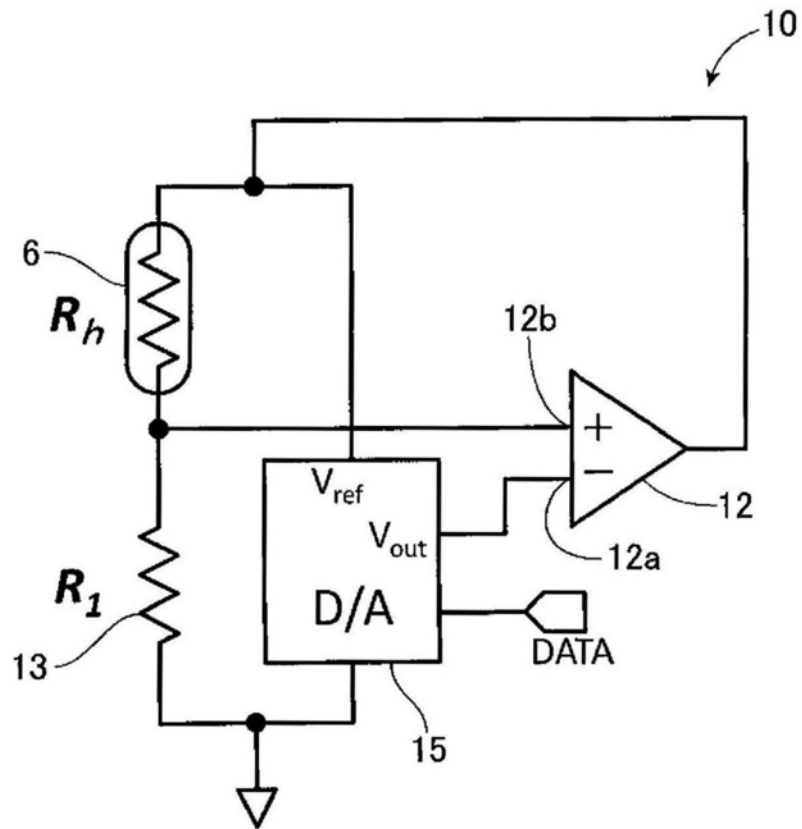


图3

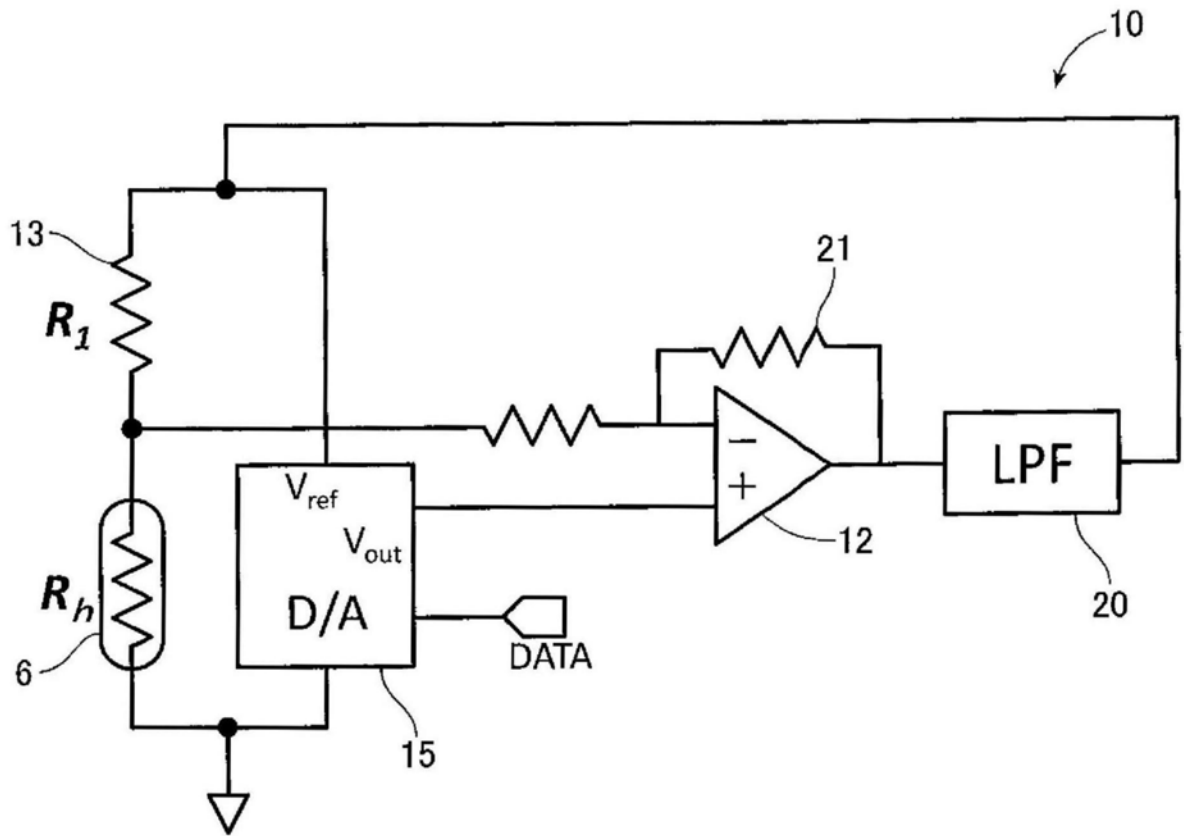


图4

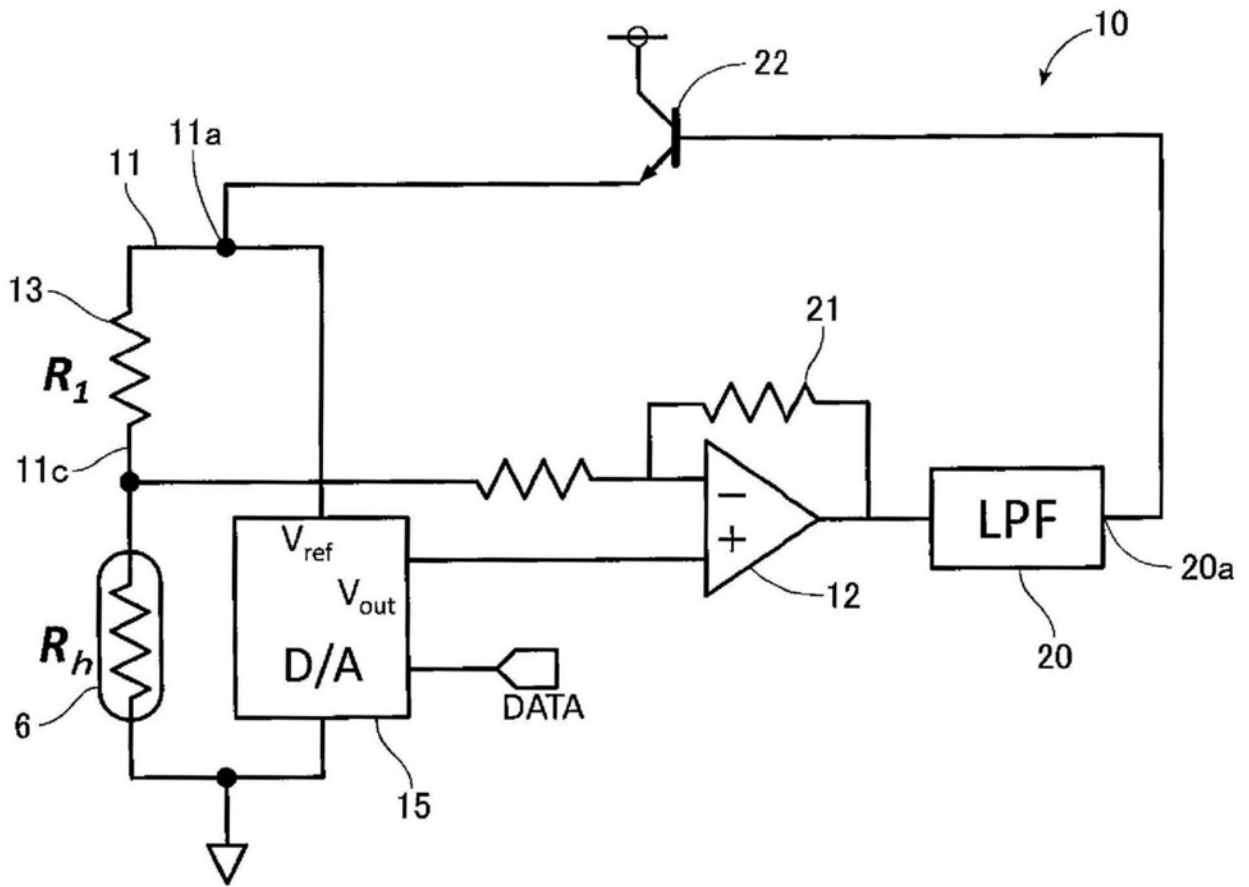


图5

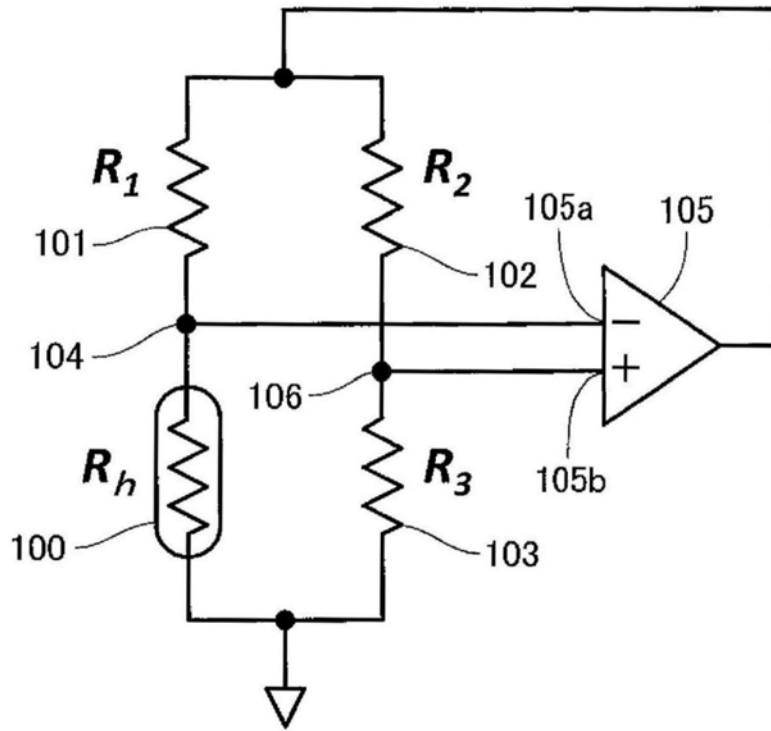


图6