

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7015681号
(P7015681)

(45)発行日 令和4年2月3日(2022.2.3)

(24)登録日 令和4年1月26日(2022.1.26)

(51)国際特許分類	F I
H 0 5 B 3/00 (2006.01)	H 0 5 B 3/00 3 1 0 C
G 0 5 D 23/19 (2006.01)	G 0 5 D 23/19 J

請求項の数 6 (全15頁)

(21)出願番号	特願2017-230501(P2017-230501)	(73)特許権者	000105350 K O A 株式会社 長野県伊那市荒井 3 6 7 2 番地
(22)出願日	平成29年11月30日(2017.11.30)	(74)代理人	100121083 弁理士 青木 宏義
(65)公開番号	特開2019-101645(P2019-101645 A)	(74)代理人	100138391 弁理士 天田 昌行
(43)公開日	令和1年6月24日(2019.6.24)	(74)代理人	100121049 弁理士 三輪 正義
審査請求日	令和2年10月15日(2020.10.15)	(72)発明者	植田 敏嗣 福岡県北九州市八幡西区折尾 三丁目 3 番 4 1
		(72)発明者	大井川 寛 長野県伊那市荒井 3 6 7 2 番地 K O A 株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 ヒータ温度制御回路、及び、それを用いたセンサ装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ヒータの温度を制御するヒータ温度制御回路であって、
前記ヒータ温度制御回路は、第 1 回路と第 2 回路とが並列に接続されたブリッジ回路と、
前記ブリッジ回路に接続されるオペアンプと、を含み、
前記第 1 回路は、前記ヒータと抵抗器とが直列に接続され、前記第 1 回路の midpoint が、前記
オペアンプの一方の入力部に接続されており、
前記第 2 回路からは、前記ブリッジ回路のリファレンス電圧 V_{ref} に、前記ヒータの目
標抵抗値 R_h と前記抵抗器の抵抗値 R_1 との分圧比を乗じた出力値 V_{out} が、前記オペ
アンプの他方の入力部に入力され、
前記第 2 回路は、D/A コンバータ、或いは、マルチプレクサを含み、前記 D/A コンバ
ーター、或いは、マルチプレクサの出力部が、前記オペアンプの他方の入力部に接続されて
いることを特徴とするヒータ温度制御回路。

【請求項 2】

前記第 2 回路は、前記 D/A コンバータを含み、前記 D/A コンバータには、前記分圧比
に $2^n - 1$ (n は、前記 D/A コンバータのビット数) を乗じたデジタルデータが入力さ
れることを特徴とする請求項 1 に記載のヒータ温度制御回路。

【請求項 3】

前記オペアンプの出力部側に、ローパスフィルタが接続されていることを特徴とする請求
項 1 又は請求項 2 に記載のヒータ温度制御回路。

【請求項 4】

前記ブリッジ回路の入力部と、前記ローパスフィルタの出力部との間に、電流増幅用トランジスタが接続されていることを特徴とする請求項 3 に記載のヒータ温度制御回路。

【請求項 5】

センサ素子と、前記センサ素子に熱を加える前記ヒータ、及び請求項 1 から請求項 4 のいずれかに記載のヒータ温度制御回路と、を有することを特徴とするセンサ装置。

【請求項 6】

前記センサ素子は、ガス濃度を検出することを特徴とする請求項 5 に記載のセンサ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、ヒータ温度制御回路、及び、それを用いたセンサ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 及び特許文献 2 には、マイクロヒータの温度制御装置に関する発明が開示されている。

【0003】

特許文献 1 の図 1 や、特許文献 2 の図 2 に示すように、温度制御装置は、ホイートストンブリッジと、ホイートストンブリッジに接続される駆動用のオペアンプと、を有したフィードバック制御方式が広く知られている。

【0004】

特許文献 1 及び特許文献 2 では、マイクロヒータを酸素濃度装置やアルコール濃度検知装置に使用している。

【0005】

ところで、ガス濃度の検出精度を高めるためには、ヒータ温度を一定に維持できる高精度の制御回路が必要である。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【文献】特開 2011 - 185742 号公報

特開 2012 - 251975 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、従来の温度制御装置では、ヒータ温度制御回路に使用する抵抗器の精度に依存した温度誤差が生じる。このため、ヒータ温度を一定値に高精度に維持することができない。従来の問題点を、図面を用いて説明する。図 6 は、従来におけるヒータ温度制御回路の最小単位である。

【0008】

図 6 に示すように、ホイートストンブリッジは、ヒータ 100 と、抵抗器 101、102、103 と、を有して形成される。図 6 に示すように、抵抗器 101 とヒータ 100 とが直列に接続され、その中点（出力部）104 が、オペアンプ 105 の半転入力端子（ V_{in-} 端子）105a に接続されている。また、抵抗器 102 と抵抗器 103 とが直列に接続され、その中点（出力部）106 が、オペアンプ 105 の非反転入力端子（ V_{in+} 端子）105b に接続されている。

【0009】

図 6 に示すブリッジ回路の平衡条件は、以下の式（1）で示される。

【0010】

【数 1】

10

20

30

40

50

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

ここで、 R_h は、安定時のヒータ温度（目標温度）における抵抗値である。

【0011】

図6のヒータ温度制御回路では、各抵抗器101、102、103の抵抗値 R_1 、 R_2 、 R_3 を決定することで、自動的に負帰還が掛かり、ヒータ100が目標温度で安定するように回路が動作する。

10

【0012】

ところで、各抵抗器101、102、103の抵抗値 R_1 、 R_2 、 R_3 は、夫々固有の抵抗値許容誤差と抵抗温度係数（TCR）を有している。

【0013】

このため、抵抗値許容誤差及び抵抗温度係数（TCR）を加味すると、式（1）は、以下の式（2）で示される。

【0014】

【数2】

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

20

E ：抵抗値許容誤差

E_T ：抵抗温度係数（TCR）による誤差

$$E_t = TCR \times \Delta T_t \quad (\text{外気温変化})$$

【0015】

このため、ブリッジ平衡条件により定まる R_h に、誤差が生じることは避けられない。

30

【0016】

この誤差は、結果的に、目標温度に対するヒータ温度の安定点の偏差として現れる。

【0017】

ここで、目標抵抗値 R_h は、以下の式（3）で定義される。

【数3】

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

40

T_h ：安定時のヒータ温度

T_0 ：基準温度

R_{h0} ：基準温度におけるヒータの抵抗値

【0018】

式（3）から、以下の式（4）に示すように、安定時のヒータ温度（目標温度）を算出す

50

ることができる。

【数 4】

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

【0019】

しかしながら、上記の式(2)で示したように、図6のヒータ温度制御回路では、目標抵抗値 R_h に、誤差が生じる。最悪のケースとしては、抵抗値 R_1 、 R_3 が大きくなる方に誤差が生じ、抵抗値 R_2 が小さくなる方に誤差が生じたときは、目標抵抗値 R_h の誤差が非常に大きくなる。

10

【0020】

したがって、ヒータ100の温度精度を高めることができず、ヒータ100を用いたセンサ装置のセンサ感度が低下したり、ばらつきが大きくなりやすい。

【0021】

そこで本発明は、上記問題に鑑みてなされたものであり、従来に比べて、ヒータ温度を高精度に制御することができるヒータ温度制御回路、及び、それを用いたセンサ装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0022】

本発明は、ヒータの温度を制御するヒータ温度制御回路であって、前記ヒータ温度制御回路は、第1回路と第2回路とが並列に接続されたブリッジ回路と、前記ブリッジ回路に接続されるオペアンプと、を含み、前記第1回路は、前記ヒータと抵抗器とが直列に接続され、前記第1回路の midpoint が、前記オペアンプの一方の入力部に接続されており、前記第2回路からは、前記ブリッジ回路のリファレンス電圧 V_{ref} に、前記ヒータの目標抵抗値 R_h と前記抵抗器の抵抗値 R_1 との分圧比を乗じた出力値 V_{out} が、前記オペアンプの他方の入力部に入力され、前記第2回路は、D/Aコンバータ、或いは、マルチプレクサを含み、前記D/Aコンバータ、或いは、マルチプレクサの出力部が、前記オペアンプの他方の入力部に接続されていることを特徴とする。

20

【0024】

また、本発明では、前記第2回路は、前記D/Aコンバータを含み、前記D/Aコンバータには、前記分圧比に $2^n - 1$ (n は、前記D/Aコンバータのビット数) を乗じたデジタルデータが入力されることが好ましい。

30

【0026】

また、本発明では、前記オペアンプの出力部側に、ローパスフィルタが接続されていることが好ましい。

【0027】

また、本発明では、前記ブリッジ回路の入力部と、前記ローパスフィルタの出力部との間に、電流増幅用トランジスタが接続されていることが好ましい。

【0028】

また、本発明におけるセンサ装置は、センサ素子と、上記のいずれかに記載のヒータ温度制御回路と、を有することを特徴とする。

40

【0029】

また、本発明では、前記センサ素子は、ガス濃度を検出することが好ましい。

【発明の効果】

【0030】

本発明のヒータ温度制御装置によれば、従来に比べて、ヒータの温度精度を向上させることができる。また、本発明では、ヒータの設定温度を柔軟に、調整し、また変更できる等、従来のヒータ温度制御装置では実現できない効果を備える。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 3 1 】

【 図 1 】 本実施形態のセンサ装置の一例を示す斜視図である。

【 図 2 】 本実施形態のヒータ温度制御回路の最小単位を示す回路図である。

【 図 3 】 図 2 と一部異なる本実施形態のヒータ温度制御回路の最小単位を示す回路図である。

【 図 4 】 図 2 に示すヒータ温度制御回路の応用例を示す回路図である。

【 図 5 】 図 2 に示すヒータ温度制御回路の応用例を示す回路図である。

【 図 6 】 従来のヒータ温度制御回路の最小単位を示す回路図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 3 2 】

以下、本発明の一実施形態（以下、「実施形態」と略記する。）について、詳細に説明する。なお、本発明は、以下の実施形態に限定されるものではなく、その要旨の範囲内で種々変形して実施することができる。

【 0 0 3 3 】

図 1 は、本実施形態のセンサ装置の一例を示す斜視図である。図 1 は、接触燃焼式ガスセンサの一例であり、例えば、水素濃度を検出可能な水素センサである。

【 0 0 3 4 】

図 1 に示す符号 1 は、水晶の結晶をエッチングなどで切り出して作製された水晶板（水晶基板）である。符号 2 は、検出用水晶振動子であり、符号 3 は、参照用水晶振動子である。

【 0 0 3 5 】

図 1 に示すように、検出用水晶振動子 2 には、水晶板 1 を切り出して形成された水晶面に、水素反応触媒層 4 が形成されている。水素反応触媒層 4 は、例えば、白金膜により形成されている。

【 0 0 3 6 】

図 1 に示すように、参照用水晶振動子 3 には、水晶板 1 を切り出して形成された水晶面に、水素非反応層 5 が形成されている。水素非反応層 5 は、例えば、金薄膜で形成されている。

【 0 0 3 7 】

なお、図示しないが、水素反応触媒層 4、及び、水素非反応層 5 は、各水晶振動子 2、3 の両面に形成される。

【 0 0 3 8 】

ところで、水素反応触媒層 4 としての白金膜が、触媒作用を発揮するためには、所定温度以上に加熱することが必要である。このため、図 1 に示すように、加熱用の線状のヒータ 6 が、水素反応触媒層 4 に隣接して形成されている。

【 0 0 3 9 】

また、図 1 に示すように、加熱用の線状のヒータ 6 は、水素非反応層 5 にも近接して形成されている。

【 0 0 4 0 】

図 1 では、ヒータ 6 は、水素反応触媒層 4、及び、水素非反応層 5 の周囲を囲むように形成されるが、これは一例であって、ヒータ 6 の形状や配置等を限定するものではない。

【 0 0 4 1 】

なお、水素反応触媒層 4、及び、水素非反応層 5 の加熱用としてのヒータ 6 は、互いに同じ特性を有するように、例えば、同じ材質で形成されることが好ましい。これは、水素反応触媒層 4 と水素非反応層 5 の両方を同一条件で加熱し、水素反応触媒層 4 の発生する熱量を正確に検出するためである。

【 0 0 4 2 】

図 1 に示す端子 9 は、検出用水晶振動子 2 の共振周波数を測定するためにコルピッツ発振回路などの発振回路（図示せず）に接続される。また、その発振回路は周波数測定装置（図示せず）に接続される。

【 0 0 4 3 】

10

20

30

40

50

図 1 に示す水素センサの動作原理について説明する。まず、ヒータ 6 の端子 7 , 8 に給電し、ヒータ 6 を加熱する。このとき、ヒータ 6 が所定温度となるように制御される。温度制御は、後述するヒータ温度制御回路で行われる。この給電によって、検出用水晶振動子 2 と、参照用水晶振動子 3 は、同一条件で予熱された状態となる。ここで予熱とは、水素反応触媒層 4 が触媒として機能する温度まで温度を上げることである。

【 0 0 4 4 】

また、端子 9 をそれぞれ発振回路に接続する。水晶板 2 , 3 は厚み滑り振動子として振動し、その固有振動数に応じた周波数信号が発振回路から出力する。発振回路の発振周波数は、周波数測定装置で測定され、検出用水晶振動子 2 の共振周波数が測定される。

【 0 0 4 5 】

ここで、予熱によって温度が上昇した状態の検出用水晶振動子 2、及び、参照用水晶振動子 3 の共振周波数を測定する。

【 0 0 4 6 】

この状態で、水素を含む空気が流れて来ると、この水素センサの水素反応触媒層 4 における触媒の作用で、水素が空気中の酸素によって酸化される。この酸化に伴い、酸化熱が発生し、検出用水晶振動子 2 の温度が予熱温度以上に上昇する。

【 0 0 4 7 】

参照用水晶振動子 3 には水素非反応層 5 が形成されており、空気中に水素が含まれていても水素の酸化は行われず、参照用水晶振動子 3 の温度は、予熱温度のまま維持される。すなわち、検出用水晶振動子 2 は、水素の酸化熱によって予熱以上の温度になり、一方、参照用水晶振動子 3 は、予熱温度のままとなる。よって、検出用水晶振動子 2 の共振周波数は、予熱温度と水素の酸化熱による温度上昇に伴う温度での共振周波数となり、一方、参照用水晶振動子 3 の共振周波数は、予熱温度での共振周波数となる。

【 0 0 4 8 】

ここで、検出用水晶振動子 2 の共振周波数と参照用水晶振動子 3 の共振周波数とを測定し、その差を取ると、予熱によって上昇した温度の要素がなくなり、検出用水晶振動子 2 が純粋に水素の酸化熱によって受けた影響に伴う周波数変化の要素のみを検出することが可能になる。

【 0 0 4 9 】

このようにして、水素の酸化熱による周波数変化を測定することにより、空気中の水素濃度を測定することができる。

【 0 0 5 0 】

上記した水素センサ等の接触燃焼式ガスセンサは、ヒータ 6 により 1 0 0 ~ 3 5 0 程度の温度に加熱することで触媒が活性化し、被測定ガスを検出することができる。

【 0 0 5 1 】

センサ感度は、触媒温度により変化するため、ガス濃度の検出精度を高めるには、ヒータ温度を目標温度に維持することが可能なヒータ温度制御回路が必要となる。

【 0 0 5 2 】

そこで本発明者らは、鋭意検討を重ねた結果、ブリッジ回路に使用する抵抗器の数を削減することで、ヒータの目標温度に対する誤差を低減でき、従来に比べて、高精度なヒータ温度制御回路を開発するに至った。以下、本実施形態のヒータ温度制御回路について詳述する。

【 0 0 5 3 】

図 2 は、本実施形態のヒータ温度制御回路の最小単位を示す回路図である。図 2 に示すように、本実施形態のヒータ温度制御回路 1 0 は、ブリッジ回路 1 1 と、ブリッジ回路 1 1 に接続される駆動用のオペアンプ 1 2 とを、有して構成される。

【 0 0 5 4 】

図 2 に示すように、ブリッジ回路 1 1 は、入力部 1 1 a と、接地部 1 1 b との間に、第 1 回路 1 1 c と第 2 回路 1 1 d とが並列に接続されている。

【 0 0 5 5 】

10

20

30

40

50

図 2 に示すように、第 1 回路 1 1 c には、抵抗器 1 3 と、ヒータ 6 とが直列に接続されている。抵抗器 1 3 は、例えば、固定抵抗器である。図 1 に示すように、第 1 回路 1 1 c の中点（出力部）1 1 e が、オペアンプ 1 2 の反転入力端子（ V_{in-} 端子）1 2 a に接続されている。

【0056】

図 2 に示すように、第 2 回路 1 1 d には、D/A コンバータ（デジタル/アナログコンバータ）1 5 が接続されている。そして、D/A コンバータ 1 5 の出力部 1 5 a が、オペアンプ 1 2 の非反転入力端子（ V_{in+} 端子）1 2 b に接続されている。なお、ここで使用する D/A コンバータは、リファレンス電圧の外部入力端子 V_{ref} を有するものである。

【0057】

本実施形態では、図 6 に示す従来のヒータ温度制御回路（最小単位）と比較して明らかなように、ブリッジ回路 1 1 から抵抗器 1 0 2、1 0 3（図 6 参照）を削除し、その代わりに、D/A コンバータ 1 5 を第 2 回路 1 1 d に接続している。このように、本実施形態では、ブリッジ回路に使用する抵抗器の数は一つのみであり、抵抗器数を最小にすることが可能である。

【0058】

図 2 に示す本実施形態のヒータ温度制御回路の平衡条件は、以下の式（5）で示される。

【0059】

【数 5】

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

【0060】

ここで、 V_{out} は、D/A コンバータ 1 5 の出力値である。 V_{ref} は、入力部 1 1 a に印加されるリファレンス電圧である。 R_h は、ヒータ 6 の目標抵抗値である。 R_1 は、抵抗器 1 3 の抵抗値である。

【0061】

図 2 に示すヒータ温度制御回路 1 0 の動作原理について説明する。オペアンプ 1 2 へは、D/A コンバータ 1 5 からの電圧出力（出力値 V_{out} ）が入力される。一方、第 1 回路 1 1 c の中点 1 1 e からは、抵抗値 R_1 とヒータ 6 の抵抗値との分圧比に基づく出力が入力される。したがって、オペアンプ 1 2 から差動出力が得られ、その差動出力に応じて、ヒータ 6 へ流れる電流量が変動する。なお、電流は、ほとんど第 1 回路 1 1 c 側に流れる。ヒータ 6 に電流が流れることで、ヒータ温度が上昇し、それに伴い、ヒータ 6 の抵抗値も上昇する。いずれヒータ 6 が目標温度に到達したら、目標抵抗値 R_h となり、オペアンプ 1 2 の出力電圧の上昇は停止する。外気温の変動や風などの外乱により、ヒータの温度が変動した場合は、それに伴ってオペアンプの出力電圧が変化し、ヒータの放熱とバランスする電圧値で安定する。

【0062】

上記の式（5）を変形し、ヒータ 6 の目標抵抗値 R_h の式に直すと以下の式（6）のようになる。

【0063】

【数 6】

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

【0064】

ここで、ブリッジ回路 1 1 に設けられた抵抗器 1 3 の抵抗値許容誤差及び抵抗温度係数（TCR）を加味すると、上記の式（6）は、以下の式（7）のように変形することができ

10

20

30

40

50

る。

【 0 0 6 5 】

【 数 7 】

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

E : 抵抗値許容誤差

E_T : 抵抗温度係数 (TCR) による誤差

$$E_t = TCR \times \Delta T_r \quad (\text{外気温変化})$$

10

【 0 0 6 6 】

さて、本実施形態では、D/Aコンバータ15のデジタルデータ入力端子15bから、以下の式(8)に示すデジタルデータ(DATA)が入力される。

【 0 0 6 7 】

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

n は、D/Aコンバータのビット数である。

【 0 0 6 8 】

上記の式(8)に示す $2^n - 1$ は、デジタルデータのフルスケールである。したがって、このフルスケールに、分圧比 $\{ R_h / (R_1 + R_h) \}$ を乗算することで、フルスケールデータを分圧比に応じたデジタルデータに変換することができる。なお、ビット数 n を限定するものではないが、8ビット~24ビットのものであれば、安価に入手可能である。

【 0 0 6 9 】

デジタルデータは、汎用マイコンなどを用いることで、外部から書き込むことが可能である。したがって、デジタルデータを任意に設定及び変更することが可能である。通信方式としては、I²CやSPIなどのシリアルデータを取り扱うシリアル方式や、パラレルデータを取り扱うパラレル方式があり、特に、通信方式を限定するものではない。

【 0 0 7 0 】

目標抵抗値 R_h 及び固定抵抗 R_1 は、例えば、メーカーのカatalog値から得ることができる。これら抵抗値を適宜設定し、デジタルデータを書き込む。図2に示すように、D/Aコンバータ15には、リファレンス電圧 V_{ref} が入力されており、したがって、上記の式(5)より、出力値 V_{out} を得ることができ、オペアンプ12に入力される。

【 0 0 7 1 】

ここで、本実施形態の目標抵抗値 R_h について考察すると、ブリッジ回路11の平衡条件から得られる目標抵抗値 R_h は、上記の式(7)であるが、式(7)から明らかなように、本実施形態では、従来回路における抵抗器102、103の誤差の影響を無くすることができる。

【 0 0 7 2 】

また、D/Aコンバータ15の確度は、ビット数と誤差の仕様値で考えることができる。例えば、16ビットで、±数LSBの誤差を有するD/Aコンバータ15であれば、数十ppm(10^{-5})の確度を得ることができる。

【 0 0 7 3 】

このため、本実施形態のように、抵抗器102、103(図6参照)に代えて、D/Aコンバータ15を用いることで、式(7)にて得られる目標抵抗値 R_h の誤差を小さくすることができる。

【 0 0 7 4 】

20

30

40

50

したがって、本実施形態では、従来に比べて、ヒータ6の温度精度を向上させることができる。なお、ヒータ温度の計算式は、上述の式(4)と同じであるため、割愛する。

【0075】

次に、ヒータの温度誤差について白金ヒータを具体例として説明する。まず、図6に示す従来のヒータ温度制御回路での誤差を求めた。ヒータの目標抵抗値 $R_h = 50$ 、 $TCR = +3900 \text{ ppm/}$ (純白金)に対して、抵抗器101、102、103に汎用抵抗器を用いた場合、許容誤差 $\pm 5\%$ 、 $TCR = \pm 100 \text{ ppm/}$ として計算した。その結果、許容誤差によるヒータの抵抗偏差は最大8であり、温度換算すると41であった。すなわち、従来のヒータ温度制御回路では、最大で41もの温度誤差が生じる結果になった。なお、以下の表1に、計算に使用した抵抗器の物性を示す。

10

【0076】

【表1】

名称	R_1	R_2	R_3	R_h
種類	汎用抵抗器			白金ヒータ
抵抗値[Ω]	10	10k	50k	50
許容誤差[%]	± 5	± 5	± 5	—
TCR [ppm/ $^{\circ}\text{C}$]	± 100	± 100	± 100	+3900

20

【0077】

なお、表1に示す抵抗器の物性値は、一般に市販されている汎用品のカタログ値である。

【0078】

また、 20 ± 60 の温度変化を加えて試算すると、許容誤差と抵抗温度係数TCRの二つの誤差によるヒータの抵抗偏差は最大で9であり、温度換算すると47の誤差が生じた。なお、計算結果からわかるように、温度誤差においては、抵抗値許容誤差の影響が支配的であることがわかる。

【0079】

また、別の例として、高精度の抵抗器(許容誤差： $\pm 0.1\%$ 、 $TCR = \pm 25 \text{ ppm/}$)を使用した場合、許容誤差によるヒータの抵抗偏差は最大で0.4であり、温度換算すると1.9の誤差が生じた。高精度の抵抗器を用いれば、幾分、ヒータの温度精度を改善できているが、まだ不十分である。なお、以下の表2に、計算に使用した高精度の抵抗器の物性を示す。

30

【0080】

【表2】

名称	R_1	R_2	R_3	R_h
種類	高精度抵抗器			白金ヒータ
抵抗値[Ω]	10	10k	50k	50
許容誤差[%]	± 0.1	± 0.1	± 0.1	—
TCR [ppm/ $^{\circ}\text{C}$]	± 25	± 25	± 25	+3900

40

【0081】

なお、表2に示す抵抗器の物性値は、市販品の中で精度の高い製品のカタログ値である。

【0082】

また、温度調節用として抵抗器(R_1 、 R_2 、 R_3 の何れか、または複数)に、可変抵抗器(ボリューム)を使用すると、逆に、抵抗値精度が悪化し、温度誤差も大きくなること

50

がわかった。更に、マイクロヒータの材料としてよく用いられる薄膜金属ヒータ等の抵抗温度係数TCRが白金バルク値よりも小さなヒータの場合、白金バルク値との抵抗温度係数の比に比例して、倍々に温度偏差が大きくなることがわかった。

【0083】

これに対して、本実施形態では、例えば、16ビットのD/Aコンバータ15で、Differential Nonlinearity(微分非直線性)が、±1LSBの素子を回路に組み込んだ場合、精度としては、約30ppm(0.03%)程度の誤差しか生じず、従来のヒータ温度制御回路のように抵抗器102、103(図6参照)を使用した場合よりも、一桁以上の精度改善が可能であるとわかった。これにより、本実施形態の許容誤差によるヒータの抵抗偏差は最大で0.16であり、温度換算すると0.8であり、このように、温度の誤差を±1以下に低減できるとわかった。

10

【0084】

図3の実施形態では、図2に対して、ヒータ6と抵抗器13の位置を入れ替えている。なお、図3に示すように、オペアンプ12の反転入力端子12aと非反転入力端子12bが図2とは逆になる。また、図3におけるヒータ温度制御回路での平衡条件は、以下の式(9)により求めることができる。

【0085】

【数8】

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

20

【0086】

図3のように、ヒータ6と抵抗器13の位置を入れ替えても、図2と同様に動作可能であり、ヒータ温度を高精度に維持することができる。

【0087】

ところで、D/Aコンバータを用いたヒータ温度制御回路では、D/Aコンバータ15からの出力の初期状態によっては、正帰還による問題が生じる。即ち、D/Aコンバータ15の出力の初期値が0Vである場合、デジタルデータ(DATA)が書き込まれるまでの間に、オペアンプ12の出力が低下する方向へ動作し、オペアンプ12からの出力が0Vになった時点で回路全体が動かなくなるという問題が生じる。

30

【0088】

このため、オペアンプ12の出力が0Vにならないように、例えば、オペアンプ12の入力段に工夫を施すことが必要とされる。具体的には、オペアンプ12の非反転入力端子(V_{in+}端子)に、一時的に正電圧を印加したり、オペアンプ12の反転入力端子(V_{in-}端子)に、一時的に負電圧を印加したり、或いは、D/Aコンバータ15のV_{ref}端子に、一時的に正電圧を印加し、オペアンプ12の出力が0Vにならないように調節する。上記に挙げた構成は一例であって、これらに限定されるものではない。

40

【0089】

また、図2や図3に示した最小構成のヒータ温度制御回路10では、制御系にヒータ6の時定数という遅れ要素が入っている。このため、出力信号の位相が180°回ると、オペアンプ12が異常発振するという問題が生じる。例えば、負帰還制御系で位相が180°回る周波数で、ループゲインが1より大きい場合に、フィードバック制御系ヒータの時定数に応じた周波数での発振条件が成立し、異常発振が生じる。

【0090】

そこで、本実施形態では、図4に示す応用例に示すように、オペアンプ12の出力段に、異常発振防止用のローパスフィルタ(LPF)20を接続した。また、図4では、オペアンプ12に帰還抵抗21を付与した。これにより、ヒータ温度制御回路10の応答周波数

50

を、ヒータ6の時定数よりも遅くすることでループゲインを1以下に小さくすることができる。これにより、異常発振を抑制することができる。

【0091】

なお、ヒータ温度制御回路10の応答速度が遅くなると、ヒータ6が目標温度に達するまでの加熱時間が遅くなったり、外気温の変動に対する追従性が悪化しやすい。そこで、高次フィルタや、アクティブフィルタなど減衰率の大きいローパスフィルタ(LPF)20を使用することで、ループゲインが1以下となる条件を満足する範囲を広げることができ、ヒータ温度制御回路10の応答速度を最大化することができる。

【0092】

ただし、応答性を重視しない場合は、ローパスフィルタ20に、一次フィルタを使用することで、最小の素子数で回路を実現できる。図5は、図4の回路構成から、更に、電流増幅用のトランジスタを追加した応用例である。図5に示すように、電流増幅用のトランジスタ22を、ブリッジ回路の入力部11aとローパスフィルタ20の出力部20aとの間に接続する。これにより、ブリッジ回路11の第1回路11cへの電流を増幅でき、すなわち、ヒータ6に流す電流量を大きくでき、消費電力の大きなヒータでも駆動することができる。

10

【0093】

本実施形態のヒータ温度制御回路10では、ブリッジ回路11の第2回路11dからオペアンプ12への出力値 V_{out} は、ブリッジ回路11のリファレンス電圧 V_{ref} に、ヒータの目標抵抗値 R_h と抵抗値 R_1 との分圧比を乗じた値、すなわち、 $V_{ref} \times \{R_h / (R_h + R_1)\}$ 、或いは、 $V_{ref} \times \{R_1 / (R_h + R_1)\}$ として制御される。

20

【0094】

上記した出力値 V_{out} は、D/Aコンバータ15以外にマルチプレクサを用いてアナログ的に処理してもよい。

【0095】

本実施形態におけるヒータ温度制御回路10を用いたことの効果について説明する。まず、第一に、ヒータ6の温度精度を従来よりも高めることができる。第二に、ヒータ6の温度設定を柔軟に調整及び、変更することができる。すなわち、D/Aコンバータ15を用いたヒータ温度制御回路10では、固定抵抗器或いは半固定抵抗器によるブリッジ回路では実現できない、ヒータ加熱中での設定温度変更を自由にすることができる。

30

【0096】

例えば、センサ装置の運転中に、ヒータ6の温度を切り替えて複数のガスを検出したり、ヒータ6を常温から徐々に加熱することで、センサ素子への熱応力を緩和することができる。また、一時的に本来の設定温度よりも高温に設定し、ヒータ温度の立ち上がり速度が高速となるように調節することも出来る。

【0097】

ただし、ヒータ6と抵抗器13による電圧降下、すなわちリファレンス電圧 V_{ref} がオペアンプ12の最大出力電圧を越えない範囲に制限される。

【0098】

なお、従来のブリッジ回路によるヒータ温度制御回路においても、ボリュームによって抵抗値を合わせ込み、抵抗値精度を一時的に高めることは可能であるが、振動やバックラッシュによる抵抗値のドリフトを避けることはできない。また、抵抗温度係数(TCR)が高精度抵抗器(表2参照)と比べて大きい。このため、このような構成のものに比べても、本実施形態のヒータ温度制御回路10は、より効果的に、ヒータの温度精度を高めることができる。

40

【0099】

また、従来においては、ヒータに流れる電流をシャント抵抗(電流検出用抵抗)で検出し、印加電圧をダイナミックに制御する方法も使用されるが、1W以下のマイクロヒータにおいては、シャント抵抗の抵抗値による誤差の影響が大きい。したがって、このような構成のものに比べても、本実施形態のヒータ温度制御回路は、より効果的に、ヒータの温度

50

精度を高めることができる。

【 0 1 0 0 】

また、シャント抵抗を使用した制御回路において電圧制御用に使用する制御マイコンは、PID制御などのリアルタイムでの処理が必要となるため、CPUを占有する。これに対して、本実施形態では、起動時に、D/Aコンバータ15へのデジタルデータの書き込み、あるいはマルチプレクサへの分圧比制御を一度行えば、後は回路が独立して制御するため、マイコンの負担が極めて軽微である。

【 0 1 0 1 】

なお、本実施形態のヒータ温度制御回路は、図1に示す水素センサ等の接触燃焼式ガスセンサのみならず、酸化物半導体式ガスセンサ、或いは、流量センサ等の熱式センサなどマイクロヒータを搭載した各種センサ・デバイスの温度制御用に適用可能である。

10

【産業上の利用可能性】

【 0 1 0 2 】

本発明のヒータ温度制御回路によれば、ヒータ温度精度を向上させることができるため、接触燃焼式ガスセンサや、酸化物半導体式ガスセンサ、またガスセンサに限らず、ヒータを有するMEMSセンサ等、センサ精度が求められる様々なデバイスに適用することができる。

【符号の説明】

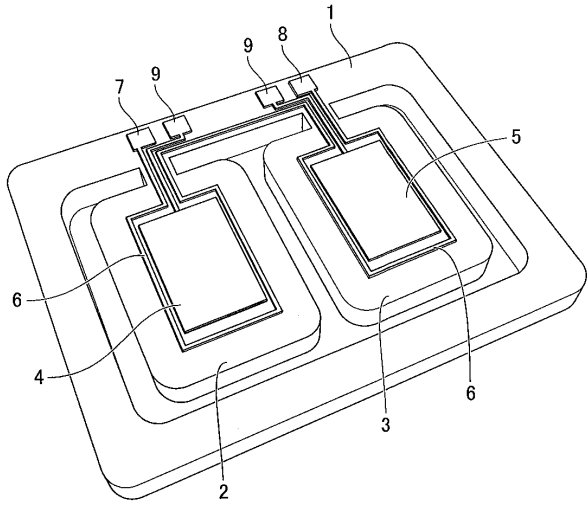
【 0 1 0 3 】

1	: 水晶板	20
2	: 検出用水晶振動子	
3	: 参照用水晶振動子	
4	: 水素反応触媒層	
5	: 水素非反応層	
6	: ヒータ	
10	: ヒータ温度制御回路	
11	: ブリッジ回路	
11a	: 入力部	
11b	: 接地部	
11c	: 第1回路	30
11d	: 第2回路	
11e	: 中点	
12	: オペアンプ	
12a	: 反転入力端子	
12b	: 非反転入力端子	
13	: 抵抗器	
15	: D/Aコンバータ	
15a	: 出力部	
15b	: デジタルデータ入力端子	
20	: ローパスフィルタ	40
20a	: 出力部	
21	: 帰還抵抗	
22	: トランジスタ	
R ₁	: 抵抗値	
R _h	: 目標抵抗値	
V _{out}	: 出力値	
V _{ref}	: 外部リファレンス電圧	

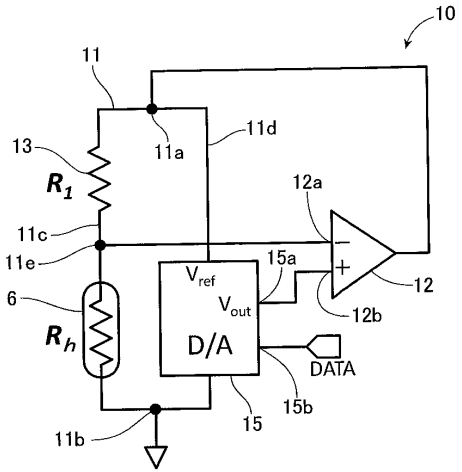
50

【図面】

【図 1】



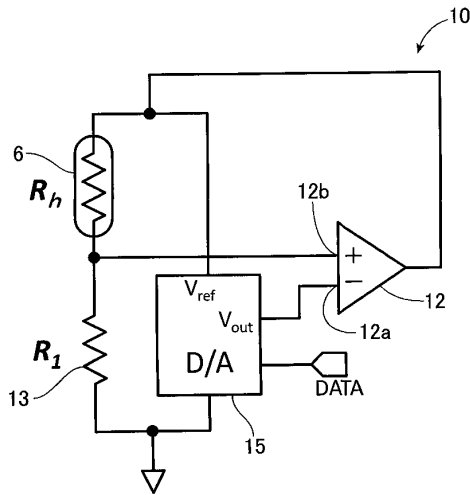
【図 2】



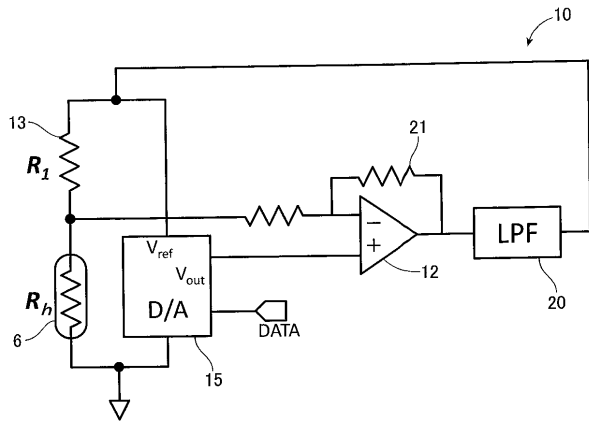
10

20

【図 3】



【図 4】

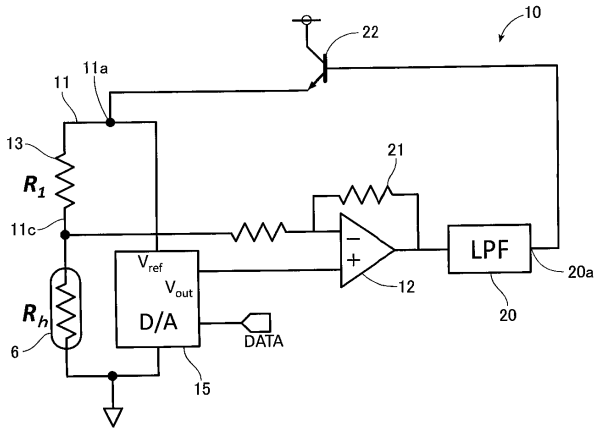


30

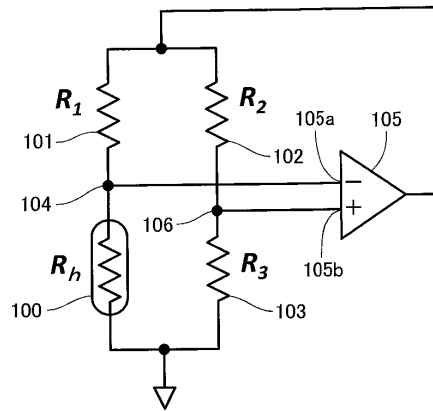
40

50

【図5】



【図6】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (72)発明者 大橋 光男
長野県伊那市荒井 3 6 7 2 番地 K O A 株式会社内
- (72)発明者 下島 瑞穂
長野県伊那市荒井 3 6 7 2 番地 K O A 株式会社内
- (72)発明者 矢野 孝明
長野県伊那市荒井 3 6 7 2 番地 K O A 株式会社内
- 審査官 土屋 正志
- (56)参考文献 特開 2 0 1 2 - 2 5 1 9 7 5 (J P , A)
特開 2 0 1 5 - 1 2 5 0 3 3 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 2 4 5 4 8 9 (J P , A)
特開 2 0 1 7 - 0 5 4 3 4 0 (J P , A)
特開 2 0 1 3 - 0 8 8 9 1 8 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
G 0 5 D 2 3 / 1 9
H 0 5 B 3 / 0 0