

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3750911号

(P3750911)

(45) 発行日 平成18年3月1日(2006.3.1)

(24) 登録日 平成17年12月16日(2005.12.16)

(51) Int. Cl.

F I

G 0 5 F 1/56 (2006.01)

G 0 5 F 1/56 3 1 O S

G 0 1 N 27/16 (2006.01)

G 0 5 F 1/56 3 1 O E

G 0 1 N 27/16 C

請求項の数 2 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願平11-374762	(73) 特許権者	000006895
(22) 出願日	平成11年12月28日(1999.12.28)		矢崎総業株式会社
(65) 公開番号	特開2001-188617(P2001-188617A)		東京都港区三田1丁目4番28号
(43) 公開日	平成13年7月10日(2001.7.10)	(74) 代理人	100060690
審査請求日	平成15年3月24日(2003.3.24)		弁理士 瀧野 秀雄
		(74) 代理人	100097858
			弁理士 越智 浩史
		(74) 代理人	100075421
			弁理士 垣内 勇
		(74) 代理人	100108017
			弁理士 松村 貞男
		(72) 発明者	松野 勝
			静岡県天竜市二俣町南鹿島23 矢崎計器株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電流制御回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一方の入力端子に負荷電流検出手段からの負帰還電圧が入力される第1のオペアンプを用いて負荷に供給する負荷電流を制御する電流制御回路であって、

上記第1のオペアンプの他方の入力端子に、電源の基準電位点からみて上記第1のオペアンプの応動範囲内の基準電圧を与える基準電圧源を接続し、上記一方の入力端子に、上記負荷電流検出手段からの負帰還電圧を上記第1のオペアンプの応動範囲内にシフトさせる制御電圧を与える制御電圧源を接続し、

上記制御電圧源は、一方の入力端子に電流検出抵抗からの負帰還電圧が入力される第2のオペアンプと、上記電流検出抵抗の抵抗値を可変する可変手段とを含む定電流駆動回路で構成される

10

ことを特徴とする電流制御回路。

【請求項2】

前記可変手段は、前記電流検出抵抗と並列に接続された、抵抗とスイッチング手段の直列接続からなる少なくとも1つの回路を含む

ことを特徴とする請求項1記載の電流制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電流制御回路に関し、特に接触燃焼式ガスセンサ回路に有用な電流制御回路に

20

関する。

【0002】

【従来の技術】

出願人は、接触燃焼式ガスセンサ回路に有用な電流制御回路に関する特許出願として、すでに特開平9-318584号を提案している。特開平9-318584号には、オペアンプを負帰還制御で用いる接触燃焼式ガスセンサ定電流駆動回路において、直流電源プラス端子からの定電圧を前記オペアンプの非反転入力端子に加えるようにすることにより、たとえ直流電源電圧変動があっても誤動作の起こらない信頼性の高い接触燃焼式ガスセンサ定電流駆動回路が開示されている。

【0003】

10

図3は、従来の接触燃焼式ガスセンサ回路に用いられる電流制御回路の一例を示す回路図である。図3において、センサ電流制御回路は、オペアンプ（演算増幅器）A1を備えたハイサイド定電流駆動回路を構成しており、オペアンプA1の反転入力端子は電流検出抵抗Rcsを介して電源Vccに接続され、非反転入力端子は制御電圧Vcに接続されている。オペアンプA1の出力端子にはPNP型トランジスタQ1のベースが接続され、マイナス入力端子にはPNP型トランジスタQ1のエミッタが接続されている。PNP型トランジスタQ1のコレクタと接地間には、負荷RLが接続されている。

【0004】

負荷RLは、接触燃焼式ガスセンサ回路であり、PNP型トランジスタQ1のコレクタと接地間に直列接続された温度補償素子Rrefおよび接触燃焼式ガスセンサRsnsと、温度補償素子RrefおよびガスセンサRsnsの直列接続点に反転入力端子が接続されたオペアンプA2とからなる。オペアンプA2の非反転入力端子には基準電圧が入力される。

20

【0005】

負荷RL、すなわち接触燃焼式ガスセンサ回路において、ガスセンサRsnsには、電源Vccより電流検出抵抗Rcs、トランジスタQ1、温度補償素子Rrefを介して定電流が供給される。オペアンプA2は、その反転入力端子に入力される上述の定電流とガスセンサRsnsの抵抗分によるガスセンサRsnsの降下電圧と、非反転入力端子に入力される基準電圧とを比較し、差が生じたときに出力端子に出力信号を発生し、後段に接続される警報ブザー、表示器など（図示しない）を駆動することにより、ガスを検知したことを報知する。

30

【0006】

接触燃焼式ガスセンサRsnsには、センサの仕様によって決まる通常時（アイドル時）の電流と加熱時（検知時）の電流を流す必要がある。そのため、接触燃焼式ガスセンサRsnsに流すべき通常時の負荷電流IL1と加熱時（検知時）の負荷電流IL2（ $IL1 < IL2$ ）を電流検出抵抗Rcsで検出する。電流検出抵抗Rcsの電流検出電圧、すなわち降下電圧は、オペアンプA1の反転入力端子に負帰還電圧として入力される。

【0007】

オペアンプA1は、反転入力端子に供給される負帰還電圧、すなわち（電源電圧Vcc－電流検出抵抗Rcsの降下電圧Vcs）が、非反転入力端子に入力される制御電圧Vaと等しくなるように負帰還制御される。

40

【0008】

そこで、オペアンプA1の非反転入力端子には、制御電圧Vaとして、接触燃焼式ガスセンサRsnsが通常状態にある時に対応する制御電圧Va1または加熱状態にある時に対応する制御電圧Va2が入力される。この制御電圧Va1およびVa2は、異なる値になっており、具体的には、 $Va1 > Va2$ の関係にある。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

オペアンプA1として、一般的なオペアンプを用いた場合、その入出力応動範囲は、 $0V + 1.5V \sim Vcc - 1.5V$ である。すなわち、一般的なオペアンプは、ハイサイドの

50

電源電圧側から1.5ボルトの電圧値まで下がった電圧までの電圧範囲と、ローサイドのゼロボルト側から1.5ボルトの電圧値まで上がった電圧までの電圧範囲では使用できない。

【0010】

上述の電流制御回路の具体的な動作条件として、たとえば、電源電圧 V_{cc} ：+5V、負荷抵抗 R_L ：約12 Ω 、電流検出抵抗 R_{cs} ：2.5 Ω 、接触燃焼式ガスセンサ R_{sns} に流すべき通常時の負荷電流 I_{L1} ：170mA、加熱時（検知時）の負荷電流 I_{L2} ：265mAとする場合を考える。この場合、負荷電流 $I_L = 265\text{mA}$ 時には、負荷 R_L の両端電圧は約3.2Vまで上昇するため、電流検出抵抗 R_{cs} の抵抗値を大きくしてオペアンプA1の反転入力端子に入力される電圧 V_{cs} を、応動範囲内の $V_{cc} - 1.5\text{V}$ 以下に下げることができない。したがって、このような動作条件では、一般的なオペアンプの応動範囲に入らないので、オペアンプA1として一般的なオペアンプを用いることができない。

10

【0011】

上述の理由から、この電流制御回路例では、オペアンプA1として、レイル・ツー・レイル（Rail to Rail）タイプのオペアンプを用いることが必要である。レイル・ツー・レイルタイプのオペアンプは、その応動範囲が電源電圧からほぼゼロボルトまでの広い応動範囲を有しているので、電流検出抵抗 R_{cs} の抵抗値を大きくすることなく応動範囲内の動作が可能となる。

以上のように、ハイポテンシャル（ハイサイド）側での電流制御において、 $V_{cc} - 1.5\text{V}$ を上回る電圧（すなわち、 $V_{cc} - 1.5\text{V}$ より V_{cc} に近い電圧）を操作する場合は、制御を行うオペアンプA1にレイル・ツー・レイル（Rail to Rail）タイプのものを用いることにより、動作を確保している。

20

【0012】

ところが、レイル・ツー・レイルタイプのオペアンプは、上述した応動範囲が0V+1.5V～ $V_{cc} - 1.5\text{V}$ である一般的なオペアンプと比べると、価格的には高いため、電流制御回路全体のコストがアップしてしまうという問題がある。

【0013】

そこで、一般的なオペアンプの応動範囲に入らない動作電圧を扱う際に、レイル・ツー・レイルタイプのオペアンプを使用せず、一般的なオペアンプを使用可能にする技術について、出願人は、すでに特開平9-318583号として提案している。特開平9-318583号に記載の技術は、オペアンプの入力信号として用いる信号源電圧がオペアンプの応動範囲以下の動作電圧になり得るオペアンプ装置において、信号源電圧をオペアンプの応動範囲にシフトさせるフローティングリターン電位供給回路を付加するように構成し、信号源電圧をオペアンプの応動範囲内にシフトさせることによって、従来の応動範囲の狭いオペアンプを用いても広い範囲で信号を応動させることが可能になるものである。

30

【0014】

しかしながら、上述の技術は、オペアンプの入力側で応動範囲に対応するように入力信号源電圧をシフトするものであるが、負荷電流検出手段からの負帰還電圧が入力されるオペアンプを用いて負荷に供給する負荷電流を制御する電流制御回路では、入力側ではなく出力側の負荷電流値に応じてオペアンプの応動範囲を考慮する必要がある。

40

【0015】

本発明の目的は、上述の問題点を解決し、レイル・ツー・レイルタイプのオペアンプを使用せず、応動範囲の狭い一般的なオペアンプを使用して、出願人が先に提案した技術とも異なる新規な構成からなる電流制御回路を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記した目的にかんがみて、請求項1記載の本発明は、一方の入力端子に負荷電流検出手段からの負帰還電圧が入力される第1のオペアンプを用いて負荷に供給する負荷電流を制御する電流制御回路であって、上記第1のオペアンプの他方の入力端子に、電源の基準

50

電位点からみて上記第1のオペアンプの応動範囲内の基準電圧を与える基準電圧源を接続し、上記一方の入力端子に、上記負荷電流検出手段からの負帰還電圧を上記第1のオペアンプの応動範囲内にシフトさせる制御電圧を与える制御電圧源を接続し、上記制御電圧源は、一方の入力端子に電流検出抵抗からの負帰還電圧が入力される第2のオペアンプと、電流検出抵抗の抵抗値を可変する可変手段とを含む定電流駆動回路で構成されることを特徴とする。

【0017】

請求項1記載の発明においては、一方の入力端子に負荷電流検出手段からの負帰還電圧が入力される第1のオペアンプを用いて負荷に供給する負荷電流を制御する電流制御回路において、第1のオペアンプの他方の入力端子に、電源の基準電位点からみて第1のオペアンプの応動範囲内の基準電圧を与える基準電圧源を接続する。また、第1のオペアンプの一方の入力端子に、負荷電流検出手段からの負帰還電圧を第1のオペアンプの応動範囲内にシフトさせる制御電圧を与える制御電圧源を接続し、制御電圧源は、一方の入力端子に電流検出抵抗からの負帰還電圧が入力される第2のオペアンプと、電流検出抵抗の抵抗値を可変する可変手段とを含む定電流駆動回路で構成されるので、応動範囲の狭い一般的なオペアンプでも使用可能となる。また、可変手段によって簡単に第1のオペアンプの他方の入力端子に入力される制御電圧の大きさを可変することができる。

10

【0022】

請求項2記載の発明は、請求項1記載の電流制御回路において、可変手段は、電流検出抵抗と並列に接続された、抵抗とスイッチング手段の直列接続からなる少なくとも1つの回路を含む

20

ことを特徴とする。

【0023】

請求項2記載の発明においては、可変手段は、電流検出抵抗と並列に接続された、抵抗とスイッチング手段の直列接続からなる少なくとも1つの回路を含み、スイッチング手段のON/OFF制御により電流検出抵抗の抵抗値を変え、その結果、簡単に第1のオペアンプの他方の入力端子に入力される制御電圧の大きさを可変することができる。

【0026】

【発明の実施の形態】

以下、本発明による電流制御回路の実施の形態について説明するが、まず、本発明の電流制御回路の主旨を理解するのに役立つ参考例の電流制御回路について説明する。

30

【0027】

図1に示すように、参考例のセンサ電流制御回路は、狭い応動範囲（たとえば、 $0\text{ V} + 1.5\text{ V} \sim V_{cc} - 1.5\text{ V}$ ）を有する一般的なオペアンプを用いたオペアンプA1を備えたハイサイド定電流駆動回路を構成しており、オペアンプA1の反転入力端子は、電流検出抵抗 R_{cs} 、抵抗 R_u を介して電源 V_{cc} に接続され、非反転入力端子は、電源 V_{cc} に接続された基準電圧源 $-V_{ref}$ に接続されている。また、オペアンプA1の反転入力端子は、抵抗 R_w を介して制御電圧源 V_a にも接続されている。オペアンプAの出力端子には、ダイオードD1、D2を介してPNP型トランジスタQ1のベースが接続されている。PNP型トランジスタQ1のエミッタは電流検出抵抗 R_{cs} と抵抗 R_u の接続点に接続されている。PNP型トランジスタQ1のコレクタと接地間には、負荷 R_L が接続されている。

40

【0028】

負荷 R_L は、接触燃焼式ガスセンサ回路であり、PNP型トランジスタQ1のコレクタと接地間に直列接続された温度補償素子 R_{ref} および接触燃焼式ガスセンサ R_{sns} と、温度補償素子 R_{ref} およびガスセンサ R_{sns} の直列接続点に反転入力端子が接続されたオペアンプA2とからなる。オペアンプA2の非反転入力端子には基準電圧が入力される。

【0029】

負荷 R_L 、すなわち接触燃焼式ガスセンサ回路において、ガスセンサ R_{sns} には、電源

50

Vccより電流検出抵抗Rcs、トランジスタQ1、温度補償素子Refを介して定電流が供給される。オペアンプA2は、その反転入力端子に入力される上述の定電流とガスセンサRsnsの抵抗分によるガスセンサRsnsの降下電圧と、非反転入力端子に入力される基準電圧とを比較し、差が生じたときに出力端子に出力信号を発生し、この出力信号によって後段に接続される警報ブザー、表示器など（図示しない）を駆動することにより、ガスを検知したことを報知する。

【0030】

電流検出抵抗Rcsは、接触燃焼式ガスセンサRsnsに流すべき通常時の負荷電流IL1と加熱時（検知時）の負荷電流IL2を検出する。電流検出抵抗Rcsの電流検出電圧、すなわち降下電圧は、抵抗Ruを介してオペアンプA1の反転入力端子に負帰還電圧として入力される。

10

【0031】

オペアンプA1は、反転入力端子に供給される電圧、すなわち（電源電圧Vcc－電流検出抵抗Rcsの降下電圧Vcs－抵抗Ruの降下電圧）が、非反転入力端子に入力される電圧、すなわちVcc－Vrefと等しくなるように負帰還制御される。

【0032】

そこで、基準電圧源－Vrefは、オペアンプA1の非反転入力端子に与えられる基準電圧、すなわちVcc－Vrefが、電源Vccの基準電位点、ここでは電源電圧、からみてオペアンプA1の応動範囲内の電圧となる電圧値に設定される。

【0033】

20

また、制御電圧源Vaは、接触燃焼式ガスセンサRsnsが通常状態にある時に対応する制御電圧Va1または加熱状態にある時に対応する制御電圧Va2（ここで、Va1>Va2）に設定される。

【0034】

そこで、ガスセンサRsnsに、通常時の負荷電流IL1と加熱時（検知時）の負荷電流IL2を流す場合を考える。

まず、ガスセンサRsnsに通常時の負荷電流IL1を流す場合、電流検出抵抗Rcsの降下電圧をVcs1、抵抗RuおよびRwを流れる電流をIa1とすると、

【0035】

$$Ia1 = (Vcs1 - Vref) / Ru \cdots \cdots (1)$$

30

【0036】

となり、制御電圧源VaにおいてガスセンサRsnsに通常時の負荷電流IL1を流す場合の設定電圧Va1は、

【0037】

$$Va1 = Vref - Ia1 \times Rw \cdots \cdots (2)$$

となる。

【0038】

次に、ガスセンサRsnsに加熱時の負荷電流IL2を流す場合、電流検出抵抗Rcsの降下電圧をVcs2、抵抗RuおよびRwを流れる電流をIa2とすると、

【0039】

40

$$Ia2 = (Vcs2 - Vref) / Ru \cdots \cdots (3)$$

【0040】

となり、制御電圧源VaにおいてガスセンサRsnsに加熱時の負荷電流IL2を流す場合の設定電圧Va2は、

【0041】

$$Va2 = Vref - Ia2 \times Rw \cdots \cdots (4)$$

となる。

【0042】

なお、抵抗RuおよびRwを流れる電流Ia（Ia1，Ia2）が、負荷電流IL（IL1，IL2）に影響を及ぼさないように、抵抗RuおよびRwの抵抗値と電流検出抵抗R

50

$c s$ の抵抗値の関係を $R c s \ll R u, R w$ となるように設定する必要がある。

【0043】

このように、制御電圧源 $V a$ の制御電圧を、ガスセンサ $R s n s$ の通常動作時および加熱動作時に合わせてそれぞれ $V a 1$ および $V a 2$ と設定することにより、オペアンプ $A 1$ の反転入力端子の電位が、 $V c c - V r e f$ になり（言い換えれば、電流検出抵抗 $R c s$ からの負帰還電圧がオペアンプ $A 1$ の応動範囲内にシフトされ）、ガスセンサ $R s n s$ の仕様に合った通常時負荷電流 $I L 1$ および加熱時負荷電流 $I L 2$ を流すように制御することができる。

【0044】

次に、この電流制御回路の具体的な動作条件の一例について説明する。たとえば、電源電圧 $V c c$: +5 V、負荷抵抗 $R L$: 約 12 Ω 、電流検出抵抗 $R c s$: 2.5 Ω 、抵抗 $R u$: 20 k Ω 、抵抗 $R w$: 5 k Ω とし、接触燃焼式ガスセンサ $R s n s$ の通常時負荷電流 $I L 1$: 170 mA および加熱時負荷電流 $I L 2$: 265 mA とする場合を考える。

【0045】

この場合、まず、オペアンプ $A 1$ を一般的なオペアンプ（たとえば、入出力応動範囲が 0 V + 1.5 V ~ $V c c - 1.5$ V のもの）を使用し、オペアンプ $A 1$ の非反転入力端子に、ハイサイドの電源電圧 5.0 V 側からオペアンプ $A 1$ の応動範囲内の電圧となる電圧値が供給されるようにするために、基準電圧源 $-V r e f$ の電圧値を -1.75 V（最小限 -1.5 V でも良いが、公差を考慮している）と設定する。したがって、オペアンプ $A 1$ の非反転入力端子には、 $V c c - V r e f = 5.0 - 1.75 = 3.25$ ボルトの基準電圧が供給される。

【0046】

そこで、接触燃焼式ガスセンサ $R s n s$ の通常時負荷電流 $I L 1$: 170 mA を流す場合は、抵抗 $R u$ を流れる電流 $I a 1$ は、上述の（1）式から下記のように求められる。

【0047】

$$I a 1 = (-0.425 \text{ V} - (-1.75 \text{ V})) / 20000 = 66.25 \mu \text{ A}$$

【0048】

制御電圧源 $V a$ においてガスセンサ $R s n s$ の通常時負荷電流 $I L 1$ を流すための設定電圧 $V a 1$ は、上述の（2）式から下記のように求められる。

【0049】

$$V a 1 = -1.75 \text{ V} - 66.25 \mu \text{ A} \times 5000 = -2.08125 \text{ V}$$

【0050】

次に、接触燃焼式ガスセンサ $R s n s$ の加熱時負荷電流 $I L 1$: 265 mA を流す場合は、抵抗 $R u$ を流れる電流 $I a 2$ は、上述の（3）式から下記のように求められる。

【0051】

$$I a 2 = (-0.6625 \text{ V} - (-1.75 \text{ V})) / 20000 = 54.375 \mu \text{ A}$$

【0052】

制御電圧源 $V a$ においてガスセンサ $R s n s$ の加熱時負荷電流 $I L 2$ を流すための設定電圧 $V a 2$ は、上述の（4）式から下記のように求められる。

【0053】

$$V a 2 = -1.75 \text{ V} - 54.375 \mu \text{ A} \times 5000 = -2.02185 \text{ V}$$

【0054】

このように、制御電圧源 $V a$ の制御電圧を、ガスセンサ $R s n s$ の通常動作時および加熱動作時に合わせてそれぞれ -2.08125 V および -2.02185 V と設定することにより、オペアンプ $A 1$ の反転入力端子の電位が、 $V c c - 1.75$ V になり（言い換えれば、電流検出抵抗 $R c s$ からの負帰還電圧がオペアンプ $A 1$ の応動範囲内にシフトされ）、ガスセンサ $R s n s$ の通常時負荷電流 $I L 1$: 170 mA および加熱時負荷電流 $I L 2$: 265 mA を流すように制御することができる。

【0055】

次に、図 2 は、本発明に係る電流制御回路の実施の形態の構成例を示す回路図である。

10

20

30

40

50

図2において、図1と同一の構成要素は同一符号を付して説明する。

【0056】

図2において、本発明のセンサ電流制御回路は、狭い応動範囲（たとえば、 $0V + 1.5V \sim V_{cc} - 1.5V$ ）を有する一般的なオペアンプを用いたオペアンプA1を備えたハイサイド定電流駆動回路を構成しており、オペアンプA1の反転入力端子は、電流検出抵抗 R_{cs} 、抵抗 R_u を介して電源 V_{cc} に接続され、非反転入力端子は、電源 V_{cc} に接続された基準電圧源 $-V_{ref}$ に接続されている。また、オペアンプA1の反転入力端子は、制御電圧源 V_a にも接続されている。

【0057】

オペアンプAの出力端子には、抵抗 R_6 を介してPNP型トランジスタQ2のベースが接続されている。PNP型トランジスタQ2のコレクタは接地され、エミッタは、抵抗 R_7 を介して電源 V_{cc} に接続されると共にPNP型トランジスタQ1のベースに接続されている。PNP型トランジスタQ1のエミッタは電流検出抵抗 R_{cs} と抵抗 R_u の接続点に接続されている。PNP型トランジスタQ1のコレクタと接地間には、負荷 R_L が接続されている。

10

【0058】

抵抗 R_6 、 R_7 およびPNP型トランジスタQ2は、図1におけるダイオードD1、D2に相当するものである。

【0059】

制御電圧源 V_a は、オペアンプA3と、NPN型トランジスタQ3、Q4と、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 とからなる。NPN型トランジスタQ3のコレクタは、オペアンプA1の反転入力端子に接続され、ベースは、オペアンプA3の反転入力端子に接続されると共に抵抗 R_5 を介して接地されている。オペアンプA3の非反転入力端子は、基準電圧が供給されている。スイッチング手段としてのNPN型トランジスタQ4のコレクタは抵抗 R_4 を介してNPN型トランジスタQ3のエミッタに接続され、エミッタは接地されて、ベースは、電源 V_{cc} と接地間に直列接続された抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 からなる抵抗分圧回路の抵抗 R_2 および R_3 の接続点に接続されている。抵抗分圧回路の抵抗 R_1 、 R_2 の接続点に制御信号が供給される。オペアンプA3、NPN型トランジスタQ4および抵抗 R_5 は、定電流駆動回路を構成しており、抵抗 R_5 は定電流駆動回路の電流検出抵抗として作用する。

20

30

【0060】

この回路では、特に制御電圧源 V_a の構成に特徴があり、以下にその動作を説明する。

【0061】

そこで、ガスセンサ R_{sns} に、通常時の負荷電流 I_{L1} と加熱時（検知時）の負荷電流 I_{L2} を流す場合を考える。ガスセンサ R_{sns} に通常時の負荷電流 I_{L1} を流す場合、抵抗分圧回路の抵抗 R_1 、 R_2 の接続点にハイレベルの制御信号が入力される。この場合、抵抗分圧回路の R_2 、 R_3 の接続点の分圧電圧によりNPN型トランジスタQ4はONとなり、抵抗 R_4 が抵抗 R_5 に並列接続された状態となる。このときの抵抗 R_4 と抵抗 R_5 の並列抵抗値を R_a とする。

【0062】

40

次に、ガスセンサ R_{sns} に加熱時の負荷電流 I_{L2} を流す場合、抵抗分圧回路の抵抗 R_1 、 R_2 の接続点にローレベルの制御信号が入力される。この場合、抵抗分圧回路の R_2 、 R_3 の接続点の分圧電圧が下がることによりNPN型トランジスタQ4はOFFとなり、抵抗 R_4 が抵抗 R_5 に並列接続されない状態となる。このときの抵抗 R_5 の抵抗値を R_b とすると、 $R_a < R_b$ となる。

【0063】

このように、抵抗分圧回路の抵抗 R_1 、 R_2 の接続点に入力されるハイまたはローレベルの制御信号によって、スイッチング手段としてのNPN型トランジスタQ4と抵抗 R_4 の直列接続からなる回路 R_x は、電流検出抵抗として働く抵抗 R_5 の抵抗値を可変する可変手段として作用し、定電流駆動回路の電流検出抵抗の抵抗値が R_a または R_b に可変され

50

る。

【0064】

したがって、抵抗 R_4 および抵抗 R_5 の抵抗値を適宜に選択することにより、ガスセンサ R_{sns} に通常時または加熱時の負荷電流 I_{L1} および I_{L2} を流すために、抵抗 R_4 と抵抗 R_5 と並列接続による電流検出抵抗 R_a または抵抗 R_5 単独による電流検出抵抗 r_b とに可変して、その降下電圧をNPN型トランジスタ Q_3 のコレクタからオペアンプ A_1 の反転入力端子へ供給することによって、オペアンプ A_1 の反転入力端子の電位が、 $V_{cc} - V_{ref}$ になり（言い換えれば、電流検出抵抗 R_{cs} からの負帰還電圧がオペアンプ A_1 の応動範囲内にシフトされ）、ガスセンサ R_{sns} の仕様に合った通常時負荷電流 I_{L1} および加熱時負荷電流 I_{L2} を流すように制御することができる。

10

【0065】

以上のように、本発明の実施の形態について説明したが、本発明はこれに限らず、種々の変形、応用が可能である。

【0066】

たとえば、制御電圧源 V_a における定電流駆動回路の電流検出抵抗の可変手段としての、スイッチング手段であるNPN型トランジスタ Q_4 と抵抗 R_4 との直列接続からなる回路は、実施の形態では1つだけ示されているが、これに限らず複数設けても良い。

【0067】

また、上述の実施の形態では、電源の基準電位点を電源電圧としてハイサイド側で動作する電流制御回路として構成したが、電源の基準電位点をゼロ電位としてローサイド側で動作する電流制御回路として構成することもできる。

20

【0068】

また、上述の実施の形態では、負荷 R_L としてガスセンサ回路の場合を説明したが、これに限らず種々の負荷の電流制御に実施可能である。

【0069】

【発明の効果】

請求項1記載の発明によれば、レイル・ツー・レイルタイプのオペアンプを使用せず、応動範囲の狭い一般的なオペアンプを使用して、コストが安くかつ精度の高い電流制御回路を得ることができる。

【0071】

また、制御電圧源は、定電圧回路ではなく安価な定電流駆動回路構成とすることができる。また、可変手段によって簡単にオペアンプの他方の入力端子に入力される制御電圧の大きさを可変することができる。

30

【0072】

請求項2記載の発明によれば、スイッチング手段のON/OFF制御により電流検出抵抗の抵抗値を変え、その結果、簡単にオペアンプの他方の入力端子に入力される制御電圧の大きさを可変することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 参考例の電流制御回路の回路図である。

【図2】 本発明に係る電流制御回路の実施の形態の構成例を示す回路図である。

40

【図3】 従来の電流制御回路の一例を示す回路図である。

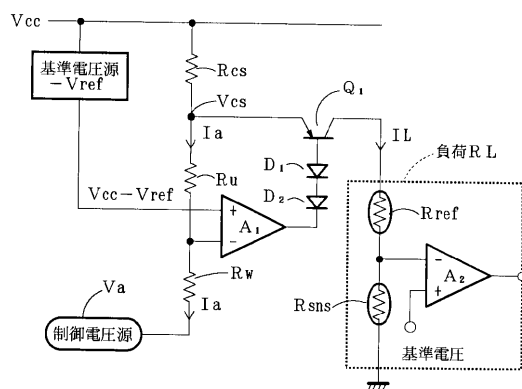
【符号の説明】

R_{cs} 電流検出抵抗（負荷電流検出手段）
 A_1 オペアンプ（第1のオペアンプ）
 R_L 負荷（ガスセンサ回路）
 V_{cc} 電源
 V_{ref} 基準電圧源
 V_a 制御電圧源
 CD 定電流駆動回路
 R_4 抵抗

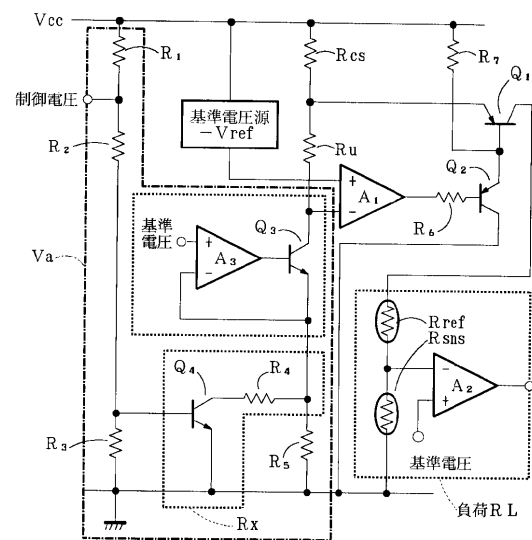
50

- R 5 抵抗（電流検出抵抗）
 A 3 オペアンプ（第 2 のオペアンプ）
 R x 可変手段
 Q 4 NPN型トランジスタ（スイッチング手段）

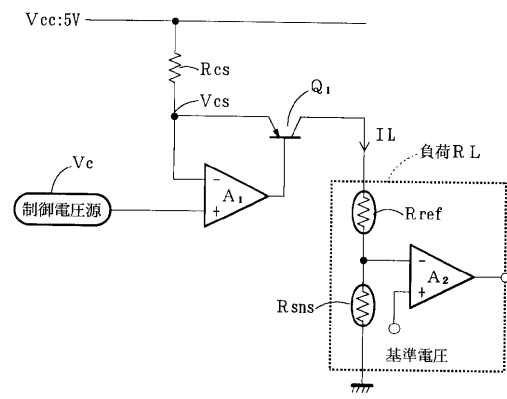
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

審査官 櫻田 正紀

- (56)参考文献 特開平09-318584 (JP, A)
特開平11-127043 (JP, A)
特開平08-037431 (JP, A)
特開平11-337381 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G05F 1/445,1/56,1/613,1/618
G01N 27/00-27/24