

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5126536号
(P5126536)

(45) 発行日 平成25年1月23日(2013.1.23)

(24) 登録日 平成24年11月9日(2012.11.9)

(51) Int.Cl. F I
G O 1 R 15/20 (2006.01) G O 1 R 15/02 A

請求項の数 3 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2008-299524 (P2008-299524)	(73) 特許権者	000003067
(22) 出願日	平成20年11月25日(2008.11.25)		T D K 株式会社
(65) 公開番号	特開2010-127636 (P2010-127636A)		東京都中央区日本橋一丁目13番1号
(43) 公開日	平成22年6月10日(2010.6.10)	(74) 代理人	100079290
審査請求日	平成23年8月27日(2011.8.27)		弁理士 村井 隆
		(74) 代理人	100136375
			弁理士 村井 弘実
		(72) 発明者	浦野 高志
			東京都中央区日本橋一丁目13番1号T D K 株式会社内
		審査官	関根 洋之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁気比例式電流センサのゲイン調整方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

磁気比例式電流センサのゲイン調整方法であって、

前記磁気比例式電流センサは、被測定電流によって発生する磁界が印加される定電流駆動の磁気検出素子と、前記磁気検出素子の出力電圧を増幅する差動増幅器とを備え、

前記差動増幅器は、オペアンプと、第1ないし第6抵抗と、トリミング可能な抵抗又は可変抵抗とを有し、

前記磁気検出素子の一方の出力端子と前記オペアンプの反転入力端子とを接続する経路に前記第1抵抗が設けられ、前記磁気検出素子の他方の出力端子と前記オペアンプの非反転入力端子とを接続する経路に前記第2抵抗が設けられ、前記オペアンプの出力端子と前記反転入力端子とを接続する経路に前記第3及び第4抵抗が直列に接続され、前記非反転入力端子と基準電圧端子とを接続する経路に前記第5及び第6抵抗が直列に接続され、前記第3及び第4抵抗の接続点と前記第5及び第6抵抗の接続点とを接続する経路に前記トリミング可能な抵抗又は前記可変抵抗が設けられ、前記第1及び第2抵抗が同抵抗値であり、前記第3ないし第6抵抗が同抵抗値であり、

前記磁気検出素子の駆動電流を所定値に固定してから、前記基準電圧端子の電圧を調整し、その後、前記駆動電流と前記基準電圧端子の電圧を変化させずに、前記トリミング可能な抵抗又は可変抵抗の抵抗値を調整することで前記磁気比例式電流センサのゲインを調整する、磁気比例式電流センサのゲイン調整方法。

【請求項2】

請求項 1 に記載の磁気比例式電流センサのゲイン調整方法において、前記第 1 ないし第 6 抵抗が固定抵抗である、磁気比例式電流センサのゲイン調整方法。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載の磁気比例式電流センサのゲイン調整方法において、前記被測定電流の経路を囲む、ギャップ部を有するリング状磁気コアをさらに備え、前記磁気検出素子が前記ギャップ部に位置する、磁気比例式電流センサのゲイン調整方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えばハイブリットカーや電気自動車のバッテリー電流やモータ駆動電流、工作機械のモータに流れる電流をホール素子等の磁気検出素子を用いて測定する磁気比例式電流センサのゲイン調整方法に関する。

【背景技術】

【0002】

ホール素子等の磁気検出素子を用いてバスバーに流れる電流(被測定電流)を非接触状態で検出する電流センサとして、以下に示す磁気比例式のものが従来から知られている。

【0003】

磁気比例式電流センサは、図 7 に例示のように、ギャップ G を有するリング状の磁気コア 20 (高透磁率で残留磁気が少ない珪素鋼板やパーマロイコア等)と、ギャップ G に配置されたホール素子 16 (磁気検出素子の例示)とを有する。磁気コア 20 は、被測定電流 I_{in} の流れるバスバー 10 が貫通する配置である。したがって、被測定電流 I_{in} によってギャップ G 内に磁界が発生し、これがホール素子 16 の感磁面に印加される。磁界の強さは被測定電流 I_{in} に比例するので、ホール素子 16 の出力電圧から被測定電流 I_{in} が求められる。なお、磁気比例式電流センサの回路構成は、例えば図 8 に示されるものである。この回路では、定電流駆動されるホール素子 16 の出力電圧を差動増幅回路で増幅してセンサ出力としている。

【0004】

また、近年では装置小型化の要求のため、図 9 (A), (B) に示されるような、リング状の磁気コアを用いないコアレス構造の磁気比例式電流センサも採用されている。図 10 は、図 9 の場合における、バスバー 10 に流れる被測定電流 I_{in} とそれによってホール素子 16 の感磁面に印加される磁界(磁束密度 B)との関係を例示する特性図である。被測定電流 I_{in} の $-1000\text{ A} \sim +1000\text{ A}$ のレンジに対してホール素子 16 の感磁面に印加される磁界(磁束密度 B)は $-50\text{ mT} \sim +50\text{ mT}$ のレンジで直線的に変化する(比例する)。したがって、コアレス構造の場合も、被測定電流 I_{in} によって発生する磁界がホール素子 16 の感磁面に印加され、ホール素子 16 の出力電圧から被測定電流 I_{in} が求められる。

【0005】

ところで、ホール素子の感度は素子ごとに異なり、また、磁気コアのギャップ長も一定にすることはできないため、被測定電流に対するセンサ出力を所望値(例えばセンサ出力 $V_{out} = 2.5\text{ V} \pm 2\text{ V}$ [被測定電流のフルスケール $\pm 400\text{ A}$ 時])にするためには、電流センサのゲイン調整を行う必要がある。

【0006】

ゲイン調整に関し、下記特許文献 1 の電流センサ装置では、「ホール素子 1 の駆動定電流を調整するための第 1 のトリミング抵抗 3 が設けられて」いて、「この第 1 のトリミング抵抗 3 は電流センサ装置のゲイン調整手段として機能」している(段落 [0017])。そして、特許文献 1 は、「この第 1 のトリミング抵抗 3」に「ゲインの調整により生じるオフセット電圧の変化量を補正したゲイン調整目標値」を入力し(同段落)、ゲイン調整後にオフセット電圧を調整することで、「基板の廃却や再トリミングがなく、かつ調整工程も少なく済む、低コストを目的とした電流センサ装置の調整方法を提供」([要約]の[課

10

20

30

40

50

題])できるとしている。

【特許文献1】特開2008-241552号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

ゲイン調整のためにホール素子の駆動電流を変化させると、駆動電流の変化に伴ってオフセット電圧(被測定電流が0A時のホール素子の出力電圧)が変化してしまうという欠点がある。特許文献1では、上記欠点を克服するために「第1のトリミング抵抗3」に「ゲインの調整により生じるオフセット電圧の変化量を補正したゲイン調整目標値」を入力してゲイン調整後にオフセット電圧を調整することとしているが、同文献段落[0020] ~ [0024]に説明されているような複雑な計算が必要となるため、電流センサの設計に手間と時間を要してコスト高になりやすいという問題がある。

10

【0008】

本発明はこうした状況を認識してなされたものであり、その目的は、ゲイン調整にあたってホール素子等の磁気検出素子の駆動電流を変化させることを不要としてゲイン調整に伴うオフセット電圧の変化をなくすことで、ゲイン調整を簡素化した低コストの磁気比例式電流センサを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明のある態様は、磁気比例式電流センサのゲイン調整方法であって、
前記磁気比例式電流センサは、被測定電流によって発生する磁界が印加される定電流駆動の磁気検出素子と、前記磁気検出素子の出力電圧を増幅する差動増幅器とを備え、
 前記差動増幅器は、オペアンプと、第1ないし第6抵抗と、トリミング可能な抵抗又は可変抵抗とを有し、

20

前記磁気検出素子の一方の出力端子と前記オペアンプの反転入力端子とを接続する経路に前記第1抵抗が設けられ、前記磁気検出素子の他方の出力端子と前記オペアンプの非反転入力端子とを接続する経路に前記第2抵抗が設けられ、前記オペアンプの出力端子と前記反転入力端子とを接続する経路に前記第3及び第4抵抗が直列に接続され、前記非反転入力端子と基準電圧端子とを接続する経路に前記第5及び第6抵抗が直列に接続され、前記第3及び第4抵抗の接続点と前記第5及び第6抵抗の接続点とを接続する経路に前記トリミング可能な抵抗又は前記可変抵抗が設けられ、前記第1及び第2抵抗が同抵抗値であり、前記第3ないし第6抵抗が同抵抗値であり、

30

前記磁気検出素子の駆動電流を所定値に固定してから、前記基準電圧端子の電圧を調整し、その後、前記駆動電流と前記基準電圧端子の電圧を変化させずに、前記トリミング可能な抵抗又は可変抵抗の抵抗値を調整することで前記磁気比例式電流センサのゲインを調整する。

【0010】

前記第1ないし第6抵抗が固定抵抗であるとよい。

【0011】

前記被測定電流の経路を囲む、ギャップ部を有するリング状磁気コアをさらに備え、前記磁気検出素子が前記ギャップ部に位置するとよい。

40

【0012】

なお、以上の構成要素の任意の組合せ、本発明の表現を方法やシステムなどの間で変換したものもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、トリミング可能な抵抗又は可変抵抗の抵抗値を調整して差動増幅器の増幅度を調整することで磁気比例式電流センサのゲイン調整ができるため、ゲイン調整にあたってホール素子等の磁気検出素子の駆動電流を変化させる必要がない。したがって、ゲイン調整に伴うオフセット電圧の変化をなくすことができ、ゲイン調整を簡素化した低

50

コストの磁気比例式電流センサを実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、図面を参照しながら本発明の好適な実施の形態を詳述する。なお、各図面に示される同一または同等の構成要素、部材等には同一の符号を付し、適宜重複した説明は省略する。また、実施の形態は発明を限定するものではなく例示であり、実施の形態に記述されるすべての特徴やその組み合わせは必ずしも発明の本質的なものであるとは限らない。

【0015】

図1は、本発明の実施の形態に係る磁気比例式電流センサ100の回路図である。磁気比例式電流センサ100は、高電圧端子としての電源端子12と、低電圧端子としての接地端子14と、センサ出力端子15と、磁気検出素子としてのホール素子16と、駆動回路としての定電流回路18と、差動増幅器22と、分圧回路24と、中間電圧生成回路26とを備える。

【0016】

電源端子12及び接地端子14は直流電圧源（ここでは例として電源電圧 $V_{CC} = 5V$ ）に接続され、電源端子12が高電圧側であり、接地端子14が低電圧側で接地される。ホール素子16は、例えばInAs系であり、図7に例示のように磁気コア20のギャップ部G内（すなわち被測定電流 I_{in} によって発生する磁界が印加される位置）に固定配置される。

【0017】

図2(A)はホール素子16に印加される磁界（ギャップ内磁束密度 B ）の模式的説明図であり、同図(B)は被測定電流 I_{in} に対するギャップ内磁束密度 B の例示的な特性図である。被測定電流 I_{in} の $-400A \sim +400A$ のレンジ（磁気比例式電流センサ100の定格）に対して、ギャップ内磁束密度 B は $-50mT \sim +50mT$ のレンジで直線的に変化している（比例している）。

【0018】

図1においてホール素子16は等価的に4つの抵抗のブリッジ接続で表される。ホール素子16の電流供給端子a, b間に一定の駆動電流 I_C を流しておくことにより、ホール素子16に印加された磁界に比例した（換言すれば被測定電流 I_{in} に比例した）電圧 V_H が出力端子c, d間に得られる。

【0019】

図3は、磁気比例式電流センサ100におけるホール素子16の駆動電流 I_C と出力電圧 V_H との関係を例示する特性図である。条件は周囲温度 T_a を 25° 、ギャップ内磁束密度 B を $50mT$ としている。本図に示されるように、ホール素子16は駆動電流 I_C が大きいほど出力電圧 V_H が大きくなっている。よって、ホール素子16の駆動電流 I_C は最大定格（例えば $10mA$ ）の近くに設計するほど高感度になって望ましいといえる。そこで、本実施の形態では例として駆動電流 I_C を $9mA$ に設定（固定）する。そして、後述のように駆動電流 I_C は磁気比例式電流センサ100のゲイン調整によって変化しないのがポイントである。

【0020】

図4は、磁気比例式電流センサ100におけるホール素子16の駆動電流 I_C とオフセット電圧 V_{ofs} との関係を例示する特性図である。条件は周囲温度 T_a を 25° 、ギャップ内磁束密度 B を $0mT$ としている。本図に示されるように、ホール素子16は駆動電流 I_C が大きいほどオフセット電圧 V_{ofs} が大きくなっている。つまり、駆動電流 I_C の大きさによってオフセット電圧 V_{ofs} は変化する。このため、特許文献1に記載のようにゲイン調整のために駆動電流 I_C を変化させるとオフセット電圧 V_{ofs} が変化してしまうという問題が発生するわけである。そこで、本実施の形態では後述のようにゲイン調整にあたって駆動電流 I_C を変化させない構成としている。

【0021】

図1において、定電流回路18は、ホール素子16を定電流駆動する。分圧回路24は

10

20

30

40

50

、電源電圧 V_{CC} を所定の比率で分圧する。この分圧電圧 V_{dv} は定電流回路 18 の駆動電圧となる。差動増幅器 22 は、ホール素子 16 の出力電圧 V_H を増幅し、これをセンサ出力端子 15 から出力する（センサ出力電圧 V_{out} ）。中間電圧生成回路 26 は、電源電圧を所定の比率で分圧して出力する。中間電圧生成回路 26 の出力電圧 V_{md} は、差動増幅器 22 の基準電圧となる。

【0022】

以下、磁気比例式電流センサ 100 の回路構成をより具体的に説明する。

【0023】

ホール素子 16 及び定電流回路 18 は、電源端子 12 と接地端子 14 との間に、ホール素子 16 が電源端子 12 側となるように直列に接続される。すなわち、ホール素子 16 の電流供給端子 a が電源端子 12 に接続され、ホール素子 16 の電流供給端子 b と接地端子 14 との間に定電流回路 18 が設けられる。

【0024】

分圧回路 24 は、電源端子 12 と接地端子 14 との間に直列に接続された抵抗 R_3 及び R_4 を有し、抵抗 R_3 及び R_4 の接続点の電圧（分圧電圧 V_{dv} ）を定電流回路 18 に出力する。分圧電圧 V_{dv} は、

$$V_{dv} = (R_4 / (R_3 + R_4)) \times V_{CC} \quad \dots \text{式(1)}$$

と表される。抵抗 R_3 及び R_4 による分圧比は例えば 4 : 1 であり、この場合、分圧電圧 V_{dv} は 1 V となる。

【0025】

定電流回路 18 は、Nチャンネル型トランジスタとしてのNPN型バイポーラトランジスタ Q と、電流設定用抵抗 R_5 と、オペアンプ 32 (演算増幅器) とを有する。NPN型バイポーラトランジスタ Q 及び電流設定用抵抗 R_5 は、ホール素子 16 の電流供給端子 b と接地端子 14 との間に、NPN型バイポーラトランジスタ Q が電流供給端子 b 側となるように直列に接続される。すなわち、NPN型バイポーラトランジスタ Q のコレクタがホール素子 16 の電流供給端子 b に接続され、NPN型バイポーラトランジスタ Q のエミッタと接地端子 14 との間に電流設定用抵抗 R_5 が設けられる。オペアンプ 32 は、分圧回路 24 からの分圧電圧 V_{dv} が非反転入力端子に入力され、NPN型バイポーラトランジスタ Q と電流設定用抵抗 R_5 との接続点に反転入力端子が接続され、出力端子がNPN型バイポーラトランジスタ Q の制御端子（ベース端子）に接続される。

【0026】

このような接続とすることで、オペアンプ 32 の非反転入力端子と反転入力端子との間の電圧は負帰還により常にゼロとなる（イマジナリーショートが成立する）。つまり、オペアンプ 32 の反転入力端子の電圧（NPN型バイポーラトランジスタ Q のエミッタの電圧）はオペアンプ 32 の非反転入力端子の電圧（分圧回路 24 からの分圧電圧 V_{dv} ）と等しくなる。したがって、電流設定用抵抗 R_5 に流れる電流すなわちホール素子駆動電流 I_C は、

$$I_C = V_{dv} / R_5 [A] \quad \dots \text{式(2)}$$

となり、ホール素子 16 の内部抵抗によらず一定となる。ホール素子駆動電流 I_C は例えば 9 mA に設定する。

【0027】

中間電圧生成回路 26 は、電源端子 12 と接地端子 14 との間に直列に接続された抵抗 R_1 及び R_2 を有し、抵抗 R_1 及び R_2 の接続点の電圧（中間電圧 V_{md} ）を差動増幅器 22 に出力する。中間電圧 V_{md} は、

$$V_{md} = (R_2 / (R_1 + R_2)) \times V_{CC} \quad \dots \text{式(3)}$$

と表される。抵抗 R_1 及び R_2 による分圧比は例えば 1 : 1 であり、この場合、中間電圧 V_{md} は 2.5 V となる。なお、ホール素子 16 のオフセット電圧による影響の調整のために、抵抗 R_1 及び R_2 のいずれか（図 1 では抵抗 R_2 ）を可変抵抗とし、被測定電流 I_{in} が 0 A の時の差動増幅器 22 の出力電圧 V_{out} が 2.5 V となるように中間電圧 V_{md} を微調整可能としている。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 8 】

差動増幅器 2 2 は、オペアンプ 3 8 と、第 1 ないし第 6 抵抗としての抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ と、トリミング可能な抵抗としての抵抗 R_T とを有する。好ましくは抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ は、低精度な半固定抵抗器やレーザトリミング抵抗器ではなく、高精度な固定抵抗器を使用する。抵抗 R_T としては例えばレーザトリミング抵抗器が用いられる。

【 0 0 2 9 】

ホール素子 1 6 の出力端子 d とオペアンプ 3 8 の反転入力端子とを接続する経路に抵抗 R_6 が設けられ、ホール素子 1 6 の出力端子 c とオペアンプ 3 8 の非反転入力端子とを接続する経路に抵抗 R_7 が設けられ、オペアンプ 3 8 の出力端子と前記反転入力端子とを接続する経路に抵抗 R_8 及び R_9 が直列に接続され、前記非反転入力端子と基準電圧端子(中間電圧生成回路 2 6 の出力端子)とを接続する経路に抵抗 R_{10} 及び R_{11} が直列に接続され、抵抗 R_8 及び R_9 の接続点と抵抗 R_{10} 及び R_{11} の接続点とを接続する経路に抵抗 R_T が設けられる。抵抗 R_6 及び R_7 は同抵抗値であり、抵抗 $R_8 \sim R_{11}$ は同抵抗値である ($R_6 = R_7$, $R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$)。また、抵抗 R_T の抵抗値は $K \times R_{12}$ (K は任意の正の実数) とする(但し $R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12}$)。

10

【 0 0 3 0 】

差動増幅器 2 2 の出力電圧 V_{out} (センサ出力電圧) は、

$$V_{out} = V_{md} + 2(1 + 1/K) \times (R_{12}/R_6) \times V_H [V] \quad \dots \text{式(4)}$$

で示される。したがって、抵抗 R_T の抵抗値 ($= K \times R_{12}$) を調整することで差動増幅器 2 2 の増幅度を調整することができる(抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ は抵抗値の調整不要)。

20

【 0 0 3 1 】

磁気比例式電流センサ 1 0 0 の調整の際には、まずホール素子 1 6 の駆動電流 I_C を例えば 9 mA に設定(固定)し、次に中間電圧生成回路 2 6 の抵抗 R_2 (可変抵抗)の抵抗値を調整して被測定電流 I_{in} が 0 A の時の差動増幅器 2 2 の出力電圧 V_{out} が 2.5 V となるように中間電圧 V_{md} を調整し、その後、抵抗 R_T の抵抗値 ($= K \times R_{12}$) を調整して差動増幅器 2 2 の増幅度を調整する(すなわち磁気比例式電流センサ 1 0 0 のゲイン調整を行う)。差動増幅器 2 2 は、ホール素子 1 6 の出力電圧 V_H (例えば数 10 mV) を数 10 倍に増幅して例えば $V_{out} = 2.5 V \pm 2 V$ (被測定電流 I_{in} のフルスケール $\pm 400 A$ 時)として出力する。なお、差動増幅器 2 2 の増幅度の調整によりホール素子 1 6 の駆動電流 I_C は変化しないため、駆動電流 I_C の変化に伴うオフセット電圧の変化は考慮しなくてよい。すなわち、再度のオフセット調整やそれを考慮した複雑な計算が不要であり、ゲイン調整の工程が簡素化できる。

30

【 0 0 3 2 】

本実施の形態によれば、下記の効果を奏することができる。

【 0 0 3 3 】

(1) トリミング可能な抵抗としての抵抗 R_T の抵抗値を調整して差動増幅器 2 2 の増幅度を調整することで磁気比例式電流センサ 1 0 0 のゲイン調整ができるため、ゲイン調整にあたってホール素子 1 6 の駆動電流 I_C を変化させる必要がない。したがって、特許文献 1 に記載のようにゲイン調整のためにホール素子の駆動電流を変化させる場合と異なりゲイン調整に伴うオフセット電圧の変化をなくすことができ、ゲイン調整を作業性よく簡素化した低コストの磁気比例式電流センサを実現することができる。

40

【 0 0 3 4 】

(2) 磁気比例式電流センサ 1 0 0 のゲイン調整にあたってホール素子 1 6 の駆動電流 I_C を変化させる必要がないため、特許文献 1 に記載のようにゲイン調整のためにホール素子の駆動電流を変化させる場合と比較してホール素子 1 6 の駆動電流 I_C を最大定格(例えば 10 mA)の近く(例えば 9 mA)に設定してホール素子 1 6 の感度を高めることができ、電流検出精度が高められる。

【 0 0 3 5 】

(3) 差動増幅器 2 2 の増幅度を調整する際に抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ の抵抗値は調整不要なため、増幅度の調整のために差動増幅器 2 2 の C M R (Common Mode Rejection) が低下する不都

50

合も防止できる。以下、これについて説明する。

【0036】

差動増幅器22は、反転増幅器と非反転増幅器の両方を重ねて作った増幅器と考えられるため、抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ の抵抗値の関係($R_6 = R_7$, $R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$)が崩れた場合は、差動増幅器22に反転入力端子及び非反転入力端子に同相成分が入ってきたときのCMRが低下し、理想的な差動増幅器から離れてしまい、不具合が発生しやすくなる。理想的な差動増幅器の場合は、例えば同相のノイズが入っても出力はゼロとなる(差動電圧だけを正確に増幅する)。

【0037】

ここで、抵抗 $R_8 \sim R_{11}$ (又は、抵抗 R_6 及び R_7)を半固定抵抗器やレーザトリミング抵抗器としてその抵抗値を調整することでゲイン調整する場合を考えると、調整後の抵抗値が等しくなるようにする($R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$ (又は $R_6 = R_7$)を満たすようにする)ことは至難の業であり、抵抗値の上記関係が崩れてCMRが低下し、理想的な差動増幅器から遠ざかってしまう。

10

【0038】

一方、本実施の形態によれば上述のとおりトリミング可能な抵抗としての抵抗 R_7 の抵抗値を調整することで差動増幅器22の増幅度を調整でき、抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ の抵抗値は調整不要なため、抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ として高精度の固定抵抗器を用いることができる。このため差動増幅器22の増幅度の調整(すなわち磁気比例式電流センサ100のゲイン調整)のために抵抗 $R_6 \sim R_{11}$ の抵抗値の関係($R_6 = R_7$, $R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11}$)が崩れることは

20

【0039】

以上、実施の形態を例に本発明を説明したが、実施の形態の各構成要素には請求項に記載の範囲で種々の変形が可能であることは当業者に理解されるところである。以下、変形例について触れる。

【0040】

実施の形態ではホール素子16の温度特性への配慮について特に触れなかったが、変形例では定電流回路18の抵抗 R_4 を温度補償用の例えば正温度係数抵抗器(サーミスタ)として温度変化に伴う磁気比例式電流センサ100の精度を補償してもよい。すなわち、ホール素子16は図5に例示のようにギャップ内磁束密度 B が一定(例えば50mT)かつ駆動電流 I_C が一定(例えば10mA)であれば周囲温度 T_a が高いほど出力電圧 V_H が小さくなる傾向があるところ、定電流回路18の抵抗 R_4 を正温度係数抵抗器とすれば、周囲温度 T_a が高いほど分圧回路24からの分圧電圧 V_{dv} が大きくなってホール素子16の駆動電流 I_C が大きくなる(上記式(2)参照)ため、ホール素子16の感度が高められて温度特性の影響が補償される。なお、抵抗 R_4 に代えて抵抗 R_3 を温度補償用の抵抗器(負温度係数抵抗器(サーミスタ))としてもよい。

30

【0041】

実施の形態では定電流回路に用いるトランジスタをNPN型バイポーラトランジスタとする場合を説明したが、変形例ではPNP型バイポーラトランジスタ又は電界効果トランジスタとしてもよい。この場合の定電流回路の構成を図6(A)~(C)に示す。

40

【0042】

図6(A)はPNP型バイポーラトランジスタを用いた場合である。この場合、電流設定用抵抗 R_9 及びPNP型バイポーラトランジスタQは、電源端子12とホール素子16の電流供給端子aとの間に、電流設定用抵抗 R_9 が電源端子12側となるように直列に接続される。すなわち、電源端子12とPNP型バイポーラトランジスタQのエミッタとの間に電流設定用抵抗 R_9 が設けられ、PNP型バイポーラトランジスタQのコレクタがホール素子16の電流供給端子aに接続される。演算増幅器32は、分圧回路24からの分圧電圧 V_{dv} が非反転入力端子に入力され、PNP型バイポーラトランジスタQと電流設定用抵抗 R_9 との接続点に反転入力端子が接続され、出力端子がPNP型バイポーラトランジスタQの制御端子(ベース端子)に接続される。

50

【 0 0 4 3 】

図 6 (B) では N チャンネル M O S 型の電界効果トランジスタ (M O S : Metal-Oxide Semiconductor) を用いており、これは図 1 の定電流回路 1 8 の変形である。図 6 (C) では P チャンネル M O S 型の電界効果トランジスタを用いており、これは同図 (A) の定電流回路 1 8 の変形である。なお、ホール素子 1 6 の駆動回路は定電流回路に限定されず、ホール素子 1 6 の電流供給端子 a 及び c をそれぞれ電源端子 1 2 及び接地端子 1 4 に必要に応じて抵抗 (固定抵抗) を介して接続して定電圧駆動としてもよい。

【 0 0 4 4 】

実施の形態ではホール素子 1 6 が磁気コア 2 0 のギャップ部 G に配置される場合を説明したが、変形例では図 9 に例示のようなコアレス構成を採用してもよい。

10

【 0 0 4 5 】

実施の形態では磁気比例式電流センサを単電源駆動する場合を説明したが、変形例では両電源駆動としてもよい。この場合、中間電圧 V_{md} としては接地電位を用いることができるので、中間電圧生成回路 2 6 は不要である。

【 0 0 4 6 】

実施の形態では抵抗 R_T をトリミング可能な抵抗 (例えばレーザートリミング抵抗器) としたが、変形例では抵抗 R_T を可変抵抗としてもよい。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 4 7 】

【 図 1 】 本発明の実施の形態に係る磁気比例式電流センサの回路図。

20

【 図 2 】 (A) は同磁気比例式電流センサのホール素子に印加される磁界 (ギャップ内磁束密度) の模式的説明図。 (B) は被測定電流に対するギャップ内磁束密度の例示的な特性図。

【 図 3 】 同ホール素子の駆動電流と出力電圧との関係を例示する特性図。

【 図 4 】 同ホール素子の駆動電流とオフセット電圧との関係を例示する特性図。

【 図 5 】 同ホール素子の出力電圧の周囲温度に対する例示的な特性図。

【 図 6 】 定電流回路の変形例を示す回路図。

【 図 7 】 磁気比例式電流センサの基本的構成図。

【 図 8 】 磁気比例式電流センサの基本的回路図。

【 図 9 】 リング状の磁気コアを用いないコアレス構造の磁気比例式電流センサの構成を示す、 (A) は平面図、 (B) は断面図。

30

【 図 1 0 】 図 9 の場合における、被測定電流とそれによってホール素子の感磁面に印加される磁界 (磁束密度) との関係を例示する特性図。

【 符号の説明 】

【 0 0 4 8 】

1 2 電源端子

1 4 接地端子

1 5 センサ出力端子

1 6 ホール素子

1 8 定電流回路

40

2 2 差動増幅器

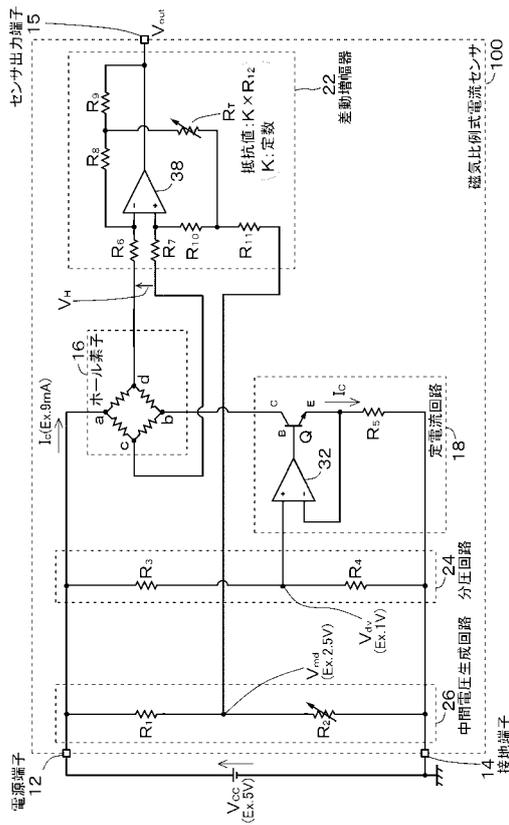
2 4 分圧回路

2 6 中間電圧生成回路

1 0 0 磁気比例式電流センサ

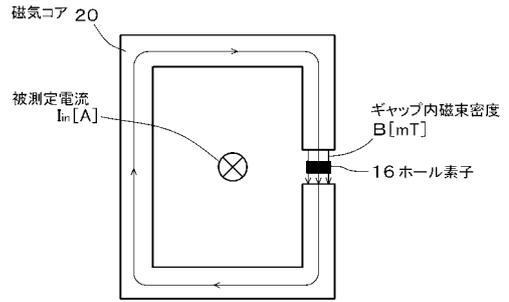
【図1】

(第1の実施形態)

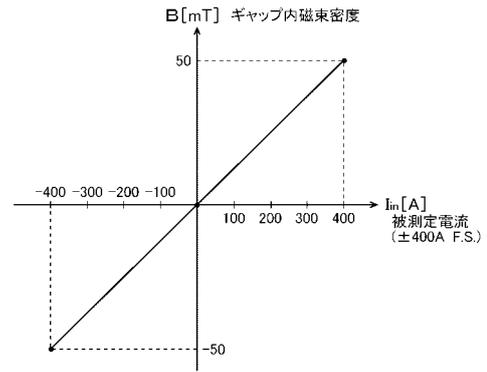


【図2】

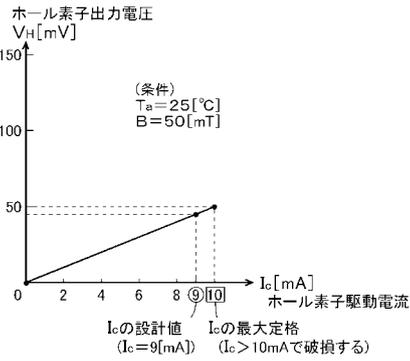
(A)



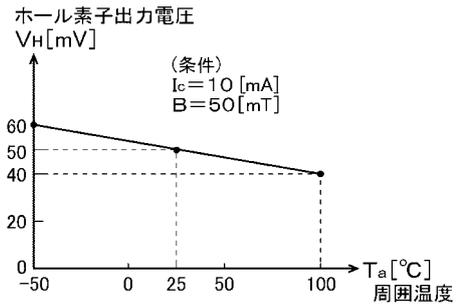
(B)



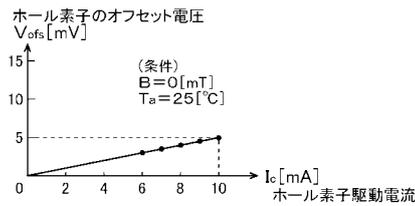
【図3】



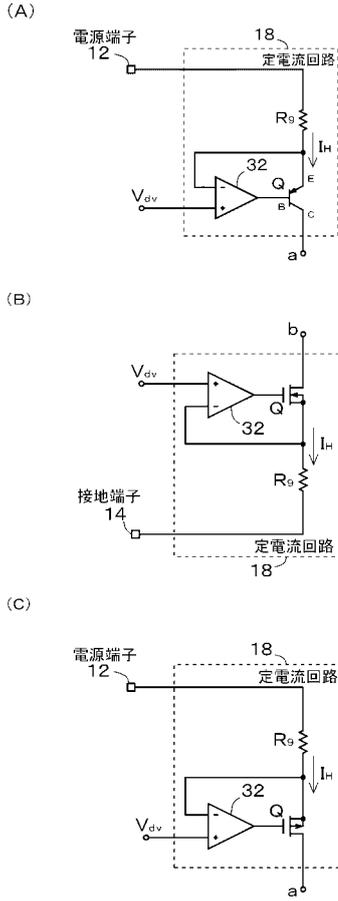
【図5】



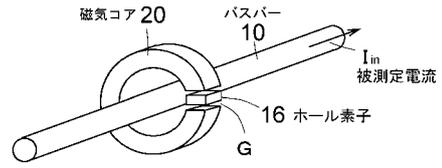
【図4】



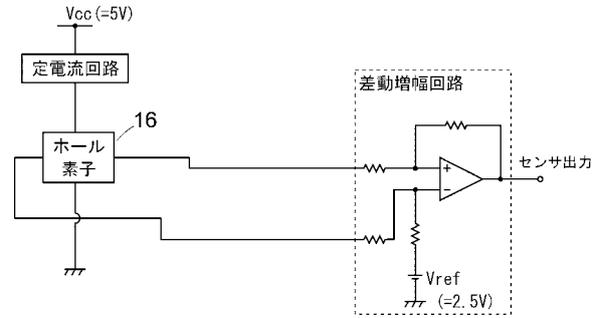
【図6】



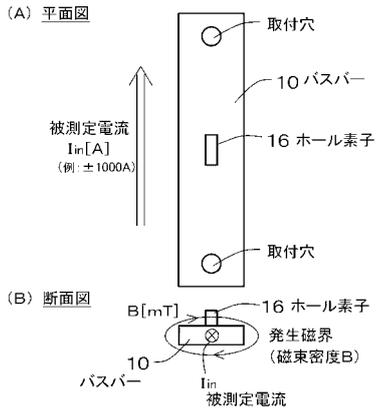
【図7】



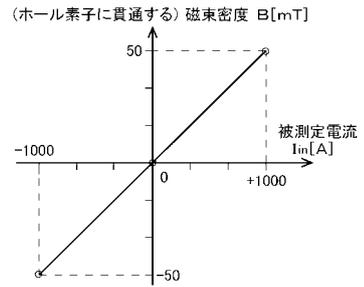
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平03 - 165281 (JP, A)
特開2000 - 097972 (JP, A)
特開2004 - 020560 (JP, A)
特開2008 - 241552 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01R 15/00 - 19/32
G01R 33/00 - 33/26