

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5263024号  
(P5263024)

(45) 発行日 平成25年8月14日 (2013.8.14)

(24) 登録日 平成25年5月10日 (2013.5.10)

(51) Int. Cl.

F I

G O 1 D 5/244 (2006.01)

G O 1 D 5/244 J

G O 1 P 3/42 (2006.01)

G O 1 P 3/42 D

G O 1 P 3/42 K

請求項の数 15 (全 40 頁)

(21) 出願番号 特願2009-144863 (P2009-144863)  
(22) 出願日 平成21年6月18日 (2009.6.18)  
(65) 公開番号 特開2011-2311 (P2011-2311A)  
(43) 公開日 平成23年1月6日 (2011.1.6)  
審査請求日 平成23年8月3日 (2011.8.3)

前置審査

(73) 特許権者 000005108  
株式会社日立製作所  
東京都千代田区丸の内一丁目6番6号  
(74) 代理人 100100310  
弁理士 井上 学  
(72) 発明者 鈴木 睦三  
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号  
株式会社 日立製作  
所 日立研究所内  
審査官 井上 昌宏

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 回転角検出装置および回転速度検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサと、前記回転軸と同期して軸が回転する電動機を有し、

前記回転軸の回転角度を角度信号として出力する回転角検出装置であって、

前記回転角検出装置は校正工程を有し、

前記校正工程においては、

前記電動機により前記回転軸を、回転速度の時間変化率が既知である速度で1周以上回転させ、回転速度が時刻により既知の割合で変化する前記回転速度の時間変化率を用いて、前記磁界センサが出力する角度を補正するための参照表を作成し、

前記参照表は前記磁界角度を引数とする回転角検出装置。

【請求項 2】

前記磁石は2極磁石であることを特徴とする請求項1に記載の回転角検出装置。

【請求項 3】

前記磁界センサはセンサ素子部を有し、前記センサ素子部が前記回転軸の回転中心線上に位置することを特徴とする請求項1または請求項2に記載の回転角検出装置。

【請求項 4】

請求項1に記載の回転角検出装置であって、

前記磁石は複数のセクタを有する多極磁石であり、

前記セクタのうちどのセクタに属しているかのセクタ情報を与える回転位置検出器を有

10

20

する回転角度検出装置。

【請求項 5】

前記磁界センサは、磁気抵抗素子で構成されることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の回転角検出装置。

【請求項 6】

前記磁界センサは、巨大磁気抵抗素子で構成されることを特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の回転角検出装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の回転角検出装置であって、

前記電動機と前記回転軸と前記磁石とは筐体で覆われており、前記磁界センサは前記筐体の外側に配置されており、前記筐体は前記電動機を覆う筐体主部と前記磁石を覆う筐体ハウジング部とを有し、前記筐体ハウジング部の材料は、磁化率が 0.01 以下の材料であることを特徴とする回転角検出装置。

10

【請求項 8】

前記磁石は 2 極磁石であることを特徴とする請求項 7 に記載の回転角検出装置。

【請求項 9】

前記磁界センサはセンサ素子部を有し、前記センサ素子部が前記回転軸の回転中心線上に位置することを特徴とする請求項 7 または請求項 8 に記載の回転角検出装置。

【請求項 10】

請求項 7 に記載の回転角検出装置であって、

前記磁石は複数のセクタを有する多極磁石であり、

前記セクタのうちどのセクタに属しているかのセクタ情報を与える回転位置検出器を有する回転角度検出装置。

20

【請求項 11】

前記磁界センサは、磁気抵抗素子で構成されることを特徴とする請求項 7 ないし請求項 10 のいずれかに記載の回転角検出装置。

【請求項 12】

前記磁界センサは、巨大磁気抵抗素子で構成されることを特徴とする請求項 7 ないし請求項 11 のいずれかに記載の回転角検出装置。

【請求項 13】

前記筐体主部と前記筐体ハウジング部とはシール部材を介して接続されていることを特徴とする請求項 7 ないし請求項 12 のいずれかに記載の回転角検出装置。

30

【請求項 14】

請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の回転角検出装置であって、

前記参照表は、等間隔の前記磁界角度に対応した補正値を配列したことを特徴とする回転角検出装置。

【請求項 15】

請求項 1 ないし請求項 4 のいずれかに記載の回転角検出装置であって、

前記参照表を記憶・保持した信号処理回路を備えることを特徴とする回転角検出装置。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は、磁気抵抗効果素子（以後、MR（Magnetoresistive）素子と称す）を用いて構成された回転角検出装置に関する。

【背景技術】

【0002】

このようなMR素子を用いた回転角検出装置は、例えば以下の特許文献1などにより知られている。

【0003】

磁気抵抗効果素子（MR素子）には異方性磁気抵抗効果素子（Anisotropic Magnetores

50

istance、以下「A M R 素子」と呼ぶ)と巨大磁気抵抗効果素子(Giant Magnetoresistance、以下「G M R 素子」と呼ぶ)などが知られている。以下、G M R 素子を用いた磁界検出装置を例に、従来技術の概要を記す。

#### 【0004】

G M R 素子の基本構成を図2に示す。G M R 素子は、第1の磁性層(固定磁性層、あるいはピン磁性層)と第2の磁性層(自由磁性層)とを有し、両者の磁性層の間に非磁性層(スペーサ層)を挟み込んだ構成をとる。G M R 素子に外部磁界を印加すると、固定磁性層の磁化方向は変化せず固定されたままであるのに対し、自由磁性層の磁化方向  $\theta_0$  は外部磁界の方向に応じて変化する。

#### 【0005】

G M R 素子の両端に電圧を印加すると素子抵抗に応じた電流が流れるが、その素子抵抗の大きさは固定磁性層の磁化方向  $\theta_p$  と自由磁性層の磁化方向  $\theta_f$  との差  $\theta = \theta_f - \theta_p$  に依存して変化する。したがって、固定磁性層の磁化方向  $\theta_p$  が既知であれば、この性質を利用してG M R 素子の抵抗値を測ることで自由磁性層の磁化方向  $\theta_f$ 、すなわち外部磁界の方向を検出することができる。

#### 【0006】

G M R 素子の抵抗値が  $R = R_0 \cos \theta$  により変化するメカニズムは以下の通りである。

#### 【0007】

薄膜磁性膜中の磁化方向は、磁性体中の電子のスピン方向と関連している。したがって、 $\theta = 0$  の場合は自由磁性層中の電子と固定磁性層の電子とでは、スピンの向きが同一方向である電子の割合が高い。逆に  $\theta = 180^\circ$  の場合には両者の磁性層中の電子は、スピンの向きが互いに逆向きの電子の割合が高い。

#### 【0008】

図3は自由磁性層11、スペーサ層12、固定磁性層13の断面を模式的に示したものである。自由磁性層11および固定磁性層13中の矢印は多数電子のスピン方向を模式的に示したものである。図3(a)は  $\theta = 0$  の場合であり、自由磁性層11と固定磁性層13のスピン方向が揃っている。図3(b)は  $\theta = 180^\circ$  の場合であり、自由磁性層11と固定磁性層13のスピン方向が逆向きになっている。(a)の  $\theta = 0$  の場合、固定磁性層13から出た右向きスピンの電子は、自由磁性層11中でも同じ向きの電子が多数を占めているため自由磁性層11中での散乱が少なく、電子軌跡810のような軌跡を通る。一方、(b)の  $\theta = 180^\circ$  の場合は、固定磁性層13から出た右向きスピンの電子は、自由磁性層11に入ると逆向きスピンの電子が多いため、散乱を強く受け、電子軌跡810のような軌跡を通る。このように  $\theta = 180^\circ$  の場合では電子散乱が増えるため、電気抵抗が増加する。

#### 【0009】

$\theta = 0 \sim 180^\circ$  の中間の場合は、図3(a)、(b)の中間の状態になる。G M R 素子の抵抗値は

#### 【0010】

#### 【数1】

$$R = R_0' + \frac{G}{2}(1 - \cos \Delta \theta) = R_0 - \frac{G}{2} \cos \Delta \theta \quad \dots (\text{数1})$$

となることが知られている。G/RはG M R係数と呼ばれ、数%～数10%である。

#### 【0011】

このように電子スピンの向きによって、電流の流れ方(すなわち電気抵抗)を制御できることから、G M R 素子はスピンプルブ素子とも呼ばれる。

#### 【0012】

また、膜厚が薄い磁性膜(薄膜磁性膜)では、面の法線方向の反磁界係数が極端に大きいため、磁化ベクトルは法線方向(膜厚方向)に立ち上がることはできず、面内に横たわっている。G M R 素子を構成する自由磁性層11、固定磁性層13はいずれも十分薄いた

10

20

30

40

50

め、それぞれの磁化ベクトルは面内方向に横たわっている。

【 0 0 1 3 】

磁界検出装置では、図 4 に示したように、4 個の GMR 素子  $R_1$  ( 5 1 - 1 ) ~  $R_4$  ( 5 1 - 4 ) を使ってホイートストン・ブリッジを構成する。ここで、 $R_1$  ( 5 1 - 1 ) ,  $R_3$  ( 5 1 - 3 ) の固定磁性層の磁化方向を  $\theta_p = 0$  とし、 $R_2$  ,  $R_4$  の固定磁化層の磁化方向を  $\theta_p = 180^\circ$  と設定する。自由磁性層の磁化方向  $\theta_f$  は外部磁界で決まるので 4 個の GMR 素子で同一となるため、 $\theta_2 = \theta_f - \theta_{p2} = \theta_f - \theta_{p1} = \theta_1 +$  の関係が成り立つ。ここで、 $\theta_1$  は、 $\theta_p = 0$  を基準としているので、 $\theta_1 =$  と置き換える。したがって、( 数 1 ) 式からわかるように、 $R_1$  ,  $R_3$  では (  $n = 1$  ,  $3$  ) :

【 0 0 1 4 】

【 数 2 】

$$R_n = R_{n0} + \frac{G}{2}(1 - \cos \theta) \quad \dots (数2)$$

となり、 $R_2$  ,  $R_4$  では (  $n = 2$  ,  $4$  ) :

【 0 0 1 5 】

【 数 3 】

$$R_n = R_{n0} + \frac{G}{2}(1 + \cos \theta) \quad \dots (数3)$$

となる。

【 0 0 1 6 】

図 4 のブリッジ回路に励起電圧  $e_0$  を印加した時の端子 1 , 2 間の差電圧  $v = v_2 - v_1$  は以下ようになる :

【 0 0 1 7 】

【 数 4 】

$$\Delta v = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} e_0 \quad \dots (数4)$$

これに ( 数 2 ) , ( 数 3 ) 式を代入し、 $n = 1 \sim 4$  について  $R_{n0}$  が等しいと仮定し、 $R_0 = R_{n0}$  とおくと :

【 0 0 1 8 】

【 数 5 】

$$\Delta v = \frac{-e_0 G \cos \theta}{2R_0} \quad \dots (数5)$$

となる。このように、信号電圧  $v$  は  $\cos$  に比例するので、磁界の方向を検出することができる。

【 0 0 1 9 】

このように磁気抵抗素子は磁界方向を直接検出するという特徴がある。

【 0 0 2 0 】

回転角検出装置としては、レゾルバを用いたものがあり、例えば特開 2 0 0 8 - 1 1 6 6 1 号公報 ( 特許文献 2 ) に記載されている。レゾルバは特許文献 2 に記載の通り、ステータ・コイル ~ ロータコア ~ ステータ・コイルの経路のインダクタンスの変化を測定している。ロータコアの形状を適切に設定することにより、ロータコアとステータとのエアギャップ長さがロータ回転角により変化して、インダクタンスが変化する。すなわち、このインダクタンス変化を測定することで、ロータコアの回転角を測定する。

【 0 0 2 1 】

このようにレゾルバを代表とするインダクタンス検出型の回転角センサでは、エアギャップの精度が角度計測精度に影響するため、高精度な製作精度や組立精度が要求される。

10

20

30

40

50

また、ロータ軸が太くなると共にレゾルバも大きくなり、コストも増大するという課題を持つ。

【 0 0 2 2 】

これに対し、GMR素子などの磁気抵抗素子は、素子サイズが数mm角程度以下の大きさであり、小型、軽量である。また、磁気抵抗素子は磁界の方向を検出するため、ロータ軸が太くなっても小型のセンサを使用できる。

【 0 0 2 3 】

したがって、小型の回転検出装置を構成したい場合には、より小型・軽量のものが実現できるという特徴がある。また、例えば大型のモータを制御したいという場合には、安価な回転角検出装置を提供できるという特徴がある。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 2 4 】

【特許文献1】特許公報第3799270号公報

【特許文献2】特開2008-11661号公報

【特許文献3】特開2008-151774号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 2 5 】

磁気抵抗効果素子を用いた従来の回転角検出装置においては、センサ組み付け時に機械的な位置合わせが難しいという課題があった。

20

【 0 0 2 6 】

従来の回転角検出装置においては、電氣的に校正を行う際に、校正用のアクチュエータ-エンコーダを用意して接続する必要があるという課題があった。

【 0 0 2 7 】

また、このため、回転角検出装置をシステム中に組み込んだ後で校正を行うことが困難であるという課題があった。このため、システム中に組み込んだ回転角検出装置を交換すると、校正が困難であり、実質的に回転角検出装置の交換が困難であるという課題があった。

【 0 0 2 8 】

30

従来の回転角検出装置においては、回転角検出装置の近傍に磁性体や高透磁率材料が存在すると、回転角の計測精度が劣化する場合があるという課題があった。

【 0 0 2 9 】

従来の回転角検出装置においては、回転角検出装置の近傍の磁性体や高透磁率材料の存在により磁界分布が複雑に変化すると、補正が十分に行えないという課題があった。

【 0 0 3 0 】

従来の回転角検出装置では、特に防水構造にする場合に、磁界センサの信号配線の取り出し部の構成が複雑になり、組立が複雑になるという課題があった。

【 0 0 3 1 】

従来の回転角検出装置では、磁界センサの出力信号から角度算出に時間を要し、高速回転時の回転速度算出が十分に対応できないという課題があった。

40

【 0 0 3 2 】

本発明は、上記の課題を解決するためになされたものであり、回転角検出装置の補正を、校正用のエンコーダを用いることなく電氣的に行う装置を提供する。

【 0 0 3 3 】

これにより自動車などのシステムに搭載後、センサ部分のみ交換することが可能になった。交換後に、回転角検出装置自体で校正ができるためである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 3 4 】

本発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記の通りである。

50

## 【 0 0 3 5 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサと、前記回転軸と同期して軸が回転する電動機を有し、前記回転軸の回転角度を角度信号として出力する回転角検出装置であって、前記回転角検出装置は補正工程を有し、前記補正工程においては、前記電動機により前記回転軸を、回転速度の時間変化率が既知の速度で1周以上回転させて前記角度信号の補正を行う回転角検出装置。

## 【 0 0 3 6 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサと、前記回転軸と同期して軸が回転する電動機を有し、前記回転軸の回転角度を角度信号として出力する回転角検出装置であって、前記電動機と前記回転軸と前記磁石とは筐体で覆われており、前記磁界センサは前記筐体の外側に配置されており、前記筐体は前記電動機を覆う筐体主部と前記磁石を覆う筐体ハウジング部とを有し、前記筐体ハウジング部の材料は、磁化率が0.01以下の材料であり、前記回転角検出装置は補正工程を有し、前記補正工程においては、前記電動機により前記回転軸を、回転速度の時間変化率が既知の速度で1周以上回転させて前記角度信号の補正を行う回転角検出装置。

10

## 【 0 0 3 7 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサと、前記回転軸と同期して軸が回転する電動機を有し、前記回転軸の回転角度を角度信号として出力する回転角検出装置であって、前記電動機と前記回転軸と前記磁石とは筐体で覆われており、前記磁界センサは前記筐体の外側に配置されており、前記筐体は前記電動機を覆う筐体主部と前記磁石を覆う筐体ハウジング部とを有し、前記筐体ハウジング部の材料は、磁化率が0.01以下の材料であり、前記筐体ハウジング部と前記磁界センサとを遮蔽板で覆い、前記遮蔽板は磁化率1000以上の材料である回転角検出装置。

20

## 【 0 0 3 8 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサと、前記回転軸と同期して軸が回転する電動機を有し、前記回転軸の回転角度を角度信号として出力する回転角検出装置であって、前記電動機と前記回転軸と前記磁石とは筐体で覆われており、前記磁界センサは前記筐体の外側に配置されており、前記筐体は前記電動機を覆う筐体主部と前記磁石を覆う筐体ハウジング部とを有する回転角検出装置であって、前記筐体ハウジング部は磁化率が0.01以下の金属材料であり、前記筐体ハウジング部のうち、前記磁石と前記磁界センサとの間に位置する部分の厚さ  $t$  (m) は以下の関係式を満たすことを特徴とする回転角検出装置：

30

## 【 0 0 3 9 】

$$t \leq 257 \sqrt{\frac{\rho}{N_p f (1 + \chi)}}$$

ここで、 $N_p$ は前記磁石の着磁極数を2で割った値、 $f$  (Hz) は前記回転軸の最高回転周波数、 $\rho$ は前記筐体ハウジング部材料の磁化率、 $\chi$ は前記筐体ハウジング部材料の抵抗率 (m) である。

40

## 【 0 0 4 0 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサとを有し、前記回転軸の回転速度を速度信号として出力する回転速度検出装置であって、前記磁界センサは前記回転軸の回転角度の余弦に比例した第1の信号を出力する第1のブリッジと、前記回転角度の正弦に比例した第2の信号を出力する第2のブリッジとを有し、前記第1の信号の時間微分と前記第2の信号との比から前記速度信号を算出する回転速度検出装置。

## 【 0 0 4 1 】

回転軸に設置された磁石と、磁界の方向に応じて出力信号が変化する磁界センサとを有し、前記回転軸の回転角を角度信号として出力する回転角検出装置であって、前記磁界セ

50

ンサは前記回転軸の回転角度の余弦に比例した第1の信号を出力する第1のブリッジと、前記回転角度の正弦に比例した第2の信号を出力する第2のブリッジとを有し、前記第1の信号の時間微分と前記第2の信号との比を第1の中間信号とし、前記第2の信号の時間微分と前記第1の信号との比を第2の中間信号とし、前記第1の中間信号と前記第2の中間信号との差が、あらかじめ設定した範囲を超えた場合に障害検知信号を出力することを特徴とする回転角検出装置。

【発明の効果】

【0042】

以上のように、本発明によれば、回転角検出装置の校正を、校正用のアクチュエータ - エンコーダを用いることなくできるようになった。

10

【0043】

これにより自動車などのシステムに搭載後、センサ部分のみ交換することが可能になった。交換後に、回転角検出装置自体で校正ができるためである。

【0044】

本発明により、回転角検出装置の周辺に磁性体や高透磁率材料が配置されたシステム中においても、高精度な角度計測が可能になった。

【0045】

本発明によれば、高速な回転速度でも追従する応答速度に優れた回転速度検出装置が実現できる。

【0046】

20

本発明によれば、回転角検出装置または回転速度検出装置に異常が発生した場合にエラー検知信号を発生することで、信頼性を高めることができる。

【図面の簡単な説明】

【0047】

【図1】本発明の第5の実施例の回転角検出装置の構成を示す断面図である。

【図2】巨大磁気抵抗素子の構成を模式的に示す図である。

【図3】巨大磁気抵抗素子中での電子の挙動を模式的に説明する図である。

【図4】本発明の第1の実施例の回転角検出装置で用いる磁界センサ内のセンサブリッジを模式的に示す図である。

【図5】本発明の第1の実施例の回転角検出装置の構成を示す断面図である。

30

【図6】磁界センサの大きさと設置ズレとの関係を説明する模式図である。

【図7】磁界角度とロータ角度の関係を示す図である。

【図8】磁界角度とロータ角度とのズレ量を示す図である。

【図9】センサ磁石の外側の磁界方向を模式的に示す図である。

【図10】本発明の第1の実施例における磁界センサのオフセット調整方法を示す図である。

【図11】本発明の第1の実施例における角度原点の調整方法を説明する図である。

【図12】参照表を作成する方法を模式的に示す図である。

【図13】一定速度で回転時の時間と回転角との関係を示す図である。

【図14】本発明の回転角度検出装置が設置されたシステム内での角度座標を示す図である。

40

【図15】本発明の第5の実施例の回転角検出装置の構成を示す断面図である。

【図16】回転軸の回転周波数と磁界透過率の関係を示す図である。

【図17】本発明の第7の実施例における回転角検出装置の構成を示す断面図である。

【図18】本発明の第7の実施例における回転角検出装置の構成を示す側面図である。

【図19】本発明の第8の実施例における回転角検出装置の構成を示す断面図である。

【図20】本発明の第8の実施例における回転角検出装置の構成を示す側面図である。

【図21】本発明の第9の実施例における回転速度検出装置の構成を示す断面図である。

【図22】本発明の第9の実施例における回転速度検出装置の信号処理アルゴリズムを示す図である。

50

【図 2 3】本発明の第 1 0 の実施例における回転速度検出装置の信号処理アルゴリズムを示す図である。

【図 2 4】本発明の第 1 の実施例におけるセンサ素子部の構成を示す模式図である。

【図 2 5】本発明の第 1 の実施例における磁界センサの構成を示す図である。

【図 2 6】本発明の第 2 の実施例におけるセンサ素子部の構成を説明する図である。

【図 2 7】本発明の第 3 の実施例における励起電圧波形と検出タイミングを説明する図である。

【図 2 8】本発明の第 4 の実施例におけるセンサ素子部の構成を模式的に示す図である。

【図 2 9】本発明の第 4 の実施例における励起電圧波形と検出タイミングを説明する図である。

10

【図 3 0】本発明の第 1 1 の実施例における磁界センサの構成を示す図である。

【図 3 1】本発明の第 1 1 の実施例における磁界センサと検出回路部の構成を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0048】

以下、本発明の実施形態について、実施例の図面を参照して詳細に説明する。まず、本発明による磁界検出装置の第 1 の実施例を、巨大磁気抵抗素子（GMR 素子）により構成された磁界検出装置を例として説明する。

【0049】

図 5 を用いて、本発明による回転角検出装置の第 1 の実施例を述べる。

20

【0050】

図 5 は本実施例の回転角検出装置の断面図を示す。本実施例はモータ部 100 と回転角検出部 200 とで構成される。

【0051】

モータ部 100 は、複数の固定磁極と複数の回転磁極との磁気的作用により複数の回転磁極が回転することにより回転トルクを発生するものであって、複数の固定磁極を構成するステータ 110 及び複数の回転磁極を構成するロータ 120 から構成される。ステータ 110 は、ステータコア 111 と、ステータコア 111 に装着されたステータコイル 112 から構成されている。ロータ 120 は、ステータ 110 の内周側に空隙を介して対向配置され、回転可能に支持されている。本実施例では、モータ 100 として、三相交流式の表面磁石型同期モータを用いている。

30

【0052】

筐体は、円筒状のフレーム 101 と、フレーム 101 の軸方向両端部に設けられた第 1 ブラケット 102 および第 2 ブラケット 103 から構成されている。第 1 ブラケット 102 の中空部には軸受 106 が、第 2 ブラケット 103 の中空部には軸受 107 がそれぞれ設けられている。これらの軸受は回転軸 121 を回転可能なように支持している。

【0053】

フレーム 101 と第 1 ブラケット 102 との間にはシール部材（図示せず）が設けられている。シール部材は、環状に設けられたリングであり、フレーム 101 と第 1 ブラケット 102 によって軸方向及び径方向から挟み込まれて圧縮する。これにより、フレーム 101 と第 1 ブラケット 102 との間を封止でき、フロント側を防水できる。また、フレーム 101 と第 2 ブラケット 103 との間もシール部材（図示せず）により防水されている。

40

【0054】

ステータ 110 は、ステータコア 111 と、ステータコア 111 に装着されたステータコイル 112 から構成され、フレーム 101 の内周面に設置されている。ステータコア 111 は、複数の珪素鋼板を軸方向に積層して形成した磁性体（磁路形成体）であり、円環状のバックコアと、バックコアの内周部から径方向内側に突出して、周方向に等間隔に配置された複数のティースから構成されている。

【0055】

50



複数のティースのそれぞれには、ステータコイル 1 1 2 を構成する巻線導体が集中的に巻回されている。複数の巻線導体は、ステータコイル 1 1 2 の一方のコイルエンド部（第 2 ブラケット 1 0 3 側）の軸方向端部に並置された結線部材によって相毎に電氣的に接続され、さらには 3 相巻線として電氣的に接続されている。3 相巻線の結線方式には（デルタ）結線方式と Y（スター）結線方式がある。本実施例では、（デルタ）結線方式を採用している。

#### 【0056】

ロータ 1 2 0 は、回転軸 1 2 1 の外周面上に固定されたロータコアと、ロータコアの外周表面に固定された複数のマグネットと、マグネットの外周側に設けられたマグネットカバー 1 2 2 a, 1 2 2 b とを備えている。マグネットカバー 1 2 2 は、マグネットのロータコアからの飛散を防止するためのものであって、ステンレス鋼（俗称 SUS）などの非磁性体から形成された円筒部材又は管状部材である。

10

#### 【0057】

次に、回転角検出部 2 0 0 の構成を説明する。

#### 【0058】

回転角検出部 2 0 0 は、磁界センサ 2 0 1 とセンサ磁石 2 0 2 とで構成されている。回転角検出部 2 0 0 はハウジング 2 0 3 と第 2 ブラケット 1 0 3 とで囲まれた空間に設置されている。センサ磁石 2 0 2 は回転軸 1 2 1 と連動して回転する軸に設置されており、回転軸 1 2 1 が回転位置を変えると、それに応じて発生する磁界方向が変化する。この磁界方向を磁界センサ 2 0 1 で検出することにより回転軸 1 2 1 の回転角（回転位置）を計測できる。

20

#### 【0059】

センサ磁石 2 0 2 0 は、2 極着磁された 2 極磁石、あるいは 4 極以上に着磁された多極磁石である。

#### 【0060】

磁界センサ 2 0 1 は、磁界の方向に応じて出力信号が変化するものであり、磁気抵抗素子で構成する。磁気抵抗素子には異方性磁気抵抗素子（Anisotropic magnetoresistance、AMR）と巨大磁気抵抗素子（giant magnetoresistance、GMR）、トンネル磁気抵抗素子（tunneling magnetoresistance、TMR）などがある。本実施例では、巨大磁気抵抗素子（GMR 素子）を磁界センサ 2 0 1 に用いた。

30

#### 【0061】

磁界センサ 2 0 1 は、磁界センサの設置場所の磁界の方向  $\theta_m$  を、磁界センサが持つ基準角度  $\theta_{m0}$  を基準として検出する。すなわち、 $\theta = \theta_m - \theta_{m0}$  に対応する信号を出力する。本実施例で用いた磁界センサ 2 0 1 は 2 個の GMR 素子で構成されており、それぞれ  $\cos(\theta_m - \theta_{m0})$ 、および  $\sin(\theta_m - \theta_{m0})$  に比例した信号を出力する。

#### 【0062】

磁界センサ 2 0 1 はセンサ支持台 2 0 6 により第 2 ブラケット 1 0 3 に固定されている。センサ支持台 2 0 6 は磁束方向に影響を与えないように、アルミニウムや樹脂など磁化率が 0.1 以下の材料で構成するのが好ましい。本実施例ではアルミニウムで構成した。

#### 【0063】

なお、磁界センサ 2 0 1 はモータ部に対して固定されていればよく、第 2 ブラケット 1 0 3 以外の構成要素に固定してももちろん構わない。モータ部に対して固定されていれば、回転軸 1 2 1 の回転角が変化してセンサ磁石 2 0 2 の方向が変化した場合、磁界センサ 2 0 1 部での磁界方向変化を検出することで回転軸 1 2 1 の回転角を検出することができるからである。

40

#### 【0064】

磁界センサ 2 0 1 にはセンサの配線 2 0 8 が接続されている。センサの配線 2 0 8 により磁界センサ 2 0 1 の出力信号を伝送する。

#### 【0065】

磁界センサ 2 0 1 は、センサ素子部 3 0 1 と検出回路部 3 0 2 とから構成される。セン

50

サ素子部 3 0 1 には複数個の G M R 型素子がブリッジ構成で入っている。検出回路部 3 0 2 は G M R 素子に印加する電圧を供給する駆動回路部と G M R 素子の出力信号を検出・処理する信号処理回路で構成される。

【 0 0 6 6 】

センサ素子部 3 0 1 の構成を述べる。

【 0 0 6 7 】

図 2 4 に示すように、センサ素子部 3 0 1 は、G M R 素子 5 1 で構成されるブリッジ構成を 2 組有する。それぞれのブリッジを C O S ブリッジと S I N ブリッジと呼ぶ。2 つのブリッジは G M R 素子の固定磁化層の磁化方向  $\theta_p$  が異なる。C O S ブリッジでは、 $\theta_p = 0$  (  $R_1$  ( 5 1 A - 1 ) と  $R_3$  ( 5 1 A - 3 ) ) と  $\theta_p = 180^\circ$  (  $R_2$  ( 5 1 A - 2 ) と  $R_4$  ( 5 1 A - 4 ) ) に設定している。したがって、磁界方向の角度原点を  $\theta_p = 0$  にとると、前述の通り、信号電圧  $V = V_2 - V_1$  は  $\cos$  に比例した信号を出力する。

【 0 0 6 8 】

【数 6】

$$\Delta V_c = V_2 - V_1 = -e_0 \frac{G}{2R} \cos \theta \quad \dots (\text{数6})$$

【 0 0 6 9 】

ここで  $e_0$  は、図 2 4 の e 端子に印加する電圧であり、ブリッジの励起電圧と呼ぶ。一方、S I N ブリッジでは、固定磁化層の磁化方向  $\theta_p$  を  $\theta_p = 90^\circ$  (  $R_1$  ( 5 1 B - 1 ) と  $R_3$  ( 5 1 B - 3 ) ) と  $\theta_p = 270^\circ$  (  $R_2$  ( 5 1 B - 2 ) と  $R_4$  ( 5 1 B - 4 ) ) に設定している。そのため、磁界方向の角度原点を  $\theta_p = 0$  にとると：

【 0 0 7 0 】

【数 7】

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = e_0 \frac{G}{2R} \sin \theta \quad \dots (\text{数7})$$

となり、 $\sin$  に比例した信号を出力する。したがって、2 つのブリッジの出力信号の比をとると  $\tan$  になるので、磁界方向は以下のように求まる：

【 0 0 7 1 】

【数 8】

$$\theta = \text{ArcTan} \left( \frac{\Delta V_s}{-\Delta V_c} \right) \quad \dots (\text{数8})$$

【 0 0 7 2 】

ArcTan関数は  $\pm 90^\circ$  の範囲しか出力しないが、後述のように  $V_s$  と  $V_c$  の符号を適切に考慮することで、 $0 \sim 360^\circ$  の全角度範囲にわたって磁界角度を計測することができる。

【 0 0 7 3 】

次に、検出回路部 3 0 2 の構成を図 2 5 を用いて述べる。

【 0 0 7 4 】

図 2 5 は本実施例の検出回路部 3 0 2 の構成を示すブロック図である。検出回路部 3 0 2 は駆動回路部 3 4 0 と信号処理部 3 5 0 から構成される。駆動回路部 3 4 0 はセンサ素子部 3 0 1 のブリッジの励起電圧を供給する回路群であり、正極性出力回路 3 4 1 をブリッジの e 端子に接続し、負極性出力回路 3 4 5 を g 端子に接続する。本実施例では、正極性出力回路 3 4 1 は 5 V の直流電圧を出力し、負極性出力回路 3 4 5 はアース電位を出力するようにした。

【 0 0 7 5 】

なお、負極性出力回路 3 4 5 は、励起電圧印加時に、正極性出力回路と比べて「負電位

10

20

30

40

50

」の電圧を出力するという意味で「負極性」と呼ぶものであり、必ずしもアース電位に対して負の電圧を出力するわけではない。

【 0 0 7 6 】

また、GMR素子ブリッジを励起しない期間、すなわち、磁界方向  $m$  に応じたセンサ出力を測定しない期間においては、正極性出力回路との正負の状態は不問である。例えば、後述の実施例では、GMR素子ブリッジを励起しない期間には、正極性出力回路と負極性出力回路の出力電圧を等しくしている。

【 0 0 7 7 】

信号処理部 3 5 0 は、センサ素子部 3 0 1 の出力信号を検出・処理する。センサ素子部 3 0 1 内のCOSブリッジのV2, V1端子の信号は検出回路 3 5 1 Aで差動検出され、10倍程度に増幅される。この信号をAD変換器(アナログ-デジタル変換器) 3 5 2 Aでデジタル信号に変換した後、角度算出部 3 7 1に入力される。SINブリッジの出力信号も同様に処理され、角度算出部 3 7 1に入力される。

【 0 0 7 8 】

角度算出部 3 7 1での演算処理について述べる。式(数8)からわかるように、 $\text{ArcTan}[\frac{V_s}{(-V_c)}]$ を計算すれば、磁界角度  $\theta$  は求まる。しかし、これには2つの問題がある:(a)第1は、 $\text{ArcTan}(\quad)$ 関数は $-90^\circ \sim 90^\circ$ の範囲しか求められないため、 $360^\circ$ の全方向を知ることができない。(b)第2は、 $V_c$ の絶対値が小さくなると、 $V_c$ の誤差の影響が大きくなり、 $\theta$ の算出精度が悪くなる。

【 0 0 7 9 】

問題(b)に対処するため角度算出部 3 7 1では以下の方法で  $\theta$  を求める。まず、 $V_c$ と $V_s$ の絶対値の大小関係を判定する。 $|V_c|$ が $|V_s|$ より大きい場合には、

【 0 0 8 0 】

【数9】

$$\theta = \text{ArcTan}\left(\frac{\Delta V_s}{-\Delta V_c}\right) \quad \dots(\text{数9})$$

により角度  $\theta$  を求める。逆に、 $|V_c|$ が $|V_s|$ より小さい場合には、

【 0 0 8 1 】

【数10】

$$\theta = \text{ArcCot}\left(\frac{-\Delta V_c}{\Delta V_s}\right) \quad \dots(\text{数10})$$

により角度  $\theta$  を求める。このようにすることで、分母が小さくなることによる計算誤差拡大を防ぐ。

【 0 0 8 2 】

問題(a)には以下の方で対処する。 $V_c$ と $V_s$ の正負から、 $\theta$ が第何象限に入っているかを判定し(象限判定)、それと(数9),(数10)で算出する値とを組み合わせることで、 $0 \sim 360^\circ$ の範囲にわたって  $\theta$  を正しく算出する。

【 0 0 8 3 】

以上の方法で、磁界の角度  $\theta$  が求まる。しかし、後述の通り、回転軸 1 2 1の回転角度と磁界の角度とは、必ずしも一致しない。両者を明確に区別するために、本明細書ではこれ以降、磁界の角度(方向)を磁界角度  $\theta_m$ と表し、回転軸 1 2 1の回転角度をロータ角  $\theta_r$ と表す。

【 0 0 8 4 】

後述の通り、磁気抵抗素子を用いた回転角検出装置においては、磁界角度  $\theta_m$ とロータ角  $\theta_r$ とを明確に区別することが本質的に重要である。

【 0 0 8 5 】

10

20

30

40

50

また、高精度な回転角検出装置を実現するには、磁界角度  $\theta_m$  とロータ角  $\theta_r$  とを正しく対応づけることが必要であり、この方法を次に述べる。

【0086】

次に、磁界センサ201の出力信号の補正方法について述べる。

【0087】

磁気抵抗型素子を用いた磁界センサ201の大きさはレゾルバと比べると小さく、典型的には5mm角程度である。このように磁界センサの大きさが小さいことにより、設置誤差による角度誤差が増大する課題がある。以下に具体的に述べる。

【0088】

今、図6に示すように、長さ  $L$  [mm] の磁界センサを取り付ける際、長さ  $L$  方向に垂直な方向の取付誤差を  $\delta x$  [mm] とする。以下の議論では、磁界センサの基準角度  $\theta_{m0}$  は長さ  $L$  方向であると考えても一般性を失わない。すると、取付誤差  $\delta x$  による設置角度のズレ  $\delta \theta_m$  は以下の式で表される。

【0089】

【数11】

$$\delta \theta_m = \text{ArcTan} \left( \frac{\delta x}{L} \right) \approx \frac{\delta x}{L} \quad \dots (\text{数11})$$

【0090】

磁界角検出装置が示す回転角に  $\theta_m$  だけの誤差が含まれることになる。

【0091】

磁界センサの機械的な取付誤差  $\delta x$  は典型的には0.2mmである。磁界センサの長さ  $L = 100$  mmの場合、角度誤差  $\delta \theta_m$  は  $0.1^\circ$  (degree) となり許容範囲の精度である。一方、 $L = 5$  mmの場合、角度誤差  $\delta \theta_m$  は  $2.3^\circ$  となる。これは回転角検出装置として十分な精度が得られないことを示す。

【0092】

取付誤差の許容度を増大する目的で、磁界センサ201のモジュール長さ  $L$  を100mm程度に大きくすることは可能である。しかし、そのような場合であっても、モジュール内での磁気抵抗素子ブリッジ55の設置、ワイヤボンディング、モールド工程において上記の  $\delta x$  に相当する取付誤差が発生する。モジュール内の磁気抵抗素子ブリッジ44の大きさはさらに小さいので、 $\delta x$  による角度ズレの影響は大きい。

【0093】

また、モジュールサイズを大きくすることは、取付誤差の許容度を増大できるという点で利点はあるが、一方、小型・軽量であるという磁気抵抗素子型磁気センサの利点を十分に生かせないという問題がある。

【0094】

センサ磁石202が発生する磁界の方向  $\theta_m$  と回転軸の回転角度  $\theta_r$  とは、必ずしも一致しない。これには少なくとも以下の3つがある。(1) 磁界方向  $\theta_m$  の原点(ゼロ点)と回転軸の回転角度  $\theta_r$  の原点とが一致していない要因、(2) 磁石が発生する磁界が平行磁界からズレていることによる要因、(3) 磁石の着磁誤差による要因、である。

【0095】

(1) の磁界方向  $\theta_m$  の原点と回転角度  $\theta_r$  原点の不一致の原因は、上記ような磁気センサの設置誤差、センサ磁石202を回転軸121に設置する際の機械誤差などがある。これら2つの原点を合わせる方法については、後述する。ここでは、 $\theta_m$  と  $\theta_r$  の原点は一致している場合を考える。

【0096】

(2) センサ磁石202が発生する磁界が平行磁界の場合は、回転軸の回転角度  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  とが一致する。しかし、平行磁界ではない場合には  $\theta_r$  と  $\theta_m$  とでズレが生じる。このことを図7を用いて説明する。図7はセンサ磁石202の周辺部近傍P点に磁界センサ201を配置した際の、P点での磁界方向を模式的に示したものである。いま、セ

10

20

30

40

50

ンサ磁石が生成する磁界が平行磁界であれば、センサ磁石 202 が角度  $\theta_r$  だけ回転した場合、P 点での磁界方向は点線矢印 511 で図示した方向になり、磁界角度  $\theta_m$  はセンサ磁石 202 の回転角度  $\theta_r$  と等しくなる。一方、磁界が平行磁界でない場合には P 点での磁界方向は磁界 512 のようになり、回転角度  $\theta_r$  とズレが生じる。このズレ量を  $\delta$  と定義する。すなわち、 $\delta = \theta_m - \theta_r$  と定義する。

【0097】

一般に、磁石から動径方向に漏れ出る磁界は平行磁界ではない。例えば、特開 2008-151774 (特許文献 3) に記載されているように、磁石の回転面内で測定した磁界強度ベクトルの動径成分  $H_r$  と径方向成分  $H_\theta$  とは以下の式で表される：

【0098】

【数 12】

$$H_r(\theta) = C(A_1 \cos \theta + A_3 \cos 3\theta + A_5 \cos 5\theta + \dots) \quad \dots(\text{数}12)$$

【0099】

【数 13】

$$H_\theta(\theta) = A_1 \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_5 \sin 5\theta + \dots \quad \dots(\text{数}13)$$

ここで、定数 C は、1 ~ 2 程度の値の定数である。ここで、高調波成分  $A_3 = A_5 = 0$  で、かつ  $C = 1$  の場合は、 $H_r = A_1 \cos \theta$ 、 $H_\theta = A_1 \sin \theta$  となり、平行磁界を表す。この場合は回転軸角度  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  とが一致する。

【0100】

ここで、磁界方向角度  $\theta_m$  の  $\theta_r$  からのズレ量  $\delta$  を次式で定義する：

【0101】

【数 14】

$$\delta = \theta_m - \theta_r \quad \dots(\text{数}14)$$

【0102】

例えば、 $A_1 = 1$ 、 $A_3 = -0.12$ 、 $A_5 = 0.014$ 、 $C = 1.268$  の場合について、(数 12)、(数 13) を用いて計算される磁界方向角度  $\theta_m$  とロータ角  $\theta_r$  とのズレ量を計算した結果を図 8 に示す。この条件では、ズレ量は  $\pm 15^\circ$  程度であり、かなり大きい。また、回転軸の回転角度  $\theta_r$  の位置によりズレ量が変化するため、単純な方法、例えば  $0^\circ$  と  $360^\circ$  との間の線形補間では補正できないことがわかる。

【0103】

図 8 のズレ量分布をもとにしてセンサ磁石 202 の近傍の磁界方向分布を模式的に示したのが図 9 である。このように、図 8 のズレ量分布は、磁界がセンサ磁石の周辺で広がっていることに対応している。また、 $\theta_r = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  においてズレ量がゼロになることは、図 9 からわかるように磁界の対称性に起因する。

【0104】

(3) センサ磁石を着磁する際の着磁誤差があると、回転軸の回転角度  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  との対応関係に誤差が生じる。

【0105】

(回転角検出装置の校正方法)

以上(1) ~ (3) で述べたように、磁気抵抗素子を用いた磁界検出装置では、磁界角度  $\theta_m$  という実体を伴う物理量があること、そしてその物理量  $\theta_m$  とセンサ磁石の回転角度  $\theta_r$  とは別の物理量なので、条件によってはズレが生じると理解することが重要である。本明細書では、この差をズレ量  $\delta$  と定義している。

【0106】

言い換えると、磁界センサ 201 が正しく調整されている場合、磁界センサ 201 は磁界角度  $\theta_m$  を正しく計測している。したがって、(a) 磁界センサ 201 を正しく調整することと、(b) 磁界角度  $\theta_m$  とセンサ磁石 202 の回転角度  $\theta_r$  との対応関係を正しく求

10

20

30

40

50

めることが重要である。

【0107】

以下に、これら (a) , (b) の調整をするための具体的手段を述べる。

【0108】

まず (a) 「磁界センサを正しく調整する」については、具体的にはオフセットの調整が重要である。ここでオフセットには、磁界センサ 201 を構成する磁気抵抗素子のバラツキなどに起因する磁界センサのオフセットと、磁界センサの出力信号を検出・処理する検出回路のオフセットがある。

【0109】

いずれのオフセットも、磁界センサの出力信号にオフセットが重畳されることになる。すると、C O Sブリッジの出力信号とS I Nブリッジの出力信号との比をとってもtanと等しくならない。したがって、磁界角度  $\theta_m$  を正しく計測できない。

【0110】

オフセット調整の具体的手順は、 $\theta_m = 0$  においてS I Nブリッジの信号出力のオフセットをゼロに調整し、 $\theta_m = 90^\circ$  においてC O Sブリッジの信号出力のオフセットをゼロに調整する。

【0111】

したがって、磁界角度  $\theta_m$  の原点を知る必要がある。しかし、設計上は回転軸の回転角  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  との対応関係が既知であっても、磁界センサ 201 の取付誤差、またはセンサ磁石 202 の取付誤差や製造誤差のために、正確な  $\theta_m$  原点が不明である。

【0112】

本実施例では以下の手段で磁界角度原点を求める。その手段のフローを図10に示した。

【0113】

まず回転軸 121 の回転角  $\theta_r$  の原点を任意の位置に設定する。この任意に原点を設定した回転軸座標を  $\theta_r$  とする。

【0114】

次に、回転軸 121 を一定速度でN回転させる。ここでN = 1である。回転させながら回転角度  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  との関係を測定する。ここで、磁界角度  $\theta_m$  の値は磁界センサ 201 の信号から計算する。回転角度  $\theta_r$  の値は、実際には時刻 t を測定して計算する。その方法は後で詳述する。

【0115】

N回転分の  $\theta_r$  と  $\theta_m$  との関係を測定するには、始点位置と終点位置を知る必要があるが、これには磁界角度  $\theta_m$  の測定を用いる。すなわち、測定開始時の  $\theta_m$  値と同じ  $\theta_m$  値が得られるまでの期間計測すればよい。なお、N回転分計測する際には、同じ  $\theta_m$  値がN回繰り返されるまで計測する。

【0116】

$\theta_r$  と  $\theta_m$  の関係を測定したら、次式によりズレ量  $\delta'$  を計算する。

【0117】

【数15】

$$\delta' = \theta_m - \theta_r' \quad \dots(\text{数15})$$

【0118】

このようにしてズレ量  $\delta'$  が回転角  $\theta_r$  の関数として求まる。図11(a)はこれを模式的に示したものである。

【0119】

(  $\theta_r$  ,  $\theta_r$  ) の測定データの個数は、1回転につき100点程度取得すればよい。

【0120】

次に、 $\delta'$  値の  $\theta_r$  に関する加重平均値を求める。

【0121】

10

20

30

40

50

【数 1 6】

$$\delta'_{av} = \frac{\int \delta' d\theta'_r}{\int d\theta'_r} \quad \dots(\text{数}16)$$

【0 1 2 2】

実際の ( ,  $\theta_r$  ) の測定データは離散的データなので、(数 6) において積分処理は積算処理として処理される。

【0 1 2 3】

なお、回転軸を一定速度で回転させているので、( ,  $\theta_r$  ) の測定データを等時間間隔でサンプリングすれば、 $\theta_r$  のサンプリング点は等間隔になるので、(数 6) は次式のように の平均値算出に簡略化される。

10

【0 1 2 4】

【数 1 7】

$$\delta'_{av} = \frac{\sum \delta'}{\text{データ点数}} \quad \dots(\text{数}17)$$

【0 1 2 5】

したがって、回転軸を一定速度で回転させ、かつ等時間間隔で ( ,  $\theta_r$  ) の測定値をサンプリングすると、より好ましい。

20

【0 1 2 6】

(数 6) または (数 7) で求めた  $\delta'_{av}$  値を用いて、回転角座標を次式で定義し直す。

【0 1 2 7】

【数 1 8】

$$\theta_r = \theta'_r - \delta'_{av} \quad \dots(\text{数}18)$$

【0 1 2 8】

【数 1 9】

$$\delta = \theta_m - \theta_r \quad \dots(\text{数}19)$$

30

【0 1 2 9】

このように定義すると、 $\delta$  値と  $\theta_r$  値との関係は図 1 1 ( b ) のようになる。すなわち、 $\delta$  の加重平均値はゼロになる。これは、(数 6) または (数 7) から明らかである。

【0 1 3 0】

このようにズレ量  $\delta$  の加重平均値がゼロの場合、 $\theta_r$  と  $\theta_m$  の原点が一致する。これは、図 9 に示したような磁界分布の対称性によるものである。

【0 1 3 1】

次に、この回転角座標  $\theta_r$  において、 $\theta_r = \theta_m = 0$  の位置で回転軸を停止させ、磁界センサ 2 0 1 の S I N ブリッジ信号がゼロになるようにオフセット調整する。次に、 $\theta_r = 90^\circ$  の位置で回転軸を停止させ、磁界センサの C O S ブリッジ信号がゼロになるように

40

【0 1 3 2】

このようにして、磁界センサ 2 0 1 のオフセット調整を完了する。

【0 1 3 3】

以上の説明から明らかなように、 $\theta_r$  原点と  $\theta_m$  原点とを精度良く一致させるには、 $\delta'_{av}$  を精度よく求めることが重要である。本方法では、(数 6) または (数 7) で表される通り、全ての測定データ点を用いて  $\delta'_{av}$  値を算出するので、個々の測定誤差、測定ノイズによる影響を受けにくく、2 つの原点を精度よく一致させることができる。

【0 1 3 4】

また、回転軸の回転回数 N を増やすほど、測定データ点数が増えるため、測定誤差やノ

50

イズの影響が低減され、精度が向上する。

【 0 1 3 5 】

次に、( b ) 「磁界角度  $\theta_m$  とセンサ磁石 2 0 2 の回転角度  $\theta_r$  との対応関係を正しく求める」方法を述べる。

【 0 1 3 6 】

( a ) に述べた方法により磁界センサ 2 0 1 のオフセット調整は完了しているので、磁界センサ 2 0 1 の信号から求めた磁界角度  $\theta_m$  は、磁界センサ 2 0 1 の設置場所での磁界方向を正しく表している。したがって、( 数 1 4 ) で定義されるズレ量  $\delta$  と磁界角度  $\theta_m$  との関係から、次式により回転角  $\theta_r$  が求まる。

【 0 1 3 7 】

【 数 2 0 】

$$\theta_r = \theta_m - \delta \quad \dots (数20)$$

【 0 1 3 8 】

具体的な方法を以下に述べる。

【 0 1 3 9 】

回転軸 1 2 1 を一定速度で 1 回転以上回転させ、1 回転に対応する期間で回転軸  $\theta_r$  と磁界角度  $\theta_m$  とを測定する。ここで、 $\theta_r$  は時刻から算出し、磁界角度  $\theta_m$  は磁界センサ 2 0 1 の出力信号から算出する。

【 0 1 4 0 】

測定するデータ点数 ( サンプリグ点数 ) は、本実施例では 1 回転で 1 0 0 点にした。サンプリグ点数は大きいほど回転角度  $\theta_r$  が精度良く求まる。一方、サンプリグ点数が多いと補正演算を行う信号処理回路のメモリを多く消費する。したがって、両者のバランスから適当な大きさに設定する。

【 0 1 4 1 】

測定した (  $\theta_r, \theta_m$  ) のデータ点から、各データ点でのズレ量  $\delta$  を ( 数 1 9 ) 式により求めることで、 $\delta$  をロータ角  $\theta_r$  の関数として得る。これを図 1 2 ( a ) に示す。次に、このデータを基にして、 $\delta$  を磁界角度  $\theta_m$  の関数に変換する。これを図 1 2 ( b ) に示す。このようにして、磁界角度  $\theta_m$  を引数とした  $\delta$  の参照表 ( Look-up Table ) を得る。

【 0 1 4 2 】

このように、磁界角度  $\theta_m$  を引数にした参照表にすることで、実測データから算出した磁界角度  $\theta_m$  から、その  $\theta_m$  に対応したズレ量  $\delta$  を算出できるようになる。これが、本実施例のポイントである。

【 0 1 4 3 】

この参照表を、磁界センサ 2 0 1 の信号処理回路のメモリ部に記憶・保持させる。これで校正を完了する。

【 0 1 4 4 】

回転角検出回路の動作時、すなわち、回転角度を計測する際の信号処理方法を次に述べる。

【 0 1 4 5 】

まず、磁界センサ 2 0 1 からの出力信号に基づいて磁界角度  $\theta_m$  を算出する。具体的には、磁界センサからは  $-\cos \theta_m$  に比例した信号  $V_{\cos}$  と、 $\sin \theta_m$  に比例した信号  $V_{\sin}$  とが出力されるので、次式を用いて  $\theta_m$  を算出する。

【 0 1 4 6 】

【 数 2 1 】

$$\theta_m = \text{ArcTan} \left( \frac{V_{\sin}}{-V_{\cos}} \right) \quad \dots (数21)$$

【 0 1 4 7 】



次に、( ,  $\theta_m$ ) の参照表を用いて  $\theta_m$  値に対応するズレ量  $\Delta\theta$  を求める。参照表に  $\theta_m$  値と等しい値がない場合には、近傍の値から補間して対応する  $\Delta\theta$  値を算出する。本実施例では、補間法として線形補間を用いた。線形補間法はCPUの演算時間を要する乗算の回数が少ないため、高速に演算できるという利点がある。

【0148】

回転角  $\theta_r$  は、 $\theta_r = \theta_m - \Delta\theta$  として求まる。

【0149】

この方法により、従来の方法では電気角で  $\pm 10^\circ$  程度の計測誤差があったのに対し、本方法を用いると、計測誤差は電気角で  $\pm 0.6^\circ$  に減少し、計測精度が向上した。

【0150】

本実施例で重要なことは、参照表の引数をロータ角  $\theta_r$  ではなく、磁界角度  $\theta_m$  にしていることである。この理由は、計測時に磁界センサ201が計測するのは磁界角度  $\theta_m$  だからである。このため、実測値  $\theta_m$  から直接、対応するズレ量  $\Delta\theta$  を知ることができる。

【0151】

( ,  $\theta_m$ ) の参照表として、 $\theta_m$  を等間隔で作成することで参照表の読み出し処理の高速化と参照表用メモリの低減を達成できる。その具体的方法を以下に述べる。以下の説明では、参照表の入力変数  $\theta_m$  を変数「 $x$ 」とし、参照表から読み出される値（関数値）を「 $f(x)$ 」とする。

【0152】

入力変数  $x$  の最小値を  $x_{\min} = x[0]$ 、最大値を  $x_{\max} = x[N_{\max}]$  とし、この範囲を  $N_{\max}$  個に等間隔で分割する。 $f(x)$  を離散化した関数を  $fn[n]$  とし、 $f(x) = f(x[n]) = fn[n]$  と定義する。すると、任意の入力値  $x$  に対し、

【0153】

【数22】

$$ix = (x - x_{\min}) * \frac{N_{\max}}{x_{\max} - x_{\min}} \quad \dots (\text{数22})$$

を計算し、得られた値  $ix$  の整数部を  $n$ 、小数部を  $r$  とする。すると

【0154】

【数23】

$$f(x) = fn[n] + r * (fn[n+1] - fn[n]) \quad \dots (\text{数23})$$

これは、入力値  $x$  の最近傍値  $x[n]$  と  $x[n+1]$  とに対応する参照表値  $fn[n]$  と  $fn[n+1]$  とを用いて、1次関数で補間したものである（すなわち、線形補間した）。

【0155】

(数32) の「 $N_{\max} / (x_{\max} - x_{\min})$ 」値は、参照表作成時（すなわち、校正時）に計算しておき定数として処理回路のメモリに保管しておく。このようにすると、回転角検出装置の動作時の処理では、除算処理が不要になる。一般に、マイクロコントローラでは除算処理には長時間を要するので、本方法により高速化する。

【0156】

また、この方法では、任意の入力値  $x$  に対して参照表の参照位置を(数22)で表される1回の演算で特定できるので、高速化できる。

【0157】

本方法では、参照表に保存するデータは  $fn[n]$  ( $n = 0 \sim N_{\max}$ )、 $x_{\min}$ 、 $x_{\max}$ 、 $N_{\max} / (x_{\max} - x_{\min})$  のみであり、 $x[n]$  ( $n = 0 \sim N_{\max}$ ) のデータは不要である。したがって、保管用メモリが低減できる。

【0158】

回転軸121の回転角度  $\theta_r$  を求める方法を以下に述べる。

【0159】

10

20

30

40

50

図13は、回転軸121が一定速度で回転している時の測定時刻 $t$ と回転軸121の回転角度 $\theta_r$ との関係を示したものである。一定速度で回転しているので、 $t$ と $\theta_r$ は比例関係にある。

【0160】

図13からわかるように、任意の時刻 $t$ での回転角 $\theta_r(t)$ は次式で表される：

【0161】

【数24】

$$\theta_r(t) = \frac{t}{T} * 360^\circ \quad \dots(\text{数24})$$

10

ここで $T$ は1回転に要する時間(周期)である。周期 $T$ は、磁界センサ201で測定される磁界角度 $\theta_m$ が開始時( $t=0$ )と同じ値になるまでの時間を測定することで求まる。

【0162】

一定速度で回転している場合には、(数24)を用いて回転角 $\theta_r$ を知ることができる。ここで重要なことは、 $\theta_r$ を設定するのにあらたにエンコーダなどの校正装置を必要としないことである。

【0163】

図13および(数24)では、時刻 $t=0$ での $\theta_r$ 位置をゼロとしたが、任意の値であっても $\theta_r$ の原点位置がシフトするだけで相対位置は同様に求まることは明らかである。

$\theta_r$ と $\theta_m$ との原点位置の関係は上述の方法で一致させることができる。

20

【0164】

次に、回転速度が時刻により既知の割合で変化する場合を考える。回転速度の変化率 $A(t)$ が時間変化すると考えて、 $\theta_r(t) = \theta_0 * A(t)$ とする。この場合、時刻 $t$ での回転角 $\theta_r(t)$ は次式で求まる。

【0165】

【数25】

$$\theta_r(t) = \frac{\int_0^t \omega_0 A(\tau) d\tau}{\int_0^T \omega_0 A(\tau) d\tau} * 360^\circ = \frac{\int_0^t A(\tau) d\tau}{\int_0^T A(\tau) d\tau} * 360^\circ \quad \dots(\text{数25})$$

30

【0166】

例えば、一定加速度で回転速度が変化する場合や、回転速度が既知の割合で変動する(リップルがある)場合などは、(数25)を用いることで、時刻 $t$ での回転角 $\theta_r$ を求めることができる。

【0167】

本実施例では、磁界センサ201で実測された磁界角度 $\theta_m$ を用いて参照表からズレ量を算出し、ロータ角 $\theta_r$ を求める。したがって、磁界角度 $\theta_m$ に対してズレ量が一義的に決まる必要がある。

【0168】

センサ磁界201が2極磁石の場合は、この条件を満たす。2極磁石とは1個のN極と1個のS極とを有する磁石である。2極磁石では、回転軸121が1回転した際、磁界角度 $\theta_m$ も1周期変化するので、上記の条件を満たす。

40

【0169】

したがって、本発明は、センサ磁石として2極磁石を用いた場合には、磁石、センサの設置誤差、磁石の着磁誤差、など任意の誤差要因を補正できるため、特に大きな効果を得ることができる。

【0170】

センサ磁石として多極磁石を用いた場合を述べる。N極とS極をN組有する( $2N$ )極磁石を考える。この場合、磁石が1回転すると磁界角度はN周期変化する。ここで、各周期をセクタと呼ぶ。すなわち、( $2N$ )極磁石はNセクタを有する。

50

## 【0171】

1セクタの範囲では、磁界角度  $\theta_m$  に対してズレ量  $\Delta\theta$  は一義的に決まる。したがって、(2N)極磁石で、セクタ間の着磁誤差が無視できる範囲の場合には、本発明の補正方法は有効である。

## 【0172】

また、回転軸121の使用範囲が1セクタよりも小さい場合にも、使用範囲内で  $\theta_m$  から  $\Delta\theta$  が一義的に決定するので、有効である。

## 【0173】

セクタ間の着磁誤差が無視できない多極磁石を用いる場合には、光学的エンコーダなどの回転位置検出器を回転軸121に取り付けて、現在どのセクタに属しているかのセクタ情報を取得する。そして、このセクタ情報を用いて磁界角度  $\theta_m$  に対応するズレ量  $\Delta\theta$  を求めればよい。この場合の回転位置検出器に必要な角度分解能は、どのセクタに属しているか認識できるだけの分解能で十分である。

10

## 【0174】

また、回転角度移動量から、現在の所属セクタは算出できるので、どのセクタに所属しているかの所属情報を検出回路部302内に記憶しておいてもよい。所属セクタ情報と実測された磁界角度  $\theta_m$  とからズレ量  $\Delta\theta$  を算出できる。この場合、センサ磁界201の複数のセクタのうちのひとつに、機械的な切り欠きを形成するなどして、磁界分布を変えることで、特定のセクタを磁氣的に識別できるようにしておくといよい。

## 【0175】

20

磁気抵抗素子を用いて回転角を検出する装置において、回転軸の回転角と磁界センサの出力値との対応関係を測定し、それを用いて補正を行う方法は、例えば特許公報第3799270号に記載されている。

## 【0176】

しかしながら、この従来例では回転軸の回転角と磁気抵抗素子の出力電圧との関係を近似式で表して補正をおこなっている。近似式を用いた場合には、回転角と磁気抵抗素子の出力電圧との関係は、複雑な場合、すなわち、本実施例の図12に即して言えば、 $\theta_m$  と  $\Delta\theta$  の関係(以下「 $\theta_m$  分布」と呼ぶ)が複雑な形状の場合には、近似式も複雑にしなければならず、補正計算に必要な演算時間が増加してしまうという問題がある。本実施例では、 $\theta_m$  分布が複雑な形状であっても、近傍データ点間の線形補間で処理できるので、演算時間が短くてすむ。

30

## 【0177】

また、近似式で表す場合には、 $\theta_m$  分布が複雑な形状な場合、近似式では誤差が大きくなる傾向がある。本実施例では、 $\theta_m$  分布がどのような形状であっても対応できる。

## 【0178】

本発明において、簡単な磁界分布補正法を併用してもよい。すなわち、参照表作成時には、磁界角度  $\theta_m$  の代わりに、何らかの補正処理を施した角度(補正角度)  $\theta_{adj}$  を用いて、

## 【0179】

40

## 【数26】

$$\delta = \theta_{adj} - \theta_r \quad \dots(\text{数26})$$

としてズレ量を算出し、 $\theta_{adj}$  と補正角度  $\theta_{adj}$  との関係を( $\theta_{adj}$  を引数にして)参照表を作成する。計測時には、磁界センサ201から計測される磁界角度  $\theta_m$  から補正角度  $\theta_{adj}$  を計算した後、 $\theta_r = \theta_{adj} - \delta$  により、正しいロータ角  $\theta_r$  が求まる。

## 【0180】

磁界角度  $\theta_m$  の代わりに補正角度  $\theta_{adj}$  を用いることでズレ量  $\delta$  が小さくなれば、補正の精度が向上する。また、特に、補正角度を用いることで、ズレ量  $\delta$  の角度依存性が小さくなれば、補間による値算出の精度が向上するため、参照表のデータ点数が少なくても正

50

確な補正が可能になる。したがって、参照表のデータ点数を削減でき、少ないメモリ量で補正が可能になる。

【 0 1 8 1 】

また、特許公報第 3 7 9 9 2 7 0 号に記載された方法では、回転軸の回転角と磁気抵抗素子の出力電圧との関係を計測する際、回転軸の回転角を既知の値に設定する必要があるため、ロータリーエンコーダを別途用意して補正のための計測を行う。これに対して、本発明では、エンコーダを別途用意することなく、上述の通り補正を完了できる。

【 0 1 8 2 】

以上のように製作した回転角検出装置をシステムに組み込む際の構成を述べる。本実施例では、自動車の電動パワーステアリング装置に回転角検出装置を組み込む場合を述べる。

10

【 0 1 8 3 】

図 1 4 は電動パワーステアリング装置を模式的に示したものである。

【 0 1 8 4 】

電動パワーステアリング装置のシステムとしての角度原点（システム原点）にシステムを設定し、その状態での回転軸 1 2 1 の回転角  $r_0$  を読み出す。具体的には、磁界センサ 2 0 1 の信号を測定して磁界角度  $m$  を求め、ズレ量 の参照表を用いることで回転軸 1 2 1 の回転角  $r$  が求まる。そして、システム原点に対応する回転角  $r_0$  を、電動パワーステアリング装置の制御装置（電子コントロール・ユニット ECU）に記憶・保管する。

【 0 1 8 5 】

20

回転角検出装置のシステムへの設置時に組み付け誤差があった場合でも、システム原点に対応する回転角  $r_0$  値がわかっていれば誤差の補償ができる。

【 0 1 8 6 】

パワーステアリング装置などのシステムにおいて必要な情報は、システムとしての角度  $sys$  である。本実施例によれば、磁界センサ 2 0 1 の出力信号から得られる磁界角度  $m$  から、システムとしての角度  $sys$  が正確に得られる。

【 0 1 8 7 】

本発明による第 2 の実施例を図 2 6 および図 2 7 を用いて述べる。本実施例は、磁界センサ 2 0 1 の温度特性を大幅に改善させる方法である。

【 0 1 8 8 】

30

磁気抵抗素子を用いた回転角センサでは、温度がわかると計測精度が劣化するという課題があった。すなわち、温度特性が悪いという課題である。本実施例では磁界センサ 2 0 1 の検出方法を改善することで磁界センサ 2 0 1 の温度特性を改善する。

【 0 1 8 9 】

磁気抵抗素子での温度特性の劣化の原因は、磁界センサ 2 0 1 を構成するセンサ素子部 3 0 1 の出力信号にオフセット電圧が重畳するためである。この点を説明する。（数 6）において GMR 係数  $G/R$  は温度変化するので、 $V_c$  の値は温度が変わると変化する。しかし、（数 6）、（数 7）、（数 8）からわかるように、磁界角  $m$  は、 $V_s$  と  $V_c$  の比から算出されるため、係数  $G/R$  の温度変化は相殺されるため、計測値から算出される値は、理想的には温度変化しないはずである。

40

【 0 1 9 0 】

しかし、実際の GMR 素子のブリッジでは  $V_c$  や  $V_s$  にオフセット電圧が重畳する。

【 0 1 9 1 】

【数 2 7】

$$\Delta V_c = V_2 - V_1 = -e_0 \frac{G}{2R} \cos \theta + \Delta V_c(\text{ofs})$$

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = e_0 \frac{G}{2R} \sin \theta + \Delta V_s(\text{ofs})$$

... (数 27)

50

## 【0192】

したがって、比  $V_s / V_c$  が  $\tan$  に等しくならず、また、比  $V_s / V_c$  を求めても分子と分母の GMR 係数  $G / R$  は相殺せず温度により変化することになる。

## 【0193】

このため、室温において検出回路 351A においてオフセット調整して、オフセット電圧  $V_c$  (offset) を除去して正しい磁界角度  $\theta_m$  が求まるようにしても、温度を変えるとオフセット値が変化するため、正しい  $\theta_m$  値が得られない。これが温度特性が劣化する原因である。

## 【0194】

信号電圧  $V_c$  にオフセット電圧が発生する原因は、ブリッジを構成する素子の特性にバラツキがあるため、 $\theta = 90^\circ$  (すなわち、 $\cos \theta = 0$ ) においても4個の素子の抵抗値が等しくならないためである。

## 【0195】

図26は本実施例で用いる磁界センサ201内のブリッジの構成を示す模式図である。

## 【0196】

本実施例では磁界センサ201を構成するセンサ素子部301内のCOSブリッジは、4個のGMR素子51-1, 51-2, 51-3, 51-4を有する。図26はこれらの素子の結線方法を示したものである。また、図26では図示を省略したが、SINブロックについても同様である。以下、COSブロックを用いて説明する。

## 【0197】

GMR素子51-1と51-4とを有するハーフブリッジは、正極性出力回路e1(341)と負極性出力回路g1(345)に結線され、GMR素子51-1と51-4の接続部を信号端子V1とする。

## 【0198】

GMR素子51-2と51-3とを有するハーフブリッジは、正極性出力回路e2(342)と負極性出力回路g2(346)に結線され、GMR素子51-2と51-3の接続部を信号端子V2とする。

## 【0199】

信号端子V1と信号端子V2とは検出回路351に結線され、それらの差動電圧  $V = V_2 - V_1$  を信号として検出する。

## 【0200】

本実施例の特徴は、4個のGMR素子で構成されるブリッジ回路に供給する電源電圧として、2つのハーフブリッジでそれぞれ異なる電圧e1, e2を供給することにある。このような構成にすることで後述のようにオフセット電圧を除去することが可能になる。

## 【0201】

図26に記したように、GMR素子51-1, 51-2, 51-3, 51-4の抵抗値をそれぞれ  $R_1, R_2, R_3, R_4$  とする。

## 【0202】

GMR素子  $R_1$  (51-1) と  $R_3$  (51-3) の固定磁性層13の磁化方向を  $\theta_p = 0$  とする。また、GMR素子  $R_2$  (51-2) と  $R_4$  (51-4) の固定磁性層13の磁化方向を  $\theta_p = 180^\circ$  とする。自由磁性層の磁化方向  $\theta_f$  は外部磁界で決まるので4個のGMR素子で同一となるため、 $\theta_{f2} = \theta_f - \theta_{p2} = \theta_f - \theta_{p1} = \theta_f - \theta_{p1} = \theta_{f1} + \theta_p$  の関係が成り立つ。 $\theta_{f1}$  は、 $\theta_p = 0$  を基準としているので、 $\theta_{f1} = \theta_f$  とする。したがって、(数1)式からわかるように、 $R_1, R_3$  では(数2)式が成り立つ( $n = 1, 3$ )。また、 $R_2, R_4$  では(数3)式が成り立つ( $n = 2, 4$ )。

## 【0203】

図26のブリッジ回路での端子1, 2間の差電圧  $v = v_2 - v_1$  は以下のようにになる：

## 【0204】

10

20

30

40

【数 2 8】

$$\Delta v = \frac{e_2 R_1 R_3 - e_1 R_2 R_4 + R_3 R_4 (e_2 - e_1)}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} \quad \dots (\text{数}28)$$

$$= \frac{e_2 R_1 R_3 - e_1 R_2 R_4}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} + \frac{R_3 R_4 (e_2 - e_1)}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}$$

【0 2 0 5】

ここで、GMR素子以外のケースにも拡張し、一般的な以下のケースを考える。ブリッジ回路で対向する1組である $R_1, R_3$ は以下のように変化する場合を考える ( $n = 1, 3$ ) :

【0 2 0 6】

【数 2 9】

$$R_n = R_{n0} + \Delta R \quad \dots (\text{数}29)$$

【0 2 0 7】

対向する別の組である $R_2, R_4$ は以下のように変化する場合を考える ( $n = 2, 4$ ) :

【0 2 0 8】

【数 3 0】

$$R_n = R_{n0} - \Delta R \quad \dots (\text{数}30)$$

【0 2 0 9】

具体的な例としてGMR素子の場合を考えると、磁界の方向が  $\theta = 90^\circ$  の時の値が $R_{n0}$ に対応する。これは式(数2)、(数3)と式(数29)、(数30)を比較すれば明らかである。

【0 2 1 0】

まず、 $R = 0$  の場合の図26のブリッジ回路端子1, 2間の差電圧  $v = v_2 - v_1$  は、式(数28)から以下のように求まる:

【0 2 1 1】

【数 3 1】

$$\Delta v = \frac{e_2 R_{10} R_{30} - e_1 R_{20} R_{40} + R_{30} R_{40} (e_2 - e_1)}{(R_{10} + R_{40})(R_{20} + R_{30})} \quad \dots (\text{数}31)$$

$$= \frac{e_2 R_{10} R_{30} - e_1 R_{20} R_{40}}{(R_{10} + R_{40})(R_{20} + R_{30})} + \frac{R_{30} R_{40} (e_2 - e_1)}{(R_{10} + R_{40})(R_{20} + R_{30})} \equiv \Delta v_0$$

$R = 0$  の時の値なので、 $v_0$ と定義する。次に、 $R \neq 0$  の場合を求めると以下のようになる:

【0 2 1 2】

【数 3 2】

$$\Delta v = \frac{e_2 R_{10} R_{30} - e_1 R_{20} R_{40} + R_{30} R_{40} (e_2 - e_1)}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} + C \Delta R \quad \dots (\text{数}32)$$

【0 2 1 3】

【数 3 3】

$$C = \frac{e_2 (R_{10} + R_{30}) + e_1 (R_{20} + R_{40}) + (R_{40} - R_{30})(e_2 - e_1)}{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)} \quad \dots (\text{数}33)$$

【0 2 1 4】

式(数32)の第1項の分子は、式(数31)の分子と同一である。したがって、 $v$

10

20

30

40

50

0 = 0 とすれば、式 ( 数 3 2 ) から以下の比例関係が得られる。

【 0 2 1 5 】

【 数 3 4 】

$$\Delta v = C \Delta R$$

... (数34)

ここで、比例係数 C は式 ( 数 3 3 ) である。

【 0 2 1 6 】

すなわち、電圧差 ( e 2 - e 1 ) を調整することで式 ( 数 3 1 ) で定義される v 0 がゼロにすれば、図 2 6 のブリッジ回路の信号電圧 v にはオフセット電圧が取り除かれ、v は変化量 R に比例するという望ましい特性が実現できる。

10

【 0 2 1 7 】

本実施例では 2 組のハーフブリッジ回路に印加する励起電圧 e 1 , e 2 を個別に調整できることが本質的である。この点を明確にするために、従来例との違いを明確にする。

【 0 2 1 8 】

従来の構成 ( 図 4 ) では、4 個の G M R 素子のバラツキなどの原因により、 $\theta = 90^\circ$  の場合でも関係式「 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 」が満たされず、式 ( 数 4 ) の分子がゼロにならない。すなわち、信号電圧 v にオフセット電圧が残る。式 ( 数 3 1 ) に即して述べると、関係式「 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 」が満たされた理想的なブリッジでは、e 1 = e 2 の時 ( 数 3 1 ) の第 1 項と第 2 項がともにゼロになる。しかし、素子のばらつきなどの要因で関係式「 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 」が満たされない場合には、( 数 3 1 ) の第 1 項はゼロにならず、オフセット電圧が発生する。これに対し、本実施例では、式 ( 数 3 1 ) からわかるように、電圧差 ( e 2 - e 1 ) を調整することで  $\theta = 90^\circ$  の時点で v 0 をゼロに設定することができる。これにより、上記の通りオフセット電圧を除去できるわけである。

20

【 0 2 1 9 】

次に図 2 6 の構成のセンサ素子ブリッジについて、温度特性を考察する。

【 0 2 2 0 】

物質の抵抗値の温度特性は以下の形で表される。

【 0 2 2 1 】

【 数 3 5 】

$$R(T) = R(T_0) \{1 + a(T - T_0)\} = R(T_0) (1 + a \Delta T)$$

... (数35)

30

式 ( 数 3 2 ) の第 1 項の分子に式 ( 数 3 5 ) を代入して数式を整理すると、( 1 + a  $\Delta T$  ) 倍になることがわかる。したがって、ある温度で v 0 = 0 としてあれば、任意の温度について v 0 = 0 になる。

【 0 2 2 2 】

すなわち、本実施例によれば、ある温度、例えば室温で v 0 = 0 になるように電圧差 ( e 2 - e 1 ) を調整すれば、任意の温度について v 0 = 0 となり、式 ( 数 3 4 ) の比例関係が得られる。すなわち、オフセットがない信号を広い温度範囲で実現できる。

【 0 2 2 3 】

このように本実施例によれば、磁界検出装置を作成後の検査・調整工程を 1 つの温度、例えば室温にて調整するのみでよいので、検査・調整工程の工程数を大幅に低減できる。

40

【 0 2 2 4 】

次に、G M R 素子を使った磁界検出装置を考える。R 1 , R 3 は式 ( 数 2 ) より以下のようになる：

【 0 2 2 5 】

【 数 3 6 】

$$R_n = R_{n0} - \frac{G}{2} \cos \theta$$

... (数36)

式 ( 数 2 9 ) とを比較すると、G M R 素子を用いた場合の差電圧信号は以下のようになる

50

。

【 0 2 2 6 】

【 数 3 7 】

$$\Delta v = -\frac{CG}{2} \cos \theta \quad \dots (\text{数}37)$$

すなわち、磁界方向 の余弦 ( cosine ) に比例した信号が得られる。そこで、これを  $V_c$  と記す。

【 0 2 2 7 】

定数 C は式 ( 数 3 3 ) から求まる値である。

10

【 0 2 2 8 】

本実施例の回転角検出装置では、モータ部 1 0 0 の構成は実施例 1 と同じである。回転角検出部 2 0 0 の構成は実施例 1 と同様であるが、磁界センサ 2 0 1 を上記の構成に置き換えたものである。また、磁界センサ 2 0 1 が計測する磁界角度  $\theta_m$  とロータ角  $\theta_r$  とを対応づける補正方法は実施例 1 と同じである。

【 0 2 2 9 】

本実施例によれば、温度特性が改善され、かつ磁界補正により高精度なロータ角度計測ができるため、広い温度範囲で高精度に動作する回転角検出装置を実現できる。

【 0 2 3 0 】

本実施例では、磁界センサ 2 0 1 の検出回路部 3 0 2 のバイアス電圧設定 (  $V_e = V_{e2} - V_{e1}$  の調整 ) を室温において行うだけで、広い温度範囲で正確なロータ角度計測ができるため、製品の校正・調整工程が少なくて済み、低コストな回転角検出装置を提供できる。

20

【 0 2 3 1 】

次に、本発明による第 3 の実施例として、検出回路部 3 0 2 の回路的なオフセットを低減する構成を述べる。本実施例の回転角検出装置では、モータ部 1 0 0 の構成は実施例 1 と同じである。回転角検出部 2 0 0 の構成は実施例 2 と同様である。

図 2 7 を用いて本実施例を述べる。

【 0 2 3 2 】

本実施例では検出回路に起因するオフセット電圧を除去することで高精度に磁界検出を行う。

30

【 0 2 3 3 】

図 2 7 は、図 2 6 に示した構成の GMR 素子のハーフブリッジに印加する励起電圧波形を示したものである。図 2 6 の  $e_1$  ,  $e_2$  端子に印加する励起電圧波形をそれぞれ  $V_{e1}$  (  $V_{e(1)}$  ) ,  $V_{e2}$  (  $V_{e(2)}$  ) とし、 $g_1$  ,  $g_2$  端子に印加する励起電圧波形をそれぞれ  $V_{g1}$  (  $V_{g(1)}$  ) ,  $V_{g2}$  (  $V_{g(2)}$  ) とする。またこのときの差電圧信号  $V = V_2 - V_1$  も図 2 7 に示した。

【 0 2 3 4 】

時刻  $t_1$  においては、 $V_{e(i)}$  ,  $V_{g(i)}$  端子ともに基準電圧  $V_{ag}$  を印加する (  $i = 1, 2$  ) 。すなわち、ブリッジ回路の正極性側端子  $e_1$  と負極性側端子  $g_1$  とが共に同一電位  $V_{ag}$  であるから、 $V_1$  端子、 $V_2$  端子ともに信号電圧は  $V_{ag}$  になる。したがって、差電圧信号  $V = V_2 - V_1$  はゼロになる。

40

【 0 2 3 5 】

したがって、検出回路 3 5 1 の出力電圧  $V_{det}(t)$  が時刻  $t_1$  で示す電圧  $V_{det}(t_1)$  は、検出回路 3 5 1 に起因するオフセット電圧である。時刻  $t_2$  において、正極性出力回路 3 4 1 からは正極性パルス 6 1 1 が出力され、負極性出力回路 3 4 5 からは負極性パルス 6 1 2 が出力される。これにより、差電圧信号  $V = V_2 - V_1$  には磁界方向に応じた信号電圧が発生する。

【 0 2 3 6 】

時刻  $t_2$  と  $t_1$  との差信号 :  $V_{det} = V_{det}(t_2) - V_{det}(t_1)$  は、検出回路 3 5 1 に起因するオフセット電圧を除去した信号電圧となる。このようにして、検出回路系に起

50



因するオフセット電圧を除去し、高精度な磁界検出ができる。

【0237】

同様にして、 $V_{det} = V_{det}(t_4) - V_{det}(t_3)$  は時刻  $t_4$  における信号電圧となる。

【0238】

このように、本実施例においては、図26に示すブリッジ回路において4つの端子  $e_1$  ,  $e_2$  ,  $g_1$  ,  $g_2$  を同一の電圧(図27では  $V_{ag}$ ) に設定し、この時点の検出回路の電圧  $V_{sig}(t_1)$  を基準信号として差し引くことが本質的である。これにより、GMR素子に起因するオフセット電圧と検出回路に起因するオフセット電圧とを確実に分離することができる。

10

【0239】

また、本実施例では、基準信号  $V_{det}(t_1)$  を先に測定してから、GMR素子を励起した信号電圧  $V_{det}(t_2)$  を求め、信号電圧  $V_{det} = V_{det}(t_2) - V_{det}(t_1)$  を求めている。このような順序にすることで、信号測定時(サンプリング時)と信号処理後の出力信号との時間遅れ(タイムラグ)を最小化している。これは、例えばモータの回転角の計測など高速応答性が要求される磁界検出回路において特に重要な構成である。

【0240】

本実施例では、GMR素子を励起して通電するのは、正極性パルス611および負極性パルス612を印加する期間のみである。したがって、低消費電力な磁界検出装置が実現できる。具体的には、印加電圧期間のデューティ比を10%に設定すると、消費電力は10分の1になる。

20

【0241】

本実施例では、GMR素子で消費される電力を低減することができるため、通電によるGMR素子の熱発生(ジュール熱)を低減でき、温度上昇によるGMR素子の特性変化も抑制できる利点がある。

【0242】

また、本実施例においては、正極性パルス611の電圧振幅と負極性パルス612の電圧振幅とを概ね等しい値に設定した。このようにすると、信号電圧  $V_1$  ,  $V_2$  の電圧値がゼロ点検出時(図27の時刻  $t_1$ ) と信号検出時(時刻  $t_2$ ) とで大きく変化しないので、差動検出器351の同相信号除去比CMRRの要求性能が少なく済む、という利点がある。

30

【0243】

本発明による第4の実施例を図28と図29を用いて述べる。本実施例は、第2の実施例と同様の構成において、磁界センサ201の構成を下記の通り変更したものである。

【0244】

図28は本実施例で用いる磁界センサ201のセンサ素子部301の構成を示す図である。図29は本実施例で用いる励起電圧波形と検出タイミングを示す図である。

【0245】

図28に示すように、本実施例ではセンサ素子部301から出る端子数を減らし、センサ素子部301と検出回路部302との間の配線数を少なくした構成である。図28に図示したように、GMR素子で構成された各ハーフブリッジの  $g$  端子を共通に結線する。また、COSブリッジの  $e_2$  端子とSINブリッジの  $e_2$  端子とを共通にする。

40

【0246】

前述の通り、磁界センサ201の温度特性劣化の要因である信号オフセット電圧は、GMR素子の特性バラツキにより生じるものである。したがって、オフセット電圧をゼロにするためのバイアス電圧  $e = e_2 - e_1$  の最適値は、COSブリッジ用の値とSINブリッジ用の値とで異なる。

【0247】

そこで、本実施例では、COSブリッジ用の励起電圧とSINブリッジ用の励起電圧を時間的にずらして印加することで、配線の共通化を可能にし、センサ素子部301の端子

50

数の削減を可能にした。

【0248】

図29は、本実施例で用いる励起電圧波形と検出タイミングを示す図であり、第3の実施例における図27に対応するものである。COSブリッジとSINブリッジの共通e2端子への印加電圧は、COS用正極性パルス621とSIN用正極性パルス622とを時間的にずらして印加する。g端子には、負極性パルス612を印加する。

【0249】

このようにすると、COSブリッジの信号電圧  $V_c$  とSINブリッジの信号電圧  $V_s$  とは図29に示したように変化する。時刻  $t_0$  でゼロ点信号  $V_z$  を測定する。そして、時刻  $t_1$  でCOSブリッジの信号を取得し、時刻  $t_2$  でSINブリッジの信号を取得する。

10

【0250】

このようにして、COSブリッジとSINブリッジとも、各々のブリッジに最適な励起電圧バイアス  $e$  を印加した状態で信号を測定しているので、信号電圧のオフセットは除去される。したがって、第2の実施例に記載した通り、良好な温度特性を持った磁界センサ201が得られる。

【0251】

なお、本実施例ではセンサ素子部301の構成を図28のようにしたが、これは一例にすぎず、e端子あるいはg端子を共通化する、その他の組み合わせにおいても本実施例が適用できることは言うまでもない。

【0252】

本発明による第5の実施例を図1を用いて述べる。

20

【0253】

本実施例は、磁界センサを回転角検出装置筐体の外側に設置したものである。このような構成にすることで、磁界センサの取り付けを容易にする。また、磁界センサの配線を回転角検出装置筐体の外側に取り出す必要がなくなるので、特に防水構造の回転角検出装置において組み立て・製作が容易になる。

【0254】

本実施例の回転角検出装置はモータ部と回転角検出部200とから構成されている。モータ部の構成は第1の実施例1のモータ部と同様である。

【0255】

回転角検出部200は、回転軸121に設置されたセンサ磁石202と、モータ部筐体に取り付けられたハウジング203と、磁界センサ201とで構成されている。

30

【0256】

本実施例では防水仕様の回転角検出装置としている。そのため、ハウジング203と第2ブラケット103との間にシール部材210を挿入している。これにより、ハウジング203 - 第2ブラケット103 - フレーム101 - 第1ブラケット102とで防水性を確保している。本明細書では、このように外部環境から防水性を確保する境界を「防水境界」と呼ぶ。

【0257】

防水境界を構成する部材間にはシール部材などを挿入することで、その内部に水が入り込まないような構造にする。したがって、防水境界に電気配線を通す場合には、樹脂でモールドしたコネクタで防水境界を構成し、その内部と外部にそれぞれ電気配線を接続するなどの方法で構成しなければならない。

40

【0258】

磁界センサ201は、ハウジング203の外側に設置する。本実施例においては、このように防水境界の外側に磁界センサ201が設置されているため、その信号の配線208も防水境界の外側にあり、防水境界を交差する必要がない。したがって、信号の配線208の構成が簡単な構成ですむという利点がある。

【0259】

センサ磁石202と磁界センサ201との間にハウジング203が位置しているため、

50

ハウジング 203 の材料と形状は、一定の条件を満たす必要がある。

【0260】

ハウジング 203 には、磁化率  $\chi$  が 0.01 以下の材料を用いる。このようにすると、比透磁率  $\mu_r = 1 + \chi$  は 0.99 ~ 1.01 の範囲になり、空気の比透磁率 1 とほぼ同じになる。したがって、静磁界はハウジング 203 の存在に影響されない。このような材料としては、アルミニウム ( $\chi = 2 \times 10^{-5}$ )、銅 ( $\chi = -9 \times 10^{-6}$ ) や銅の合金 (黄銅, 白銅など)、樹脂などがある。

【0261】

ハウジング材料として金属材料を用いることが好ましい場合がある。樹脂材料と比較して、金属材料の方が機械強度が強い、加工が容易であるなどの理由による。ハウジングとして金属を用いる場合には、磁化率の条件に加えて以下の制約がある。すなわち、時間的に変化する磁界を検出できなくてはならない。

【0262】

回転軸 121 が周波数  $f$  [Hz] で回転すると、センサ磁石 202 も回転するため、ハウジング 203 を横切る磁界は時間変化をする。磁界センサが十分に磁界を検出できるようにするために、ハウジング 203 のうちセンサ磁石 202 と磁界センサ 201 の間の部分の厚さ  $t$  (単位は [m]) は以下の条件を満たすように設定した。

【0263】

【数38】

$$\exp\left(-\frac{t}{\delta_{\text{skin}}}\right) \geq 0.6 \quad \dots(\text{数}38)$$

$$\begin{aligned} \delta_{\text{skin}} &= \sqrt{\frac{\rho}{\pi N_p f \mu_r \mu_0}} = 503 \sqrt{\frac{\rho}{N_p f \mu_r}} \\ &= 503 \sqrt{\frac{\rho}{N_p f (1 + \chi)}} \end{aligned}$$

ここで、 $\delta_{\text{skin}}$  (単位は [m]) はハウジング 203 の構成材料の表皮の厚さ (skin depth) であり、 $\rho$  はハウジングの抵抗率 [Ω・m]、 $\mu_0$  は真空の透磁率 ( $= 4 \times 10^{-7}$ )、 $\mu_r$  はハウジング 203 の材料の比透磁率で、磁化率  $\chi$  とは  $\mu_r = 1 + \chi$  の関係がある。また、 $f$  は回転軸 121 の最高回転周波数であり、 $N_p$  はセンサ磁石の磁極数を 2 で除したものである。すなわち、 $N_p \cdot f$  は 1 秒間に磁界が変化する繰り返し周波数を表す。

【0264】

(数38) 式から、ハウジング 203 のうちセンサ磁石 202 と磁界センサ 201 の間の部分の厚さ  $t$  (単位は [m]) について、次式が導かれる：

【0265】

【数39】

$$t \leq 0.511 \delta_{\text{skin}} = 257 \sqrt{\frac{\rho}{N_p f (1 + \chi)}} \quad \dots(\text{数}39)$$

具体的には、 $N_p = 4$  (8 極磁石)、回転周波数 15,000 rpm、材料としてアルミニウム (抵抗率  $\rho = 2.75 \times 10^{-8}$  Ω・m) を用いた場合、ハウジング 203 の板厚の条件は (数39) から 1.3 mm 以下になる。

【0266】

また、 $N_p = 4$  (8 極磁石)、回転周波数 15,000 rpm、材料として真鍮、すなわち

Cu ( 65% ) - Zn ( 35% ) 合金 ( 抵抗率  $= 6 \times 10^{-8} \text{ m}$  ) を用いた場合、ハウジング 203 の板厚の条件は ( 数 39 ) から 1.9 mm 以下になる。

【 0267 】

時間的に変動する磁界が物質中を通過すると、物質内の自由電子が渦電流を発生するため物質を通過する磁界の強度が減衰する。図 16 は、板厚 1.3 mm の種々の材料について、実効的回転周波数と磁界の透過率との関係を示したものである。図 16 の横軸の実効的回転周波数とは  $N_p \times f$  であり、1 秒間に磁界が回転する回数に等しい。低抵抗な材料ほど表皮効果厚  $s_{skin}$  が減少し、通過する磁界が弱まることわかる。磁界センサ 201 で磁界方向を検出できるような十分な磁界強度を得るには、磁界透過率を 0.6 以上にする必要がある。これが ( 数 38 ) の条件である。

10

【 0268 】

この理由から、ハウジング 203 の構成部分のうち、センサ磁石 202 と磁界センサ 201 の間の部分について上記の条件を満たせばよいことがわかる。つまり、その他の部分は、より厚くても良い。

【 0269 】

以上の解析に基づき、本実施例ではハウジング 203 の材料をアルミニウムを用い、センサ磁石 202 と磁界センサ 201 の間の部分についてはその板厚を 1.3 mm にした。これにより回転軸が 15,000 rpm で回転させた場合でも、回転角を十分精度よく検出する回転角検出装置が得られる。

【 0270 】

20

また、図 1 に示したように磁界センサ 201 は回転軸中心線 226 上に配置するのが好ましい。さらに正確に言うと、磁界センサ 201 内のセンサ素子部 301 が回転軸中心線 226 上に配置されるようにするのが好ましい。この理由は、センサ磁石 202 が形成する磁界分布は、回転軸中心線 226 上において、最も平行磁界に近づくため、磁界分布の補正量が少なくなるためである。磁界分布に起因する磁界角度  $\theta_m$  とロータ角  $\theta_r$  とのズレ量が許容範囲に入る場合は、補正が不要になり、さら好ましい。

【 0271 】

本発明による第 6 の実施例を述べる。

【 0272 】

本実施例で用いる回転角度検出装置は図 1 に示したものと同一である。

30

【 0273 】

この回転角検出装置では、磁界センサ 201 がハウジング 203 の外側に設置されている。そのため、回転角検出装置を設置した場所の近傍に鉄などの磁性体構造物があると、それによりセンサ磁石 202 が発生する磁界の空間分布が影響を受ける場合がある。磁界の空間分布が変化すると、回転軸 121 の回転角  $\theta_r$  と磁界センサ 201 が検知する磁界角度  $\theta_m$  との関係が変わってしまう。

【 0274 】

このような場合、従来例のように校正用のアクチュエータ - エンコーダを用いて回転角検出装置を校正してからシステムに組み込む方法では、システムに組み込んだ後、正しい回転角  $\theta_r$  を計測することができない。

40

【 0275 】

本実施例では、回転角検出装置をシステム内に組み込んだ状態で、回転軸 121 を一定速度で N 回転させることで  $\theta_r$  と  $\theta_m$  との対応関係を計測する。その具体的方法は、第 1 の実施例に記載した通りである。

【 0276 】

このように本実施例では、回転角検出装置をシステム中に組み込んだ状態で校正を行うので、近傍の磁性体構造物の影響で磁界の空間分布が変化した場合でも、変化した空間分布での  $\theta_r$  と  $\theta_m$  との対応関係を計測する。したがって、正しいシステム中でも正しい回転角  $\theta_r$  を計測することができる。

【 0277 】

50

本発明による第7の実施例を図17および図18を用いて述べる。

【0278】

図17は本実施例による回転角検出装置の断面図である。図18は図17の右側から見た側面図であり、図18のA-B間断面図が図17である。

【0279】

本実施例のモータ部100の構成は第3の実施例と同様である。

【0280】

回転角検出部200は、磁界センサ201、センサ磁石202、ハウジング203、カバー221などで構成される。

【0281】

本実施例の特徴は、回転角検出部200がカバー221を有することである。カバー221は磁化率が100以上の材料を用いる。

【0282】

磁化率が100以上の材料で構成したカバー221で回転角検出部200を覆うことで、磁気シールド効果が生じる。このため、回転角検出装置の周辺近傍に磁性体が配置された場合でも、センサ磁石202が形成する磁界の空間分布は影響を受けにくくなる。このようにして、回転角検出装置が設置される環境の影響が大幅に低減し、正確な回転角を計測できる。

【0283】

磁化率が100以上の材料としては、軟鉄(μ=2000)、鉄(μ=5000)、珪素鋼(μ=7000)、ミュー・メタル(μ=100,000)などがある。本実施例では、鉄を用いた。

【0284】

ハウジング203はセンサ磁石202と磁界センサ201との間に位置するので、その材料として磁化率が0.01以下の材料を用いる。本実施例ではハウジング材料として厚さ1.3mmのアルミニウムを用いた。

【0285】

ハウジング203とモータ部100の間にはシール部材210を挿入することで、防水性をもたせている。すなわち、本実施例では、ハウジング203およびモータ部100とで防水境界を構成している。

【0286】

磁界センサ201はセンサ支持台206を介して第2ブラケット103に固定されている。センサ支持台206は、磁化率が0.01以下の材料で構成することにより磁界分布の擾乱を防いでいる。

【0287】

磁界センサ201は、防水境界の外側に設置されているので、組み立てが容易になる。特に、センサ信号の配線208の回転角検出装置からの取り出しが容易になっている。

【0288】

カバー221には孔223が設けられている。孔223は配線208の取り出し口としての機能と、水抜き機能とを兼ねている。すなわち、回転角検出部200の内部に水がたまった場合に、水が抜け出せるようにしている。水の磁化率は $\mu = -9 \times 10^{-6}$ なので、静磁界の分布に影響は与えない。しかし、長期間にわたって水が入っていると、回転角検出装置内のサビ発生や絶縁不良などの問題を引き起こす可能性があるので、侵入した水は外部に出すことが好ましい。

【0289】

なお、本実施例では図18に示したように、孔を3方向に設けることで、回転角検出装置がどのような方向に設置された場合でも、内部の水が抜けるようにしている。

【0290】

高透磁率材料で構成したカバー221を回転角検出部200に設置すると、センサ磁石202から発生する磁界の空間分布が変化する。具体的には、磁石から発生した磁束は、

10

20

30

40

50

高透磁率材料中を通りやすいからである。

【0291】

この場合、カバー221を設置した後で、先に述べた方法で回転軸121の回転角 $\theta_r$ と磁界角度 $\theta_m$ との関係を測定し、校正すればよい。

【0292】

本実施例では、回転角検出装置を設置する外部環境からは磁界分布の影響が十分小さいので、システム中に設置した後に再度校正しなくても十分な計測精度が得られる。

【0293】

本発明による第8の実施例を図19および図20を用いて述べる。

【0294】

図19は本実施例による回転角検出装置の断面図である。図20は図19の右側から見た側面図であり、図20のA-B間断面図が図19である。

【0295】

本実施例のモータ部100の構成は第3の実施例と同様である。

【0296】

回転角検出部200の構成は第4の実施例と同様である。但し、本実施例では磁界センサ201をセンサ磁石202の回転軸中心線226上に設置していることが特徴である。

【0297】

センサ磁石の回転軸中心線上では磁界の空間分布は平行磁界に近いので、磁界の補正量が低減する利点がある。

【0298】

また、本実施例では、ハウジング203に直接、磁界センサ201を設置しているため、センサ支持台206が不要になり、簡単な構成になる利点がある。

【0299】

(回転速度検出装置)

本発明による第9の実施例を図21、図22を用いて述べる。

【0300】

図21は本発明による回転速度計測装置の構成を示す断面図である。

【0301】

本実施例は、回転速度を計測しようとする対象と同期して回転する回転軸121と、回転軸121に固定されたセンサ磁石202、センサ磁石が発生する磁界の方向を検出する磁界センサ201とから構成されている。回転軸121は軸受262を介して筐体261に回転支持されている。磁界センサ201はハウジング203に固定されている。

【0302】

ハウジング203は磁界の空間分布を歪ませないために磁化率0.01以下の材料を用いており、本実施例では樹脂をモールド成型した構造体を用いた。

【0303】

磁界センサ201はセンサ磁石202の回転軸中心線226上に位置するように設置されている。センサ磁石202が発生する磁界は回転軸中心線226上では、平行磁界に近いので、この位置に磁界センサ201を設置すると回転軸の回転角度 $\theta_r$ と磁界角度 $\theta_m$ とのズレ量が小さくなるので好ましい。

【0304】

磁界センサ201はC O SブリッジとS I Nブリッジとから構成されており、それぞれ $\cos \theta_m$ および $\sin \theta_m$ に比例した信号を発生する。ここで比例係数をBとすると、C O Sブリッジが発生する信号電圧 $V_x = B \cos \theta_m$ であり、S I Nブリッジが発生する信号電圧 $V_y = B \sin \theta_m$ と表される。

【0305】

信号 $V_x$ の時間微分は以下ようになる。

【0306】

10

20

30

40

【数 4 0】

$$\frac{dV_x}{dt} = -B \sin \theta_m \frac{d\theta_m}{dt} \quad \dots (\text{数}40)$$

【0 3 0 7】

したがって、磁界角度  $\theta_m$  の回転速度  $\omega_m = d\theta_m / dt$  は以下のように求まる。

【0 3 0 8】

【数 4 1】

$$\omega_{m1} = \frac{d\theta_m}{dt} = -\frac{1}{V_y} \frac{dV_x}{dt} \quad \dots (\text{数}41)$$

10

【0 3 0 9】

同様に、S I Nブリッジの信号電圧  $V_y$  の時間微分からも以下のように回転速度が求まる。

【0 3 1 0】

【数 4 2】

$$\omega_{m2} = \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{1}{V_x} \frac{dV_y}{dt} \quad \dots (\text{数}42)$$

20

【0 3 1 1】

このようにして磁界角度  $\theta_m$  の回転速度が求まる。この方式には以下の特徴がある。

【0 3 1 2】

第 1 に、Arc Tan 処理（逆正接処理）を行うことなく回転速度が求まることである。さらに、信号電圧に含まれる比例定数  $B$  もキャンセルされているので、 $V_x$  の時間微分と  $V_y$  との除算のみで回転速度が求まる。一般に、Arc Tan 処理は計算時間を多く必要とするので、本方法では特に高速回転にまで追従する回転速度計測装置を実現できる。

【0 3 1 3】

第 2 に、（数 4 1）と（数 4 2）は異なった信号処理を行っているが、両者の結果はいずれも磁界角度  $\theta_m$  の回転速度である。したがって、 $\omega_{m1}$  と  $\omega_{m2}$  とは同一の値になるはずである。言い換えれば、両者の値が異なる場合には、回転速度検出装置に異常が発生したことを示す。

30

【0 3 1 4】

具体的には、測定精度も考慮して、両者の値が一定範囲以上異なった場合に、エラー検知信号を発生する。

【0 3 1 5】

図 2 2 は、上記の動作で回転速度を検出する具体的な処理方法を示す処理フロー図である。「 $Z^{-1}$ 」は 1 クロック毎の遅延処理を示す。遅延処理により信号の微分処理を行う。（数 4 1）と（数 4 2）に対応する処理を行い、 $V_x$  と  $V_y$  の絶対値を比較して、大きい方で除算した回転速度値を採用する。このようにすることで、ゼロ近傍値での除算による誤差の増大を回避する。

40

【0 3 1 6】

同時に  $\omega_{m1}$  と  $\omega_{m2}$  の差を演算し、その差の絶対値が一定値以上になった場合はエラー検知信号を発生する。

【0 3 1 7】

上記では、回転速度検出装置の構成を示したが、先の実施例の回転角検出装置と組み合わせた構成も有用である。具体的には、先の実施例の検出回路部 3 0 2 の中に図 2 2 の信号処理を組み込めばよい。このようにすると、回転角  $\theta_r$  と回転速度  $\omega$  を同時に取得することができるので、電動機のベクトル制御のセンサとして有用である。

【0 3 1 8】

50

また、先の実施例の回転角検出装置の中に、図 2 2 の方法での障害検知構成のみを取り込んだ構成も有用である。これにより、障害検知機能をもった回転角検出装置が得られる。本方式の障害検知方式は、少ない演算量で障害検知ができるので、障害発生から検出までの遅れ時間が短縮でき、回転角検出装置の信頼性が高まる。

【0319】

本発明の第 1 1 の実施例を図 2 3 を用いて述べる。本実施例は、図 2 1 の構成の回転速度検出装置であるが、処理回路をアナログ回路で構成したものである。処理回路のブロック図を図 2 3 に示す。

【0320】

処理回路は、アナログ回路で実装した微分回路と除算回路で構成される。障害検知処理は、コンパレータ回路を用いて行う。

10

【0321】

本実施例では、アナログ回路のみで処理回路を実現できるため、リアルタイム処理が可能である。また、マイクロコントローラ回路を必要としないため、高温環境などの耐環境性に優れた回転角度検出装置を提供できる。

【0322】

本発明の第 1 2 の実施例を図 3 0 を用いて述べる。

【0323】

本実施例は、第 1 の実施例で磁界センサ 2 0 1 内の検出回路部 3 0 2 の設置位置を変えたものである。

20

【0324】

第 1 の実施例では、図 3 0 ( a ) に示したように、磁界センサ 2 0 1 内にセンサ素子部 3 0 1 と検出回路部 3 0 2 を有する構成とした。

【0325】

これに対して本実施例では、図 3 0 ( b ) に示したように、センサ素子部 3 0 1 のみを図 5 の磁界センサ 2 0 1 の位置に設置する。そして、図 5 のハウジング 2 0 3 よりも外側に検出回路部 3 0 2 を設置する ( 図 5 には図示せず ) 。図 3 0 ( b ) のように、検出回路部 3 0 2 の駆動回路部 3 4 0 で励起電圧を生成し、信号の配線 2 0 8 を経由してセンサ素子部 3 0 1 に印加する。センサ素子部からの信号は信号の配線 2 0 8 を経由して検出回路部 3 0 2 に入力する。それ以降の、信号処理方法や補正方法は実施例 1 と同様である。

30

【0326】

本実施例は、検出回路部 3 0 2 をモータ部 1 0 0 から離れた位置に設置している。検出回路部 3 0 2 を構成する信号処理回路は一般に高温や超低温に弱く、 - 4 0 ~ 1 2 5 程度が動作可能範囲である。一方、モータ部 1 0 0 は高温な環境に設置されたり、またモータ部 1 0 0 自体が発熱する使用条件もある。したがって、本実施例のように、検出回路部 3 0 2 を離れた位置に設置することで、モータ部 1 0 0 の許容温度を広げることが可能になるという利点がある。

【0327】

本実施例の回転角検出装置は、図 5 のモータ部 1 0 0 、回転角検出部 2 0 0 、そして、ハウジングの外側に配置した検出回路部 3 0 2 により構成される。

40

【0328】

検出回路部 3 0 2 は、回転角検出装置を組み込むシステムの電子制御ユニット ( Electronic Control Unit、 E C U ) 内に組み込んで良い。また、システムの E C U のマイコンを用いて、角度算出や補正などの信号処理を行ってもよい。このような構成にすることにより、信号処理部の冗長的な無駄を無くし、低コストな回転角検出装置を提供することができる。

【0329】

また、図 3 0 の ( a ) と ( b ) の中間的な構成として、図 3 1 に示した構成も使用条件によっては有用な構成である。図 3 1 の構成は、駆動回路部 3 4 0 と、検出回路 3 5 1 , A D 変換器 3 5 2 までをハウジング内の磁界センサ 2 0 1 に入れる。そして、検出回路部

50



302を離れた位置に設置する。

【0330】

検出回路部302をハウジング203より外側に設置する例を示したが、ハウジングの内側に設置してもよい。

【0331】

また、第5の実施例のように、磁界センサ201をハウジングの外側に設置する場合にも、図30(b)の構成は有用である。有用な理由は、検出回路部302を高温環境から遠ざけることが可能なことや、システムのECUの機能を共用して信号処理を行うことで冗長的な無駄を省くことなどである。

【0332】

検出回路部302には、角度算出部371と補正部372とタイミング信号発生器331が含まれる。タイミング信号発生器331は磁界センサ201内のAD変換などを実行するタイミング信号を生成するためのロジック信号である。

【0333】

磁界センサ201はセンサ素子部301と駆動回路部340、そして検出回路351とAD変換器353とから構成される。駆動回路部340はタイミング信号発生器B332を持ち、タイミング信号発生器A331からの信号に基づき、磁界センサ201内のタイミング制御を行う。具体的には、励起電圧をパルス化するためのタイミング信号を生成して、正極性出力回路341と負極性出力回路345に入力する。そして、それと同期してセンサ信号を検出するために、AD変換器352A、352Bに信号を入力する。

【0334】

センサ素子部301から出力される信号は、検出回路351Aで差動増幅された後、AD変換器352Aでデジタル信号に変換される。このデジタル信号を信号の配線208を経由して検出回路部302に伝送する。デジタル信号はシリアル信号の形で伝送すると、信号の配線208の本数を低減できるので好ましい。

【0335】

この構成では、センサ素子部301からの信号をデジタル信号に変換してから、デジタル信号の形で信号の配線208内を伝送する。したがって、ノイズの影響を受けにくくなるという利点がある。

【0336】

磁界センサ201の構成として図30(a)、(b)、図31の3種を述べたが、これらの中間の形態もあり、それらも本発明に含まれることは言うまでもない。

【0337】

また、実施例1以外の実施の形態についても、検出回路部302を分離した構成が有用な形態になることも言うまでもない。

【0338】

本明細書においては、磁気抵抗素子として巨大磁気抵抗素子(GMR素子)を例に述べた。磁気抵抗素子として、異方性磁気抵抗素子(AMR素子、Anisotropic Magneto-Resistance素子)があるが、これを用いた回転角検出装置も本発明の範囲である。

【符号の説明】

【0339】

- 11 自由磁性層
- 12 スペーサ層
- 13 固定磁性層
- 51 GMR素子
- 100 モータ部
- 101 フレーム
- 102 第1ブラケット
- 103 第2ブラケット
- 111 ステータコア

10

20

30

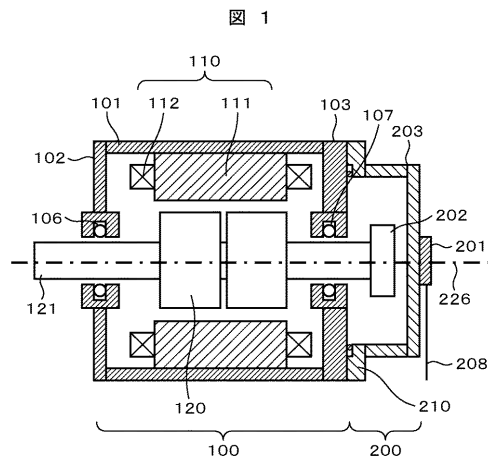
40

50

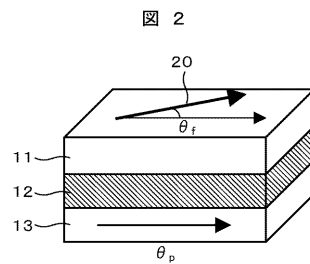
- 1 1 2 ステータコイル
- 1 2 0 ロータ
- 1 2 1 回転軸
- 2 0 0 回転各検出部
- 2 0 1 磁界センサ
- 2 0 3 ハウジング
- 2 0 6 センサ支持台
- 2 0 8 配線
- 2 2 1 カバー
- 2 2 6 回転軸中心線

10

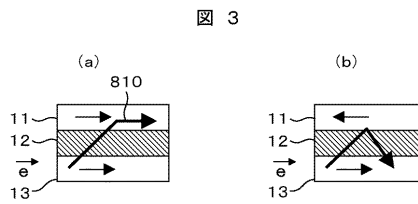
【図 1】



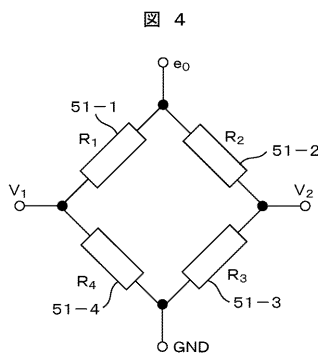
【図 2】



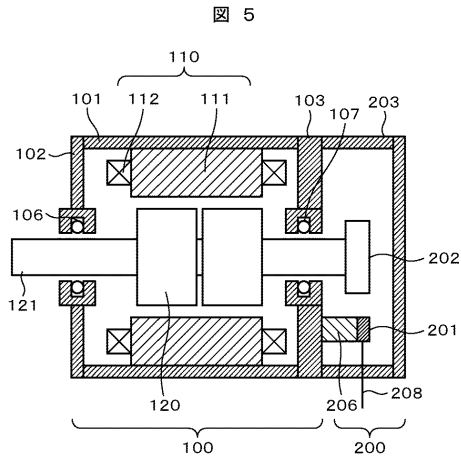
【図 3】



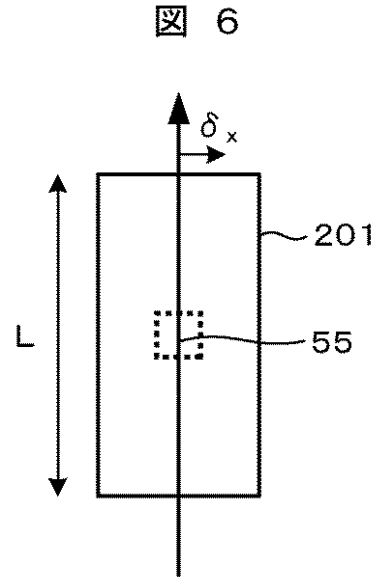
【図 4】



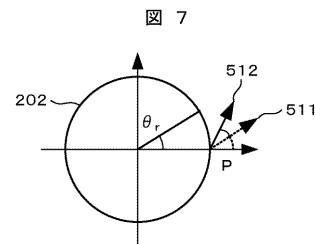
【図 5】



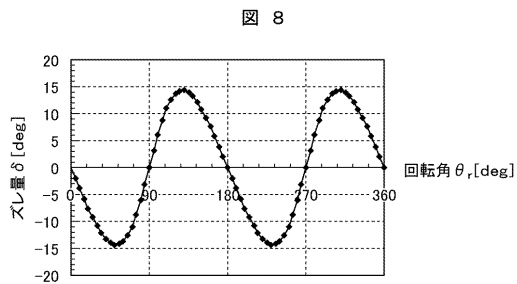
【図 6】



【図 7】



【図 8】



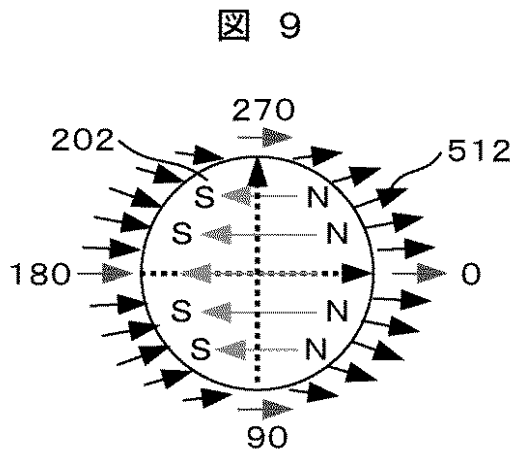
【図 10】

図 10

## 磁界センサのオフセット調整

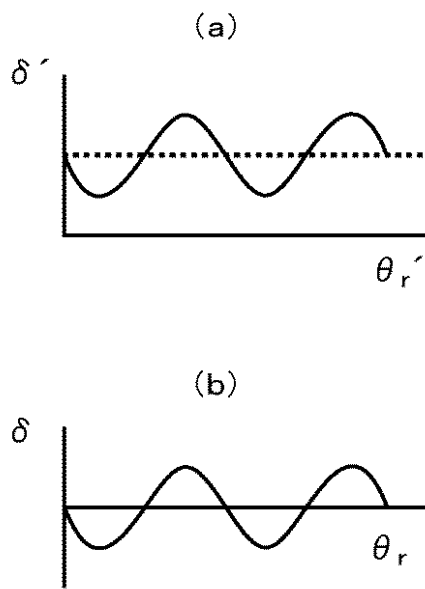
- 1 回転軸の回転角原点を任意に設定し、 $\theta_r'$ とする
- 2 一定速度でロータを回転させ、 $\theta_r'$ と $\theta_m$ を測定する  
 $\delta' = \theta_m - \theta_r'$ を計算する
- 3  $\delta'$ の $\theta_r'$ に関する加重平均値 $\delta'_{av}$ を算出する
- 4  $\theta_r = \theta_r' - \delta'_{av}$ により、回転軸座標を再設定する。
- 5 回転軸を $\theta_r = 0$ に設定し、磁界センサのSINブリッジのオフセット調整をする
- 6 回転軸を $\theta_r = 90^\circ$ に設定し、磁界センサのCOSブリッジのオフセット調整をする
- 7 回転角検出装置の調整完了:  $|\delta| \leq 1^\circ$

【図 9】



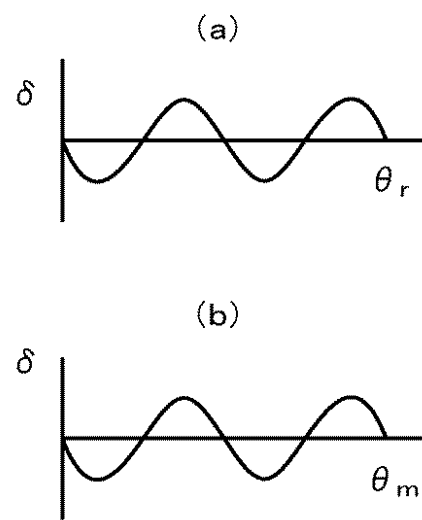
【図 1 1】

図 11



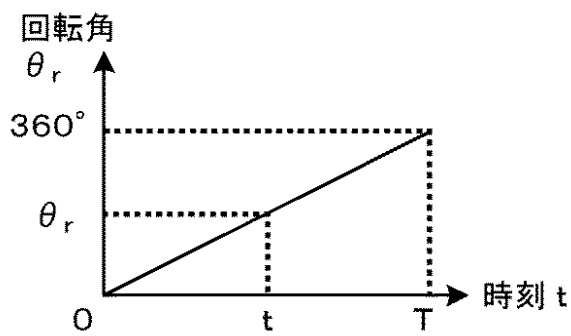
【図 1 2】

図 12



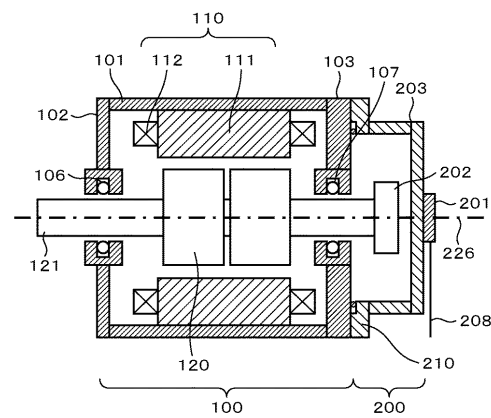
【図 1 3】

図 13



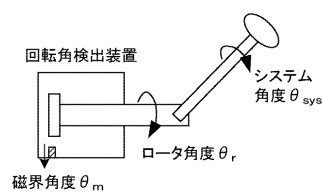
【図 1 5】

図 15



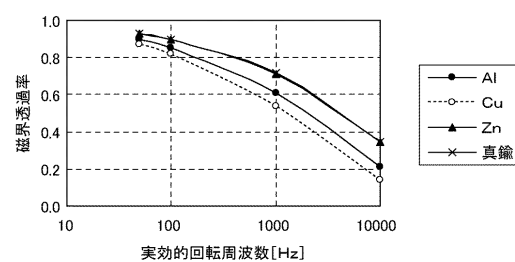
【図 1 4】

図 14



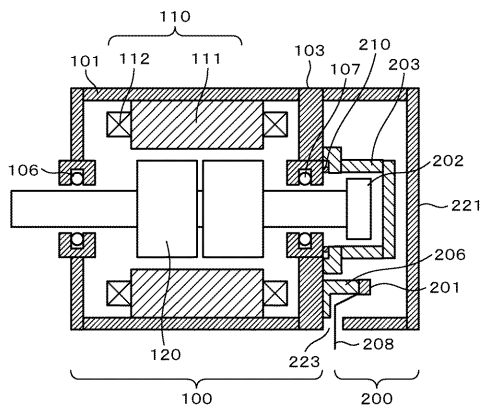
【図 1 6】

図 16



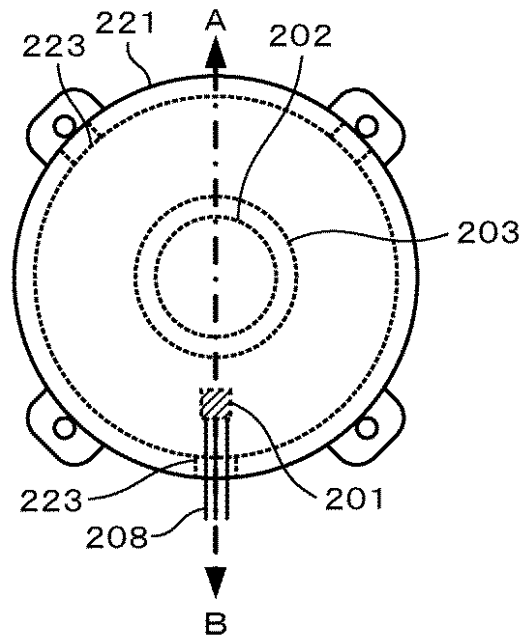
【図 17】

図 17



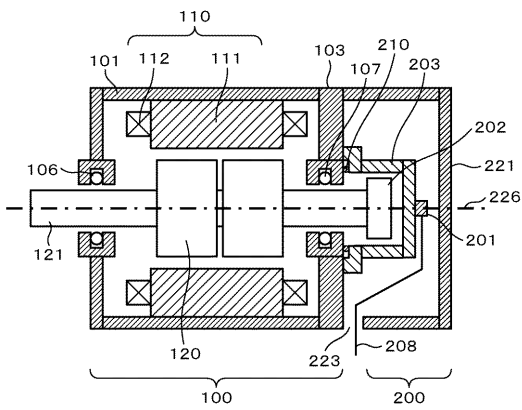
【図 18】

図 18



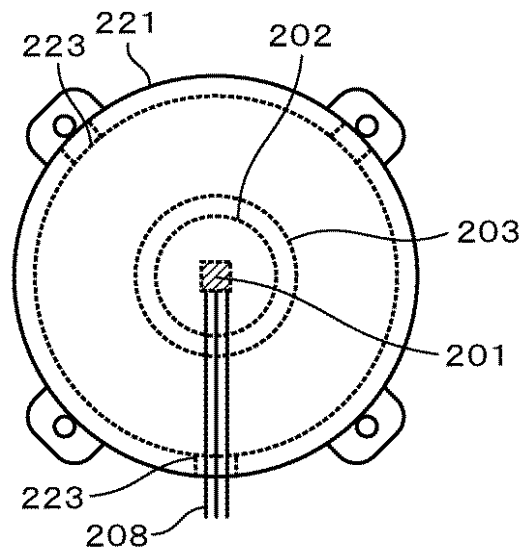
【図 19】

図 19



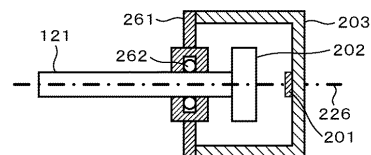
【図 20】

図 20



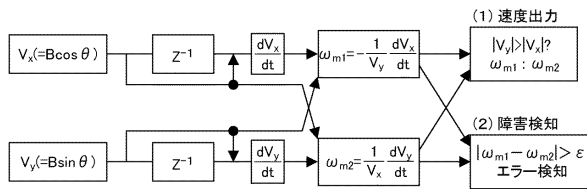
【図 21】

図 21



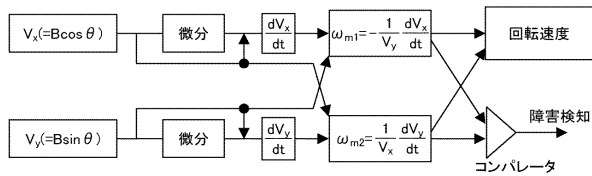
【図 22】

図 22



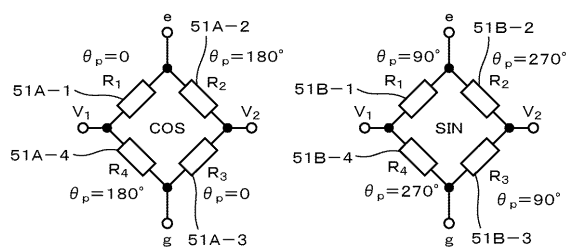
【図 23】

図 23



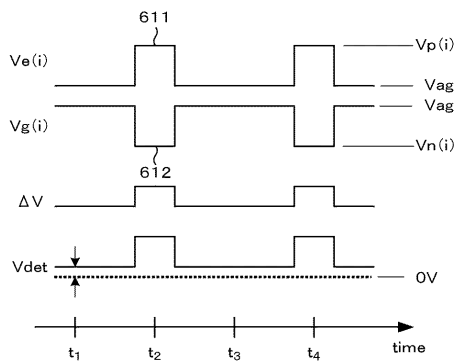
【図 24】

図 24



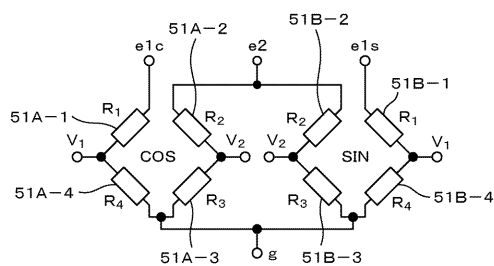
【図 27】

図 27



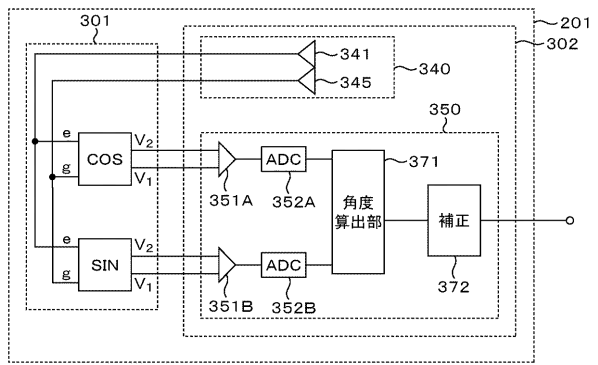
【図 28】

図 28



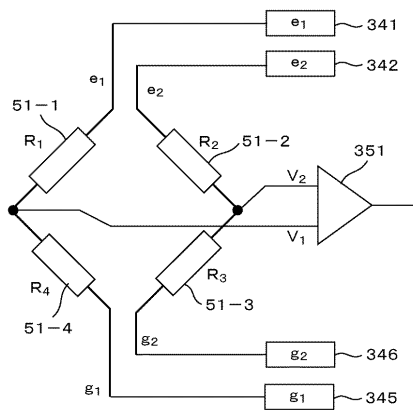
【図 25】

図 25



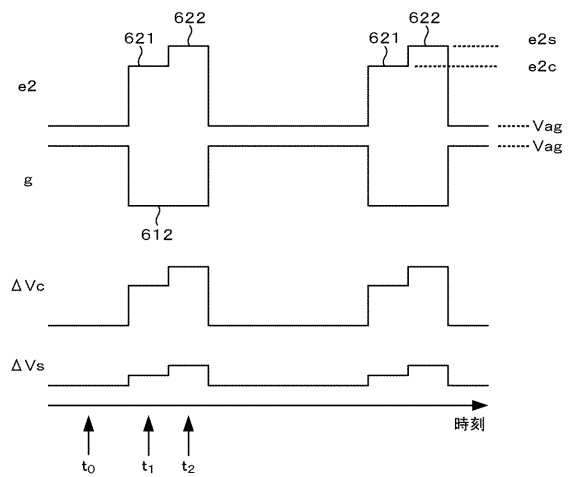
【図 26】

図 26

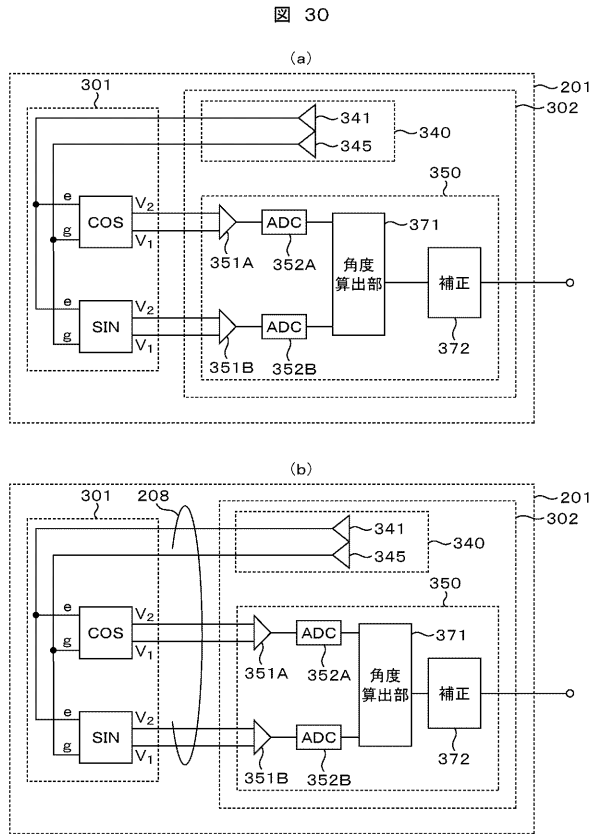


【図 29】

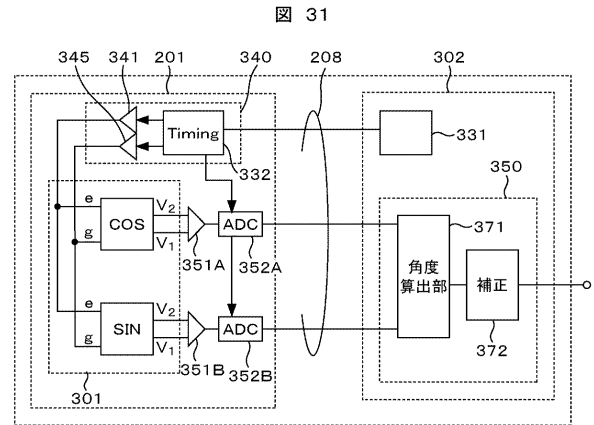
図 29



【図 30】



【図 31】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2009-025176(JP,A)  
特開2009-058291(JP,A)  
特開平03-048723(JP,A)  
特開2006-030217(JP,A)  
特開2008-185557(JP,A)  
特開昭63-001974(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01D5/00~5/252、5/39~5/62  
G01B7/00~7/34  
G01P1/00~3/80