

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4628124号
(P4628124)

(45) 発行日 平成23年2月9日(2011.2.9)

(24) 登録日 平成22年11月19日(2010.11.19)

(51) Int.Cl.

G01D 5/245 (2006.01)

F I

G O 1 D 5 / 2 4 5 2 0 1 1

請求項の数 3 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2005-29889 (P2005-29889) (22) 出願日 平成17年2月4日 (2005.2.4) (65) 公開番号 特開2006-214948 (P2006-214948A) (43) 公開日 平成18年8月17日 (2006.8.17) 審査請求日 平成19年11月28日 (2007.11.28)</p>	<p>(73) 特許権者 597156971 株式会社アミテック 東京都八王子市東町1番6 橋元LKビル (74) 代理人 100077539 弁理士 飯塚 義仁 (72) 発明者 後藤 忠敏 東京都府中市新町1丁目77番2号 (72) 発明者 坂元 和也 東京都羽村市川崎1丁目1番5号、MAC 羽村コート11-405 (72) 発明者 坂本 宏 埼玉県川越市山田896-8 審査官 岡田 卓弥</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

基準交流信号によって励磁され、検出対象位置に対応する第1の関数値を振幅係数として振幅変調された第1の交流出力信号及び前記検出対象位置に対応する第2の関数値を振幅係数として振幅変調された第2の交流出力信号を出力する位置センサと、

前記第1及び第2の交流出力信号に基づき、前記検出対象位置に対応するシフト量だけ前記基準交流信号に対して正及び負の一方にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号と、同じ前記検出対象位置に対応するシフト量だけ前記基準交流信号に対して正及び負の他方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号とを生成する回路と、

前記第1の電氣的交流信号と前記第2の電氣的交流信号との電氣的位相差に対応するパルス幅を持つPWM信号を生成する回路であって、前記第1及び第2の電氣的交流信号の前記基準交流信号に対する前記電氣的位相角シフトが180度以内か否かを判別し、180度以内であれば該基準交流信号の1周期以内のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成し、180度以上であれば該基準交流信号の1周期以上のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成する前記回路と

を具備し、生成された前記PWM信号を検出出力として出力することを特徴とする位置検出装置。

【請求項2】

前記位置センサと前記各回路とが前記位置検出装置の構造体内に組み込まれており、該

構造体には、外部から前記基準交流信号を導入する端子又は配線が設けられ、かつ、前記 P W M 信号を外部に出力する端子又は配線が設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の位置検出装置。

【請求項 3】

前記位置センサと前記各回路とが前記位置検出装置の構造体内に組み込まれており、更に前記基準交流信号を生成するための回路が該構造体内に組み込まれており、かつ、該構造体には、前記 P W M 信号を外部に出力する端子又は配線が設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の位置検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

この発明は、レゾルバあるいはシンクロのような回転位置検出器、あるいはそれと同様の位置検出原理に従う直線位置検出器など、回転位置及び直線位置のどちらについても適用できる位置検出装置に関し、特に電氣的位相差に基づきアブソリュート位置検出を行なう位置検出装置に関する。

【背景技術】

【0002】

誘導型の回転位置検出器として、1相励磁入力で2相出力（サイン相とコサイン相の出力）を生じるものは「レゾルバ」として知られており、1相励磁入力で3相出力（120度ずれた3相）を生じるものは「シンクロ」として知られている。最も古いタイプの在来型のレゾルバは、ステータ側に90度の機械角で直交する2極（サイン極とコサイン極）の2次巻線を配し、ロータ側に1次巻線を配したものである（1次と2次の関係は逆も可）。このようなタイプのレゾルバはロータの1次巻線に電氣的にコンタクトするためのブラシを必要としているので、これが欠点となっている。これに対して、ブラシを不要としたブラシレス・レゾルバの存在も知られている。ブラシレス・レゾルバは、ロータ側においてブラシに代わる回転トランスを設けたものである。一方、レゾルバの励磁方式を、2相励磁入力で1相出力を生じるように変更して、回転角度に応じた電氣的位相ずれ角を含む出力信号を得ることにより、検出角度のデジタルデータを得る方式も、知られている。

20

【0003】

30

また、これらの電氣的位相検出原理を利用した位置検出装置における位相差検出方式として、本願の発明者らによって提案された下記特許文献 1 及びこれに対応する米国特許である特許文献 2 に示された技術も公知である。

【特許文献 1】特開平 9 - 126809 号

【特許文献 2】米国特許第 5710509 号 上記特許文献 1 及び 2 に示された技術においては、基準交流信号（例えば $\sin t$ ）によって励磁され、検出対象位置に対応する第 1 の関数値（例えばサイン関数値）を振幅係数として振幅変調された第 1 の交流出力信号（例えば $\sin \sin t$ ）及び前記検出対象位置に対応する第 2 の関数値（例えばコサイン関数値）を振幅係数として振幅変調された第 2 の交流出力信号（例えば $\cos \sin t$ ）を出力する位置センサ（例えばレゾルバタイプのセンサ）から出力される該第 1 及び第 2 の交流出力信号に基づき、検出対象位置に対応するシフト量（ ）だけ該基準交流信号に対して正及び負の一方にシフトされた電氣的位相角を持つ第 1 の電氣的交流信号（例えば $\sin(t +)$ ）と、同じ前記検出対象位置に対応するシフト量だけ前記基準交流信号に対して正及び負の他方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第 2 の電氣的交流信号（例えば $\sin(t -)$ ）とを生成し、これらの第 1 及び第 2 の電氣的交流信号に含まれる正負逆方向の位相シフト検出値（+ と - ）を加算的に合成することにより、温度特性誤差成分を相殺的に除去した高精度な検出データを得るようにしている。

40

【0004】

下記特許文献 3 には、上記特許文献 1 及び 2 に示されたような位相差検出方式を採用し

50

た位置検出装置が示されている。そこに示された位置検出装置のシステム構成は、位置センサ部と演算装置（コンピュータ等）とで構成され、位置センサ部では、上記第1及び第2の電氣的交流信号（ $\sin(t + \quad)$ と $\sin(t - \quad)$ ）のゼロクロス位相に同期するゼロクロス検出信号（ラッチタイミング信号）をそれぞれ出力し、これを演算装置（コンピュータ等）に入力して、これに基づき演算装置（コンピュータ等）にてカウント等を含む位相シフト値の演算を行うようになっている。しかし、この構成では、2つのゼロクロス検出信号（ラッチタイミング信号）に対応する2つの出力配線が必要であった。

【特許文献3】特開2002-131084号

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0005】

この発明は上述の点に鑑みてなされたもので、温度特性誤差成分を相殺的に除去した高精度な検出データを得ることができ、しかも、出力配線数を減少して、構成の簡略化を図った位置検出装置を提供しようとするものである。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係る位置検出装置は、基準交流信号によって励磁され、検出対象位置に対応する第1の関数値を振幅係数として振幅変調された第1の交流出力信号及び前記検出対象位置に対応する第2の関数値を振幅係数として振幅変調された第2の交流出力信号を出力する位置センサと、前記第1及び第2の交流出力信号に基づき、前記検出対象位置に対応するシフト量だけ前記基準交流信号に対して正及び負の一方方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第1の電氣的交流信号と、同じ前記検出対象位置に対応するシフト量だけ前記基準交流信号に対して正及び負の他方向にシフトされた電氣的位相角を持つ第2の電氣的交流信号とを生成する回路と、前記第1の電氣的交流信号と前記第2の電氣的交流信号との電氣的位相差に対応するパルス幅を持つPWM信号を生成する回路であって、前記第1及び第2の電氣的交流信号の前記基準交流信号に対する前記電氣的位相角シフトが180度以内か否かを判別し、180度以内であれば該基準交流信号の1周期以内のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成し、180度以上であれば該基準交流信号の1周期以上のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成する前記回路とを具備し、生成された前記PWM信号を検出出力として出力することを特徴とする。検出出力として、第1の電氣的交流信号と第2の電氣的交流信号との電氣的位相差に対応するパルス幅を持つPWM信号を出力するように構成したことで、出力配線数を減少することができ、構成の簡略化を図ることができる。また、正及び負の両方向にシフトされた電氣的位相角の合成により、温度特性誤差成分を相殺的に除去した高精度な検出データを得ることができる。

20

30

【0007】

また、前記PWM信号を生成する回路が、前記第1及び第2の電氣的交流信号の前記基準交流信号に対する前記電氣的位相角シフトが180度以内か否かを判別し、180度以内であれば該基準交流信号の1周期以内のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成し、180度以上であれば該基準交流信号の1周期以上のパルス幅を持つ前記PWM信号を生成するようにしているので、180度以上の位相角に対応する広い範囲での位置検出に適用することができる。

40

【0008】

一実施形態として、前記位置センサと前記各回路とが前記位置検出装置の構造体内に組み込まれており、該構造体には、外部から前記基準交流信号を導入する端子又は配線が設けられ、かつ、前記PWM信号を外部に出力する端子又は配線が設けられていることを特徴とする。

【0009】

別の実施形態として、前記位置センサと前記各回路とが前記位置検出装置の構造体内に組み込まれており、更に前記基準交流信号を生成するための回路が該構造体内に組み込ま

50

れており、かつ、該構造体には、前記PWM信号を外部に出力する端子又は配線が設けられていることを特徴とする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

以下、添付図面を参照して、本発明の実施の形態につき詳細に説明する。

【0011】

図1は、本発明に係る相対回転位置検出装置の一実施例を示す側断面概略図である。この実施例においては、自動車のハンドル（ステアリング）に関連して、異なる2つの機能の検出装置、つまり、ステアリングシャフトのトーションバーにかかるねじれトルク検出機能を有するトルク検出装置4Aと、ハンドル切れ角（ステアリングシャフト回転）センサとしての機能を有するハンドル角検出装置4Bとを、インテグレートして円筒形状の外部ケース4内に一体的に収納してなる新規な検出システムが示されている。このうち、本発明に係る相対回転位置検出装置の一実施例は、トルク検出装置4Aである。なお、図1に示した実施例では図示の簡略化のために側断面の上半分のみを図示しているが、残りの下半分は図示されたものと対称のものが図1下方に現れる。符号CLは、軸の中心線である。ただし、後述するようなハンドル角検出装置4Bの複数のギアG1～G3及びステータ部100及びロータ部200等からなるハンドル角検出装置4B（図6参照）は少なくとも1箇所のみ構成してあればよい。勿論、トルク検出装置4Aとハンドル角検出装置4Bとを外部ケース4内に一体的に構成することに限らず、それぞれを別々に構成するようにしてもよい。また、相対回転位置検出装置（トルク検出装置4A）としての本発明の実施にあたっては、ハンドル角検出装置4Bの存在は必須ではない。

【0012】

図1において、入力軸1及び出力軸2はトーションバー3によって連結されており、該トーションバー3によるねじれ変形の許す限りの限られた角度範囲（例えば最大でも+6度～-6度程度の範囲）で相対的に回転しうる。このようなトーションバー3によって連結された2軸（入力軸1と出力軸2）の構造は、自動車のパワーステアリング機構において知られるものである。なお、本実施例に係る相対回転位置検出装置（トルク検出装置4A）はパワーステアリング機構のトーションバー3に負荷されるトルクを検出するためのトルクセンサとして応用されるものとしているが、これに限らず、本発明に係る相対回転位置検出装置は、あらゆる用途の相対回転位置検出において適用することができるのもちろんである。

【0013】

本実施例に係る相対回転位置検出装置（トルク検出装置4A）は、入力軸1の回転に連動して回転するように設けられた第1の磁性体部10と、出力軸2の回転に連動して回転するように設けられた第2の磁性体部20と、コイル部30とで構成される。入力軸1に取付リング5が結合され、この取付リング5に第1の磁性体部10が取り付けられる。また、出力軸2に取付リング6が結合され、この取付リング6に第2の磁性体部20が取り付けられる。

【0014】

図2は、取付リング5及び6に第1及び第2の磁性体部10、20を取り付けた状態を抽出して示す組立斜視図である。図3は、図2の分解斜視図である。

第1の磁性体部10は、軸方向に離隔して配置された複数（図の例では2個）第1の磁性体リング11、12で構成される。第2の磁性体部20は、軸方向に離隔して配置された複数（図の例では3個）の第3の磁性体リング21、22、23で構成される。一方の各磁性体リング11、12の各々が他方の各磁性体リング21、22、23の間にそれぞれ配置されるような関係で、一方の取付リング6のスリーブ部分6aに挿入される。出力軸2とともに回転すべき第2の磁性体部20の各磁性体リング21、22、23は、後述するような所定の相互関係で取付リング6に固定される。

【0015】

一方、入力軸1に結合される取付リング5には、図3に示されるように、磁性体リング

10

20

30

40

50

11, 12を連結するための複数のピン51, 52, 53, 54が軸方向に延びて設けられている。組立て時には、該取付リング5のスリーブ部分5aが、他方の取付リング6のスリーブ部分6aの内側に入り込むように、組み立てられる。出力軸2側の各磁性体リング21, 22, 23には、組立てた状態において入力軸1側の取付リング5の連結ピン51~54を自由に逃すように、所定個所毎に、円周方向に長い透孔SHがそれぞれ穿たれている。一方、入力軸1側の各磁性体リング11, 12には、後述するような所定の相互関係で入力軸1側の取付リング5の連結ピン51~54をぴったりと嵌め込むことができるように、所定個所毎に、孔Hがそれぞれ穿たれている。

【0016】

この構成により、出力軸2側の取付リング6に固定された各磁性体リング21, 22, 23の間に配置された各磁性体リング11, 12が、連結ピン51~54を介して入力軸1の取付リング5に連結され、入力軸1とともに回転する。すなわち、入力軸1の磁性体リング11, 12は、出力軸2の取付リング6のスリーブ部分6aに対して自由に回転する。一方、出力軸2の各磁性体リング21, 22, 23は、出力軸2の取付リング6に固定され、出力軸2とともに回転する。このとき、入力軸1の取付リング5に設けられた連結ピン51~54が出力軸2の各磁性体リング21, 22, 23の透孔SHを緩く貫通しているが、該透孔SHは円周方向に長いため、入力軸1の回転に伴う連結ピン51~54の回転動を逃すように作用し、両軸1, 2が連結ピン51~54によってロックされることはない。勿論、透孔SHによる逃し角度は、トーションバー3による最大ねじれ角度よりも大きいように設定される。

【0017】

各磁性体リング11, 12, 21, 22, 23は、1円周にわたり複数個(図示例では8個)の磁性体の凹凸歯が繰り返される形状(つまり、磁性体の増減パターン)をなしている。この凹凸歯つまり磁性体の増減パターンの存在によって、組み立てられた状態において、ギャップを介して隣接する第1の磁性体リングと第2の磁性体リングの間で可変磁気結合境界部が形成される。3つの第2の磁性体リング21, 22, 23と2つの第1の磁性体リング11, 12との間に4つの境界があるので、この可変磁気結合境界部は4つできる。

コイル部30は、図2に示すように組み立てられた状態の各磁性体リング21, 11, 22, 12, 23間の各境界部の周りに巻設される4つのコイルL1, L2, L3, L4からなる。すなわち、各コイルL1, L2, L3, L4は軸方向に適宜の間隔で離隔して配置され、各磁性体リング21, 11, 22, 12, 23間の4つの境界部の各々が対応するコイルL1~L4の内部空間内に挿入される格好となっている。

【0018】

図4は、各磁性体リング21, 11, 22, 12, 23の展開図である。出力軸2とともに回転する第2の磁性体部20の各磁性体リング21, 22, 23の配置について説明すると、両側の磁性体リング21, 23の凹凸歯の繰り返し周期の位相は互いに一致しており、中央の磁性体リング22の凹凸歯の繰り返し周期の位相は磁性体リング21, 23の繰り返し位相に対して1/4サイクルずれるように配置されている。これらの各磁性体リング21, 22, 23は、この相互関係で取付リング6に固定されるので、出力軸2が回転してもこの所定の相互関係を常に維持する。一方、入力軸1とともに回転する第1の磁性体部10の各磁性体リング11, 12の配置は、凹凸歯の繰り返し周期の1/2サイクルずれる(つまり逆相となる)ような相互関係となっている。これらの各磁性体リング11, 12は、この相互関係を維持して入力軸1とともに回転する。

このような配置のずれによって、入力軸1と出力軸2の相対的回転位置の変化に伴って、隣接する第1の磁性体リングと第2の磁性体リングの凹凸歯の対応が変化するとき、4つの各境界部での変化の位相がそれぞれ次のように異なるものとなる。

【0019】

例えば図4の磁性体リング21と11の境界部のように、ギャップを介して隣接する磁性体リングの凹凸歯がちょうど一致しているとき、その境界部における磁気結合度は最大

10

20

30

40

50

値を示し、例えば正弦関数値に換算すると $\sin 90^\circ$ の値に相当する。また、図4の磁性体リング12と23の境界部のように、ギャップを介して隣接する磁性体リングの凹凸歯がちょうど1/2サイクルずれているとき、その境界部における磁気結合度は最小値を示し、例えば正弦関数値に換算すると $\sin 270^\circ$ すなわち $-\sin 90^\circ$ の値に相当する。このように、磁性体リング21, 11の境界部の磁気結合変化と、磁性体リング12, 23の境界部の磁気結合変化とは、逆相関係となっている。また、図4の磁性体リング11と22の境界部のように、ギャップを介して隣接する磁性体リングの凹凸歯がちょうど1/4サイクルずれているとき、その境界部における磁気結合度は最大値と最小値の中間の値を示し、例えば正弦関数値に換算すると $\cos 90^\circ$ の値に相当する。また、図4の磁性体リング22と12の境界部のように、ギャップを介して隣接する磁性体リングの凹凸歯が上記とは逆相に1/4サイクルずれているとき、その境界部における磁気結合度は最大値と最小値の中間の値を示し、例えば正弦関数値に換算すると $-\cos 90^\circ$ の値に相当する。

10

【0020】

コイル部30の各コイルL1~L4は共通の基準交流信号(例えば $\sin t$ とする)で励磁される。入力軸1と出力軸2の相対的回転位置の変化によって、前記各磁性体リングの境界部の磁気結合度が変化すると、各境界部に対応する各コイルL1~L4のインピーダンスが変化する。このインピーダンス変化は、磁性体リング11~23の凹凸歯の1ピッチに相当する回転変位を1サイクルとして生じる。図示の例では、磁性体リング11~23の凹凸歯の1ピッチに相当する回転範囲は、 $360^\circ / 16 = \text{約} 22^\circ$ 強である。前述のように、トーションバー3によるねじれ変形の最大角度範囲は約12度程度であるので、磁性体リング11~23の凹凸歯の1ピッチの範囲内での絶対的回転角度を検出することで、ねじれ量の絶対値検出を問題なく行うことができる。

20

【0021】

このインピーダンス変化を、入力軸1と出力軸2との相対的回転位置を凹凸歯の1ピッチ幅(約22度)を360度とする高分解能スケールの角度表現による角度変数 θ を用いて下記のように表すことができる。磁性体リング21と11の境界部の磁気結合に応答する出力を生ずるコイルL1に生じる理想的なサイン関数特性のインピーダンス変化 $A(\theta)$ を示すと、

$$A(\theta) = P_0 + P \sin \theta$$

30

のような式で等価的に表せる。インピーダンス変化は負の領域に入らないため、上記式で、オフセット値 P_0 は振幅係数 P よりも大きく ($P_0 > P$)、 $P_0 + P \sin \theta$ は負の値をとらない。

前述のように、前記各磁性体リングの境界部の磁気結合の変化は、1/4サイクルづつ順にずれる。よって、磁性体リング11と22の境界部の磁気結合に応答する出力を生ずるコイルL2に生じる理想的なインピーダンス変化 $B(\theta)$ は、

$$B(\theta) = P_0 + P \cos \theta$$

のようなコサイン関数特性の式で等価的に表せる。

【0022】

また、磁性体リング12と23の境界部の磁気結合に応答する出力を生ずるコイルL3に生じる理想的なインピーダンス変化 $C(\theta)$ は、

40

$$C(\theta) = P_0 - P \sin \theta$$

のようなマイナスサイン関数特性の式で等価的に表せる。

更に、磁性体リング22と12の境界部の磁気結合に応答する出力を生ずるコイルL4に生じる理想的なインピーダンス変化 $D(\theta)$ は、

$$D(\theta) = P_0 - P \cos \theta$$

のようなマイナスコサイン関数特性の式で等価的に表せる。

なお、 P は1とみなして省略しても説明上不都合はないので、以下の説明ではこれを省略する。

【0023】

50

図5は、図1に示された相対位置検出装置（トルク検出装置4A）に適用される電気回路例を示す。図5において、各コイルL1～L4は可変インダクタンス要素として等価的に示されている。各コイルL1～L4は、基準交流信号源40から与えられる所定の高周波交流信号（便宜上、これを $E \sin t$ で示す）によって1相で励磁される。各コイルL1～L4に生じる電圧 V_a, V_b, V_c, V_d は、等価的に、下記のように、検出対象たる回転位置に対応する前記角度変数 θ に応じた上記ステータ各磁極毎のインピーダンス値に応じた大きさを示す。

$$V_a = (P_0 + \sin \theta) \sin t$$

$$V_b = (P_0 + \cos \theta) \sin t$$

$$V_c = (P_0 - \sin \theta) \sin t$$

$$V_d = (P_0 - \cos \theta) \sin t$$

【0024】

アナログ演算器31は、下記のように、サイン相に相当するコイルL1の出力電圧 V_a と、それに対して差動変化するマイナスサイン相に相当するコイルL3の出力電圧 V_c との差を求め、角度変数 θ のサイン関数特性の振幅係数を持つ交流出力信号を生成する。

$$\begin{aligned} V_a - V_c &= (P_0 + \sin \theta) \sin t - (P_0 - \sin \theta) \sin t \\ &= 2 \sin \theta \sin t \end{aligned}$$

アナログ演算器32は、下記のように、コサイン相に相当するコイルL2の出力電圧 V_b と、それに対して差動変化するマイナスコサイン相に相当するコイルL4の出力電圧 V_d との差を求め、角度変数 θ のコサイン関数特性の振幅係数を持つ交流出力信号を生成する。

$$\begin{aligned} V_b - V_d &= (P_0 + \cos \theta) \sin t - (P_0 - \cos \theta) \sin t \\ &= 2 \cos \theta \sin t \end{aligned}$$

【0025】

こうして、検出対象たる相対回転位置に相関する角度変数 θ を含む2つの周期的振幅関数（ $\sin \theta$ と $\cos \theta$ ）によってそれぞれ振幅変調された2つの交流出力信号「 $2 \sin \theta \sin t$ 」と「 $2 \cos \theta \sin t$ 」が得られる（以下、係数の「2」は省略する。）。これは、従来からレゾルバとして知られた検出器のサイン相出力信号 $\sin \theta \sin t$ 及びコサイン相出力信号 $\cos \theta \sin t$ と同等のものである。なお、サイン相及びコサイン相という呼び名、及び2つの交流出力信号の振幅関数のサイン、コサインの表わし方は便宜的なものであり、一方がサインで他方がコサインでありさえすれば、どちらをサインと言ってもよい。すなわち、 $V_a - V_c = \cos \theta \sin t$ で、 $V_b - V_d = \sin \theta \sin t$ である、と表現してもよい。

【0026】

ここで、温度ドリフト特性の補償について説明すると、温度に応じて各コイルL1～L4のインピーダンスが変化し、その出力電圧 $V_a \sim V_d$ も変動する。しかし、これらを演算合成したサイン及びコサイン関数特性の交流出力信号 $\sin \theta \sin t$ 及び $\cos \theta \sin t$ においては、「 $V_a - V_c$ 」及び「 $V_b - V_d$ 」の演算によって、コイルの温度ドリフト誤差が補償されるので、温度ドリフトによるコイルインピーダンス変化の影響を受けないものとなる。従って、精度のよい検出が可能である。また、その他の回路部分例えば基準交流信号源40等での温度ドリフト特性も、後述するように自動的に補償される。

【0027】

本実施例においては、演算器31、32から出力される2つの交流出力信号 $\sin \theta \sin t$ 及び $\cos \theta \sin t$ に基づき、位相検出方式で回転位置検出を行う。この場合の位相検出方式としては、例えば特開平9-126809号公報に示された技術を適宜用いるとよい。例えば、一方の交流出力信号 $\sin \theta \sin t$ をシフト回路33で電氣的に90度シフトすることで、交流信号 $\sin \theta \cos t$ を生成し、これと他方の交流出力信号 $\cos \theta \sin t$ をアナログ加算器34で加算合成することで、 $\sin(\theta + t)$ なる、 θ に応じてプラス方向（進相）に位相シフトされた交流信号（位相成分を

10

20

30

40

50

交流位相ずれに変換した信号)を生成する。そして、進相シフトされた交流検出信号 $\sin(t + \quad)$ のゼロクロスコンパレータ35で検出し、ゼロクロス検出パルス L_p を生成する。

一方、シフト回路33から出力される交流信号 $\sin \cos ts$ と他方の交流出力信号 $\cos \sin t$ とをアナログ引算器36で引算合成することで、 $\sin(t - \quad)$ なる、 に応じてマイナス方向(遅相)に位相シフトされた交流信号(位相成分を交流位相ずれに変換した信号)を生成する。そして、遅相シフトされた交流検出信号 $\sin(t - \quad)$ のゼロクロスコンパレータ37で検出し、ゼロクロス検出パルス L_m を生成する。

【0028】

10

コンパレータ35から出力される進相シフトのゼロクロス検出パルス L_p は、進相シフトされた交流検出信号 $\sin(t + \quad)$ における位相シフト量つまり入力軸1と出力軸2との間の相対的回転位置を、基準交流信号 $\sin t$ のゼロ位相時点に対する進み時間位置で示すタイミング信号に相当する。

また、コンパレータ37から出力される遅相シフトのゼロクロス検出パルス L_m は、遅相シフトされた交流検出信号 $\sin(t - \quad)$ における位相シフト量つまり入力軸1と出力軸2との間の相対的回転位置を、基準交流信号 $\sin t$ のゼロ位相時点からの遅れ時間位置で示すタイミング信号に相当する。

【0029】

このように、進相シフトのゼロクロス検出パルス L_p と遅相シフトのゼロクロス検出パルス L_m のどちらもが、入力軸1と出力軸2との間の相対的回転位置に相当する位相シフト量を、時間位置で示す検出データである。従って、原理的には、進相シフトのゼロクロス検出パルス L_p と遅相シフトのゼロクロス検出パルス L_m のどちらか一方を、相対的回転位置の検出信号として出力するようによければよい。しかし、後述するように温度ドリフト補償した検出データを得るためには、両方を用いるのがよい。

20

【0030】

図5に示された各回路31~37、40は1つの回路基板上にユニット化して収容されて回路ユニット7としてまとめられる。そして、該回路ユニット7が、図1に示すように、ケース4内に収納される。こうして、ケース4内にセンサと回路がコンパクトに収められる。図6は、ケース4内に収納された図5に示す実施例に係る検出装置を、その検出出力を利用するためのマイクロコンピュータ8に接続してなるシステム構成例を示す。マイクロコンピュータ8と図5実施例検出装置との間は、少なくとも電源供給ラインと2本の出力ライン7a, 7bで接続されるだけでよい。この2本の出力ライン7a, 7bには、上述の進相シフトのゼロクロス検出パルス L_p と遅相シフトのゼロクロス検出パルス L_m がそれぞれ出力される。図5の回路から出力される。マイクロコンピュータ8は、タイミング信号キャプチャ用の入力ポートを複数有しており、この入力ポートに上記出力ライン7a, 7bをそれぞれ接続する。マイクロコンピュータ8は該入力ポートに接続されたライン7a, 7bから与えられる2つのタイミング信号(パルス L_p と L_m) の時間差 t をカウントすることで、入力軸1と出力軸2間の相対的回転位置をデジタル的に測定する。測定した相対的回転位置データは、トーシヨンパー3のねじれ角検出データとして、パワーステアリング制御のために利用される。

30

40

【0031】

なお、マイクロコンピュータ8では、ライン7a, 7bから与えられる2つのタイミング信号(パルス L_p と L_m) の時間差 t をカウントするだけでよく、検出装置で使用されている基準交流信号 $\sin t$ のゼロ位相時点を知る必要がない。よって、コンピュータの側での時間測定のための処理・構成が簡素化される。一方、検出装置では、アナログ発振回路により又はサイン波関数発生器などにより、内部で基準交流信号 $\sin t$ するだけでよく、これを同期化のための参照信号としてマイクロコンピュータ8に与える必要がないので、この意味でも外部端子の構成を簡素化できる。

【0032】

50

ここで、再び温度ドリフト特性の補償について説明する。温度ドリフト特性によって、例えば基準交流信号源40で発生する交流信号の周波数や振幅レベルに変動が起きたり、その他の回路要素や信号線路でのインピーダンスが変動した場合、検出される前記進相シフトのゼロクロス検出パルス L_p と遅相シフトのゼロクロス検出パルス L_m におけるそれぞれの位相シフト値には温度ドリフト特性による誤差が含まれることになる。しかし、この誤差は両検出パルス L_p 、 L_m において同値同一方向（同値同一符号）で現われるので、2つの検出パルス L_p 、 L_m （タイミング信号）の時間差 t においては、自動的に誤差が相殺されることになる。従って、温度ドリフトによる回路等のインピーダンス変化の影響を受けず、高精度な検出が可能となる。

【0033】

図8は、この温度補償の様子を模式的に示すタイミング図である。(a)は温度ドリフトによる誤差がない場合の検出パルス L_p 、 L_m （タイミング信号）の発生タイミング例を示し、時間差 t は、理論的には2であり、正確な相対回転位置を示す。(b)は温度ドリフトによる誤差がある場合の検出パルス L_p 、 L_m （タイミング信号）の発生タイミング例を示す。この場合、進相の検出パルス L_p は、基準交流信号のゼロ位相時点に対して、誤差を含む「+」に相当する進み時間だけ先行して発生し、遅相の検出パルス L_m は、基準交流信号のゼロ位相時点に対して、誤差を含む「-」に相当する遅れ時間だけ遅れて発生する。しかし、2つの検出パルス L_p 、 L_m （タイミング信号）のそれぞれがこのように誤差を含んでいても、両者の時間差 t においては、自動的に誤差が相殺され、正確な相対回転位置を示す理論値2に対応している。このように、温度ドリフト補償が達成されている。

【0034】

図7は、回路ユニット7内に搭載する回路構成の別の例を示す。図7の例では、回路ユニット7において、進相の検出パルス L_p と遅相の検出パルス L_m との時間差 t に対応するパルス幅を持つ可変パルス幅信号PWMを形成するPWM変換回路71が更に設けられている。このPWM変換回路71で形成された該時間差 t に対応するパルス幅を持つ可変パルス幅信号PWMは、1本の出力ライン7cを介して出力され、マイクロコンピュータ8に入力される。マイクロコンピュータ8は、PWM信号キャプチャ用の入力ポートを有しており、この入力ポートに上記出力ライン7cを接続する。マイクロコンピュータ8は該入力ポートに接続されたライン7cからのPWM信号のパルス時間幅 t をカウントすることで、入力軸1と出力軸2間の相対回転位置をデジタル的に測定する。測定した相対回転位置データは、前述と同様に、トーションバー3のねじれ角検出データとして、パワーステアリング制御のために利用される。この回路構成例においては、出力ライン7cが1本で済むので、より一層、構成を簡素化できる。

【0035】

図1に示した実施例にかかわる検出システムは、パワーステアリング機構のトーションバー3に負荷されるトルクを検出するトルク検出装置4Aのみならず、ハンドルの回転操作量に応じたハンドル角と操舵輪との対応関係のずれを補正する等の目的のために、ハンドルの回転位置に応じたハンドル角を検出するハンドル角検出装置4Bの機能も一体的に具備している。

図1におけるハンドル角検出装置4Bについて説明すると、外部ケース4内の所定位置に、複数のギア $G_1 \sim G_3$ と、ステータ部100と、磁気応答部材300を含むロータ部200とからなる。複数のギア $G_1 \sim G_3$ はハンドルに連結された入力軸2の回転を段階的に減少させてロータ部200を回転するためのギアリング機構であって、例えば出力軸2が5回転するとロータ部200を1回転するなどの比率で出力軸2の回転を減少してロータ部200に出力軸2の回転を伝達し、ハンドル（ステアリングシャフト）の多回転にわたる回転位置を1回転型アブソリュートセンサで検出しうるようにしている。

【0036】

図9はハンドル角検出装置4Bの一実施例を示す概略図であって、ステータ部100のコイル $C_1 \sim C_4$ とロータ部200の表面上に形成された磁気応答部材300との物理的

10

20

30

40

50

配置関係の一例を正面略図によって示したものである。ロータ部 200 の表面上には所定形状（例えば偏心形状）の磁気応答部材 300 が形成されており、該磁気応答部材 300 はロータ部 200 の回転に合わせて回転する。ステータ部 100 は検出用コイルとして 4 つのコイル C1 ~ C4（図 9 参照）を含んでおり、各コイル C1 ~ C4 内を通る磁束が軸線方向を指向する。ステータ部 100 とロータ部 200 とは、ステータ部 100 の各コイル C1 ~ C4 のコイルコア（例えば鉄心などの磁性体コア）の端面とロータ部 200 表面上に形成された磁気応答部材 300 とが所定の間隔を空けた状態で、すなわち各コイル C1 ~ C4 のコイルコアの端面とロータ部 200 の磁気応答部材 300 の表面との間に空隙が形成されるようにして互いに対向する位置に配置されており、ロータ部 200 はステータ部 100 に対して非接触で回転する。磁気応答部材 300 と向き合う各コイル C1 ~ C4 のコイルコアの端面の面積がロータ部 200 の回転位置に応じて変化することによって、出力軸 2 の回転角度、つまりハンドル角を検出することができるように構成されている。

10

【0037】

この実施例に示すハンドル角検出装置 4B は、図 9 に示したような電磁誘導方式の 1 回転型アブソリュート位置検出センサと、各々が順次に噛み合わされたギア比の異なる複数のギア G1 ~ G3 と、ステータ部 100 と、ロータ部 200 とを含む。複数のギア G1 ~ G3 は、ステアリングシャフトの出力軸 2 の回転を段階的に減少させてロータ部 200 を回転するための減速機構である。ギア G1 は出力軸 2 に結合して同じように回転し、ギア G1 に対して減速用のギア G2 が噛み合わされ、更に、このギア G2 に対して減速用のギア G3 が噛み合わされる。このギア G3 には例えば円盤状に形成されたロータ部 200 が設置されており、ギア G3 が回転することでロータ部 200 が軸中心線 CL を中心として回転するようになっている。このようにして、出力軸 2 の回転を減速してロータ部 200 の回転として伝達する構成となっている。

20

【0038】

ロータ部 200 の表面上には所定形状、図 9 に示すような例えば偏心リング形状の磁気応答部材 300 が取り付けられる。該磁気応答部材 300 は鉄等の磁性体からなるもの、あるいは銅等の導電体からなるもの、あるいは磁性体と導電体との組み合わせからなるものなど、磁気結合係数を変化させる材質からなるものであればどのようなものであってもよい。こうしたロータ部 200 に対してスラスト方向に向き合うような形でステータ部 100 が配置される。

30

【0039】

ロータ部 200 表面上に形成される磁気応答部材 300 の所定の形状は、各コイル C1 ~ C4 から理想的なサイン、コサイン、マイナスサイン、マイナスコサインのカーブが得られるように適切に設計される。例えば、コイル C1 に生じるインピーダンス変化がサイン関数に相当するものとする、コイル C2 に生じるインピーダンス変化はマイナスサイン関数、コイル C3 に生じるインピーダンス変化はコサイン関数、コイル C4 に生じるインピーダンス変化はマイナスコサイン関数に、それぞれ相当するよう、各コイル C1 ~ C4 の配置や磁気応答部材 300 の形状を設定することができる。ロータ部 200 の 1 回転において、コイル C1 のインピーダンスは 0 度から 360 度の範囲にわたるサイン関数で変化し、コイル C2 のインピーダンスは 0 度から 360 度の範囲にわたるコサイン関数で変化し、コイル C3 のインピーダンスは 0 度から 360 度の範囲にわたるマイナスサイン関数で変化し、コイル C4 のインピーダンスは 0 度から 360 度の範囲にわたるマイナスコサイン関数で変化するように設定される。このようにサイン関数及びコサイン関数における 0 度から 360 度の範囲内の関数値変化に略々なぞらえることができるので、よって、ロータ部 200 の 1 回転を、360 度の位相角範囲の変化に換算して測定することができることになる。

40

【0040】

この構成によって、コイル C1, C3 の対のインピーダンスが差動的に変化し、両出力の差動合成によってサイン関数 \sin を振幅係数として持つ交流出力信号 \sin \sin

50

n t が得られる。また、コイル C_2 , C_4 の対のインピーダンスが差動的に変化し、両出力の差動合成によってコサイン関数 \cos を振幅係数として持つ交流出力信号 \cos \sin t が得られる。このようなレゾルバと同様の出力信号に基づき、分だけ位相シフトされた交流信号を合成し、その位相シフト値を測定することで、ロータ部 200 の回転位置を検出できる。こうして、多回転（例えば 2.5 ~ 3 回転程度）にわたるハンドルの回転角度が、ロータ部 200 の 1 回転内のアブソリュート回転位置に換算されてアブソリュートで検出される。

【0041】

なお、ロータ部 200 の回転に応じて所定角度範囲でのサイン、コサイン、マイナスサイン、マイナスコサインの関数カーブがそれぞれ得られるようにするには、磁気応答部材 300 の形状としては上記したように偏心リング形状のものに限らず、コイルやコイルコアの配置や形状等の設計条件に応じて螺旋形状あるいはハート型に類似した形状など、適宜の形状に形成したものであってもよい。この磁気応答部材 300 の形状をいかに設計するかは本発明の目的ではなく、かつ、公知 / 未公知のこの種の可変磁気抵抗型回転検出器で採用されている磁気応答部材 300 の形状を採用してよいので、磁気応答部材 300 の形状についてのこれ以上の言及は差し控える。

【0042】

なお、ハンドル角度検出装置 4B は、上記の構成に限らず、他の適宜の構成を採用してよい。例えば、ギヤ $G_1 \sim G_3$ による減速機構を省略し、ロータ部 200 を出力軸 2（又は入力軸 1）に 1 対 1 の回転比で結合するようにしてもよい。その場合は、1 回転以内のハンドル角度をアブソリュートで検出し、1 回転を超えるハンドル角度は回転数カウントによって検出するようにすればよい。また、ハンドル角度検出装置 4B を設けなくてもよい。

【0043】

なお、上述したトルク検出装置 4A 及び / 又はハンドル角検出装置 4B において、磁気応答部材とこれに対応するコイルの配置パターンや、数、サイズ等については、上述したものに限定されるものではなく、種々の配置パターン等が有り得るものであって、要するに、コイル部からサイン相及びコサイン相の 2 相の出力信号を生ぜしめることができるようになっていれば、どのような構成のものであってもよい。勿論、ここで言うサイン相やコサイン相は便宜的な呼称であり、どちらをサイン相またはコサイン相と称してもよい。

また、位相シフトタイプの回転位置検出手段の構成は、上述したものに限らず、どのような構成からなってもよい。例えば、1 次コイルのみからなるタイプのものに限らず、1 次及び 2 次コイルを有するタイプのものでもよく、あるいはレゾルバ方式を用いてもよいし、あるいは基準交流信号としてサイン波 \sin t とコサイン波 \cos t の 2 相交流信号を用いる励磁方式であつてもよい。

【0044】

各磁性体リング 11 ~ 23 の凹凸歯数（1 回転あたりのピッチ数）は、上述例のような 8 ピッチに限らない。また、多歯タイプに限らず、1 回転あたり 1 ピッチ（1 サイクル）の磁気結合変化（コイルのインピーダンス変化）を生ぜしめるようなタイプであってもよい。また、回転に応じて磁気結合を増減変化させるための構成は、図示例のような凹凸歯からなるものに限らず、波状など、その他適宜の形状からなるものであってもよい。また、磁性体部 10, 20 すなわち各磁性体リング 11 ~ 23 の材質は、磁性体のみからなるものに限らず、磁性体の凹部（磁気結合を減少させる箇所）に反磁性体（銅のような非磁性良導電体）を埋込配置するようにした磁性・反磁性のハイブリッドタイプであってもよい。なお、取付リング 5, 6 など、磁気応答性を持つべきでない構成要素の素材は、合成樹脂等のしかるべき非磁気応答性素材で構成されるのは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【0045】

【図 1】本発明に係る相対回転位置検出装置の一実施例を示す側断面略図。

【図 2】図 1 における相対回転位置検出装置（トルク検出装置）の第 1 及び第 2 の磁性体

10

20

30

40

50

部を組み立てた状態を抽出して示す斜視図。

【図3】図2の分解斜視図。

【図4】図2又は図3に示された各磁性体リングとそれに対応するコイルの配置関係を示す展開図。

【図5】図1における相対回転位置検出装置（トルク検出装置）のコイル部に関連する電気回路例を示す図。

【図6】同相対回転位置検出装置の出力をマイクロコンピュータに接続してなる検出システムの一例を示すブロック図。

【図7】同相対回転位置検出装置の出力をマイクロコンピュータに接続してなる検出システムの別の構成例を示すブロック図。

【図8】図5の検出回路構成によって検出データの温度ドリフト補償が行えることを説明するタイミング図。

【図9】図1におけるハンドル角検出装置の一実施例を示す正面略図。

【符号の説明】

【0046】

1 入力軸

2 出力軸

3 トーションバー

4 外部ケース

4A 相対回転位置検出装置（トルク検出装置）

4B ハンドル角度検出装置

10 第1の磁性体部

20 第1の磁性体部

11, 12, 21, 22, 23 磁性体リング

30 コイル部

L1 ~ L4 (C1 ~ C4) コイル

100 ステータ部

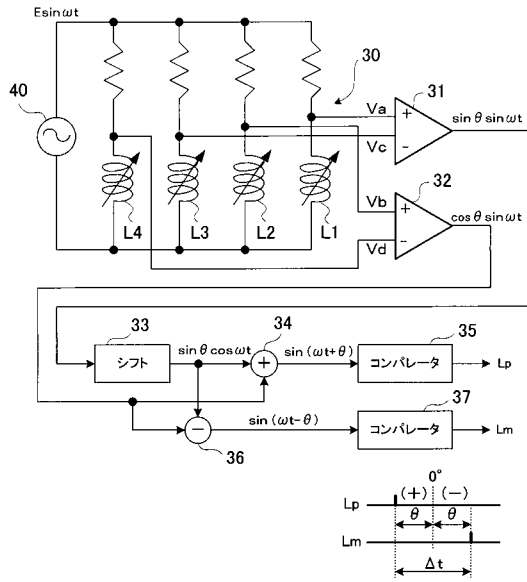
200 ロータ部

G1 ~ G3 ギア

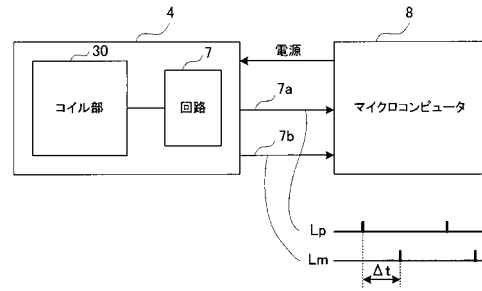
10

20

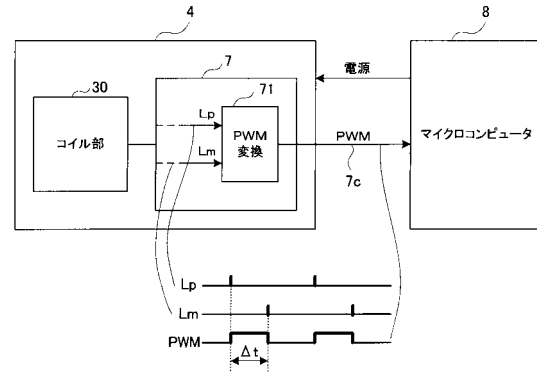
【図5】



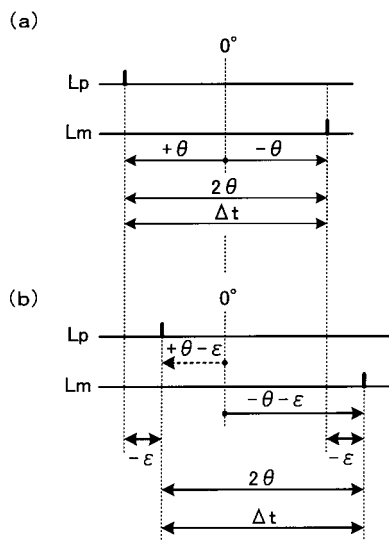
【図6】



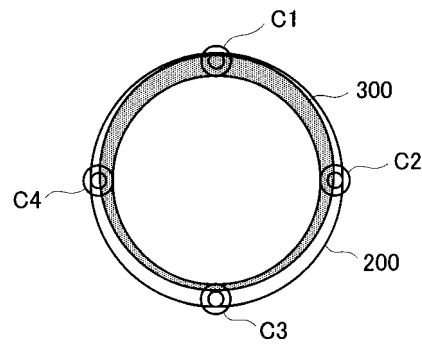
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-131084(JP,A)
特開2004-309165(JP,A)
特開2000-121390(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01D 5/00 - 5/252
G01D 5/39 - 5/62
G01B 7/00 - 7/34