

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-152251

(P2013-152251A)

(43) 公開日 平成25年8月8日(2013.8.8)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
G O 1 D 5/20 (2006.01) G O 1 D 5/20 1 1 O H 2 F O 7 7
 G O 1 D 5/20 1 1 O B

審査請求 有 請求項の数 1 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2013-101753 (P2013-101753)	(71) 出願人	597156971
(22) 出願日	平成25年5月13日 (2013.5.13)		株式会社アミテック
(62) 分割の表示	特願2013-96064 (P2013-96064) の分割	(74) 代理人	100077539
原出願日	平成12年3月14日 (2000.3.14)		弁理士 飯塚 義仁
(31) 優先権主張番号	特願平11-69229	(74) 代理人	100125265
(32) 優先日	平成11年3月15日 (1999.3.15)		弁理士 貝塚 亮平
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(72) 発明者	後藤 忠敏
(31) 優先権主張番号	特願平11-359431		東京都府中市新町 1 丁目 7 7 番 2 号
(32) 優先日	平成11年12月17日 (1999.12.17)	(72) 発明者	坂元 和也
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		東京都羽村市川崎 1 丁目 1 番 5 号、MAC 羽村コート 1 1 - 4 0 5
		(72) 発明者	坂本 宏
			埼玉県川越市山田 8 9 6 - 8
		F ターム (参考)	2F077 AA27 AA43 FF03 FF13 NN21 PP21

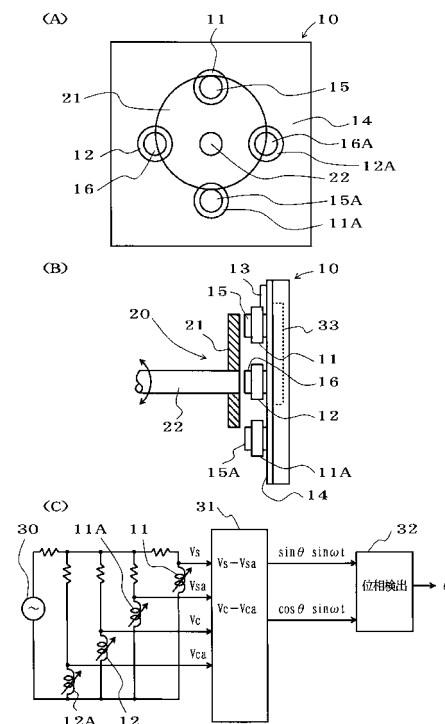
(54) 【発明の名称】 回転型位置検出装置

(57) 【要約】

【課題】 小型かつシンプルな構造の回転型位置検出装置の提供。

【解決手段】 コイル部は、1 相の交流信号で励磁される少なくとも 2 対のコイルを有し、1 対における各コイルは所定の回転角に対応する間隔で離隔されて配置されている。磁気応答部材は、検出対象の回転に応じて該部材と前記コイル部との相対的回転位置が変化し、この相対的回転位置に応じて前記コイルのインピーダンスを変化させ、このインピーダンス変化に基づき前記相対的回転位置が所定の回転角範囲にわたって変化する間で前記コイルに生じる電圧が増減変化するようにし、1 つのコイル対における各コイルの電圧の増減変化が差動的な特性を示すようにしたものであり、かつ、回転軸の 1 回転当たり 1 周期のインピーダンス変化をもたらすような形状をなしている。対をなすコイル同士で出力電圧の差を求めることにより、所定の周期的関数を振幅係数とする交流出力信号を各コイル対毎に生成する。

【選択図】 図 8



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

時間的に連続する 1 相の交流信号で励磁される少なくとも 2 対のコイルを配置してなるコイル部であって、1 つのコイル対における各コイルは所定の回転角に対応する間隔で離隔されて配置されている前記コイル部と、

前記コイル部に対して相対的に回転変位するよう配置された磁気応答部材であって、検出対象の連続的回転に応じて該部材と前記コイル部との相対的回転位置が 1 回転全域にわたって変化し、この相対的回転位置に応じて前記コイルのインピーダンスを変化させ、このインピーダンス変化に基づき前記相対的回転位置が 1 回転全域にわたって変化する間で前記コイルに生じる電圧が増減変化するようにし、1 つのコイル対における各コイルの電圧の増減変化が差動的な特性を示すようにしたものであり、かつ、1 回転当り 1 周期のインピーダンス変化をもたらすような形状をなしている前記磁気応答部材と、

各コイルに生じる出力電圧をそれぞれ取り出し、対をなしているコイル同士でその出力電圧の差に相当する出力交流信号を求めることにより、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ時間的に連続する交流出力信号を各コイル対毎に生成する回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期特性において所定位相だけ異なっているものと

を具えた回転型位置検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流励磁されるコイルとこのコイルに対して相対的に変位する磁性体又は導電体とを含んで構成される回転型位置検出装置に関し、1 回転又は所定角度範囲にわたる回転位置の検出に適したものであり、特に、1 相の交流で励磁される 1 次コイルのみを使用して複数相の振幅関数特性を示す出力交流信号を検出対象回転位置に応じて生成するものに関する。

【背景技術】

【0002】

誘導型の回転位置検出装置として、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。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。しかし、このようなブラシレス・レゾルバはロータ側に回転トランスを具備する構成の故に、装置を小型化することが困難であり、小型化には限度があるし、また、回転トランスの分だけ装置構成部品点数が増すので製造コストの上昇にもつながってしまう。

【0003】

一方、ステータ側の複数の凸極に 1 次巻線と 2 次巻線を配し、ロータを所定形状（偏心円形状、あるいは楕円形状、あるいは突起を持つ形状）の磁性体で構成し、ステータ凸極とロータ磁性体との間のギャップが回転位置に応じて変化することに基づき、回転位置に応じた磁気抵抗変化を生成し、これに応じた出力信号を得るようにした、無接触式・可変磁気抵抗型の回転位置検出装置が、古くは商品名「マイクロシン」として知られている。また、同様の可変磁気抵抗原理に基づく回転位置検出装置が、例えば、特開昭 55-46862 号、特開昭 55-70406 号、特開昭 59-28603 号などにおいて示されている。なお、この場合、出力信号に基づく位置検出方式は、位相方式（検出した位置データが出力信号の電氣的位相角に対応している方式）と電圧方式（検出した位置データが出

力信号の電圧レベルに対応している方式)のどちらもが知られている。例えば、位相方式を採用する場合は、2相励磁入力又は3相励磁入力等、異なる機械角で配置された各1次巻線を位相のずれた複数相で励磁し、回転位置に応じて電氣的位相角がずれた1相の出力信号を生ずる。また、電圧方式を採用する場合は、1次巻線と2次巻線の関係が上記位相方式とは逆になり、上記「レゾルバ」のように1相励磁入力で複数相出力を生ずる。

【0004】

「レゾルバ」のように1相励磁入力で複数相出力を生ずる回転位置検出装置においては、典型的には、サイン相出力とコサイン相出力の2相出力を生じるように構成されている。そのために、従来の無接触式・可変磁気抵抗型のレゾルバタイプの回転位置検出装置は、最低でもステータは4極構成とされ、各極が機械角で90度の間隔で配置され、第1の極をサイン相とすると、それから90度離れた第2の極はコサイン相とされ、更に90度離れた第3の極はマイナスサイン相とされ、更に90度離れた第4の極はマイナスコサイン相とされる。その場合、各ステータ極に対して回転に応じた磁気抵抗変化を生じさせるためにロータは、磁性体又は導電体からなり、その形状が偏心円形状や楕円形状あるいは歯車形状等の周期的な形状に形成される。そして、各ステータ極には1次コイルと2次コイルが設けられ、各ステータ極とロータ間のギャップがロータの回転位置に対応して変化することにより該ステータ極を通る磁気回路の磁気抵抗が変化し、これに基づき該ステータ極における1次コイルと2次コイルとの間の磁気結合度が回転位置に対応して変化し、こうして回転位置に対応する出力信号が2次コイルに誘導されるようにしており、各ステータ極の出力信号のピーク振幅特性は周期的関数特性を示す。

【0005】

上記のような従来の無接触式・可変磁気抵抗型のレゾルバタイプの回転位置検出装置は、1次コイルと2次コイルを設ける1次-2次誘導タイプであるために、コイル数が多くなり、故に、構造を小型化するのに限度があり、また、コストを低減するのにも限度があった。更に、従来の回転位置検出装置は、複数のステータ極が1回転の全体にわたって均等間隔で配置される構成であるため、その構造上の制限から適用可能な場所やスペースに限度があった。また、従来の回転位置検出装置においては、サインとコサインの2相出力を得る場合であっても、ステータを単純な2極構成とすることはできず、4極構成としなければならなかったもので、構造を小型化するのに限度があった。

【0006】

更に下記特許文献1においては、 $\sin \omega t$ と $\cos \omega t$ の2相の交流信号により、第1のコイルグループと第2のコイルグループを個別に励磁し、各コイルグループでは差動接続した2個のコイルの差動合成出力信号 $\cos \theta \sin \omega t$ 及び $\sin \theta \cos \omega t$ をそれぞれ出力し、両出力信号を加算又は原することにより、三角関数の加法定理に基づき θ だけ位相シフトされた交流信号 $\sin(\omega t - \theta)$ を得るようにしたことが示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開平5-52588号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

本発明は上述の点に鑑みてなされたもので、小型かつシンプルな構造を持つ回転型位置検出装置を提供しようとするものである。また、利用可能な位相角範囲を広くとることができ、更には、検出対象の変位が微小でも高分解能での検出が可能であり、温度特性の補償も容易な、回転型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】

【0009】

本発明の第1の観点に係る回転型位置検出装置は、時間的に連続する1相の交流信号で

10

20

30

40

50

励磁される少なくとも2対のコイルを配置してなるコイル部であって、1つのコイル対における各コイルは所定の回転角に対応する間隔で離隔されて配置されている前記コイル部と、前記コイル部に対して相対的に回転変位するよう配置された磁気応答部材であって、検出対象の連続的回転に応じて該部材と前記コイル部との相対的回転位置が1回転全域にわたって変化し、この相対的回転位置に応じて前記コイルのインピーダンスを変化させ、このインピーダンス変化に基づき前記相対的回転位置が1回転全域にわたって変化する間で前記コイルに生じる電圧が増減変化するようにし、1つのコイル対における各コイルの電圧の増減変化が差動的な特性を示すようにしたものであり、かつ、1回転当り1周期のインピーダンス変化をもたらすような形状をなしている前記磁気応答部材と、各コイルに生じる出力電圧をそれぞれ取り出し、対をなしているコイル同士でその出力電圧の差に相当する出力交流信号を求めることにより、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ時間的に連続する交流出力信号を各コイル対毎に生成する回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期特性において所定位相だけ異なっているものとを具える。

10

【0010】

磁気応答部材は、典型的には、磁性体及び導電体の少なくとも一方を含んでなるものである。磁気応答部材が磁性体からなる場合は、該部材のコイルに対する近接の度合いが増すほど、該コイルのインダクタンスが増加して、該コイルの電氣的インピーダンスが増加し、該コイルに生じる電圧（すなわち端子間電圧）が増加する。反対に、該磁気応答部材のコイルに対する近接の度合いが減少するほど、該コイルのインダクタンスが減少して、該コイルの電氣的インピーダンスが減少し、該コイルの端子間電圧が減少する。こうして、検出対象の連続的回転に伴い、コイルに対する磁気応答部材の相対的回転位置が1回転全域にわたって変化する間で該コイルの端子間電圧は、増減変化するようになり、該コイルに対する磁気応答部材の相対的回転位置が1回転全域にわたる回転位置検出を行うことができる。また、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ時間的に連続する交流出力信号を各コイル対毎に生成するので、該交流出力信号に基づき簡単な構成で位置検出データを得ることができる。

20

【0011】

ここで、コイルを流れる交流信号を $\sin \omega t$ で示し、一例として、この増減変化によって生ずる振幅係数成分を、回転角 θ を変数とする関数 $A(\theta)$ で示すと、コイルの端子間電圧は $A(\theta) \sin \omega t$ で表すことができる。この場合、振幅係数成分 $A(\theta)$ は回転に伴って増減変化はするが、その値は正の値しかとらない。例えば、この振幅係数成分 $A(\theta)$ の増減変化のカーブがサインカーブに近似する特性を示すとし、そのピーク値を P とすると、 $A(\theta) = P_0 + P \sin \theta$ のような式で典型的には示されるものである。ここで、 $P_0 \geq P$ である。すなわち、 $P \sin \theta$ の値を或るオフセット値 P_0 でプラス方向にオフセットしたような特性である。

30

【0012】

本発明の別の実施形態としては、前記演算回路は、1つの前記コイルに生じる電圧と前記基準電圧とを用いて所定の第1の演算及び第2の演算をそれぞれ行うことで、第1の振幅関数を振幅係数として持つ第1の交流出力信号と、第2の振幅関数を振幅係数として持つ第2の交流出力信号とをそれぞれ生成する。この場合は、追って詳しく説明するように、所定の限られた機械的回転角範囲の回転変位に関して、360度フルの位相検出スケールではなく、所定の限られた範囲内の位相検出スケールで（例えば90度の範囲）位置検出データを得ることができる。すなわち、ただ1つのコイルを用いるだけで、所定の限られた範囲内の検出スケールではあるが、レゾルバと同様の2つの交流出力信号、つまりサイン相出力信号 ($\sin \theta \sin \omega t$) とコサイン相出力信号 ($\cos \theta \sin \omega t$)、を得ることができる。

40

【0013】

一実施形態として、前記基準電圧を発生する回路は、前記磁気応答部材の変位の影響を受けない位置に配置された所定インピーダンスのコイル（ダミーコイル）を含んでいてよ

50

い。そのようなダミーコイルを用いることにより、前記コイル部に設けられた検出用のコイルの温度ドリフト特性の補償に役立つ。勿論、基準電圧を発生する回路は、コイルに限らず、抵抗等、その他適宜の構成からなる電圧生成回路を使用してよい。

【0014】

一実施形態として、前記コイル部が、1回転内の限られた所定の角度範囲に設けられており、該限られた所定の角度範囲における回転位置の検出を行うのに適するようになってよい。このような偏ったコイル部の配置は、既存の機械内に本発明に係る回転型位置検出装置を後から設置するような場合に有効である。例えば、検出対象回転軸における所定の角度範囲においては既に障害物が存在していて、1回転フルにわたるステータコイルの設置が不可能なような場合、障害物が存在していない角度範囲の場所に偏った配置のコイル部を設置することができるので有利である。

10

【0015】

なお、磁気応答部材として、銅のような良導電体を使用した場合は、渦電流損によってコイルのインダクタンスが減少し、磁気応答部材の近接に応じてコイルの端子間電圧が減少することになる。この場合も、上記と同様に検出することが可能である。磁気応答部材として、磁性体と導電体を組合わせたハイブリッドタイプのものを用いてもよい。

【0016】

本発明によれば、例えば1つのコイル対をサイン相とすると、該1つのコイル対における各コイルの端子間電圧の増減変化が差動的な特性を示すので、一方が $(P_0 + P \sin \theta) \sin \omega t$ とすると、他方が $(P_0 - P \sin \theta) \sin \omega t$ となる。その両者の差

20

$$(P_0 + P \sin \theta) \sin \omega t - \{ (P_0 - P \sin \theta) \sin \omega t \} \\ = 2 P \sin \theta \sin \omega t$$

となる。もう一方のコイル対をコサイン相とすると、該コイル対における各コイルの端子間電圧の増減変化が差動的な特性を示すことにより、その両者の差を取り出すと、

$$(P_0 + P \cos \theta) \sin \omega t - \{ (P_0 - P \cos \theta) \sin \omega t \} \\ = 2 P \cos \theta \sin \omega t$$

となる。このような差動合成原理は、従来知られたレゾルバと共通しているが、従来のレゾルバは、1次及び2次コイルを必要としていたが、本発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、コイル構成が簡単であり、シンプルな構造の回転型位置検出装置を提供することができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明に係る回転型位置検出装置の一実施例を示すもので、(A)はステータ側の検出用コイルとロータ部側の磁気応答部材との物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、(B)はその側断面略図、(C)はステータ部側の検出用コイルに関連する回路の一例を示すブロック図。

【図2】図1の実施例の検出動作説明図であって、(A)は回転角度 θ の変化に対する各検出用コイルのインピーダンス変化の理想的なカーブを示し、(B)は、各検出用コイルの出力電圧を基準電圧で演算することにより得られる出力信号の回転角度 θ に対する振幅変化特性を示す図。

40

【図3】本発明に係る回転型位置検出装置の別の実施例を示すもので、(A)は正面略図、(B)はその側断面略図。

【図4】本発明に係る回転型位置検出装置の更に別の実施例を示すもので、(A)は正面略図、(B)はその側断面略図。

【図5】本発明に係る回転型位置検出装置の更に他の実施例を示す正面略図。

【図6】検出用コイルを1個とした本発明に係る回転型位置検出装置の一実施例を示すもので、(A)はステータ部側の検出用コイルとロータ部側の磁気応答部材との物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、(B)はその側断面略図、(C)はステータ部側の検出用コイルに関連する回路の一例を示すブロック図。

50

【図 7】図 1 の実施例の検出動作説明図。

【図 8】基準電圧を使用しないタイプの本発明に係る回転型位置検出装置の一実施例を示すもので、(A) はステータ部側の検出用コイルとロータ部側の磁気応答部材との物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、(B) はその側断面略図、(C) はステータ部側の検出用コイルに関連する回路の一例を示すブロック図。

【図 9】基準電圧を使用しないタイプの本発明に係る回転型位置検出装置の別の実施例の構造を略示する斜視図。

【図 10】本発明に係る高分解能タイプの回転型位置検出装置の他の実施例の構造を略示する斜視図。

【図 11】本発明に係る回転型位置検出装置の別の実施例を対象箇所に取り付けた状態で略示する斜視図。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、添付図面を参照してこの発明の実施の形態を詳細に説明しよう。

図 1 は、サイン及びコサイン関数特性を示す振幅をそれぞれ持つ 2 つの交流出力信号において、電気角で 0 度から 360 度までのフルの範囲での振幅変化が得られるようにする実施例を示す。図 1 (A) は、この実施例に係る回転型位置検出装置におけるステータ部 10 側の検出用コイル 11, 12 とロータ部 20 側の磁気応答部材 21 との物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、同図 (B) はその側断面略図、同図 (C) はステータ部 10 側の検出用コイル 11, 12 に関連する電気回路及び電子回路の一例を示すブロック図である。検出対象たる回転軸 22 に所定形状、例えば偏心円板状、の磁気応答部材 21 が取り付けられて、ロータ部 20 が構成される。一例として、磁気応答部材 21 の材質は鉄のような磁性体からなっているものとして説明を進める。ロータ部 20 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 10 が配置される。

【0019】

ステータ部 10 は、検出用コイルとして 2 つのコイル 11 及び 12 を含んでいる。各コイル 11, 12 は、ステータ基板 14 上において円周方向に所定間隔で離隔して配置されており、この間隔は例えば回転軸 22 に関して 90 度をなすような間隔である。各コイル 11, 12 は、それぞれ鉄心（磁性体コア）15, 16 に巻回されており、コイル内を通る磁束が回転軸 22 の軸方向を指向する。各コイル 11, 12 の鉄心 15, 16 の端面と、ロータ部 20 の磁気応答部材 21 の表面との間に空隙が形成され、ロータ部 20 はステータ部 10 に対して非接触で回転する。この空隙の距離は、一定に保たれるように、ロータ部 20 とステータ部 10 の相対的配置が図示しない機構を介して定められる。ロータ部 20 の磁気応答部材 21 の所定の形状、例えば偏心円板状、の故に、空隙を介して磁気応答部材 21 と向き合うコイル鉄心 15, 16 の端面の面積が、回転位置に応じて、変化する。この対向空隙面積の変化によって、鉄心 15, 16 を通ってコイル 11, 12 を貫く磁束量が変化し、もって、コイル 11, 12 の自己インダクタンスが変化する。このインダクタンス変化は、各コイル 11, 12 のインピーダンス変化でもある。

【0020】

ロータ部 20 の磁気応答部材 21 の所定の形状は、理想的なサイン関数のカーブが得られるように、適切に設計される。例えば、回転軸 22 の 1 回転につき 1 周期のサイン関数のカーブが得られるようにするには、その形状は、一般的には上記のように偏心円板に近いものと言ってもさしつかえないが、正確には、コイルや鉄心形状等の設計条件に応じて、適宜ゆがんだ形状あるいはハート型に類似した形状となりうるということが知られている。こ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ロータ形状を採用してよいので、ロータ形状についてのこれ以上の言及は差し控える。重要なことは、ロータ部 20 の磁気応答部材 21 の所定の形状が如何なる形状であるかということではなく、要するに、ロータ部 20 の回転位置の変化に応じた各コイル 11, 12 のインダクタンス変化つまりインピーダンス変化が、理想的なサイン関数のカーブと同じようになるようにできるだけ適切に設計されてい

ればよい。

【0021】

図2(A)は、回転角度 θ の変化に対する一方のコイル11のインピーダンス変化の理想的なサイン関数のカーブを $A(\theta)$ で示している。回転角度 θ の変化に対する他方のコイル12のインピーダンス変化の理想的なサイン関数のカーブを $B(\theta)$ で示す。明らかに、他方のコイル12は、コイル11に対して90度ずれた配置の故に、そのカーブ $B(\theta)$ はコサイン関数に相当している。かくして、各カーブ $A(\theta)$ 、 $B(\theta)$ の増減変化の中点を P_0 とし、振れの振幅を P とすると、

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

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

と表せる。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ことにする。

【0022】

図1(C)に示すように、各コイル11、12は、交流発生源30から発生されるの所定の1相の高周波交流信号（仮に $\sin \omega t$ で示す）によって定電圧又は定電流で励磁される。各コイル11、12の端子間電圧をそれぞれ V_s 、 V_c で示すと、検出対象たる回転角 θ を変数として、これらは下記のように表せる。

$$V_s = A(\theta) \sin \omega t = (P_0 + \sin \theta) \sin \omega t$$

$$V_c = B(\theta) \sin \omega t = (P_0 + \cos \theta) \sin \omega t$$

【0023】

コイル（ダミーコイル）13は、基準電圧 V_r を発生するものであり、例えば、前記カーブ $A(\theta)$ 、 $B(\theta)$ の増減変化の中点 P_0 に相当する所定インピーダンスを持つ。例えば、コイル13は、図1(A)、(B)に示されるように、ステータ基板14上に配置されるが、ロータ部20の磁気応答部材21の変位の影響を受けない位置に配置されていて、検出用のコイル11、12と温度ドリフト条件が同じになっている。このことは、検出用のコイル11、12の温度ドリフト誤差を補償するのに役立つ。コイル（ダミーコイル）13も交流励磁されており、その端子間電圧つまり基準電圧 V_r は下記のように表せる。

$$V_r = P_0 \sin \omega t$$

【0024】

各コイル11、12、13の出力電圧 V_s 、 V_c 、 V_r は、アナログ演算回路31に入力され、下記演算式に従って演算されることで、アナログ演算回路31から検出対象位置 θ に応じたサイン及びコサイン関数特性を示す振幅をそれぞれ持つ2つの交流出力信号（つまり互に90度位相のずれた振幅関数特性を持つ2つの交流出力信号）が生成される。すなわち、検出用の各コイル11、12の出力電圧 V_s 、 V_c から基準電圧 V_r を減算する。

$$V_s - V_r = (P_0 + \sin \theta) \sin \omega t - P_0 \sin \omega t = \sin \theta \sin \omega t$$

$$V_c - V_r = (P_0 + \cos \theta) \sin \omega t - P_0 \sin \omega t = \cos \theta \sin \omega t$$

【0025】

以上のように、検出用の各コイル11、12の端子間電圧 V_s 、 V_c と基準電圧 V_r とを演算することで、基準電圧 V_r 分のオフセットを解消し、増減変化の中点を零点として正負に振れる2つの周期的振幅関数（ $\sin \theta$ 及び $\cos \theta$ ）を振幅係数として持つ2つの交流出力信号（ $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ ）を生成することができる。図2(B)は、この状態を θ 成分についてのみ模式的に示すものである（時間 t の成分は示していない）。このように、2つの検出用コイル11、12を設けるだけで、従来より知られたレゾルバと同様のサイン相出力信号（ $\sin \theta \sin \omega t$ ）とコサイン相出力信号（ $\cos \theta \sin \omega t$ ）を得ることができる。

【0026】

演算回路31から出力されたサイン及びコサイン関数特性の交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ における振幅関数 $\sin \theta$ 及び $\cos \theta$ の位相成分 θ を、

10

20

30

40

50

位相検出回路（若しくは振幅位相変換手段）32で計測することで、検出対象回転位置 θ をアプソリュートで検出することができる。この位相検出回路32としては、例えば本出願人の出願に係る特開平9-126809号公報に示された技術を用いて構成するとよい。例えば、第1の交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ を電氣的に90度シフトすることで、交流信号 $\sin \theta \cos \omega t$ を生成し、これと第2の交流出力信号 $\cos \theta \sin \omega t$ を加減算合成することで、 $\sin (\omega t + \theta)$ および $\sin (\omega t - \theta)$ なる、 θ に応じて進相および遅相方向に位相シフトされた2つの交流信号（位相成分 θ を交流位相ずれに変換した信号）を生成し、その位相 θ を測定することで、回転位置検出データを得ることができる。あるいは、公知のレゾルバ出力信号を処理するために使用されるR-Dコンバータを、この位相検出回路32として使用するようにしてもよい。位相検出回路32における位相成分 θ の検出処理は、ディジタル処理に限らず、積分回路等を使用したアナログ処理で行ってもよい。また、ディジタル位相検出処理によって回転位置 θ を示すディジタル検出データを生成した後、これをアナログ変換して回転位置 θ を示すアナログ検出データを得るようにしてもよい。勿論、位相検出回路32を設けずに、演算回路31の出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ をそのまま出力するようにしてもよい。例えば、シンクロと同様の3相信号を演算回路31から出力したような場合は、そのような応用形態もありうることである。なお、図1(B)において示された、ステータ部10の基板14の裏側のブロック33は、この部分に必要な回路を搭載してよいことを示している。例えば、演算回路31のみ、または更に交流発生源30と位相検出回路32を含む図1(C)のすべての回路をブロック33の場所に搭載してよい。交流発生源30と位相検出回路32をディジタル回路で構成する場合、LSI化できるので、小型となり、これらの回路をステータ基板14の裏側に一体的に搭載することができる。

【0027】

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11, 12, 13のインピーダンスが変化し、その出力電圧 V_s , V_c , V_r も変動する。例えば、図2(A)で実線のカーブに対して破線で示すように各電圧が一方向に増加または減少変動する。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 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ においては、「 $V_s - V_r$ 」及び「 $V_c - V_r$ 」の演算によって、温度ドリフトが完全に補償されているので、図2(B)に示すように、温度ドリフトの影響を受けない。従って、基準電圧 V_r の発生回路としてダミーコイル13を使用する実施形態においては、周辺環境の温度変化に応じて基準電圧 V_r の値も変化する（温度ドリフトする）ので、差演算を行ったときに検出用コイル11, 12の温度ドリフト特性が自動的に補償されることとなり、精度のよい位置検出が期待できる。勿論、基準電圧 V_r の発生回路は、コイルに限らず、コイルと抵抗の組合せ、あるいは抵抗のみなど、その他適宜の回路を用いてもよい。例えば、少し面倒ではあるが、検出動作前に前記カーブ $A(\theta)$, $B(\theta)$ の最大値と最小値を検出する作業を行い、その平均値を求めること、該カーブ $A(\theta)$, $B(\theta)$ の値増減変化の中点 P_0 に相当する電圧を求め、これを基準電圧 V_r として発生してもよい。

【0028】

図1の実施例では、各コイル11, 12の鉄心（磁性体コア）15, 16の端部は回転軸22のスラスト方向を指向しているが、本発明の実施にあたっては、これに限らず、ラジアル方向を指向するように配置してもよいのは勿論である。図3は、各コイル11, 12の鉄心（磁性体コア）15, 16が回転軸22のラジアル方向を指向するように配置構成した例を示し、(A)は正面略図、(B)は側断面略図である。図3で図1と同一符号は同一機能の要素を示すので、上記説明を援用し、同じ説明の繰り返しを省略する。図3では、各コイル11, 12の鉄心15, 16の端部が回転軸22のラジアル方向を内向きに指向し、空隙を介してロータ部20の磁気応答部材21の外周側面に向き合う構造である。この場合、ロータ部20の磁気応答部材21の所定の形状（例えば偏心円板状あるいはハート形状など適切に設計した形状）の故に、コイル鉄心15, 16の端部と磁気応答部材21の外周側面との間でラジアル方向に関して形成される空隙の距離が、回転位置に

応じて、変化する。この対向空隙距離の変化によって、鉄心 15, 16 を通ってコイル 11, 12 を貫く磁束量が変化し、もって、コイル 11, 12 の自己インダクタンスが変化し、各コイル 11, 12 のインピーダンスが変化する。よって、図 1 と同様に動作して、回転位置の検出を行うことができる。図 3 の場合、ロータ部 20 の磁気応答部材 21 の外周側面の軸方向の長さを幾分長くしておく。これによって、検出対象回転軸 22 がスラスト方向に機械的ぶれを多少起こしたとしても、コイル鉄心 15, 16 の端部と磁気応答部材 21 の外周側面との間でラジアル方向に関して形成される空隙の距離は変化せず、検出精度が低下しない。従って、図 3 のように空隙をラジアル方向に関して形成する構造は、検出対象回転軸 22 がスラスト方向に機械的ぶれを起こし易いような環境又は機械において本発明を適用する場合に、該スラスト方向に機械的ぶれの影響を受けない回転位置検出を可能にする、という利点をもたらす。図 4 以降に示された他の実施例においても、図 3 と同様の变形があり得るのは勿論である。

【0029】

図 1 及び図 3 のいずれの実施例も、コイル 11, 12 の配置は、1 回転内の限られた所定の角度範囲（90 度より或る程度広い範囲）に設けられているだけである。従って、ステータ基板 14 のサイズは、図 1 及び図 3 に示したようなロータ部 20 のフル回転に対応する広いものである必要はなく、図 4 に示すように、ほぼ半回転分位の限られた範囲に対応する大きさとする事ができる。そうすれば、図 4 に示すような箇所に障害物 40 があったとしても、これを避けて検出装置を設置することができる。このようなステータ部 10 における偏ったコイル 11, 12 の配置は、既存の機械内に本発明に係る回転型位置検出装置を後から設置するような場合に有効である。すなわち、回転軸 22 の所定の回転角度範囲においては既に障害物 40 が存在していて、1 回転フルに対応する大きさのステータ部 10 の設置が不可能なような場合、障害物 40 が存在していない角度範囲の場所に対して、偏った配置のコイル 11, 12 を配置したステータ部 10 を設置することで対応することができるので有利である。勿論、いずれの実施例においても、検出対象回転軸 22 それ自体は、フル 1 回転以上の連続的回転が可能であってもよいし、あるいは、1 回転未満の限られた角度範囲でのみ回転（つまり往復揺動）するものであってもよい。

【0030】

図 1～図 4 の例では、各コイル 11, 12 の出力に基づき得られる交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ における振幅関数における位相成分 θ が回転軸 22 の機械的回転角度 θ に 1 対 1 で対応している。しかし、これに限らず、振幅関数における位相成分 θ が回転軸 22 の機械的回転角度の n 倍又は $1/n$ 倍に対応するようにしてもよい。一例として、 $n = 2$ 倍とした例を図 5 に示す。図 5 は、図 1 (A) と同様の正面略図を示しており、2 つのコイル 11, 12 の配置間隔が回転軸 22 に関してほぼ 45 度とされ、ロータ部 20 の磁気応答部材 21 A の形状を、例えば楕円に類似したような、回転軸 22 の機械的 1 回転につき 2 サイクルのサイン関数状のインピーダンス増減変化を各コイル 11, 12 にもたらすような形状に設計する。これにより、回転軸 22 の機械的回転角度 θ' に対して、各コイル 11, 12 の出力に基づき得られる交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ における振幅関数における位相成分 θ は 2 倍の値を示すものとなる。つまり、 $\theta = 2 \theta'$ である。図 5 に限らず、様々な変形例が実施可能である。

【0031】

図 6 は、ステータ部 10 において 1 つの検出用コイル 11 のみを設け、この 1 つのコイル 11 の出力と基準電圧 V_r に基づき 2 つの交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ と等価の信号を形成する実施例を示すもので、(A) はこの実施例に係るステータ部 10 側の検出用コイル 11 とロータ部 20 側の磁気応答部材 21 B との物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、同図 (B) はその側断面略図、同図 (C) はステータ部 10 側の検出用コイル 11 に関連する電気回路及び電子回路の一例を示すブロック図である。この例の場合、ロータ部 20 の磁気応答部材 21 B の形状が例えば渦巻カム形状をしており、交流出力信号の振幅関数における位相成分 θ が回転軸 22 の機械的回転角度範囲に関してほぼ 90 度の範囲の変化を示すように設計される。ロータ部 20 の渦

巻カム形状の故に、回転軸 2 2 の 1 回転フルの回転検出には幾分不向きであるが、磁気応答部材 2 1 B の渦巻カム形状の段差部分を除く 1 回転未満の所定の機械的回転角度範囲に
 10 関しての回転位置の検出に向いている。

【0032】

図 6 の場合、コイル 1 1 の端子間電圧 $V_{s'}$ は、例えば図 7 に示すように、回転軸 2 2 の 1 回転未満の所定の機械的回転角度範囲において一方向に略直線的に増加（又は減少）
 10 するような特性を示す。このコイル 1 1 の端子間電圧 $V_{s'}$ の変化のうち、最小値又はそれに近い値 V_m の 2 倍の値を基準電圧 $V_{r'}$ として設定し、ダミーコイル 1 3 によってこれを生成する。図 6（C）に示すように各コイル 1 1，1 3 の出力電圧が演算回路 3 1 に
 入力される。図 6（C）に示す演算回路 3 1 では、下記のように、基準電圧 $V_{r'}$ の $1/2$ の電圧（つまり V_m ）をコイル 1 1 の端子間電圧 $V_{s'}$ から減算することで、図 7 で符
 号 V_a に示すようなほぼ零レベルから増加する特性の振幅関数特性を持つ第 1 の交流出力
 信号を形成すると共に、基準電圧 $V_{r'}$ （つまり $2V_m$ ）からコイル 1 1 の端子間電圧 $V_{s'}$
 を減算することで、図 7 の符号 V_b に示すようなほぼ V_m から減少する特性の振幅関
 数特性を持つ第 2 の交流出力信号を形成する。

$$V_a = V_{s'} - (V_{r'} / 2)$$

$$V_b = V_{r'} - V_{s'}$$

【0033】

図 7 に示した範囲 W におけるこれらの交流出力信号の振幅関数特性は、サイン関数及び
 コサイン関数の 1 つの象限（90 度の範囲）に等価的に対応づけることができる。例えば
 20 、第 1 の交流出力信号 V_a はサイン関数に対応付けることができ、等価的に、 $\sin \theta \sin \omega t$
 として取り扱うことができる。また、第 2 の交流出力信号 V_b はコサイン関数に
 対応付けることができ、等価的に、 $\cos \theta \sin \omega t$ として取り扱うことができる。た
 だし、回転軸 2 2 の所定の機械的回転範囲 W に対する位相成分 θ の範囲は 90 度の範囲で
 ある。よって、図 6（C）の位相検出回路 3 2 で検出する位相角 θ は、0 度～90 度の範
 囲の値をとり、これが回転軸 2 2 の所定の機械的回転範囲 W における回転位置をアブソ
 リュートで示すこととなる。

【0034】

なお、図 7 に示すように、ほぼ直線的な振幅変化特性を示す第 1 及び第 2 の交流出力信
 号 V_a 及び V_b を $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ に対応づけたとすると、その
 30 振幅特性 $\sin \theta$ ， $\cos \theta$ は、回転軸 2 2 の機械的回転角度に対して幾分非線形性を
 示すこととなる。つまり、真のサイン及びコサイン関数特性を示していない。しかし、位
 相検出回路 2 2 では、見かけ上、この交流出力信号 V_a 及び V_b をそれぞれサイン及びコ
 サイン関数の振幅特性を持つ信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ をものとし
 て位相検出処理する。その結果、検出した位相角 θ は、検出対象回転軸 2 2 の回転角に対
 して、線形性を示さないことになる。しかし、回転位置検出にあたっては、そのように、
 検出出力データ（検出した位相角 θ ）と実際の検出対象位置との非直線性はあまり重要な
 問題とはならない場合が多い。つまり、所定の反復再現性をもって位置検出を行なうこと
 ができればよいのである。また、必要とあらば、位相検出回路 2 2 の出力データを適宜の
 40 データ変換テーブルを用いてデータ変換することにより、検出出力データと実際の検出対
 象位置との間に正確な線形性を持たせることが容易に行なえる。よって、本発明でいうサ
 イン及びコサイン関数の振幅特性を持つ交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$
 とは、真のサイン及びコサイン関数特性を示していなければならないものではなく、
 図 7 に示されるように、実際は三角波形状のようなもの（線形の傾きを持つもの）で
 あってよいものであり、要するに、そのような傾向を示していればよい。

【0035】

図 8 は、基準電圧発生回路を省略し、その代わりに差動変化するコイル対を設けた実施
 例を示すもので、（A）はこの実施例に係るステータ部 1 0 側の各コイルとロータ部 2 0
 側の磁気応答部材 2 1 の物理的配置関係の一例を正面略図によって示すもの、同図（B）
 はその側断面略図、同図（C）はステータ部 1 0 側の各コイルに関連する電気若しくは電
 50

子回路の一例を示すブロック図である。この実施例においては、ステータ部 10 おいて、サイン出力用のコイル 11 の 180 度反対側の角度位置にコイル 11 A を鉄心 15 A に巻回して設けると共に、コサイン出力用のコイル 12 の 180 度反対側の角度位置にコイル 12 A を鉄心 16 A に巻回して設け、基準電圧発生用のコイル 13 は省略する。ロータ部 20 側の磁気応答部材 21 の形状は図 1 の例と同様であってよい。この構成によって、1 つのコイル対における各コイルのインピーダンスが差動的に変化し、よって各コイルの端子間電圧の増減変化が差動的な特性を示すものとなる。すなわち、サイン相のコイル 11 と 11 A の対では、コイル 11 のインピーダンス変化つまり出力振幅変化が回転軸 22 の回転角度 θ に対して「 $P_0 + P \sin \theta$ 」という関数特性を示すとする、他のコイル 11 A のインピーダンス変化つまり出力振幅変化は回転軸 22 の回転角度 θ に対して「 $P_0 - P \sin \theta$ 」という関数特性を示す。同様に、コサイン相のコイル 12 と 12 A の対では、コイル 12 のインピーダンス変化つまり出力振幅変化が回転軸 22 の回転角度 θ に対して「 $P_0 + P \cos \theta$ 」という関数特性を示すとする、他のコイル 12 A のインピーダンス変化つまり出力振幅変化は回転軸 22 の回転角度 θ に対して「 $P_0 - P \cos \theta$ 」という関数特性を示す。以下、前述と同様に、便宜上、 P を 1 とみなして省略する。

【0036】

図 8 (C) に示すように、各コイル 11, 11 A, 12, 12 A は所定の交流信号によって励磁され、それぞれの端子間電圧 V_s , V_{sa} , V_c , V_{ca} は、下記のように、回転角度 θ に対応するそれぞれのインピーダンスに応じた大きさを示す。

$$V_s = (P_0 + \sin \theta) \sin \omega t$$

$$V_{sa} = (P_0 - \sin \theta) \sin \omega t$$

$$V_c = (P_0 + \cos \theta) \sin \omega t$$

$$V_{ca} = (P_0 - \cos \theta) \sin \omega t$$

演算回路 31 では、下記のように、各コイル対毎に各コイルの端子間電圧の差をそれぞれ取り出し、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を各コイル対毎に生成する。

$$\begin{aligned} V_s - V_{sa} &= (P_0 + \sin \theta) \sin \omega t - (P_0 - \sin \theta) \sin \omega t \\ &= 2 \sin \theta \sin \omega t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_c - V_{ca} &= (P_0 + \cos \theta) \sin \omega t - (P_0 - \cos \theta) \sin \omega t \\ &= 2 \cos \theta \sin \omega t \end{aligned}$$

【0037】

従って、前述の実施例と同様に、検出対象回転軸 22 の回転角度 θ に対応する 2 つの周期的振幅関数 ($\sin \theta$ 及び $\cos \theta$) を振幅係数として持つ、レゾルバと同様の、2 つの交流出力信号 ($\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$) を生成することができる。従来のレゾルバに比べて、本発明では、1 次コイルのみを設ければよく、誘導出力用の 2 次コイルは不要であるため、コイル構成が簡単であり、シンプルな構造の回転型位置検出装置を提供することができる。なお、各コイル対毎に各コイルの端子間電圧の差をそれぞれ取り出すために、格別の演算回路 31 を使用せずに、コイル 11 と 11 A を差動接続し、また、コイル 12 と 12 A を差動接続することで、それぞれの差「 $V_s - V_{sa}$ 」及び「 $V_c - V_{ca}$ 」に相当する出力交流信号を得るように、単純に回路を構成してもよい。

【0038】

図 9 は、図 8 と同様にステータ部 10 が 4 コイル構成からなる実施例を示す。ただし、図 9 では、各コイル 11, 11 A, 12, 12 A の鉄心コア 15, 15 A, 16, 16 A が回転軸 22 のラジアル方向に向く、つまり、磁気応答部材 21 のカム状円筒側面に対向するようにしたものである。これに対しては図 8 (C) と同様の回路構成を適用してよい。

【0039】

図 10 は、図 8 及び図 9 と同様にステータ部 10 が 4 コイル構成からなる実施例を示すものであるが、回転軸 22 と共に回転する磁気応答部材 21 が多歯 (図では 4 歯) 若しく

10

20

30

40

50

は多花卉（図では4花卉）のような、1回転当り複数（N）周期の磁気抵抗変化をもたらすような形状をしており、各コイル11, 11A, 12, 12Aは、 $1/N$ 回転（つまり $360^\circ/N$ ）分の狭い範囲内に配置される構造からなっている。図の例では、 $360^\circ/N = 360^\circ/4 = 90^\circ$ の機械角範囲内に4つの各コイル11, 12, 11A, 12Aが「 $90^\circ/4 = 22.5^\circ$ 」の間隔で配置されている。図9と同様に、各コイル11, 12, 11A, 12Aの鉄心コア15, 15A, 16, 16Aが回転軸22のラジアル方向に向いており、1回転当り4周期の凹凸変化を持つ磁気応答部材21のカム状円筒側面に対向する。これに対しても図8（C）と同様の回路構成を適用してよい。ただし、得られるサイン関数 $\sin \theta$ とコサイン関数 $\cos \theta$ は、回転軸22の実際の機械角の $N = 4$ 倍の精度を持つものである。例えば、回転軸22の実際の機械角を ψ とすると、 $\sin \theta = \sin N\psi$, $\cos \theta = \cos N\psi$ である。この図10の例は、ステータ部10の各コイル11, 11A, 12, 12Aが $1/N$ 回転（つまり $360^\circ/N$ ）分の狭い範囲内に配置される構造からなっているので、図4と同様に、ステータ取付けスペースが狭い範囲に限定されるような応用に際して非常に適したものである。

10

【0040】

図11は、図3と同様に、ステータ部10が2コイル構成からなると共に、各コイル11, 12の鉄心コア15, 16が回転軸22のラジアル方向に向く、つまり、磁気応答部材21のカム状円筒側面に対向するようにした実施例を示す。これに対しては図8（C）と同様の回路構成を適用してよい。この例では、ステータ部10を配置する箇所が、回転軸22に設けられた歯車41と下側から延びてきた障害物42との間の限られたスペースしかない。この点に鑑みて、ステータ部10は 90° の機械角の間隔で配置された2つのコイル11, 12しか持たない構成であるため、図4の例と同様に、ステータ部10の取付け又は取外しに際して、障害物42を避けて、矢印Rの方向から、限られた取付けスペースに対して容易にアクセスすることができる。なお、点線で示すように、ステータ部10の真中にダミーコイル13用のコアを配置してもよい。その場合、ダミーコイル13が、ロータ部20の磁気応答部材21の影響を受けないようにするために、所定の基準電圧発生用の固定的インダクタンスを該ダミーコイル13に生ぜしめるように、該ダミーコイル13用のコア端部を鉄又は銅等の磁気応答材質でマスキングするものとする。

20

【0041】

なお、磁気応答部材21として、銅のような良導電体を使用した場合は、渦電流損によってコイルのインダクタンスが減少し、磁気応答部材21の近接に応じてコイルの端子間電圧が減少することになる。この場合も、上記と同様に位置検出動作することが可能である。また、磁気応答部材21として、磁性体と導電体を組合わせたハイブリッドタイプのものを用いてもよい。

30

なお、1回転未満の回転範囲で揺動する動きの回転位置を検出するタイプのものにおいては、上記各実施例において、磁気応答部材21の方を固定し、検出用コイル11, 12の方を検出対象の変位に応じて移動させるようにしてもよい。

上記各実施例では、出力交流信号の数（相数）はサインとコサインの2相（つまりレゾルバタイプ）であるが、これに限らないのは勿論である。例えば、3相（各相の振幅関数が例えば $\sin \theta$, $\sin (\theta + 120^\circ)$, $\sin (\theta + 240^\circ)$ のようなもの）であって

40

【0042】

なお、コイルの交流励磁の仕方としては、少なくとも2つのコイルの各々を $\sin \omega t$ と $\cos \omega t$ で別々に励磁する公知の2相励磁法を用いることも可能である。しかし、上記実施例で説明したような1相励磁の方が、構成の簡単化及び温度ドリフト補償特性等、種々の面で、優れている。

【0043】

なお、この発明において、コイルに生じる電圧若しくはコイルの端子間電圧とは、必ずしも電圧検出タイプの回路構成に限定されるものではなく、広義に解釈されるべきであり、電流検出タイプの回路構成を採用するものも範囲に含まれる。要するにコイルのインピ

50

ーダンス変化に応じたアナログ電圧または電流を生じ、これを検出することのできる回路構成であればよい。

【0044】

以上のとおり、この発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、小型かつシンプルな構造の回転型位置検出装置を提供することができる。また、1つのコイルの出力信号と基準電圧とを演算することで、振幅係数成分が正負に振れる真のサイン関数又はコサイン関数の振幅係数特性を示す出力信号を得ることができるので、コイル構成が簡単であり、一層、小型かつシンプルな構造の回転型位置検出装置を提供することができる。

【符号の説明】

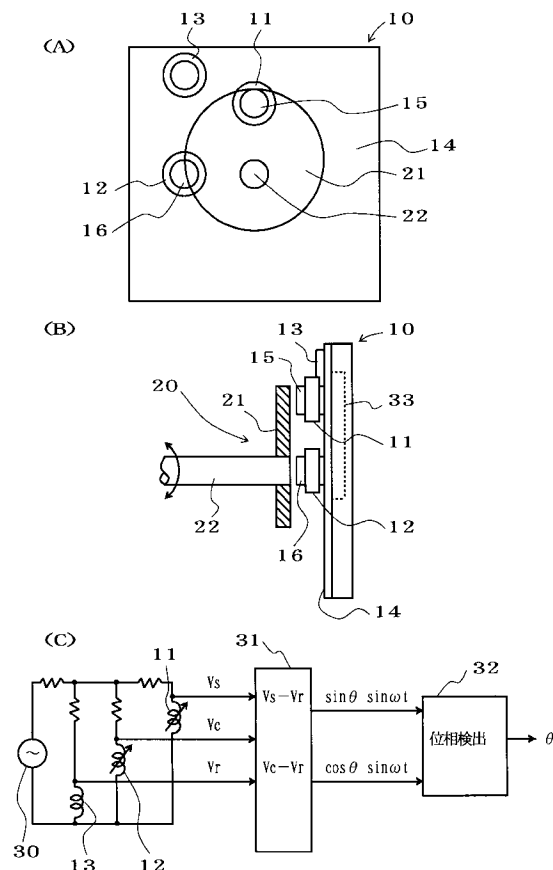
【0045】

10 ステータ部
 11, 12, 11A, 12A 検出用のコイル
 13 基準電圧発生用のコイル(ダミーコイル)
 14 ステータ基板
 15, 16, 15A, 16A 鉄心(磁性体コア)
 20 ロータ部
 21, 21A, 21B 磁気応答部材
 22 回転軸
 交流発生源 30
 アナログ演算回路 31
 位相検出回路 32

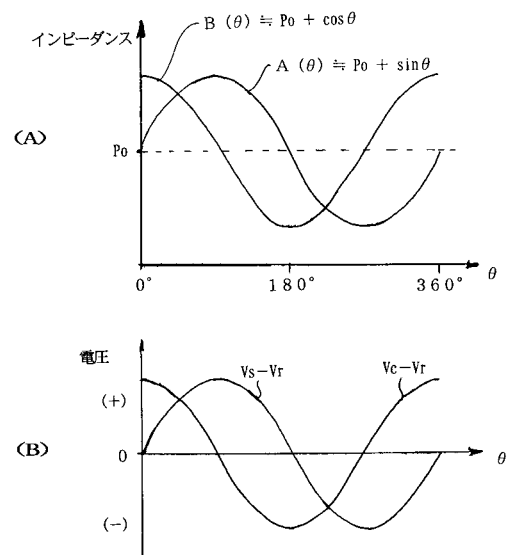
10

20

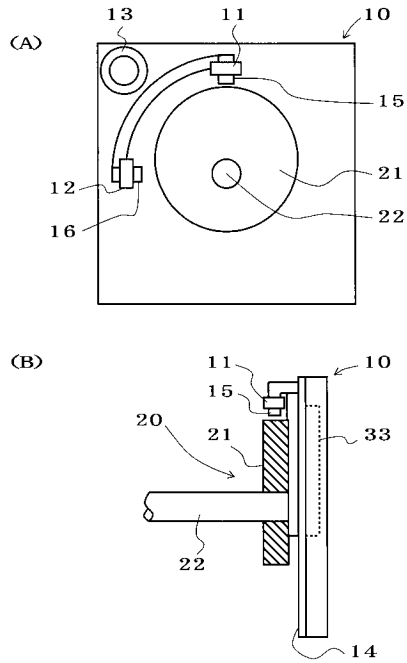
【図1】



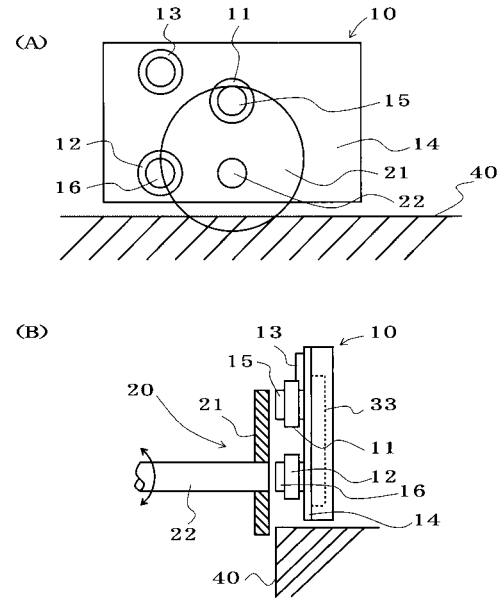
【図2】



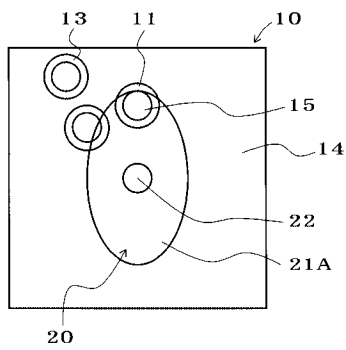
【図 3】



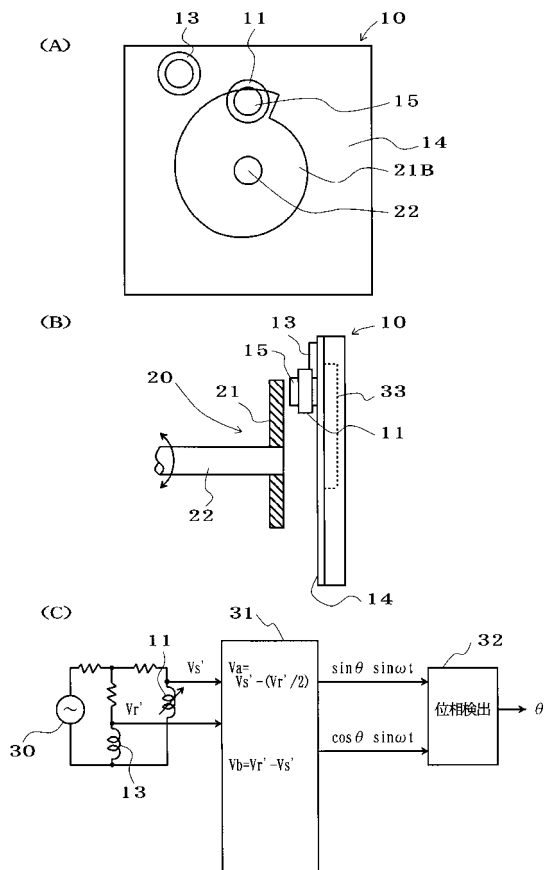
【図 4】



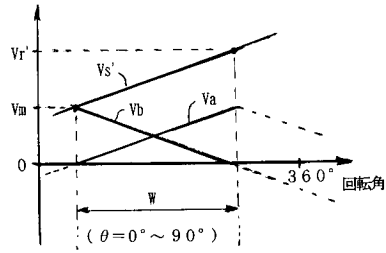
【図 5】



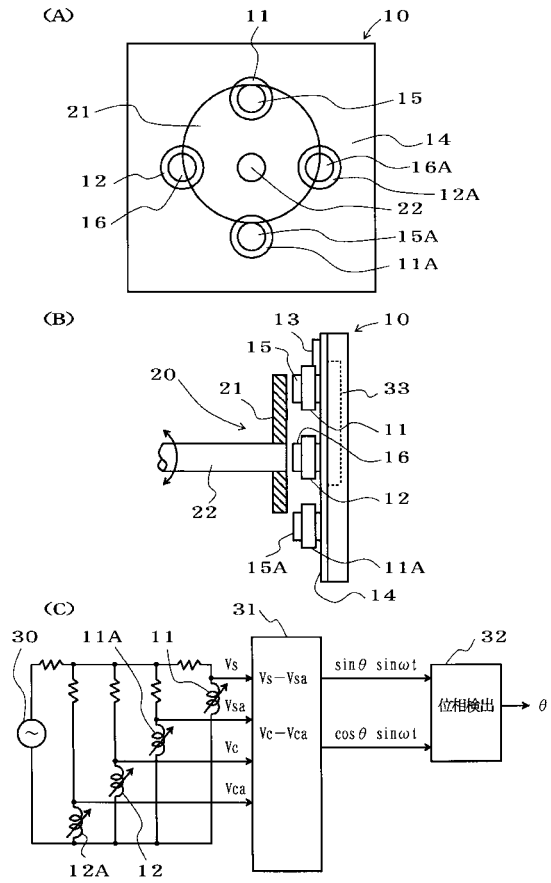
【図 6】



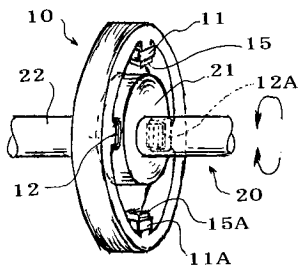
【図 7】



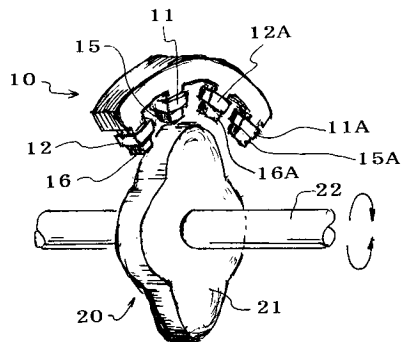
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【図 11】

