

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第3545231号
(P3545231)

(45) 発行日 平成16年7月21日(2004. 7. 21)

(24) 登録日 平成16年4月16日(2004. 4. 16)

(51) Int.Cl.⁷
H02P 6/18

F I
H02P 6/02 371T

請求項の数 6 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願平10-336819	(73) 特許権者	000116666
(22) 出願日	平成10年11月27日(1998.11.27)		愛知電機株式会社
(65) 公開番号	特開2000-166285(P2000-166285A)		愛知県春日井市愛知町1番地
(43) 公開日	平成12年6月16日(2000.6.16)	(72) 発明者	森 和彦
審査請求日	平成14年3月25日(2002.3.25)		愛知県春日井市愛知町1番地 愛知電機株式会社内
		審査官	川端 修
		(56) 参考文献	特開昭63-148890(JP, A) 特開平10-257792(JP, A) 特開平09-140184(JP, A) 特開平04-261391(JP, A)
		(58) 調査した分野(Int.Cl. ⁷ , DB名)	H02P 6/18

(54) 【発明の名称】 単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

単相ブラシレスモータは、上部側に一对の切込部を形成した回転子挿入孔を有し、下部側には分離可能な鉄心部材を介してセンタタップを有する電機子巻線を巻装した固定子鉄心と、前記回転子挿入孔に回転自在に設けた永久磁石からなる回転子とによって構成し、前記単相ブラシレスモータを駆動制御するセンサレス駆動回路装置は、電機子巻線に交番電圧を通电するインバータ回路と、電機子巻線に流れる電流を検出しこの電流を電圧に変換する電流検出回路と、前記電流検出回路にて検出され電圧に変換された電機子電流をインバータ回路にフィードバックして該インバータ回路の転流周期を前記電機子電流に応じて可変する帰還回路と、単相ブラシレスモータの運転待機時回転子が所定の始動位置から外的要因により非自発的に回動した場合電機子巻線に断続通电を行って回転子を所定の始動位置まで回動して保持させるロータプリセット回路と、前記回転子が所定の始動位置から非自発的に回動した場合前記ロータプリセット回路からの発信周波数の変化をバンドパスフィルタ回路により前記発信周波数の基準値に対してその利得が変化することを検出する手段を備えて回転子が所定の始動位置から非自発的に回動したことを検出する回動検出回路と、単相ブラシレスモータの始動時所定の始動トルクを発生させる電機子電流を電機子巻線に一定時間通电させて単相ブラシレスモータを始動させる始動補償回路とを具備して構成したことを特徴とする単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

【請求項2】

前記回動検出回路は、前記ロータプリセット回路の発振周波数の変化を、オンパルス幅変

化として基準となるオンパルス幅と比較し、かつ、前記比較したオンパルス幅の周波数に対応してその利得が変化することを検出する手段を具備して構成したことを特徴とする請求項1記載の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

【請求項3】

前記回動検出回路は、バンドパスフィルタ回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させるためのオペアンプと、前記オペアンプの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値と基準電圧とを比較する比較器と、更に、前記比較器からの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする請求項1記載の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

10

【請求項4】

前記回動検出回路は、バンドパスフィルタ回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させる電界効果トランジスタと、前記電界効果トランジスタの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値とツェナーダイオードの基準電圧とを比較し、ピークホールドした電圧値が基準電圧を上回ったとき、ツェナーダイオードからの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする請求項1記載の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

【請求項5】

前記回動検出回路は、バンドパスフィルタ回路と、バンドパスフィルタ回路の出力をノコギリ波に変換し、かつ、そのピーク値をパルス幅に比例して変化させるノコギリ波整形回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させるオペアンプと、前記オペアンプの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値と基準電圧とを比較する比較器と、更に、前記比較器からの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする請求項1記載の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

20

【請求項6】

前記回動検出回路は、バンドパスフィルタ回路と、バンドパスフィルタ回路の出力をノコギリ波に変換し、かつ、そのピーク値をパルス幅に比例して変化させるノコギリ波整形回路と、出力インピーダンスを低下させる電界効果トランジスタと、前記電界効果トランジスタの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値とツェナーダイオードの基準電圧とを比較し、ピークホールドした電圧値が基準電圧を上回ったとき、ツェナーダイオードからの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする請求項1記載の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、単相スケルトン形の単相ブラシレスモータの改良に係り、特に、回転子の起動時において、前記回転子自体が外的要因により回動している状態での起動を阻止する機能を具備した単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置に関する。

40

【0002】

【従来の技術】

従来、この種のブラシレスDCモータの駆動回路であって、ホール素子などの位置検知素子を用いることのないセンサレス駆動回路では、回転駆動中のモータの電機子巻線に生じる速度起電力と界磁の位置の相関に着目して、該速度起電力によりモータの転流タイミングを決定していた。特公平7-63232号公報には、この速度起電力に基づいて単相ブラシレスモータを駆動する駆動回路が記載されている。

【0003】

図8に示すように、特公平7-63232号公報に記載される駆動回路においては、いわ

50

ゆるスケルトン形の単相ブラシレスモータ100を備えており、界磁としてのロータ101と、電機子としてのステータ102とを備えている。又、モータ100の停止時に、ロータ101の磁極の磁束軸X'がステータ102の磁極の磁束軸Y'と一致して停止しないように（いわゆるロック位置でロータ101が停止しないように）、弱磁界の永久磁石103の磁極（S極）が、その磁束軸Z'をステータ102の磁束軸Y'と直交するようにして、ロータ101の磁極と対向して配置されている。これによりステータ102のコイル104への通電を停止すると、ロータ101は磁束軸X', Y'が重なるロック位置から角 θ だけ回動した位置に停止するように構成されている。

【0004】

この駆動回路では、モータ100を所望の方向への確に起動させるため、起動前にロータ101を所定の初期位置へセットするようにしている。図9を参照して、ロータ101を右方向へ回転させる場合の動作について説明する。 10

【0005】

モータ100の停止状態では、ロータ101は、永久磁石103の影響により、図9（a）又は（a）'の位置に停止している。この状態から、図9（b）及び（b）'に示すように、所望の回転方向（右方向）とは逆の左方向への回転を生じさせる向きにステータ102へ断続的な通電を行う。図9（b）及び（b）'のいずれの場合にも、ロータ101は、この断続的な通電により左方向へ回動し、図9（c）に示すように、ロータ101の磁束軸X'とステータ102の磁束軸Y'とが一致する位置で停止する。その後、前記断続的な通電を停止すると、ロータ101と永久磁石103との間に吸引力および反発力が作用して、ロータ101は、図9（d）に示す所定の位置に移動し、やがて停止する。これにより、モータ100の起動前におけるロータ101の初期位置へのセットが完了する。 20

【0006】

ロータ101の初期位置へのセット完了後、図9（e）に示すように、所望の右方向への回転を生じさせるようにステータ102への通電を行うと、ロータ101が右方向への確に回転を開始する。なお、ロータ101を左方向へ回転する場合は、ステータ102への通電を、前記図9（b）、（b）'、（c）及び（e）の場合とは逆方向に行うことにより達成される。

【0007】

このように特公平7-63232号公報記載の駆動回路においては、ロータ101の停止位置に関わらず、ホール素子などの位置検知素子を用いることなく、センサレスで単相ブラシレスモータ100を所望の方向への確に起動することができる。 30

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図9（c）の状態からステータ102の通電を停止して、図9（d）の状態へ移行する場合、ロータ101の振動は容易に収まらず、ロータ101が初期位置にセットされた状態で停止するまでには相当の時間を要していた。前記ロータ101の振動が停止するまでの時間は、モータ100のイナーシャなどにより一概に断定できないが、長いものにあっては数10秒かかる場合もあった。一方、ロータ101の振動中にモータ100を再始動すると、振動状況によっては、即ち、ロータ101がその初期位置より大きくずれたりした場合、モータ100が逆回転してしまうこともあった。 40

【0009】

又、モータ100の転流タイミングを決定するための速度起電力は、モータ100の電機子巻線電圧を利用して検出していたので、特に、単相ブラシレスモータでは180度通電を行うことができなかった。このため、単相ブラシレスモータでは、始動時にロータ101に対して大きなトルクを与えることができず、始動後短時間のうちに前記ロータ101を高速回転させることができなかった。又、単相ブラシレスモータに限らず、高負荷トルク時には、通電切替に伴う電機子電流の還流作用による転流スパイク電圧が増大するので、検出される速度起電力情報に大きな誤差が生じてしまい、その結果、界磁磁極位置の推 50

定に大きなズレが生じて、転流タイミングを適切に決定することができなかった。

【0010】

そこで、本願出願人は、特開平9-37586号に記載するブラシレスモータのセンサレス駆動回路を発明した。かかるモータのセンサレス駆動回路においては、モータ各相の電機子電流波形に着目して、各相の通電領域にあらわれる2つの顕著な電流増加領域のうち第2の電流増加領域を検出して、これを転流タイミングと決定し、転流制御を行うものである。よって、このモータのセンサレス駆動回路では、速度起電力によらず、電機子電流に基づいて転流タイミングを決定しているので、単相モータであっても180度通電を行うことができ、また、高負荷トルク時でも適切に転流タイミングを決定することができるという優れた点を備えている。

10

【0011】

しかし、前記のセンサレス駆動回路では、上記第2の電流増加領域を、モータの電機子電流の瞬時値が電機子電流の平均値の所定倍（例えば1.2倍）になったことを目安として検出している。よって、第2の電流増加領域の検出のためには、電機子電流を平均化する回路と、その平均化された電機子電流を所定倍に増幅する回路とが必要となり、駆動回路自体のコストが上昇してしまうという問題があった。

【0012】

又、前記のセンサレス駆動回路においては、モータを例えば、送風機等の負荷に取付けた場合、送風機自体の駆動回路は、外的要因に関係なく起動を停止しているにもかかわらず、ロータ自体が回転するようなどき、即ち、例えば、送風機のファンが外部から自然に流入する外気の風圧によって非自発的に回動した場合（この現象を以下外乱という）、ロータはその起動時における初期位置が移動してずれてしまい（界磁磁極位置に大きなズレが生じる）、前記モータ自体の転流タイミングを適切に決定することができず、前記外乱によって転流タイミングが適切でない状態で電機子巻線に通電を行うことになるため、ロータの起動失敗、あるいは、ロータが逆方向に加速回転したりするという問題があった。

20

【0013】

本発明は、前記の問題点を解決するためになされたものであり、外的要因である自然風等によって生ずる外乱の影響で待機状態にある回転子が回動してその初期位置が変化した場合、前記外乱によって回転子が回動したことを適確に検出してセンサレス駆動回路を確実に停止させるようにした、単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置を提供することを目的とする。

30

【0014】

【課題を解決するための手段】

請求項1記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、単相ブラシレスモータは、上部側に一对の切込部を形成した回転子挿入孔を有し、下部側には分離可能な鉄心部材を介してセンタタップを有する電機子巻線を巻装した固定子鉄心と、前記回転子挿入孔に回転自在に設けた永久磁石からなる回転子とによって構成し、前記単相ブラシレスモータを駆動制御するセンサレス駆動回路装置は、電機子巻線に交番電圧を通電するインバータ回路と、電機子巻線に流れる電流を検出しこの電流を電圧に変換する電流検出回路と、前記電流検出回路にて検出され電圧に変換された電機子電流をインバータ回路にフィードバックして該インバータ回路の転流周期を前記電機子電流に応じて可変する帰還回路と、単相ブラシレスモータの運転待機時回転子が所定の始動位置から外的要因により非自発的に回動した場合電機子巻線に断続通電を行って回転子を所定の始動位置まで回動して保持させるロータプリセット回路と、前記回転子が所定の始動位置から非自発的に回動した場合前記ロータプリセット回路からの発信周波数の変化をバンドパスフィルタ回路により前記発信周波数の基準値に対してその利得が変化することを検出する手段を備えて回転子が所定の始動位置から非自発的に回動したことを検出する回動検出回路と、単相ブラシレスモータの始動時所定の始動トルクを発生させる電機子電流を電機子巻線に一定時間通電させて単相ブラシレスモータを始動させる始動補償回路とを具備して構成したことを特徴とする。

40

50

【0015】

請求項2記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、請求項1記載のセンサレス駆動回路装置において、前記回動検出回路を、前記ロータプリセット回路の発振周波数の変化を、オンパルス幅変化として基準となるオンパルス幅と比較し、かつ、前記比較したオンパルス幅の周波数に対応してその利得が変化することを検出する手段を具備して構成したことを特徴とする。

【0016】

請求項3記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、請求項1記載のセンサレス駆動回路装置において、前記回動検出回路を、バンドパスフィルタ回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させるためのオペアンプと、前記オペアンプの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値と基準電圧とを比較する比較器と、更に、前記比較器からの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする。

10

【0017】

請求項4記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、請求項1記載のセンサレス駆動回路装置において、前記回動検出回路を、バンドパスフィルタ回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させる電界効果トランジスタと、前記電界効果トランジスタの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値とツエナーダイオードの基準電圧とを比較し、ピークホールドした電圧値が基準電圧を上回ったとき、ツエナーダイオードからの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする。

20

【0018】

請求項5記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、請求項1記載のセンサレス駆動回路装置において、前記回動検出回路を、バンドパスフィルタ回路と、バンドパスフィルタ回路の出力をノコギリ波に変換し、かつ、そのピーク値をパルス幅に比例して変化させるノコギリ波整形回路と、前記バンドパスフィルタ回路の出力インピーダンスを低下させるオペアンプと、前記オペアンプの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値と基準電圧とを比較する比較器と、更に、前記比較器からの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする。

30

【0019】

請求項6記載の永久磁石モータのセンサレス駆動回路装置は、請求項1記載のセンサレス駆動回路装置において、前記回動検出回路を、バンドパスフィルタ回路と、バンドパスフィルタ回路の出力をノコギリ波に変換し、かつ、そのピーク値をパルス幅に比例して変化させるノコギリ波整形回路と、出力インピーダンスを低下させる電界効果トランジスタと、前記電界効果トランジスタの出力を周波数情報の電圧値として保持するピークホールド回路と、前記ピークホールドした電圧値とツエナーダイオードの基準電圧とを比較し、ピークホールドした電圧値が基準電圧を上回ったとき、ツエナーダイオードからの出力を反転してスイッチに待機指令信号を出力する論理反転回路とによって構成したことを特徴とする。

40

【0020】

本発明においては、単相ブラシレスモータの起動時にその制御回路を構成するセンサレス駆動回路装置に、回転子が単相ブラシレスモータの始動時（起動時）に所定の回転位置に保持されていない場合、これを検出するための回動検出回路を具備していることにより、自然風の流入等による外的要因（外乱）によって回転子が始動時前に所定位置から回動していることを確実に認識することができるので、単相ブラシレスモータの起動時、外乱により回転子が回動している場合、あるいは、回動したことによって、回転子自体が起動に失敗したり、回転子が逆方向に回転することにより生ずる弊害を確実に回避することができ、単相ブラシレスモータを駆動源とする電気機器の安全性を確実に確保することが可能となり、至便である。

50

【0021】

しかも、前記回動検出回路は、外乱が生じていた場合は、前記回転子が回動したことを示す情報によって作動する停止手段によって、インバータ回路が駆動するのを停止させる信号を送出し、前記インバータ回路の作動を確実に阻止するようにしたので、外乱によって回転子が回動している間、あるいは、回動したときは単相ブラシレスモータの起動を適確に阻止することが可能となり、利便である。

【0022】

又、前記回動検出回路は、特別な制御回路を構成することなく、既存の技術を組合せて構成するようにしたので、回路構成は複雑化することなく簡素化でき、かつ、狭隘なスペースを有効利用して設けることができるため、単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路を小型に、しかも、経済的に製造することが可能となった。

10

【0023】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を単相ブラシレスモータ（以下、単相モータと称する）に実施した例を図1ないし図4によって説明する。図1において、単相モータ1は、図の上部側に回転子2を回転自在に挿入するための回転子挿入孔3を有し、図の下部側には、分離可能な鉄心部材4を介して電機子巻線5を巻装した固定子鉄心6と、永久磁石からなる前記回転子2とからなり、固定子鉄心6は一般的な電磁鋼板を打抜き、所定の積厚に積層することにより形成し、又、回転子2は、例えば磁性粉末を合成樹脂粉末と混合し、これを射出成型手段等により射出形成した、プラスチックマグネットロータ（以下、単に回転子と称する）を具備して、スケルトン形の単相モータ1を構成するものである。

20

【0024】

そして、前記固定子鉄心6には、図1に示すように、回転子挿入孔3の外側において、回転子挿入孔3の周縁に約180°の角度間隔を保って、一对の平面形状がU字状をなす切欠部7a、7bが、前記回転子挿入孔3と連通することなく狭隘な隘路（磁路）A、Bを有して形成されている。前記隘路A、Bを形成するのは、電機子巻線5が磁化されていないときに固定子鉄心6に流れる磁束（回転子2により生じる）を前記隘路A、Bに集中させ、回転子2に所要の磁極を形成させるためのものであり、固定子鉄心6に流れる磁束は、隘路A、Bにおいて均等に割り振りされて流れることにより、回転子2の起動時における位置決め動作に貢献するものである。

30

【0025】

又、前記固定子鉄心6の回転子挿入孔3の周縁には、図1で示すように、前記切欠部7a、7bから約90°の角度間隔を保って回転子挿入孔3と連通可能な一对の切込部8a、8bが、互いに相対向した状態で約60°の角度範囲を保って弧状に形成されている。この切込部8a、8bは固定子鉄心6に流れる磁束が、前記切込部8a、8bの存在による磁気抵抗の増加により流れが抑制され、回転子2の磁化が最も弱体化しているN極とS極との境界部分aが、前記切込部8a、8bの中間点の位置で停止することが可能となる。

【0026】

前記固定子鉄心6にU字状の切欠部7a、7bと弧状の切込部8a、8bをそれぞれ形成した場合、回転子2を始動位置に導いたり、所定位置で停止させることができる点は、公知の有限要素法の磁場解析によるコギングトルク解析によって確認することができた。特に、切欠部7a、7bの存在は、回転子2をその停止位置から始動位置近くまで微動させることが可能となり、これが回転子2の回転方向を導き出す上で大いに貢献しているものと思われる。

40

【0027】

前記の点を更に詳述すると、固定子鉄心6は電機子巻線5への通電により鉄心部材4が直流磁化されると、固定子鉄心6に、例えば図1において右方向（時計方向）に沿って磁束が流れる。この結果、回転子2の磁極は固定子鉄心6に流れる磁束に対して整列しやすい方向に位置を変える（回転）ことになるが、これを、即ち、回転子2の回転を急激に行う

50

と、回転子 2 自体がどの方向に回転するのか不明となる。このため、固定子鉄心 6 の鉄心部材 4 を、比較的高い周波数で交流磁化させ、かつ、直流成分を上乗せすることにより、固定子鉄心 6 を少しだけ直流磁化させる。

【0028】

前記のようにすると、回転子 2 は徐々に磁束が整列する方向に移動（回転）し、回転子 2 の N, S 極の境界部分 a が、例えば、切欠部 7 a と切込部 8 a との中間位置に近づくように回転しながら停止する。そして、停止した位置が回転子 2 の始動位置となる。即ち、回転子 2 の磁極の位置を確定するものである。以上の一連の動作を単相モータ 1 の起動時における回転子 2 の位置決め動作（プリセット動作）と言い、これらの動作は有限要素法の磁場解析によるトルク解析によって確認することができた。

10

【0029】

なお、本発明において、前記回転子 2 は電機子巻線 5 の無通電状態では、回転子 2 の磁束軸 X が固定子鉄心 6 の磁束軸 Y と一致するロック位置から、偏角 θ を保つ 2 箇所の位置（図 1 の位置、および、図 1 の回転子 2 の N 極と S 極とが逆になった位置）に停止されるように構成されている。

【0030】

又、電機子巻線 5 は、例えば、固定子鉄心 6 の鉄心部材 4 のみに巻装された一組の中間子付巻線（センタタップ巻線）により構成され、2 つの端子 e, f と中間端子 g との計 3 つの端子を備えている。また、その巻線仕上げは、2 本の導線を束ねて同時に巻く、いわゆる「バイファイラ巻き」により行われている。なお、単相モータの場合には、中間タップがあれば良く、必ずしも バイファイラ巻き である必要は無い。

20

【0031】

次に、本発明の単相モータ 1 を駆動制御するセンサレス駆動回路装置について説明する。図 2 において、前記センサレス駆動回路装置（以下単にモータ駆動回路という）11 は、大別すると、インバータ回路 12 と、電流検出回路 13 と、帰還回路 14 と、ロータプリセット回路 15 と、始動補償回路 16 と、回転検出回路 17 とを備えて概略構成されている。このモータ駆動回路 11 には、10 ～ 30 ボルトの直流電圧を出力可能な直流電源 50 が接続され、そのプラス側入力端 P は、ダイオード D_1 のアノードに接続されている。このダイオード D_1 は、単相モータ 1 の転流動作時に発生する逆起電力による還流電流が直流電源 50 に流れ込むのを防止する。又、ダイオード D_1 のカソードは、前記還流電流を充電するコンデンサ C_1 （50 V、100 μ F）のプラス側端子に接続され、そのコンデンサ C_1 のマイナス側端子は、直流電源 50 のマイナス側入力端 N に接続されている。なお、還流電流をコンデンサ C_1 に充電することは、モータ駆動回路 11 から外部に発振される電磁ノイズ（ElectroMagnetic Interference）の量の減少を図るとともに、直流電源 50 と端子 P N 間の配線抵抗での電力損失の低減及び還流電流の再利用による電力利用率（効率）の向上を図るためのものである。

30

【0032】

前記ダイオード D_1 のカソードは、単相モータ 1 の中間端子 g に接続され、単相モータ 1 の端子 e, f は、インバータ回路 12 に接続されている。インバータ回路 12 は、無安定マルチバイブレータ動作（自励発振動作）を行って、単相モータ 1 の各コイル L_1 （g - e 巻線）、 L_2 （g - f 巻線）に、交互に直流電圧を印加するための回路である。このインバータ回路 12 は、高耐圧の NPN 形パワートランジスタ Q_1 , Q_2 と、10 k Ω の抵抗 R_1 , R_2 、ダイオード D_2 , D_3 とを備えて構成されている。

40

【0033】

前記インバータ回路 12 の両トランジスタ Q_1 , Q_2 のコレクタ端子は、単相モータ 1 の両端子 e, f にそれぞれ接続されるとともに、抵抗 R_1 , R_2 を介して、それぞれ他方のトランジスタ Q_2 , Q_1 のベース端子に交叉接続されている。この接続により、一方のトランジスタのオンにより他方のトランジスタがオフされ、かつ、そのオン・オフが繰り返されるという、無安定マルチバイブレータ動作（いわゆる自励発振動作）が行われる。また、両トランジスタ Q_1 , Q_2 のコレクタ・エミッタ端子間には、ダイオード D_2 , D_3 がアノード

50

端子をエミッタ端子側にしてそれぞれ接続されており、これらダイオード D_2 、 D_3 により、単相モータ 1 の転流動作時に発生する逆起電力エネルギーが還流電流として還流される。

【0034】

ここで、前記インバータ回路 12 の無安定マルチバイブレータ動作について説明する。図 2 において、直流電源 50 の投入により、例えば、トランジスタ Q_1 がオンし、トランジスタ Q_2 がオフしたとすると、コイル L_1 を介して電流が流れ、トランジスタ Q_1 のコレクタ電流が増加する。やがてコレクタ電流がトランジスタ Q_1 のベース電流と電流増幅率とで定まる飽和電流値に達すると、トランジスタ Q_1 のコレクタ電流の増加率が低下し、トランジスタ Q_1 のコレクタ・エミッタ間電圧が上昇し始める。トランジスタ Q_1 のコレクタ電圧がエミッタ端子を基準にして 0.6 V 付近に達すると、抵抗 R_1 を介して、トランジスタ Q_2 にベース電流が流れ始めトランジスタ Q_2 がオンする。このトランジスタ Q_2 のオンに伴って、トランジスタ Q_2 のコレクタ電圧が低下し、抵抗 R_2 を介してトランジスタ Q_1 に供給されるベース電流が減少する。このベース電流の減少とともに、トランジスタ Q_1 の飽和電流値も減少するので、トランジスタ Q_1 のコレクタ電流が更に減少する。これにより、トランジスタ Q_1 のコレクタ電圧が更に上昇し、トランジスタ Q_2 のベース電流を増加させて、トランジスタ Q_2 のオンを加速する。一方、トランジスタ Q_2 のオンにより、トランジスタ Q_2 のコレクタ電圧が低下し、トランジスタ Q_1 のベース電流が更に減少して、トランジスタ Q_1 のオフが加速される。このように、急速に、トランジスタ Q_1 がオフ、トランジスタ Q_2 がオンの状態に変化する。

【0035】

トランジスタ Q_2 がオン、トランジスタ Q_1 がオフとなった後は、トランジスタ Q_2 のコレクタ電流が飽和電流値に達するまでその状態を維持する。そして、トランジスタ Q_2 のコレクタ電流が飽和電流値に達すると、上記とは逆に、トランジスタ Q_1 のオン、トランジスタ Q_2 のオフが急速に行われ、その状態が変化する。このように、トランジスタ Q_1 、 Q_2 のオン・オフ動作が繰り返され、その結果、インバータ回路 12 は「無安定マルチバイブレータ動作」（自励発振動作）を行うのである。

【0036】

インバータ回路 12 の両トランジスタ Q_1 、 Q_2 のエミッタ端子と、直流電源 50 のマイナス側入力端 N との間には、電流検出回路 13 が設けられている。電流検出回路 13 は、2 Ω (4 W) のシャント抵抗 R_s により構成され、インバータ回路 12 を介して単相モータ 1 のコイル L_1 、 L_2 に流れる電流（以下「電機子電流」という）を、シャント抵抗 R_s に流れるシャント電流として検出し、電圧に変換するための回路である。この電圧変換されたシャント電流は、後述する帰還回路 14 によってインバータ回路 12 ヘフィードバック（帰還）され、前記した無安定マルチバイブレータ動作の発振周期を決定する。

【0037】

前記帰還回路 14 は、電流検出回路 13 によって検出され電圧に変換されたシャント電流（電機子電流）を、インバータ回路 12 ヘフィードバックする回路であり、2つのダイオード D_4 、 D_5 と、2.2 k Ω の抵抗 R_3 と 10 k Ω の抵抗 R_4 とからなり、前記抵抗 R_3 、 R_4 は直列に接続され、抵抗 R_4 側の一端はシャント抵抗 R_s の電圧を増幅した電流検出回路 13 の出力端に接続され、抵抗 R_3 側の他端はダイオード D_4 、 D_5 のカソードに接続されている。又、ダイオード D_4 、 D_5 の各アノードは、インバータ回路 12 の各トランジスタ Q_1 、 Q_2 のベース端子にそれぞれ接続されている。

【0038】

この帰還回路 14 は、電流検出回路 13、及び、抵抗 R_1 、 R_2 とトランジスタ Q_1 、 Q_2 との電流増幅率の相互作用を利用して、電機子電流の急増領域を検出し、その急増領域でインバータ回路 12 による転流が行われるようにしている。電機子電流は、回転子 2 が固定子鉄心 6 に最も吸着される位置、即ち、回転子 2 の磁場ベクトルと、電機子巻線 5 への通電により生じる磁場ベクトルとが整列する位置（モータの発生トルクがゼロとなる位置）で急増する。これは、回転子 2 が前記位置に達することにより、発電電圧がほぼ「0」と

10

20

30

40

50

なるからである。従って、前記急増領域の現出を転流タイミングとして決定することにより、単相モータ1を適確に同期駆動（回転）することが可能となる。

【0039】

具体的には、シャント抵抗 R_s の電圧降下を、インバータ回路12の各トランジスタ Q_1 、 Q_2 のベース端子へフィードバック（帰還）させるのである。すると、電機子電流の急増領域では、シャント抵抗 R_s の電圧降下が大きくなる結果、その分、ベース電流が帰還回路14側へ流れて少なくなり、コレクタ電流の飽和電流値が小さくなるものの、その際、流れているコレクタ電流が飽和電流値と一致すると、両トランジスタ Q_1 、 Q_2 のオン・オフ状態が切替えられ、転流動作が円滑に行われる。

【0040】

なお、かかる転流周期（タイミング）、即ち、上記したインバータ回路12の発振周期は、この帰還回路14の抵抗値により変化させることができる。具体的には、帰還回路14の抵抗値を小さくすると、インバータ回路12の発振周期が短くなり（発振周波数が大きくなり）、抵抗値を大きくすると発振周期が長くなる（発振周波数が小さくなる）のである。帰還回路14の抵抗値を小さくすることにより、トランジスタ Q_1 、 Q_2 のベース端子への帰還量が多くなるので、電機子電流の急増を僅かに検出した場合でも、転流動作を確実に行わせることができる。

【0041】

次に、ロータプリセット回路15は、単相モータ1の停止時（待機時）に、微少量の直流電流成分を流して、回転子2を所定の停止位置（例えば、図3（a）に示す位置）に保持しておくための回路である。即ち、単相モータ1の一方のコイル L_1 に通電する時間と、他方のコイル L_2 に通電する時間との比率（デューティ比）をアンバランスとして、単相モータ1に直流電流成分を通電する。この直流電流成分は、帰還回路14とロータプリセット回路15との合成抵抗値（並列抵抗値）をトランジスタ Q_1 、 Q_2 の各オン時に小さくせるとともに、インバータ回路12の発振周期を長短させることにより生成する。

【0042】

このように、前記ロータプリセット回路15によって回転子2が所定の停止位置に保持されるので、単相モータ1の始動時にインバータ回路12のいずれのトランジスタ Q_1 、 Q_2 がオンしても、単相モータ1を必ず所定の方向へ回転させることができるのである。例えば、ロータプリセット回路15によって、始動前の回転子2が図3の（a）に示す位置に保持されていると、単相モータ1は必ず左方向へ回転する。

【0043】

このロータプリセット回路15は、インバータ回路12のトランジスタ Q_2 のコレクタ端子に接続された抵抗 R_5 （32k Ω ）を備え、その抵抗 R_5 の一端は、10k Ω の抵抗 R_6 の一端とトランジスタ Q_3 のベース端子とに接続されている。一方、トランジスタ Q_3 のコレクタ端子は1k Ω の可変抵抗VRの摺動子に接線され、前記可変抵抗VRの一端はダイオード D_6 のカソードに接続され、ダイオード D_6 のアノードは帰還回路14のダイオード D_4 、 D_5 のカソードに接続されている。又、可変抵抗VRの他端は、抵抗 R_6 の他端と、トランジスタ Q_3 のエミッタ端子と、スイッチSWの「待機」端子とに接続され、スイッチSWのコモン端子は、帰還回路14と同様に、電流検出回路13の出力端および直流電源50のマイナス側入力端Nに接続されている。

【0044】

ロータプリセット回路15は、直流電源50が投入された状態で、スイッチSWを「運転」端子から「待機」端子へ切り替えることにより作動する。即ち、スイッチSWを「待機」端子に切り替えると、帰還回路14の抵抗 R_3 、 R_4 に可変抵抗VR及びトランジスタ Q_3 のエミッタ端子が並列接続されて合成抵抗値が減少するとともに、かかる合成抵抗値は、インバータ回路12のトランジスタ Q_1 のオン時と Q_2 のオン時とで大小するので、トランジスタ Q_1 のオン時と Q_2 のオン時とでインバータ回路12の発振周期が長短し、その結果、単相モータ1へ直流電流成分が流れる。

【0045】

10

20

30

40

50

具体的には、トランジスタ Q_1 がオフ、 Q_2 がオンの場合、トランジスタ Q_3 はオフし、帰還回路14の合成抵抗値は $0.92\text{ k}\Omega \left(VR \left(R_3 + R_4 \right) / \left(VR + R_3 + R_4 \right) \right)$ となる。逆に、トランジスタ Q_1 がオン、 Q_2 がオフした場合、トランジスタ Q_3 はオンし、可変抵抗 VR の抵抗値が減少する。例えば、可変抵抗 VR の摺動子が半分的位置にある場合には、可変抵抗 VR の抵抗値は $0.5\text{ k}\Omega$ となるので、帰還回路14とロータプリセット回路15との合成抵抗値は $0.48\text{ k}\Omega$ となる。前記した通り、インバータ回路12の発振周期は、帰還回路14とロータプリセット回路15との合成抵抗値が大きいほど長く、小さいほど短いので、トランジスタ Q_1 のオン時間は Q_2 のオン時間に比べて短くなる。従って、その差分の微小量の直流電流成分が単相モータ1に流され、その直流電流成分によって、単相モータ1の回転子2が所定の位置に保持されるのである。

10

【0046】

なお、アンバランスとするデューティ比は、直流電流成分が20%（60%対40%）～50%（75%対25%）の範囲となるように設定することが一般的に好ましい。又、回転子2を保持する所定の位置としては、回転子2の磁束軸Xが固定子鉄心6に設けられた2つの切欠部7a、7bを結ぶ線と直交する位置よりやや水平側に傾いた位置が好適である（図1、3（a）参照）。即ち、直流電源50をオフからオンした場合に、回転子2の磁束軸Xがやや水平側に回転するような挙動を示す位置に設定するのが好ましい。即ち、回転子2は直流電源50のオフ後、前記位置に保持され易く構成されているからである。

【0047】

なお、前記ダイオード D_6 は、スイッチSWが「待機」位置側に存在する場合だけ、帰還回路14の抵抗値が減少するようにし、逆に、スイッチSWが「運転」位置側にある場合に単相モータ1の電圧が、抵抗 R_5 、 R_6 を経て可変抵抗 VR から抵抗 R_3 側に漏れ電流が流れ込まないようにするものである。

20

【0048】

つづいて、始動補償回路16は、単相モータ1の始動時に、十分な始動トルクを発生させる上で必要な電機子電流を流して、単相モータ1の始動動作を確実にを行うための回路である。従って、この始動補償回路16は、単相モータ1の始動時と始動後において帰還回路14の抵抗値を大小させ、始動時には転流周期を長くして、単相モータ1へ十分な電機子電流を流し、始動後は前記転流周期を短くして単相モータ1を高速回転させるようにしている。

30

【0049】

始動補償回路16は、トランジスタ Q_1 、 Q_2 のエミッタ端子および電流検出回路13の入力端にアノードが接続されたダイオード D_7 を備え、そのダイオード D_7 のカソードは $27\text{ k}\Omega$ の抵抗 R_7 の一端に接続されている。一方、抵抗 R_7 の他端は、トランジスタ Q_4 のベース端子と、ダイオード D_8 のアノードとコンデンサ C_2 （ $220\text{ }\mu\text{F}$ 、 10 V ）のプラス側端子と、 $47\text{ k}\Omega$ のブリーダ抵抗 R_8 の一端とに接続されている。前記トランジスタ Q_4 のコレクタ端子は帰還回路14の2つの抵抗 R_3 、 R_4 間に接続され、エミッタ端子は、コンデンサ C_2 のマイナス側端子および抵抗 R_8 の他端とともに、電流検出回路13の出力端と直流電源50のマイナス側入力端Nとにそれぞれ接続されている。更に、ダイオード D_8 のカソードは、スイッチSWの「待機」端子に接続されている。

40

【0050】

この始動補償回路16は、コンデンサ C_2 に所定量の電荷が蓄積されて、その端子間電圧が約 0.6 V に達するまで、トランジスタ Q_4 のオフを維持し、帰還回路14の抵抗値を $12.2\text{ k}\Omega$ （抵抗 R_3 、 R_4 ）という大きな値に保ち、単相モータ1の始動時における転流周期を長くしている。これにより、単相モータ1の始動後、コンデンサ C_2 の端子間電圧が約 0.6 V に達するまでの間、単相モータ1の各コイル L_1 、 L_2 へ、始動トルクを発生させるために十分な電機子電流を流すことが可能となる。

【0051】

前記始動補償回路16は、ロータプリセット回路15のスイッチSWが「待機」端子側にあるときは、コンデンサ C_2 の端子間電圧は 0.6 V 未満となっておりトランジスタ Q_4 は

50

オフしている。一方、スイッチSWが「待機」端子から「運転」端子側に切り替えられると可変抵抗VRが帰還回路14から切り離され、帰還回路14の抵抗値が1kΩ弱から12.2kΩと急激に大きくなる。これにより、インバータ回路12の発振周期が長くなり、単相モータ1の転流周期が長くなって、各コイル L_1 、 L_2 には始動トルクを発生させるために十分な電機子電流が流される。各コイル L_1 、 L_2 に流れる電機子電流は、そのままシャント抵抗Rsを流れるシャント電流となり、シャント抵抗Rsの両端電圧が、マイナス側入力端Nを基準として、約0.6V以上になると（ダイオードD₈の電圧降下分以上になると）、コンデンサC₂への充電が開始され、前記コンデンサC₂の端子間電圧が徐々に上昇して約0.6Vに達すると、トランジスタQ₄がオンして、帰還回路14の抵抗値が、12.2kΩ（抵抗R₃、R₄）から2.2kΩ（抵抗R₃）に減少する。帰還回路14の抵抗値が減少すると、インバータ回路12の発振周期が前記とは逆に短くなり、単相モータ1の転流周期が短くなって単相モータ1が徐々に高速回転を始める。

10

【0052】

このように、始動補償回路16は、コンデンサC₂の端子間電圧が約0.6Vに達するまでの間、単相モータ1の転流周期を長くして、各コイル L_1 、 L_2 へ始動トルクを発生させるために十分な電機子電流を流し、単相モータ1を確実に始動するようにしている。しかも、コンデンサC₂への充電は、シャント電流（電機子電流）に基づいて行われるので、その端子間電圧が約0.6Vに達するまでの時間は、固定された時間とはならず、モータの種類や直流電源50の電圧に応じて変化する時間となる。よって、モータの始動に適切な時間だけ、転流周期を長くした始動モードを維持することができる。

20

【0053】

なお、スイッチSWを「運転」端子から「待機」端子に切り替えると、ダイオードD₇を介してコンデンサC₂のプラス側端子が直流電源50のマイナス側入力端Nに接続されるので、コンデンサC₂に蓄積された電荷が急速に放電される。従って、コンデンサC₂は瞬時のうちに初期状態に戻されるため、再度、スイッチSWを「運転」端子に切り替えても、始動補償回路16を確実に作動させることができる。又、その際トランジスタQ₄は、そのコレクタ端子からベース端子へ漏れ電流を生じるが、かかる漏れ電流はブリーダ抵抗R₈によりバイパスされるので、始動補償回路16を正常に作動させることができる。

【0054】

次に、図2において、17は単相モータ1の運転停止中に回転子自体が外気の流入等による外的要因によって非自発的に回動した場合、これを検出するための回動検出回路を示し、例えば、単相モータ1を図示しない送風機に組み込み、この単相モータ1の回転子軸に送風ファンを取付けて送風機を構成し、この送風機の始動時単相モータ1に取付けたファンが外気の流入による外的要因により非自発的に回動している場合を「外乱」といい、この外乱が発生しているとき、あるいは、外乱の発生によって回転子が非自発的に回動した場合に単相モータ1を起動すると、回転子2は所定の回転位置からずれているため、転流タイミングが適切に行い得ず、起動に失敗（回転子2が起動しなかったり、逆回転する場合）することがある。前記回動検出回路17は前記外乱現象が生じたとき、この外乱を検出する。この検出により、例えばスイッチSWを「待機」から「運転」に切り替えたとしてもモータ駆動回路11は起動することなく停止状態を維持し、単相モータ1の起動失敗に伴い、単相モータ1を使用する機器に、単相モータ1の誤起動等によって生ずる弊害誘発を阻止するようにしたものである。

30

40

【0055】

前記回動検出回路17の原理は、単相モータ1の待機時において、回転子2の位置を変化させると、回転子2の位置に合わせて固定子鉄心6と回転子2との間でのギャップの変化（切込部8a、8bの存在によって生じる）に対応して、ロータプリセット回路15の発振周波数が変化するのを利用して検出することにある。即ち、ロータプリセット回路15で安定して停止しているときの回転子2の位置における発振周波数に対し、回転子2が安定している位置（始動位置）から、例えば、90°ずらした（回動した）とき発振周波数が若干高くなるのを検出することにより、外乱が発生したのか、否かを判定するものである

50

。

【0056】

前記図2に示す回動検出回路17は、大別するとバンドパスフィルタ回路17aと、ピークホールド回路17bと、論理反転回路17cとによって概略構成されている。バンドパスフィルタ回路17aは、抵抗 R_9 、コンデンサ C_3 からなるローパスフィルタと、コンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} とからなるハイパスフィルタとを組合せて構成されており、このバンドパスフィルタ回路17aの入力端（抵抗 R_9 ）は単相モータ1と接続され、出力端（コンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} の接続点）は、ダイオード D_9 のカソードとオペアンプ（演算増幅器） O_1 の非反転入力端に接続されている。ダイオード D_9 のアノードはバンドパスフィルタ回路17aのコンデンサ C_3 、抵抗 R_{10} の一方端とともに直流電源50のマイナス側入力端Nに接続されている。

10

【0057】

ピークホールド回路17bはダイオード D_{10} 、コンデンサ C_5 、抵抗 R_{11} とからなり、ダイオード D_{10} のカソードはコンデンサ C_5 、抵抗 R_{11} の一方端とともに比較器 H_1 の非反転入力端に接続され、前記コンデンサ C_5 、抵抗 R_{11} の他方端は直流電源50のマイナス側入力端Nに接続されている。なお、前記比較器 H_1 の反転入力端は抵抗 R_{12} 、可変抵抗 $V R_1$ 、コンデンサ C_6 の一方端に接続されている。又、抵抗 R_{12} の他方端とオペアンプ O_1 、比較器 H_1 の+電源側は、単相モータ1の中間端子gに接続され、前記オペアンプ O_1 、比較器 H_1 の-電源側と可変抵抗 $V R_1$ 、コンデンサ C_6 の他方端は直流電源50のマイナス側入力端Nに接続されている。 C_7 はオペアンプ O_1 と比較器 H_1 の電源間（+、-）に接続したノイズ対策用のコンデンサである。

20

【0058】

論理反転回路17cは、トランジスタ Q_5 、抵抗 R_{13} 、 R_{14} とからなり、抵抗 R_{13} の一方は比較器 H_1 の出力端に接続され、この抵抗 R_{13} の他方端と抵抗 R_{14} の一方はともにトランジスタ Q_5 のベースに接続されている。一方、トランジスタ Q_5 のエミッタと抵抗 R_{14} の他方端は直流電源50のマイナス側入力端Nに接続され、コレクタはスイッチSWの「待機」端子に接続されている。

【0059】

次に、上記のように構成されたモータ駆動回路11の動作を説明する。スイッチSWを「待機」端子にした状態で直流電源50が投入（接続）されると、待機モードとなって、ロータプリセット回路15が作動する。具体的には、可変抵抗VRの摺動子位置により定まる帰還回路14とロータプリセット回路15との合成抵抗値に基づいて、インバータ回路12の各トランジスタ Q_1 、 Q_2 が不均等（アンバランス）なデューティ比でオン・オフされる。このアンバランスなオン・オフにより、単相モータ1に直流電流成分が流され、回転子2が所定の位置（例えば、図3（f）の位置）に保持される。

30

【0060】

なお、待機モードでは、帰還回路14とロータプリセット回路15との合成抵抗値は1k Ω 弱と小さいので、転流周期は非常に短く、電機子電流は微小量となっている。よって、待機モードでの通電により、単相モータ1が回転や振動を起こしたり、騒音を発生することはない。

40

【0061】

次に、前記待機モード時において回転子2を始動モード（運転開始）位置に移動させて所望の方向に的確に起動させる場合について説明する。図3において、回転子2を左方向に回動する場合について説明すると、回転子2の停止状態では、回転子2はその永久磁石の影響（磁束）により図3（a）の位置で停止している。この状態で、単相モータ1の電機子巻線5に回転子2を所定の回転方向への回転を生じさせる向きに断続的に通電する。

【0062】

前記断続的な通電により固定子鉄心6に図3（a）に1点鎖線で示すように磁束が流れ、回転子2は図3（a）、（b）で示すように左方向（矢印方向）に回転し、回転子2の磁束軸Xと固定子鉄心6の磁束軸Yとが一致した位置（図3（b））で一旦停止しようとする

50

る。しかし、直流成分の断続通電により固定子鉄心6の回転子挿入孔3には、 180° の角度間隔を保って弧状の切込部8a、8bが形成されており、この部位において、切込部8a、8bと回転子2との間で切込部8a、8bの存在によりギャップが生じている関係上、固定子鉄心6に流れる磁束の磁気抵抗が増大して回転子2の磁化が弱まることによりコギングトルクが作用する。

【0063】

一方、前記回転子2は断続通電の続行に伴い、固定子鉄心6に設けた切欠部7a、7bの存在により、この部位（隘路A、B）に固定子鉄心6、回転子2の磁束が集中し、前記隘路A、Bの部位に磁極が生じたような現象が発生して、回転子2を図3（c）、（e）で示すように、徐々に磁束が整列する方向に、即ち、特定方向（左方向）への回転を続行させる。そして、回転子2が例えば、 180° 回転した時点で前記断続的な通電を停止すると、前記回転子2は図3（e）で示すように、N極とS極との境界部分aが切込部8a、8bの位置に達すると、前記コギングトルクが良好に作用して前記図3（a）の位置から図3（e）を経て（f）で示すように、回転子2の境界部分aが切欠部7a、7bと切込部8a、8bとの中間位置に傾いて（回動）回転子2は停止し、この位置（図3（f））で回転子2の極性が確定される。この動作を起動時における位置決め動作（プリセット動作）という。なお、回転子2が図3（f）で示すように、境界部分aが切欠部7a、7bと切込部8a、8bとの中間位置で停止することは、有限要素法の磁場解析によるトルク解析によって確認することができた。

10

【0064】

以上により、単相モータ1の回転子2における初期位置（始動位置）のセットを完了する。この場合、即ち、回転子2のN極とS極の境界部分aが切込部8a、8bと切欠部7a、7bとの中間位置に達すると、回転子2が停止するという現象は、周知の有限要素法の磁場解析によるトルク解析によって確認することができた。又、固定子鉄心6に切欠部7a、7bを形成することにより、この部位の隘路A、Bに磁束の集中によって磁極が存在（現出）することは、回転子2の特定（所定）方向への回転方向性を導き出すのに大いに貢献していると考えられる。

20

【0065】

このように、固定子鉄心6にU字状の切欠部7a、7bと弧状の切込部8a、8bを形成することにより、これら切欠部7a、7bと切込部8a、8bとにより、固定子鉄心6に鉄心の飽和現象とリラクタンス特性を生起させ、これにより、鉄心の磁気的方向性を生成させ、これにより、回転子2がそのスタート時（起動時）に少しぐらい逆転したとしても、瞬時に正常な回転方向にて回転させることが可能となる。

30

【0066】

前記のようにして、単相モータ1における回転子2の始動位置を設定したら、スイッチSWを待機モードから「運転」端子に切り替えると、始動モードとなる。即ち、スイッチSWを「運転」端子に切り替えることにより、ロータプリセット回路15が帰還回路14から切り離され、その動作を停止する。一方、始動補償回路16は、スイッチSWが「待機」端子にある場合には、コンデンサ C_2 の充電がダイオード D_8 によって阻止される停止状態にあるが、この状態からスイッチSWを「運転」端子に切り替えることにより、始動モードとなって、始動補償回路16が作動し、コンデンサ C_2 の充電が開始される。

40

【0067】

始動モードでは、帰還回路14の抵抗値が $12.2\text{ k}\Omega$ （抵抗 R_3 、 R_4 ）と大きくなり、その分、転流周期が長くなって、単相モータ1の各コイル L_1 、 L_2 に始動トルクを発生させるために十分な電機子電流が流される。よって、単相モータ1は徐々に始動を開始する。

【0068】

なお、単相モータ1の回転子2は、待機モードにおいて所定の位置に保持されているので、トランジスタ Q_1 、 Q_2 のいずれからオンが始まっても、必ず一定の方向に回転する。具体的には、待機モードにおいて、回転子2が図3（f）の位置に保持されている場合には

50

必ず左方向へ回転する。単相モータ1は、通電第1波または第2波のうち、回転子2の磁場ベクトルと反発する方向の磁場が与えられる通電（図3（f）において、磁場ベクトルが右から左方向へ向かう通電）により、回転を開始するからである。

【0069】

始動モードの継続に伴って、コンデンサ C_2 が徐々に充電される。かかる充電により、コンデンサ C_2 の端子間電圧が略0.6Vに達すると、トランジスタ Q_4 がオンして、始動モードから定常モードへと移行する。定常モードでは、トランジスタ Q_4 のオンにより帰還回路14の抵抗値が2.2k Ω （抵抗 R_3 ）と小さくなるので、インバータ回路12の発振周期が短くなって、転流周期が短くなる。よって、単相モータ1は徐々に高速回転を始め、やがて略定速回転となる。この状態で、直流電源50の投入が続けられることにより、単相モータ1はほぼ定速回転を継続する。なお、ほぼ定速時の回転速度は、コイル L_1 、 L_2 に印加される直流電源50の電圧に比例する。即ち、直流電源50の電圧が高いほど高速で回転し、低いほど低速で回転する。よって、直流電源50の電圧値により、ほぼ定速時の回転速度を制御することができる。

10

【0070】

定常モード（または始動モード）での運転中に、スイッチSWが「運転」端子から「待機」端子に切り替えられると、待機モードへ移行する。即ち、始動補償回路16のコンデンサ C_2 がダイオード D_8 により急速に放電され、トランジスタ Q_4 がオフされるとともに、ロータプリセット回路15が作動し、単相モータ1へ直流電流成分が流されて、回転子2を所定の位置へ保持するホールディングトルクが加えられる。よって、単相モータ1は徐々に回転を緩め、回転子2を所定の位置にして停止する。

20

【0071】

この状態で直流電源50がオフされても、回転子2は所定の位置又はその近傍にある。よって、次に直流電源50がオン（接続）された場合に、短時間のうちに回転子2を所定の位置へ保持することができる。回転子2が所定の位置へ保持された後は、単相モータ1をいつでも始動することができるので、単相モータ1を待機モードにしてから直流電源50をオフすることにより、次の単相モータ1の始動までの時間を短縮することができる。

【0072】

前記のように、本実施例のモータ駆動回路11によれば、電流検出回路13と帰還回路14とにより、電機子電流の急増領域を検出して、その検出を転流タイミングとして転流動作を行わせている。よって、速度起電力によらず、電機子電流に基づいて転流タイミングを決定することができるので、単相モータ1であっても180度通電を行うことができ、その始動性を向上することができる。即ち、始動から短時間のうちに高速回転することができるのである。また、電機子電流に基づいて転流タイミングを決定することにより、重負荷時でも、転流に伴う過大なスパイク電圧の影響を受けることなく、的確にモータを駆動（回転）することができるのである。

30

【0073】

更に、転流タイミングの決定に電機子電流の急増領域を用いているので、電機子電流を平均化する回路や、その平均化された電機子電流を所定倍に増幅する回路が不要となり、回路コストを低減することができる。しかも、インバータ回路12は無安定マルチバイブレータ動作を行うシンプルな回路で構成されるとともに、ロータプリセット回路15や始動補償回路16は、インバータ回路12、電流検出回路13、帰還回路14の各回路と有効に結合して共同動作するように構成されているので、各回路が単独で動作するように構成されている場合に比べて、モータ駆動回路11のコストを大幅に低減することができる。

40

【0074】

次に、図2に示すモータ駆動回路11における回動検出回路17の動作について説明する。本発明における外乱を検出するための基本概念は、例えば、バンドパスフィルタを用いて周波数が変化すると利得が変化することを利用して外乱の検出を行うことにある。この場合、回路のコストを考慮するために、例えば、ローパスフィルタのC（コンデンサ）R（抵抗）によるパッシブフィルタを構成し、例えば、図4に示すフィルタの特性図におい

50

て、ポール（極）は16Hzに設定し、スロープ（S）は、-6dB/Octとした。そして、基準値となる周波数は100Hzを超えた地点に設定するようにした。

【0075】

又、外乱に対する定義は、特に拘るものではないが、本発明において表現する外乱については、例えば、一般に電気用語で用いられている自動制御系の制御状態を乱すような外的作用と同じように、単相モータ1の回転子2が、その非回転時において、前記回転子2に取付けた図示しない回転羽根が、例えば、外力（風圧等の外的要因）を受けて非自発的に回転（回動）する現象を事例として説明する。

【0076】

そして、前記回動検出回路17は、例えば、ロータプリセット回路15の通常時（単相モータ1の運転停止時（待機時））の発振周波数を100Hzとし、回転子2が例えば90°回動した時点での前記ロータプリセット回路15の発振周波数が166Hzとなる場合に、バンドパスフィルタ回路17aの一方を構成する抵抗 R_9 とコンデンサ C_3 からなるローパスフィルタのカットオフ周波数を16Hzに設定し、この場合、回転子2の回動によりロータプリセット回路15の周波数が100Hzより高くなると図4に示すように、バンドパスフィルタ回路17aからの出力が減るように設定する。前記出力はコンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタにより前記16Hz以下の直流分を除去し、かつ、オペアンプ O_1 でその出力インピーダンスを低下させることにより、ロータプリセット回路15の周波数の情報を電圧値に変換する。この電圧値はピークホールド回路17bによってピークホールドし、この電圧値は、抵抗 R_{12} 、可変抵抗 VR_1 、コンデンサ C_6 によって生成される基準電圧（周波数が120Hz相当の電圧）を比較器 H_1 により比較し、外乱が生じている場合、あるいは、外乱によって回転子2が非自発的に回動したとき（周波数が120Hz以上）は、前記比較器 H_1 からの出力を反転させて出力する論理反転回路17cのトランジスタ Q_5 をオンさせ、このオン信号をスイッチSWに送出して前記スイッチSWを待機状態に維持する。

【0077】

即ち、スイッチSWを仮に運転状態に切り換えたとしてもインバータ回路12が起動するのを確実に防ぎ、単相モータ1が回転子2の回転位置が不安定な状態で起動するのを良好に阻止し、単相モータ1を駆動源とする電気機器の不用意な運転による弊害発生を一掃可能とした。

【0078】

次に、前記回動検出回路17の第2実施例を図5に示す。図5に示す第2実施例の回動検出回路20と、前記第1実施例で説明した回動検出回路17との相違点は、第2実施例の場合、バンドパスフィルタ回路20aとピークホールド回路20bとの間に、オペアンプ O_1 に代えて電界効果トランジスタ（以下FETと称する） Q_6 を接続し、又、ピークホールド回路20bと論理反転回路20cとの間には、比較器 H_1 に代えて抵抗 R_{20} 、ツェナーダイオード D_{11} を接続して構成したもので、バンドパスフィルタ回路20aと、ピークホールド回路20b、論理反転回路20cの各構成の詳細については、前記第1実施例で説明した各回路17a～17c構成と同じであるので説明は省略する。

【0079】

前記回動検出回路20においても、例えば、ロータプリセット回路15の通常の発振周波数を100Hzとし、回転子2が例えば90°回動した時点での前記ロータプリセット回路15の発振周波数が166Hzとなる場合に、バンドパスフィルタ回路20aの一方を構成する抵抗 R_9 とコンデンサ C_3 からなるローパスフィルタのカットオフ周波数を16Hzに設定し、この場合、回転子2の回動によりロータプリセット回路15の周波数が100Hzより高くなると図4に示すように、出力が減るように設定する。前記出力はコンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタにより前記16Hz以下の直流分が除去され、かつ、FET Q_6 にて出力インピーダンスを低下させた状態で、ピークホールド回路20bによりロータプリセット回路15の周波数に相当する情報を電圧値としてピークホールドする。

10

20

30

40

50

【0080】

前記ピークホールドした電圧値は、ツエナーダイオード D_{11} にて事前に設定される基準電圧（周波数が 120Hz 相当の電圧）以上の場合、前記ツエナーダイオード D_{11} が通電され、論理反転回路 $20c$ に電流が流れてトランジスタ Q_5 がオンし、このオン信号をスイッチ SW に送出し、前記スイッチ SW を待機状態の位置に保持させるものである。そして、この第2実施例においては、第1実施例で示す比較器 H_1 の基準電圧を設定するための抵抗 R_{12} 、可変抵抗 VR_1 、コンデンサ C_6 が不要となる結果、第2実施例に示す回動検出回路 20 は、簡素な回路構成で安価に製作できる利点がある。

【0081】

つづいて、図6に本発明の第3実施例としての回動検出回路 30 を示す。この回動検出回路 30 は、図6で示すように、大別するとハイパスフィルタ回路 $30a$ と、ノコギリ波整形回路 $30b$ と、第1実施例で示すピークホールド回路 $17b$ と同様のピークホールド回路 $30c$ と、更に、同じく論理反転回路 $30d$ とによって構成されている。この第3実施例においては、第1、第2実施例で説明した周波数の変化により外乱を検出する手段と、更にオンパルス幅が変化することにより外乱を検出する手段とを組合せて構成したものである。

【0082】

最初に、コンデンサ C_4 、抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタ回路 $30a$ の一方は単相モータ1に接続され、他方となる出力端（コンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} の接続点）はノコギリ波整形回路 $30b$ の抵抗 R_{15} に接続される。そして、前記ノコギリ波整形回路 $30b$ は、前記抵抗 R_{15} をベースに接続したトランジスタ Q_7 と、このトランジスタ Q_7 のコレクタに接続した抵抗 R_{17} 、コンデンサ C_8 と、トランジスタ Q_7 のエミッタに接続した抵抗 R_{16} とによって構成されている。前記ノコギリ波整形回路 $30b$ の出力端（抵抗 R_{17} とコンデンサ C_8 の接続点）は、ダイオード D_9 のカソードを介してオペアンプ O_2 の非反転入力端に接続される。一方、オペアンプ O_2 の反転入力端は、第1実施例で説明したピークホールド回路 $17b$ と同様のピークホールド回路 $30c$ と接続されている。

【0083】

前記ノコギリ波整形回路 $30b$ を構成する抵抗 R_{16} 、 R_{17} 、トランジスタ Q_7 のエミッタと、ハイパスフィルタ回路 $30a$ の抵抗 R_{10} の他方端と、更にダイオード D_9 のアノードは、それぞれ直流電源50のマイナス側入力端 N に接続されている。前記ピークホールド回路 $30c$ の出力端は比較器 H_2 の非反転入力端に接続されており、この比較器 H_2 の反転入力端は抵抗 R_{12} 、可変抵抗 VR_1 、コンデンサ C_6 に接続されている。又、前記オペアンプ O_2 、比較器 H_2 の+電源側と、抵抗 R_{12} の一方は単相モータ1の中間端子 g に接続され、オペアンプ O_2 、比較器 H_2 の-電源側と可変抵抗 VR_1 、コンデンサ C_6 の他方端はそれぞれ直流電源50のマイナス側入力端 N に接続されている。更に、オペアンプ O_2 、比較器 H_2 の両電源（+、-）間にはノイズ対策用のコンデンサ C_7 が接続されている。なお、比較器 H_2 の出力端と接続する論理反転回路 $30d$ は、第1、第2実施例で説明した構成と同一であるため説明は省略する。

【0084】

この第3実施例に示す回動検出回路 30 は、周波数の変化とオンパルス幅が変化することに着目して構成したもので、例えば、ロータプリセット回路 15 の通常の発振周波数を 100Hz とし、回転子2が例えば 90° 回動した時点での前記ロータプリセット回路 15 の発振周波数が 166Hz となる場合に、コンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタ $30a$ のカットオフ周波数を 16Hz に設定する。次に前記 16Hz より低い周波数となる直流分を前記ハイパスフィルタ回路 $30a$ によって除去したのち、ノコギリ波整形回路 $30b$ を構成するトランジスタ Q_7 によってハイパスフィルタ回路 $30a$ からの出力を統一した矩形波に整形し、この矩形波を更にコンデンサ C_8 と抵抗 R_{17} からなる CR 積分回路によりノコギリ波に変換し、このノコギリ波のピーク値がパルス幅に比例して変化するようにする。ノコギリ波整形回路 $30b$ からの出力信号は、オペアンプ O_2 の非反転入力端に入力され、その出力端から出力されるインピーダンスを低下させて、ピークホ

10

20

30

40

50

ールド回路 30c に周波数の情報が電圧値として入力され保持される。このピークホールドされた電圧値は、抵抗 R_{12} 、 $V R_1$ とコンデンサ C_6 によって生成された基準電圧（周波数が 120 Hz 相当になる電圧）と、比較器 H_2 により比較されて、外乱現象が生じておれば比較器 H_2 の出力端からの出力信号が論理反転回路 30d に出力され、この論理反転回路 30d を作動させて、スイッチ SW にこのスイッチ SW を待機状態に維持する信号を出力する。

【0085】

図 7 は本発明の回動検出回路 40 の第 4 実施例を示すもので、第 3 実施例で説明した回動検出回路 30 と異なる点は、ハイパスフィルタ 40a とピークホールド回路 40b との間にオペアンプ O_2 （図 6 参照）に代えて、トランジスタ Q_8 と FET Q_9 を具備し、ピーク
10
ホールド回路 40b と論理反転回路 40c との間には、比較器 H_2 （図 6 参照）に代えてツェナーダイオード D_{12} を具備して構成した点にあり、周波数の変化とオンパルス幅が変化することにより外乱を検出するようにした点は、第 3 実施例と同様である。

【0086】

次に、第 4 実施例における回路構成について説明すると、コンデンサ C_4 、抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタ回路 40a の一方を单相モータ 1 に接続し、他方端となるハイパスフィルタ回路 40a の出力端は抵抗 R_{18} 、 R_{19} の接続点を介してトランジスタ Q_8 のベースに接続されている。前記トランジスタ Q_8 のコレクタは抵抗 R_{17} とコンデンサ C_8 からなる CR 積分回路と、ダイオード D_9 のカソードを経て FET Q_9 のゲート入力端に接続されて
20
いる。

【0087】

前記抵抗 R_{19} 、 R_{17} の一端とトランジスタ Q_8 のエミッタとダイオード D_9 のアノードは、直流電源 50 のマイナス側入力端 N に接続されている。FET Q_9 のソースはダイオード D_{10} のアノードと抵抗 R_{11} に接続されている。又、前記ダイオード D_{10} のカソードは、コンデンサ C_5 と抵抗 R_{20} の一方とツェナーダイオード D_{12} のカソードに接続されている。コンデンサ C_5 と抵抗 R_{11} 、 R_{20} の他方端は直流電源 50 のマイナス側入力端 N に接続されている。FET Q_9 のドレインは、コンデンサ C_8 の他端とともに单相モータ 1 の中間端子 g 側に接続されている。

【0088】

前記ツェナーダイオード D_{12} のアノードは抵抗 R_{13} に接続され、抵抗 R_{13} のもう一端はト
30
ランジスタ Q_5 のベースと抵抗 R_{14} に接続されている。抵抗 R_{14} の他端とトランジスタ Q_5 のエミッタは、直流電源 50 のマイナス側入力端 N に接続されている。更に、トランジスタ Q_5 のコレクタはスイッチ SW の「待機」端子と接続されている。

【0089】

この第 4 実施例に示す回動検出回路 40 は、周波数の変化とオンパルス幅が変化することに着目して構成したもので、例えば、ロータプリセット回路 15 の通常の発振周波数を 100 Hz とし、回転子 2 が例えば 90° 回動した時点での前記ロータプリセット回路 15 の発振周波数が 166 Hz となる場合に、コンデンサ C_4 と抵抗 R_{10} からなるハイパスフィルタ回路 40a のカットオフ周波数を 16 Hz に設定する。次に前記ハイパスフィルタ回路 40a により 16 Hz より低い周波数の直流分の除去したのち、トランジスタ Q_8 に
40
よってハイパスフィルタ 40a の出力を統一した矩形波に整形し、この矩形波を更にコンデンサ C_8 と抵抗 R_{17} からなる CR 積分回路によりノコギリ波に変換し、このノコギリ波のピーク値がパルス幅に比例して変化するようにする。

【0090】

前記 CR 積分回路から出力される信号は、FET Q_9 のゲートに入力され、そのソースフォロアで出力インピーダンスを低下させてから次のダイオード D_{10} とコンデンサ C_5 と抵抗 R_{11} で構成されるピークホールド回路 40b により周波数情報が電圧値としてピークホールドされる。この電圧値は、ツェナーダイオード D_{12} によって生成された基準電圧（周波数が 120 Hz 相当になる電圧）以上である場合、論理反転回路 40c に電流が流れ、前記論理反転回路 40c が作動してスイッチ SW を待機状態に維持するものである。
50

【0091】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明の単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路においては、単相ブラシレスモータの電機子巻線に流れる電機子電流の急増領域が検出され、その電機子電流の急増領域の現出を転流タイミングとして単相ブラシレスモータの転流を行うように構成したので、回転子の回転位置の決定が、速度起電力に頼ることなく、電機子電流に基づいて転流タイミングを決定することができるという効果がある。

【0092】

しかも、前記転流タイミングの決定に際し、電機子電流を平均化する回路、前記平均化された電機子電流を所定倍に増幅する回路が不要となる結果、この種単相ブラシレスモータの回路コストを著しく低減することが可能となる。

【0093】

又、本発明は、通常の状態においては単相ブラシレスモータを事前に設定した回転方向に回すことは容易である反面、自然風等外的要因により、単相ブラシレスモータの起動前（待機時）に回転子が回転してその回転位置（スタート位置）が変化している場合、この状態で通電を開始すると回転子が逆方向に回転したり、起動ができなくなるという問題が生じていたが、本発明はセンサレス駆動回路に外的要因によって回転子の位置がずれた場合、回転子の位置がずれていることを事前に検出して回転子の起動を阻止する回転検出回路が具備させてあるので、外的要因により電動機がその起動に失敗するという問題を確実に解消することができる。しかも、外的要因の発生時は電動機の起動を自動停止させ、外的要因が解消すれば直ちに起動させることができるので、電動機を駆動源とする機器が電動機の起動失敗によって生じる弊害を確実に回避することができる。

【0094】

更に、前記外的要因により回転子が回転したことを検出する回転検出回路は、既存の技術を組合せることにより、簡易に構成することができるため、単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路は特別に大型化することなく、小型・軽量に、かつ、安価に製造することが可能となり利便である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のセンサレス駆動回路装置によって駆動するスケルトン形の単相ブラシレスモータの概略的構成図である。

【図2】本発明の第1実施例として示す単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置の回路図である。

【図3】本発明のセンサレス駆動回路装置により始動する回転子の回転位置決め状況を順次説明するための説明図である。

【図4】本発明のセンサレス駆動回路装置に具備した回転検出回路の1例として用いるバンドパスフィルタの特性要因図である。

【図5】本発明の第2実施例として示す単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置の回路図である。

【図6】本発明の第3実施例として示す単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置の回路図である。

【図7】本発明の第4実施例として示す単相ブラシレスモータのセンサレス駆動回路装置の回路図である。

【図8】従来の単相ブラシレスモータを示す概略的な構成図である。

【図9】従来の単相ブラシレスモータの動作状況を順次説明するための説明図である。【符号の説明】

- 1 単相ブラシレスモータ
- 2 回転子
- 3 回転子挿入孔
- 5 電機子巻線
- 6 固定子鉄心

10

20

30

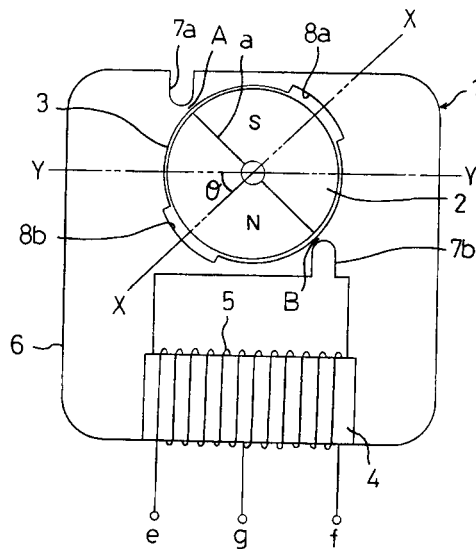
40

50

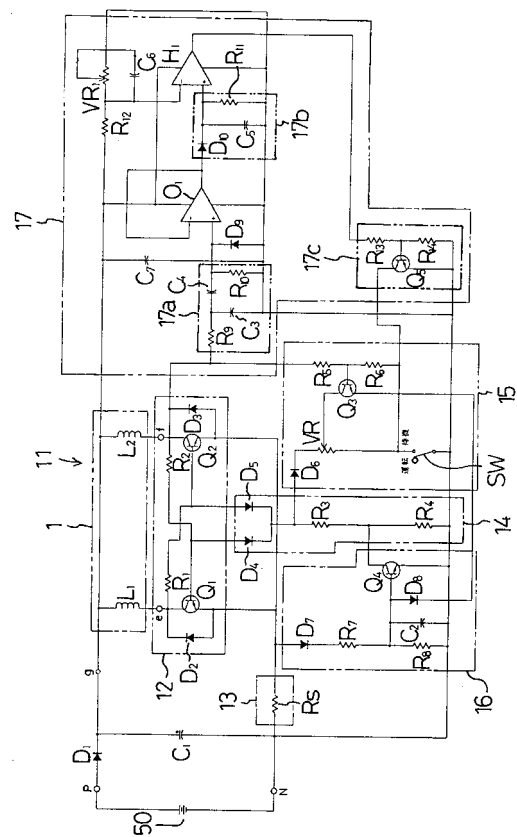
- 1 1 センサレス駆動回路装置
- 1 2 インバータ回路
- 1 3 電流検出回路
- 1 4 帰還回路
- 1 5 ロータプリセット回路
- 1 6 始動補償回路
- 1 7, 2 0, 3 0, 4 0 回転検出回路
- 1 7 a, 2 0 a バンドパスフィルタ回路
- 3 0 a, 4 0 a ハイパスフィルタ回路
- 1 7 b, 2 0 b, 3 0 c, 4 0 b ピークホールド回路
- 3 0 b ノコギリ波整形回路
- 1 7 c, 2 0 c, 3 0 d, 4 0 c 論理反転回路

10

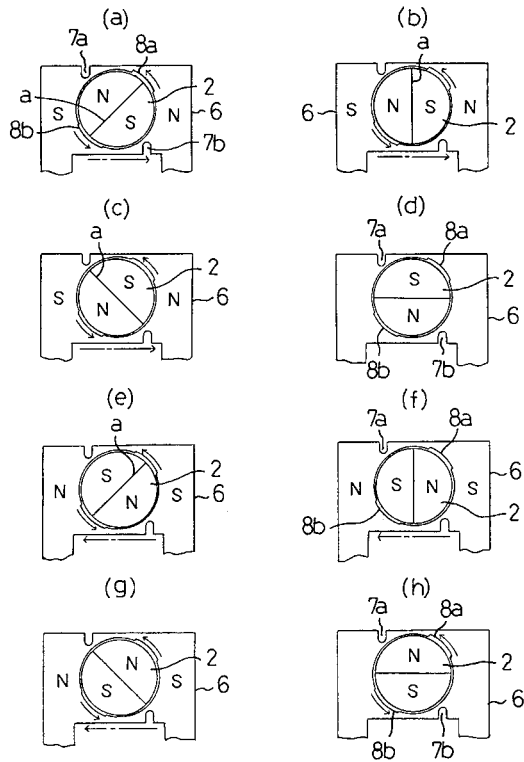
【図 1】



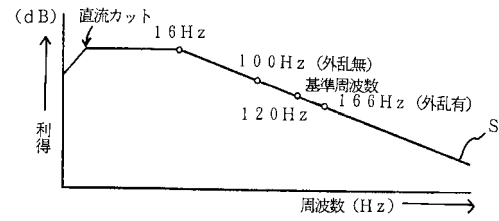
【図 2】



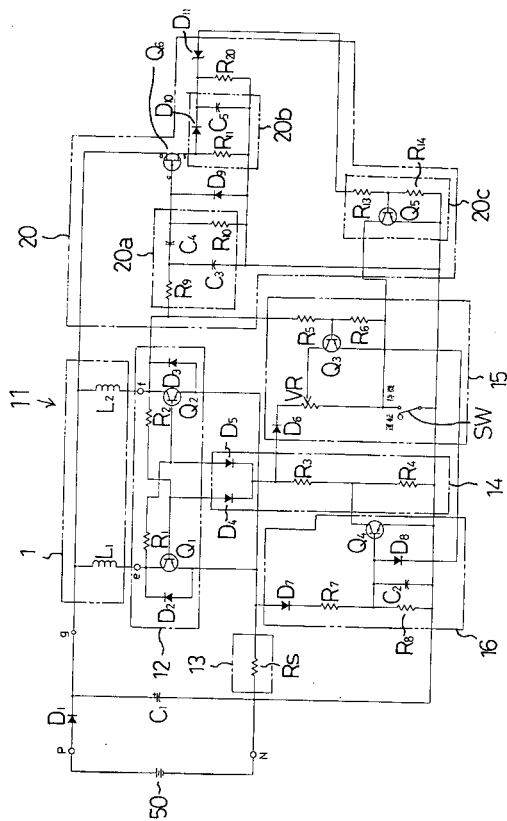
【図 3】



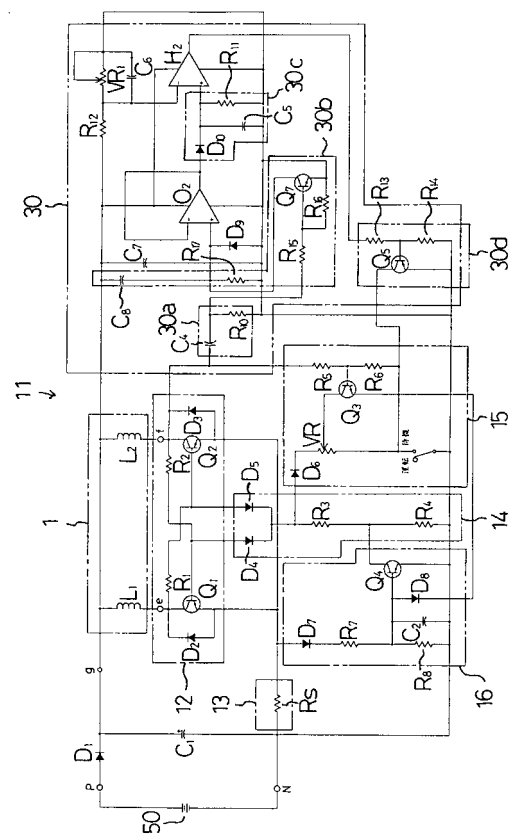
【図 4】



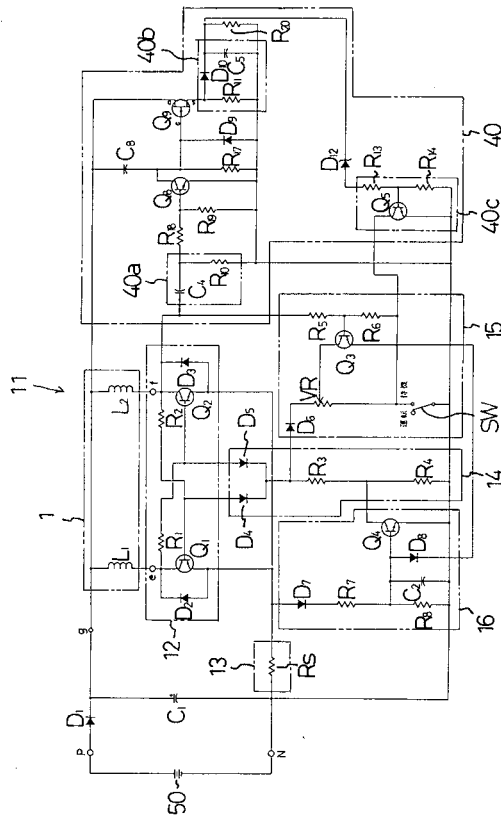
【図 5】



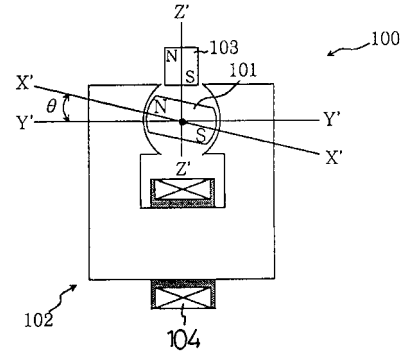
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【図 9】

