

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4723846号  
(P4723846)

(45) 発行日 平成23年7月13日(2011.7.13)

(24) 登録日 平成23年4月15日(2011.4.15)

(51) Int.Cl.

F 1

H02P 6/18 (2006.01)  
H02P 27/06 (2006.01)H02P 6/02 371S  
H02P 7/63 303V

請求項の数 4 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2004-317948 (P2004-317948)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成16年11月1日 (2004.11.1)	(74) 代理人	100071135 弁理士 佐藤 強
(65) 公開番号	特開2006-129663 (P2006-129663A)	(74) 代理人	100119769 弁理士 小川 清
(43) 公開日	平成18年5月18日 (2006.5.18)	(72) 発明者	永井 一信 神奈川県横浜市磯子区新磯子町33番地
審査請求日	平成19年10月25日 (2007.10.25)	(72) 発明者	株式会社東芝 生産技術センター内 大村 直起 神奈川県横浜市磯子区新磯子町33番地
		(72) 発明者	株式会社東芝 生産技術センター内
		審査官	天坂 康種

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】モータ制御装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

永久磁石を有するロータと3相巻線を設けたステータとからなる永久磁石モータと、前記3相巻線の電流を検出する電流検出手段と、前記3相巻線の電流から、前記永久磁石モータの磁束軸方向成分電流(d軸電流)と、これに直交するトルク軸方向成分電流(q軸電流)とを演算する電流変換手段と、前記永久磁石モータの電力を演算する電力演算手段と、前記電力に基づいてd軸電流指令を演算するd軸電流指令形成手段と、外部より与えられる電流指令に基づいてq軸電流指令を演算するq軸電流指令形成手段と、

前記d軸電流指令、前記q軸電流指令、前記d軸電流、前記q軸電流に基づいて、d軸電圧及びq軸電圧を演算する電圧演算手段と、前記d軸電流、前記q軸電流、前記d軸電圧に基づいてd軸誘起電圧を演算する誘起電圧演算手段と、

前記d軸誘起電圧に基づいて前記ロータの角速度を決定する角速度演算手段と、前記角速度に基づいて前記ロータの回転位置を推定する位置推定手段と、前記d軸電圧及び前記q軸電圧並びに前記回転位置から3相のPWM信号を形成するPWM信号形成手段と、前記3相のPWM信号に基づいて、前記永久磁石モータの巻線に通電を行なう通電手段と、

10

20

前記永久磁石モータの回転にブレーキをかける場合に、所定時間若しくは所定回転数以上で短絡ブレーキを行った後に回生ブレーキを行い、その後、所定回転数以下で外部より与えられる負の電流指令 S\_I に対応して前記 3 相巻線に通電することで位置決めを行うように制御するブレーキ制御手段とを備えたことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

前記ブレーキ制御手段は、前記回生ブレーキにおいて、前記負の電流指令 S\_I から前記 q 軸電流指令形成手段に負の q 軸電流指令 I\_qr を形成させ、前記電力演算手段が、前記 d 軸電流、前記 q 軸電流、前記 d 軸電圧、前記 q 軸電圧に基づいて電力を演算し、前記電力が負になると、前記 d 軸電流指令形成手段に負の d 軸電流指令 I\_dr を形成させることを特徴とする請求項 1 記載のモータ制御装置。

10

【請求項 3】

前記ブレーキ制御手段は、前記位置決めにおいて、前記角速度演算手段の出力をゼロとすることと前記角度演算手段の出力を固定すると共に、前記 d 軸電流指令形成手段による d 軸電流指令 I\_dr をゼロから電流指令 S\_I の絶対値に増加させ、前記 q 軸電流指令形成手段による q 軸電流指令 I\_qr をゼロにすることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

外部からの低速指令を受けた場合に、強制転流で角速度を制御して低速回転を行う低速回転制御手段を有することを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れかに記載のモータ制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、DVD、CD、HDDなどのディスク記録媒体を回転駆動するモータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

近年、情報機器では記録媒体であるディスクを回転駆動し、信号を記録／読み出しどるディスク記憶装置が使用されている。ディスクはスピンドルモータに固定されて高速回転される。小型化の目的でスピンドルモータとして永久磁石モータが一般的に使用されている。

30

【0003】

従来例のスピンドルモータ制御装置について図 1-1 を参照して説明する。スピンドルモータ制御装置 8-5 において、スピンドルモータに取り付けられ抵抗 7-0 を介して電源に接続され、抵抗 7-1 を介してグランドに接続されているホーリューズ H\_u, H\_v, H\_w の出力端子は、制御 IC 8-4 の入力端子に接続されている。ホーリューズ H\_u, H\_v, H\_w の出力信号は、アンプ 7-2 で増幅された後、アンプ 7-3 により差動増幅が行われる。この際、ゲインは差動増幅器 7-5 による電流指令 S\_I と基準電位 7-4 の差動増幅結果と、差動増幅器 7-7 による電流検出抵抗 8-2 の出力と基準電位 7-6 の差動増幅結果を合成した信号で決定される。

40

【0004】

これらの信号は、ブレーキ指令 S\_B により非反転／反転が制御される反転回路 8-6 を介した後、三角波発生器 7-8 の出力と夫々のコンパレータ 7-9 で比較されて PWM 信号に変換される。3相の PWM 信号は、上側ゲートドライブ回路 8-0 を介して FET・F\_u, F\_v, F\_W、下側ゲートドライブ回路 8-1 を介して FET・F\_x, F\_y, F\_z のオンオフ信号として供給される。以って、モータの巻線 L\_u, L\_v, L\_w には、ホーリューズ波形が増幅されて擬似正弦波波形が形成されて、電流指令 S\_I によりデューティ調整された 3 相 PWM が供給され、モータが回転駆動される。

【0005】

図 1-2 にはタイミングチャートを示している。ホーリューズ H\_u, H\_v, H\_w の出力信号に

50

対して、モータの巻線  $L_u, L_v, L_w$  には、正弦波状の PWM 電圧  $V_u, V_v, V_w$  (図ではアナログ的に破線で示す) が供給される。モータの巻線  $L_u, L_v, L_w$  に流れる電流  $I_u, I_v, I_w$  は、電圧に対して遅れたものとなる。ブレーキ指令 SB が入力されることにより、反転された正弦波状の PWM 電圧がモータに供給されてブレーキ力が発生する。

尚、以上のような構成と同様なものは、例えば特許文献 1 ~ 3 などに開示されている。

【特許文献 1】再表 01 / 039358 号公報

【特許文献 2】特開 2004 - 242417 号公報

【特許文献 3】特開 2003 - 339143 号公報

#### 【発明の開示】

##### 【発明が解決しようとする課題】

10

##### 【0006】

しかしながら、以上で説明したような構成のスピンドルモータ制御装置については小型化や低コスト化などが要求されているが、モータに取り付けられたホーラン素子がその障害になっているという問題がある。

本発明は上記事情に鑑みて成されたものであり、その目的は、永久磁石モータに配置される回転位置センサを不要とした上で、3 相 PWM 信号によって正弦波状の電流をモータの巻線に通電することができるモータ制御装置を提供することにある。

##### 【課題を解決するための手段】

##### 【0007】

20

上記目的を達成するため、本発明のモータ制御装置は、

永久磁石を有するロータと 3 相巻線を設けたステータとからなる永久磁石モータと、前記 3 相巻線の電流を検出する電流検出手段と、

前記 3 相巻線の電流から、前記永久磁石モータの磁束軸方向成分電流 (d 軸電流) と、これに直交するトルク軸方向成分電流 (q 軸電流) とを演算する電流変換手段と、

前記永久磁石モータの電力を演算する電力演算手段と、

前記電力に基づいて d 軸電流指令を演算する d 軸電流指令形成手段と、

外部より与えられる電流指令に基づいて q 軸電流指令を演算する q 軸電流指令形成手段と、

前記 d 軸電流指令、前記 q 軸電流指令、前記 d 軸電流、前記 q 軸電流に基づいて、d 軸電圧及び q 軸電圧を演算する電圧演算手段と、

30

前記 d 軸電流、前記 q 軸電流、前記 d 軸電圧に基づいて d 軸誘起電圧を演算する誘起電圧演算手段と、

前記 d 軸誘起電圧に基づいて前記ロータの角速度を決定する角速度演算手段と、

前記角速度に基づいて前記ロータの回転位置を推定する位置推定手段と、

前記 d 軸電圧及び前記 q 軸電圧並びに前記回転位置から 3 相の PWM 信号を形成する PWM 信号形成手段と、

前記 3 相の PWM 信号に基づいて、前記永久磁石モータの巻線に通電を行なう通電手段と、

前記永久磁石モータの回転にブレーキをかける場合に、所定時間若しくは所定回転数以上で短絡ブレーキを行った後に回生ブレーキを行い、その後、所定回転数以下で外部より与えられる負の電流指令 SI に対応して前記 3 相巻線に通電することで位置決めを行うように制御するブレーキ制御手段とを備えたことを特徴とする。

40

##### 【0008】

斯様に構成すれば、電流変換手段は、永久磁石モータの 3 相巻線電流から磁束軸方向成分である d 軸電流とトルク軸方向成分である q 軸電流とを演算し、d 軸電流指令形成手段は、永久磁石モータの電力に基づいて d 軸電流指令を演算し、q 軸電流指令形成手段は、外部より与えられる電流指令に基づいて q 軸電流指令を演算する。また、電圧演算手段は、d 軸及び q 軸電流指令と d 軸及び q 軸電流とにに基づいて d 軸及び q 軸電圧を演算する。

そして、誘起電圧演算手段が d 軸及び q 軸電流と d 軸電圧とにに基づいて d 軸誘起電圧を演算すると、角速度演算手段は、その d 軸誘起電圧に基づいてロータの角速度を決定し、

50

位置推定手段は、その角速度からロータの回転位置を推定する。更に、P W M信号形成手段は、d 軸及びq 軸電圧並びに前記回転位置から3相のP W M信号を形成し、通電手段は、3相P W M信号に基づいて永久磁石モータの巻線に通電を行なう。更に、ブレーキ制御手段は、永久磁石モータの回転にブレーキをかける場合に、所定時間若しくは所定回転数以上で短絡ブレーキを行った後に回生ブレーキを行い、その後、所定回転数以下で外部より与えられる負の電流指令S Iに対応して3相巻線に通電を行い位置決めを行うように制御する。

#### 【発明の効果】

##### 【0 0 0 9】

本発明によれば、回転位置センサを使用せずとも、永久磁石モータの巻線にP W M信号によって任意波形での通電を行うことができるので、モータ制御装置を小型且つ低コストで構成することができる。また、センサレス方式でも安定した停止動作が実現できる。

10

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0 0 1 0】

###### (第1実施例)

以下、本発明の第1実施例の構成について図1乃至図8を参照して説明する。図1は、スピンドルモータ制御装置1の構成を示す機能ブロック図である。図1において、例えばブラシレスDCモータなどで構成される永久磁石モータの3相巻線L u, L v, L wの内、巻線L u, L vに対してシャント抵抗(電流検出手段)11, 12が直列に挿入されており、それらのシャント抵抗11, 12の両端は、電流検出回路(電流検出手段)13, 14に夫々接続されている。

20

##### 【0 0 1 1】

図2は、電流検出回路13, 14の構成を示すものである。電流検出回路13, 14は、オペアンプ60, 61と抵抗及び基準電圧発生器62によって構成されている。オペアンプ60の周辺抵抗R1, R2, R3, R4は同じ抵抗値であり、入力電圧x, yの差電圧を、基準電圧Vrを基準として出力する。オペアンプ61は反転増幅器であり、オペアンプ60の出力信号を、電圧Vrを基準に増幅率Rb/Raで増幅する。

##### 【0 0 1 2】

A D変換回路15は、電流検出回路13, 14の出力信号をアナログ/デジタル変換すると、電流検出回路13からの出力信号の変換結果をIu、電流検出回路14からの出力信号の変換結果をIv、-Iu-IvをIwとして出力する。また、A D変換回路15は、3相ブリッジ接続された6個のFET・Fu~Fw, Fx~Fzよりなる通電手段(インバータ)83に供給される電源電圧をもA D変換しており、その電圧信号をVdcとして出力している。

30

##### 【0 0 1 3】

電流変換手段16は、電流Iu, Iv, Iw及び角度θを受けて磁束軸方向成分電流Idと、磁束軸方向に直交するトルク軸方向成分電流Iqを演算する。d軸電流Idは、比較器(電圧演算手段)17によりd軸電流指令Idrと比較されてP I制御器(電圧演算手段)18に供給される。同じく、q軸電流Iqは比較器(電圧演算手段)19によりq軸電流指令Iqrと比較されてP I制御器(電圧演算手段)20に供給される。d軸電流指令Idrは、電力演算手段26により与えられる電力Wmを受けてd軸電流指令形成手段27により生成出力される。また、q軸電流指令Iqrは、q軸電流指令形成手段(振幅演算手段)25によって生成出力される。そして、P I制御器18, 20は、比較器17, 19より出力される信号を比例・積分処理してd軸電圧Vd及びq軸電圧Vqを形成する。

40

##### 【0 0 1 4】

P W M信号形成手段21は、電圧Vd, Vqと角度θから所謂空間ベクトル法により3相電圧のP W M波形Vu, Vv, Vwを形成するが、信号SMにより2相変調信号パターンと3相変調信号パターンとが切り換えられるようになっている。ゲートドライブ回路80, 81は、3相電圧のP W M波形Vu, Vv, Vwを増幅して、通電手段83の各ゲート

50

端子に出力する。3相構成の通電手段83の各相出力端子は、U，V相は前記シャント抵抗11,12を介して、W相は直接モータ巻線L<sub>u</sub>,L<sub>v</sub>,L<sub>w</sub>に夫々接続されている。

#### 【0015】

誘起電圧演算手段22は、電流I<sub>d</sub>,I<sub>q</sub>及び電圧V<sub>d</sub>,V<sub>q</sub>が与えられて生成した信号E<sub>d</sub>を角速度演算手段23に出力する。そして、角速度演算手段23は、その信号E<sub>d</sub>より角速度ωを演算し、角度演算手段(位置推定手段)24は、角速度ωにより角度θを生成出力する。同時に、例えば図示しない上位CPUに対し、モータ速度情報としての回転信号F<sub>G</sub>を出力している。

#### 【0016】

スピンドルモータ制御装置1には、例えば上位CPUによってスタート/ストップ信号S<sub>O</sub>と電流指令(トルク指令)S<sub>I</sub>及び低角速度指令S<sub>F</sub>が与えられている。スタート/ストップ信号S<sub>O</sub>は、モータ始動時のシーケンス制御を行う始動制御手段(低速回転制御手段)28とモータブレーキ時のシーケンス制御を行うブレーキ制御手段29に入力され、電流指令S<sub>I</sub>はAD変換回路30を介してq軸電流指令形成手段25に、低角速度指令S<sub>F</sub>はAD変換回路31を介して始動制御手段28に入力されている。即ち、スピンドルモータ制御装置1はセンサレスベクトル制御を行うように構成されている。

#### 【0017】

次に、本実施例の作用について図3乃至図8も参照して説明する。シャント抵抗11,12の両端電圧を受けた電流検出回路13,14により出力される信号zは(0)式のようになる。

$$z = (R_b / R_a) (y - x) + V_r \quad \cdots (0)$$

従って、シャント抵抗11,12の夫々の両端電圧が電圧V<sub>r</sub>を基準に増幅されて、AD変換回路15に供給される。AD変換回路15は、電流検出回路13側出力の変換結果をI<sub>u</sub>、電流検出回路14側出力の変換結果をI<sub>v</sub>、-I<sub>u</sub>-I<sub>v</sub>をI<sub>w</sub>として出力する。尚、AD変換回路15は、通電オフ状態(基準電圧V<sub>r</sub>)のAD変換結果を記憶しており、これとの差としてI<sub>u</sub>,I<sub>v</sub>を計算している。

#### 【0018】

電流変換手段16は、(1)式,(2)式により磁束軸方向成分電流I<sub>d</sub>と、トルク軸方向成分電流I<sub>q</sub>を演算する。

#### 【数1】

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) \sin\left(\frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad \cdots (1)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Theta & \cos\left(\frac{\pi}{2}-\Theta\right) \\ -\sin\Theta & \sin\left(\frac{\pi}{2}-\Theta\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Theta & \sin\Theta \\ -\sin\Theta & \cos\Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad \cdots (2)$$

比較器17,19及びPI制御器18,20においては、(3)式によりd軸電圧V<sub>d</sub>及びq軸電圧V<sub>q</sub>が形成される。

10

20

30

40

## 【数2】

$$\begin{aligned} V_d &= K_p \cdot (I_{dr} - I_d) + K_i \cdot \int (I_{dr} - I_d) dt \\ V_q &= K_p \cdot (I_{qr} - I_q) + K_i \cdot \int (I_{qr} - I_q) dt \end{aligned} \quad \dots \dots (3)$$

ここで、 $K_p$  は比例ゲイン、 $K_i$  は積分ゲインである。

## 【0019】

PWM信号形成手段21は、(4)式により  $V_d$  と  $V_q$  を演算する。

## 【数3】

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & \cos\left(\frac{\pi}{2} + \Theta\right) \\ \sin \Theta & \sin\left(\frac{\pi}{2} + \Theta\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & -\sin \Theta \\ \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \dots \dots (4)$$

10

PWM信号形成手段21では信号SMによって2相変調出力パターンと3相変調出力パターンとが切り換えられるが、まず、2相変調が選択されている場合について説明する。PWM信号形成手段21は、電圧  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を受けて図3に示すような6個のセクタに分類し夫々次の演算により信号波  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を形成する。ここで、D1, D2 はオンオフ比率(デュ-ティ)を表す変数、F はデュ-ティに換算するための定数である。

## 【0020】

(1) 電圧ベクトル  $V$  がセクタ1に属する場合

電圧ベクトル  $V$  ( $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ) を、電圧ベクトル  $V_1$  (1, 0, 0) の成分と電圧ベクトル  $V_2$  (1, 1, 0) の成分とに分離して変数 D1, D2 を演算し、これに基づいて信号波  $V_u$ ,  $V_v$  を決定する。セクタ1はW相の非スイッチング期間にあたるため、信号波  $V_w$  はゼロとなる。PWM信号形成手段21は以下の(5)式を用いて演算を行う。

## 【数4】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta \right) \\ D2 = F \cdot V_\beta \\ Vu = D1 + D2 \\ Vv = D2 \\ Vw = 0 \end{array} \right\} \dots \dots (5)$$

30

40

## 【0021】

(2) 電圧ベクトル  $V$  がセクタ2に属する場合

電圧ベクトル  $V$  を、電圧ベクトル  $V_2$ ,  $V_3$  の成分に分離して変数 D1, D2 を求め、これに基づいて信号波  $V_u$ ,  $V_v$  を決定する。信号波  $V_w$  はゼロとなる。演算は、以下の(6)式により行われる。

## 【数5】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D2 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ Vu = D2 \\ Vv = D1 + D2 \\ Vw = 0 \end{array} \right\} \dots (6)$$

10

## 【0022】

(3) 電圧ベクトルVがセクタ3に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV3、V4の成分に分離して変数D1、D2を求め、これに基づいて信号波Vv、Vwを決定する。信号波Vuはゼロとなる。演算は、以下の(7)式により行われる。

## 【数6】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot V\beta \\ D2 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha - \frac{1}{2} V\beta \right) \\ Vu = 0 \\ Vv = D1 + D2 \\ Vw = D2 \end{array} \right\} \dots (7)$$

20

30

## 【0023】

(4) 電圧ベクトルVがセクタ4に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV4、V5の成分に分離して変数D1、D2を求め、これに基づいて信号波Vv、Vwを決定する。信号波Vuはゼロとなる。演算は、以下の(8)式により行われる。

## 【数7】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot (-V\beta) \\ D2 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ Vu = 0 \\ Vv = D2 \\ Vw = D1 + D2 \end{array} \right\} \dots (8)$$

40

## 【0024】

(5) 電圧ベクトルVがセクタ5に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV5、V6の成分に分離して変数D1、D2を求め、

50

これに基づいて信号波  $V_w$ 、 $V_u$  を決定する。信号波  $V_v$  はゼロとなる。演算は、以下の(9)式により行われる。

【数8】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta \right) \\ D2 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta \right) \\ Vu = D2 \\ Vv = 0 \\ Vw = D1 + D2 \end{array} \right\} \dots (9) \quad 10$$

【0025】

(6) 電圧ベクトル  $V$  がセクタ6に属する場合

電圧ベクトル  $V$  を、電圧ベクトル  $V_6$ 、 $V_1$  の成分に分離して変数  $D1$ 、 $D2$  を求め、これに基づいて信号波  $V_w$ 、 $V_u$  を決定する。信号波  $V_v$  はゼロとなる。演算は、以下の(10)式により行われる。

【数9】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha + \frac{1}{2} V_\beta \right) \\ D2 = F \cdot (-V_\beta) \\ Vu = D1 + D2 \\ Vv = 0 \\ Vw = D2 \end{array} \right\} \dots (10) \quad 20$$

30

【0026】

電圧信号  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  は、PWM信号に変換されて図4に示す信号がゲートドライブ回路80、81に出力される。これらは、U相とV相及びUV間の波形を示した図4で分かるように、スイッチングしない期間が各相120度づつある信号でスイッチング損失は2アム分で回路損失は比較的少ないが、スイッチング期間と非スイッチング期間が混在するために正弦波精度は比較的悪い。

【0027】

次に、信号SMにより3相変調が選択されている場合を説明する。次の演算により信号波  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を形成する。

(1) 電圧ベクトル  $V$  がセクタ1に属する場合

電圧ベクトル  $V$  を、電圧ベクトル  $V_1$ 、 $V_2$  の成分に分離して変数  $D1$ 、 $D2$  を求め、さらに零ベクトルに対応した変数  $D0$  を求め、これらに基づいて信号波  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  を決定する。零ベクトルの発生時間に相当する  $D0$  は2分割され、PWM周期における電圧ベクトルは、例えば  $V_0(0, 0, 0)$ 、 $V_1(1, 0, 0)$ 、 $V_2(1, 1, 0)$ 、 $V_7(1, 1, 1)$  の順に切り替えられる。演算は、以下の(11)式により行われる。

40

## 【数10】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha - \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D2 = F \cdot V\beta \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \\ Vv = D2 + \frac{D0}{2} \\ Vw = \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (11)$$

10

## 【0028】

(2) 電圧ベクトルVがセクタ2に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV2、V3の成分に分離して変数D1、D2、D0を求め、これらに基づいて信号波Vu、Vv、Vwを決定する。演算は、以下の(12)式により行われる。

## 【数11】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D2 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = D2 + \frac{D0}{2} \\ Vv = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \\ Vw = \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (12)$$

20

30

## 【0029】

(3) 電圧ベクトルVがセクタ3に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV3、V4の成分に分離して変数D1、D2、D0を求め、これらに基づいて信号波Vu、Vv、Vwを決定する。演算は、以下の(13)式により行われる。

## 【数12】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot V\beta \\ D2 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha - \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = \frac{D0}{2} \\ Vv = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \\ Vw = D2 + \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (13)$$

40

50

## 【0030】

(4) 電圧ベクトルVがセクタ4に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV4、V5の成分に分離して変数D1、D2、D0を求め、これらに基づいて信号波Vu、Vv、Vwを決定する。演算は、以下の(14)式により行われる。

## 【数13】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot (-V\beta) \\ D2 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = \frac{D0}{2} \\ Vv = D2 + \frac{D0}{2} \\ Vw = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (14)$$

10

## 【0031】

(5) 電圧ベクトルVがセクタ5に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV5、V6の成分に分離して変数D1、D2、D0を求め、これらに基づいて信号波Vu、Vv、Vwを決定する。演算は、以下の(15)式により行われる。

## 【数14】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha - \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D2 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha - \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = D2 + \frac{D0}{2} \\ Vv = \frac{D0}{2} \\ Vw = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (15)$$

20  
30

## 【0032】

(6) 電圧ベクトルVがセクタ6に属する場合

電圧ベクトルVを、電圧ベクトルV6、V1の成分に分離して変数D1、D2、D0を求め、これらに基づいて信号波Vu、Vv、Vwを決定する。演算は、以下の(16)式により行われる。

40

## 【数15】

$$\left. \begin{array}{l} D1 = F \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V\alpha + \frac{1}{2} V\beta \right) \\ D2 = F \cdot (-V\beta) \\ D0 = 1 - D1 - D2 \\ Vu = D1 + D2 + \frac{D0}{2} \\ Vv = \frac{D0}{2} \\ Vw = D2 + \frac{D0}{2} \end{array} \right\} \dots (16)$$

10

## 【0033】

電圧信号  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  は、 PWM 信号に変換されて図 5 に示す信号がゲートドライブ回路 80, 81 に出力される。これらは、U 相と V 相及び U V 間の波形を示した図 5 で分かるように、非スイッチング期間が無いので回路損失は比較的多いが、正弦波精度は高い。

ゲートドライブ回路 80, 81 は、3 相電圧の PWM 波形  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を増幅して、通電手段 83 の各ゲート端子にオンオフ信号を供給し、モータ巻線  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$  に対して正弦波 PWM 電圧を発生させる。以って、モータ巻線  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$  には正弦波電流が流れモータが回転駆動されると同時に、その電流は d 軸電流指令  $I_{dr}$  及び q 軸電流指令  $I_{qr}$  に追従する。

## 【0034】

次に、回転位置センサを使用することなくモータの回転角度を推定する動作について説明する。誘起電圧演算手段 22 は、d 軸誘起電圧を (17) 式で演算する。

$$E_d = V_d - R \cdot I_d + L \cdot I_q \quad \dots (17)$$

ここで  $R$  及び  $L$  はモータの定数である。回路上の d q 軸とモータの d q 軸が合致している場合には、d 軸誘起電圧  $E_d$  はゼロになる筈であり、電圧  $E_d$  がゼロで無い場合には軸が合致していないことを示している。電圧  $E_d$  が正の場合はモータの d q 軸に対して回路上の d q 軸が進み位相、電圧  $E_d$  が負の場合にはモータの d q 軸に対して回路上の d q 軸が遅れ位相となることから、角速度演算手段 23 は (18) 式により角速度  $\omega$  を算出する。

$$= o - K \cdot E_d \quad \dots (18)$$

ここで  $K$  はゲイン定数である。角度演算手段 24 は角速度  $\omega$  を積分することで角度  $\theta$  を求めている。これらの処理が繰り返されることにより、回路上の d q 軸とモータの d q 軸が合致するように、角速度  $\omega$  及び角度  $\theta$  が演算される。

## 【0035】

次に q 軸の電流指令の形成動作について説明する。電流指令  $S_I$  は、AD 変換回路 30 を介して q 軸電流指令形成手段 25 に入力されている。q 軸電流指令形成手段 25 は、基本的に電流指令  $S_I$  に応じて q 軸電流指令  $I_{qr}$  を設定して正負の値を出力するが、出力電圧のオーバーフロー条件で q 軸電流指令  $I_{qr}$  にリミットを掛ける。まず、(19) 式により出力電圧  $V_{out}$  (出力線間電圧の振幅) を計算する。

## 【数16】

$$V_{out} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad \dots (19)$$

そして、図 6 に示す関係で電流指令  $S_I$  から q 軸電流指令  $I_{qr}$  を形成する。図 6 は、 $S_I$

50

が正の場合を示しているが、負の場合も同様である。即ち、(20)式となる。

$$\begin{aligned} V_{out} < 0.95 \cdot V_{dc} & I_{qr} = S_I \\ 0.95 \cdot V_{dc} & V_{out} < V_{dc} \quad I_{qr} = 20 \cdot S_I \cdot (V_{dc} - V_{out}) / V_{dc} \\ V_{dc} & V_{out} \quad I_{qr} = 0 \end{aligned} \quad \cdots (20)$$

これにより、電源電圧  $V_{dc}$  と出力電圧  $V_{out}$  を常に監視して、オーバーフロー ( $V_{dc} - V_{out}$ ) しないように  $q$  軸電流指令  $I_{qr}$  を制限するので、オーバーフローによる電圧  $V_{out}$  の歪を原因とする電流波形の乱れは発生しない。この動作により、通常は電流指令  $S_I$  に依存してモータの  $q$  軸電流が制御される。

#### 【0036】

10

次に、 $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  の形成動作について説明する。電力演算手段 26においては、(21)式により電力  $W_m$  を計算する。

$$W_m = 3 \cdot (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) / 2 \quad \cdots (21)$$

この電力  $W_m$  は通常正の値であるが、電流指令  $S_I$  が負となりモータの回転にブレーキをかける時には負の値をとることがある。 $d$  軸電流指令形成手段 27 は、電力  $W_m$  を受けて(22)式で  $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  を求める。

$$I_{dr} = I_{dr} + K_w \cdot W_m \quad \cdots (22)$$

$$\text{但し、 } I_{dr} = 0$$

よって、電力  $W_m$  が正の場合、 $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  はゼロを維持し、電力  $W_m$  が負になったときに  $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  は負方向に変化する。その後に電力  $W_m$  が正に戻ったときには  $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  もゼロ方向に変化する。この動作により  $d$  軸電流が制御されるが、 $d$  軸電流はトルクに寄与しない電流であり、巻線抵抗での熱を発生させる効果がある。電力が負となったとき、即ち、モータの回転にブレーキをかけた場合に発生した電圧が、通電手段 83 を介して電源側に回生する状態となったときに  $d$  軸電流を増加させれば、巻線での発熱により電力を消費して、回生状態を回避することが出来る。

20

#### 【0037】

次に、始動制御手段 28 の作用について図 7 のフローチャートを参照して説明する。始動制御手段 28 は、スタート / ストップ信号  $S_O$  がストップからスタートに変化したときに処理を開始し、これまでに説明した各手段に働きかけて各変数を制御する。

##### (1) 位置決め段階

30

最初はロータの位置決めを行う。この位置決め段階では、 $d$  軸電流指令形成手段 27 に働きかけて電流指令  $I_{dr}$  をゼロから電流指令  $S_I$  に増加させると共に、角速度演算手段 23 の出力 をゼロ、角度演算手段 24 の出力 をゼロに初期化する。 $q$  軸電流指令形成手段 25 による  $I_{qr}$  はゼロに初期化されている。これによりモータに所定の通電が成されてロータは所定の位置に停止する。この際の通電は信号  $S_M$  により 3 相変調に設定する。この位置決め段階は所定時間で終了して次の強制回転段階に移行する。

#### 【0038】

##### (2) 強制回転段階

次の強制回転段階では、角速度演算手段 23 の出力 を増加させることで、角度演算手段 24 の出力 も変化してモータは回転を始める。この際、角速度 の増加は例えば(23)式により行われる。尚、 $K_y$  は定数である。

$$= + K_y \cdot S_I \quad \cdots (23)$$

つまり、電流指令  $S_I$  が小さいときには加速が遅く、大きいときには急加速となるよう制御している。角速度 は低角速度指令  $S_F$  により制限されており、 $S_F$  より大きくならない。従って、低角速度指令  $S_F$  が所定値  $s$  未満の場合は、 $S_F$  の角速度で強制回転を継続する。モータにおいて発生する誘起電圧が小さい低角速度の範囲では、低角速度指令  $S_F$  に応じて回転する。

#### 【0039】

低角速度指令  $S_F$  の値が所定値  $s$  以上の場合について引き続き説明する。角速度  $s$  はモータにおいて誘起電圧が十分に発生する角速度であり、誘起電圧演算手段 22 におい

40

50

て d 軸誘起電圧  $E_d$  の演算が可能となる。角速度  $\omega$  が所定値  $s$  に達したときに次の切換段階に移行する。

### (3) 切換段階

切換段階では、d 軸電流指令  $I_{dr}$  を電流指令  $S_I$  からゼロに、q 軸電流指令  $I_{qr}$  をゼロから電流指令  $S_I$  に角速度  $s$  で変化させる（(24)式）。同時に、角速度演算手段 2 3 の出力  $\omega$  をゼロとして、角度演算手段 2 4 の出力を停止させる。

$$I_{dr} = S_I \cdot \cos(s \cdot t)$$

$$I_{qr} = S_I \cdot \sin(s \cdot t) \quad \dots \quad (24)$$

この切換段階では、更に、誘起電圧演算手段 2 2 の d 軸誘起電圧  $E_d$  を監視している。上記の電流の変化によって d 軸誘起電圧  $E_d$  はプラスからマイナス方向に変化する。  
10 d 軸誘起電圧  $E_d$  がゼロになった時点で、角速度演算手段 2 3 の前記した演算結果を採用して角速度  $\omega$  とする。以降、角速度  $\omega$  は d 軸誘起電圧  $E_d$  に応じて増加するクローズループ状態となり、次の定常段階に移行する。

### 【0040】

#### (4) 定常段階

定常段階では、d 軸電流指令  $I_{dr}$  はゼロ、q 軸電流指令  $I_{qr}$  は電流指令  $S_I$  に応じる。この際、モータの回転数が所定回転数を越えたときには、信号  $S_M$  を 2 相変調側に設定する。以上により、センサレス方式でありながら、電流指令に追従した正弦波電流の始動が可能である。この状態は、スタート / ストップ信号  $S_O$  がストップに変化するまで継続される。  
20

### 【0041】

次に、ブレーキ制御手段 2 9 について図 8 のフローチャートを参照して説明する。ブレーキ制御手段 2 9 は、スタート / ストップ信号  $S_O$  がスタートからストップに変化したときに処理を開始し、各手段に働きかけて各変数を制御する。ブレーキが必要とされるときには、上位 CPU からスピンドルモータ制御装置 1 に対して、例えばスタート / ストップ信号  $S_O$  をストップとすると同時に、負の電流指令  $S_I$  が入力される。

### 【0042】

#### (1) 短絡ブレーキ段階

短絡ブレーキ段階では、信号  $S_M$  を 2 相変調側に設定すると同時に、PI 制御器 1 8, 2 0 に働きかけて電圧  $V_d$ ,  $V_q$  をゼロにする。これにより、PWM 信号形成手段 2 1 の出力は 3 相共「ロー」となって、通電手段 8 3 の下側 FET・Fx, Fy, Fz がオンする。以って巻線 Lu, Lv, Lw は下側 FET・Fx, Fy, Fz を介して短絡状態となり、ブレーキ力が発生する。この短絡ブレーキ段階は、所定回転数以上の場合は所定時間以内で継続され、この条件から外れたときに次の回生ブレーキ段階に移行する。  
30

### 【0043】

#### (2) 回生ブレーキ段階

回生ブレーキ段階では、負の電流指令  $S_I$  から q 軸電流指令形成手段 2 5 を介して負の q 軸電流指令  $I_{qr}$  が形成され、電流制御ループによりモータの q 軸電流が制御される。これと同時に、電力演算手段 2 6 により電力が演算されて、負の場合には d 軸電流指令形成手段 2 7 により負の d 軸電流指令  $I_{dr}$  が形成される。以上により、電力が負にならないように制御されたブレーキ動作が行われる。また、ブレーキ力は電流指令  $S_I$  に依存する。信号  $S_M$  は、回転数に応じて 2 相変調 / 3 相変調が切替え設定される。回生ブレーキ段階によりモータは減速されるが、低速回転では誘起電圧の検出によるモータ回転角の推定に限界が生じる。即ち、所定回転数  $s$  以下になった場合は回生ブレーキ段階が継続できなくなるために、次の位置決め段階に移行する。  
40

### 【0044】

#### (3) 位置決め段階

位置決め段階では、角速度演算手段 2 3 の出力をゼロとすることで角度演算手段 2 4 の出力を固定する。これと同時に、d 軸電流指令形成手段 2 7 に働きかけて電流指令  $I_{dr}$  をゼロから電流指令  $S_I$  の絶対値に増加させると共に、q 軸電流指令形成手段 2 5 によ  
50

る  $I_{qr}$  はゼロにする。すると位置決めのトルクが発生してモータは停止する。この位置決め段階は所定時間継続後に終了する。

#### 【0045】

以上のように本実施例によれば、電流変換手段 16 は、永久磁石モータの 3 相巻線  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$  に流れる電流から磁束軸方向成分である  $d$  軸電流とトルク軸方向成分である  $q$  軸電流とを演算し、 $d$  軸電流指令形成手段 27 は、永久磁石モータの電力  $W_m$  に基づいて  $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  を演算し、 $q$  軸電流指令形成手段 25 は、外部より与えられる電流指令  $S_I$  に基づいて  $q$  軸電流指令  $I_{qr}$  を演算する。また、PI 制御器 18 及び 20 は、 $d$  軸及び  $q$  軸電流指令  $I_{dr}$  及び  $I_{qr}$  と  $d$  軸及び  $q$  軸電流  $I_d$  及び  $I_q$  とに基づいて  $d$  軸及び  $q$  軸電圧  $V_d$  及び  $V_q$  を演算する。10

#### 【0046】

そして、誘起電圧演算手段 22 が  $d$  軸及び  $q$  軸電流  $I_d$  及び  $I_q$  と  $d$  軸電圧  $V_d$  とに基づいて  $d$  軸誘起電圧  $E_d$  を演算すると、角速度演算手段 23 は、その  $d$  軸誘起電圧  $E_d$  に基づいてロータの角速度  $\omega$  を決定し、角度演算手段 24 は、その角速度からロータの回転位置  $\theta$  を推定する。更に、PWM 信号形成手段 21 は、 $d$  軸及び  $q$  軸電圧  $V_d$  及び  $V_q$  並びに前記回転位置  $\theta$  から 3 相の PWM 信号  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  を形成し、通電手段 83 は、3 相 PWM 信号  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  に基づいて永久磁石モータの巻線  $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$  に通電を行なうようにした。

従って、センサレス方式により永久磁石モータに正弦波通電を実行できるので、低コストで高効率のスピンドルモータ駆動を行うことができる。また、ベクトル制御によりモータ電流を  $d/q$  軸に分離し、加速中にはトルクの発生に寄与しない  $d$  軸電流  $I_d$  をゼロに制御するので、電圧制御の場合と比較して加速能力を最大化できる。20

#### 【0047】

また、始動制御手段 28 は、通電手段 83 を制御することでモータの位置決めを行うと、強制転流によりモータの始動を開始させ、強制転流から 3 相 PWM 信号  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  に基づく通電に切り換えることで始動制御を行うので、センサレス方式でも安定して始動を行うことができる。そして、強制回転中の加速度を電流指令  $S_I$  の関数として制御するので、幅広い電流指令に対応した始動が可能である。更に、始動制御手段 28 は、外部からの低速指令  $S_F$  を受けた場合に、強制転流で角速度  $\omega$  を制御して低速回転を行うので、センサレスペクトル制御方式であっても低角速度領域での回転が可能となり、DVD、CD、HDD などの複数のディスク記録媒体を回転駆動できる。30

#### 【0048】

また、ブレーキ制御手段 29 は、永久磁石モータの回転にブレーキをかける場合に、所定時間若しくは所定回転数以上で短絡ブレーキを行った後、外部より与えられる負の電流指令  $S_I$  に対応して巻線に通電を行い位置決めを行うように制御するので、センサレス方式でも安定した停止動作が実現できる。そして、 $d$  軸電流指令形成手段 27 は、モータにブレーキを作用させる場合に  $d$  軸電流指令  $I_{dr}$  を出力してモータ電力を制御するようにした。即ち、従来構成では、ブレーキ時に発生する回生電力によって電源電圧が上昇し、制御  $I_C$  が破壊されてしまうおそれがあったが、本発明によれば回生電力による電源電圧の上昇を抑制することができる。40

#### 【0049】

また、PWM 信号形成手段 21 は、2 相変調及び 3 相変調に応じた出力波形を選択可能であり、永久磁石モータの低速回転領域で 3 相変調を選択し、高速回転領域で 2 相変調を選択するので、低角速度領域では波形精度を重視して 3 相変調を行い、高角速度領域では 2 相変調を行うことでスイッチング損失を低減して発熱を抑制できる。加えて、 $q$  軸電流指令形成手段 25 は、出力電圧振幅  $V_{out}$  を演算し、電源電圧  $V_{dc}$  との比較結果に応じて  $q$  軸電流指令  $I_{qr}$  を制限するので、出力電圧のオーバーフローを防止して正弦波電流の歪による振動を抑制することができる。

#### 【0050】

(第 2 実施例)

図9は本発明の第2実施例を示すものであり、第1実施例と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてのみ説明する。第2実施例のスピンドルモータ制御装置40は、スピンドルモータ制御装置1の内、図9の破線で囲んだ部分を例えればマイクロコンピュータ41などの演算器を用いて構成し、ベクトル制御演算を、PWM周期またはその整数倍の周期で実行するように構成したものである。

#### 【0051】

##### (第3実施例)

図10は本発明の第3実施例を示すものである。第3実施例のスピンドルモータ制御装置42は、図10の破線で囲んだ部分をマイクロコンピュータ43などにより構成してソフトウェアで演算処理を行なう。そして、第1実施例におけるPWM信号形成手段21に相当する部分は、PWM信号形成手段51と電圧変換手段52とに置き換えられている。マイクロコンピュータ43の電圧演算手段52は、電圧 $V_d$ ,  $V_q$ を受けて(25)式により、電圧の振幅 $V_{amp}$ と位相 $V_{phs}$ とを出力する。

#### 【数17】

$$\left. \begin{aligned} V_{amp} &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \\ V_{phs} &= \text{arc tan}(-V_d/V_q) \end{aligned} \right\} \dots (25)$$

10

20

そして、角度演算手段24はハード処理化されており、角度 $\theta$ を出力している。同じくハード処理化されているPWM信号形成手段51は、2相変調/3相変調の3相波形をROMチップで保有しており、 $(\theta + V_{phs})$ をアドレスとして読み出す。読み出した3相データに電圧振幅 $V_{amp}$ を乗算した後、PWM信号に変換して出力する。

#### 【0052】

角度演算手段24及びPWM信号形成手段51は、演算処理をPWM周期またはその整数倍の周期で実行し、マイクロコンピュータ43におけるソフトウェア処理は、それよりも長い周期で実行される。以上のように構成された第3実施例によれば、能力の低いマイクロコンピュータを使用することができ、低成本のスピンドルモータ制御装置42を実現できる。

30

#### 【0053】

本発明は上記し又は図面に記載した実施例にのみ限定されるものではなく、以下のような変形が可能である。

3相巻線のうち2相のみにシャント抵抗を配置したが、3相バランスを取るために3相全ての巻線にシャント抵抗を配置することが望ましい。

必ずしも回転速度に応じて2相変調と3相変調とを切替える必要はなく、全ての回転速度に亘って3相変調のみを行っても良い。

40

モータを始動させる場合のシーケンスは図7に示すものに限らない。例えば、(3)の切換段階を省略しても良い。

#### 【0054】

また、始動シーケンスの(2)強制回転段階においては、必ずしも加速率をq軸電流指令 $I_{qr}$ に応じて変化させる必要はなく、加速率を一定に設定しても良い。

低速回転制御手段は、個別の設計に応じて低速回転を行う必要がある場合に設ければ良い。

q軸電流指令 $I_{qr}$ を、出力電圧振幅 $V_{out}$ と電源電圧 $V_{dc}$ との比較結果に応じて制限する処理も、必要に応じて行えば良い。

また、回転中のモータにブレーキをかけて停止させる場合のシーケンスは図8に示すも

50

のに限らない。例えば、(1)の短絡ブレーキ段階、または(2)の回生ブレーキ段階を省略しても良い。

【図面の簡単な説明】

【0055】

【図1】本発明の第1実施例であり、スピンドルモータ制御装置の構成を示す機能プロック図

【図2】電流検出回路の構成を示す図

【図3】電圧ベクトルのベクトル図

【図4】2相変調を用いた場合の波形図

【図5】3相変調を用いた場合の波形図

10

【図6】出力電圧 $V_{out}$ とq軸電流指令 $I_{qr}$ との関係を示す図

【図7】始動制御手段によるモータの始動シーケンスを示すフローチャート

【図8】ブレーキ制御手段によるモータの制動シーケンスを示すフローチャート

【図9】本発明の第2実施例を示す図1相当図

【図10】本発明の第3実施例を示す図1相当図

【図11】従来技術を示す図1相当図

【図12】位置センサ信号及び出力電流、出力電圧波形を示す図

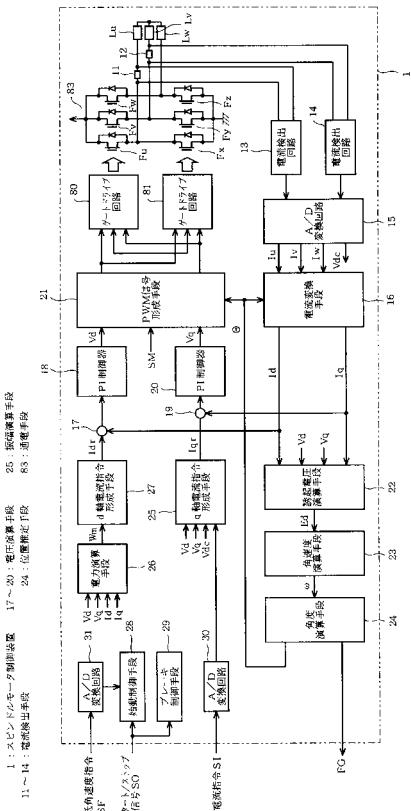
【符号の説明】

【0056】

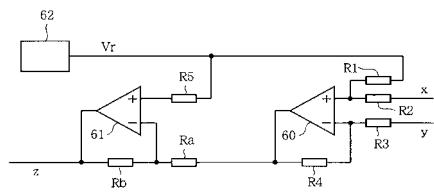
図面中、1はスピンドルモータ制御装置、 $L_u$ ,  $L_v$ ,  $L_w$ は巻線、11, 12はシャント抵抗（電流検出手段）、13, 14は電流検出回路（電流検出手段）、16は電流変換手段、17は比較器（電圧演算手段）、18はPI制御器（電圧演算手段）、19は比較器（電圧演算手段）、20はPI制御器（電圧演算手段）、21はPWM信号形成手段、22は誘起電圧演算手段、23は角速度演算手段、24は角度演算手段（位置推定手段）、25はq軸電流指令形成手段（振幅演算手段）、26は電力演算手段、27はd軸電流指令形成手段、40スピンドルモータ制御装置、41はマイクロコンピュータ、42スピンドルモータ制御装置、43はマイクロコンピュータ、51はPWM信号形成手段、52は電圧変換手段、83は通電手段である。

20

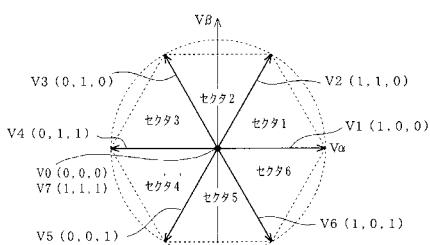
【図1】



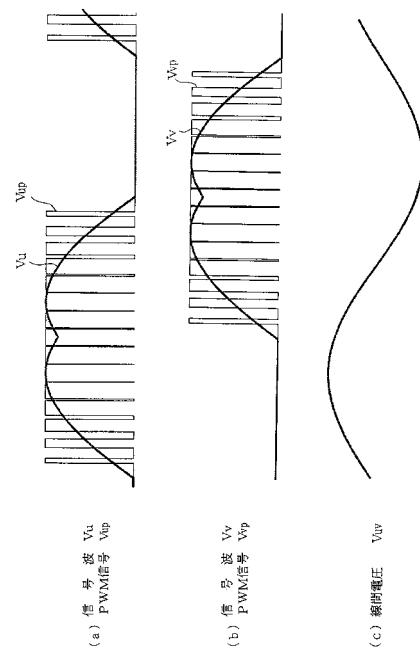
【図2】



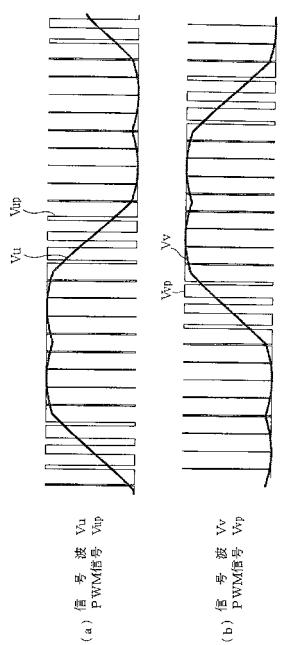
【図3】



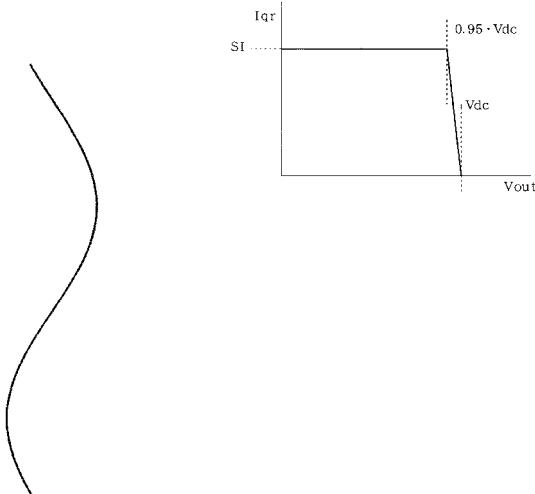
【図4】



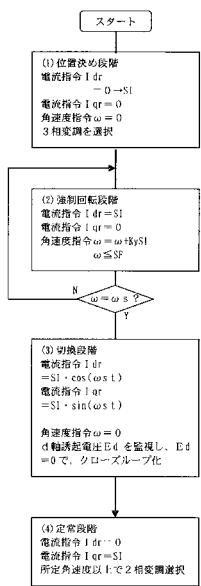
【図5】



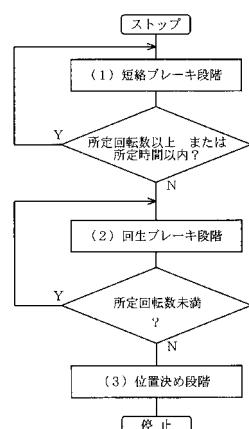
【図6】



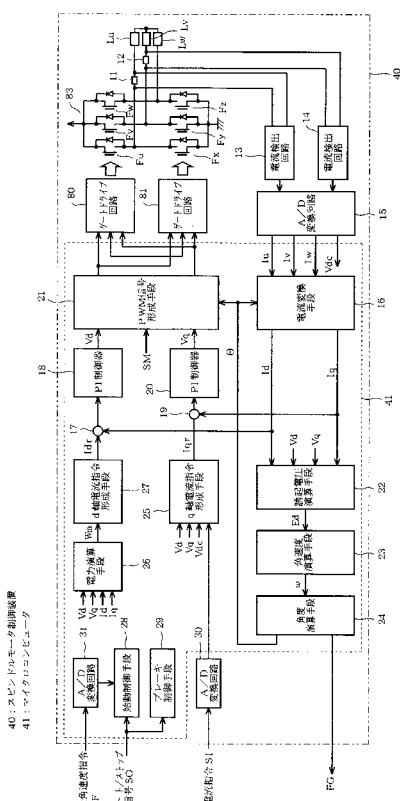
【図7】



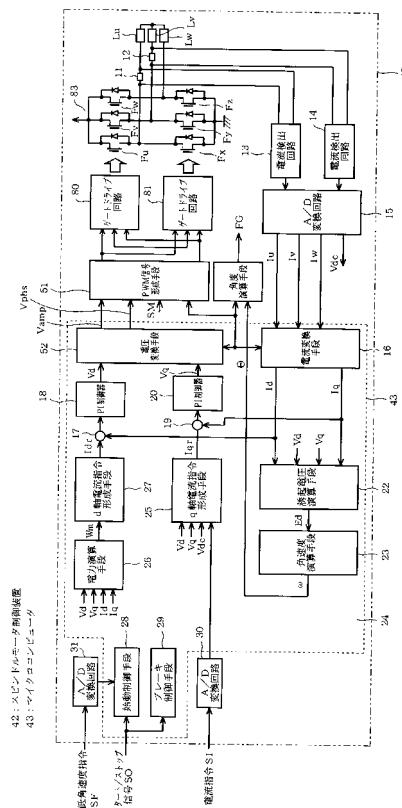
【図8】



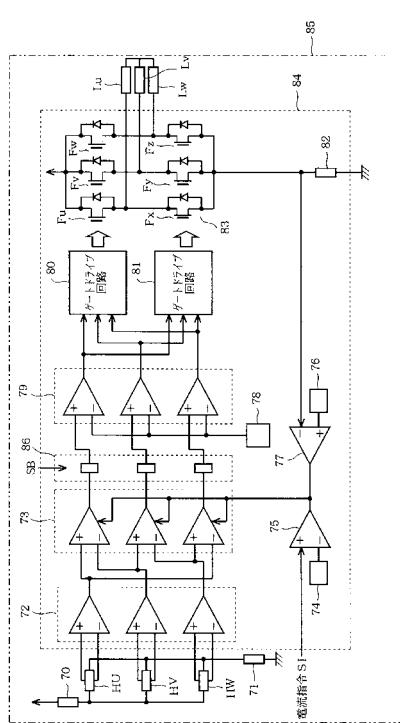
【図9】



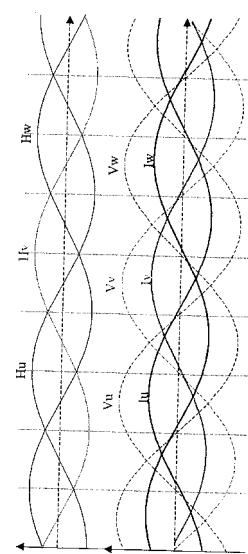
【図10】



【図 1 1】



【 図 1 2 】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開2001-095300(JP,A)  
特開2004-072906(JP,A)  
特開平06-022588(JP,A)  
特開昭62-064290(JP,A)  
特開2003-199381(JP,A)  
特開平07-236295(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 02 P	6 / 18
H 02 P	6 / 20
H 02 P	6 / 10
H 02 P	6 / 06
H 02 P	27 / 06