

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4983457号  
(P4983457)

(45) 発行日 平成24年7月25日(2012.7.25)

(24) 登録日 平成24年5月11日(2012.5.11)

(51) Int.Cl.

H02P 27/06 (2006.01)

F I

H02P 7/63 303V

請求項の数 2 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2007-190320 (P2007-190320)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成19年7月23日 (2007.7.23)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2009-27871 (P2009-27871A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成21年2月5日 (2009.2.5)	(74) 代理人	100109667
審査請求日	平成20年10月8日 (2008.10.8)		弁理士 内藤 浩樹
		(74) 代理人	100109151
			弁理士 永野 大介
		(74) 代理人	100120156
			弁理士 藤井 兼太郎
		(72) 発明者	木内 光幸
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	萩原 久
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と、前記直流電源の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路により駆動され永久磁石からなるロータより構成される永久磁石同期モータと、前記永久磁石同期モータにより駆動される負荷と、前記直流電源の直流ピーク電流を検出する電流検出手段と、前記インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段と、前記周波数設定手段と前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路出力電圧を制御して前記モータを所定周波数で正弦波駆動する制御手段よりなり、前記電流検出手段の出力信号の変化を検出する電流変化検知手段により前記インバータ回路出力周波数を補正するようにしたモータ駆動装置。

【請求項2】

制御手段は、インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段と、直流電源の直流ピーク電流を検出する電流検出手段の出力信号の変化を検出する電流変化検知手段と、前記電流変化検知手段の出力信号に応じて前記インバータ回路出力周波数を補正する周波数補正手段よりなり、前記電流変化検知手段は直流あるいは低周波信号をカットするハイパスフィルターより構成され、前記電流変化検知信号に応じて前記インバータ回路出力周波数を制御し安定化制御するようにした請求項1記載のモータ駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はモータ駆動装置に関するもので、特に永久磁石モータのV/f制御によるモータ制御手段に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、この種のモータ駆動装置は、シャント抵抗によりインバータ回路直流電流を検出し、直流電流よりモータ有効電流Iを推定演算してモータ電流が所定値となるようにV/f制御するようにしていた（例えば、特許文献1参照）。

【特許文献1】特開2005-218273号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0003】

しかし、従来のモータ駆動装置はインバータ回路スイッチング状態に応じて変化するシャント抵抗電圧から直流平均電流を検出するために、フィルター回路と積分回路（平均回路）を用いるため回路が複雑となり、電流検知精度を高くすると電流検知応答性が悪くなる課題があった。さらに、永久磁石モータのV/f制御はロータ位置を演算推定しないセンサレス制御方式のため乱調が発生し易く、制御応答性が悪いとさらに乱調が発生し易くなるので、検知精度と制御応答性がトレードオフとなる課題があった。

【0004】

また、従来方式はモータ有効電流Iを推定演算して駆動周波数を変更する方式なので、負荷トルクが増加すると回転数が低下し目標回転数に制御できない課題があった。

20

【0005】

本発明は、上記従来の課題を解決するもので、モータピーク電流に相当する直流ピーク電流を検知し、直流ピーク電流に応じてインバータ回路出力電圧を制御するものであり、負荷変動による回転数変動が非常に少なく、電流検知精度と検知応答性に優れ、そのため制御応答性も良く、さらに負荷トルクに応じてモータ電流位相がほぼq軸と同相となるようにインバータ回路出力電圧を制御するので高効率運転が可能となる。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記従来の課題を解決するために、本発明のモータ駆動装置は、直流電源と、前記直流電源の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路により駆動され永久磁石からなるロータより構成される永久磁石同期モータと、前記永久磁石同期モータにより駆動される負荷と、前記直流電源の直流ピーク電流を検出する電流検出手段と、前記インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段と、前記周波数設定手段と前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路出力電圧を制御して前記モータを所定周波数で正弦波駆動する制御手段よりなり、前記電流検出手段の出力信号の変化を検出する電流変化検知手段により前記インバータ回路出力周波数を補正するようにしたものである。

30

【発明の効果】

【0007】

本発明のモータ駆動装置は、インバータ回路直流電流のピーク値とその電流変化を検知してモータ電流位相がほぼモータ誘起電圧位相と同相となるようにインバータ回路出力電圧と出力周波数を制御するものであり、座標変換無しでセンサレス正弦波駆動できるので制御プログラムが簡単となり、高速演算が不要の安価なプロセッサと電流検知手段により構成でき、モータピーク電流に等しい直流ピーク電流を直接検知するため制御応答性能に優れ、信頼性の高いモータ駆動装置を実現できる。さらに、モータ電流位相がほぼモータ誘起電圧位相と同相となるのでモータの高効率運転が可能となり、電流変化信号によりインバータ周波数を補正するので負荷トルクが変動しても回転数変動が少なく常に安定動作が可能となる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

50

第1の発明は、直流電源と、前記直流電源の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路により駆動され永久磁石からなるロータより構成される永久磁石同期モータと、前記永久磁石同期モータにより駆動される負荷と、前記直流電源の直流ピーク電流を検出する電流検出手段と、前記インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段と、前記周波数設定手段と前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路出力電圧を制御して前記モータを所定周波数で正弦波駆動する制御手段よりなり、前記電流検出手段の出力信号の変化を検出する電流変化検知手段により前記インバータ回路出力周波数を補正するようにしたものであり、シャント抵抗1つの簡単な電流検知手段によりセンサレス正弦波駆動が可能であり、プロセッサとモータ制御プログラムが簡単になり、回転数変動が少なく制御応答性と安定性に優れた高効率の安価で信頼性の高いモータ駆動装置を実現できる。

10

## 【0009】

第2の発明は、第1の発明における制御手段は、インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段と、直流電源の直流ピーク電流を検出する電流検出手段の出力信号の変化を検出する電流変化検知手段と、前記電流変化検知手段の出力信号に応じて前記インバータ回路出力周波数を補正する周波数補正手段よりなり、前記電流変化検知手段は直流あるいは低周波信号をカットするハイパスフィルタより構成され、前記電流変化検知信号に応じて前記インバータ回路出力周波数を制御し安定化制御するようにしたものであり、ロータ磁石軸とインバータ回路出力電圧軸の位相差、すなわち、内部相差角が負荷トルクに応じて変化し、電流検出手段出力信号も同様に変わるので、電流変化信号を周波数にフ

20

## 【0010】

また、交流成分である電流変化信号をハイパスフィルタにより検出でき、電流変化信号によりインバータ出力周波数を変えることにより負荷トルクに応じて内部相差角を瞬時に制御できるので、急峻な負荷トルク変動に対しても安定化制御が可能となる。

## 【0011】

(実施の形態1)

図1は、本発明の第1の実施の形態におけるモータ駆動装置のブロック図を示すものである。

30

## 【0012】

図1において、交流電源1より整流回路よりなる直流電源回路に交流電力を加えて直流電源2を構成し、3相フルブリッジインバータ回路3により直流電力を3相交流電力に変換して永久磁石より構成されたロータよりなるモータ4を駆動する。直流電源2は、全波整流回路20の直流出力端子にコンデンサ21a、21bを直列接続し、コンデンサ21a、21bの接続点を交流電源入力の方の端子に接続して倍電圧整流回路を構成し、インバータ回路3への印加電圧を高くし電流を減らしてインバータ回路損失を減らす。モータ4はファン、あるいはポンプなどのモータ負荷5を駆動する。インバータ回路3の負電圧側に電流検出手段6を接続し、インバータ回路3に流れるピーク電流を検出することによりインバータ回路3の出力電流、すなわち、モータ4のピーク電流、あるいは、回転磁界に相当する駆動電流を検出する。

40

## 【0013】

電流検出手段6は、いわゆる1シャント方式と呼ばれるもので、インバータ回路3の下アームトランジスタのエミッタ端子側に接続されたシャント抵抗60と、シャント抵抗60に流れるピーク電流を検知する増幅回路とピークホールド回路よりなる電流検知回路61より構成される。ピークホールド回路をプロセッサ内部に構成し、最大値をプロセッサ内部のソフトウェアで比較する方式でも可能である。

## 【0014】

1シャント方式は、キャリア周波数が高い場合や、変調度が大きくなった場合には電流検出不可領域が出現するので、各位相に対応した瞬時電流を検出する場合には3シャ

50

ト方式の方が優れているが、本発明においてはモータ正弦波電流のピーク値に対応した電流のみ検出すればよいので、1シャント方式の方が回路構成が簡単となる。

【0015】

制御手段7は、モータ4のピーク電流に相当する直流電流のピーク値を検出し、直流ピーク電流に応じてインバータ回路3の出力電圧と出力周波数を制御するもので、インバータ回路出力周波数を設定する周波数設定手段70と、インバータ出力周波数にほぼ比例した電圧を生成する電圧制御手段71と、電流検出手段6により検出された直流ピーク電流信号 $i_p$ に応じてインバータ回路出力電圧を補正する電圧補正手段72と、直流電流ピーク電流信号 $i_p$ の電流変化信号 $i_p$ 、すなわち、交流成分信号を検出する電流変化検知手段73と、電流変化検知手段73の電流変化信号 $i_p$ により周波数設定手段70の出力周波数信号を補正する周波数補正手段74と、周波数補正手段74の角周波数信号 $\omega$ を積分して位相信号 $\theta$ を発生させる位相生成手段75と、電圧制御手段71の出力信号 $V$ と位相生成手段75の位相信号 $\theta$ より3相正弦波信号を発生させてPWM信号生成する正弦波PWM制御手段76より構成される。正弦波PWM制御手段76の出力信号はインバータ回路3のパワースイッチング手段(図示せず)の制御端子(ゲート信号端子)に加えられる。

10

【0016】

電圧制御手段71は、インバータ周波数 $f$ に比例した電圧を発生する $V/f$ 制御部71aと電圧加算部71bより構成し、 $V/f$ 制御部71aの出力信号は電圧補正手段72に加えられ、電圧補正手段72は、電流検出手段6の電流信号 $i_p$ と $V/f$ 制御部71aの出力信号から電圧補正信号 $V_c$ を発生させ、電圧加算部71bに電圧補正信号 $V_c$ を加える。電圧制御手段71の出力信号 $V$ は、インバータ出力周波数 $f$ にモータの誘起電圧定数 $K_e$ を掛けた値 $V_f (= K_e \times f)$ 、すなわち、モータ誘起電圧 $E_m$ に対応した値に、電圧補正信号 $V_c$ を加えた値となり、数式1より求められる。

20

【0017】

【数1】

$$V_\delta = V_s + K_e \cdot \omega + \Delta V_\delta$$

【0018】

ここで、 $V_s$ は起動電圧であり、負荷の起動トルクと慣性モーメントに応じて決定される。正弦波PWM制御手段76は、電圧制御信号 $V$ と位相信号 $\theta$ から数式2より求められる正弦波信号を生成し、数式2より求められた正弦波信号 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ をキャリア信号(三角波信号、あるいは鋸歯状波信号)と比較してPWM信号を生成する。

30

【0019】

【数2】

$$v_u = V_\delta \sin \theta$$

$$v_v = V_\delta \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_w = V_\delta \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

40

【0020】

電圧補正手段72は、モータ電流ピーク値 $I_p$ に応じてインバータ回路出力電圧を制御するもので、モータ電流位相を $q$ 軸とほぼ同相、すなわち、モータ誘起電圧位相とモータ電流位相がほぼ同相となるように電圧補正する。インバータ出力周波数 $f$ と、直流電流ピーク値 $i_p$ に対応した所定の関数演算、あるいはルックアップテーブルにより電圧補正信号 $V_c$ を発生させる。電流ピーク値 $I_p$ 、モータコイルインダクタンス $L$ 、コイル抵抗 $R$ 、モータ誘起電圧定数 $K_e$ 、駆動周波数 $f$ がわかれば、ほぼ正確に $q$ 軸と同相にすることができる。高回転数ではコイル抵抗 $R$ は無視できるので、コイルインダクタンス $L$ と誘起電圧定数 $K_e$ がモータパラメータとなり、位置推定するセンサレス駆動方式と比較して

50

本発明に於けるV/f制御方式は制御パラメータが少なくてよい特長がある。

【0021】

図2は本発明による表面磁石型同期モータ(SPM SM)の制御ベクトル図であり、モータ誘起電圧ベクトル $E_m$ 、モータ印加電圧ベクトル $V$ 、モータ電流ベクトル $I$ 、およびモータコイル電圧ベクトル $L I$ と、モータの磁石軸d-q座標とモータ印加電圧座標の関係を示している。高速回転時にはモータコイルインピーダンス $L$ に比較してコイル抵抗は非常に小さいのでコイル抵抗による電圧ベクトルは無視できる。 $I_d$ 、 $I_q$ はd-q座標へベクトル分解した電流、 $I_q$ はd-q座標へベクトル分解した値を示している。 $I_d$ はほぼ零となるので表示していない。モータ印加電圧座標(d-q座標)はd-q座標よりも負荷角(内部相差角)進角し、モータ印加電圧 $V_a$ はd軸電圧と等しく、q軸のみ制御するため、 $V_a = V$ 、 $V_q = 0$ となるので座標逆変換は不要である。モータ誘起電圧 $E_m$ はq軸上となり、モータ電流 $I$ は、定格負荷でほぼq軸電流 $I_q$ と等しくなるようにモータ印加電圧 $V$ を設定する。すなわち、誘起電圧ベクトル $E_m$ とコイル電圧ベクトル $L I$ がほぼ直角となるように印加電圧 $V$ を設定する。よって、モータピーク電流 $I_p$ はq軸電流 $I_q$ とほぼ等しくなる。モータ印加電圧 $V_a (= V)$ と電流 $I$ の位相(力率角)は負荷角と等しくなる。

10

【0022】

永久磁石モータ4を電圧制御すると乱調が発生し制御安定性が悪いので、周波数制御を加えることにより、安定性を向上でき乱調を抑制できることは以前より知られており、文献1においても説明されている。周波数補正手段74は、図1に示すようにピーク電流変化信号 $i_p$ に比例した信号をインバータ出力信号1にフィードバックするもので、その出力信号1は数式3により与えられる。ここで、 $K_f$ は比例定数である。

20

【0023】

【数3】

$$\omega_1 = \omega - \Delta\omega = \omega - K_f \cdot \Delta i_p$$

【0024】

図3はインバータ出力電圧と周波数、及び周波数補正ゲインの起動制御方法を示す。

【0025】

起動開始してから目標回転数まで直線的に出力電圧 $V$ と設定周波数 $f$ を増加させる、いわゆるV/f制御を行い、周波数補正ゲイン $K_f$ も周波数 $f$ に比例して増加させる。周波数 $f$ に応じて周波数補正ゲイン $K_f$ を変更することにより、起動低速時におけるモータ回転数変動を低下させることができ、モータ電流を正弦波に近づけて起動電流を大きくすることができる特長がある。図に示す $K_{fa}$ は、周波数 $f$ に比例して直線的に増加させる場合を示し、 $K_{fb}$ は所定周波数 $f_b$ (図示せず)に達してから直線的に定常時の周波数補正ゲイン $K_f$ まで変更する実施例を示している。

30

【0026】

目標回転数に達するまでの起動時間 $t_s$ は、負荷トルクと慣性モーメントに応じて変化させることにより乱調を減少させることができる。すなわち、慣性モーメントが大きいほど起動時間 $t_s$ を長くすると起動トルクを減らし乱調を抑制することができる。

【0027】

図3は、周波数補正ゲインを設定周波数 $f$ に応じて制御する実施例を示したが、電圧補正ゲインも設定周波数 $f$ に応じて制御するとよい。ただし、電圧補正する補正電圧 $V_c$ はV/f制御電圧 $V_f (= K_e \times \omega)$ に比例して補正されるので、周波数に比例して電圧補正されていることとなる。

40

【0028】

図4は2相変調時のPWM信号とシャント抵抗電圧波形を示す。

【0029】

図4において $v_c$ は三角波キャリア信号、 $v_u$ 、 $v_v$ はそれぞれu相、v相の変調信号、 $u_p$ 、 $v_p$ 、 $w_p$ はUVW各相の上アーム制御信号、 $V_{sh}$ はシャント抵抗電圧波形を示す。w相下アームトランジスタは強制的に導通させるので、w相変調信号は示していな

50

い。

【0030】

2相変調においてモータピーク電流が現れるパターンは、図4に示すように1相の上アームのみオンしている区間( $t_0 \sim t_2$ 、 $t_4 \sim t_5$ )、あるいは2相の上アームがオンしている区間( $t_5 \sim t_7$ )に現れる。2相変調は3相変調と異なり2相のみPWM制御されるのでピーク電流が現れる区間が広がるのでピーク電流検出が容易となる。

【0031】

図5は、UVW各相の2変調信号波形と各相電流がシャント抵抗に現れる位相を示している。0から $1/3$ までの区間はW相電流 $I_w$ とV相電流 $I_v$ 、 $1/3$ から $2/3$ までの区間はU相電流 $I_u$ とV相電流 $I_v$ 、 $2/3$ からまでの区間はU相電流 $I_u$ とW相電流 $I_w$ と、順次各相電流が現れる。電流ピーク値が現れる区間は図の矢印で示しているように、各相の中性点からの電圧がピークとなる位相から $30$ 度遅れるので、2相変調の2つのピーク近傍で正と負の各相電流のピーク値が出現する。すなわち、区間0から $1/3$ は $I_w$ のピーク値、区間 $1/3$ から $2/3$ は $I_v$ のピーク値、区間 $2/3$ からまでは $I_u$ のピーク値と、1周期で計6回ピーク値が出現する。電流位相が電圧位相よりも $30$ 度遅れた場合にはピーク電流の検出は容易であるが、 $60$ 度遅れるとパルス幅が狭くなって電流検出が困難となることを示している。しかしながら、IPMSMの場合には、電圧位相と電流位相の力率角は小さくなるので、電流ピーク値の検出は容易であり、SPMSMの場合は進角の程度はわずかで、ほとんど誘起電圧位相となり力率角が $30$ 度以上大きくなる場合は非常にまれであり、実用上ほとんど問題は発生しない。

【0032】

1シャント電流検知方式で、かつ、後ほど説明するように電圧増幅器とピークホールド回路より構成するピークホールド回路方式は、ハードウェア構成が簡単なだけでなくプロセッサのソフトウェアにも負担が少なく簡単となる特長がある。また、電流検出するA/D変換タイミングは、インバータ回路のスイッチングトランジスタが全てオン又はオフしているキャリア信号の谷、あるいはピーク(図4の $t_0$ 、 $t_3$ 、 $t_6$ )でよく、電流検出が簡単で、かつ、ノイズにも強い特長がある。

【0033】

以上2相変調時の波形について説明したが、2相変調の方が電流ピーク値となるパルス幅が広がる以外、3相変調でも基本的に同じである。

【0034】

図6は、ピーク電流を検出する電流検知回路61の具体的な実施例を示す。

【0035】

高速演算増幅器610の非反転入力端子をシャント抵抗60に接続し、高速演算増幅器610の出力端子にダイオード611のアノード端子を接続し、ダイオード611のカソード端子から帰還抵抗612を高速演算増幅器610の反転入力端子に接続し、反転入力端子とグランド間に接地抵抗613を接続して非反転増幅器を構成する。ダイオード611のカソード端子とグランド間にピークホールドコンデンサ614を接続し電流信号をピークホールドする。帰還抵抗612と接地抵抗613は放電抵抗の役割をする。放電抵抗とピークホールドコンデンサ614よりなる放電時定数は、インバータ駆動周波数1周期に6回ピーク電流を検知できるので、インバータ駆動周波数の周期の数倍から数10倍に設定するとよい。放電時定数を短くするほど応答性能は早くなるが、高周波成分が増加し、後ほど説明する周波数補正信号成分が増加してインバータ駆動周波数変動が大きくなる課題が生じる。以上のようにすると信号ピーク値を増幅する帰還増幅器を簡単安価に構成でき、モータピーク電流に対応した電流信号を直流電圧信号に変換でき、帰還抵抗612と接地抵抗613によってゲインが決定され、電流検知回路61の出力信号ピーク値 $v_{ip}$ はダイオードの温度特性の影響を受けない特長がある。モータピーク電流を簡単なピークホールド回路により直流信号に変換することは、座標変換と同じことであり、プロセッサによる座標変換演算不要の制御方式が実現できることを意味している。

【0036】

10

20

30

40

50

以上述べたように、本発明による実施の形態 1 においては、モータ電流のピーク値に相当する直流電流ピーク値を検出し、直流電流ピーク値に応じてインバータ回路出力電圧を補正制御するものであり、モータ電流ピーク値を直接検出できるので座標変換不要となり、モータ印加電圧ピーク値を制御するので座標逆変換不要となる。

【 0 0 3 7 】

また、電流変化検知手段と周波数補正手段によりトルク変動による乱調を防止でき、常に電流位相を q 軸に近づけることができるので、負荷トルクが増大した場合でもほとんど駆動周波数を低下させずにモータ電流を増加させ負荷トルクに応じた最適運転が可能となる。

【 0 0 3 8 】

さらに、高速 A / D 変換手段や高速演算手段無しでも制御できるため、安価なプロセッサと簡単な制御プログラム、あるいは専用 IC でセンサレス正弦波駆動可能なモータ駆動装置を実現できる。また、1 シャント方式の如き簡単で安価な電流センサによりモータピーク電流に相当する直流ピーク電流を検出すればよく、さらに、ピーク電流に応じてモータ誘起電圧とモータコイル電圧のベクトル和がインバータ出力電圧ベクトルとほぼ直角 3 角形となるように制御することによりモータ電流位相と誘起電圧位相をほぼ等しくできるので、負荷トルク電流追尾動作となり、負荷トルクに応じて最大効率運転が可能で、かつ、負荷トルクに応じてモータ電流が自動的に最適値に制御される。

【 0 0 3 9 】

なお、図 2 のベクトル図から明らかなように、モータ印加電圧  $V_a (= V)$  を調整することにより q 軸からのモータ電流位相を制御できる。モータ印加電圧  $V_a$  を小さく設定すると進み角制御となり、大きく設定すると遅れ角となる。遅れ角制御すると制御は安定となるが電圧飽和し易いので、高速運転する場合には進み角制御が一般に使用される。進み角制御すると乱調が発生し易く不安定となるので、周波数フィードバックにより安定化制御する。

【 0 0 4 0 】

また、本発明によるモータ駆動方式は非常にシンプルであり、プロセッサを使用せずに専用 IC でも実現できる。構成が簡単なため、チップサイズを小型化することができるので、パワー半導体と一体化、すなわち、1 チップ化も可能となるので、モータ制御 1 チップインテリジェントパワーモジュール ( I P M ) の実現が容易となり、モータに組み込むことにより従来必要であった位置センサ無しの正弦波駆動永久磁石モータを容易に実現できる。

【 0 0 4 1 】

( 実施の形態 2 )

以下、本発明の第 2 の実施の形態について図 7 に示す制御ブロック図を用いて説明する。

【 0 0 4 2 】

図 7 は本発明の実施の形態 2 におけるモータ駆動装置の制御手段のブロック図を示す。

【 0 0 4 3 】

図 7 に示す制御手段のブロック図は、図 1 に示す制御手段 7 のブロック図に細部ブロックを追加したものであり、以下、変更追加部のみ説明する。

【 0 0 4 4 】

電圧制御手段 7 1 は V / f 制御部 7 1 a と電圧加算部 7 1 b より構成され、V / f 制御部 7 1 a は周波数設定手段 7 0 の出力信号に比例した電圧、すなわち、に誘起電圧定数  $K_e$  を掛けた電圧  $V_f$  を出力し駆動周波数に対するインバータ回路出力電圧比を一定にする。電圧加算部 7 1 b は電圧  $V_f$  に補正電圧  $V$  と起動電圧  $V_s$  ( 図示せず ) を加算して電圧  $V$  を出力し、インバータ制御手段 7 5 に電圧信号  $V$  を加える。電流検出手段 6 の出力信号  $i_p$  を電圧補正手段 7 2 に加える。電圧補正手段 7 2 は電流関数部 7 2 a により電流ピーク信号  $i_p$  に対応した電圧係数  $K_i$  を求め、ローパスフィルター 7 2 b を介してインバータ周波数に誘起電圧定数  $K_e$  を掛けた電圧  $V_f$  と電圧補正係数  $K_i$  を電圧

10

20

30

40

50

掛け算器 72c に加え、電圧補正信号  $V$  を発生させる。ローパスフィルター 72b は、電流ピーク値の変動を抑えるもので、カットオフ周波数は 50 から 100 Hz 程度にするとよい。

【0045】

誘起電圧ベクトル  $E_m$  とモータコイル電圧ベクトル  $L I$  を直角にすると、数式 4 よりインバータ出力電圧  $V_a$  が求められる。

【0046】

【数 4】

$$V_a = \sqrt{(\omega L I)^2 + E_m^2} = K_e \cdot \omega \sqrt{(L / K_e)^2 \cdot I^2 + 1}$$

10

【0047】

ここで、 $L$  はコイルインダクタンス、 $K_e$  は誘起電圧定数、 $I$  はモータ電流でピーク電流  $I_p$  に等しい。電流が 1 A 以下の場合、数式 4 の近似式は数式 5 で表される。

【0048】

【数 5】

$$\begin{aligned} V_a &\cong K_e \cdot \omega \cdot (1 + k_i \cdot I^2) \\ &= K_e \cdot \omega + K_e \cdot \omega \cdot K_i \end{aligned}$$

【0049】

数式 5 より、補正電圧  $V$  は誘起電圧  $E_m (= K_e \cdot \omega \cdot I)$  に電圧補正係数  $K_i$  を掛ければよいことがわかる。また、電圧補正係数  $K_i$  は電流  $I$  の自乗に電流係数  $k_i$  を掛けた値にほぼ等しいので、電流  $I_p$  に対応した関数となることがわかる。

20

【0050】

電流が大きい場合、近似式が変わるのでモータと負荷に応じて近似式を設定する。

【0051】

図 8 は本発明による検知電流と電圧補正係数の関係を示すもので、 $q$  軸位相と等しくするための誘起電圧とインバータ出力電圧比 ( $V_a / E_m$ ) と電圧補正係数  $K_i$  の関係を示す。ここで、1 点鎖線は電圧比が 1 の値を示す。電圧比 ( $V_a / E_m$ ) から 1 を引いた値が電圧補正係数  $K_i$  となることを示している。

【0052】

30

モータが変更になった場合には、誘起電圧定数  $K_e$  と電流関数部 72a を変更するだけでよいので、チューニングが容易となる。電流関数部 72a を演算部で構成するならば電流定数  $k_i$  のみ変更すればよい。演算を減らすためにはルックアップテーブルにし、テーブルを変更するだけでモータ変更に対応できる。従来のセンサレス正弦波駆動方式に比べ演算をほとんど必要としないので、簡単な 8 ビット、または 16 ビットマイコン、あるいは専用 IC により実現できる。専用 IC とする場合には、誘起電圧定数  $K_e$  と電流定数  $k_i$  を外部端子の電圧信号、あるいは抵抗等により変更可能とすることによりモータ変更に対応できる。

【0053】

電流検出回路 6 の出力信号  $i_p$  は電流変化検知手段 73 に加えられ、電流変化検知手段 73 は電流信号  $i_p$  の平均値からの変化信号  $i_p$  を検知し周波数補正手段 74 に加える。負荷トルクが瞬時的に増大すると、負荷角が増大しモータピーク電流  $i_p$  が増加し電流位相は進角し電流変化信号  $i_p$  が増加する。 $i_p$  が増加すると周波数補正手段 74 はインバータ周波数  $f$  を低下させるので、モータ電流位相は  $q$  軸に近づくためトルクが増大し安定化できる。負荷が軽くなると逆に電流位相は遅れ、負荷角は小さくなるので電流変化信号  $i_p$  は低下しインバータ駆動周波数の変化はほとんど無い。しかし、電流信号  $i_p$  の瞬時的な低下によりインバータ補正電圧は低下してモータ印加電圧が低下するのでモータ電流が低下し、適当な電流遅れ位相で回転する。電流位相が遅れた場合、同期モータの安定性は高くなり乱調は減少する。

40

【0054】

50



図9は、電流変化検知手段73のブロック図を示し、電流信号  $i_p$  を平均化する平均化手段730と平均化手段730の出力信号  $i_{pav}$  と電流信号  $i_p$  の誤差信号を検出する比較手段よりなり、電流変化信号  $i_p$  を出力する。電流変化信号  $i_p$  は、電流信号  $i_p$  から平均信号(直流信号)  $i_{pav}$  を引いたもので、結果的に交流信号成分と等しくなる。図9に示した電流変化検知手段によれば、低周波の電流変化の検出が容易なので慣性モーメントの大きい負荷の場合でも制御が可能となる特長がある。

【0055】

電流変化検知手段73は、電流信号  $i_p$  から交流信号成分を取り出すコンデンサ等のハイパスフィルターにより構成可能である。

【0056】

図10はハイパスフィルターで構成された電流変化検知手段の周波数出力電圧特性を示したものであり、出力電圧  $V_o$  から3dB低下したカットオフ周波数  $f_c$  は、数式6で表される電気機械系の固有振動数  $n$  とほぼ同等、あるいは、固有振動数  $n$  よりも低く設定するとよい。なぜならば、 $V/f$  制御において、トルク変動に対する制御系の振動周波数は電気機械系の固有振動数  $n$  とほぼ等しくなるからである。

【0057】

【数6】

$$\omega_n \cong \frac{P_f \Psi_m}{\sqrt{JL}} \cdot \cos \delta_0$$

【0058】

数式6において、 $P_f$  は極対数、 $m$  は磁束鎖交数、 $J$  は慣性モーメント、 $L$  はコイルインダクタンス、 $\delta_0$  と動作点の負荷角を示す。数式6より慣性モーメントとコイルインダクタンスが増加するほど固有振動数が低下するので、直流成分のみカットするハイパスフィルターが必要となることがわかる。また、慣性モーメントが小さい場合、固有振動数が高いので高速応答性に優れた制御が可能となることがわかる。

【0059】

周波数補正手段74は電流変化信号  $i_p$  によりインバータ角周波数を補正するもので、信号  $i_p$  に比例した信号を演算する比例部740と、周波数設定信号の周波数比例演算部741、比例部740の出力信号( $K_f \cdot i_p$ )と周波数比例演算部741の出力信号( $K \cdot$ )の積を演算する掛け算部742からの信号  $\omega_0$  を周波数制限部743を介して減算部744に加える。比例部740の比例定数  $K_f$  は5~20程度に設定し、周波数比例演算部741の比例定数  $K$  は、起動時に掛け算部742からの出力信号  $\omega_0$  がほとんど零となり、定常時に補正周波数が0.5から数%程度となるような小さな値を選ぶ。図3に示した  $K_f$  は、図7のブロック図に示す掛け算部742の出力信号と等価である。

【0060】

周波数補正手段74の出力信号  $\omega_1$  は位相信号生成手段73に加えられ、位相信号は正弦波PWM制御手段76の正弦波生成部76aに加え3相正弦波信号  $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$  を生成し、PWM制御手段76bを介して3相PWM信号  $u_p$ 、 $u_n$ 、 $v_p$ 、 $v_n$ 、 $w_p$ 、 $w_n$  を発生させる。PWM制御手段76bは、図5に示したようにキャリア信号発生部、信号比較部、デッドタイム挿入部(いずれも図示せず)等より構成されるが詳細は省略する。

【0061】

以上実施の形態2に述べたように、電圧補正手段と周波数補正手段により瞬時的な負荷変動が生じた場合においても、モータ電流位相を  $q$  軸と同相となるように制御するので安定化制御が可能となる。特に、負荷トルクが瞬時に増加するとロータ回転周波数が相対的に低下してモータ印加電圧が進角して負荷角が増加し、負荷角増大によりモータピーク電流が増加するので、モータピーク電流が増加するとピーク電流の変化に従いインバータ駆動周波数を減らすフィードバック制御により負荷角の増大と乱調を防止し、モータ電流位

10

20

30

40

50

相の q 軸からの進みや遅れを防止して常に電流位相を q 軸に合わず動作となるので安定化される。

【 0 0 6 2 】

また、電流変化信号により駆動周波数を補正する周波数補正手段には周波数制限部 7 4 3 を設けており、トルク変動が生じてモータ印加電圧補正と周波数補正により安定化でき、インバータ駆動周波数の変動を最小限にできるモータ駆動装置が実現できる。

【 0 0 6 3 】

また、電圧補正手段 7 2 に電圧掛け算器 7 2 c を設け、周波数補正手段 7 4 に周波数比例演算部 7 4 1 を設けることにより、モータ起動時等の低速回転時には P W M 制御信号は正弦波となるので波形歪みがなく、高速回転時には周波数制御による変動割合が少ないので乱調のみ防止できる。

10

【 0 0 6 4 】

また、電圧補正手段の入力側に電流リミッター、あるいは出力側に電圧補正リミッターを設けて電流変化による電圧補正量を制限することにより制御系の振動を抑制でき、過度的な制御応答性能を改善できる。

【 0 0 6 5 】

以上述べたように、本発明によれば、永久磁石モータの駆動周波数にほぼ比例したインバータ出力電圧を印加する V / f 制御において、モータピーク電流に対応した直流電流のピーク値を検知して直流ピーク電流に応じた補正電圧を加えてインバータ出力電圧を制御するものであり、1 シャント方式による簡単な電流検出手段と座標変換および座標逆変換無しで正弦波駆動できるので、8 ビットあるいは 1 6 ビットのプロセッサで、かつ簡単な制御プログラムにより電流位相を常に q 軸に合わせるセンサレス正弦波駆動が可能となり、部品点数が少なく、安価で低騒音、高効率、高信頼性のモータ駆動装置を実現できる。

20

【 0 0 6 6 】

また、直流電流ピーク値の変化、あるいは交流成分を検知してインバータ駆動周波数を補正することにより、トルク変動による電流位相変動を減らし乱調を防止できる。特に、負荷トルク増大による q 軸からの電流進角と乱調を防止でき、トルクに応じてモータ印加電圧を最適値に制御できるので、電流位相を常に q 軸に近づけて最大効率運転となり、モータとインバータ回路パワー部品の発熱を防止できる。

【 0 0 6 7 】

また、負荷トルクが変動してもインバータ駆動周波数変化は少ないので、回転数安定精度の優れたモータ駆動装置を実現できる。

30

【 0 0 6 8 】

さらに、電流検知精度と検知応答性に優れ、制御応答性も優れているので負荷変動にも脱調することがなく、無負荷から定格負荷まで安定して動作する。また、モータ電流位相を q 軸とほぼ同相に制御するので、負荷トルクに応じた q 軸追尾動作により常に最大効率運転が可能となり、モータとインバータ回路の損失を減らすことができる。また、ロータ位置推定しない V / f 制御によるセンサレス正弦波駆動のため、モータパラメータと制御パラメータが少なく、ロバスト性に優れ、チューニング工数がほとんど不要となる特長がある。特に、1 つのプロセッサにより複数モータを同時駆動する場合には、モータ制御プログラムと電流検知が簡単となるのでプロセッサの負担が軽くなるので、ヒートポンプ式洗濯乾燥機の如きヒートポンプ、洗濯モータ、乾燥ファンモータ同時正弦波駆動方式に適用することができ、安価で信頼性の高い複数モータ同時駆動装置を実現できる。

40

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 6 9 】

以上のように、本発明のモータ駆動装置は、直流電力を交流電力に変換するインバータ回路により永久磁石モータをセンサレス正弦波駆動し、モータ電流のピーク値あるいは回転磁界に相当するモータ電流を検知して設定値となるようにインバータ回路出力電圧とモータ駆動周波数を制御するものであるから、永久磁石モータを駆動するほとんどのモータ駆動装置に適用可能であり、回転数変動の少ないスピンドルモータ、ポンプモータ、ファ

50

ンモータの駆動装置に適しており、食器洗い機の洗浄ポンプ駆動装置や洗濯機のモータ駆動装置、掃除機のモータ駆動装置、換気扇や燃焼機等のファンモータ駆動装置、空気調和機や冷蔵庫のヒートポンプモータ駆動装置に適用できる。さらに、ヒートポンプ式洗濯乾燥機や空気調和機の如き複数モータ同時駆動方式にも適用できる。

【0070】

また、本発明によるセンサレス正弦波駆動方式は非常にシンプルであり、プロセッサ無し  
の専用集積回路でも実現可能であり、パワー半導体と制御ICが一体となった正弦波駆  
動用のパワーモジュールとして具現化できる。正弦波駆動用パワーモジュールを実現する  
とモータ内部に実装することが容易となり、直流電流を与えると正弦波駆動される永久磁  
石モータモジュールの小型化が容易となる。

10

【図面の簡単な説明】

【0071】

【図1】本発明の実施の形態1におけるモータ駆動装置のブロック図

【図2】同モータ駆動装置のモータ制御ベクトル図

【図3】同モータ駆動装置の起動制御を示すタイムチャート

【図4】同モータ駆動装置のシャント抵抗電圧波形と電流検知タイミング図

【図5】同モータ駆動装置の2相変調時の電流検知タイミング図

【図6】同モータ駆動装置の電流検出手段の回路図

【図7】本発明の実施の形態2におけるモータ駆動装置の制御手段のブロック図

【図8】同モータ駆動装置の制御手段の電流と電圧補正係数の関係図

20

【図9】同モータ駆動装置の電流変化検知手段のブロック図

【図10】同モータ駆動装置の電流変化検知手段の周波数出力電圧特性図

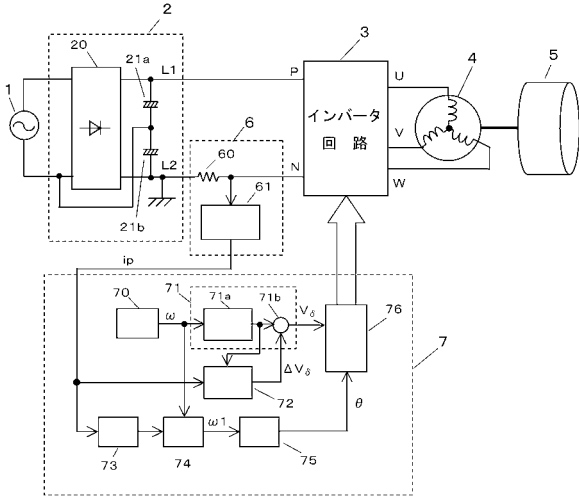
【符号の説明】

【0072】

- 2 直流電源
- 3 インバータ回路
- 4 モータ
- 5 モータ負荷
- 6 電流検出手段
- 7 制御手段
- 70 周波数設定手段
- 71 電圧制御手段
- 72 電圧補正手段
- 73 電流変化検知手段
- 74 周波数補正手段

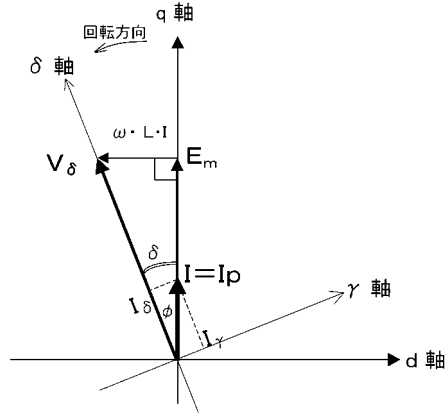
30

【図1】

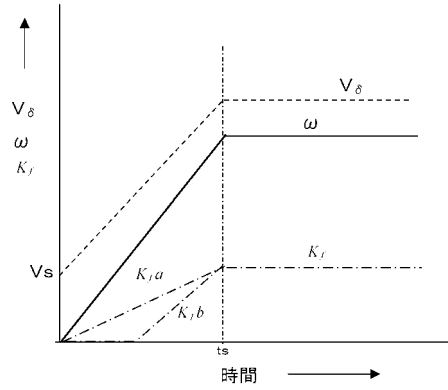


- |           |             |
|-----------|-------------|
| 2 直流電源    | 70 周波数設定手段  |
| 3 インバータ回路 | 71 電圧制御手段   |
| 4 モータ     | 72 電圧補正手段   |
| 5 モータ負荷   | 73 電流変化検知手段 |
| 6 電流検出手段  | 74 周波数補正手段  |
| 7 制御手段    |             |

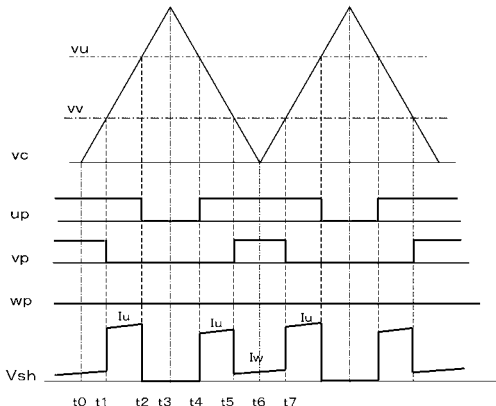
【図2】



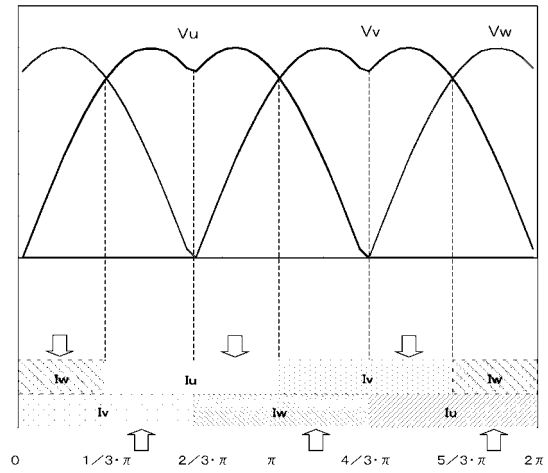
【図3】



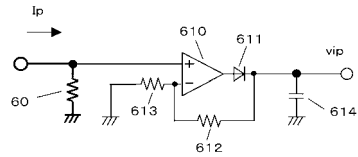
【図4】



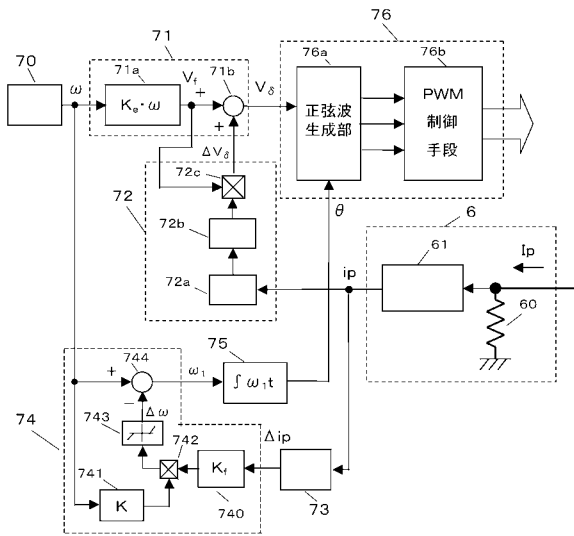
【図5】



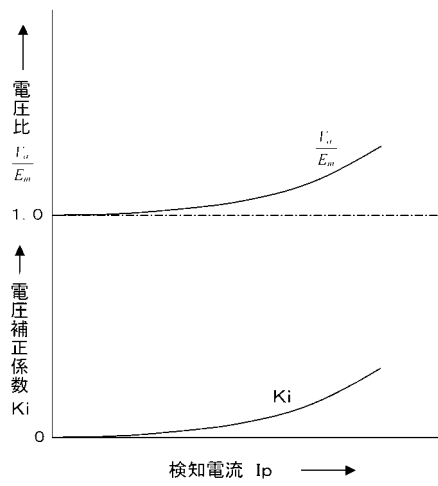
【図6】



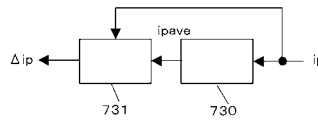
【図7】



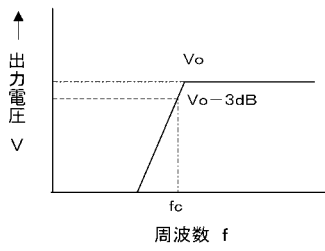
【図8】



【図9】



【図10】



---

フロントページの続き

(72)発明者 鈴木 将大

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

(72)発明者 氷上 哲也

大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック半導体システムテクノ株式会社内

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開平11-289792(JP,A)

特開2005-218273(JP,A)

特開2000-116174(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00 - 29/04