

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5012229号  
(P5012229)

(45) 発行日 平成24年8月29日(2012.8.29)

(24) 登録日 平成24年6月15日(2012.6.15)

(51) Int. Cl. F 1  
**H02P 27/06 (2006.01)**  
 H02P 7/63 303V  
 H02P 7/63 302G

請求項の数 1 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2007-150207 (P2007-150207)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成19年6月6日(2007.6.6)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2008-306808 (P2008-306808A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成20年12月18日(2008.12.18)	(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、前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路を制御して前記永久磁石同期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、前記制御手段は、インバータ出力周波数を設定する周波数設定手段と、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と、前記電流検出手段により検出された直流ピーク電流信号と前記インバータ出力周波数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と、前記周波数設定手段の周波数信号を積分して位相信号を発生させる位相生成手段と、前記直流ピーク電流信号に比例して周波数信号を補正する周波数補正手段と、前記電圧制御手段の電圧制御信号から3相正弦波信号を生成して前記インバータ回路にPWM制御信号を加えるインバータ制御手段とで構成され、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インバータ回路出力電圧を制御するようにしたモータ駆動装置。

10

【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

20

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】

【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。

【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ほとんどなく、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、前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路を制御して前記永久磁石同期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、前記制御手段は、インバータ出力周波数を設定する周波数設定手段と、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と、前記電流検出手段により検出された直流ピーク電流信号と前記インバータ出力周波数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と、前記周波数設定手段の周波数信号を積分して位相信号を発生させる位相生成手段と、前記直流ピーク電流信号に比例して周波数信号を補正する周波数補正手段と、前記電圧制御手段の電圧制御信号から3相正弦波信号を生成して前記インバータ回路にPWM制御信号を加えるインバータ制御手段とで構成され、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インバータ回路出力電圧を制御するようにしたものである。

【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、負荷トルクが変動しても常に安定動作が可能となる

10

20

30

40

50

。【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

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、前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路を制御して前記永久磁石同期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、前記制御手段は、インバータ出力周波数を設定する周波数設定手段と、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と、前記電流検出手段により検出された直流ピーク電流信号と前記インバータ出力周波数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と、前記周波数設定手段の周波数信号を積分して位相信号を発生させる位相生成手段と、前記直流ピーク電流信号に比例して周波数信号を補正する周波数補正手段と、前記電圧制御手段の電圧制御信号から3相正弦波信号を生成して前記インバータ回路にPWM制御信号を加えるインバータ制御手段とで構成され、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インバータ回路出力電圧を制御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、制御応答性に優れた安価で信頼性の高いモータ駆動装置を実現できる。

10

【0009】

また、モータ電流位相とモータ誘起電圧位相がほぼ同相となるように制御することができ、モータ電流とインバータ回路電流を減らし、高効率運転が可能となる。

20

【0010】

(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。

【0011】

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。

30

【0012】

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。

40

【0013】

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能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シャン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を検出するので、1シャント方式の方が回路構成が簡単となる。

【0014】

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

50

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、周波数設定手段70の周波数信号を積分して位相信号を発生させる位相生成手段73と、直流電流ピーク電流信号 $i_p$ に比例して周波数信号を補正する周波数補正手段74と、電圧制御手段71の電圧制御信号 $V$ から3相正弦波信号を生成してインバータ回路3にPWM制御信号を加えるインバータ制御手段75より構成される。

【0015】

電圧制御手段71の出力信号 $V$ は、インバータ出力周波数にモータの誘起電圧定数 $K_e$ を掛けた値、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 $V$ を加えた値となり、数式1より求められる。

【0016】

【数1】

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

【0017】

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75は、位相生成手段73からの位相信号と電圧制御手段71の出力信号 $V$ から3相正弦波信号を生成してPWM制御信号を発生させるもので、数式2より求められる。

【0018】

【数2】

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

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

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

【0019】

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 $V$ 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制御パラメータが少なくてよい特長がある。

【0020】

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 $V_a$ 、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

10

20

30

40

50

しくなるようにモータ印加電圧  $V_a$  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  $V_a$  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。図 2 において、モータ電流ベクトル  $I$  は  $q$  軸より位相遅れて表示している。モータ印加電圧  $V_a$  と電流  $I$  の位相（力率角）はで表示している。

【0021】

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。周波数補正手段 74 は、図 1 に示すようにピーク電流信号  $i_p$  に比例した信号をインバータ出力信号にフィードバックするもので、比例部 74a と減算部 74b より構成され、その出力信号 1 は数式 3 により与えられる。

10

【0022】

【数 3】

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

【0023】

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タイムチャートである。

【0024】

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 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 に比例して増加させる。周波数 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  $K_f a$  は、周波数 に比例して直線的に増加させる場合を示し、 $K_f b$  は所定周波数  $b$ （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。

20

【0025】

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  $t_s$  を長くすると乱調を低くすることができる。

【0026】

図 3 は、周波数補正ゲインを設定周波数 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 に応じて制御するとよい。ただし、後ほど詳細に述べるように、補正電圧  $V$  は、誘起電圧に比例して制御するので、実質的に設定周波数 に比例して補正されていることとなる。

30

【0027】

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。

【0028】

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い。

40

【0029】

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。

【0030】

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

50

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。

10

## 【0031】

1シャント電流検知方式で、かつ、電圧増幅器とピークホールド回路より構成する方式は、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。

## 【0032】

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。

20

## 【0033】

以上述べたように、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、座標変換、および逆変換無しで制御可能であり、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、q軸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となる。

30

## 【0034】

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  $V_a$  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。

## 【0035】

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(IPM)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。

40

## 【0036】

(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6に示す制御ブロック図を用いて説明する。

50

## 【 0 0 3 7 】

図 6 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 3 8 】

図 6 に示す制御手段のブロック図は、図 1 に示す制御手段 7 から一部変更、あるいは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 3 9 】

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  $V_c$  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  $K_i$  を電圧掛け算器 7 2 c に加え、電圧補正信号  $V_c$  を発生させる。ローパスフィルター 7 2 b 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 5 0 から 1 0 0 H z 程度にするとよい。

10

## 【 0 0 4 0 】

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。

20

## 【 0 0 4 1 】

## 【 数 4 】

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

## 【 0 0 4 2 】

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。数式 4 の近似式は数式 5 で表される。

## 【 0 0 4 3 】

## 【 数 5 】

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

30

## 【 0 0 4 4 】

数式 5 より、補正電圧  $V_c$  は誘起電圧  $E_m$  ( $K_e \cdot$  ) 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。

## 【 0 0 4 5 】

図 7 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。

40

## 【 0 0 4 6 】

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 7 2 a 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 7 2 a 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 1 6 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

50

対応できる。

【0047】

周波数設定手段70の出力信号と電流検知手段6の出力信号 $i_p$ は周波数補正手段74に加えられる。周波数補正手段74は、信号 $i_p$ に比例した信号を演算する比例部74aと、周波数設定信号の減算部74b、周波数設定信号の周波数比例演算部74c、比例部74aの出力信号( $K_f \cdot i_p$ )と周波数比例演算部74cの出力信号( $K \cdot$ )の積を演算する掛け算部74dからの信号0を周波数制限部74eを介して減算部74bに加える。比例部74aの比例定数 $K_f$ は1~10程度に設定し、周波数比例演算部74cの比例定数 $K$ は、起動時に掛け算部74dからの出力信号0がほとんど零となり、定常時に $K_f \cdot i_p$ となる1よりも小さな値を選ぶ。周波数補正手段74の出力信号1は位相信号生成手段73に加えられ、位相信号はインバータ制御手段75の正弦波生成部75a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75b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75b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。

10

【0048】

以上実施の形態2に述べたように、電圧補正手段72に電圧掛け算器72cを設け、周波数補正手段74に周波数比例演算部74cを設けることにより、モータ起動時等の低速回転時にはPWM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。

20

【0049】

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するものであり、8ビットあるいは16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。

【0050】

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。

30

【産業上の利用可能性】

40

【0051】

以上のように、本発明のモータ駆動装置は、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、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。

【0052】

50



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。

【図面の簡単な説明】

【0053】

【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

10

【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】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7】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

【符号の説明】

【0054】

2 直流電源

3 インバータ回路

4 モータ

5 モータ負荷

20

6 電流検出手段

7 制御手段

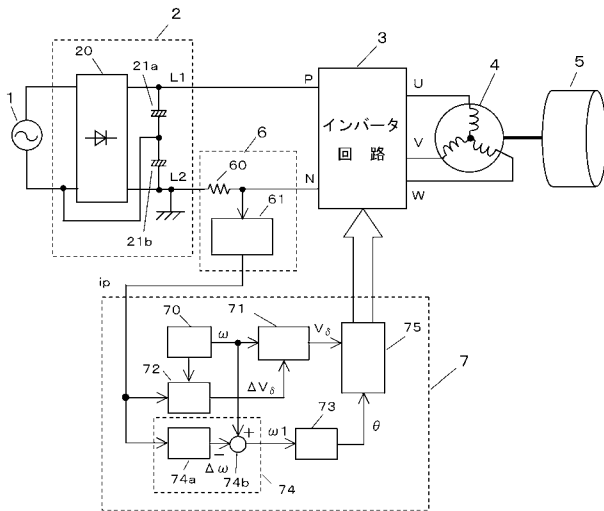
70 周波数設定手段

71 電圧制御手段

72 電圧補正手段

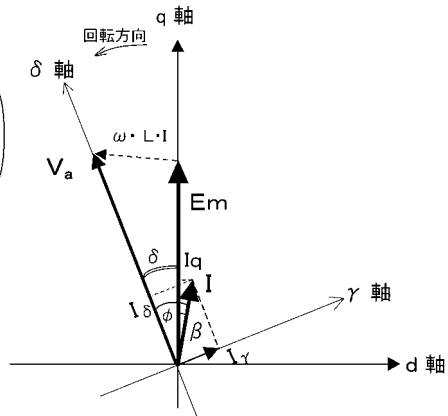
74 周波数補正手段

【図1】

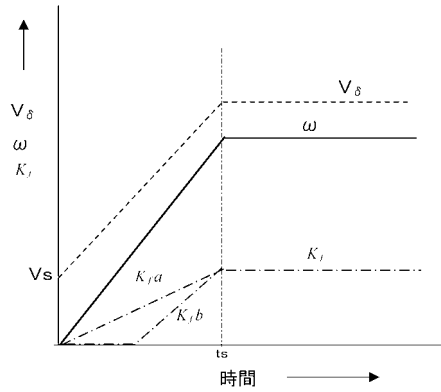


- |           |            |
|-----------|------------|
| 2 直流電源    | 70 周波数設定手段 |
| 3 インバータ回路 | 71 電圧制御手段  |
| 4 モータ     | 72 電圧補正手段  |
| 5 モータ負荷   | 74 周波数補正手段 |
| 6 電流検出手段  |            |
| 7 制御手段    |            |

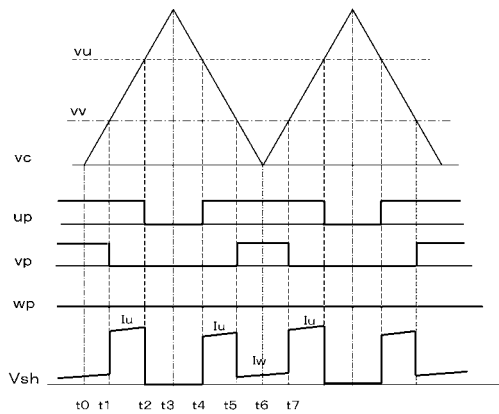
【図2】



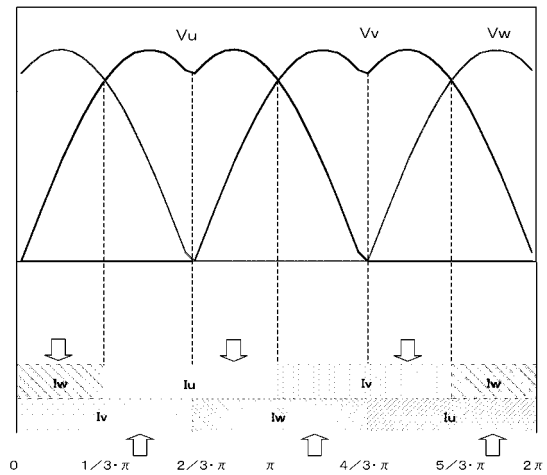
【図3】



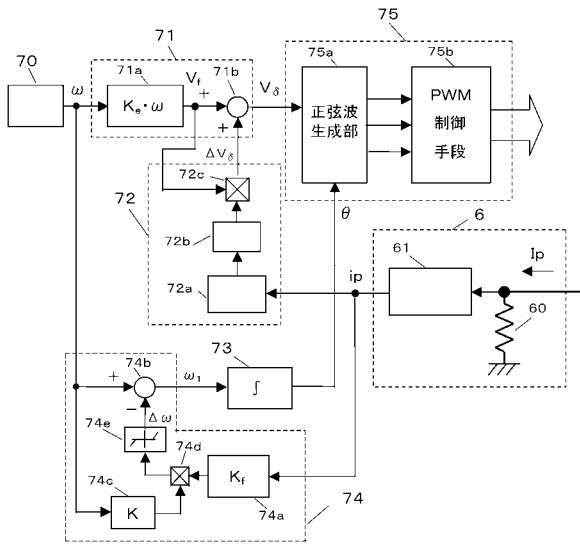
【図4】



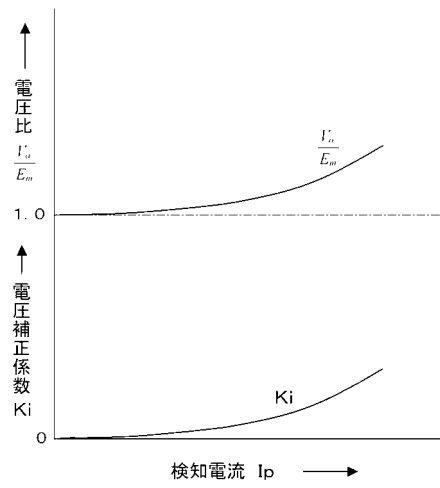
【図5】



【図6】



【図7】



---

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 櫻田 正紀

(56)参考文献 特開平05-103498(JP,A)

特開2000-032773(JP,A)

特開2006-262581(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 27/06