

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7627601号
(P7627601)

(45)発行日 令和7年2月6日(2025.2.6)

(24)登録日 令和7年1月29日(2025.1.29)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 P 6/20 (2016.01)

H 0 2 P 6/18 (2016.01)

H 0 2 P 6/20

H 0 2 P 6/18

請求項の数 4 (全16頁)

(21)出願番号	特願2021-65652(P2021-65652)	(73)特許権者	000005108
(22)出願日	令和3年4月8日(2021.4.8)		株式会社日立製作所
(65)公開番号	特開2022-161101(P2022-161101 A)	(74)代理人	東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43)公開日	令和4年10月21日(2022.10.21)		110000350
審査請求日	令和6年2月6日(2024.2.6)	(72)発明者	ポレール弁理士法人
			李 東昇
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
		(72)発明者	株式会社日立製作所内
			能登原 保夫
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
			株式会社日立製作所内
		審査官	保田 亨介

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 モータ駆動装置およびモータ駆動方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電力から変換した交流電力を永久磁石同期モータに出力するインバータと、前記インバータの出力電流を検出する電流検出手段と、前記インバータの動作を制御する制御部とを備えるモータ駆動装置であって、

前記制御部は、前記永久磁石同期モータの通常運転時に、ベクトル制御により前記インバータの制御出力を与える第1の制御部と、前記永久磁石同期モータの空転時に前記インバータの制御出力を与える第2の制御部とを備え、

前記第2の制御部は、前記永久磁石同期モータが空転状態である場合に、三相モータ電流を零にするように、フィードバック制御器を用いて、前記電流検出手段からの三相電流検出値により前記インバータの三相出力電圧を調整して、

前記三相出力電圧と前記三相電流検出値に基づいて三相誘起電圧を算出し、前記三相誘起電圧に基づいて、前記空転状態における前記永久磁石同期モータの空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向を算出し、

前記第1の制御部は、算出された空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向に基づいて、前記永久磁石同期モータが前記空転状態から回転を開始するように前記インバータを制御することを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項2】

請求項1に記載のモータ駆動装置であって、

前記第2の制御部は、モータ電流指令値と前記電流検出手段からの前記三相電流検出値

との差を求めて、P I制御器を用いて、前記インバータの前記三相出力電圧を調整することを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のモータ駆動装置であって、

前記 P I 制御器は、前記三相モータ電流を所定値以下になるように、前記 P I 制御器のゲインを設定することを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項 4】

直流電力から変換した交流電力を、インバータを介して永久磁石同期モータに出力するモータ駆動方法であって、

前記永久磁石同期モータの通常運転時に、ベクトル制御により前記インバータを制御し、

前記永久磁石同期モータが空転状態である場合に、三相モータ電流を零にするように、前記インバータの三相出力電圧を調整し、前記インバータの前記三相出力電圧と三相電流検出値に基づいて三相誘起電圧を算出し、前記三相誘起電圧に基づいて、前記空転状態における前記永久磁石同期モータの空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向を算出し、

算出された空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向に基づいて、前記永久磁石同期モータが前記空転状態から回転を開始するように前記インバータを制御することを特徴とするモータ駆動方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータが空転している状態から再始動する手段を備えるモータ駆動装置およびモータ駆動方法に関する。

【背景技術】

【0002】

直流を交流に変換するインバータと永久磁石同期モータから構成されるモータ駆動システムが家電製品や産業機器分野において広く普及している。

【0003】

一般的に、永久磁石同期モータを高効率駆動するために、モータの回転子位置情報が必要となる。モータの回転子位置は、エンコーダなどの位置検出器を用いて直接的に検出することができるが、コストと信頼性の問題がある。そこで、近年、位置検出器を用いることなく永久磁石同期モータの回転子位置を検出する位置センサレス制御が、提案され、様々な製品に適用されている。

【0004】

永久磁石同期モータの位置センサレス制御における課題の一つは、回転子が空転している状態から再始動する方法（「フリーラン起動」と呼ぶ）である。例えば、ファンなどのモータは、負荷の慣性や外力（外風）により、起動前に既に回転している場合がある。空転状態の回転子位置、回転速度および回転方向などの情報が無ければ、モータが停止するまで待つか、強制的にブレーキ制御をかけて回転を停止させ、その後停止状態から再起動しなければならないため、再起動までの時間が長くなる。

【0005】

これに対し、永久磁石同期モータ空転時に発生する誘起電圧を利用して、モータの巻線をインバータによって短絡させ、このときに流れる電流に基づき回転子の位置などを推定する技術が、特許文献 1 および特許文献 2 に記載されている。

【0006】

特許文献 1 に記載の技術では、モータ駆動用インバータを構成するスイッチング素子のうち、三つの上（下）アーム素子を同時にオンにして、モータ巻線に短絡電流を流して、三相のモータ電流の検出情報に基づいて回転子の位置と回転速度を算出する。

【0007】

特許文献 2 に記載の技術では、モータ駆動用インバータの 2 相分の異なるアームの素子を同時にオンオフ動作させて、インバータの直流側の母線（シャント）電流を検出して、

10

20

30

40

50

モータの回転子位置と回転速度を算出する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【文献】特許第6317904号公報

【文献】特開2018-170928号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

特許文献1に記載の技術においては、インバータが短絡動作時のモータ巻線の短絡電流がモータ誘起電圧と巻線抵抗及びインダクタンスにより決められるため、空転速度によって、短絡動作時の過電流が発生する恐れがある。

10

【0010】

特許文献2に記載の技術においては、母線（シャント）抵抗に流す電流の検出により、特殊なPWM制御モードと電流検出処理を使うため、モータの回転子位置と回転速度を算出する演算が複雑になり、推定結果に誤差が発生しやすい。

【0011】

そこで、本発明は、電流制御器でモータ電流を抑制して、特殊なPWM制御モードや電流検出処理を使用せず、モータ回転子の位置と速度を高精度に算出できるモータ駆動装置およびモータ駆動方法を提供する。

20

【課題を解決するための手段】

【0012】

以上のことから本発明においては、「直流電力から変換した交流電力を永久磁石同期モータに出力するインバータと、インバータの出力電流を検出する電流検出手段と、インバータの動作を制御する制御部とを備えるモータ駆動装置であって、制御部は、永久磁石同期モータの通常運転時に、ベクトル制御によりインバータの制御出力を与える第1の制御部と、永久磁石同期モータの空転時にインバータの制御出力を与える第2の制御部とを備え、第2の制御部は、永久磁石同期モータが空転状態である場合に、三相モータ電流を零にするように、フィードバック制御器を用いて、電流検出手段からの三相電流検出値によりインバータの三相出力電圧を調整して、三相出力電圧と三相電流検出値に基づいて三相誘起電圧を算出し、三相誘起電圧に基づいて、空転状態における永久磁石同期モータの空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向を算出し、第1の制御部は、算出された空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向に基づいて、永久磁石同期モータが空転状態から回転を開始するようにインバータを制御することを特徴とするモータ駆動装置」としたものである。

30

【0013】

また本発明は、「直流電力から変換した交流電力を、インバータを介して永久磁石同期モータに出力するモータ駆動方法であって、永久磁石同期モータの通常運転時に、ベクトル制御によりインバータを制御し、永久磁石同期モータが空転状態である場合に、三相モータ電流を零にするように、インバータの三相出力電圧を調整し、インバータの三相出力電圧と三相電流検出値に基づいて三相誘起電圧を算出し、三相誘起電圧に基づいて、空転状態における永久磁石同期モータの空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向を算出し、算出された空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向に基づいて、永久磁石同期モータが空転状態から回転を開始するようにインバータを制御することを特徴とするモータ駆動方法」としたものである。

40

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、電流制御器でモータ電流を抑制して、特殊なPWM制御モードや電流検出処理を使用せず、モータ回転子の位置と速度を高精度に算出できるモータ制御方法およびそれを用いるモータ駆動装置を提供することができる。

50

【0015】

より詳細に述べると、空転中のモータの回転位相を検出するセンサや誘起電圧検出回路などが不要になることにより、回路コスト、基板面積およびマイコンのA/Dポート使用数の削減ができる。また、回転子位置と回転速度を算出する期間に過大なモータ電流を流すことなく、高精度に回転子の状態を算出できる。したがって、モータ駆動装置およびそれを用いるファンなど各種の機器の起動制御の信頼性が向上する。

【0016】

上記した以外の課題、構成および効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明の実施例に係るモータ駆動装置の全体構成例を示す図。

【図2】制御部の制御構成例を示すブロック図。

【図3】空転状態の永久磁石同期モータの回転子位置と回転速度を算出する空転状態検出器17の構成例を示す図。

【図4】電流制御器の構成例を示す図。

【図5】位相と速度算出時のモータ電流と出力電圧の時間波形例を示す図。

【図6】空転時におけるモータ駆動装置の運転状態の遷移を示す状態遷移例を示す図。

【図7】モータ起動時の電流指令値と回転速度指令値を示す概略波形例を示す図。

【図8】モータ起動時の電流指令値と回転速度指令値を示す概略波形例を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0018】

以下、本発明の実施例について図面を用いて説明する。なお実施例1では、空転状態から通常運転状態に移行することについて説明し、実施例2では空転時に永久磁石同期モータを再起動する際のモータ駆動装置の運転状態の遷移について説明する。

【実施例1】

【0019】

実施例1では、空転状態から通常運転状態に移行することについて説明する。まずこれを可能とする装置の全体構成について説明する。図1は、本発明の実施例に係るモータ駆動装置の全体構成例を示す図である。図1に示すモータ駆動装置は、直流電源1と、直流電源1からの直流電力を交流電力に変換するインバータ2と、駆動対象となる永久磁石同期モータ3と、永久磁石同期モータ3によって駆動される機械的なモータ負荷4と、インバータ2を制御する制御部5と、直流電源1とインバータ2の間にあるシャント抵抗6およびシャント抵抗6の信号を増幅する増幅器7とを備える。なお、本実施例において、モータ負荷4は送風機のファンである。

【0020】

直流電源1としては、図示されない商用交流電源などの交流電源から受電する交流電力を直流電力に変換する電力変換装置（例えば、ダイオード整流器や安定化電源など）もしくは電池などが適用される。

【0021】

インバータ2においては、半導体スイッチング素子（IGBTやMOSFETなど）とダイオードが逆並列に接続される二つのアーム回路、すなわち上アームと下アームが直列に接続される直列接続回路が、直流電源1の一对の正負端子間に接続される。インバータ2は、3相インバータであるため、このような直列接続回路を交流の相数分すなわち3個備えている。ここで、上アームおよび下アームは、それぞれ、直流電源1の高電位側および低電位側に接続される。上下アームの直列接続点は交流端子に接続され、交流端子には永久磁石同期モータ3が接続される。

【0022】

インバータ2の低電位側の母線は、電流検出用のシャント抵抗6を介して直流電源1の負端子に接続される。シャント抵抗6によって検出される電流検出信号は、増幅器7を介して制御部5に入力される。ここで、シャント抵抗6に代えて、電流センサなどの他の電

10

20

30

40

50

流検出手段を用いても良い。なお、制御部 5 におけるデジタル演算のために、増幅器 7 の出力信号は、サンプリングおよびホールド回路と A/D 変換器などにより、デジタル信号に変換される。

【0023】

制御部 5 としては、マイクロコンピュータもしくは DSP（デジタルシグナルプロセッサ）などの半導体演算装置が用いられる。

【0024】

なお、本実施例においては、後述するように制御部 5 が、位置検出器を用いることなく永久磁石同期モータの回転子位置を検出して同期を行う、位置センサレス制御を実行するため、永久磁石同期モータ 3 には、回転子や回転軸の位置を検出するホール素子などの磁極位置検出手段は設けていない。

10

【0025】

次に全体制御について説明する。図 2 は、実施例に係る制御部 5 の制御構成例を示すブロック図である。制御部 5 は、計算機の演算装置が所定のプログラムを実行することにより、各ブロックが示す各機能を備える。

【0026】

制御部 5 は、d-q 軸ベクトル制御により、モータに印加する電圧指令信号を演算し、インバータの PWM (Pulse Width Modulation) 制御信号を生成するものである。制御部 5 は、速度制御器 10 と、d 軸電流指令発生器 11 と、電圧制御器 12 と、2 軸/3 相変換器 13 と、速度および位相推定器 14 と、3 相/2 軸変換器 15 と、電流再現演算器 16 と、空転状態算出器 17 と、電圧指令切替器 18 と、PWM 制御器 19 とを備える。なお、空転時における起動制御に関連する機能である空転状態算出器 17 と、電圧指令切替器 18 については図 3 を用いて後述する。

20

【0027】

図 2 の制御部 5 において、まず電流再現演算器 16 は、増幅器 7 から出力される電流検出信号 i_{sh} と、三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を用いてインバータ 2 からの三相モータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w を再現する。シャント抵抗 6 の電流信号から三相モータ電流を再現する方法は公知であるため、ここでの詳細説明は省略する。なお、図 1 では、コスト低減のために、シャント抵抗 6 によって検出される電流検出信号 i_{sh} から三相電流を再現する方式を採用しているが、特に実施形態を限定するものではない。したがって、シャント抵抗 6 に代えて電流センサなどの電流検出手段を用いてインバータ回路 2 の出力である交流電流を検出しても良く、この場合は、その電流検出手段が検出した三相電流を 3 相/2 軸変換器 15 に入力すれば良い。

30

【0028】

3 相/2 軸変換器 15 は、再現された三相出力電流 i_u 、 i_v 、 i_w と、速度および位相推定器 14 によって推定された位相情報 θ_{dc} に基づいて、dc 軸電流 i_{dc} と qc 軸電流 i_{qc} とを (1) 式および (2) 式に基づいて演算する。(1) 式は、いわゆる 3 相/2 軸変換を表し、(2) 式は回転座標系への変換を表す。

【0029】

【数 1】

40

$$\begin{pmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

【0030】

【数 2】

50

$$\begin{pmatrix} Idc \\ Iqc \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{dc}) & \sin(\theta_{dc}) \\ -\sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I\alpha \\ I\beta \end{pmatrix} \quad \dots (2)$$

【0031】

d c - q c 軸は、推定位置情報に基づくベクトル制御系の推定軸、d - q 軸はモータ回転子軸であり、ここでは d - q 軸と d c - q c 軸との軸誤差は $\Delta \theta c$ と定義する。

【0032】

図2において、速度制御器10は、外部からの速度指令値 ω^* に基づいて、速度指令値と、速度および位相推定器14によって推定される推定速度 ω との偏差を0に近づけるように、すなわち推定速度 ω を速度指令値 ω^* に近づけるように、q c 軸電流指令値 i_{qc}^* を作成する。また、モータ電流を最小化するために、電流指令発生器11は、d c 軸電流指令値 i_{dc}^* を発生する。

【0033】

図2における電圧制御器12は、電流指令発生器11から与えられるd c 軸電流指令値 i_{dc}^* と、速度制御器10から与えられるq c 軸電流指令値 i_{qc}^* と、3相／2軸変換器15から与えられるd c 軸電流検出値 i_{dc} およびq c 軸電流検出値 i_{qc} と、速度指令値 ω^* およびモータ定数を用いて、d c 軸電圧指令値 v_{dc}^* およびq c 軸電圧指令値 v_{qc}^* を演算して出力する。

【0034】

2軸／3相変換器13は、電圧制御器12によって算出されたd c - q c 軸の電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* と速度および位相推定器14からの位相情報 θ_{dc} を用いて、(3)式および(4)に基づいて、三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を算出して出力する。なお、(3)式は、回転座標系から固定座標系への変換を表す。また、(4)式は、いわゆる2軸／3相変換を表す。

【0035】

【数3】

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{dc}) & -\sin(\theta_{dc}) \\ \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

【0036】

【数4】

$$\begin{pmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad \dots (4)$$

【0037】

なお、速度および位相推定器14は、d c 軸電流検出値 i_{dc} およびq c 軸電流検出値 i_{qc} と、d c - q c 軸の電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* とを用いて、回転子の位置や回転速度を推定し、位相情報 θ_{dc} および推定速度 ω として出力する。

【0038】

これにより、本実施例では、位置センサレス制御が可能になり、駆動システム全体のコストが低減できる。なお、速度および位相推定器14における具体的な推定手段は公知であるため、ここでの詳細説明は省略する。

【0039】

図2における以上の説明は、通常運転状態におけるモータ制御の考え方を示したもので

あり、通常運転状態では電圧指令切替器 18 は、2 軸／3 相変換器 13 側に切り替えられて電圧制御器 12 の出力によるモータ制御を行っている。これに対し、以下に示す本発明に係る動作では、空転時の動作を取り扱い、この状態では電圧指令切替器 18 は空転状態算出器 17 側に切り替えられて空転状態検出器 17 の出力によりモータ制御を行っている。

【0040】

次に、空転時の位相検出について説明する。永久磁石同期モータ 3 が空転状態から再始動する場合、永久磁石同期モータ 3 の回転速度によっては、回転子位置と回転速度情報を取得しなければ、図 2 に示した制御によるモータ起動が難しくなる。

【0041】

これに対し、本実施例は、永久磁石同期モータ 3 が空転状態での回転子位置と回転速度を算出する手段を備えている。以下では、その手段について説明する。

【0042】

永久磁石同期モータ 3 が空転すると巻線から誘起電圧を生じる。誘起電圧は、永久磁石同期モータ 3 とインバータの接続部である U 相、V 相、W 相の交流端子に印加される。永久磁石同期モータ 3 の電気位相 θ_d の基準を U 相巻線位置とし、また、永久磁石同期モータ 3 の三相巻線の中性点を基準電位とすれば、U 相、V 相、W 相の相誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w は、(5) 式で表される。(5) 式の ω はモータ速度であり、 K_e はモータ誘起電圧定数である。

【0043】

【数 5】

$$\begin{aligned} e_u &= -\omega K_e \cdot \sin \theta_d \\ e_v &= -\omega K_e \cdot \sin (\theta_d - 2\pi/3) \quad \dots (5) \\ e_w &= -\omega K_e \cdot \sin (\theta_d + 2\pi/3) \end{aligned}$$

【0044】

図 3 は、空転状態の永久磁石同期モータの回転子位置と回転速度を算出する空転状態検出器 17 の構成例を示す図である。空転状態検出器 17 は、電流指令 20 と、電流制御器 21、誘起電圧位相演算器 22 と、速度演算器 23 と、初期位相演算器 24 から構成される。ここで求められた三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は、電圧指令切替器 18 を介して PWM 制御器 19 に与えられ、空転状態のモータ制御を実行する。またここで求められた初期速度と、初期位相は速度 & 位相推定器 14 に与えられる。

【0045】

図 3 において電流指令 20 では、一定の電流指令として例えば電流指令値 0 を出して、検出した三相電流 i_u 、 i_v 、 i_w との差分を電流制御器 21 に入力して、電流制御器 21 から三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を出力する。この三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は電圧指令切替器 18 を介して PWM 制御器 19 に与えられ、これに従ってインバータ 2 から電圧を出力してモータ 3 に印加する。このとき、モータ 3 の三相電流 i_u 、 i_v 、 i_w と三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* および誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w の関係が (6) 式により表される。(6) 式の R はモータ巻線抵抗値、 L はモータ巻線インダクタンス値である。

【0046】

【数 6】

10

20

30

40

50

$$v_u^* = \frac{di_u}{dt}L + i_u R + e_u$$

$$v_v^* = \frac{di_v}{dt}L + i_v R + e_v \quad \dots (6)$$

$$v_w^* = \frac{di_w}{dt}L + i_w R + e_w$$

【0047】

ゆえに、(7)式により、電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と検出電流 i_u 、 i_v 、 i_w 及びモータ定数から、空転中のモータ誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w を算出できる。

【0048】

【数7】

$$e_u = v_u^* - \left(\frac{di_u}{dt}L + i_u R \right)$$

$$e_v = v_v^* - \left(\frac{di_v}{dt}L + i_v R \right) \quad \dots (7)$$

$$e_w = v_w^* - \left(\frac{di_w}{dt}L + i_w R \right)$$

【0049】

また、(6)式から分かるように、電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w の差がモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w を決める。この場合にモータ電流が過大にならないように、電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w に近づける制御が必要である。

【0050】

そこで、本実施例において、電流制御器21は、PI制御器を用いて電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を作成する。なお三相電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を生成する方法としては図4に示すようないくつかの手法が知られており、各相の電流差 Δi_u 、 Δi_v 、 Δi_w を入力とする相ごとの三つのPI制御器25a、25b、25cを備える図4上段の手法でも良いが、例えばu相とw相の2相の電流差 Δi_u 、 Δi_w を入力としてこの相の三つのPI制御器25a、25cを備え、v相については合成加算により求める図4中段の手法、あるいは(1)式と(3)式の3相／2軸変換処理を備える図4下段の手法を使っても良い。

【0051】

また、図4におけるこれらのPI制御器25のゲインは、最大モータ電流が過電流とならないように設定すればよい。ただし、直流電源として充電電池を使用する場合、充電電池への回生電流(充電電流)が上限値以下になるように、PI制御器のゲインを調整しても良い。

【0052】

次に、位相を算出することについて説明する。図3の誘起電圧位相演算器22では、(7)式から算出された誘起電圧 e_u 、 e_v 、 e_w より、(8)式を用いて誘起電圧位相 θ_e を演算する。

【0053】

【数8】

10

20

30

40

50

$$\theta_e = -\tan^{-1} \frac{\sqrt{3}e_u}{(e_v - e_w)} \quad \dots (8)$$

【0054】

また位相差から速度を演算することについて説明する。誘起電圧位相 θ_e 演算の2回目以降は、(9)式に示すように、前後の誘起電圧位相 θ_{e1} と θ_{e0} の差分と時間差 Δt から、速度演算器23で初期回転速度 ω_{e0} を演算する。

【0055】

【数9】

$$\omega_{e0} = (\theta_{e1} - \theta_{e0}) / \Delta t \quad \dots (9)$$

【0056】

さらに、回転速度の正負から、モータの回転方向を判定して、(10)式を用いて、初期位相演算器24でモータ回転子の初期位相 θ_{d0} を演算する。

【0057】

【数10】

$$\begin{aligned} \theta_{d0} &= \theta_{e0} - 180^\circ, & \text{if } \omega_{e0} \geq 0 \\ \theta_{d0} &= \theta_{e0}, & \text{if } \omega_{e0} < 0 \end{aligned} \quad \dots (10)$$

【0058】

また、回転速度の演算精度向上のため、複数回の演算結果を平均化するなど、各種の統計的な処理をしても良い。

【0059】

速度演算器23と初期位相演算器24からの初期回転速度 ω_{e0} とモータ回転子の初期位相 θ_{d0} は、図2にある速度&位相推定器14の初期値に設定して、図2の制御を起動する。

【0060】

図5は、以上説明した制御の動作波形の一例である。ここでは図5の上段から順に、空転中のモータ誘起電圧30(e_u 、 e_v 、 e_w)、電圧指令31(v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*)、検出電流32(i_u 、 i_v 、 i_w)、推定された位相情報33(θ_{dc})、モータ回転子の初期位相34(θ_{d0})、初期回転速度35(ω_{e0})の時間経緯を横軸の時間軸に沿って示している。

【0061】

この例では、時間軸の0.05秒から0.1秒まで、空転状態検出器17が動作する。つまり、0.05秒から0.1秒までは、電圧指令切替器18は空転状態検出器17側に切り替えられて空転時の運転を行っており、0.1秒経過後は電圧指令切替器18が2軸/3相変換器13側に切り替えられて、いわゆる通常運転時のモータ制御に切り替えられる。

【0062】

ここでは0.05秒以前の状態では電圧指令31(v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*)の初期値(0.05秒以前)が0であるため、空転状態検出器17が動作開始時の時刻(0.05秒以後)に、検出電流32(i_u 、 i_v 、 i_w)が急増しているが、電流制御器21の動作により電圧指令31(v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*)が立ち上がって、その後のモータ電流(検出電流32(i_u 、 i_v 、 i_w))が0.5A以下に抑制されている。電流制御器21の動作

10

20

30

40

50

が安定した後（例えば図の例では時刻 0.06 秒から）、（8）式と（9）式を用いて、誘起電圧位相 34（ θ_{d0} ）と初期回転速度 35（ ω_{e0} ）を算出する。

【0063】

この誘起電圧位相 34（ θ_{d0} ）と初期回転速度 35（ ω_{e0} ）を用いて、図 2 の速度 & 位相推定器 14 は（10）式により、通常運転開始時の誘起電圧位相 θ_{dc} と推定速度 ω を設定して、図 2 の制御を起動する。以上の実施例 1 で説明したところのモータ駆動装置は、要するに、「直流電力から変換した交流電力を永久磁石同期モータ 3 に出力するインバータ 2 と、インバータ 2 の出力電流を検出する電流検出手段 7 と、インバータ 2 の動作を制御する制御部 5 とを備えるモータ駆動装置であって、制御部 5 は、永久磁石同期モータ 3 の通常運転時に前記インバータの制御出力を与える第 1 の制御部（電圧制御部 12 を含む制御系）と、永久磁石同期モータ 3 の空転時に前記インバータ 2 の制御出力を与える第 2 の制御部（空転状態推定器 17）とを備え、記第 2 の制御部（空転状態推定器 17）は、永久磁石同期モータ 3 が空転状態である場合に、モータ電流を所定値にするように、フィードバック制御器（電流制御器 21）を用いて、電流検出手段 7 からの電流検出値により前記インバータの出力電圧を調整して、出力電圧と電流検出値に基づいて、空転状態における永久磁石同期モータ 3 の空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向を算出し、第 1 の制御部（電圧制御部 12 を含む制御系）は、算出された空転状態の回転位置、回転速度及び回転方向に基づいて、永久磁石同期モータが空転状態から回転を開始するように前記インバータ 2 を制御することを特徴とするモータ駆動装置。」のように構成したものである。

【実施例 2】

【0064】

実施例 2 では空転時に永久磁石同期モータを再起動する際の運転状態の遷移について説明する。図 6 は、空転時に永久磁石同期モータ 3 を再起動する際のモータ駆動装置 2 の運転状態の遷移を示す状態遷移例を示す図である。

【0065】

空転状態では上述したように回転子情報（回転子位相、回転速度と回転方向）が算出され、算出された回転速度 ω に応じて運転状態が遷移する。空転状態算出モード $md1$ の判断において回転子が逆転している場合は、例えば、回転速度 ω の大きさが事前に設定した位置センサレス最低速度値 ω_{th1} を超えれば、算出された回転子位相と速度を速度および位相推定器 14 の初期値に設定して、図 2 の制御を起動して、逆転位置センサレス運転モード $md2$ 、逆転同期運転モード $md3$ 、正転同期運転モード $md4$ 、正転位置センサレス運転モード $md5$ の順で、図中の矢印が示すように、逐次、運転状態が遷移するように制御する。例えば、空転状態にあるモータが、第 1 の閾値 ω_{th1} 以上の回転速度 ω で逆回転していると算出された場合には、逆転位置センサレス運転モードに遷移し、その後順次他の運転モードに遷移するように制御する。

【0066】

また空転状態算出モード $md1$ の判断において、空転状態にあるモータが、第 2 の閾値 ω_{th2} よりも大きく、第 1 の閾値 ω_{th1} よりも小さい回転速度 ω で逆回転していると算出された場合には、逆転同期運転モード $md3$ に遷移し、その後順次他の運転モードに遷移させる。

【0067】

また空転状態算出モード $md1$ の判断において、空転状態にあるモータが、第 2 の閾値 ω_{th2} よりも大きく、第 1 の閾値 ω_{th1} よりも小さい回転速度 ω で正回転していると算出された場合には、正転同期運転モード $md4$ に遷移し、その後順次他の運転モードに遷移させる。

【0068】

また空転状態算出モード $md1$ の判断において、空転状態にあるモータが、第 1 の閾値 ω_{th1} 以上の回転速度 ω で正回転していると算出された場合には、正転位置センサレス運転モード $md5$ に遷移させる。

【0069】

図7は、モータが正転中に算出された回転速度が位置センサレス最低速度値を超える場合に対応するモータ起動時の電流指令値 I_{dc}^* 、 I_{qc}^* と回転速度指令値 ω^* を示す概略波形図である。空転状態の回転速度 ω が位置センサレス最低速度値 ω_{th1} を超える場合、図7に示すように、空転状態算出モードmd1から正転位置センサレス運転モードmd5に遷移する。このとき、dc軸電流指令値 I_{dc}^* は0で推移し、正転位置センサレス運転モードmd5に移行するとqc軸電流指令値 I_{qc}^* が与えられ、モータは所定の回転速度で回転する。

【0070】

また、算出された回転速度が設定した最低レベル（第2の閾値 ω_{th2} ）以下である場合（例えば空転状態における回転速度が正転・逆転を問わずほぼゼロである場合など）には、運転状態は、まず位置決めモードmd6に遷移し、その後、正転同期運転モードmd4、正転位置センサレス運転モードmd5の順に遷移する。

【0071】

図8は、このケースのモータ起動時の電流指令値と回転速度指令値を示す概略波形図である。図8に示すように、運転モードは、所定のモータ巻線に流れるdc軸電流指令値 I_{dc}^* を徐々に増加することにより、回転子を所定の回転位置に固定させる位置決めモードmd6と、所定のdc軸電流指令値 I_{dc}^* と回転速度指令値 ω_1^* とにしたがって永久磁石同期モータ3に印加する印加電圧を制御する同期運転モードmd4と、dc軸電流指令値 I_{dc}^* は0へ減衰させ、軸誤差 $\Delta\theta_c$ が所定値になるようにqc軸電流指令値 I_{qc}^* とインバータ周波数とを調整する位置センサレスモードmd5との3種類の運転モードが、この順に設定され実行される。

【0072】

以上説明したように、本実施例によれば、空転中の位相検出時に、電流制御器21を使って、インバータ出力電圧の調整により、モータ電流を抑制することができる。したがって、過大な電流を流すことなく、センサレスで高精度に回転子の回転状態を算出できる。また、算出された回転子の状態に基づいて、インバータを制御することで、永久磁石同期モータは、効率的に空転状態から回転を開始できる。

【0073】

また、本実施例においては、空転時起動制御のために、PWM制御信号発生および回転子情報推定機能を加える程度の小規模の機能追加（プログラム追加）がなされるだけであり、大幅な回路追加を要しない。したがって、装置サイズやコストの増大を伴うことなく、起動性能を向上することができる。

【0074】

以上、説明した本発明の実施形態によれば、過大な短絡電流を流すことなく、高精度に回転子の状態を算出できるモータ駆動装置およびそれをを用いたファンなど機器を提供することができる。

【0075】

以上、本発明について実施形態をもって説明してきたが、本発明は上述した実施形態に限定されるものではなく、当業者が推考しうる実施態様の範囲内において、本発明の作用・効果を奏する限り、本発明の範囲に含まれるものである。

【0076】

なお、本発明は前述した実施例に限定されるものではなく、様々な変形例が含まれる。例えば、前述した実施例は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、各実施例の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置き換えをすることが可能である。

【0077】

例えば、電流検出手段は、シャント抵抗に代えて、電流トランス（CT）によって検出しても良い。この場合、電流検出箇所をインバータ出力部としても良い。また、永久磁石同期モータは、埋め込み磁石型でも良いし、表面磁石型でも良い。

10

20

30

40

50

【符号の説明】

【0078】

1…直流電源、2…インバータ、3…永久磁石同期モータ、4…モータ負荷、5…制御部、6…シャント抵抗、7…増幅器、10…速度制御器、11…d軸電流指令発生器、12…電圧制御器、13…2軸3相変換器、14…速度および位相推定器、15…3相2軸変換器、16…電流再現演算器、17…空転状態検出器、18…電圧指令切替器、19…PWM制御器、20…電流指令生成器、21…電流制御器、22…誘起電圧位相演算器、23…速度演算器、24…初期位相演算器、30…モータ電流波形、31…電圧指令波形、32…誘起電圧位相波形、33…回転速度波形、40…dc軸電流指令波形、41…qc軸電流指令波形、42…回転速度指令波形

10

20

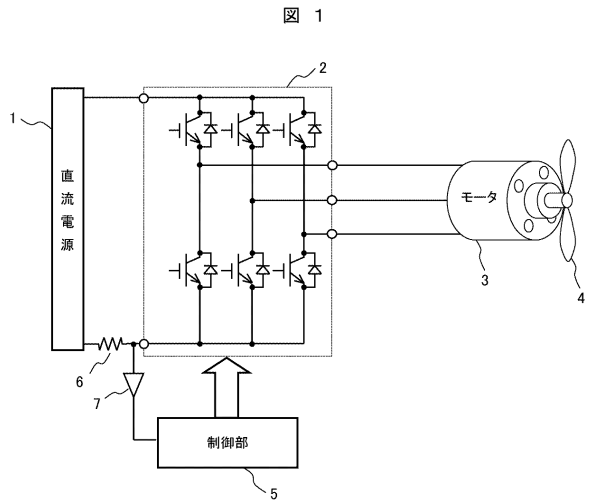
30

40

50

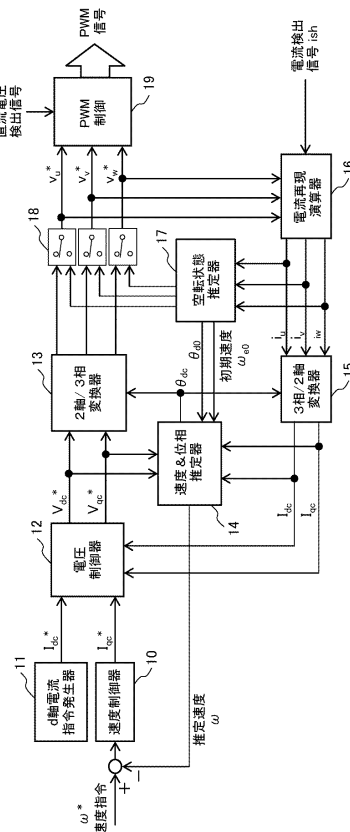
【図面】

【図 1】



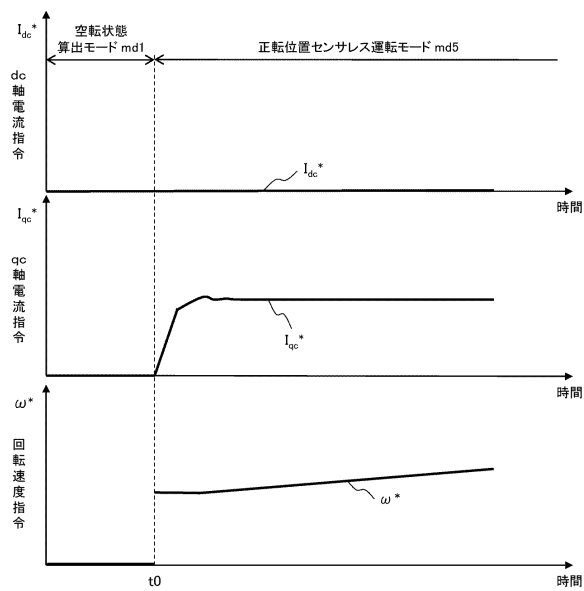
【図 2】

図 2



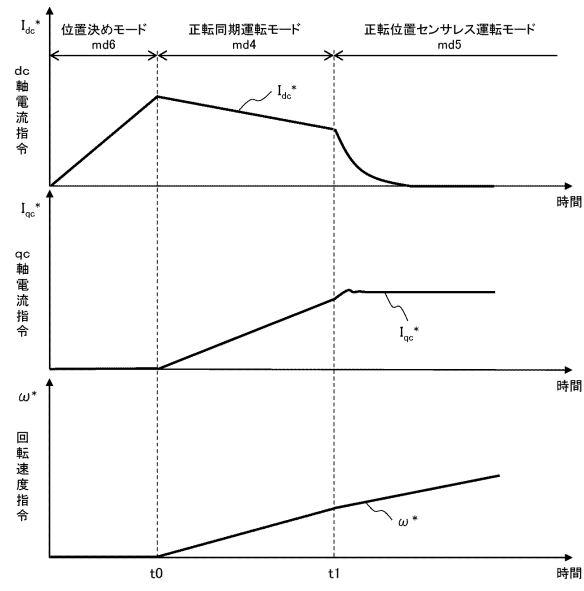
【図 7】

図 7



【図 8】

図 8



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 0 7 - 1 3 5 2 5 0 (J P , A)
特開平 1 1 - 2 6 2 2 8 6 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 1 5 3 9 1 1 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 4 / 0 0
6 / 0 0 - 6 / 3 4
2 1 / 0 0 - 2 5 / 0 3
2 5 / 0 4
2 5 / 0 8 - 3 1 / 0 0