

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3695436号
(P3695436)

(45) 発行日 平成17年9月14日(2005.9.14)

(24) 登録日 平成17年7月8日(2005.7.8)

(51) Int.Cl.⁷

H02P 6/18

H02P 21/00

F I

H02P 6/02 371S

H02P 5/408 C

請求項の数 15 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2002-270968 (P2002-270968)
 (22) 出願日 平成14年9月18日(2002.9.18)
 (65) 公開番号 特開2004-112898 (P2004-112898A)
 (43) 公開日 平成16年4月8日(2004.4.8)
 審査請求日 平成16年8月6日(2004.8.6)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 100074631
 弁理士 高田 幸彦
 (72) 発明者 金子 悟
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立
 研究所内
 (72) 発明者 正木 良三
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立
 研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 位置センサレスモータ制御方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

突極性を有する交流モータに電圧を印加するPWMインバータを制御し、前記交流モータを制御するモータ制御方法において、検出された前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向のモータインダクタンスを検出し、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことを特徴とする位置センサレスモータ制御方法。

【請求項2】

請求項1において、前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向に回転子位置検出用の電圧を印加して、前記印加電圧により発生する電流変化状態を検出し、前記検出された電流変化状態に基づいてインダクタンスを検出し、検出されたインダクタンスを用いて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことを特徴とする位置センサレスモータ制御方法。

【請求項3】

請求項1において、前記コントローラは前記交流モータの電流ベクトル方向に直交する方向に対してモータの回転子位置の検出精度から決まる範囲内の方向におけるインダクタンスを検出し、前記検出されたインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことを特徴とする位置センサレスモータ制御方法。

【請求項4】

10

20

請求項 3 において、前記検出された電流変化状態と、トルク指令および回転速度から演算された基準電流変化状態との差に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことを特徴とする位置センサレスモータ制御方法。

【請求項 5】

請求項 1 において、前記交流モータの電流ベクトルの方向に対してあらかじめ定められた方向は前記電流ベクトル方向に対して直交する方向であることを特徴とする位置センサレスモータ制御方法。

【請求項 6】

突極性を有する交流モータに電圧を印加する PWM インバータと、前記 PWM インバータを制御するコントローラとを備えたモータ制御装置において、前記コントローラは、前記検出された前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向に位置検出用電圧信号を印加して前記位置検出用電圧により発生する電流変化状態を検出する手段と、前記検出された電流変化から前記モータインダクタンスを検出する検出手段と、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段と、を備え、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

10

【請求項 7】

請求項 6 において、検出されたモータインダクタンスと、トルク指令およびモータの速度から決まる基準インダクタンスに基づいて、前記交流モータの回転子位置を推定検出する位置推定手段を備えたことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

20

【請求項 8】

請求項 6 において、予め定められた方向は前記電流ベクトル方向に対して直交する方向あるいは検出精度から許容される方向であることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 9】

請求項 6 において、前記位置検出用電圧により発生する電流変化状態と、トルク指令および回転速度から演算された基準電流変化状態との差に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を備えたことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 10】

請求項 9 において、前記基準電流変化状態を前記 PWM インバータの入力電圧の大きさに応じて補正することを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

30

【請求項 11】

請求項 9 において、前記基準電流変化状態を前記交流モータの動作点に応じて補正することを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 12】

請求項 9 において、前記基準電流変化状態は前記交流モータの動作点毎のテーブル、あるいは PWM インバータの入力電圧の大きさに応じたテーブルを前記コントローラに記憶しておくことを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 13】

突極性を有する交流モータに電圧を印加する PWM インバータと、前記 PWM インバータを制御するコントローラとを備えたモータ制御装置において、前記コントローラは、磁束軸に対して 45° の方向のモータインダクタンスを検出し、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有することを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

40

【請求項 14】

請求項 13 において、前記磁束軸に対して 45° の方向に位置検出用電圧信号を印加して検出された電流変化状態に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有することを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 15】

請求項 14 において、前記検出された電流変化状態と、前記基準電流変化状態の差に基

50

づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有することを特徴とする位置センサレスモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は交流モータの制御装置に係り、特に同期モータの回転子の磁極位置をセンサレスで推定検出し、前記交流モータを制御する位置センサレスモータ制御方法および装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

10

【特許文献1】

特開平7-245981号公報

【特許文献2】

特開平8-149898号公報

同期モータの速度やトルクを高応答に制御するには、モータ回転子の磁極位置に基づいてモータ電流を磁束方向（磁極位置方向・d軸）とそれに直交する方向（q軸）に座標変換して制御をおこなうベクトル制御が採用されている。その制御をおこなうには、磁極位置を検出するセンサを必須要件として制御を行うため、磁極位置センサは欠かせないものとなっている。しかし、近年、磁極位置を位置センサで検出することなく同期モータを制御する、いわゆる「磁極位置センサレス」の制御方式が種々提案されてきている。

20

【0003】

同期モータは一般に円筒型と突極型（ L_d 、 L_q 、 L_d はd軸方向のインダクタンス、 L_q はq軸方向のインダクタンス）に分離でき、そのうち突極型同期モータの磁極位置推定方式は、モータの発生する誘起電圧を用いる方法の他、モータの突極性を用いる方法などがある。

【0004】

例えば先行技術として、前記特許文献1がある。この公報には、モータに交番電圧を印加して、それによって発生するモータ電流を交番電圧に対して平行成分と直交成分方向に分離し、モータ電流の少なくとも一方向の電流成分に基づいて回転子位置を検出する方式が記載されている。

30

【0005】

また、さらに前記特許文献2がある。一次巻線の漏れインダクタンスはティース部の磁気飽和の影響を受けて変化する。そこでこの文献では、基本波成分とは別の交流電圧を重畳し、これにより流れる電流と交流電圧との関係から巻線のインダクタンスを計測し、このインダクタンスの変化から磁束を推定している。そして、この推定磁束に応じてインバータの出力電圧/電流を制御することが記載されている。

上記従来技術は突極性といったモータの特性に基づいた理論的なものであり、モータ電流を入力して高精度に磁極位置を推定できる有効な方式である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

40

上記従来技術では、突極型モータに交番電圧を印加した場合に、印加ベクトルと磁束方向（d軸）とが平行、または直交しているとき以外は、交番電圧の印加ベクトルに対し直交する方向にも電流が発生するといった特性を利用したものである。したがって、上記特性を利用した回転子位置（磁極位置）の検出は、モータ電流により磁気飽和が生じない範囲、すなわち、比較的小電流領域において、前記突極性を利用した回転子位置（磁極位置）の推定検出が可能である。

【0007】

しかしながら、モータ電流により局所的な磁気飽和が生じ、モータ電流方向のインダクタンスが最小となってしまうような大電流領域では、印加ベクトルと磁束方向（d軸）とが平行、または直交している場合においても、交番電圧の印加ベクトルに対し、直交する方

50

向にも電流が流れてしまい、前記突極性を利用した回転子位置の推定ができなくなる可能性がある。

【0008】

そこで、本発明の目的は、大電流によりモータ電流方向に局所的な磁気飽和が生じた場合においても、安定にかつ高精度に回転子位置を推定することが可能な位置推定手段を有するモータ制御方法および装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】

前記課題は以下の手段により解決することができる。

突極性を有する交流モータに電圧を印加するPWMインバータを制御し、前記交流モータを制御するモータ制御方法であって、検出された前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向のモータインダクタンスを検出し、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定し、前記交流モータのベクトル制御をおこなう位置センサレスモータ制御方法。

10

【0010】

また、前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向に回転子位置検出用の電圧を印加して、前記印加電圧により発生する電流変化状態を検出し、前記検出された電流変化状態に基づいてインダクタンスを検出し、検出されたインダクタンスを用いて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうこと。また、前記コントローラは前記交流モータの電流ベクトル方向に直交する方向に対してモータの回転子位置の検出精度から決まる範囲内の方向におけるインダクタンスを検出し、前記検出されたインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうこと。また、前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向に回転子位置検出用の電圧を印加し、前記印加電圧により発生する電流変化状態を検出し、前記検出された電流変化状態に基づいてインダクタンスを演算して前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうこと。また、前記検出された電流変化状態と、トルク指令および回転速度から演算された基準電流変化状態の差に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定検出し、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことにある。また、前記交流モータの電流ベクトルの方向に対してあらかじめ定められた方向は前記電流ベクトル方向に対して直交する方向である位置センサレスモータ制御方法である。

20

30

【0011】

また、突極性を有する交流モータに電圧を印加するPWMインバータと、前記PWMインバータを制御するコントローラとを備えたモータ制御装置であって、前記コントローラは、前記検出された前記交流モータの電流ベクトル方向に対してあらかじめ定められた方向に位置検出用電圧信号を印加して前記位置検出用電圧により発生する電流変化状態を検出する手段と、前記検出された電流変化から前記モータインダクタンスを検出する検出手段と、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段と、を備え、前記交流モータのベクトル制御をおこなうことにある。

【0012】

また、検出されたモータインダクタンスと、トルク指令およびモータの速度から決まる基準インダクタンスに基づいて、前記交流モータの回転子位置を推定検出する位置推定手段を備えたこと。また、予め定められた方向は前記電流ベクトル方向に対して直交する方向であること。また、前記位置検出用電圧により発生する電流変化状態と、トルク指令および回転速度から演算された基準電流変化状態との差に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を備えたこと。また、前記基準電流変化状態を前記PWMインバータの入力電圧の大きさに応じて補正すること。また、前記基準電流変化状態を前記交流モータの動作点に応じて補正すること。前記基準電流変化状態は前記交流モータの動作点毎のテーブル、あるいはPWMインバータの入力電圧の大きさに応じたテーブルを前記コントローラに記憶しておくこと。

40

50

【 0 0 1 3 】

また、突極性を有する交流モータに電圧を印加する P W M インバータと、前記 P W M インバータを制御するコントローラとを備えたモータ制御装置であって、前記コントローラは、磁束軸に対して 4 5 ° の方向のモータインダクタンスを検出し、前記検出されたモータインダクタンスに基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有すること。また、前記磁束軸に対して 4 5 ° の方向に位置検出用電圧信号を印加して検出された電流変化状態に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有すること。また、前記検出された電流変化状態と、前記基準電流変化状態の差に基づいて前記交流モータの回転子位置を推定する位置推定手段を有する制御装置である。

【 0 0 1 4 】

10

【 発明の実施の形態 】

以下、本発明の実施例について図 1 を用いて説明する。図 1 は本発明の第 1 の実施例を示すモータ制御装置の構成図である。まず、モータ制御系の構成を説明する。コントローラ 1 では、トルク指令 T_r^* を入力して交流モータ 2 が指令通りのトルクを発生するように、P W M 信号発生部 7 の出力信号を P W M インバータ 3 に出力する。このとき、コントローラ 1 内の電流指令発生部 4 においては、トルク指令 T_r^* とモータ速度 ω を入力し、現在の動作点で最高効率となるような電流指令 i_q^* 、 i_d^* を決定する。ここで、 i_d^* はモータ回転子の磁束方向 (d 軸) の電流指令、 i_q^* はモータ回転子の磁束方向に直交する方向 (q 軸) の電流指令である。

【 0 0 1 5 】

20

前記、d - q 軸の座標は図 2 に示すような回転座標系である。静止座標系 - 軸 (U - V - W 相を 2 相変換した座標) に対して、モータ角速度 で回転する座標系である。このとき、基準となる 軸からモータの回転子の磁束方向 (d 軸) までの位相を回転子位置 (磁極位置) とする。図 1 に示すように、本実施例では電流制御部 5 において、回転座標 d - q 軸上での電流制御演算を行い、d - q 軸での電圧指令 V_{dc} 、 V_{qc} を決定する。このように d - q 軸座標での電流制御を行うことにより、磁束方向の電流とそれに直交する (トルクに作用する) 電流をそれぞれ高精度に制御することができ、モータのトルクならびに磁束の制御が可能となる。

【 0 0 1 6 】

さらに、3 相変換部 6 では、d - q 軸から U - V - W 相への座標変換を行い、3 相の交流電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を得る。P W M 信号発生部 7 では交流電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を P W M インバータ 3 に印加するための P W M 信号に変換する。また、3 相の電流センサ 8 u、8 v、8 w から検出されたモータ電流 i_u 、 i_v 、 i_w をコントローラ 1 の電流検出部 9 で取り込み、d q 変換部 1 0 において、d - q 軸の検出電流 i_d^{\wedge} 、 i_q^{\wedge} を演算し、電流制御部 5 にフィードバックする。以上がモータ制御系の構成であり、一般にベクトル制御と呼ばれる制御方法である。

30

【 0 0 1 7 】

ここで、3 相変換部 6 および d q 変換部 1 0 での座標変換式は数式 (1)、(2) で表される。前者は d - q 軸電圧 V_d^* 、 V_q^* から、3 相電圧 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に変換する演算式 (3 相変換部 6)、後者は 3 相電流 i_u 、 i_v 、 i_w から d - q 軸電流 i_q^{\wedge} 、 i_d^{\wedge} に変換 (d q 変換部 1 0) する演算式である。

40

【 0 0 1 8 】

【 数 1 】

$$\text{数 1} \quad \begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{(3)/2} \\ -1/2 & \sqrt{(3)/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

【 数 2 】

50

$$\text{数 2} \quad \begin{bmatrix} id^{\wedge} \\ iq^{\wedge} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{(3)/2} & -\sqrt{(3)/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iu \\ iv \\ iw \end{bmatrix} \quad (2)$$

これらの式からわかるように、座標変換には回転子位置（ θ ）が必要となる。従来は、この回転子位置の検出を検出するために、位置センサが用いられてきた。さらに現在では、システムの低コスト化、高信頼化等を実現するため、位置センサを不要とする位置センサレスシステムが提案されている。このような位置センサレスシステムを実現するための位置推定方式はいくつか方式が考えられている。

10

【0019】

一般には、誘起電圧が検出（推定）できるモータの中高速域では、誘起電圧に基づく方式が適用される。また、誘起電圧の検出が困難な、停止、低速域ではモータの突極性（ L_d 、 L_q ）を利用した方式が適用される。ここで、 L_d はd軸方向のインダクタンス、 L_q はq軸方向のインダクタンスであり、特に $L_d < L_q$ の関係を逆突極性と称する。この逆突極性を有するモータのインダクタンスの特性は例えば、図3に示すような特性である。

【0020】

図3は、d、q軸方向でのインダクタンスの大きさを示している（楕円の中心Oから楕円周までの距離をインダクタンスの大きさとして示している）。逆突極性の場合、磁束方向のインダクタンス L_d が最小となり、磁束方向に直交する方向のインダクタンス L_q が最大となる。このような突極性を利用して、磁極位置を検出（推定）する場合、モータに磁極位置検出用の電圧信号を印加（重畳）し、それによって発生するモータ電流の変化を検出し、インダクタンスの大きさを計測する。このようにして計測したインダクタンスが最小となる方向が、回転子の磁束方向（磁極位置）となる。さらに、逆突極性を有するモータでは、磁束方向があるいはそれに直交する方向に電圧信号を印加した場合、印加方向に位置誤差を含んでいた場合には、印加方向に直交する方向にも干渉分の電流変化が生じる。この干渉分の電流変化を検出し、印加方向の位置誤差分を推定するという方式もある。

20

【0021】

しかしながら、上記のような突極性を利用した位置推定検出が行える場合は、モータのインダクタンス特性が、図3に示すような特性を示す場合に限られる。すなわち、電流による磁気飽和が生じて、回転子の磁束方向（d軸）のインダクタンス、もしくは磁束方向に直交する方向（q軸）のインダクタンスが最小（または最大）となる場合である。これに対して、電気自動車やハイブリッド車等に用いられている高出力密度のモータでは、大電流を流す高負荷領域では、電流ベクトルの方向に磁気飽和が生じ、d軸方向のインダクタンスが最小とならない場合がある。このような場合の、インダクタンスの分布の例を図4に示す。

30

【0022】

図4において、 I は電流ベクトルを示す。図に示すように、電流ベクトル I により磁気飽和が生じており、その方向のインダクタンスが最小となっている。このような特性が生じているときに、前述の突極性に基づく位置推定方式を適用した場合に推定される位置は、d軸方向ではなく電流ベクトル方向となる。したがって、磁極位置を正確に推定することができなくなる可能性がある。

40

【0023】

そこで、このような場合には、以下で述べるような磁極位置検出（推定）方法を用いる。その基本的な考え方は、磁気飽和を起こしていない方向のインダクタンスを検出し、それに基づいて回転子の位置を検出（推定）するものである。例えば、電流ベクトル I により磁気飽和が生じ、その方向のインダクタンスが著しく減少した場合、反対に磁気飽和の影響を最も受けにくい方向は、電流ベクトル I に直交する方向である（図4のY方向）。このY軸方向（電流ベクトルに直交する方向）のインダクタンスは磁気飽和の影響を受けな

50

い状態のモータインダクタンスを示し、モータ回転子の位置に応じて変化する。そこで、基本的にはこの特性を利用し、電流ベクトル I に直交する方向のインダクタンスを計測することにより、現在の回転子位置を推定することが可能である。図1では位置推定手段11において回転子位置を検出(推定)する。

【0024】

本制御システムでは、位置推定手段11により位置検出値 c が出力され、3相変換部6および $d-q$ 変換部10での座標変換演算に用いられる。さらに、モータ速度 m^{\wedge} は速度演算部12において、位置検出値 c の時間変化率を演算することによって得られる。

【0025】

以下、位置推定手段11の動作について述べる。まず、 $d-q$ 軸座標での電流指令 i_d^* 、 i_q^* を入力し、電流指令 i_d^* 、 i_q^* により電流ベクトル I の方向(X 軸)を演算する。さらに電流ベクトル I に直交する方向に位置検出用の電圧信号を印加し、この印加電圧により発生した電流変化によりインダクタンスを求める。この電流ベクトル I に直交する方向の電流変化は磁気飽和の影響を受けにくく、モータ本来のインダクタンスの値を示す。

【0026】

突極性を有するモータのインダクタンスは回転子位置に応じて変化するため、得られたインダクタンスに応じて磁極位置を決定することができる。図1の制御システムでは位置推定手段11により位置検出値 c が出力され、3相変換部6および $d-q$ 変換部10での座標変換演算に用いられる。さらにモータ速度 m^{\wedge} は速度演算部12において、位置検出値 c の時間変化率を演算することによって得られる。これが、大電流により電流ベクトル方向に磁気飽和が生じた場合の位置センサレス制御方式の基本的な構成と動作である。

【0027】

位置推定手段11についてさらに説明する。構成は以下のようになる。図5は位置推定手段の一構成例を示す図である。まず、図1に示したように、電流指令 i_d^* 、 i_q^* を入力し、電流ベクトル I の方向を演算する。また、実際のモータ電流は、電流制御により制御座標上での i_d^* 、 i_q^* に制御されるため、電流指令の代わりにフィードバック電流値 i_d^{\wedge} 、 i_q^{\wedge} を入力してもよい。そして、電圧信号演算部15において、モータに印加する位置推定用の電圧信号 v_{dh} 、 v_{qh} を演算し決定する。

【0028】

ここで、位置推定用の前記電圧信号(v_{dh} 、 v_{qh})はモータのインダクタンスを計測するための信号であり、一般には矩形波状のパルス信号である。電圧信号演算部15では、パルスの周波数、振幅を演算する他、印加する方向を演算する。

【0029】

本実施例では、モータ電流による磁気飽和の影響を受けにくい方向として、電流ベクトル I に直交する方向として説明している。しかしながら、位置検出用電圧信号の印加方向は、電流ベクトル I に直交する方向に限定されるものではない。さらに、電流変化演算部16において、電圧信号の印加により発生した電流変化 i を検出する。インダクタンス演算部17では、この電流変化 i を入力して、電圧信号印加方向のモータインダクタンス L を数式(3)に基づいて演算する。

$$\text{数3} \quad L = V \cdot (t / i) \quad (3)$$

ここで V は印加電圧、 t は電流変化計測時間である。

【0030】

そして、図5において、基準インダクタンス決定部19では、トルク指令 T_r^* および速度検出値 m^{\wedge} を入力し、基準インダクタンス L^* を決定する。インダクタンス演算部17で演算されたモータインダクタンス L との偏差に基づいて、位置演算部18において位置推定値 c を演算する。ここで、基準インダクタンス決定部19において決定されるインダクタンス L^* の値は、電流ベクトル I に直交する方向の、位置誤差が零の状態におけるインダクタンスの値である。磁極位置推定値に誤差が生じると、検出されるインダクタンス L が基準インダクタンス L^* の値と差異をもつことから、位置推定が可能となる。回転子位置演算部18では、例えば比例・積分演算をおこない、基準インダクタンス L^* とモ

10

20

30

40

50

ータインダクタンス L の偏差が零となるように位置推定値を調整（修正）する。なお、各動作点における基準インダクタンス L^* は事前に計測しておいて、テーブル化し、メモリ部分に格納しておくことで演算時間を短縮することができる。以上が位置推定手段１１の構成例とその動作である。

【００３１】

次に、位置推定手段１１の他の構成例１１Ａについて図６により説明する。図６の電圧信号演算部１５では、図５の場合と同様に、モータの電流ベクトル I に対して所定方向に印加する電圧パルスを演算する。また、電流変化 i を演算する電流変化演算部１６についても、前記図５と同様である。前記のように電流ベクトル I に直交する方向に電圧信号を印加すると、電流による磁気飽和の影響を受けることなく、モータのインダクタンスを計測することができる。この構成例では前記の構成例と位置推定値 c の算出方法が異なる。この構成例ではインダクタンスを求めることなく、電流変化状態を用いて磁極位置を推定する方式である。

【００３２】

まず、基準電流変化決定部２０において、トルク指令 T_r^* および速度検出値 m^{\wedge} を入力し、現在の動作点に応じた基準電流変化 i^* を決定する。ここで、基準電流変化決定部２０において決定される基準電流変化 i^* の値は、位置誤差が零の状態における電流ベクトル I に直交する方向の電流変化値である。磁極位置推定値に誤差が生じると、検出される電流変化量 i が基準電流変化 i^* と差異をもつことから位置推定が可能となる。なお、各動作点における基準電流変化 i^* は事前に計測しておいて、テーブル化し、メモリ部分に格納しておくことで演算時間を短縮することができる。また電流変化演算部１６では図５の電流変化演算部と同様に電圧信号の印加により発生した電流変化 i を検出する。

【００３３】

次に、電流変化 i の検出方法の例を図７に示す。通常、モータ電流の検出はコントローラに内蔵されたＡ／Ｄ変換器で行われるが、その検出タイミングはＰＷＭ搬送波の山の時点か、もしくは谷の時点である（また、山および谷の双方で検出する場合もある）。そこで、位置検出用に印加する電圧信号を図７のようにＰＷＭ搬送波（８．５ｋＨｚ程度）に同期したものとすると、連続した電流検出値の差分を演算することにより i を演算することができる（図７中、 $i_1 = i_2 - i_1$ 、 $i_2 = i_3 - i_2$ 、 $i_3 = i_4 - i_3$ ）。

【００３４】

なお、図７に示す電圧信号は例えば、１周期毎に電流ベクトル I の方向（ X ）と電流ベクトル I に直交する方向（ Y ）とに、切り替えられる。また、得られる電流変化量は印加電圧以外にも誘起電圧や現在流れている電流の成分も含まれる。これら印加電圧以外の成分を除去するためには、連続する電流変化量（例えば、 i_1 と i_2 ）の差をとるようにする。このようにすれば、印加電圧のみによる電流変化量を得ることができる。

【００３５】

次に、位置同定部２１において、基準電流変化 i^* に検出された電流変化 i が一致するように、フィードバック制御を行う。このフィードバック制御の出力を位置推定値 c とすれば、 i^* と i が一致したところで、モータの回転子位置と位置推定値 c が一致することになる。すなわち、回転子位置の推定が可能となる。位置同定部２１では、前記位置演算部１８と同様に、比例・積分等の演算により、基準電流変化 i^* と電流変化 i を一致させる制御をおこなう。このフィードバック制御の出力を位置推定値 c とすれば、 i^* と i が一致したところで、モータの回転子位置と位置推定値 c が一致することになる。すなわち、回転子位置の推定が可能となる。

【００３６】

なお、このフィードバック制御をおこなう際、モータの力行と回生とで出力である位置推定値 c の補償方向（位相の増減方向）が異なる。そこでコントローラ１では現在の動作点が力行であるか、あるいは回生であるかを判断し補償方向を切り替える処理をおこなう。

10

20

30

40

【0037】

また前記実施例の説明で、位置検出用電圧信号の印加方向は、電流ベクトル I に直交する方向に限定されるものではない、と述べた。例えば、図8は電流ベクトル I に直交する方向いわゆる Y 軸方向に対してのずれ角に応じてその基準電流変化分 i^* が変化する。 Y 軸に対して進んでも、また遅れた位置であってもその電流変化感度は小さくなる傾向を示す。したがって、磁極位置の検出精度も同様に変化する。すなわち、 Y 軸方向（直交）方向ではその感度も大きいからフィードバック制御による位置検出精度向上する。しかし検出感度が小さくなると、位置検出誤差が大きくなる。図8の点線は検出誤差の変化を表している。 Y 軸方向の検出誤差が最小で、それよりも進んだ位置あるいは遅れた位置にあっても検出誤差は大きくなる。

10

【0038】

ただしそれほど精度が要求されていない場合は、電流ベクトル I の直交方向を正確に求めなくてもよい。許容精度範囲内であれば、任意の方向でよい。図8の例では、 Y 軸に対する進み角 α_1 、あるいは遅れ角 α_2 の間であれば、許容誤差は ϵ_1 あるいは ϵ_2 以下で検出することができることを表している。そのときの基準電流変化は i_{1}^* 、 i_{2}^* であり、これを基にフィードバック制御がおこなわれる。

【0039】

これが、位置推定手段11の構成例とその他の構成例についての動作説明である。なお、本発明では電圧信号を印加し、そのときの電流変化に基づいてモータのインダクタンスを演算し、回転子位置の推定を行っている。したがって、この演算には位置検出用に印加する電圧信号の大きさを正確に把握する必要がある。PWMインバータ3から出力される電圧は、直流入力電圧（バッテリー V_b ）の入力電圧の大きさにより、ゲインが変動するため、必要に応じて、前記基準電流変化 i^* を直流電圧の変動に応じて補正することが必要である。

20

【0040】

また、本発明による位置推定方式は、大電流で磁気飽和が生じた場合に有効であると述べたが、磁気飽和が生じていない小電流領域でも適用が可能である。たあだし、電流が小さい場合に、電流ベクトルに直交する方向を演算することが難しい場合は、制御系内で設定される磁束軸より 45° の方向に位置検出用の電圧信号を印加し、その方向のインダクタンスもしくは電流変化状態に基づいて磁極位置の推定をおこなう。これは磁束軸から 45° の方向が、回転子位置の変動に対して、インダクタンスの変動が最も大きい（感度が大きい）方向であるためである。

30

【0041】

さらに、本実施例では U, V, W の3相のモータ電流、 i_u, i_v, i_w を入力しているが、このうち2相のみを入力しても本発明は実現が可能である。

【0042】

【発明の効果】

本発明によれば、大電流により局所的に磁気飽和が生じた場合でも、モータ回転子の正確な位置推定ができ、位置センサレスモータ制御装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

40

【図1】 本発明の第1の実施例を示すモータ制御装置の構成図である。

【図2】 回転座標系（ $d-q$ 軸）と静止座標系（ $\alpha-\beta$ 軸）との関係を示す図である。

【図3】 モータのインダクタンス特性を示す図である。

【図4】 モータ電流ベクトル方向に磁気飽和が生じた場合のインダクタンスの分布を示す図である。

【図5】 磁極位置推定手段の一構成例でインダクタンスを用いる例を示す図である。

【図6】 磁極位置推定手段の一構成例で電流変化 i を用いる検出方法の例を示す図である。

【図7】 回転子位置をインダクタンスから求める場合の構成例を示す図である。

【図8】 電流ベクトル I に対する直交方向からのずれと検出精度および電流変化感度の

50

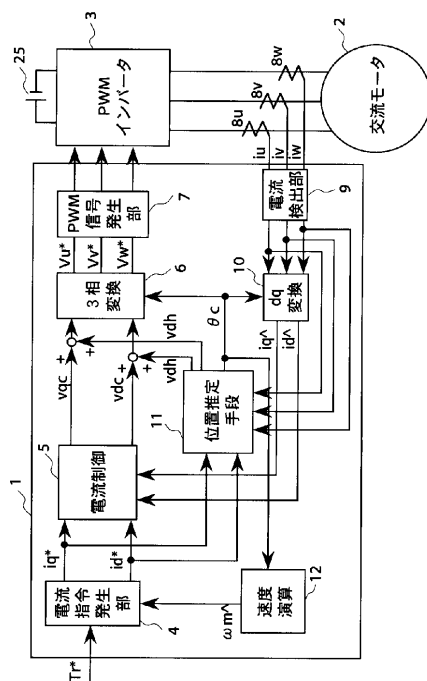
関係を表す図である。

【符号の説明】

1 ; コントローラ 2 ; 交流モータ 3 ; P W Mインバータ 4 ; 電流指令発生 5 ; 電流制御部 6 ; 3相変換部 7 ; P W M信号発生部 8 u、8 v、8 w、 ; 電流センサ 9 ; 電流検出部 10 ; d q変換部 11 ; 位置推定手段 12 ; 速度演算部 13 ; 印加方向切り替え手段 15 ; 電圧信号演算部 16 ; 電流変化演算部 20 ; 基準電流変化決定部 21 ; 位置同定部。

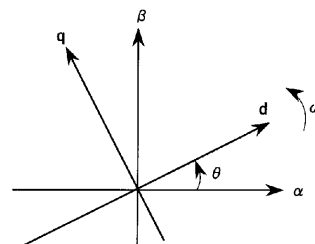
【図 1】

図 1



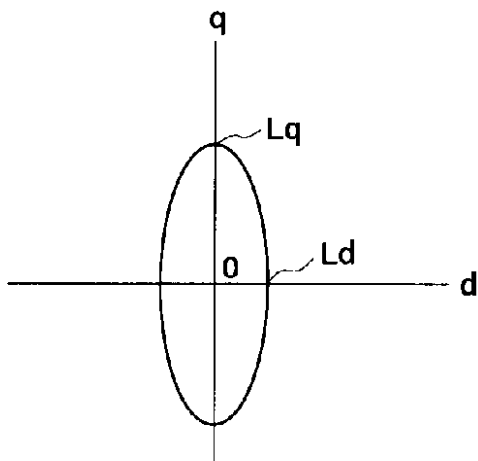
【図 2】

図 2



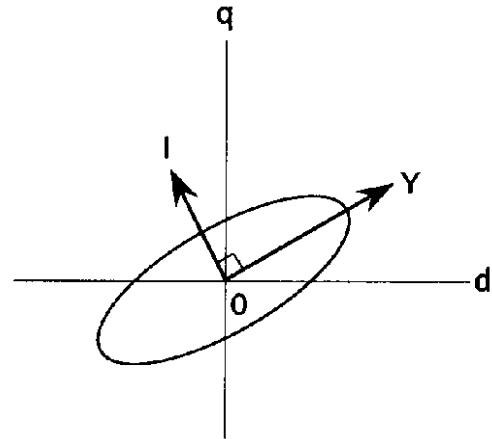
【図 3】

図 3



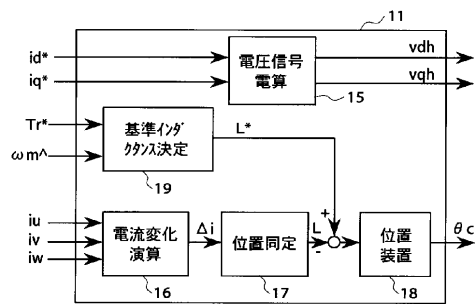
【図 4】

図 4



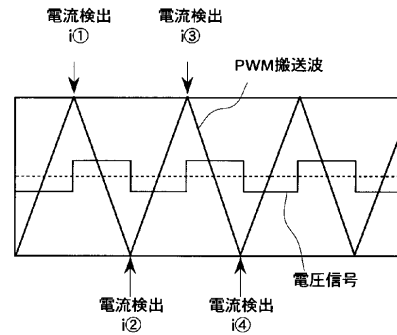
【図 5】

図 5



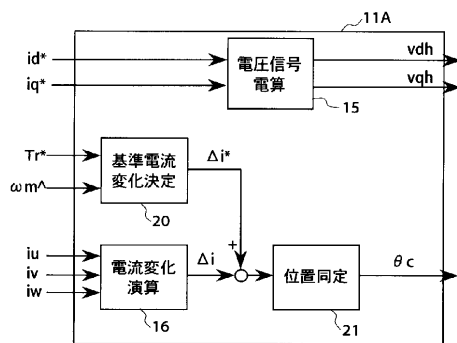
【図 7】

図 7



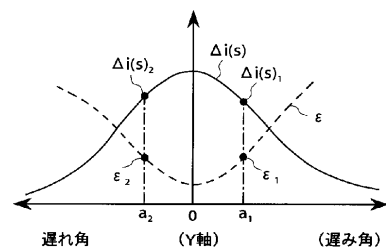
【図 6】

図 6



【図 8】

図 8



フロントページの続き

(72)発明者 澤田 建文

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地
ブ内

株式会社 日立製作所 自動車機器グルー

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開平10-014277(JP,A)

特開平08-149898(JP,A)

特開2000-217386(JP,A)

特開2002-026259(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H02P 6/00-6/24

H02P 21/00