

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5327700号
(P5327700)

(45) 発行日 平成25年10月30日(2013.10.30)

(24) 登録日 平成25年8月2日(2013.8.2)

(51) Int.Cl.

F I

H O 2 P 21/00 (2006.01)

H O 2 P 5/408

A

H O 2 P 27/04 (2006.01)

請求項の数 8 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2008-257015 (P2008-257015)	(73) 特許権者	000006622
(22) 出願日	平成20年10月2日(2008.10.2)		株式会社安川電機
(65) 公開番号	特開2010-88257 (P2010-88257A)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(43) 公開日	平成22年4月15日(2010.4.15)	(74) 代理人	100104503
審査請求日	平成23年5月9日(2011.5.9)		弁理士 益田 博文
		(72) 発明者	佐藤 貞之
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内
		(72) 発明者	井浦 英昭
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内
		(72) 発明者	山本 陽一
			福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
			株式会社安川電機内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】誘導電動機の制御装置及びその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誘導電動機の2次抵抗値又は2次抵抗相当値を用いてすべり周波数を演算するすべり周波数演算器と、

速度指令と前記すべり周波数から1次周波数を演算する1次周波数演算部と、

前記誘導電動機に流れる電動機電流を検出する電流検出器と、

前記1次周波数を用いてV/fパターンで規定された誘起電圧指令を生成する電圧指令生成部と、

前記誘導電動機の一次抵抗の設定誤差が原因で生じる前記誘導電動機の入力電圧の実際値と設定値との電圧誤差を推定するように、電動機定数に関する行列と、電圧誤差オブザーバゲインに関する行列とを備え、前記誘起電圧指令と前記電動機電流を用いて、前記電動機電流の推定値と、前記誘導電動機の電動機磁束の推定値と、前記電圧誤差の推定値を求める電圧誤差オブザーバで構成された電圧誤差オブザーバ部と、

前記電圧誤差に応じて前記誘起電圧指令を補正し、電圧指令を出力する電圧誤差補正部と、

前記電圧指令に基づき前記誘導電動機を駆動するインバータ部と、

前記誘導電動機の前記速度及び負荷の変化が一定になった際に、前記電圧誤差オブザーバ部が出力する電圧誤差を記憶しておき、記憶後の運転中は所定時間毎に前記電圧誤差オブザーバ部が出力する電圧誤差と前記記憶した値を比較し、比較結果を用いて演算した速度誤差を、前記すべり周波数に加算して補正する温度補正部と、を備えることを特徴とする誘

10

20

導電動機の制御装置。

【請求項 2】

前記電動機電流を制御する電流制御部と、前記一次抵抗、前記漏れインピーダンス、前記 1 次周波数、前記電動機電流又は電動機電流指令を用いて前記誘導電動機の一次インピーダンス電圧降下量をフィードフォワード制御で指令する F / F 電圧指令演算部のいずれか一方、あるいは両方をさらに備えることを特徴とする請求項 1 記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 3】

前記記憶する電圧誤差は、前記誘導電動機の磁束軸の電圧誤差であることを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の誘導電動機の制御装置。

10

【請求項 4】

前記温度補正部は、前記電圧誤差がプラス方向に変化している場合は、前記すべり周波数をプラス方向に補正し、マイナス方向に変化している場合は、前記すべり周波数をマイナス方向に補正することを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 5】

前記温度補正部は、前記すべり周波数を補正する量を前記誘導電動機の定格時のすべり周波数の大きさに基づきリミット処理して出力することを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の誘導電動機の制御装置。

【請求項 6】

前記電圧誤差オブザーバ部は、電動機電流を推定し、前記電流検出器により検出した電動機電流と前記推定した電動機電流の誤差が収束するように構成され、前記電圧誤差を外乱電圧として推定するオブザーバであることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の誘導電動機の制御装置。

20

【請求項 7】

誘導電動機の 2 次抵抗値又は 2 次抵抗相当値を用いてすべり周波数を演算するステップと、

速度指令と前記すべり周波数から 1 次周波数を演算するステップと、

前記誘導電動機に流れる電動機電流を検出するステップと、

前記 1 次周波数を用いて V / f パターンで規定された誘起電圧指令を生成するステップと、

30

前記誘導電動機の一次抵抗の設定誤差が原因で生じる前記誘導電動機の入力電圧の実値と設定値との電圧誤差を推定するように、電動機定数に関する行列と、電圧誤差オブザーバゲインに関する行列とを備え、前記誘起電圧指令と前記電動機電流を用いて、前記電動機電流の推定値と、前記誘導電動機の電動機磁束の推定値と、前記電圧誤差の推定値を求める電圧誤差オブザーバに従うステップと、

前記電圧誤差に応じて前記誘起電圧指令を補正し、電圧指令を出力するステップと、

前記電圧指令に基づき前記誘導電動機を駆動するステップと、

前記誘導電動機の色度及び負荷の変化が一定になった際に、前記オブザーバに従って出力する電圧誤差を記憶しておき、記憶後の運転中は所定時間毎に前記オブザーバに従って出力する電圧誤差と前記記憶した値を比較し、比較結果を用いて演算した速度誤差を、前記すべり周波数に加算して補正するステップと、

40

を備えることを特徴とする誘導電動機制御装置の制御方法。

【請求項 8】

前記電圧誤差を推定するステップでは、前記誘導電動機の電気定数変更、あるいは相当する制御定数が設定変更され、前記誘導電動機の色度及び負荷の変化が所定時間一定値以下となると前記電圧誤差として記憶し、

前記速度誤差を演算するステップでは、前記電圧誤差と前記記憶した電圧誤差との差を用いて前記速度誤差を演算する、

ことを特徴とする請求項 7 に記載の誘導電動機制御装置の制御方法。

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、速度センサを用いずに誘導電動機を制御する制御装置及びその制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

一般的なすべり周波数形の速度センサレス制御は、推定されたモータ速度にすべり周波数を加算して1次周波数を演算し、1次周波数を積分して磁束位相を演算する。すべり周波数は設定された2次抵抗を元に演算される。2次抵抗の設定値は、運転前にオートチューニングを行うか、組み合わせ試験で求めた値、あるいは設計値を用いて決められる。d軸電流に高周波成分を印加し、速度誤差と2次抵抗誤差とを分離し2次抵抗値を得ることもある（例えば非特許文献1）。

10

【0003】

また、モータにサーミスタを内蔵し1次抵抗を直接測定し、1次抵抗と2次抵抗の温度変化率は等しいとして、1次抵抗の変化率を同定しその変化率から2次抵抗の変化量を得る方法も考えられている。

1次抵抗の同定に関しては、直接測定する以外に電流制御の出力値である指令電圧値から実際の電流および推定した磁束/速度をモータ電圧方程式に代入し導出した電圧値を減算し、その値をPI制御することで導出される1次誤差抵抗値と初期1次抵抗値を加算したものを温度上昇後の推定1次抵抗値とする方法がある（例えば特許文献1）。また、dq座標系よりある角度だけずれたvh座標系上で考慮されるv座標上（d座標に相当）の誘起電圧E_vを指令電圧から導出したものと指令周波数から導出したものの差分を比例・積分（PI）して推定1次抵抗とする方法（例えば特許文献2）がある。

20

【0004】

このように、従来のすべり周波数形の速度センサレス制御では、d軸電流に高周波成分を印加したり、1次抵抗の変化率を測定あるいは同定して2次抵抗の変化量を得たりするのである。

【非特許文献1】久保田寿夫、吉原大助、松瀬貢規著、「速度センサレスベクトル制御誘導電動機の二次抵抗同定」、電気学会論文誌D、No. 8、1997年、p940 - p945

30

【特許文献1】特開2002-125400号公報

【特許文献2】特開2002-253000号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

非特許文献1の2次抵抗の同定法では、d軸に高周波電流を注入するため、注入した信号が振動要因となってしまうという問題があった。また、特許文献1および2の方法では、同定した1次抵抗の変化率には、温度要因でない分、例えば速度センサレスベクトル制御における軸ずれの影響を受けるので、温度による1次抵抗の変化率を正確には同定することはできていないという問題があった。

40

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたものであり、抵抗値の同定のために高周波の信号を注入することなしで、2次抵抗の温度による変化量を得るとともに、モータ温度の変化によって速度制御精度が劣化することのない、速度センサレスの速度制御装置及びその制御方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記問題を解決するため、本発明は、次のように構成したのである。

請求項1に記載の発明は、誘導電動機の2次抵抗値又は2次抵抗相当値を用いてすべり

50

周波数を演算するすべり周波数演算器と、速度指令と前記すべり周波数から１次周波数を演算する１次周波数演算部と、前記誘導電動機に流れる電動機電流を検出する電流検出器と、前記１次周波数を用いて V/f パターンで規定された誘起電圧指令を生成する電圧指令生成部と、前記誘導電動機の一次抵抗の設定誤差が原因で生じる前記誘導電動機の入力電圧の実際値と設定値との電圧誤差を推定するように、電動機定数に関する行列と、電圧誤差オブザーバゲインに関する行列とを備え、前記誘起電圧指令と前記電動機電流を用いて、前記電動機電流の推定値と、前記誘導電動機の電動機磁束の推定値と、前記電圧誤差の推定値を求める電圧誤差オブザーバで構成された電圧誤差オブザーバ部と、前記電圧誤差に応じて前記誘起電圧指令を補正し、電圧指令を出力する電圧誤差補正部と、前記電圧指令に基づき前記誘導電動機を駆動するインバータ部と、前記誘導電動機の速度及び負荷の変化が一定になった際に、前記電圧誤差オブザーバ部が出力する電圧誤差を記憶しておく、記憶後の運転中は所定時間毎に前記電圧誤差オブザーバ部が出力する電圧誤差と前記記憶した値を比較し、比較結果を用いて演算した速度誤差を、前記すべり周波数に加算して補正する温度補正部と、を備えるものである。

10

また、請求項２に記載の発明は、請求項１に記載の発明において、前記電動機電流を制御する電流制御部と、前記一次抵抗、前記漏れインピーダンス、前記１次周波数、前記電動機電流又は電動機電流指令を用いて前記誘導電動機の一次インピーダンス電圧降下量をフィードフォワード制御で指令する F/F 電圧指令演算部のいずれか一方、あるいは両方をさらに備えるものである。

20

【０００７】

また、請求項３に記載の発明は、請求項１または２に記載の発明において、前記記憶する電圧誤差は、前記誘導電動機の磁束軸の電圧誤差である。

また、請求項４に記載の発明は、請求項１～３のいずれか１項に記載の発明において、前記温度補正部は、前記電圧誤差がプラス方向に変化している場合は、前記すべり周波数をプラス方向に補正し、マイナス方向に変化している場合は、前記すべり周波数をマイナス方向に補正するものである。

【０００８】

また、請求項５に記載の発明は、請求項１～４のいずれか１項に記載の発明において、前記温度補正部は、前記すべり周波数を補正する量を前記誘導電動機の定格時のすべり周波数の大きさに基づきリミット処理して出力するものである。

30

また、請求項６に記載の発明は、請求項１～５のいずれか１項に記載の発明において、前記電圧誤差オブザーバ部は、電動機電流を推定し、前記電流検出器により検出した電動機電流と前記推定した電動機電流の誤差が収束するように構成され、前記電圧誤差を外乱電圧として推定するオブザーバである。

【０００９】

上記問題を解決するため、本発明は、次のようにしたのである。

請求項７に記載の発明は、誘導電動機の２次抵抗値又は２次抵抗相当値を用いてすべり周波数を演算するステップと、速度指令と前記すべり周波数から１次周波数を演算するステップと、前記誘導電動機に流れる電動機電流を検出するステップと、前記１次周波数を用いて V/f パターンで規定された誘起電圧指令を生成するステップと、前記誘導電動機の一次抵抗の設定誤差が原因で生じる前記誘導電動機の入力電圧の実際値と設定値との電圧誤差を推定するように、電動機定数に関する行列と、電圧誤差オブザーバゲインに関する行列とを備え、前記誘起電圧指令と前記電動機電流を用いて、前記電動機電流の推定値と、前記誘導電動機の電動機磁束の推定値と、前記電圧誤差の推定値を求める電圧誤差オブザーバに従うステップと、前記電圧誤差に応じて前記誘起電圧指令を補正し、電圧指令を出力するステップと、前記電圧指令に基づき前記誘導電動機を駆動するステップと、前記誘導電動機の速度及び負荷の変化が一定になった際に、前記オブザーバに従って出力す

40

50

る電圧誤差を記憶しておき、記憶後の運転中は所定時間毎に前記オブザーバに従って出力する電圧誤差と前記記憶した値を比較し、比較結果を用いて演算した速度誤差を、前記すべり周波数に加算して補正するステップと、を備えるのである。

【0010】

また、請求項8に記載の発明は、請求項7に記載の発明において、前記電圧誤差を推定するステップでは、前記誘導電動機の電気定数変更、あるいは相当する制御定数が設定変更され、前記誘導電動機の色度及び負荷的变化が所定時間一定値以下となると前記電圧誤差として記憶し、前記速度誤差を演算するステップでは、前記電圧誤差と前記記憶した電圧誤差との差を用いて前記速度誤差を演算する、のである。

10

【発明の効果】

【0011】

請求項に記載の発明によると、速度センサを用いずに、電圧誤差オブザーバより導出される電圧指令誤差を用い、出力電圧指令を補正し、すべり周波数指令を補正して、安定でモータ温度変化で速度制御精度が劣化しない速度制御を実現することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

次に、本発明の実施の形態について図を用いて説明する。

【実施例1】

20

【0013】

図1は、本発明の誘導電動機の制御装置の全体構成を示すブロック図である。図において、PWMインバータ3は、3相交流電源4からの交流電圧を直流電圧に変換し、後述の電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w に従い発生した電圧を誘導電動機1に印加し駆動する。座標変換部5は、後述の電気角を用いて電流検出器2で検出した相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を回転座標系のd軸電流 I_d 、q軸電流 I_q に変換し、座標変換部5'は、電気角を入力し、後述の V_{dref} 、 V_{qref} を静止座標系の電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w に変換する。積分器6は、後述の1次周波数指令1を積分し電気角を算出する。誘起電圧指令演算部11は、1次周波数指令1を入力とし、誘起電圧指令 E_{ref} を演算し、電圧誤差オブザーバ部7、電圧誤差補正部16、磁束演算部18へ出力する。電圧誤差補正部16は、誘起電圧指令 E_{ref} に後述する電圧誤差オブザーバ部7の出力である V_d 、 V_q を補正して、d軸電圧指令 V_{dref} 、q軸電圧指令 V_{qref} を算出する。

30

【0014】

すべり周波数演算部13は、設定された2次抵抗 R_r 、与えられた磁束指令 i_{ref} 及びq軸電流 I_q を用いてすべり周波数を演算し、温度補正部15はそのすべり周波数を補正し、1次指令周波数演算部14は、与えられた速度指令と補正されたすべり周波数を加算し、1次周波数指令1を演算する。なお、磁束演算部18は、誘起電圧指令 E_{ref} と1次周波数指令1を用いて磁束指令 i_{ref} を演算する。

また、電圧誤差オブザーバ部7、温度補正部15での演算処理は後述する。

【0015】

40

本発明が従来技術と異なる部分は、電圧誤差オブザーバ部7を備え、電圧誤差オブザーバ部7の出力により誘導電動機への電圧指令を補正するとともに、d軸電圧補正值から温度補正量を演算してすべり周波数指令に補正を加えるようにした部分である。

【0016】

本発明の動作説明の前に動作原理について説明する。

固定子基準の静止座標系における誘導電動機の電圧/電流方程式は、(1)、(2)式のように表すことができる。

【0017】

【数 1】

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}i_s &= -\frac{(R'_r + R_s)}{\sigma L_s}i_s + \left(\frac{R'_r}{\sigma L_s M} - j\frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega_r \right)\phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}v_s \\ &= a_{r11}i_s + (a_{r12} - ja_{i12})\phi_r + bv_s\end{aligned}\quad (1)$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\phi_r &= -\frac{M}{T_r}i_s + \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right)\phi_r \\ &= a_{r21}i_s + (a_{r22} + ja_{i22})\phi_r\end{aligned}\quad (2)$$

ここで、 $i_s = i_d + ji_q$, $\phi_r = \phi_d + j\phi_q$

10

【0018】

なお、 i_s はモータ電流、 V_s はモータ電圧、 r はモータ磁束であり、 R_s は1次抵抗()、 R_r は2次抵抗()、 L_s は漏れインダクタンス(H)、 L_r は2次自己インダクタンス(H)、 M は相互インダクタンス(H)、 T_r は2次時定数(s)、 R_r' は1次換算の2次抵抗で $R_r(M/L_r)^2$ ()、 r は回転子角速度(rad/s)である。

【0019】

次に(1)、(2)式を回転座標系(dq座標系)に変換すると(3)式で表される。

【0020】

【数 2】

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{r11} - j\omega_1 & a_{r12} - ja_{i12} \\ a_{r21} & a_{r22} - j(\omega_1 - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3)$$

20

【0021】

ここで、誘導電動機の電圧方程式に対して電圧指令を(4)式のように与える。なお、 E_r は誘導電動機の誘起電圧に相当する。

【0022】

【数 3】

$$v_s = (R_{s0} + j\omega_1 \sigma L_{s0})i_s + \begin{bmatrix} 0 \\ E_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

30

【0023】

(4)式の右辺第1項目が1次インピーダンス降下量に相当するもので、第2項が指令周波数に対して電圧を生成するV/fパターン生成部より出力される指令電圧値に相当するものである。なお、(4)式における添え字0は設定値を表している。

しかし、実際において設定値と実際値は R_{s0} R_s 、 L_{s0} L_s であるので、(4)式を(3)式に代入すると(5)式を得る。

【0024】

【数 4】

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R'_r}{\sigma L_s} & a_{r12} - ja_{i12} \\ a_{r21} & a_{r22} - j(\omega_1 - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} v_e + \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V \\ \Delta V &= \begin{bmatrix} \left\{ \left(\frac{R_{s0}}{\sigma L_{s0}} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \right) + j\omega_1 \left(\frac{\sigma L_{s0}}{\sigma L_s} - 1 \right) \right\} i_s \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5)$$

40

50

【 0 0 2 5 】

次に、誤差電圧 V を導出するために (6) 式の電圧誤差オブザーバを構成する。

【 0 0 2 6 】

【数 5】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \\ \Delta \hat{V} \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \\ \Delta \hat{V} \end{bmatrix} + B \cdot v_e + L(i_s - \hat{i}_s) \quad (6)$$

【 0 0 2 7 】

なお、 V_e は入力電圧、 E_{ref} は誘起電圧に相当する電圧指令、 A 、 B は電動機パラメータ行列、 L は電圧誤差オブザーバゲイン (行列) であり、(6) 式における $\hat{}$ は、その変数が推定値であることを示している。また、入力電圧 V_e と誘起電圧に相当する電圧指令 E_{ref} の間には $V_e = j E_{ref}$ (j : 虚部を示す虚数単位) の関係がある。

10

また、誤差電圧 V は (7) 式により推定演算される。なお、(7) 式では誤差電圧 V 、モータ電流 i_s を d 、 q 成分に分解して示している。

【 0 0 2 8 】

【数 6】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \hat{V}_d \\ \Delta \hat{V}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 \\ L_2 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

20

【 0 0 2 9 】

なお、 L_1 、 L_2 は電圧誤差オブザーバゲイン (行列) の各要素である。

【 0 0 3 0 】

次に、漏れインダクタンス L_s を正確に設定出来ていれば、 $L_{s0} = L_s$ の関係が成立し、 R_s の設定誤差として R_s を用いれば、(5) 式の誤差電圧 V は (8) 式のように表すことができる。なお、 R_s は温度で変化するので、設定誤差が R_s のときの誤差電圧を V_1 として示している。

【 0 0 3 1 】

【数 7】

$$\Delta V_1 \cong \begin{bmatrix} \left(\frac{\Delta R_s}{\sigma L_{s0}} \right) i_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

30

【 0 0 3 2 】

次にモータ温度変化により設定誤差が $R_s + R_{sd}$ になると (9) 式が成立し、さらにモータ温度の変化の影響が R_s と R_r に対して同じであるとして、 R_s と R_r は同じ温度で正確に設定できているとの条件を代入すると (10) 式が導出される。なお、2 次抵抗 R_r の設定誤差 R_r 、温度変化分による設定誤差を R_{rd} としている。

【 0 0 3 3 】

【数 8】

$$\Delta V2 \cong \begin{bmatrix} \left(\frac{\Delta R_s + \Delta R_{sd}}{\sigma L_{s0}} \right) i_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Delta V2 - \Delta V1 &\cong \begin{bmatrix} \left(\frac{\Delta R_{sd}}{\sigma L_{s0}} \right) i_s \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{\sigma L_{s0}} \frac{R_{s0}}{R_{r0}} \Delta R_{rd} \right) i_s \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

10

【0034】

上記から、任意温度における誤差電圧 $V1$ を測定しておき、運転中の電圧誤差 $V2$ を演算し、 $V2 - V1$ を求めれば、2次抵抗の温度変化 Rrd を得ることが可能である。

厳密に言えば、モータ電流 i_s の大きさによって Rrd の値は影響を受けるが、 $V2 - V1$ の d 軸電圧成分を使用し、モータ電流 i_s の d 軸分電流はベクトル制御では一定値に制御するので、この影響は無視できる。

20

【0035】

次に、本発明の動作説明を行う。

電圧誤差オブザーバ部 7 は、上記 (6) 式を構成した電圧誤差オブザーバである。電圧誤差オブザーバ部 7 では推定 d q 軸電流、推定 d q 軸磁束、推定 d q 軸誤差電圧を導出する。ここで、推定 d q 軸誤差電圧 Vd 、 Vq は、電圧誤差オブザーバに設定されたモータ定数の設定誤差が原因の誤差電圧を表している。

PWM インバータ 3 へ出力される d 軸電圧指令 $Vdref$ は Vd 、q 軸電圧指令 $Vqref$ は、誘起電圧指令 $Eref$ から Vq を減算して求めている。

30

温度補正部 15 は、推定 d 軸誤差電圧 Vd を入力とし s を出力する。温度補正部 15 の具体的動作は、図 2 を用いて説明する。

【0036】

図 2 は、温度補正部 15 において速度誤差を補正する処理手順を示すフローチャートである。この処理は、処理フラグの値で処理を進めるようになっていて、例えば、モータの電気定数のチューニング時、あるいは Rr 、 Rs の電気定数又は Rr 、 Rs に相当する制御定数が設定変更された際に処理フラグはリセットされる。ここでの制御定数は、直接 Rr 、 Rs を用いるのではなく、 Rr 、 Rs の設定値に基づき誘導電動機制御の処理に都合のよいようにゲインに加工しているものという意味で使用している。

【0037】

40

処理フラグが 0 であれば、STEP 1 を実行する。

STEP 1 では、動作原理のところで説明した誤差電圧 $V1$ の演算を行う。

誤差電圧 $V1$ の演算精度を確保するために、モータの速度変動、負荷変動がない条件で求めるようになっていて、処理フラグが 0 の間は、上記の速度変動、負荷変動がない条件が成立しているかをチェックし、成立したと判断されたタイミングで、電圧誤差オブザーバ部 7 から出力される推定 d 軸誤差電圧 Vd の値を $V1$ として格納し、処理フラグを 1 にする。

なお、速度変動がない条件は、1 次周波数指令 1 の変化量が所定値以下、あるいは速度指令が一定値となった状態、負荷変動がない条件は、q 軸電流 Iq の変化量が所定値以下となった状態が、所定時間継続したときとし、変化量を求める際にはフィルタ処理された

50

値を用いてもよい。

【 0 0 3 8 】

処理フラグが 1 であれば、S T E P 2 を実行する。

S T E P 2 では、電圧誤差オブザーバ部 7 から逐次演算される推定 d 軸誤差電圧 V_d と S T E P 1 で格納されている V_1 を比較する。

$V_d > V_1$ であれば補正量を x 、 $V_d < V_1$ であれば補正量を $-x$ 、また、等しい場合は補正量 0 を k に設定して、S T E P 3 へ進む。なお、 x は正数である。

(9) 式における V_2 は、モータ温度が上昇して R_{sd} がプラスになると大きくなり、モータ温度が低下して R_{sd} がマイナスになると小さくなるので、 $V_d > V_1$ はモータ温度上昇、 $V_d < V_1$ は温度低下の方向となる。

なお、上記比較処理で所定値以上の電圧差が生じないと、モータ温度変化がないと判断して速度誤差の補正をしないようにしてもよい。

【 0 0 3 9 】

S T E P 3 では、(1 1) 式に示すように、S T E P 2 で求めた k を使い、前回の速度誤差補正值 $s(n)$ に加算して今回の速度誤差補正值 $s(n+1)$ を演算して出力する。

【 0 0 4 0 】

【 数 9 】

$$\Delta\omega_s(n+1) = \Delta\omega_s(n) + \omega_{s0} \cdot k \quad (11)$$

【 0 0 4 1 】

なお、 ω_{s0} は、定格負荷・定格磁束時のすべり周波数 (rad/s) (以下、定格すべり周波数と称す) である。

速度誤差補正值 $s(n+1)$ を出力する際、何らかの原因で過補償にならないようにするために、例えば、定格すべり周波数 ω_{s0} の $\pm 50\%$ の値でリミットするなどの処理を行ってもよい。

【 0 0 4 2 】

このように V/f 一定制御をベースにしたすべり周波数制御に本発明を適用しているので、速度センサレスベクトル制御における軸ずれの影響を受けずに温度による 1 次抵抗の変化率を正確に同定することができるので、正確な速度誤差の補正ができる。

【 実施例 2 】

【 0 0 4 3 】

図 3 は第 2 実施例の構成を示すブロック図である。図において、図 1 から変更している点は、電流制御部 8 A、8 B、 F/f 電圧指令演算部 9 及びその周辺回路を追加した部分であり、図 1 と同じ動作をするものは同じ符号としその説明は省略する。

図において、電流制御部 8 A は後述の d 軸電流指令 I_{dref} と d 軸電流 I_d 、電流制御部 8 B では後述の q 軸電流指令 I_{qref} と q 軸電流 I_q の偏差が 0 になるように電流制御される。電流制御部 8 A、8 B の出力は、誘起電圧指令 E_{ref} と加算して V'_{dref} 、 V'_{qref} を演算し、さらに、電圧誤差補正部 16' は、後述する電圧誤差オブザーバ部 7 の出力 V_d 、 V_q で V'_{dref} 、 V'_{qref} を補正して、d 軸電圧指令 V_{dref} 、q 軸電圧指令 V_{qref} を算出する。

d 軸電流指令 I_{dref} 、q 軸電流指令 I_{qref} は、与えられた磁束指令 i_{ref} 、トルク指令 T_{ref} を元に、それぞれ励磁電流指令演算部 17、トルク電流指令演算部 12 で演算され、 F/f 指令電圧は、上記 (4) 式に基づき、1 次周波数指令 ω_1 、誘導電動機 1 のモータ定数と、d 軸電流 I_d 、q 軸電流 I_q 又は d 軸電流指令 I_{dref} 、q 軸電流指令 I_{qref} を用いて F/f 電圧指令演算部 9 で演算される。

【 0 0 4 4 】

第 2 実施例が第 1 実施例と異なる部分は、電圧誤差補正部 16' (図 1 では 16 が該当) に入力する電圧指令 V'_{dref} 、 V'_{qref} の算出を変更した部分である。なお、磁束指令 i_{ref} の算出方法の差異は変形例として示したものである。

図 3 のように実施しても、速度センサレスベクトル制御における軸ずれの影響を小さくして、本件発明を実施することができる。

10

20

30

40

50

なお、図 3 では、図 1 に電流制御部 8 A、8 B と F / F 電圧指令演算部 9 を共に搭載するようにしたが、そのどちらか一方だけ搭載するようにしてもよい。

【 0 0 4 5 】

以上のように構成された誘導電動機の制御装置において、例えば特開 2 0 0 2 - 3 4 2 6 5 号公報のデッドタイム補正あるいは特開 2 0 0 7 - 1 5 9 3 1 7 号公報のオン電圧補正に関する処理を行って出力電圧精度を向上させ、電圧誤差オブザーバ部 7 における電圧誤差の推定精度を向上させても、本発明は容易に実施できるのは言うまでもない。

さらに、P W M インバータ 3 が変換した直流電圧以上には電圧を出力できない（出力電圧の飽和）ことは周知であるが、このような状況になるようなときには、速度誤差を補正することを停止するようにするか、電圧誤差オブザーバ部 7 に出力電圧の飽和处理を組み込むようにすれば、本発明は実施できる。

10

【 0 0 4 6 】

以上のように、d q 軸誤差電圧 V_d 、 V_q を演算して、誘導電動機への電圧指令を補正するとともに、d 軸誤差電圧 V_d を用いて速度誤差を補正することができるので、温度が上昇した場合においても、速度誤差を生じさせない安定で高精度な速度制御を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 7 】

【図 1】本発明の第 1 実施例を示す誘導電動機の制御装置のブロック図

【図 2】本発明の温度補正部 1 5 の処理手順を示すフローチャート

20

【図 3】第 2 実施例を示す誘導電動機の制御装置のブロック図

【符号の説明】

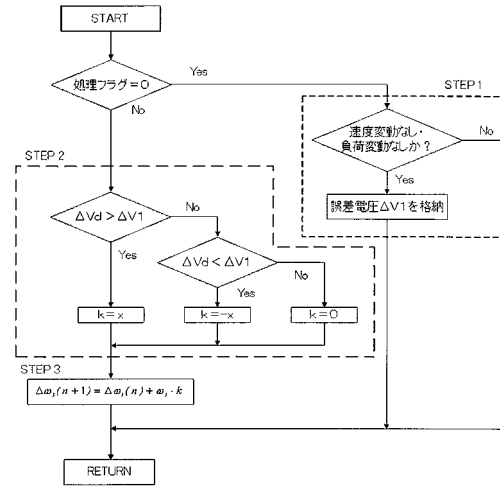
【 0 0 4 8 】

- 1 誘導電動機
- 2 電流検出器
- 3 P W M インバータ
- 4 3 相交流電源
- 5、5' 座標変換部
- 6 積分器
- 7 電圧誤差オブザーバ部
- 8 A、8 B 電流制御部
- 9 F / F 電圧指令演算部
- 1 1 誘起電圧指令演算部
- 1 2 トルク電流指令演算部
- 1 3 すべり周波数演算部
- 1 4 1 次指令周波数演算部
- 1 5 温度補正部
- 1 6、1 6' 電圧誤差補正部
- 1 7 励磁電流指令演算部
- 1 8 磁束指令演算部

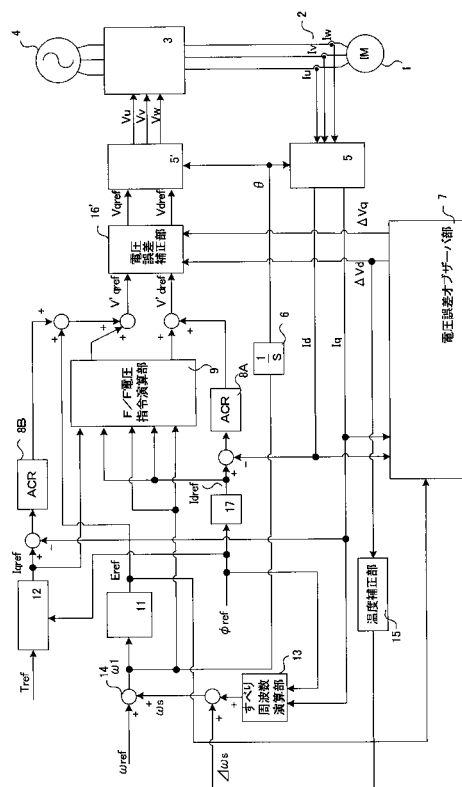
30

40

【 図 2 】



【 図 3 】



フロントページの続き

(72)発明者 井手 耕三

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石 2 番 1 号 株式会社安川電機内

審査官 櫻田 正紀

(56)参考文献 特開平 0 7 - 0 8 7 8 0 0 (J P , A)
特開 2 0 0 1 - 2 5 8 2 9 7 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 0 0 7 9 9 3 (J P , A)
特開昭 6 3 - 2 2 8 9 9 2 (J P , A)
特開平 0 6 - 3 1 9 2 8 5 (J P , A)
特開平 1 0 - 1 3 6 5 0 6 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 2 P 2 1 / 0 0

H 0 2 P 2 7 / 0 4