

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第5929863号
(P5929863)

(45) 発行日 平成28年6月8日 (2016.6.8)

(24) 登録日 平成28年5月13日 (2016.5.13)

(51) Int.Cl.

F I

G O 5 B 13/02 (2006.01)

G O 5 B 13/02 C

H O 2 P 27/04 (2016.01)

H O 2 P 5/408 H

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2013-203386 (P2013-203386)	(73) 特許権者	000006105
(22) 出願日	平成25年9月30日 (2013.9.30)		株式会社明電舎
(65) 公開番号	特開2015-69439 (P2015-69439A)		東京都品川区大崎2丁目1番1号
(43) 公開日	平成27年4月13日 (2015.4.13)	(74) 代理人	100086232
審査請求日	平成27年3月19日 (2015.3.19)		弁理士 小林 博通
早期審査対象出願		(74) 代理人	100104938
			弁理士 鶴澤 英久
		(74) 代理人	100096459
			弁理士 橋本 剛
		(72) 発明者	山口 崇
			東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会
			社明電舎内
		(72) 発明者	只野 裕吾
			東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会
			社明電舎内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電流指令値と、電流センサによる検出電流値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、
前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、仮想電流値は座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して、周期外乱オブザーバにて補償値を算出し、算出された補償値を座標逆変換部を介して前記検出電流値に重畳して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴とした制御装置。

【請求項 2】

オフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部を有する電流センサ誤差推定部を設け、前記検出電流値と前記補償値の重畳された値と、前記検出電流値をそれぞれオフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部に入力してオフセット誤差とゲイン誤差を算出し、算出された各誤差信号に基づいて前記電流センサの誤差の推定を行うことを特徴とした請求項 1 記載の制御装置。

【請求項 3】

前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電流センサ誤差推定部の出力側にスイッチを介して電流センサ誤差推定値を保存するメモリを設け、前記周期外乱オブザーバによる補償値の出力側にスイッチを接続し、前記メモリに保存された電流センサ誤差推定値と周期外乱オブザーバによる補償値を切替えて出力するよう構成し、
前記電流誤差演算部は、前記メモリに接続されたスイッチがオン状態となったときメモリ

10

20

に保存された電流センサ誤差推定値に基づいて検出電流値を補正することを特徴とした請求項 2 記載の制御装置。

【請求項 4】

電流指令値と、電流センサによる検出電流値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、

前記電流センサは 2 相検出とし、電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、前記仮想電流値は関数成分検出部を介して周期外乱オブザーバに入力し、この周期外乱オブザーバにて算出された補償値と前記仮想電流値を補償値 / 誤差変換部へ入力して電流センサ誤差推定値を算出し、この電流センサ誤差推定値を前記電流誤差演算部に入力して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴とした制御装置。

10

【請求項 5】

前記周期外乱オブザーバの出力側は、スイッチを介して前記電流誤差演算部に接続すると共に、周期外乱オブザーバの出力側に補償値を保存するメモリを設け、振動の抑制制御が収束したとき、前記メモリに保存された補償値に基づいて検出電流値を補正することを特徴とした請求項 4 記載の制御装置

【請求項 6】

前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成すると共に、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、

前記プラントモデル部が、さらに前記仮想電流値に基づき出力トルクの推定値を出力し

20

、
前記電流誤差演算部が、前記プラントモデル部から出力された出力トルクの推定値と前記トルク指令値とを比較して検出電流値の誤差を低減する補正を行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の制御装置。

【請求項 7】

前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成し、

前記プラントモデル部が、さらに前記仮想電流値に基づき出力トルクの推定値を出力し

、
前記電流誤差演算部が、前記プラントモデル部から出力された出力トルクの推定値と前記トルク指令値とを比較して検出電流値の誤差を低減する補正を行うことを特徴とする請求項 4 記載の制御装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電流センサの誤差補正機能を備えた制御装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

周期外乱の発生抑制制御としては、受変電設備での電力系統制御、ロボットによる位置決め制御、ダイナモメータシステムの軸トルク共振抑制、モータ筐体の振動抑制（電気自動車、エレベータなどの乗り心地に関連するもの）等が存在し、これら各製品での周期外乱を高精度に抑制することが要望されている。

40

【0003】

例えば、モータは原理的にトルクリプルを発生し、振動、騒音、乗り心地への悪影響、電気・機械共振等の種々の問題を引き起こす。特に、埋込磁石形の PM モータは、コギングトルクリプルとリラクタンストルクリプルが複合的に発生する。その対策として、トルクリプルを抑制する制御方式として周期外乱オブザーバ補償法が提案されている。

【0004】

図 8 は、特許文献 1 及び非特許文献によって公知となっている周期外乱オブザーバの n 次トルクリプル周波数成分に関する制御ブロック図を示したものである。

1 はトルクリプル補償値演算部で、正弦波 / 余弦波の制御指令 r_n (通常は 0) と周期外乱

50

オブザーバ 3 による推定値 dT_A^{*n} , dT_B^{*n} との差分にそれぞれ正弦波 / 余弦波値を乗算してそれを加算することでトルクリプル補償指令 Tc^{*n} を生成し制御対象 2 に出力される。制御対象 2 では、周期の外乱（以下周期外乱 dT_n という）が発生することがある。例えば、制御対象がモータであればコギングトルなどによる回転数に同期した外乱であるトルクリプルがこれに相当し、振動や騒音の要因となる。

【 0 0 0 5 】

周期外乱オブザーバ 3 は周期外乱 dT_n を抑制するもので、周波数成分毎に複素ベクトルで表現したシステム同定モデルを外乱オブザーバの逆システムモデルを用いることで、制御対象とする周波数の外乱を直接的に推定して補償する。

これにより比較的単純な制御構成でありながら、対象とした周波数に対しては次数に関係なく高い抑制効果が得られる。

【 0 0 0 6 】

システム同定モデル P^{*n} の取得に関して、制御に先立って制御対象のプラント $P_n (= P_{An} + j P_{Bn})$ に対して予めシステム同定を行い、1 次元複素ベクトルの形で (1) 式として表現する。

$$P^{*n} = P_{An}^{*} + j P_{Bn}^{*} \quad \dots (1)$$

ただし、添字の n は n 次成分、変数は何れも $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ と表現される複素ベクトルである。

【 0 0 0 7 】

例えば、1 ~ 1 0 0 0 H z までのシステム同定結果を 1 H z 毎に複素ベクトルで表現した場合、1 0 0 0 個の 1 次元複素ベクトルの要素からなるテーブルでシステムを表現できる。または、同定結果を数式化してシステムを表現することも可能である。何れの手法も、特定の周波数成分については簡素な 1 次元複素ベクトルでシステムモデルの表現は可能となる。

なお、システム同定モデルに限らず文中記載の P^{*n} , r_n , dT_n , dT^{*n} , T_n も $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ と表現される複素ベクトルである。

【 0 0 0 8 】

モータのトルクリプルは回転位相 [r a d] に準じて周期的に発生する外乱であることから、周期外乱オブザーバ 3 の制御としてはトルク脈動周波数成分抽出手段を用いて任意次数 n （電気的回転周波数の整数倍）の余弦係数 T_{An} , 正弦係数 T_{Bn} に変換する。周波数成分の厳密な計測手段にはフーリエ変換などがあるが、図 8 では簡易性を重視し、プラント出力に対してフーリエ変換を簡易化した低域通過フィルタ $G_F(s)$ を通すことで、周期外乱 dT_n の抑制対象とする周波数成分を抽出する。これに上記抽出したシステム同定モデルの逆数 $P^{*n^{-1}}$ で表現される逆システムを乗算し、低域通過フィルタ $G_F(s)$ を通した制御指令値との差分から周期外乱 dT_n を推定し、周期外乱推定値 $dT^{*n} (= dT_{An}^{*} + j dT_{Bn}^{*})$ としてトルクリプル補償値演算部 1 に出力して制御指令 r_n から差引いて周期外乱 dT_n を抑制する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 9 】

【特許文献 1】国際公開 W O 2 0 1 0 / 0 2 4 1 9 5 A 1

【非特許文献】

【 0 0 1 0 】

【非特許文献 1】複素ベクトル表現を用いた周期外乱オブザーバに基づく P M モータのトルクリプル抑制制御法、電気学会論文誌 D、Vol.132, No.1. p.84-93(2012)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 1 】

制御装置としてのインバータ駆動の装置における周期外乱の発生要因は多々あるが、電流センサのオフセットおよびゲイン誤差もその一つである。オフセット誤差は主に同期周

10

20

30

40

50

波数の $1/f$ に、ゲイン誤差は主に $2/f$ の周期外乱を発生させる。

【0012】

本発明が目的とするところは、電流センサ誤差のゲインおよびオフセットの誤差補正機能を備えた制御装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の請求項1は、電流指令値と、電流センサによる検出電流値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、仮想電流値は座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して、周期外乱オブザーバにて補償値を算出し、算出された補償値を座標逆変換部を介して前記検出電流値に重畳して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴としたものである。

10

【0014】

本発明の請求項2は、オフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部を有する電流センサ誤差推定部を設け、前記検出電流値と前記補償値の重畳された値と、前記検出電流値をそれぞれオフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部に入力してオフセット誤差とゲイン誤差を算出し、算出された各誤差信号に基づいて前記電流センサの誤差の推定をおこなうことを特徴としたものである。

【0015】

本発明の請求項3は、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電流センサ誤差推定部の出力側にスイッチを介して電流センサ誤差推定値を保存するメモリを設け、前記周期外乱オブザーバによる補償値の出力側にスイッチを接続し、前記メモリに保存された電流センサ誤差推定値と周期外乱オブザーバによる補償値を切替えて出力するよう構成し、前記電流誤差演算部は、前記メモリに接続されたスイッチがオン状態となったときメモリに保存された電流センサ誤差推定値に基づいて検出電流値を補正することを特徴としたものである。

20

【0016】

本発明の請求項4は、電流指令値と、電流センサによる検出電流値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、前記電流センサは2相検出とし、電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、前記仮想電流値は関数成分検出部を介して周期外乱オブザーバに入力し、この周期外乱オブザーバにて算出された補償値と前記仮想電流値を補償値/誤差変換部へ入力して電流センサ誤差推定値を算出し、この電流センサ誤差推定値を前記電流誤差演算部に入力して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴としたものである。

30

【0017】

本発明の請求項5は、前記周期外乱オブザーバの出力側は、スイッチを介して前記電流誤差演算部に接続すると共に、周期外乱オブザーバの出力側に補償値を保存するメモリを設け、振動の抑制制御が収束したとき、前記メモリに保存された補償値に基づいて検出電流値を補正することを特徴としたものである。

40

【0018】

本発明の請求項6は、前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成すると共に、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記プラントモデル部が、さらに前記仮想電流値に基づき出力トルクの推定値を出力し、前記電流誤差演算部が、前記プラントモデル部から出力された出力トルクの推定値と前記トルク指令値とを比較して検出電流値の誤差を低減する補正を行うことを特徴としたものである。

【0019】

本発明の請求項7は、前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成し、前記プラントモデル部が、さらに前記仮想電流値に基づき出力トルクの推定値を出力し、前記電流誤差演算部が、前記プラントモデル部から出力された出力トルクの推定値と前記トルク指

50

令値とを比較して検出電流値の誤差を低減する補正を行うことを特徴としたものである。

【発明の効果】

【0020】

以上のとおり、本発明によれば、電流センサのゲインおよびオフセットの誤差を補正することが可能となるものである。

【図面の簡単な説明】

【0021】

【図1】本発明の実施形態を示す電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図2】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図3】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

10

【図4】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図5】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図6】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図7】本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。

【図8】周期外乱オブザーバ制御ブロック図。

【発明を実施するための形態】

【0022】

本発明の説明に先立って、電流センサ誤差によるidq電流への影響と、対象がモータである場合のトルクへの影響について説明する。

なお、インバータ駆動において、電流制御のための3相交流電流検出方法については、3相それぞれに検出器を設ける場合と2相に検出器を設けて残りを演算から求める2つの場合がある。それぞれの形態について、センサ誤差の影響に若干の差異があるため、分けて説明する。

20

1-1. 3相検知におけるセンサ誤差の影響について

3相検知方式における、電流センサのオフセット及びゲイン誤差によるidqおよびトルクへの影響は次の通りである。

まず、一般的に電流 i_u 、 i_v 、 i_w からidqへのdq座標変換式は(2)式に表せる。ここで C_n 、 S_n は $\cos(n)$ 、 $\sin(n)$ を示す。

【0023】

【数1】

30

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

【0024】

ただし、 θ を位相角、 I を電流ピーク値として電流 i_u 、 i_v 、 i_w をそれぞれ(3)式とする。

【0025】

【数2】

40

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ I \sin(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (3)$$

【0026】

次にオフセット誤差 i_{u0} 、 i_{v0} 、 i_{w0} とゲイン誤差 γ_u 、 γ_v 、 γ_w が生じているとして検出誤差のある3相電流 i'_u 、 i'_v 、 i'_w を(4)式で表す。

50

【 0 0 2 7 】

【 数 3 】

$$\begin{pmatrix} i'_u \\ i'_v \\ i'_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha-1) \cdot i_u \\ (\beta-1) \cdot i_v \\ (\gamma-1) \cdot i_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

【 0 0 2 8 】

(2) ~ (4) 式からオフセット及びゲイン誤差の存在する id' , iq' に関して (5) 式に展開することができる。

10

【 0 0 2 9 】

【 数 4 】

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \left(\Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \right) C_{1\theta} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \right) C_{1\theta} + \left(\Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \right) S_{1\theta} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \begin{pmatrix} (\alpha + \beta + \gamma - 3) S_\phi C_{2\theta} + (\alpha + \beta + \gamma - 3) C_\phi S_{2\theta} \\ -(\alpha + \beta + \gamma - 3) C_\phi C_{2\theta} + (\alpha + \beta + \gamma - 3) S_\phi S_{2\theta} \end{pmatrix}$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \begin{pmatrix} (\alpha - 1) S_\phi + (\beta - 1) \sin(\phi - \frac{4}{3} \pi) + (\gamma - 1) \sin(\phi + \frac{4}{3} \pi) \\ (\alpha - 1) C_\phi + (\beta - 1) \cos(\phi - \frac{4}{3} \pi) + (\gamma - 1) \cos(\phi + \frac{4}{3} \pi) \end{pmatrix}$$

20

【 0 0 3 0 】

(5) 式は回転同期周波数 $1f$ の項を id_{1f} , iq_{1f} 、 $2f$ の項を id_{2f} , iq_{2f} 、定数項を Dd , Dq として (6) 式で表すことができる。

【 0 0 3 1 】

30

【 数 5 】

$$\begin{pmatrix} id'' \\ iq'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{1f} \\ iq_{1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{2f} \\ iq_{2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

【 0 0 3 2 】

以上より idq に対して (5) (6) 式からオフセット誤差は同期周波数 $1f$ の振動を発生させ、ゲイン誤差は $2f$ の振動および直流成分を発生させることがわかる。

1 - 2 . 2 相検知におけるセンサ誤差の影響について

次に 2 相検知方式における、電流センサのオフセット及びゲイン誤差による idq およびトルクへの影響について説明する。

40

検出相は U , V 相とした 2 相検知時の i_u , i_v から id , iq への dq 座標変換式は (7) 式に表せる。

【 0 0 3 3 】

【数 6】

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \end{pmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

【 0 0 3 4 】

10

次にオフセット誤差 i_u , i_v にゲイン誤差、が存在するとき誤差による U , V 相の影響は (4) 式と同様になる。ただし、 i_w については i_u と i_v から (8) 式で算出される。

【 0 0 3 5 】

【数 7】

$$i'_w = -(i'_u + i'_v) \dots\dots\dots (8)$$

【 0 0 3 6 】

(3), (4), (7), (8) 式からオフセットおよびゲイン誤差の存在する id' , iq' に関して展開すると (9) 式となる。また (9) 式も (6) 式として表すことができる。

20

【 0 0 3 7 】

【数 8】

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \sqrt{2} \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u C_{1\theta} - \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) C_{1\theta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u S_{1\theta} \end{pmatrix} + \frac{I}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} - \left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} + \left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \\ - \left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} - \left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \end{pmatrix} + \frac{I}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} (\alpha-\beta) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ -(\alpha-\beta) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

30

【 0 0 3 8 】

40

以上より 2 相検知の場合においても、 idq に対して (6) (9) 式からオフセット誤差は同期周波数 $1f$ の振動を発生させ、ゲイン誤差は $2f$ の振動および直流成分を発生させることがわかる。

2 - 1 . センサ誤差によるトルクへの影響について

適用対象がモータである場合、この振動状態の idq によるトルクへの影響について説明する。

(6) 式の idq が通電されているとして、PM モータの一般的なトルク式である (10) 式から出力トルクを (11) 式と表すことができる。

【 0 0 3 9 】

【数 9】

$$T = iq(\Phi + \Delta L id) \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\Delta L = Ld - Lq$$

【 0 0 4 0 】

【数 1 0】

$$T = iq'(\Phi + \Delta L id)$$

$$= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q)$$

$$+ \Delta L(id + id_{1f} + id_{2f} + D_d)(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q)$$

$$+ \Delta L(\begin{matrix} id_{1f}iq_{1f} & + id_{1f}iq_{2f} & + id_{1f}D_q & + id_{1f}iq \\ id_{2f}iq_{1f} & + id_{2f}iq_{2f} & + id_{2f}D_q & + id_{2f}iq \\ D_diq_{1f} & + D_diq_{2f} & + D_dD_q & + D_diq \\ idi_{1f} & + idi_{2f} & + idD_q & + idiq \end{matrix})$$

10

20

【 0 0 4 1 】

ここで、Ld：d軸インダクタンス、Lq：q軸インダクタンス、 ΔL ：磁束鎖交数である。

【 0 0 4 2 】

このとき、id×iq項において1f×1fの乗算では(12)式より2fを、2f×1fの乗算では(13)式より1, 3fを、2f×2fの乗算では(12)式より4fを生じるため、idq自体の1, 2fに加えて高次トルクリプルも発生する。

【 0 0 4 3 】

(a) . nf×nfの乗算に関して、A～Eを定数として

【 0 0 4 4 】

【数 1 1】

$$(AC_n + BS_n)(DC_n + ES_n) = ADC_n^2 + (AE + BD)S_nC_n + BES_n^2$$

$$= AD\left(\frac{C_{2n} + 1}{2}\right) + (AE + BD)\left(\frac{S_{2n}}{2}\right) + BE\left(\frac{1 - S_{2n}}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (12)$$

30

【 0 0 4 5 】

(b) . nf×mfの乗算に関して、

【 0 0 4 6 】

【数 1 2】

$$(AC_n + BS_n)(DC_m + ES_m) = ADC_nC_m + AEC_nS_m + BDS_nC_m + BES_nS_m$$

$$= AD\left(\frac{C_{n-m} + C_{n+m}}{2}\right) + AE\left(\frac{S_{n+m} - S_{n-m}}{2}\right) + BD\left(\frac{S_{n+m} + S_{n-m}}{2}\right) + BE\left(\frac{C_{n-m} - C_{n+m}}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (13)$$

40

【 0 0 4 7 】

以上のことをまとめると、周期外乱を低減する手法として特許文献1や非特許文献1において周期外乱オブザーバなどで提案されている。これら従来の手法によれば、例えば制御対象がモータである場合、トルクを制御対象として補償信号を生成してトルクリプルを抑制する。これによりトルクリプルは低減可能であるが、外部にトルクセンサを設置する必要がある。制御機器内部のセンサ誤差が要因であるので、センサゲインとオフセットもしくは検出電流を適切に調整出来れば、余計な計測器を用いることなくトルクリプルを低

50

減できると考えられる。

【 0 0 4 8 】

また (1 1) 式のとおり、トルクには 1 , 2 f 以上の高次トルクリブルも発生し、これをトルク補償にて抑制するには周期外乱オブザーバPDOの対象周波数に 1 , 2 f に加えて 3 , 4 f も加えなければならず、演算負荷が増大する。

【 0 0 4 9 】

そこで本発明では、トルクセンサを用いず演算負荷の増加も抑えて、電流センサ誤差による周期外乱の抑制を行うものである。

【 0 0 5 0 】

なお、上記の電流センサによる振動発生はインバータとモータの組み合わせに限らず、電流センサを用いた制御機器一般（電力系統機器など）に当てはまる問題である。よって、以下で示す各実施例はインバータとモータの例で説明するが、一般的な制御機器に対して適用可能なものである。

【実施例 1】

【 0 0 5 1 】

図 1 は、電流検出誤差補正の制御ブロック図を示したものである。1 は制御装置となるインバータ、2 は制御対象となるモータ、3 は周期外乱オブザーバである。インバータ 1 は、トルク指令値 T^* を d , q 軸の電流指令値 i_{dq}^* (i_d , i_q) に変換する変換部 1 1 と、この変換部の出力 i_{dq}^* と電流センサ 1 5 及び 3 相 / 2 相の座標変換部 1 4 を介して検出された信号 i_{dq} との差分に基づいて電圧指令値 v_{dq}^{ref} を算出する電流制御部 1 2 を有している。

【 0 0 5 2 】

4 はプラントモデル部、5 は座標変換部、6 は座標逆変換部、7 は回転位置センサで、エンコーダ波形abzからロータ回転角度 と回転角速度 を検出し、回転角度 は座標変換部 5 と座標逆変換部 6 及び 3 相 / 2 相変換部 1 4 に出力し、角速度 は周期外乱オブザーバ 3 へ出力する。なお、周期外乱オブザーバにおける G_F はローパスフィルタ、 $d i_{dq}$ は補償 i_d , i_q 値、 $d i_{dq}^*$ は補償 i_d , i_q 指令値である。

【 0 0 5 3 】

プラントモデル部 4 は、電流制御部 1 2 の出力 v_{dq}^{ref} 指令を入力してモータの回路方程式により仮想電流値 i_{dq}^{\wedge} (i_d , i_q) を算出し、これを振動抑制対象とする。電流センサに誤差が生じている場合、電流制御部 1 2 の応答範囲内においては検出した i_{dq} 上の振動を電流制御部 1 2 が抑制する。振動分は v_{dq}^{ref} 指令に重畳され、これにより出力電流が振動することで周期外乱となって現れる。このためインバータ内部において i_{dq} に振動は観測されない。しかし、 v_{dq}^{ref} 指令をプラントモデル部 4 の回路方程式を通すことで振動状態の仮想電流値 i_{dq}^{\wedge} の観測が可能となる。プラントモデル部 4 における回路方程式は、対象がPMモータである場合は (1 4) 式を用いる。

【 0 0 5 4 】

【数 1 3】

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R+sL_d} \cdot (v_d + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R+sL_q} \cdot (v_q - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Phi) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

【 0 0 5 5 】

ここで、R : 電気子抵抗、 L_d : d 軸インダクタンス、 L_q : q 軸インダクタンス、 Φ : 磁束鎖交数である。

【 0 0 5 6 】

プラントモデル部 4 における回路方程式に用いるパラメータ精度については、高精度なものは必要ではなく周期外乱オブザーバ 3 のロバスト性範囲内であれば良い。このため設

10

20

30

40

50

計値などを適用し、周期外乱オブザーバ3の内部のシステムモデルもこれに従いあらかじめ計算可能であり、実測などによる正確な取得は必ずしも必要ではない。

【0057】

次に仮想電流値 i_{dq} の対象周波数成分抽出のために座標変換部5では(15)式の高調波dq変換を行う。

【0058】

【数14】

$$\begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

10

【0059】

電流 i_d , i_q が常に直交することを利用し、周期外乱オブザーバ3で抑制対象とする複素数形式の周波数成分には i_{dn} , i_{qn} をそれぞれ実部、虚部に設定し、 $i_{dqn} = i_{dn} + j i_{qn}$ として扱う。ここからは通常の周期外乱オブザーバ3の制御則に従い補償値を算出する。

最後に座標逆変換部6では、補償値を(16)式の座標系逆変換によりdq座標系に変換する。

【0060】

【数15】

20

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

【0061】

これにより得られる補償電流検出値 i_{dq} を検出電流 i_{dq} に重畳して補償値 i_{dq}' とし、更に i_{dq}^* との差分を得て電流制御部12に入力する。

【0062】

したがって、この実施例によれば、電流センサ誤差による周期外乱を低減することで検出電流値を直接補償することが可能となる。

30

【実施例2】

【0063】

図2は第2の実施例を示した電流検出誤差補正のブロック図を示したものである。図1で示す第1の実施例では振動抑制は達成できるが、電流センサの誤差値を直接求めることはできない。センサ誤差が頻繁に変動しない場合などは誤差値を学習し、センサの出力に対して直接補正を行った方が演算負荷、制御応答性の面から有用であることから、この実施例は図1の機能に電流センサ誤差の誤差値を詳細に推定する機能を付加したものである。

【0064】

40

図2において20は電流センサ誤差推定部で、オフセット誤差演算部21とゲイン誤差演算部22を備えている。なお、周期外乱オブザーバ30には、図1で示す変換部5, 6が含まれた電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバとなっており、また、8は2相/3相の座標変換部である。

【0065】

図2に示す制御ブロック図により、電流 i_d , i_q の補償値 i_{dq}' と電流センサ15の出力で補正前の i_{uvw}^{sens} 値を比較することでセンサ誤差を推定する。オフセット誤差演算部21では、十分に振動が抑制されセンサ誤差を補正している状態において、電流 i_{uvw}^{sens} と座標変換部8により3相に変換した i_{dq}' に対し、その直流成分と1f成分の絶対値を抽出する。十分にセンサ誤差が補正された状態では、 i_{dq}' にセンサ誤差は生じなく、

50

逆に i_{uvw}^{sens} は真値にセンサ誤差が生じた状態で観測される。よって両者を比較することでセンサ誤差を推定することが可能である。オフセット誤差については両者の差分をとることで得られる。

また、ゲイン誤差演算部 22 についても同様の演算を行い、ゲイン誤差については除算により誤差値を求める。

【0066】

したがって、この実施例によれば、センサ誤差が頻繁に変動しない場合などでは誤差値を学習し、求まった誤差値に基づいて電流センサ 15 の検出値に対して直接補正を加えることで、演算負荷の軽減、制御の応答性の向上が図られるものである。

【実施例 3】

【0067】

図 3 は第 3 の実施例を示した電流検出誤差補正の制御ブロック図を示したものである。図 2 で示した実施例において、電流センサ誤差を推定して直接電流センサ 15 の出力が補正できれば、周期外乱オブザーバ 30 を常に動作させる必要はない。よって実施例 3 では、電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバ 30 による補償電流値を用いるか、メモリに保存した誤差推定値により直接センサ出力に補正を行うかをスイッチにより切り替えるように構成したものである。

【0068】

図 3 において、9 はメモリ、16 は電流誤差演算部、SW1 ~ SW3 はスイッチである。電流センサ誤差推定部 20 による誤差値の学習により、センサ誤差が変動しないと推定されたときのスイッチ SW2, SW3 をオン状態にして誤差値をメモリ 9 に記憶する。インバータにおける電流誤差演算部 16 は、メモリ 9 に記憶された推定誤差値を参照して電流センサ 15 の出力値 i_{uvw}^{sens} に対する補正演算を実行して座標変換部 14 に出力する。

【0069】

スイッチ SW2, SW3 がオン状態のときには、スイッチ SW1 がオフ状態となっており、したがって周期外乱オブザーバ 30 からの電流 i_d, i_q の補償値 $d i_{dq}$ はインバータには入力されず、座標変換部 14 の出力 i_{dq} が入力されて指令値 i_{dq}^* との差分が得られる。

【0070】

一方、センサ誤差が頻繁に発生して振動が十分に抑制されていない場合ではスイッチ SW2, SW3 はオフ状態となり、スイッチ SW1 がオン状態となる。この状態では、周期外乱オブザーバ 30 からの補償値 $d i_{dq}$ と検出値 i_{dq} との差演算を行って i_{dq}' を求め、この i_{dq}' と指令値 i_{dq}^* との差分が得られる。

【0071】

したがって、この実施例によれば、一度電流センサ誤差が推定出来れば、以降は演算負荷を低減させることができる。同時に、補償の応答性に関して周期外乱オブザーバによる出力の補償値では周期外乱オブザーバの応答性により限界があるが、誤差推定値により直接補償すれば応答良く電流センサ誤差を補正できるものである。

【実施例 4】

【0072】

前記各実施例では、電流センサの検出相数については 3 相検出の例（3 相検知のみが有効な手法ではなく 2 相検知時でも適用可能である）であるが、2 相検知の場合には振動抑制の補償値からセンサ誤差値を直接推定可能となる。

【0073】

汎用的な制御機器においては、コスト面から電流センサは 2 相検知である場合が多い。2 相検知の場合、直接センサ誤差値が得られる点において有用である。

【0074】

図 4 で示す第 4 の実施例において 10 は関数成分検出部で、プラントモデル部 4 の出力 i_q^{\wedge} を抑制対象として入力して周期外乱オブザーバ 3 に出力する。また、 i_q^{\wedge} は補償値を

10

20

30

40

50

誤差分に変換する補償／誤差変換部 6 a にも入力され、補償／誤差変換部 6 a から電流誤差演算部 16 に対して補正信号が出力される。

【 0 0 7 5 】

図 4 の構成に基づき、 i^{\wedge}_q を抑制対象として周期外乱オブザーバを適用すると、1 f に対する補償値 $dq_{c,1f}$ は dq_{a1} 、 dq_{b1} を定数として (1 7) 式の形式で出力される。

オフセット誤差について (9) 式との係数比較により (1 8) 式を導く。

【 0 0 7 6 】

【 数 1 6 】

$$dq_{c,1f} = dq_{a1} \cdot C_1 + dq_{b1} \cdot S_1 \quad \dots\dots\dots (17)$$

10

【 0 0 7 7 】

【 数 1 7 】

$$\begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot dq_{b1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(dq_{a1} - \frac{1}{\sqrt{3}} dq_{b1} \right) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (18)$$

20

【 0 0 7 8 】

同様に 2 f に対する補償値 $dq_{c,2f}$ は dq_{a2} 、 dq_{b2} を定数として (1 9) 式の形式で出力される。

ゲイン誤差について (9) 式との係数比較により (2 1) 式を導く。ただし、この時ゲイン誤差に平衡分はなく、(2 0) 式の条件を満たしているものとする。

(2 0) 式の条件を非平衡分と平衡分が混在する場合に適用すると、非平衡分の誤差は補償されて振動は抑制されるが平衡分の直流誤差が残留する。なお、ここで、平衡誤差とは、各センサの同一方向誤差 (2 つのセンサ誤差が $\pm x\%$ と同じ) と、非平衡誤差を各センサの異方向誤差 (2 つのセンサ誤差が $+x\%$, $-y\%$ と異なる) と定義する。

30

【 0 0 7 9 】

【 数 1 8 】

$$dq_{c,2f} = dq_{a2} \cdot C_2 + dq_{b2} \cdot S_2 \quad \dots\dots\dots (19)$$

40

【 0 0 8 0 】

【 数 1 9 】

$$\alpha + \beta = 2 \quad \dots\dots\dots (20)$$

50

【 0 0 8 1 】

【 数 2 0 】

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2\sin(z - \frac{2}{3}\pi) - \frac{\sqrt{2}}{I} di_{q_{cn}}}{\sin(z + \frac{2}{3}\pi) + \sin(z - \frac{2}{3}\pi)} \\ 2 - \alpha \end{pmatrix} \dots\dots\dots (21)$$

10

【 0 0 8 2 】

(1 8) , (2 1) 式により周期外乱オブザーバ 3 出力 $di_{q_{cn}}$ の補償値を変換部 6 a によって変換することでセンサ誤差値を求め、センサ出力の検出値に対して直接補正を行いセンサ誤差による周期外乱を抑制する。なお、本実施例では U , V 相検知について説明したが、それ以外の相の組み合わせでは (9) 式の形態が変わるのみで基本的な手法は同様である。

また、上記では q 軸を抑制対象としたが、d 軸としても同様に行える。

【 0 0 8 3 】

したがって、この実施例によれば、電流センサ誤差によって周期外乱が発生する制御対象に対し、2 相検知式の制御器において電流センサ誤差による振動を抑制するセンサ誤差値の推定機能を備えたことで、直接に電流センサ誤差の推定が可能となるものである。

20

【 実施例 5 】

【 0 0 8 4 】

図 4 で示した実施例において、電流センサ誤差を推定して直接電流センサ 1 5 の出力が補正できれば、周期外乱オブザーバ 3 を常に動作させる必要はない。よって実施例 5 では、周期外乱オブザーバ 3 による補償電流値を用いるか、この補償電流値をメモリに保存した固定値を適用するかスイッチ S W により切替えるように構成したものである。

【 0 0 8 5 】

図 5 はこの実施例の周期外乱オブザーバの制御ブロックを示したもので、電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバ 3 0 a には、図 4 で示す関数成分検出部 1 0 と変換部 6 a の機能が組み込まれている。周期外乱オブザーバ 3 0 a で算出した誤差推定値 (オフセット誤差、ゲイン誤差) はメモリ 9 に記憶されると共に、スイッチ S W の接点 b を通して電流誤差演算部 1 6 に入力される。

30

【 0 0 8 6 】

一方、メモリ 9 に記憶された誤差推定値は、スイッチ S W の接点 a を通して電流誤差演算部 1 6 に入力される。スイッチ S W は、振動の抑制制御が収束されたと判断されたときに、接点 b より接点 a 側に切り替わる。

【 0 0 8 7 】

したがって、この実施例によれば、一度電流センサ誤差が推定出来れば、以降は演算負荷を低減させることができる。同時に、補償の応答性に関して周期外乱オブザーバ出力の補償値では周期外乱オブザーバの応答性には限界があるが、誤差推定値により直接補償すれば応答良く電流センサ誤差を補正することが可能となる。

40

【 実施例 6 】

【 0 0 8 8 】

この実施例は、センサ誤差による平均トルクに与える影響を補正するものである。実施例 1 ~ 4 においては、ゲイン誤差の平衡誤差が平均トルクに与える影響については振動を伴わないため、補正を行うことができない。また実施例 1 (図 1) の手法では (5) 式で示したゲイン誤差による直流誤差については補正されない。

【 0 0 8 9 】

50

第 6 の実施例は、センサ誤差による平均トルクに与える影響も補正するものである。図 6 は、図 1 で示す実施例 1 に平均トルク補正機能を付加した場合を示したものであり、図 7 は、図 4 で実施例 4 に平均トルク補正機能を付加した場合を示したもので、図 6 , 7 に設けられた電流誤差演算部 16 a , 16 b が図 1 及び図 4 と異なる部分である。

【 0 0 9 0 】

図 6 , 図 7 において、先ず、モータの回路方程式に適用する各パラメータ精度が平均トルクに対して十分とする。プラントモデル部 4 の回路方程式から得られる仮想電流値 i^{\wedge}_d , i^{\wedge}_q 値を (1 0) 式に適用すれば、出力トルク T を T^{\wedge} として推定することができる。出力トルク T^{\wedge} とトルク指令値 T^* を比較して誤差を低減するように電流センサ全相のゲインに対して補正を行う。誤差低減について例えば図 6 に示す P I 制御部 4 0 を適用する。な
10

お、この誤差低減演算については P I 演算以外の手法を用いても達成可能である。

【 0 0 9 1 】

したがって、この実施例によれば、電流センサによる振動を抑制した上、平均トルクに影響を与えるゲインの平衡誤差の補正が可能となるものである。

【符号の説明】

【 0 0 9 2 】

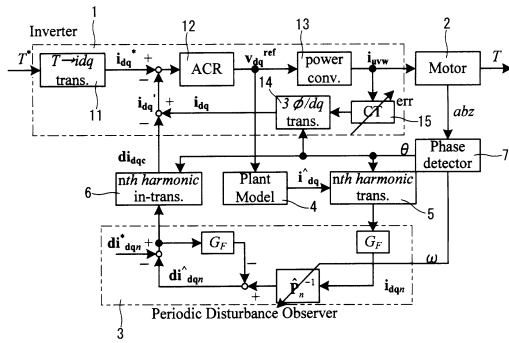
- 1 ... インバータ (制御装置)
- 2 ... モータ (制御対象)
- 3 , 3 0 ... 周期外乱オブザーバ
- 4 ... プラントモデル部
- 5 ... 座標変換部
- 6 ... 座標逆変換部
- 7 ... 回転位置センサ
- 1 0 ... 関数成分検出部
- 1 5 ... 電流センサ
- 1 6 ... 電流誤差演算部
- 2 0 ... 電流センサ誤差推定部
- 2 1 ... オフセット誤差演算部
- 2 2 ... ゲイン誤差演算部

10

20

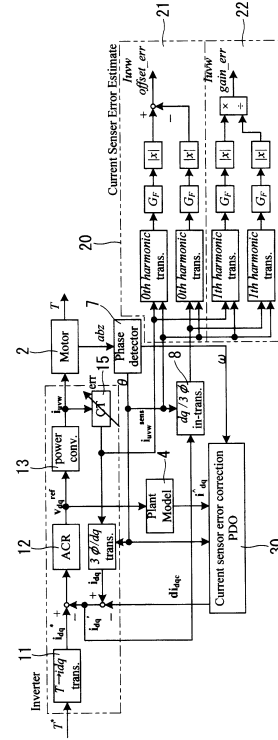
【図 1】

本発明の構成図



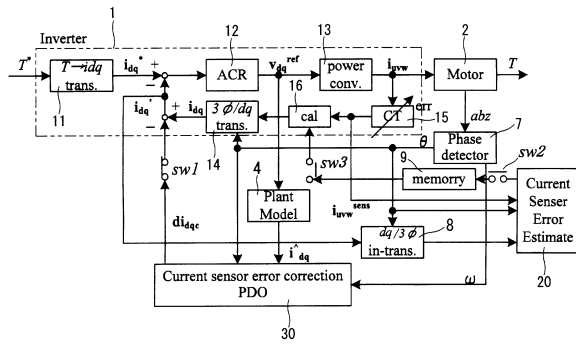
【図 2】

本発明の構成図



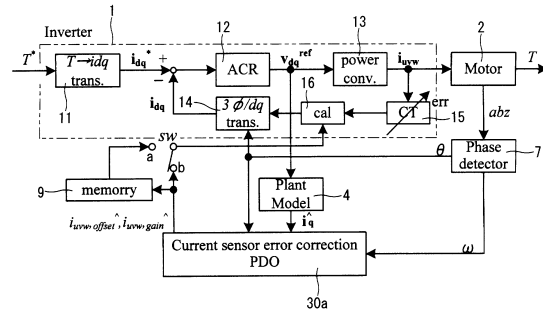
【図 3】

本発明の構成図



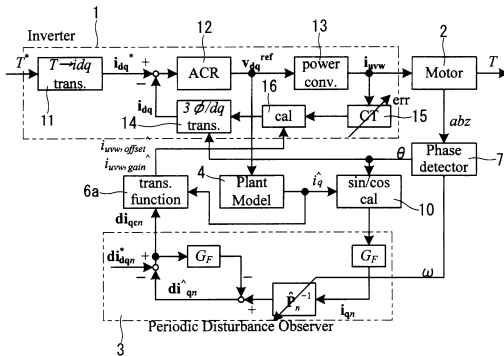
【図 5】

本発明の構成図



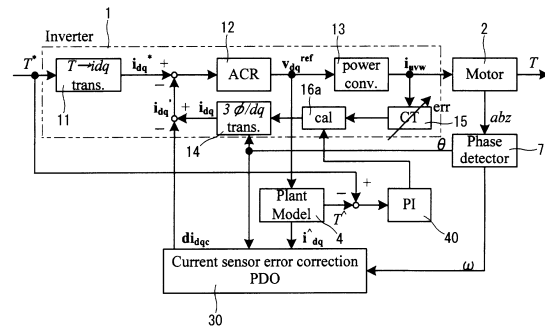
【図 4】

本発明の構成図

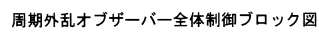
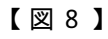


【図 6】

本発明の構成図



本発明の構成図



フロントページの続き

審査官 青山 純

(56)参考文献 特許第3813637(JP, B2)
特開2013-183558(JP, A)
特開2002-252991(JP, A)
特開平04-299085(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G05B 13/00 - 13/04
H02P 27/04