

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7449204号
(P7449204)

(45)発行日 令和6年3月13日(2024.3.13)

(24)登録日 令和6年3月5日(2024.3.5)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 21/16 (2016.01) H 0 2 P 21/16
H 0 2 P 21/08 (2016.01) H 0 2 P 21/08

請求項の数 11 (全20頁)

(21)出願番号	特願2020-151558(P2020-151558)	(73)特許権者	502129933 株式会社日立産機システム 東京都千代田区外神田一丁目5番1号
(22)出願日	令和2年9月9日(2020.9.9)	(74)代理人	110001689 青稜弁理士法人
(65)公開番号	特開2022-45784(P2022-45784A)	(72)発明者	戸張 和明 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
(43)公開日	令和4年3月22日(2022.3.22)	(72)発明者	小沼 雄作 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式 会社日立産機システム内
審査請求日	令和5年2月8日(2023.2.8)	(72)発明者	杉本 卓也 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式 会社日立産機システム内
		(72)発明者	渡邊 弘

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

磁石モータを制御する電力変換装置であって、
 該磁石モータの出力電圧と出力電流を基に第1の電力を算出し、
 該磁石モータの電気回路定数、電流指令、出力周波数および誘起電圧係数を基に第2の電力を算出し、
 前記第1の電力が前記第2の電力を追従するように前記誘起電圧係数を推定し、
 前記誘起電圧係数に従って前記磁石モータの駆動を制御し、
前記第1の電力は、前記磁石モータの出力電圧と出力電流を基に算出した第1の有効電力であり、
前記第2の電力は、前記磁石モータの電気回路定数、電流指令、出力周波数および誘起電圧係数を基に算出した第2の有効電力であり、
前記第1の電力は、前記磁石モータの出力電圧と出力電流を基に算出した第1の無効電力であり、
前記第2の電力は、前記磁石モータの電気回路定数、電流指令、出力周波数および誘起電圧係数を基に算出した第2の無効電力であり、
前記第1の有効電力と前記第2の有効電力の偏差を零とするように、または前記第1の無効電力と前記第2の無効電力の偏差を零とするように、前記誘起電圧係数を演算し、
前記磁石モータの電気回路定数と周波数推定値の関係を基準にして、
前記磁石モータが低速域の場合には前記第1の有効電力と前記第2の有効電力の偏差を

零とするように、比例制御および積分制御し、

前記磁石モータが中高域の場合には前記第 1 の無効電力と前記第 2 の無効電力の偏差を
零とするように、比例制御および積分制御する

ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記磁石モータの磁束軸である d 軸およびトルク軸である q 軸の電流指令値と電流検出値および出力周波数を用いて、d 軸および q 軸の電圧指令値を出力するベクトル制御演算部を有し、

前記第 1 の有効電力は、前記 d 軸および q 軸の同成分の電圧指令値と電流検出値を乗算して、それらを加算して求め、

前記第 2 の有効電力は、前記磁石モータの電気回路定数、d 軸および q 軸の電流指令値、出力周波数および誘起電圧係数から演算して求め、

前記第 1 の有効電力が前記第 2 の有効電力に追従するように、前記誘起電圧係数を制御する

請求項 1 の電力変換装置。

【請求項 3】

前記磁石モータの磁束軸である d 軸およびトルク軸である q 軸の電流指令値と電流検出値および出力周波数を用いて、d 軸および q 軸の電圧指令値を出力するベクトル制御演算部を有し、

前記第 1 の有効電力は、電力変換器の直流電圧検出値と直流電流検出値を乗算して求め、

前記第 2 の有効電力は、前記磁石モータの電気回路定数、d 軸および q 軸の電流指令値、出力周波数および誘起電圧係数から演算して求め、

前記第 1 の有効電力が前記第 2 の有効電力に追従するように、前記誘起電圧係数を制御する

請求項 1 の電力変換装置。

【請求項 4】

前記磁石モータの三相交流の電流指令値と電流検出値および出力周波数を用いて、三相交流の電圧指令値を出力するベクトル制御演算部を有し、

前記第 1 の有効電力は、三相交流の 1 相分の電圧振幅値と電流振幅値および電圧指令値と電流検出値の位相差の余弦信号を乗算して求め、

前記第 2 の有効電力は、前記磁石モータの電気回路定数、d 軸および q 軸の電流指令値、出力周波数および誘起電圧係数から演算して求め、

前記第 1 の有効電力が前記第 2 の有効電力に追従するように、前記誘起電圧係数を制御する

請求項 1 の電力変換装置。

【請求項 5】

前記磁石モータの磁束軸である d 軸およびトルク軸である q 軸の電流指令値と電流検出値および出力周波数を用いて、d 軸および q 軸の電圧指令値を出力するベクトル制御演算部を有し、

前記第 1 の無効電力は、d 軸および q 軸の異成分の電圧指令値と電流検出値を乗算し、それらを減算して求め、

前記第 2 の無効電力は、前記磁石モータの電気回路定数、d 軸および q 軸の電流指令値、出力周波数および誘起電圧係数から演算して求め、

前記第 1 の無効電力が前記第 2 の無効電力に追従するように、前記誘起電圧係数を制御する

請求項 1 の電力変換装置。

【請求項 6】

前記磁石モータの三相交流の電流指令値と電流検出値および出力周波数を用いて、三相交流の電圧指令値を出力するベクトル制御演算部を有し、

前記第 1 の無効電力は、三相交流の 1 相分の電圧振幅値と電流振幅値および電圧指令値

10

20

30

40

50

と電流検出値の位相差の正弦信号を乗算して求め、

前記第2の無効電力は、前記磁石モータの電気回路定数、d軸およびq軸の電流指令値、出力周波数および誘起電圧係数から演算して求め、

前記第1の無効電力が前記第2の無効電力に追従するように、前記誘起電圧係数を制御する

請求項1の電力変換装置。

【請求項7】

前記磁石モータの出力周波数あるいはq軸の電流指令値の少なくともいずれか一方に基づいて、前記比例制御と前記積分制御の制御ゲインを自動修正する

請求項1の電力変換装置。

10

【請求項8】

前記比例制御あるいは前記積分制御に設定する制御の応答周波数あるいは制御ゲインは、該電力変換装置に接続される端末または該電力変換装置のデジタル・オペレータからの指示により設定、変更可能である

請求項1の電力変換装置。

【請求項9】

前記誘起電圧係数を用いて、磁石モータ内部のロータ温度を推定するロータ温度推定演算部を有する

請求項1の電力変換装置。

【請求項10】

前記誘起電圧係数をコントローラにフィードバックして、該コントローラがトルク電流指令と励磁電流指令の最適パターンを決定する

請求項9の電力変換装置。

20

【請求項11】

前記誘起電圧係数または前記ロータ温度の推定値をコントローラにフィードバックして、該コントローラが磁石モータの状態を管理する請求項9の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置に係り、特に、磁石モータの駆動を制御する誘起電圧係数の推定に関する。

30

【背景技術】

【0002】

永久磁石を用いたモータを高効率にセンサレス制御する電力変換装置が知られている。例えば、特許文献1には、磁石モータの高精度な制御に関して、電力変換器への電圧指令値、電流検出値、電気回路定数および周波数推定値に基づいて、磁石モータの誘起電圧係数を推定する技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開2003-164188号公報

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献1に開示された制御方法は、磁束軸の軸成分と、トルク軸の軸成分の直流量の電圧指令値(v_d , v_q)と、電流検出(i_d , i_q)と、磁石モータの電気回路定数(抵抗R、d軸インダクタンス L_d 、q軸インダクタンス L_q)とを用いて、式(1)に基づき、誘起電圧係数を推定する。

【0005】

【数1】

50

$$\phi = \sqrt{(v_\gamma - Ri_\gamma + \omega_1 L_d i_\delta)^2 + (v_\delta - Ri_\delta + \omega_1 L_d i_\gamma)^2} \text{ ----- (1)}$$

【 0 0 0 6 】

ここで、式(1)にはインダクタンスの電圧降下分($w_1 L_{qi}$ および $w_1 L_{di}$)の影響が入り、インダクタンス L_d 、 L_q の設定誤差による誘起電圧係数の推定精度が劣化することが考えられる。

【 0 0 0 7 】

この推定精度の劣化を防ぐために、磁石モータを無負荷状態で回転させて、誘起電圧係数の調整を行なう必要がある。この調整を回転型オートチューニング(A・T)という。この調整作業は、顧客の機械装置に磁石モータを据付ける前に実施しなければならず、結果的に作業時間が増加することになる。

10

【 0 0 0 8 】

本発明の目的は、回転型オートチューニング無しに、磁石モータを制御する誘起電圧係数を推定することで、高精度な制御特性を実現する電力変換装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

上記課題を解決するために、本発明の好ましい一側面は、磁石モータの実運転中に、有効電力または無効電力を用いて、磁石モータの誘起電圧係数を推定することを可能にする。

20

本発明の好ましい実施例は、磁石モータを制御する電力変換装置であって、
該磁石モータの出力電圧と出力電流を基に第1の電力を算出し、
該磁石モータの電気回路定数、電流指令、出力周波数および誘起電圧係数を基に第2の電力を算出し、

前記第1の電力が前記第2の電力を追従するように前記誘起電圧係数を推定し、

前記誘起電圧係数に従って前記磁石モータの駆動を制御する電力変換装置、が開示される。

【発明の効果】

【 0 0 1 0 】

本発明によれば、実運転中に磁石モータの誘起電圧係数を推定することで、磁石モータの電気回路定数の調整無しに、高精度な制御特性を実現することができる。

30

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 1 】

【図1】実施例1に係る電力変換装置の構成例を示す図。
【図2】誘起電圧係数の推定演算部7の一例を示す図。
【図3】比較例による電力変換装置を用いた場合の制御特性を示す図。
【図4】実施例1による電力変換装置を用いた場合の制御特性を示す図。
【図5】実施例1による電力変換装置の制御特性の確認に供する磁石モータ駆動システムの構成例を示す図。

【図6】実施例2に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

40

【図7】実施例3に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

【図8】実施例4に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

【図9】実施例5に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

【図10】実施例6に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

【図11】実施例7に係る誘起電圧係数の推定演算部の一例を示す図。

【図12】実施例8に係る電力変換装置の構成例を示す図。

【図13】実施例9に係る磁石モータ駆動システムの構成例を示す図。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 2 】

以下、図面を用いて、幾つかの好ましい実施例を詳細に説明する。なお、各図における

50

共通の構成については同一の参照番号を付してある。また、以下に説明する各実施例は例示であって、これらの実施例に限定されるものではない。

【実施例 1】

【0013】

図 1 は、実施例 1 に係る電力変換装置の構成例を示す。

電力変換装置 1 は、磁石モータ 10、電力変換器 2、直流電源 3、電流検出器 4、座標変換部 5、速度制御演算部 6、推定誘起電圧係数の推定演算部 7、ベクトル制御演算部 8、周波数・位相推定演算部 9、座標変換部 11 を有して構成される。好ましい例では、磁石モータ 1、電力変換器 2、直流電源 3、電流検出器 4 はハードウェアで構成され、他の構成部位 5 ~ 11 は、1 または複数の処理装置 (CPU) においてプログラムの実行により実現される機能 (ソフトウェア機能) である。構成部位 5 ~ 11 を、単に制御部またはコントローラと言うことがある。

10

【0014】

ここで、磁石モータ 10 は、永久磁石の磁束によるトルク成分と電機子巻線のインダクタンスによるトルク成分を合成したモータトルクを出力する。

電力変換器 2 は、3 相交流の電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を入力し、電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に比例した電圧値を出力し、磁石モータ 10 の出力電圧値と出力周波数値を可変制御する。直流電源 3 は、電力変換器 2 に直流電圧を供給する。

【0015】

電流検出器 4 は、磁石モータ 10 の 3 相の交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w を検出し、検出値である i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} を出力する。なお、電流検出器 4 は、誘導モータ 1 の 3 相の内の 2 相、例えば u 相と w 相の交流電流を検出し、交流条件 ($i_u + i_v + i_w = 0$) から、 v 相の交流電流を、 $i_v = -(i_u + i_w)$ として求めてもよい。

20

【0016】

座標変換部 5 は、3 相の交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w の検出値 i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} と、位相推定値 θ_c から d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} を出力する。

速度制御演算部 6 は、周波数指令値 ω_r^* と周波数推定値 ω_r^{\wedge} に基づいてトルク指令値 T^* を演算し、トルク係数で除算することより q 軸の電流指令値 i_q^* を出力する。

【0017】

誘起電圧係数の推定演算部 7 は、 d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} 、電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} 、電流指令値 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* 、周波数推定値 ω_r^{\wedge} に基づいて、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を演算して、出力する。

30

【0018】

ベクトル制御演算部 8 は、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} 、 d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* 、電流指令値 i_{dc} 、 i_{qc} 、出力周波数となる周波数推定値 ω_r^{\wedge} に基づいて、演算した d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} を出力する。

【0019】

周波数・位相推定演算部 9 は、制御軸である d_c 軸および q_c 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} 、 q 軸インダクタンス値 L_q^* 、周波数推定値 ω_r^{\wedge} 、電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} および永久磁石モータ 10 の電気回路定数を用いて、電力変換器 2 の回転位相推定値 θ_{dc} と実際の回転位相 θ_d との偏差である位相誤差 θ_{dc} の推定値を演算して、この推定値に基づいて周波数推定値 ω_r^{\wedge} と位相推定値 θ_{dc} を出力する。

40

座標変換部 11 は、 d 軸と q 軸の電圧指令値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^{**} と、位相推定値 θ_{dc} から 3 相交流の電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を出力する。

【0020】

最初に、本実施例の特徴である誘起電圧係数の推定演算部 7 を用いた場合のセンサレスベクトル制御方式の基本動作について説明する。

速度制御演算部 6 は、周波数指令値 ω_r^* に周波数推定値 ω_r^{\wedge} が追従するように、比例制御と積分制御により、式 (2) に従い、トルク指令 T^* と q 軸の電流指令値 i_q^* を演算する。

【0021】

50

【数 2】

$$\left. \begin{aligned} \tau^* &= \left(\omega_r^* - \omega_r^{\wedge} \right) \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \\ i_q^* &= \frac{\tau^*}{3/2 P_m \left[K_e^{**} + (L_d - L_q) i_d^* \right]} \end{aligned} \right\} \text{----- (2)}$$

ここで、 K_{sp} ：速度制御の比例ゲイン、 K_{si} ：速度制御の積分ゲイン、 P_m ：極対数

【0022】

10

ベクトル制御演算部 8 は、第 1 に、磁石モータ 10 の電気回路定数である抵抗の設定値 R^* 、d 軸インダクタンスの設定値 L_d^* 、q 軸のインダクタンスの設定値 L_q^* 、誘起電圧係数の値 K_e^* 、d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と周波数推定値 ω_r^{\wedge} を用いて、式 (3) に従い、d 軸および q 軸の電圧基準値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を出力する。

【0023】

【数 3】

$$\left[\begin{aligned} v_{dc}^* &= R^* i_d^* - \omega_r^{\wedge} L_q^* \frac{1}{1 + T_{acr} s} i_q^* \\ v_{qc}^* &= R^* i_q^* + \omega_r^{\wedge} \left(L_d^* \frac{1}{1 + T_{acr} s} i_d^* + K_e^{**} \right) \end{aligned} \right] \text{----- (3)} \quad 20$$

ここで、 T_{acr} ：電流制御の応答時定数

【0024】

第 2 に、d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* に各成分の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} が追従するように、比例制御と積分制御により、式 (4) に従い、d 軸および q 軸の電圧補正值 v_{dc} 、 v_{qc} を演算する。

【0025】

【数 4】

30

$$\left[\begin{aligned} \Delta v_{dc} &= \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_{dc}) \\ \Delta v_{qc} &= \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_{qc}) \end{aligned} \right] \text{----- (4)}$$

【0026】

ここで、

K_{pd} ：d 軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{id} ：d 軸の電流制御の積分ゲイン

40

K_{pq} ：q 軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{iq} ：q 軸の電流制御の積分ゲイン

【0027】

さらに、式 (5) に従い、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} を演算する。

【0028】

【数 5】

$$\left[\begin{aligned} v_{dc}^{**} &= v_{dc}^* + \Delta v_{dc} \\ v_{qc}^{**} &= v_{qc}^* + \Delta v_{qc} \end{aligned} \right] \text{----- (5)}$$

50

【 0 0 2 9 】

周波数・位相演算部 9 では、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} 、電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} と磁石モータ 10 の電気回路定数に基づいて、式 (6) に従い位相誤差推定値 $\Delta\theta_c$ を演算し、式 (7) に従い周波数推定値 ω_r^{\wedge} を演算し、式 (8) に従い位相推定値 θ_{dc} を演算する。

【 0 0 3 0 】

【数 6】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left(\frac{v_{dc}^{**} - R^* i_{dc} + \omega_r^{\wedge} L_q^* i_{qc}}{v_{qc}^{**} - R^* i_{qc} - \omega_r^{\wedge} L_d^* i_{dc}} \right) \text{-----} (6)$$

10

【 0 0 3 1 】

【数 7】

$$\omega_r^{\wedge} = \left(K_{ppll} + \frac{K_{ipll}}{s} \right) (0 - \Delta\theta_c) \text{-----} (7)$$

【 0 0 3 2 】

【数 8】

$$\theta_{dc} = \frac{1}{s} \cdot \omega_r^{\wedge} \text{-----} (8)$$

20

ここで、 K_{ppll} : PLL制御の比例ゲイン、 K_{ipll} : PLL制御の積分ゲイン

【 0 0 3 3 】

図 2 は、実施例 1 における誘起電圧係数の推定演算部 7 の構成例を示す。

【 0 0 3 4 】

誘起電圧の係数の初期値 7 1 は、 K_e^* である。第 1 の有効電力演算部 7 2 は、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} と、d 軸および q 軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} を用いて、式 (9) に従い、第 1 の有効電力 P_c を演算する。

30

【 0 0 3 5 】

【数 9】

$$P_c = v_{dc}^{**} i_{dc} + v_{qc}^{**} i_{qc} \text{-----} (9)$$

【 0 0 3 6 】

力行 / 回生の両方の運転モードに対応するため、第 1 の電力演算部 7 2 の出力を絶対値演算部 7 3 に通して、第 1 の有効電力 P_c の絶対値 $|P_c|$ を演算する。

40

【 0 0 3 7 】

第 2 の有効電力演算部 7 4 は、d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* 、周波数推定値 ω_r^{\wedge} 、磁石モータ 10 の電気回路定数である R 、 L_d 、 L_q と、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を用いて、式 (10) に従い、第 2 の有効電力 P_c^{\wedge} を演算する。

【 0 0 3 8 】

【数 10】

$$P_c^{\wedge} = R(i_d^{*2} + i_q^{*2}) + (L_d^* - L_q^*) i_d^* i_q^* + \omega_r^{\wedge} K_e^{**} i_q^* \text{-----} (10)$$

50

【 0 0 3 9 】

力行 / 回生の両方の運転モードに対応するため、第 2 の電力演算部 7 4 の出力を絶対値演算部 7 5 に通して、第 2 の有効電力 P_c^{\wedge} の絶対値 $|P_c^{\wedge}|$ を演算する。

【 0 0 4 0 】

PI 制御部 7 6 は、第 1 の有効電力 P_c の絶対値 $|P_c|$ が第 2 の有効電力 P_c^{\wedge} の絶対値 $|P_c^{\wedge}|$ に追従するように、P (比例) + I (積分) 制御を行い、誘起電圧係数の補正值 K_{e0}^* を演算する。

【 0 0 4 1 】

ローパスフィルタ (L.P.F) 7 7 は、時定数が T のゲインを持ち、誘起電圧係数の補正值 K_{e0}^* が入力され、補正值 K_e^* を出力する。補正值 K_e^* と誘起電圧係数の初期値 K_{e0}^* を用いて、式 (1 1) に従い、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を演算する。

【 0 0 4 2 】

【 数 1 1 】

$$K_e^{**} = \Delta K_e^* + K_e^* \text{ ----- (11)}$$

【 0 0 4 3 】

次に、本実施例により実現される高精度な制御特性 (図 4) について、比較例 (図 3) を用いて説明する。

図 3 は、本実施例による誘起電圧係数の推定演算部 7 を用いない比較例 (すなわち $K_e^* = 0$) 場合の制御特性を示す。

【 0 0 4 4 】

式 (2) に示すトルク指令値 T^* と q 軸の電流指令値 i_q^* 、式 (5) に示す d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} の演算式に含まれる設定値 K_e^* に誤差がある場合のシミュレーション結果を示す。

上段はトルク指令値 T^* 、中段は周波数指令 ω_r^* と磁石モータの周波数 ω_r 、下段は誘起電圧係数 K_e とその設定値 K_e^* を表わしている。

【 0 0 4 5 】

図 3 において、時刻 A 点からランプ状の負荷トルクを与え始め、時刻 B 点まで変化させ、電流による発熱により C 点から誘起電圧係数 K_e がゆっくりと減少する場合を想定した。B 点経過後 (右側) はトルクを与えたままの状態である。図中の D 領域において磁石モータの周波数 $\omega_r / 2p$ と指令値 $\omega_r^* / 2$ の偏差が発生していることがわかる。

【 0 0 4 6 】

一方、本実施例では、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} を用いて、式 (9) により誘起電圧係数の設定値 K_e^* の情報を含まない第 1 の有効電力 P_c を演算する。さらに、d 軸および q 軸の電流指令値 i_d^* 、 i_q^* 、周波数推定値 ω_r^{\wedge} 、磁石モータの電気回路定数 R、 L_d 、 L_q と誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を用いて、式 (1 0) により第 2 の有効電力 P_c^{\wedge} を演算する。

【 0 0 4 7 】

第 2 の有効電力 P_c^{\wedge} の絶対値 $|P_c^{\wedge}|$ が、第 1 の有効電力 P_c の絶対値 $|P_c|$ に追従するように、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を自動調整し、推定値 K_e^{**} を速度制御演算部 6、ベクトル制御演算部 8 に用いることで、制御特性を高精度に改善することができる。

【 0 0 4 8 】

図 4 に、本実施例による制御特性を示す。

本実施例では、誘起電圧係数の推定演算部 7 を動作させ、図 3 の比較例と同様な負荷トルクを与えている。誘起電圧係数 K_e を高精度に推定する ($K_e = K_e^{**}$) ため、図中の D 領域においても周波数の偏差 ($\omega_r / 2p - \omega_r^{\wedge} / 2p$) が少なく、高精度な制御特性があることがわかる。

【 0 0 4 9 】

10

20

30

40

50

<制御特性の確認>

次に、図5を用いて、本実施例による制御特性の確認について説明する。

磁石モータ10を駆動する電力変換装置1に、電圧検出器21、電流検出器22を接続し、磁石モータ10のシャフトにエンコーダ23を取り付ける。さらに、電圧検出器21、電流検出器22、エンコーダ23に、例えばパーソナルコンピュータ(PC)を接続して、これらの各検出値を取得して、プログラムを実行させて処理する。この処理は主に、ベクトル電圧・電流成分の計算部24の処理と、式12による計算部25の処理を実行する。

【0050】

すなわち、ベクトル電圧・電流成分の計算部24は、電圧検出器21の出力である三相交流の電圧検出値(v_{uc}、v_{vc}、v_{wc})、三相交流の電流検出値(i_{uc}、i_{vc}、i_{wc})、エンコーダの出力である位置を受け入れて、ベクトル電圧成分のv_{dc}、v_{qc}、ベクトル電流成分のi_{dc}、i_{qc}と、位置を微分した検出値r_cを演算する。

計算部25は、式(12)を用いて、誘起電圧係数の推定値K_e[^]を演算する。

【0051】

【数12】

$$K_e^{\wedge} = \left| \frac{v_{dc} i_{dc} + v_{qc} i_{qc} - R^*(i_{dc}^2 + i_{qc}^2)}{\omega_{rc} i_{qc}} \right| \text{-----} (12)$$

【0052】

電力変換器2のコントローラに設定される誘起電圧係数K_e^{*}がずれても(変更しても)、誘起電圧係数K_e[^]の大きさは変わらずに正しく検出されることがわかる。誘起電圧係数K_e^{*}に対する誘起電圧係数K_e[^]の値、またはそれら係数の経過を示すグラフをPCの画面に表示することで、本実施例による制御特性の効果を確認できる。

【0053】

なお、本実施例では周波数推定値r[^]を演算しているが、磁石モータ10にエンコーダを取り付けて、周波数r_cを検出するようにしてもよい。

【0054】

本実施例によれば、d軸およびq軸のインダクタンス設定値L_d^{*}、L_q^{*}に誤差があっても、d軸の電流指令値i_d^{*}をゼロ付近に設定すれば、式(10)の第2成分が低感度化されるため、力行/回生の運転モードに係わらず、高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例2】

【0055】

図6を参照して、実施例2に係る電力変換装置について説明する。図6は誘起電圧係数の推定演算部7の一例を示す。

実施例1では、誘起電圧係数の推定演算部7において、比例制御と積分制御のゲイン(K_p、K_i)を固定値としている。一方、実施例2では、周波数推定値r[^]やq軸の電流指令値i_q^{*}に応じて、ゲイン(K_p、K_i)を変化させる。

【0056】

図6に示す、誘起電圧係数の推定演算部7は、実施例1(図2)の誘起電圧係数の推定演算部7と同様の構成である。PI制御762の入力値と出力値が実施例1と相違するが、他の構成部位は、図2と同じである。

【0057】

実施例2では、PI制御762において、周波数推定値r[^]やq軸の電流指令値i_q^{*}に略比例して、比例制御と積分制御のゲイン(K_p、K_i)を変化させることで、第1の有効電力P_cの絶対値|P|が、第2の有効電力P[^]の絶対値|P[^]|に、周波数や電流値に応じて変化する。これにより、低速域から高速域、軽負荷から重負荷においても、より短時間で高精度な制御特性を実現できる。

【実施例3】

【 0 0 5 8 】

図 7 を参照して、実施例 3 に係る電力変換装置について説明する。図 7 は誘起電圧係数の推定演算部 7 の一例を示す。

実施例 1 では、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から、第 1 の有効電力 P_c を演算する構成とした。一方、実施例 3 では、三相交流の電圧指令の振幅値 V_1^* と電流検出の振幅値 i_1 および位相 θ_{vi} の余弦信号を用いて、有効電力 P_c を演算する。

【 0 0 5 9 】

図 7 に示す、誘起電圧係数の推定演算部 7 は、実施例 1 (図 2) の誘起電圧係数の推定演算部 7 と同様の構成である。第 1 の有効電力演算部 7 2 3 における演算が実施例 1 と相違するが、他の構成部位は、図 2 と同じである。すなわち、図 7 の、第 1 の有効電力演算部 7 2 3 では、三相交流の電圧指令の振幅値 V_1^* を式 (1 3)、電流検出値の振幅値 i_1 を式 (1 4)、および位相 θ_{vi} を式 (1 5) より求め、式 (1 6) を用いて有効電力 P_c を演算する。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 3 】

$$V_1^* = \sqrt{v_{dc}^{**2} + v_{qc}^{**2}} \text{----- (13)}$$

10

20

【 0 0 6 1 】

【 数 1 4 】

$$i_1 = \sqrt{i_{dc}^2 + i_{qc}^2} \text{----- (14)}$$

【 0 0 6 2 】

【 数 1 5 】

$$\theta_{vi} = \tan^{-1} \left[-\frac{v_{dc}}{v_{qc}} \right] + \tan^{-1} \left[-\frac{i_{dc}}{i_{qc}} \right] \text{----- (15)}$$

30

【 0 0 6 3 】

【 数 1 6 】

$$P_c = v_1^* i_1 \cos[\theta_{vi}] \text{----- (16)}$$

【 0 0 6 4 】

実施例 3 によれば、実施例 1 と同様に高精度な制御特性を実現することができる。

【 実施例 4 】

【 0 0 6 5 】

図 8 を参照して、実施例 4 に係る電力変換装置について説明する。図 8 は誘起電圧係数の推定演算部 7 の一例を示す。

実施例 1 では、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から、第 1 の有効電力 P_c を演算するが、実施例 4 では電力変換器 3 の直流電圧値 E_{DC} と直流電流値 I_{DC} を用いて有効電力 P_c を演算する。

【 0 0 6 6 】

図 8 に示す、誘起電圧係数の推定演算部 7 は、実施例 1 (図 2) の誘起電圧係数の推定

40

50

演算部 7 と同様の構成である。第 1 の有効電力演算部 7 2 4 における演算が実施例 1 と相違するが、他の構成部位は、図 2 と同じである。すなわち、図 8 の、第 1 の有効電力演算部 7 2 4 では、電力変換器 2 の直流電圧検出値 E_{DC} 、直流電流検出値 I_{DC} を用いて、式 (1 7) に基づいて第 1 の有効電力 P_c を演算する。

【 0 0 6 7 】

【数 1 7】

$$P_c = \frac{2}{3} E_{DC} I_{DC} \text{ ----- (17)}$$

10

【 0 0 6 8 】

実施例 4 によれば、実施例 1 と同様に、高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例 5】

【 0 0 6 9 】

図 9 を参照して、実施例 5 に係る電力変換装置について説明する。図 9 は誘起電圧係数の推定演算部 7 の一例を示す。

実施例 1 では、第 1 および第 2 の 2 つの有効電力を用いたが、実施例 5 では、2 つの無効電力を用いる。

【 0 0 7 0 】

図 9 に示す、誘起電圧係数の推定演算部 7 は、実施例 1 (図 2) の誘起電圧係数の推定演算部 7 と同様の構成である。第 1 の無効電力演算部 7 2 5 および第 2 の無効電力演算部 7 4 5 における演算が、実施例 1 における第 1 の有効電力演算部 7 2 および第 2 の有効電力演算部 7 4 のものと相違するが、他の構成部位は、図 2 と同じである。すなわち、第 1 の無効電力演算部 7 2 5 は、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* と電流検出値 i_{dc} 、 i_q を用いて、第 1 の無効電力 Q_c を式 (1 8) に従い、演算する。

20

【 0 0 7 1 】

【数 1 8】

$$Q_c = v_{dc}^{**} i_{qc} - v_{qc}^{**} i_{dc} \text{ ----- (18)}$$

30

【 0 0 7 2 】

力行 / 回生の両方の運転モードに対応するため、第 1 の無効電力演算部 7 2 5 の出力を絶対値演算部 7 3 に通して、第 1 の無効電力 Q_c の絶対値 $|Q|$ を演算する。

【 0 0 7 3 】

第 2 の無効電力演算部 7 4 5 は、d 軸および q 軸の電流指令値 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* 、周波数推定値 \hat{r} 、磁石モータ 1 0 の電気回路定数である R 、 L_d 、 L_q と、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を用いて、第 2 の無効電力 Q_c^{\wedge} を式 (1 9) に従い、演算する。

【 0 0 7 4 】

【数 1 9】

40

$$Q_c^{\wedge} = -\hat{\omega}_r (L_d^* i_d^{*2} + L_q^* i_q^{*2}) - \hat{\omega}_r K_e^{**} \text{ ----- (19)}$$

【 0 0 7 5 】

力行 / 回生の両方の運転モードに対応するため、第 2 の無効電力演算部 7 4 5 の出力を絶対値演算部 7 5 に通して、第 2 の無効電力 Q_c^{\wedge} の絶対値 $|Q_c^{\wedge}|$ を演算する。P I 制御部 7 6 は、第 1 の無効電力 Q_c の絶対値 $|Q|$ が、第 2 の無効電力 Q_c^{\wedge} の絶対値 $|Q_c^{\wedge}|$ に追従するように、P (比例) + I (積分) 制御を行い、誘起電圧係数の補正值 K_{e0}^* を演算する。

【 0 0 7 6 】

50

L.P.F 77 は、時定数が T のゲインを持ち、誘起電圧係数の補正值 K_{e0}^* が入力され、補正值 K_e^* を演算する。補正值 K_e^* と誘起電圧係数の設定値 K_e^* を用いて、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を、式 (1 1) に従い演算する。

【 0 0 7 7 】

実施例 5 によれば、第 1 の無効電力 Q_c の絶対値 $|Q_c|$ に、第 2 の無効電力 Q_c^{\wedge} の絶対値 $|Q_c^{\wedge}|$ が追従するように、誘起電圧係数の設定値 K_e^* を修正する。これにより、抵抗の設定値 R^* に誤差があっても、力行 / 回生の運転モードに係わらず高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例 6】

【 0 0 7 8 】

図 10 を参照して、実施例 6 に係る電力変換装置について説明する。図 10 は誘起電圧係数の推定演算部 7 の一例を示す。

実施例 6 も実施例 5 と同様に、無効電力の演算を行う。実施例 5 では、d 軸および q 軸の電圧指令値 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から、第 1 の無効電力 Q_c を演算するが、実施例 6 では三相交流の電圧指令の振幅値 V_{11}^* と電流検出の振幅値 i_1 、および位相 θ_{vi} を用いて、無効電力 Q_c を演算する。

【 0 0 7 9 】

図 10 に示す、誘起電圧係数の推定演算部 7 は、実施例 5 (図 9) の誘起電圧係数の推定演算部 7 と同様の構成である。第 1 の無効電力演算部 726 における演算が、実施例 5 における第 1 の無効電力演算部 725 のものと相違するが、他の構成部位は、図 9 と同じである。

【 0 0 8 0 】

図 10 において、第 1 の無効電力演算部 726 では、三相交流の電圧指令の振幅値 V_{11}^* を式 (1 3) により演算し、電流検出値の振幅値 i_1 を式 (1 4) により演算し、および位相 θ_{vi} を正弦信号を用いて、無効電力 Q_c を式 (2 0) により演算する。

【 0 0 8 1 】

【数 2 0】

$$Q_c = v_{11}^* i_1 \sin[\theta_{vi}] \text{ ----- (20)}$$

【 0 0 8 2 】

実施例 6 によれば、実施例 5 と同様に、力行 / 回生の両方のトルクモードに係わらず、高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例 7】

【 0 0 8 3 】

図 11 を参照して、実施例 7 に係る電力変換装置について説明する。図 11 は誘起電圧係数の推定演算部 7 の一例を示す。

実施例 1 ~ 3 は有効電力を演算する方式、実施例 4 ~ 5 は無効電力を演算する方式を用いるとしたが、実施例 7 は、低速域は無効電力方式、高速域は有効電力方式を用いて、両者を切り替える構成である。

【 0 0 8 4 】

図 11 において、起電圧係数の推定演算部 7112 は、実施例 1 (図 2) における誘起電圧係数の推定演算部 7 に相当し、起電圧係数の推定演算部 7114 は、実施例 5 (図 9) における誘起電圧係数の推定演算部 7 に相当する。なお、図 11 は、誘起電圧係数の推定演算部 7 における、第 1 の有効電力演算部 72 および第 2 の有効電力演算部 74、および第 1 の無効電力演算部 725 および第 2 の無効電力演算部 745 を主眼に図示して、他の構成部位の図示は省略されている。

【 0 0 8 5 】

切替スイッチ 716 は、低速域では起電圧係数の推定演算部 7114 の出力信号を選択

10

20

30

40

50

し、中高速域では起電圧係数の推定演算部 7 1 1 2 の出力信号を選択するように、それぞれ誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} として出力する。この切替え動作は例えば、磁石モータ 1 0 の電気回路定数と周波数推定値 ω_r^{\wedge} を用いて、式 (2 1) を満たしていれば中高速域と判断し、満たしていなければ低速域と判断することで行える。

【 0 0 8 6 】

【数 2 1】

$$R^* \ll \omega_r^{\wedge} \frac{(L_d^* + L_q^*)}{2} \text{----- (21)}$$

10

【 0 0 8 7 】

実施例 7 によれば、低速域は抵抗の設定誤差に低感度化することができる（すなわち、式 (1 9) に抵抗を含まないため）。中高速域はインダクタンスの設定誤差に低感度化することができる（すなわち、式 (1 0) のインダクタンスの差分 $(L_d^* - L_q^*)$ が小さくなるため）。これにより、全速度域において高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例 8】

【 0 0 8 8 】

図 1 2 は、実施例 8 に係る電力変換装置の構成図である。

実施例 1 乃至 7 は電力を演算して誘起電圧係数を推定する例である。これに対して、実施例 8 は磁石モータ 1 の温度を推定する例である。

20

図 1 2 に示す、電力変換装置 1 に、ロータ温度推定演算部 1 2 1 と、磁石モータの状態を管理する PLC (プログラマブル・ロジック・コントローラ) や IOT 等の上位のコントローラ 1 2 2 が追加される。他の構成は図 1 と同一である。

【 0 0 8 9 】

ロータ温度推定演算部 1 2 1 は、誘起電圧係数の推定値 K_e^{**} を用いて、磁石モータ 1 のロータ温度推定値 $Temp (^\circ C)$ を、式 (2 7) を用いて演算する。ここで、温度 $1 0 0 ^\circ C$ の変化で誘起電圧係数が $1 0 \%$ 低減すると想定し、温度 $2 0 ^\circ C$ での誘起電圧係数を K_{e0} とした。

【 0 0 9 0 】

【数 2 7】

$$Temp \text{ } ^\circ c = 20^\circ c + (1 - K_e^{**} / K_{e0}) \cdot \frac{100^\circ c}{0.12} \text{----- (27)}$$

30

【 0 0 9 1 】

更に、温度推定値 $Temp$ がコントローラ 1 2 2 にフィードバックされて、コントローラ 1 2 2 が、式 (2 8) を用いて、トルク電流指令 id^* と励磁電流指令の最適パターンを決定する。

【 0 0 9 2 】

【数 2 8】

$$id^* = -\frac{K_e^{**}}{2(L_d^* - L_q^*)} - \sqrt{\frac{K_e^{**2}}{4(L_d^* - L_q^*)^2} + iq^*} \text{----- (28)}$$

40

【 0 0 9 3 】

実施例 8 によれば、実施例 1 と同様に、高精度な制御特性を実現することができる。

【実施例 9】

50

【 0 0 9 4 】

図 1 3 を参照して、実施例 9 に係る磁石モータ駆動システムについて説明する。実施例 9 は、実施例 1 乃至 8 による電力変換装置を磁石モータ駆動システムに適用した例を示す。

【 0 0 9 5 】

この磁石モータ駆動システムは、電力変換装置 1 と、それにより駆動される誘導モータ 1 を有する。更に、一例では、電力変換装置 1 に、パーソナルコンピュータ (P C) 3 1 1、タブレット 3 1 2、スマートフォン 3 1 3 などの端末 3 1 が接続される。また、電力変換装置 1 に搭載される電力変換器 2 または他の構成部位を含むマイクロコンピュータの内部メモリには、比例制御または積分制御に設定する制御の応答周波数あるいは制御ゲイン (比例ゲイン 2 6、積分ゲイン 2 7) が設定される。端末 3 1 は電力変換装置 1 を制御する関係上、上位装置と言ってもよい。

10

【 0 0 9 6 】

一例では、端末 3 1 からの指示により、電力変換装置 1 の比例ゲイン 2 6、積分ゲイン 2 7 を設定し、変更することができる。また他の例では、電力変換装置 1 が有するデジタル・オペレータ 1 1 2 の指示により、電力変換装置 1 の比例ゲイン 2 6、積分ゲイン 2 7 を設定し、変更することができる。

【 0 0 9 7 】

なお、上記の比例ゲイン 2 6 および積分ゲイン 2 7 は、 P L C、コンピュータと接続するローカル・エリア・ネットワーク、 I O T コントローラなどのフィールドバス上に設定することもできる。

20

なお、図 1 3 は、実施例 1 による電力変換装置 1 (図 1) が示しているが、実施例 2 乃至 6 によるものでもよい。

【 0 0 9 8 】

実施例 9 の誘導モータ駆動システムによれば、位置センサレスベクトル制御において高精度な制御特性を実現することができる。

【 実施例 1 0 】

【 0 0 9 9 】

その他の変形例

上記した実施例 1 乃至 8 は、更に種々変形して実施することができる。以下、幾つかの変形例について述べる。例えば、実施例 1 乃至 2 においては、第 1 の有効電力 P c である式 (9) と第 1 の無効電力 Q c である式 (1 8) には電流検出値 i d c、i q c を用いたが、電流指令値 i d *、i q * を用いてもよい。また、第 2 の有効電力 P c ^ である式 (1 0) と第 2 の無効電力 Q c ^ である式 (1 9) には電流指令値 i d *、i q * を用いたが、電流検出値 i d c、i q c を用いてもよい。

30

【 0 1 0 0 】

また、実施例 1 乃至 7 においては、電流指令値 i d *、i q * と電流検出値 i d c、i q c から電圧修正値 v d c、v q c を作成し、この電圧修正値とベクトル制御の電圧基準値を加算する式 (3) に示す演算を行っているが、電流指令値 i d *、i q * と電流検出値 i d c、i q c からベクトル制御演算に使用する式 (2 2) に示す中間的な電流指令値 i d **、i q ** を作成し、周波数推定値 r ^ および磁石モータ 1 0 の電気回路定数を用いて式 (2 3) に示すベクトル制御演算を行ってもよい。

40

【 0 1 0 1 】

【 数 2 2 】

$$\begin{bmatrix} i_d^{**} = (K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{s})(i_d^* - i_{dc}) \\ i_q^{**} = (K_{pq1} + \frac{K_{iq1}}{s})(i_q^* - i_{qc}) \end{bmatrix} \text{----- (22)}$$

50

【 0 1 0 2 】

【数 2 3】

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^{***} = R i_d^{**} - \omega_r \hat{L}_q \frac{1}{1+T_q s} i_q^{**} \\ v_{qc}^{***} = R i_q^{**} + \omega_r \hat{L}_d \frac{1}{1+T_d s} i_d^{**} + \omega_r \hat{K}_e^{**} \end{bmatrix} \text{----- (23)}$$

10

【 0 1 0 3 】

ここで、

K_{pd1} : d軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{id1} : d軸の電流制御の積分ゲイン

K_{pq1} : q軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{iq1} : q軸の電流制御の積分ゲイン

T_d : d軸の電気時定数 (L_d/R)、 T_q : q軸の電気時定数 (L_q/R)

【 0 1 0 4 】

また、他の例として、電流指令値 i_d^{**} 、 i_q^* と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から、ベクトル制御演算に使用する d 軸の比例演算成分の電圧修正値 $v_{d_p}^*$ 、d 軸の積分演算成分の電圧修正値 $v_{d_i}^*$ 、q 軸の比例演算成分の電圧修正値 $v_{q_p}^*$ 、q 軸の積分演算成分の電圧修正値 $v_{q_i}^*$ を式 (24) により作成し、周波数値推定 \hat{r} および磁石モータ 10 の電気回路定数を用いた式 (25) によりベクトル制御演算を行ってもよい。

20

【 0 1 0 5 】

【数 2 4】

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{d_p}^* = K_{pd2} (i_d^* - i_{dc}) \\ \Delta v_{d_i}^* = \frac{K_{id2}}{s} (i_d^* - i_{dc}) \\ \Delta v_{q_p}^* = K_{pq2} (i_q^* - i_{qc}) \\ \Delta v_{q_i}^* = \frac{K_{iq2}}{s} (i_q^* - i_{qc}) \end{bmatrix} \text{----- (24)}$$

30

【 0 1 0 6 】

【数 2 5】

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^{****} = (\Delta v_{d_p}^* + \Delta v_{d_i}^*) - \omega_r \hat{L}_q \frac{1}{R} \Delta v_{q_i}^* \\ v_{qc}^{****} = (\Delta v_{q_p}^* + \Delta v_{q_i}^*) + \omega_r \hat{L}_d \frac{1}{R} \Delta v_{d_i}^* + \omega_r \hat{K}_e^* \end{bmatrix} \text{----- (25)}$$

40

【 0 1 0 7 】

ここで、

K_{pd2} : d軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{id2} : d軸の電流制御の積分ゲイン

K_{pq2} : q軸の電流制御の比例ゲイン、 K_{iq2} : q軸の電流制御の積分ゲイン

【 0 1 0 8 】

また、d 軸の電流指令値 i_d^* および q 軸の電流検出値 i_{qc} の一次遅れ信号 i_{qctd} 、周波数推定値 \hat{r} と、誘導モータ 1 の電気回路定数を用いて、式 (26) によりベクトル制御演算を行ってもよい。

【 0 1 0 9 】

50

【数 2 6】

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^{****} = R i_d^* - \omega_r \hat{L}_q i_{qctd} \\ v_{qc}^{****} = R i_{qctd} + \omega_r \hat{L}_d i_d^* + \omega_r \hat{K}_e^{**} \end{bmatrix} \text{-----(26)}$$

【 0 1 1 0】

さらに他の例として、上記実施例では周波数・位相推定演算部 9 において、式(7)により周波数推定値を演算したが、磁石モータ 10 にエンコーダを取りつけ、エンコーダ信号から周波数検出値を演算しても良い。

10

【 0 1 1 1】

また、電力変換装置 1 は、好ましい例(図 1 参照)では、磁石モータ 10、電力変換装置 2、直流電源 3、電流検出器 4 はハードウェアで構成され、他の構成部位 5 ~ 10 は処理装置(CPU)におけるプログラムの実行により実現されるとしたが、他の例によれば、他の構成部位 5 ~ 10 の一部または全てをハードウェアで構成してもよい。

【 0 1 1 2】

なお、上記した全ての実施例において、電力変換器 2 を構成するスイッチング素子としては、Si(シリコン)半導体素子であっても、SiC(シリコンカーバイド)やGaN(ガリウムナイトライド)などのワイドバンドギャップ半導体素子であってもよい。

20

【 0 1 1 3】

以上説明したように、幾つかの実施例によれば、有効電力や無効電力を利用することで、コントローラに設定する磁石モータの電気回路定数の調整なしに、高精度な制御特性を有する電力変換装置を実現できる。

【符号の説明】

【 0 1 1 4】

1 ... 電力変換装置、10 ... 磁石モータ、2 ... 電力変換器、3 ... 直流電源、4 ... 電流検出器、5 ... 座標変換部、6 ... 速度制御演算部、7 ... 推定誘起電圧係数の推定演算部、8 ... ベクトル制御演算部、9 ... 周波数・位相推定演算部、11 ... 座標変換部、121 ... ロータ温度推定演算部、122 ... コントローラ、112 ... 電力変換装置のデジタル・オペレータ、21 ... 電圧検出器、22 ... 電流検出器、23 ... エンコーダ、24 ... ベクトル電流成分の計算部、25 ... 各部電流波形の観測部、26 ... 比例ゲイン、27 ... 積分ゲイン、31 ... 端末
 i_d^* ... d 軸の電流指令値、 i_q^* ... q 軸電流の指令値、 \hat{r} ... 周波数推定値、 r ... 磁石モータ 10 の周波数、 v_{dc}^* 、 v_{dc}^{**} 、 v_{dc}^{***} 、 v_{dc}^{****} 、 v_{dc}^{*****} ... d 軸の電圧指令値、 v_{qc}^* 、 v_{qc}^{**} 、 v_{qc}^{***} 、 v_{qc}^{****} 、 v_{qc}^{*****} ... q 軸の電圧指令値、 P_C ... 第 1 の有効電力、 P_C^{\wedge} ... 第 2 の有効電力、 Q_C ... 第 1 の無効電力、 Q_C^{\wedge} ... 第 2 の無効電力、 K_e^* ... 誘起電圧係数の設定値、 K_e^* ... 誘起電圧係数の補正值、 K_e^{**} ... 誘起電圧係数の推定値

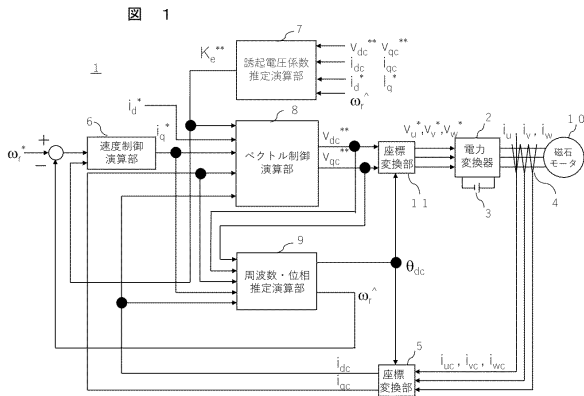
30

40

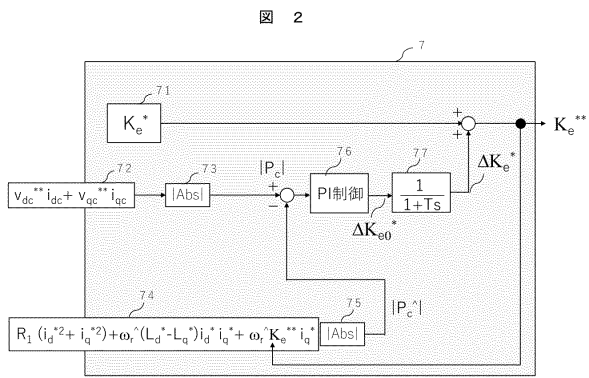
50

【図面】

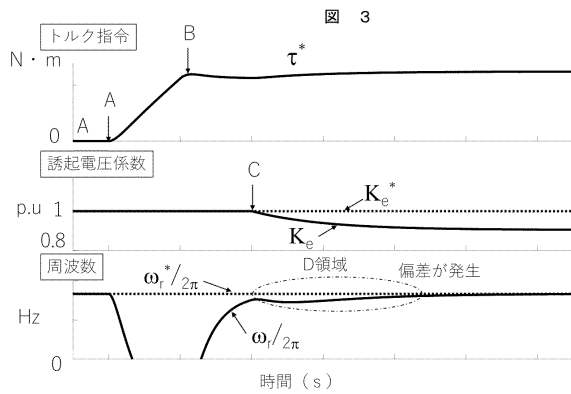
【図 1】



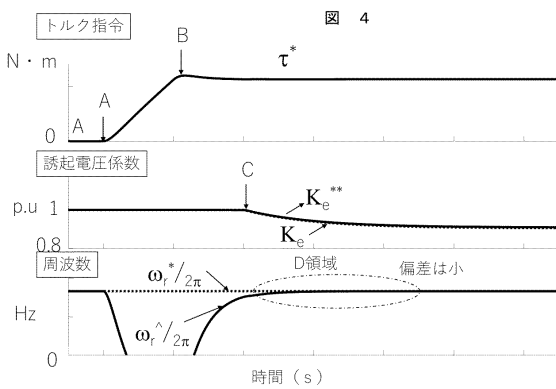
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

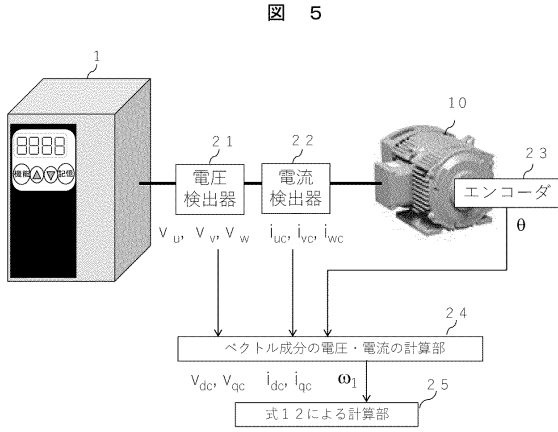
20

30

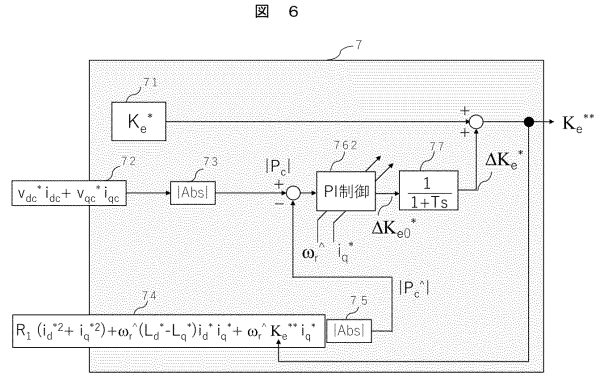
40

50

【図5】

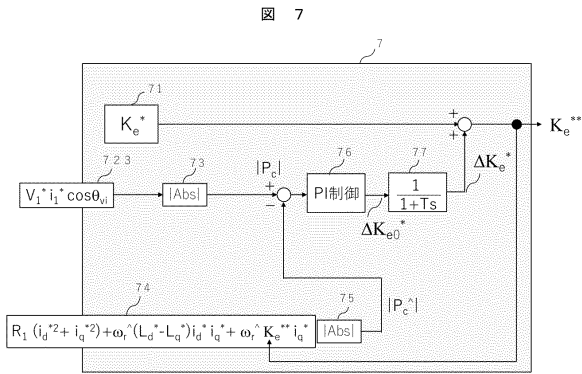


【図6】

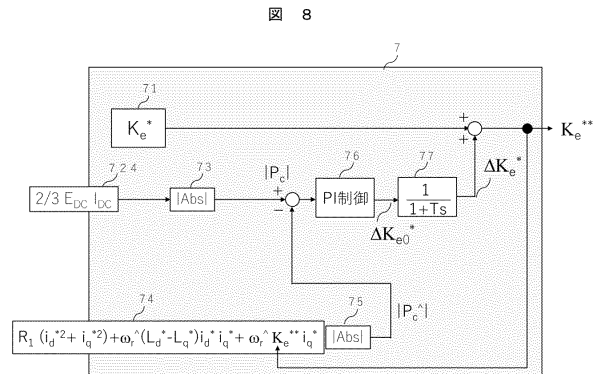


10

【図7】



【図8】



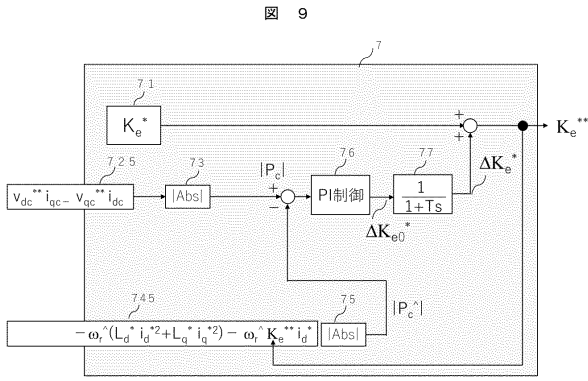
20

30

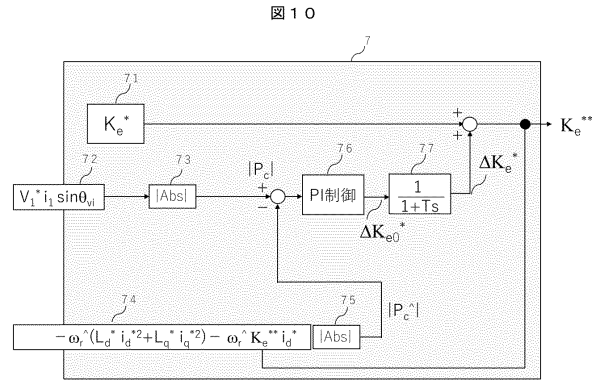
40

50

【図 9】

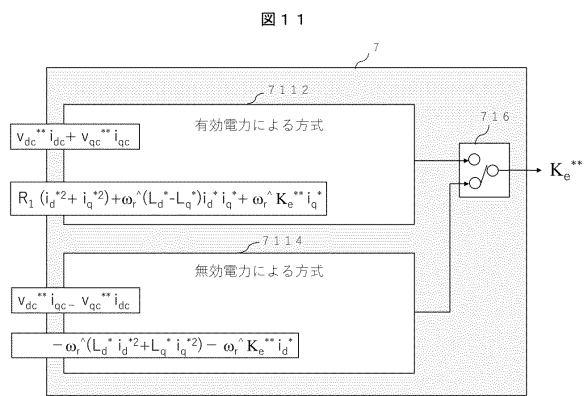


【図 10】

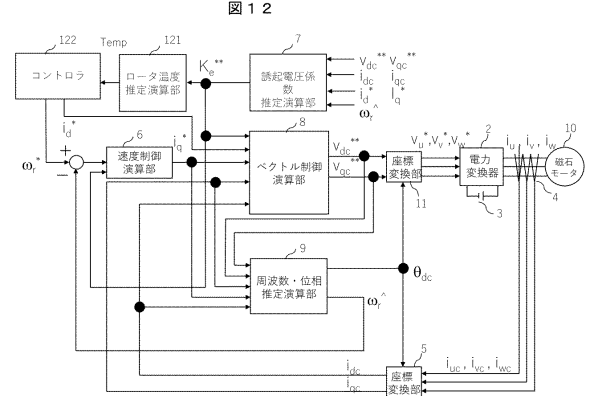


10

【図 11】

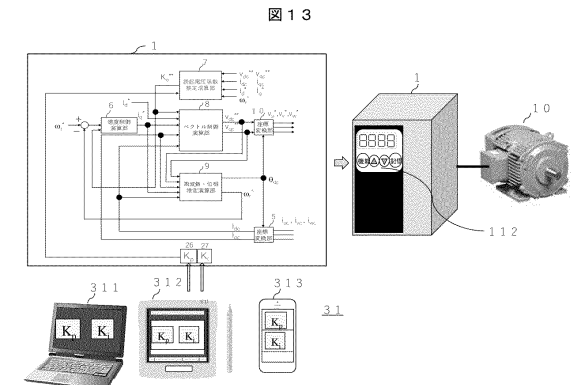


【図 12】



20

【図 13】



30

40

50

フロントページの続き

- 東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内
- (72)発明者 渡嘉敷 睦男
東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内
- 審査官 安池 一貴
- (56)参考文献 特開平11-235100(JP,A)
特開2015-177600(JP,A)
特開2010-098911(JP,A)
特開2006-087263(JP,A)
特開2007-159212(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 21/16
H02P 21/08