

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4881635号
(P4881635)

(45) 発行日 平成24年2月22日(2012.2.22)

(24) 登録日 平成23年12月9日(2011.12.9)

(51) Int.Cl. F I
 H O 2 P 21/00 (2006.01)
 H O 2 P 27/04 (2006.01)
 H O 2 P 5/408 C

請求項の数 14 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2006-70142 (P2006-70142)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成18年3月15日 (2006.3.15)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開2007-252052 (P2007-252052A)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成19年9月27日 (2007.9.27)	(73) 特許権者	000232999
審査請求日	平成20年3月12日 (2008.3.12)		株式会社日立カーエンジニアリング
			茨城県ひたちなか市高場2477番地
		(74) 代理人	100100310
			弁理士 井上 学
		(72) 発明者	戸張 和明
			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】 永久磁石モータのベクトル制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

d 軸および q 軸の電流指令値と、d 軸および q 軸の電流検出値と、周波数演算値と、モータ定数の設定値とに従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧指令値を制御する永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記電力変換器の出力電圧値が制限されない場合は、前記 q 軸電流指令値と前記 q 軸電流検出値との偏差、及び前記 d 軸電流指令値と前記 d 軸電流検出値との偏差を用いて出力電圧指令値を制御し、

前記電力変換器の出力電圧値が制限された場合は、前記 q 軸電流指令値と前記 q 軸電流検出値との偏差により、制御の基準軸とモータの磁束軸との偏差である位相誤差の指令値を作成し、前記作成した位相誤差の指令値を用いると共に、前記 q 軸電流指令値と前記 q 軸電流検出値との偏差、及び前記 d 軸電流指令値と前記 d 軸電流検出値との偏差を 0 として出力電圧指令値を制御する様に切り替えることを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記位相誤差の指令値により前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 において、

10

20

前記位相誤差の指令値と、d軸の出力電圧指令値と、q軸の出力電圧指令値とを用いて、前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項4】

請求項1ないし3のいずれかにおいて、

永久磁石モータの回転子位置検出値に前記位相誤差指令値を加算して制御基準軸を修正することにより、前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項5】

請求項1ないし4のいずれかにおいて、

前記出力電圧指令値は、第1のd軸の電流指令値とd軸の電流検出値から演算した第2のd軸の電流指令値と、第1のq軸の電流指令値とq軸の電流検出値から演算した第2のq軸の電流指令値と、モータ定数と、周波数演算値とに従い演算することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項6】

請求項1ないし5のいずれかにおいて、

前記電流検出値は、前記電力変換器の入力直流母線電流検出値に基づいて演算したことを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項7】

請求項1ないし6のいずれかにおいて、

前記周波数演算値は、d軸およびq軸の電圧指令値と、検出したd軸およびq軸のモータ電流あるいは前記電力変換器の入力直流母線電流検出値に基づいて演算した電流とにより、制御の回転位相指令値とモータの回転位相値との偏差を演算により求め、前記偏差がほぼ零となるようにすることにより演算することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項8】

d軸およびq軸の電流指令値と、d軸およびq軸の電流検出値とから演算した電流制御出力値と、

d軸およびq軸の電流指令値と、周波数演算値と、モータ定数とを用いて演算した値との加算値に従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧指令値を制御するベクトル制御装置において、

前記電力変換器の出力電圧値が制限されない場合は、前記q軸電流指令値と前記q軸電流検出値との偏差、及び前記d軸電流指令値と前記d軸電流検出値との偏差により演算された前記加算値を用いて出力電圧指令値を制御し、

前記電力変換器の出力電圧値が制限された場合は、前記q軸の電流指令値と前記q軸の電流検出値との偏差により、制御の基準軸とモータの磁束軸との偏差である位相誤差の指令値を作成し、前記作成した位相誤差の指令値を用いると共に、前記q軸電流指令値と前記q軸電流検出値との偏差、及び前記d軸電流指令値と前記d軸電流検出値との偏差を0として演算された前記加算値を用いて出力電圧指令値を制御する様に切り替えることを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項9】

請求項8において、

前記位相誤差の指令値により前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項10】

請求項8または9において、

前記位相誤差の指令値と、d軸の出力電圧指令値と、q軸の出力電圧指令値を用いて、前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項11】

請求項 8 ないし 10 のいずれかにおいて、

前記位相誤差の指令値に基づいて、永久磁石モータの回転子位置検出値を修正することにより、前記電力変換器の出力電圧指令値を修正することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項 12】

請求項 8 ないし 11 のいずれかにおいて、

前記電流検出値は、前記電力変換器の入力直流母線電流検出値に基づいて演算したことを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項 13】

請求項 8 ないし 12 のいずれかにおいて、

前記周波数演算値は、d 軸および q 軸の電圧指令値と、検出した d 軸および q 軸のモータ電流あるいは前記電力変換器の入力直流母線電流検出値に基づいて演算した電流とにより、制御の回転位相指令値とモータの回転位相値との偏差を演算により求め、前記偏差がほぼ零となるようにすることにより演算することを特徴とする永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項 14】

d 軸および q 軸の電流指令値と、d 軸および q 軸の電流検出値と、周波数演算値と、モータ定数の設定値とに従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧指令値を制御する永久磁石モータのベクトル制御装置と、前記電力変換器とを備えたモジュールにおいて、

前記電力変換器の出力電圧値が制限されない場合は、前記 q 軸電流指令値と前記 q 軸電流検出値との偏差、及び前記 d 軸電流指令値と前記 d 軸電流検出値との偏差を用いて出力電圧指令値を制御し、

前記電力変換器の出力電圧値が制限された場合は、q 軸の電流指令値と q 軸の電流検出値との偏差により、制御の基準軸とモータの磁束軸との偏差である位相誤差の指令値を作成し、前記作成した位相誤差の指令値を用いると共に、前記 q 軸電流指令値と前記 q 軸電流検出値との偏差、及び前記 d 軸電流指令値と前記 d 軸電流検出値との偏差を 0 として出力電圧指令値を制御する様に切り替えることを特徴とするモジュール。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石モータの弱め界磁域のベクトル制御方式に関する。

【背景技術】

【0002】

弱め界磁域のベクトル制御方式の従来の技術としては、特開平 8 - 182398 号公報記載の d 軸電流指令値をテーブル化して、d 軸および q 軸の電流制御を比例演算方式にする方法や、特開 2002 - 95300 号公報記載のように、d 軸および q 軸の電流制御部から電動機の端子電圧を求め、端子電圧の指令値と前記端子電圧の偏差を比例・積分演算で、前記 d 軸電流指令値を演算する方法がある。

【0003】

【特許文献 1】特開平 8 - 182398 号公報

【特許文献 2】特開 2002 - 95300 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、特開平 8 - 182398 号記載の方法では、電流制御が比例演算方式であるため、電流指令値通りの電流が発生せずトルク精度が劣化したり、特開 2002 - 95300 号記載の方法では、d 軸電流指令の発生が遅いことから、トルク応答が劣化する傾向がある。

【0005】

本発明の目的は、弱め界磁制御域においても、「高精度・高応答なトルク制御」を実現できる「永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置」を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記の課題を解決するために、d軸およびq軸の電流指令値と、d軸およびq軸の電流検出値と、周波数演算値と、モータ定数の設定値とに従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧指令値を制御し、前記電力変換器の出力電圧値が制限されない場合は、q軸電流指令値とq軸電流検出値との偏差、及びd軸電流指令値とd軸電流検出値との偏差を用いて出力電圧指令値を制御し、前記電力変換器の出力電圧値が制限された場合は、q軸の電流指令値とq軸の電流検出値との偏差により、制御の基準軸とモータの磁束軸との偏差である位相誤差の指令値を作成し、前記作成した位相誤差の指令値を用いると共に、q軸電流指令値とq軸電流検出値との偏差、及びd軸電流指令値とd軸電流検出値との偏差を0として出力電圧指令値を制御する様に切り替えることを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、弱め域界磁においても、「高精度・高応答なトルク制御」を実現できる「永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置」を提供できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

以下、図面を用いて本発明の実施例を詳細に説明する。

20

【0009】

(第1の実施例)

図1は、本発明の一実施例である永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成例を示す。

1は永久磁石モータ、

2は3相交流の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に比例した電圧を出力する電力変換器

、

21は直流電源、

3は3相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を検出できる電流検出器、

4はモータ位置 θ を検出できるレゾルバやエンコーダを用いた位置検出器、

30

5は位置検出値 θ_c から周波数演算値 ω_1 を演算する周波数演算部、

6は前記3相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w の検出値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} と、モータの位置検出値 θ_c からd軸およびq軸の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} を出力する座標変換部、

7は出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}^*$ から、q軸の電流指令値と電流検出値との偏差 ΔI_q あるいは「ゼロ」を、位相誤差指令演算部9およびq軸電流指令演算部10に、それぞれどちらか出力するq軸の電流偏差切替部。

8は出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}^*$ から、d軸の電流指令値と電流検出値との偏差 ΔI_d あるいは「ゼロ」を、d軸電流指令演算部11に出力するd軸の電流偏差切替部。

9はq軸の電流偏差切替部の出力値 ΔI_{q1} から位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c^*$ を出力する位相誤差指令演算部。

40

10はq軸の電流偏差切替部7の出力値 ΔI_{q2} から第2のq軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を出力するq軸電流指令演算部。

11はd軸の電流偏差切替部8の出力値 ΔI_{d1} から第2のd軸電流指令値 $I_{d^{**}}$ を出力するd軸電流指令演算部。

12は電圧指令値 $V_{dc^{**}}$ 、 $V_{qc^{**}}$ から電力変換器の出力電圧値 V_1^* を演算し、電圧値 V_1^* が電力変換器2の直流電圧値より決定される電圧制限値 $V_{1_max}^*$ より小さい場合は、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}^*$ を「0」、電圧値 V_1^* が $V_{1_max}^*$ に到達した場合は、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}^*$ を「1」、に設定する出力電圧制限検出部。

13はモータ1の電気定数と第2の電流指令値 $I_{d^{**}}$ 、 $I_{q^{**}}$ および周波数演算値 ω_1 、位相誤差指令値 $\Delta \theta_c^*$ に基づいて電圧指令値 $V_{dc^{**}}$ 、 $V_{qc^{**}}$ を演算する電圧ベク

50

トル演算部。

14は電圧指令値 V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} と位置検出値 θ_c から3相交流の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を出力する座標変換部である。

【0010】

最初に、本発明の特徴である位相誤差指令演算部9を用いたベクトル制御方式の電圧制御と位相制御の基本動作について説明する。

【0011】

電圧制御では、図1中の出力電圧制限検出部12において、(数1)により、d軸およびq軸の電圧指令値 V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} を用いて出力電圧値 V_1^* を演算する。

【0012】

【数1】

$$V_1^* = \sqrt{V_{dc}^{**2} + V_{qc}^{**2}} \quad \dots (数1)$$

【0013】

さらに、 V_1^* と電圧制限値 $V_{1_max}^*$ を用いて、(数2)に従い、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}$ を作成する。

【0014】

【数2】

$$\begin{cases} V_{1_max}^* > V_1^* : V_{1_lmt_flg} = 0 \\ V_{1_max}^* \leq V_1^* : V_{1_lmt_flg} = 1 \end{cases} \quad \dots (数2)$$

【0015】

最初に、q軸の電流偏差切替部7では、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}$ が「0」のときは、(数3)に従い、位相誤差指令演算部9に入力される信号 ΔI_{q1} 、q軸電流指令演算部に入力される信号 ΔI_{q2} が選択される。

【0016】

【数3】

$$\begin{pmatrix} \Delta I_{q1} = 0 \\ \Delta I_{q2} = \Delta I_q \end{pmatrix} \quad \dots (数3)$$

【0017】

一方、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}$ が「1」のときは、(数4)に従い、信号 ΔI_{q1} 、 ΔI_{q2} が選択される。

【0018】

【数4】

$$\begin{pmatrix} \Delta I_{q1} = \Delta I_q \\ \Delta I_{q2} = 0 \end{pmatrix} \quad \dots (数4)$$

【0019】

次に、d軸の電流偏差切替部8では、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}$ が「0」のときは、d軸電流指令演算部11に入力される信号 ΔI_{d1} は、d軸の電流偏差 $\Delta I_d (= I_d^* - I_{dc})$ となり、 $V_{1_lmt_flg}$ が「1」のときは、 ΔI_{d1} は「0」となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 0 】

電圧ベクトル演算部 1 3 では、第 2 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^{**} 、 I_q^{**} とモータ定数、周波数演算値 ω_1 を用いて、中間的な電圧指令値 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を (数 5) に従い演算する。

【 0 0 2 1 】

【 数 5 】

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R^* & -\omega_1 \cdot L_q^* \\ +\omega_1 \cdot L_d^* & R^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d^{**} \\ I_q^{**} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots (数 5)$$

10

【 0 0 2 2 】

ここに、

R^* : 抵抗の設定値

K_e^* : 誘起電圧定数の設定値

L_d^* : d 軸インダクタンスの設定値

L_q^* : q 軸インダクタンスの設定値

さらに、上記 (数 5) と位相誤差指令値 $\Delta \theta_c^*$ を用いて、新しい電圧指令値である V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} を (数 6) に従い演算し、電力変換器の出力電圧値を制御する。

【 0 0 2 3 】

【 数 6 】

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^{**} \\ V_{qc}^{**} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \Delta \theta_c^* & -\sin \Delta \theta_c^* \\ \sin \Delta \theta_c^* & \cos \Delta \theta_c^* \end{pmatrix} \quad \dots (数 6)$$

20

【 0 0 2 4 】

一方、位相制御では、レゾルバやエンコーダなどの位置検出器 4 において、モータの位置 θ を検出し、位置検出値 θ_c を得る。

【 0 0 2 5 】

周波数演算部 5 では、この位置検出値 θ_c を用いて、(数 7) により、周波演算令値 ω_1 を求める。

【 0 0 2 6 】

【 数 7 】

$$\omega_1 = \frac{d}{dt} \cdot \theta_c \quad \dots (数 7)$$

【 0 0 2 7 】

以上が、電圧制御と位相制御の基本動作である。

【 0 0 2 8 】

次に、本発明の特徴である位相誤差指令演算部 9 のもたらす作用効果について説明する。

【 0 0 2 9 】

図 1 の制御装置において、位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c^*$ を「ゼロ」設定 (弱め界磁制御なし) した「高速域におけるトルク指令ステップ特性」を図 2 に示す。

【 0 0 3 0 】

弱め界磁制御なしの場合は、第 1 の電流指令値 I_d^* 、 I_q^* 通りに d 軸および q 軸の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} が追従できておらず、モータトルク τ_m は、指令値 τ^* 通りに発生していないことがわかる。

【 0 0 3 1 】

30

40

50

また、特開 2002-95300 号記載の方法（出力電圧値 V_1^* が飽和しないように d 軸電流指令値 I_d^* を演算により求める方式）での、トルク指令ステップ応答特性を図 3 に示す。

【0032】

定常的に、モータトルク τ_m は指令値 τ^* に一致して発生するが、d 軸電流指令値 I_d^* の発生に時間が必要となり、この期間、モータトルクが不足している様子がみられる。

【0033】

そこで、d 軸電流指令値 I_d^* を演算する方式ではなく、位相誤差の指令値 θ_c^* を演算する方式を採用する。

【0034】

10

位相誤差指令演算部 9 では、出力電圧値 V_1^* が制限された場合、出力電圧制限フラグ $V_{1_lmt_flg}$ は「1」となり、第 1 の q 軸電流指令値 I_q^* と電流検出値 I_{qc} の偏差 ΔI_{q1} を比例積分演算し、その演算値を位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c^*$ として出力する。

【0035】

この時、13 のベクトル演算では、d 軸および q 軸の電流指令演算部 10, 11 の入力信号 ΔI_{q2} , ΔI_{d1} は、共に「ゼロ」で、出力値 I_d^{**} , I_q^{**} の演算は更新されず、前回値を保持した状態となる。

【0036】

次に、電圧ベクトル演算部 13 では、位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c^*$ と中間的な電圧指令値 V_{dc}^* , V_{qc}^* を用いて、新しい電圧指令値 V_{dc}^{**} , V_{qc}^{**} を演算する。

20

【0037】

出力電圧値 V_1^* が制限されている領域では、q 軸の電流指令値と電流検出値が一致するように、制御の基準軸とモータの磁束軸との偏差である位相誤差を介して、出力電圧値 V_1^* を制御する。すると、d 軸電流指令値 I_d^* を発生させない（ゼロ）まま、弱め界磁制御を実現することができる。

【0038】

図 4 に、この方式を用いた場合の特性を示す。

【0039】

d 軸の電流指令値 I_d^* が「ゼロ」設定でも、モータトルクが高応答で安定な運転を実現できていることがわかる。

30

【0040】

（第 2 の実施例）

図 5 は、本発明の他の実施例を示す。

【0041】

第 1 の実施例では、回転座標系（d - q 軸上）において、電圧指令値 V_{dc}^{**} , V_{qc}^{**} を演算したが、本実施例では、固定子座標系（3 相交流上）で、3 相の電圧指令値 V_u^{**} , V_v^{**} , V_w^{**} を修正する方式の永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置である。

【0042】

図において、1 ~ 12, 21 は、図 1 のものと同一物である。

【0043】

40

電圧ベクトル演算部 13a では、第 2 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} とモータ定数、周波数演算値 ω_1 を用いて、前述の（数 5）に従い、中間的な電圧指令値 V_{dc}^* , V_{qc}^* を演算する。

【0044】

14a は位置検出値 θ_c に位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c$ を加算した値 θ_c^* を用いて、（数 8）に従い、3 相の電圧指令値 V_u^{**} , V_v^{**} , V_w^{**} を演算する。

【0045】

【数 8】

$$\begin{pmatrix} V_u^{**} \\ V_v^{**} \\ V_w^{**} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta c^* & -\sin \theta c^* \\ \sin \theta c^* & \cos \theta c^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} \quad \dots (\text{数 } 8)$$

【0046】

これにより、回転座標系での電圧指令値 V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} を演算する方法と等価な弱め界磁制御を実現することができる。

10

【0047】

(第3の実施例)

図6は、本発明の他の実施例を示す。

【0048】

本実施例は、d軸およびq軸の電流制御演算部を設けたベクトル制御装置に、弱め界磁制御を適用しているものである。

【0049】

図において、構成要素の1～9、12、14、21は、図1のものと同一物である。

【0050】

20

10' は入力信号 ΔI_{q2} がゼロとなるように制御するq軸電流制御演算部、

11' は入力信号 ΔI_{d1} がゼロとなるように制御するd軸電流制御演算部、

13bは第1のd軸およびq軸の電流指令値 I_d^* 、 I_q^* とd軸およびq軸の電流制御演算部の出力値 ΔV_d 、 ΔV_q 、位相誤差の指令値 $\Delta \theta c^*$ および周波数演算値 ω_1 を用いて、(数9)に従い電圧指令値 V_{dc}^{***} 、 V_{qc}^{***} を演算する。

【0051】

【数9】

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^{*'} \\ V_{qc}^{*'} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R^* & -\omega_1 \cdot Lq^* \\ +\omega_1 \cdot Ld^* & R^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Id^* \\ Iq^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot Ke^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{pmatrix} \quad \dots (\text{数 } 9)$$

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^{***} \\ V_{qc}^{***} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{dc}^{*'} \\ V_{qc}^{*'} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \Delta \theta c^* & -\sin \Delta \theta c^* \\ \sin \Delta \theta c^* & \cos \Delta \theta c^* \end{pmatrix}$$

30

【0052】

この方式を用いることでも、第1の実施例と同様な効果を得ることができる。

【0053】

また、本実施例では、位相誤差の指令値 $\Delta \theta c^*$ を用いて、d-q軸上で電圧指令値を修正する図1の方式を用いているが、3相の電圧指令値を修正する図5に用いている方式においても同様の効果が得られる。

40

【0054】

(第4の実施例)

図7は、本発明の他の実施例を示す。

【0055】

本実施例は、レゾルバやエンコーダなどの位置検出器を省略した制御装置に適用したものである。

【0056】

図において、構成要素の1～3、6～12、14、21は、図1のものと同一物である。

50

【 0 0 5 7 】

1 3 c は、第 2 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^{**} 、 I_q^{**} とモータ定数、周波数推定値 ω_{1c} を用いて、(数 1 0) に従い、中間的な電圧指令値 V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} と新しい電圧指令値 V_{dc}^{****} 、 V_{dc}^{****} を演算する。

【 0 0 5 8 】

【 数 1 0 】

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^{**} \\ V_{qc}^{**} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R^* & -\omega_{1c} \cdot L_q^* \\ +\omega_{1c} \cdot L_d^* & R^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d^{**} \\ I_q^{**} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{1c} \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots (数10) \quad 10$$

$$\begin{pmatrix} V_{dc}^{****} \\ V_{qc}^{****} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{dc}^{**} \\ V_{qc}^{**} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \Delta \theta_c^* & -\sin \Delta \theta_c^* \\ \sin \Delta \theta_c^* & \cos \Delta \theta_c^* \end{pmatrix}$$

【 0 0 5 9 】

1 4 b は電圧指令値 V_{dc}^{****} 、 V_{dc}^{****} と位相指令値 θ_c^{**} から 3 相交流の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を出力する座標変換部である。

【 0 0 6 0 】

1 5 は電圧指令値 V_{dc}^{**} 、 V_{qc}^{**} 、周波数推定値 ω_{1c} 、電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} およびモータ定数に基づいて、位相指令値 θ_c^{**} とモータ位相値 θ の偏差である軸誤差を、数 (1 1) より推定演算し、 $\Delta \theta_c$ を出力する軸誤差演算部である。 20

【 0 0 6 1 】

【 数 1 1 】

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc}^{**} - R^* \cdot I_{dc} - \omega_{1c} \cdot L_q^* \cdot I_{qc}}{V_{qc}^{**} - R^* \cdot I_{qc} + \omega_{1c} \cdot L_d^* \cdot I_{dc}} \right] \quad \dots (数11)$$

【 0 0 6 2 】

1 6 は、軸誤差 $\Delta \theta_c$ を「ゼロ」にするように、周波数推定値 ω_{1c} を演算する周波数推定部である。 30

【 0 0 6 3 】

1 7 は周波数推定値 ω_{1c} を積分して、位相指令値 θ_c^{**} を演算する位相演算部である。

【 0 0 6 4 】

このような位置センサレス制御方式でも前記実施例と同様に動作し、同様の効果が得られることは明らかである。

【 0 0 6 5 】

また、本実施例では、位相誤差の指令値 $\Delta \theta_c^*$ を用いて、d - q 軸上で電圧指令値を修正する図 1 の方式を用いているが、3 相の電圧指令値を修正する図 4 に用いている方式においても同様の効果が得られる。 40

【 0 0 6 6 】

(第 5 の実施例)

上記の第 1 ~ 第 4 の実施例までは、高価な電流検出器 3 で検出した 3 相の交流電流 I_u ~ I_w を検出する方式であったが、安価な電流検出を行う制御装置においても適用することができる。

【 0 0 6 7 】

図 8 にこの実施例を示す。

【 0 0 6 8 】

図において、構成要素の 1、2、6 ~ 12、13c、14b ~ 16、21 は、図 7 のも 50

の同一物である。

【0069】

18は電力変換器の入力母線に流れる直流電流 I_{DC} から、モータ1に流れる3相の交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を推定する電流推定部である。

【0070】

この推定電流値 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* を用い、座標変換部6において、d軸及びq軸の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} を演算する。

【0071】

このような電流センサレス制御方式でも、 I_d^* と I_{dc} 、 I_q^* と I_{qc} が各々一致することから、前記実施例と同様に動作し、同様の効果が得られることは明らかである。

10

【0072】

また、本実施例では、位相誤差の指令値 $\Delta\theta_c^*$ を用いて、d-q軸上で電圧指令値を修正する図1の方式を用いているが、3相の電圧指令値を修正する図4に用いている方式においても同様の効果が得られる。

【0073】

(第6の実施例)

図9を用いて本発明をモジュールに適用した例について説明する。

【0074】

本実施例は、第1実施例の実施形態を示すものである。

【0075】

20

ここで、周波数演算部5、座標変換部6、q軸の電流偏差切替部7、d軸の電流偏差切替部8、位相誤差指令演算部9、q軸電流指令演算部10、d軸電流指令演算部11、出力電圧制限検出部12、電圧ベクトル演算部13、座標変換部14は、1チップマイコンを用いて構成している。

【0076】

また、前記1チップマイコンと電力変換器は、同一基板上で構成される1モジュール内に納められている形態となっている。ここでいうモジュールとは「規格化された構成単位」という意味であり、分離可能なハードウェア/ソフトウェアの部品から構成されているものである。尚、製造上、同一基板上で構成されていることが好ましいが、同一基板に限定はされない。

30

【0077】

これより、同一筐体に内蔵された複数の回路基板上に構成されても良い。

【0078】

他の実施例においても同様の形態構成をとることができる。

【図面の簡単な説明】

【0079】

【図1】本発明の一実施例を示す永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成図。

【図2】位相誤差指令演算部9がない場合の制御特性。

【図3】従来例の弱め界磁制御域の制御特性。

【図4】位相誤差指令演算部9を付加した場合の制御特性。

40

【図5】本発明の他の実施例を示す永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成図。

。

【図6】本発明の他の実施例を示す永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成図。

。

【図7】本発明の他の実施例を示す永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成図。

。

【図8】本発明の他の実施例を示す永久磁石モータの弱め界磁ベクトル制御装置の構成図。

。

【図9】本発明の実施形態を示す構成図の一例。

【符号の説明】

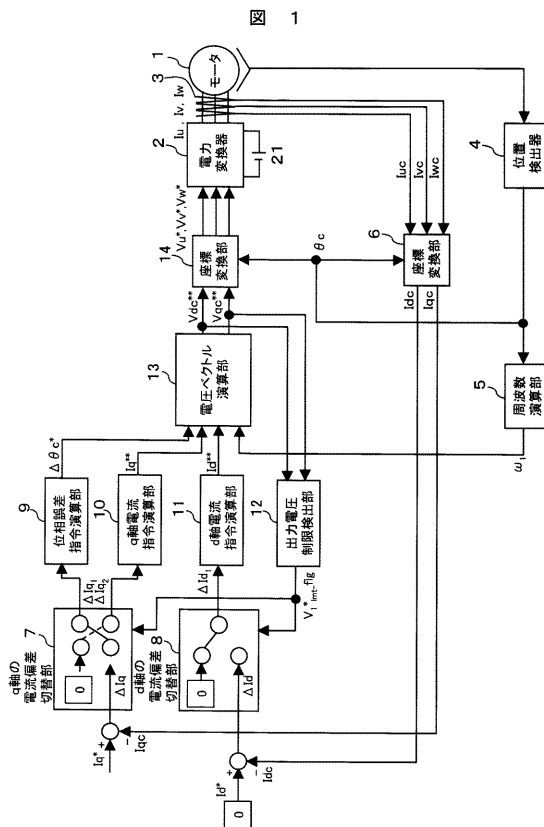
50

【 0 0 8 0 】

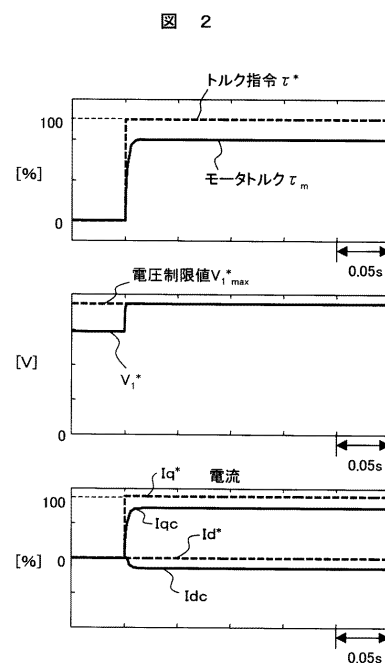
1 ... 永久磁石モータ、2 ... 電力変換器、3 ... 電流検出器、4 ... 位置検出器、5 ... 周波数演算部、6, 14, 14a, 14b ... 座標変換部、7 ... q軸の電流偏差切替部、8 ... d軸の電流偏差切替部、9 ... 位相誤差指令演算部、10 ... q軸電流指令演算部、11 ... d軸電流指令演算部、10' ... q軸電流制御部、11' ... d軸電流制御部、12 ... 出力電圧制限検出部、13, 13a, 13b, 13c ... 電圧ベクトル演算部、15 ... 軸誤差演算部、16 ... 周波数推定部、17 ... 位相演算部、18 ... 電流推定部、21 ... 直流電源、 I_d^* ... 第1のd軸電流指令値、 I_d^{**} ... 第2のd軸電流指令値、 I_q^* ... 第1のq軸電流指令値、 I_q^{**} ... 第2のq軸電流指令値、 V_1^* ... 出力電圧値、 $\Delta\theta_c^*$... 位相誤差の指令値、 θ_c ... 位置検出値、 ω_1 ... 周波数演算値、 ω_{1c} ... 周波数推定値、 I_{DC} ... 入力直流母線電流検出値。

10

【 図 1 】

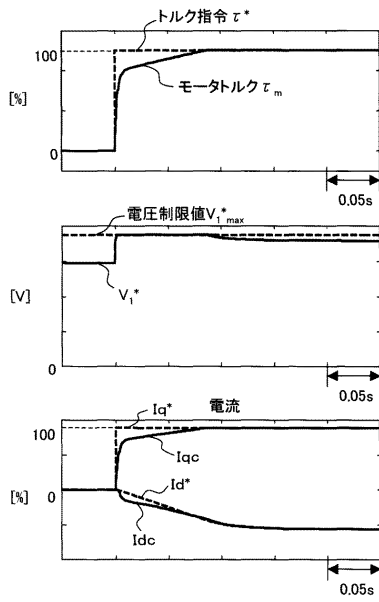


【 図 2 】



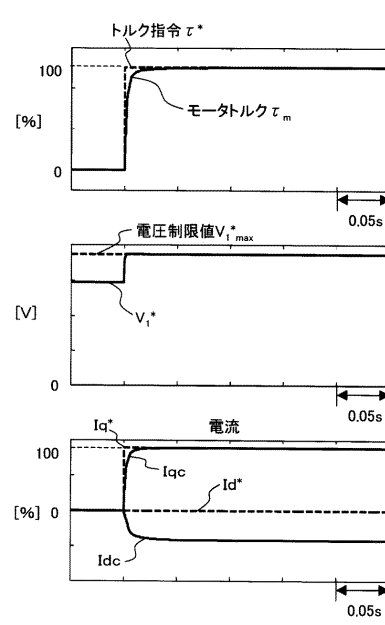
【図 3】

図 3



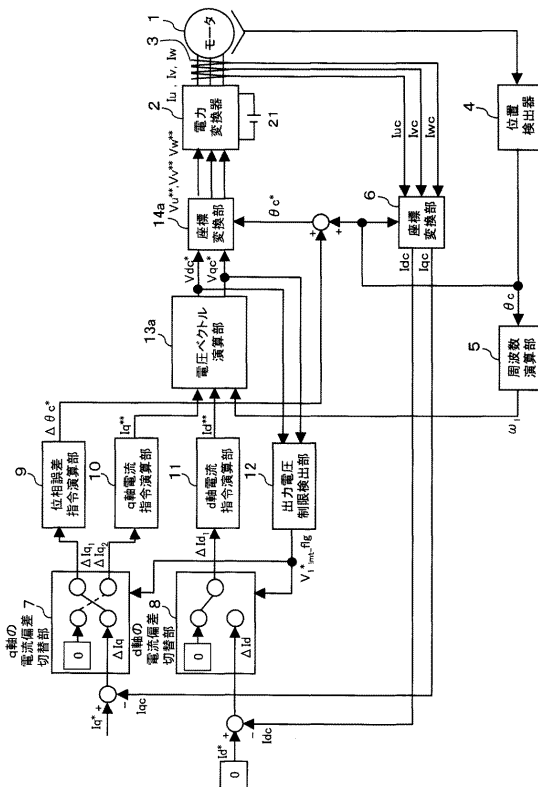
【図 4】

図 4



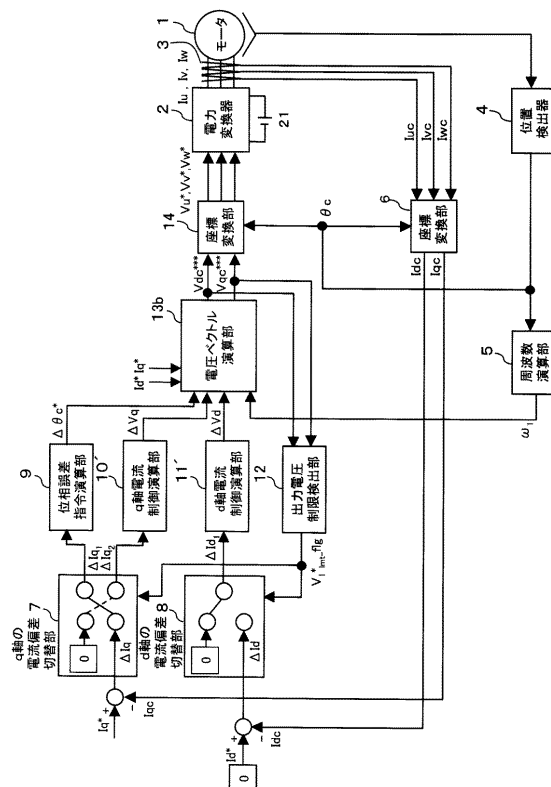
【図 5】

図 5

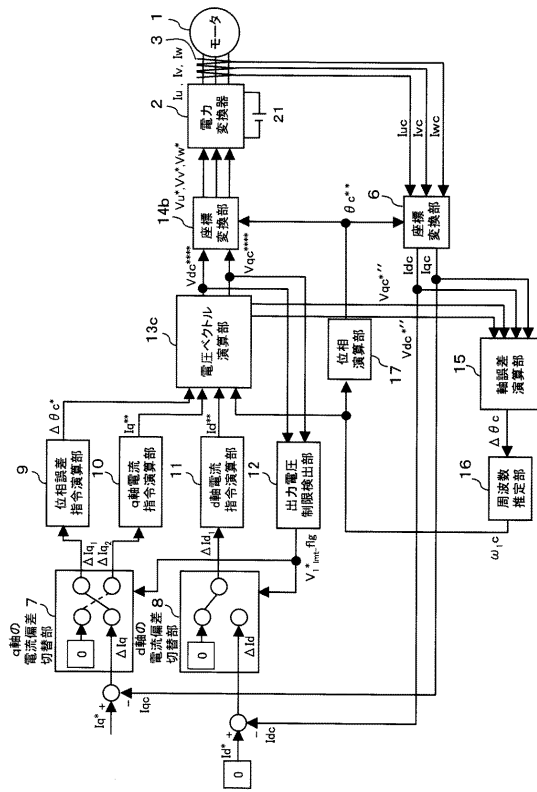


【図 6】

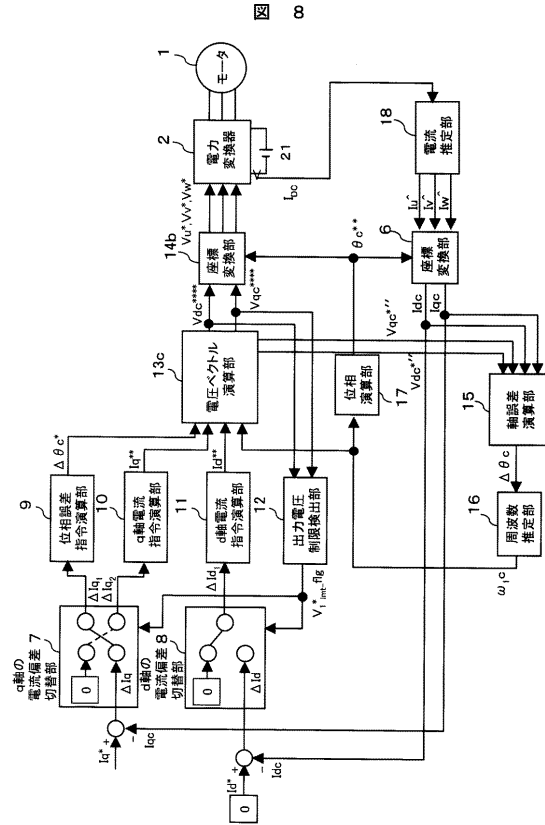
図 6



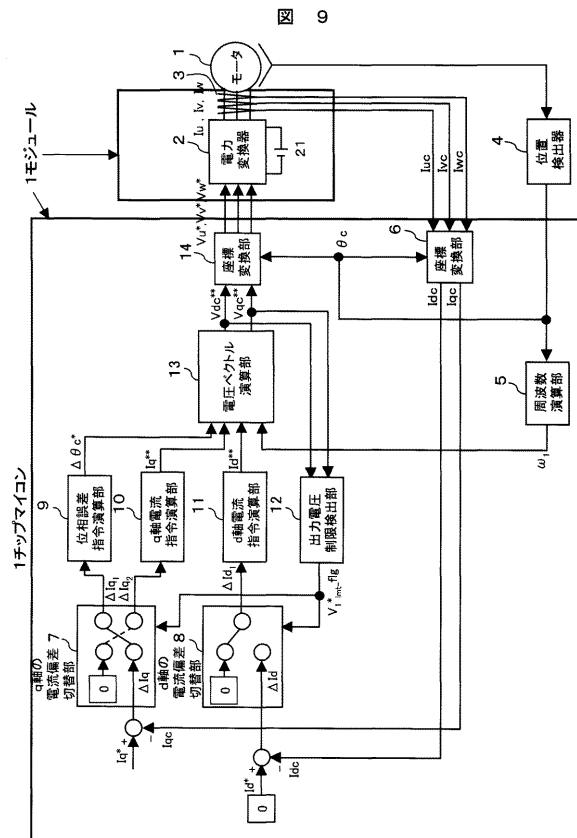
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 大井 健太郎
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
所内 株式会社 日立製作所 日立研究

(72)発明者 岩路 善尚
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
所内 株式会社 日立製作所 日立研究

審査官 森山 拓哉

(56)参考文献 特開2002-325500(JP,A)
特開2005-039912(JP,A)
特開2000-295889(JP,A)
特開2002-369574(JP,A)
特開2004-297966(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 23/00-27/18