

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4416764号
(P4416764)

(45) 発行日 平成22年2月17日(2010.2.17)

(24) 登録日 平成21年12月4日(2009.12.4)

(51) Int. Cl. F 1
 H02P 21/00 (2006.01) H02P 5/408 C
 H02P 27/04 (2006.01)

請求項の数 16 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2006-178895 (P2006-178895)	(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
(22) 出願日	平成18年6月29日(2006.6.29)	(73) 特許権者	000232999 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
(65) 公開番号	特開2008-11631 (P2008-11631A)	(74) 代理人	100100310 弁理士 井上 学
(43) 公開日	平成20年1月17日(2008.1.17)	(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
審査請求日	平成20年6月3日(2008.6.3)		

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及びインバータモジュール

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

d軸およびq軸の電流指令値および電流検出値と、周波数演算値およびモータ定数の設定値に従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧値を制御し、周波数演算値を積分して求めた回転位相指令値と永久磁石モータの回転位相値との偏差である軸誤差が軸誤差の指令値に一致するように、前記周波数演算値を制御する磁石モータの制御装置において、

前記d軸の電流指令値と軸誤差の指令値を共にほぼ零に設定し、仮想インダクタンス値を用いて、前記電力変換器の出力電圧指令値や軸誤差推定値を演算すると共に、

前記電力変換器の出力電圧指令値の演算は、第1のd軸およびq軸の電流指令値と電流検出値から演算した第2の電流指令値とモータ定数および周波数演算値と、仮想インダクタンス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。

10

【請求項2】

請求項1に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記仮想インダクタンス値は、永久磁石モータの電流値が最小値で最大トルクを出力する値であることを特徴とした永久磁石モータのベクトル制御装置。

【請求項3】

請求項1に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記仮想インダクタンス値は、モータ定数値と、q軸の電流検出値又は電流指令値とを用いて演算すること、あるいはテーブル参照値を用いて設定することを特徴とする永久磁

20

石モータのベクトル制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記仮想インダクタンス値は、モータの q 軸インダクタンス値が d 軸インダクタンス値より大きい場合は、仮想インダクタンス値を、d 軸インダクタンス値より大きく、d 軸および q 軸のインダクタンス値の加算値の $1/2$ より小さく設定し、モータの q 軸インダクタンス値が d 軸インダクタンス値より小さい場合は、仮想インダクタンス値を、d 軸および q 軸のインダクタンス値の加算値の $1/2$ より大きく、d 軸のインダクタンス値よりも小さく設定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 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記仮想インダクタンス値は、d 軸インダクタンス値であ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 に記載の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指令値は、第 1 の d 軸および q 軸の電流指令値と電流検出値から演算した電流制御出力値と、電流指令値とモータ定数および周波数演算値と仮想インダクタンス演算値とから演算した電圧ベクトル演算出力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 7】

請求項 1 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

電流検出値は、電力変換器の入力直流母線電流検出値からモータ電流を再現した電流であ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】

請求項 1 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記軸誤差は、d 軸および q 軸の電圧指令値と、検出したモータ電流値あるいは再現した電流による推定演算値と、モータ定数及び前記仮想インダクタンス値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 9】

請求項 1 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置と直流を交流に変換する電力変換器とを有することを特徴とするインバータモジュール。

【請求項 10】

永久磁石モータを駆動する電力変換器と、d 軸および q 軸の電流指令値および電流検出値と、周波数演算値およびモータ定数の設定値に従い、変換器の出力電圧値を制御し、周波数演算値を積分して求めた回転位相指令値と永久磁石モータの回転位相値との偏差である軸誤差が軸誤差の指令値に一致するように、前記周波数演算値を制御する磁石モータの制御装置において、

前記 d 軸の電流指令値をほぼ零に設定し、同一トルクで永久磁石モータの電流値が最小となるような軸誤差の指令値を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 11】

請求項 10 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記軸誤差の指令値は、モータ定数値と、q 軸の電流検出値又は電流指令値とを用いて演算すること、あるいは、テーブル参照値を用いて設定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 10 に記載の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の演算は、第 1 の d 軸および q 軸の電流指令値と電流検出値から演算した第 2 の電流指令値とモータ定数および周波数演算値と、仮想インダクタンス演算値あるいは仮想インダクタンス設定値に従い演算することを特徴とする永久磁石モ

10

20

30

40

50

ータのベクトル制御装置。

【請求項 13】

請求項 10 に記載の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指令値は、第 1 の d 軸および q 軸の電流指令値と電流検出値から演算した電流制御出力値と、電流指令値、モータ定数及び周波数演算値とから演算した電圧ベクトル演算出力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 14】

請求項 10 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記電流検出値は、電力変換器の入力直流母線電流検出値からモータ電流を再現した電流であ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。

10

【請求項 15】

請求項 10 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置において、

前記軸誤差は、d 軸および q 軸の電圧指令値と、検出したモータ電流値あるいは再現した電流による推定演算値と、モータ定数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 16】

請求項 10 に記載の永久磁石モータのベクトル制御装置と、直流を交流に変換する電力変換器とを有することを特徴とするインバータモジュール。

【発明の詳細な説明】

20

【技術分野】

【0001】

本発明は永久磁石モータのベクトル制御装置及びインバータモジュールに係り、特に、高効率な制御運転を行うに好適な永久磁石モータのベクトル制御装置及びインバータモジュールに関する。

【背景技術】

【0002】

トルク・電流比最大制御方式の従来技術としては、電気学会論文誌、114-D、6、P668(1994-6)の「埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御」に、モータ定数と q 軸の電流値を用いて、d 軸の電流値を発生させ、モータのリラクタンストルクを最大限に利用し、同一トルクでの電流最小化を実現する方法が記載されている。

30

【0003】

【非特許文献 1】「埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御」電気学会論文誌、114-D、6、P668(1994-6)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

モータに位置センサを取り付けて、モータの位置や周波数の検出値を用いたベクトル制御を行えば、モータ抵抗値 R と制御に用いる設定値 R^* の設定誤差 $R (= R - R^*)$ が存在する場合でも、同一トルクでの電流最小化を実現することはできる。

40

【0005】

しかしながら、位置センサレス制御では、回転位相指令値と永久磁石モータの回転位相値との偏差である軸誤差を、モータ定数と d 軸および q 軸の電流値を用いて推定演算するために、d 軸の電流を「零」以外で発生させると、

抵抗の設定誤差 $(R - R^*)$ が存在する場合、軸誤差推定値に「推定誤差」が発生し、同一トルクでの電流最小化を実現することは困難となる課題がある。

【0006】

本発明の目的は、抵抗の設定誤差 $(R - R^*)$ が存在する場合でも、電流最小化を実現できる永久磁石モータのベクトル制御装置及びインバータモジュールを提供することにある。

50

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記目的を達成するために、本発明の永久磁石モータのベクトル制御装置は、d軸およびq軸の電流指令値および電流検出値と、周波数演算値およびモータ定数の設定値に従い、永久磁石モータを駆動する電力変換器の出力電圧値を制御し、周波数演算値を積分して求めた回転位相指令値と永久磁石モータの回転位相値との偏差である軸誤差が軸誤差の指令値に一致するように、前記周波数演算値を制御する磁石モータの制御装置において、前記d軸の電流指令値と軸誤差の指令値を共にほぼ零に設定し、仮想インダクタンス値を用いて、前記電力変換器の出力電圧指令値や軸誤差推定値を演算すると共に、前記電力変換器の出力電圧指令値の演算は、第1のd軸およびq軸の電流指令値と電流検出値から演算した第2の電流指令値とモータ定数および周波数演算値と、仮想インダクタンス値とに従い演算するか、若しくは永久磁石モータを駆動する電力変換器と、d軸およびq軸の電流指令値および電流検出値と、周波数演算値およびモータ定数の設定値に従い、変換器の出力電圧値を制御し、周波数演算値を積分して求めた回転位相指令値と永久磁石モータの回転位相値との偏差である軸誤差が軸誤差の指令値に一致するように、前記周波数演算値を制御する磁石モータの制御装置において、

10

前記d軸の電流指令値をほぼ零に設定し、同一トルクで永久磁石モータの電流値が最小となるような軸誤差の指令値を演算することを特徴とする。

また、上記目的を達成するために、本発明のインバータモジュールは、上記の永久磁石モータのベクトル制御装置と直流を交流に変換する電力変換器とを有することを特徴とする。

20

【発明の効果】

【0008】

本発明によれば、d軸の電流指令値が「零」設定でも、出力電圧値の演算や位相誤差の推定演算に、q軸電流検出値から演算する仮想インダクタンス値を用いることにより、抵抗の設定誤差($R - R^*$)が存在する場合でも、同一トルクでの電流最小化を実現可能で永久磁石モータの高効率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】

【0009】

以下、図面を用いて本発明の実施例を詳細に説明する。

30

【0010】

〔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高効率ベクトル制御装置の構成例を示す。

【0011】

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、

40

4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、電力変換器の回転位相指令値 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、

5はd軸およびq軸の電圧指令値 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 、周波数演算値 ω_1 、電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} 、仮想インダクタンス演算値 L^* およびモータ定数に基づいて、回転位相指令値 c^* とモータ回転位相値との偏差である軸誤差を推定演算し、 c を出力する軸誤差推定演算部、

6は軸誤差演算値 c が軸誤差の指令値 c^* (ゼロ)に一致するように周波数演算値 ω_1 を出力する周波数演算部、

7は周波数演算値 ω_1 を積分して、座標変換部4、12に回転位相指令値 c^* を出力

50

する位相演算部、

8は速度指令値 ω^* と周波数演算値 ω_1 が一致するようにq軸の電流指令値 I_{q^*} を出力する速度制御演算部、

9はq軸の電流指令値 I_{q^*} と電流検出値 I_{qc} との偏差から第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、

10はd軸の電流指令値 I_{d^*} 「ゼロ」と電流検出値 I_{dc} との偏差から第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、

11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 、インダクタンス演算値 L^* に基づいて、d軸およびq軸の電圧指令値 V_{dc^*} 、 V_{qc^*} を出力する電圧ベクトル演算部、

12は電圧指令値 V_{dc^*} 、 V_{dc^*} と回転位相指令値 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、

13はq軸電流検出値 I_{qc} から軸誤差推定演算部5と電圧ベクトル演算部11の演算に用いるインダクタンス演算値 L^* を出力する仮想インダクタンス演算部である。

【0012】

最初に、本発明の特徴である仮想インダクタンス演算部13を用いた位置センサレス制御方式の基本動作について説明する。

【0013】

モータトルク τ_m を(数1)に示す。

【0014】

【数1】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot (K_e - (L_d - L_q) \cdot I_d) \cdot I_q \quad \dots (1)$$

ここに、 P_m ：モータの極対数、

K_e ：発電係数

L_d ：d軸のインダクタンス、 L_q ：q軸のインダクタンス

I_d ：モータのd軸電流、 I_q ：モータのq軸電流、

【0015】

ここで、「トルク・電流比最大制御」を実現するための演算式を「-X」とおいて、このとき発生する回転位相指令値 θ_c^* とモータ回転位相値 θ との偏差である軸誤差 $\Delta\theta_{opt}$ ($= \theta_c^* - \theta$)を(数2)のように $\Delta\theta_{opt}$ を定義する。

【0016】

【数2】

$$\Delta\theta_{opt} = \sin^{-1}[-X] \quad \dots (2)$$

【0017】

軸誤差 $\Delta\theta_{opt}$ が発生する場合、制御軸(d-c-q)軸上の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} から、モータ軸(d-q)軸上のモータ電流 I_d 、 I_q への座標変換行列は、(数3)となる。

【0018】

【数3】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_{opt} & -\sin\Delta\theta_{opt} \\ \sin\Delta\theta_{opt} & \cos\Delta\theta_{opt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

【0019】

ここで、(数2)と(数3)と、d軸の電流指令値 I_{d^*} を「ゼロ」に設定している関係($I_{d^*} = I_{dc} = 0$)から、

【0020】

10

20

30

40

【数4】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ \sqrt{1-X^2} \end{bmatrix} \cdot [I_{qc}] \quad \dots (4)$$

【0021】

(数4)を、モータのトルク式である(数1)に代入すると、

【0022】

【数5】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot I_{qc} \cdot \sqrt{1-X^2} (K_e - (L_d - L_q) \cdot I_{qc} \cdot X) \quad \dots (5)$$

10

【0023】

ここで、同一のモータトルクにおいて、トルク・電流比最大制御を実現するための演算式「X」について求めるには、(数6)を解けばよい。

【0024】

【数6】

$$\frac{d\tau_m}{dX} = \frac{3 \cdot P_m \cdot I_{qc} \cdot [-K_e \cdot X + I_{qc} \cdot (L_d - L_q) \cdot (2 \cdot X^2 - 1)]}{2 \sqrt{1-X^2}} = 0 \quad \dots (6)$$

20

【0025】

「X」について解くと、

【0026】

【数7】

$$X = \frac{K_e - \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2}}{4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}} \quad \dots (7)$$

【0027】

ここで、(数7)を、(数2)に代入し、軸誤差 を求めると、

【0028】

【数8】

$$\Delta \theta_{opt} = \sin^{-1} \left[\frac{K_e - \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2}}{4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}} \right] \quad \dots (8)$$

30

【0029】

つまり、(数8)に示すような関係で軸誤差 θ_{opt} が発生すれば、d軸の電流指令値 I_d^* が「ゼロ」設定でも、トルク・電流比最大制御を実現することができる。

40

【0030】

この軸誤差 θ_{opt} を発生させる方法には、軸誤差推定演算部5の出力である軸誤差推定値 θ_c がq軸インダクタンス L_q のみに感度を持つことを利用する。

【0031】

図1の電圧ベクトル演算部11では、第2のd軸およびq軸の電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} と周波数演算値 ω_1 およびモータ定数の設定値とインダクタンス演算値 L^* を用いて、演算されるd軸およびq軸の電圧指令値 $V_d c^*$, $V_q c^*$ は(数9)となる。

【0032】

【数 9】

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1 \cdot L^* & R^* \\ R^* & \omega_1 \cdot Ld^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Id^{**} \\ Iq^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot Ke^* \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

【0033】

ここで、任意の軸誤差が存在する場合、制御側で演算したモータの印加電圧 V_d , V_q は (数 10) となる。

【0034】

10

【数 10】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\omega_1 \cdot L^* & R^* \\ R^* & \omega_1 \cdot Ld^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Id^{**} \\ Iq^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot Ke^* \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

【0035】

一方、d 軸及び q 軸のモータ印加電圧 V_d , V_q は、軸誤差 , 電流検出値 I_{dc} , I_{qc} とモータ定数を用いて表すと (数 11) となる。

【0036】

【数 11】

20

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \cdot L_q & R \\ R & \omega_r \cdot L_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Idc \\ Iqc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot Ke \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

【0037】

ここで、(数 10) = (数 11) の関係から、d 軸の電流指令値 I_d^* を「ゼロ」に設定し、q 軸の電流指令値 I_q^* を所定値と考えると、d 軸および q 軸の電流指令演算部 8 , 9 の出力値 I_d^{**} , I_q^{**} は、(数 12) となる。

【0038】

【数 12】

30

$$\begin{bmatrix} Id^{**} \\ Iq^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{c_1 \cdot Iqc + c_2}{2 \cdot (R^{*2} + Ld^* \cdot L^* \cdot \omega_1^2)} \\ \frac{c_3 \cdot Iqc + c_4}{2 \cdot (R^{*2} + Ld^* \cdot L^* \cdot \omega_1^2)} \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

ここに、

$$c_1 = \omega_1 \cdot [2 \cdot R \cdot L^* - R^* \cdot (Ld + Lq)] + \omega_1 \cdot (Ld - Lq) \cdot [-\omega_1 \cdot L^* \cdot \sin 2\Delta \theta + R^* \cdot \cos 2\Delta \theta]$$

$$c_2 = 2 \cdot [-\omega_1^2 \cdot L^* \cdot Ke^* + \omega_1 \cdot Ke \cdot (R^* \cdot \sin \Delta \theta + \omega_1 \cdot L^* \cdot \cos \Delta \theta)]$$

40

$$c_3 = 2 \cdot R \cdot R^* \cdot \omega_1^2 \cdot Ld^* \cdot (Ld + Lq) - \omega_1 \cdot (Ld - Lq) \cdot [R^* \cdot \sin 2\Delta \theta + \omega_1 \cdot Ld^* \cdot \cos 2\Delta \theta]$$

$$c_4 = 2 \cdot [-\omega_1 \cdot R^* \cdot Ke^* + \omega_1 \cdot Ke \cdot (-\omega_1 \cdot Ld^* \cdot \sin \Delta \theta + R^* \cdot \cos \Delta \theta)]$$

【0039】

また、軸誤差推定演算部 5 において、d 軸および q 軸の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} と周波数演算値 ω_1 およびモータ定数とインダクタンス演算値 L^* を用いて、軸誤差推定値

c を (数 13) に従い演算する。

【0040】

【数 1 3】

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc}^* - R^* \cdot I_{dc} + \omega_1 \cdot L^* \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R^* \cdot I_{qc} - \omega_1 \cdot L^* \cdot I_{dc}} \right] \quad \dots (13)$$

【0 0 4 1】

ここで、(数 9)、(数 1 2)を、(数 1 3)に、代入すると、

【0 0 4 2】

【数 1 4】

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_1 \cdot ([2L^* - (L_d + L_q)]) \cdot I_{qc} + (L_d - L_q) \cdot I_{qc} \cdot \cos[2\Delta \theta] + 2K_e \cdot \sin[\Delta \theta]}{2[(R - R^*) \cdot I_{qc} + \omega_1 \cdot \cos[\Delta \theta] (K_e - I_{qc} \cdot (L_d - L_q) \cdot \sin[\Delta \theta])]} \right] \quad \dots (14)$$

10

【0 0 4 3】

周波数演算部 6 では、軸誤差推定演算部 5 の出力値である軸誤差推定値 θ_c が、「ゼロ」と一致するように周波数 ω_1 が演算される。一定速度では、(数 1 4)の分子項は「ゼロ」となることから、(数 1 5)が成立する。

【0 0 4 4】

【数 1 5】

$$\begin{aligned} & [2L^* - (L_d + L_q)] \cdot I_{qc} + (L_d - L_q) \cdot I_{qc} \cdot \cos[2\Delta \theta] + 2K_e \cdot \sin[\Delta \theta] \\ &= [2L^* - (L_d + L_q)] \cdot I_{qc} + (L_d - L_q) \cdot I_{qc} (1 - 2\sin^2[\Delta \theta]) + 2K_e \cdot \sin[\Delta \theta] \\ &= 0 \end{aligned} \quad \dots (15)$$

20

【0 0 4 5】

ここで、(数 1 5)において、軸誤差 θ_c を求めると、(数 1 6)を得ることができる。

【0 0 4 6】

【数 1 6】

$$\Delta \theta = \sin^{-1} \left[\frac{K_e - \sqrt{K_e^2 + 4 \cdot (L_d - L_q) \cdot (L^* - L_q) \cdot I_{qc}^2}}{2 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}} \right] \quad \dots (16)$$

30

【0 0 4 7】

トルク・電流比最大制御を行うためには、軸誤差 θ_c が、前述の(数 8)の軸誤差 θ_{opt} に一致するように、インダクタンス演算値 L^* を設定すればよい。

【0 0 4 8】

つまり、(数 1 7)を満足すれば、同一トルクでの電流最小化を実現することができる。

40

【0 0 4 9】

【数 1 7】

$$\frac{K_e - \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2}}{4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}} = \frac{K_e - \sqrt{K_e^2 + 4 \cdot (L_d - L_q) \cdot (L^* - L_q) \cdot I_{qc}^2}}{2 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}} \quad \dots (17)$$

【0 0 5 0】

仮想インダクタンス演算値 L^* について整理すると、

50

【 0 0 5 1 】

【 数 1 8 】

$$L^* = \frac{K_e \cdot (-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2})}{8 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}^2} + \frac{1}{2} (L_d + L_q) \quad \dots (18)$$

【 0 0 5 2 】

つまり、仮想インダクタンス演算部 13 では、インダクタンス演算値 L^* を、(数 19) に示すように出力すればよい。

【 0 0 5 3 】

【 数 1 9 】

$$L^* = \frac{K_e^* \cdot (-K_e^* + \sqrt{K_e^{*2} + 8 \cdot (L_d^* - L_q^*)^2 \cdot I_{qc}^2})}{8 \cdot (L_d^* - L_q^*) \cdot I_{qc}^2} + \frac{1}{2} (L_d^* + L_q^*) \quad \dots (19)$$

【 0 0 5 4 】

次に、本発明の特徴である仮想インダクタンス演算部 13 のもたらす作用効果について説明する。

【 0 0 5 5 】

図 1 の制御装置において、モータ 1 に負荷トルクを与え、電圧ベクトル演算部 11 と軸誤差推定演算部 5 に設定する抵抗の設定値 R^* をパラメータに取り、発生するモータ電流 I_1 を観測した。

【 0 0 5 6 】

図 2 に、本発明の効果である「抵抗の設定誤差比 (R^*/R) とモータ電流値」の関係を示している。

【 0 0 5 7 】

図中には、各方式の特性を示す。

【 0 0 5 8 】

方式 1 : トルク・電流比最大制御なし ($I_d^* = 0$, $L^* = L_q^*$ 設定) の特性、

方式 2 : 電気学会論文誌、114 - D、6、P668 (1994 - 6) の「埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御」に記載の方法 (モータ定数と q 軸の電流値を用いて d 軸の電流を演算する方式) を用いた場合の特性、

方式 3 : 仮想インダクタンス演算部 13 を用いた場合の特性である。

【 0 0 5 9 】

方式 1 は d 軸電流指令値 I_d^* を「ゼロ」に設定しているため、抵抗の設定誤差比 (R^*/R) の影響を受けず、モータ電流は一定値である。しかし、電流値が大きい様子が見られる。

【 0 0 6 0 】

方式 2 は、抵抗の設定誤差比 (R^*/R) が「1」で電流最小化を実現できているが、抵抗の設定誤差比 (R^*/R) が「1」から外れるにつれて、電流値が大きくなっていく様子が見られる。

【 0 0 6 1 】

方式 3 では、仮想インダクタンス演算部 13 を用いることにより、抵抗の設定誤差比が「1」以外でも、電流最小化を実現できていることがわかる。

【 0 0 6 2 】

また、本実施例では、仮想インダクタンス演算部 13 において、インダクタンス演算値 L^* を、(数 19) により逐次演算しているが、図 3 に示すテーブルのように、q 軸電流検出演算値と仮想インダクタンス値 L^* の関係を参照するようにしても、同様の効果は得られる。

【 0 0 6 3 】

10

20

30

40

50

〔第2の実施例〕

図4は、本発明の他の実施例を示す。

【0064】

第1の実施例では、q軸電流検出値 I_{qc} を用いて、仮想インダクタンス演算値 L^* を算出したが、本実施例では、仮想インダクタンス設定値 L^{**} を用いて、電圧ベクトル演算と軸誤差推定演算を行う永久磁石モータの高効率ベクトル制御装置の構成例を示す。

【0065】

図において、1～4, 6～10, 12, 21は、図1のものと同物である。

【0066】

5aは電圧指令値 V_{dc}^* , V_{qc}^* 、周波数演算値 ω_1 、電流検出値 I_{dc} , I_{qc} 、
仮想インダクタンス設定値 L^{**} およびモータ定数に基づいて、(数20)に従い、回転位相指令値 θ_c^* とモータ回転位相値との偏差である軸誤差を推定演算し、 θ_c を出力する軸誤差推定演算部である。

10

【0067】

【数20】

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc}^* - R^* \cdot I_{dc} - \omega_1 \cdot L^{**} \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R^* \cdot I_{qc} - \omega_1 \cdot L^{**} \cdot I_{dc}} \right] \quad \dots (20)$$

【0068】

11a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 、インダクタンス設定値 L^{**} に基づいて、(数21)に従いd軸およびq軸の電圧指令値 V_{dc}^* , V_{qc}^* を出力する電圧ベクトル演算部、

20

【0069】

【数21】

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1 \cdot L^{**} & R^* \\ R^* & \omega_1 \cdot L_d^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{d^{**}} \\ I_{q^{**}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e^* \end{bmatrix} \quad \dots (21)$$

【0070】

13aは仮想インダクタンス設定値 L^{**} を出力する仮想インダクタンス設定部。

30

【0071】

ここで、(数18)におけるインダクタンス演算値 L^* の設定範囲について考える。

【0072】

L^* にd軸インダクタンス L_d を設定した場合、

【0073】

【数22】

$$L_d = \frac{K_e \cdot (-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2})}{8 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}^2} + \frac{1}{2} (L_d + L_q) \quad \dots (22)$$

40

(数22)を整理すると、

【0074】

【数23】

$$\frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot 8 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{qc}^2 + K_e^2 = (K_e \cdot \sqrt{K_e^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_{qc}^2}) \quad \dots (23)$$

両辺を二乗すると、(数24)を得る。

【0075】

【数 2 4】

$$16 \cdot (L_d - L_q)^4 I_{qc}^4 = 0 \quad \dots (24)$$

【0076】

つまり、無負荷付近 ($I_{qc} = 0$) では、(数 2 4) が成立し、 L^* が d 軸インダクタンス L_d に収束することがわかる。

【0077】

次に、q 軸電流検出値 I_{qc} が無限大のときは、(数 2 5) となる。

【0078】

【数 2 5】

$$L^{**} \approx \frac{1}{2} (L_d + L_q) \quad \dots (25)$$

【0079】

q 軸のインダクタンス L_q が d 軸インダクタンス L_d より大きい場合は、仮想インダクタンス設定値 L^{**} の設定範囲は、(数 2 6) となる。

【0080】

【数 2 6】

$$L_d \leq L^{**} < \frac{1}{2} (L_d - L_q) \quad \dots (26)$$

【0081】

つまり、仮想インダクタンス設定部 13a では、モータにかかる負荷トルクが一定であれば、(数 2 7) に示すような範囲で、モータ電流が最小となるように、仮想インダクタンス設定値 L^{**} を設定すればよい。

【0082】

【数 2 7】

$$L_d^* \leq L^{**} < \frac{1}{2} (L_d^* - L_q^*) \quad \dots (27)$$

【0083】

また、q 軸のインダクタンス L_q が d 軸インダクタンス L_d より小さい場合は、(数 2 8) に示すような範囲で、モータ電流が最小となるように、仮想インダクタンス設定値 L^{**} を設定すればよい。

【0084】

【数 2 8】

$$\frac{1}{2} (L_d^* - L_q^*) \leq L^{**} < L_d^* \quad \dots (28)$$

【0085】

負荷トルクが余程の重負荷相当でなければ、仮想インダクタンス設定値 L^{**} を d 軸インダクタンス L_d 相当としても良好な結果は得られる。

【0086】

本実施例でも、仮想インダクタンス演算部 13 を設けた場合と略同等のトルク・電流比特性を実現することができる。

【0087】

〔第 3 の実施例〕

図 5 は、本発明の他の実施例を示す。

【0088】

10

20

30

40

50

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、高効率制御を適用して構成例を示す。

【0089】

図において、構成要素の1～8, 12, 13, 21は、図1のものと同一物である。

【0090】

9aはq軸電流指令値 I_q^* にq軸電流検出値 I_{qc} が一致するような電圧値 V_q を出力するq軸の電流制御演算部、

10aはd軸電流指令値 I_d^* にd軸電流検出値 I_{dc} が一致するような電圧値 V_d を出力するd軸の電流制御演算部、

11b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軸の電流制御出力値 V_d , V_q 、周波数演算値 ω_1 、モータ1の電気定数および仮想インダクタンス演算値 L^* を用いて、(数29)に従い電圧指令値 V_{dc}^* , V_{qc}^* を演算する。

【0091】

【数29】

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1 \cdot L^* & R^* \\ R^* & \omega_1 \cdot L_d^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \end{bmatrix} \quad \dots (29)$$

【0092】

このようなベクトル制御方式にも、第1の実施例と同様な効果を得ることができる。また、本実施例では、q軸電流検出値 I_{qc} とモータ定数より仮想インダクタンス演算値 L^* を算出し、この値を用いて、電圧ベクトル演算と軸誤差推定演算を行ったが、仮想インダクタンス設定値 L^{**} をd軸インダクタンス L_d 相当としても良好な結果が得られる。

【0093】

本実施例でも、仮想インダクタンス設定部13aを設けた場合と同等のトルク・電流比特性を実現することができる。

【0094】

〔第4の実施例〕

上記の第1～第3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 $I_u \sim I_w$ 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。

【0095】

図6にこの実施例を示す。

【0096】

図において、構成要素の1, 2, 4～13, 21は、図1のものと同一物である。14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。

【0097】

この推定電流値 I_u^{\wedge} , I_v^{\wedge} , I_w^{\wedge} を用い、座標変換部4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。

【0098】

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。

【0099】

本実施例では、q軸電流検出値 I_{qc} とモータ定数より仮想インダクタンス演算値 L^* を算出し、この値を用いて、電圧ベクトル演算と軸誤差推定演算を行ったが、仮想インダクタンス設定値 L^{**} をd軸インダクタンス L_d 相当としても良好な結果が得られる。

【0100】

本実施例でも、仮想インダクタンス設定部13aを設けた場合と同等のトルク・電流比特性を実現することができる。

10

20

30

40

50

【 0 1 0 1 】

〔 第 5 の 実 施 例 〕

図 7 は、本 発 明 の 他 の 実 施 例 を 示 す。

【 0 1 0 2 】

第 1 の 実 施 例 で は、仮 想 イ ン ダ ク タ ン ス 演 算 値 L^* を 算 出 し、電 圧 ベ ク ト ル 演 算 と 軸 誤 差 推 定 演 算 に 用 い た が、本 実 施 例 で は、軸 誤 差 指 令 値 c^* を 演 算 す る 永 久 磁 石 モ ー タ の 高 効 率 ベ ク ト ル 制 御 装 置 の 構 成 例 を 示 す。

【 0 1 0 3 】

図 に お い て、1 ~ 4 , 6 ~ 1 0 , 1 2 , 2 1 は、図 1 の も の と 同 一 物 で あ る。

【 0 1 0 4 】

5 b は 電 圧 指 令 値 V_{dc}^* , V_{qc}^* 、周 波 数 演 算 値 ω_1 、電 流 検 出 値 I_{dc} , I_{qc} 、お よ び モ ー タ 定 数 に 基 づ い て、(数 3 0) に 従 い、回 転 位 相 指 令 値 c^* と モ ー タ 回 転 位 相 値 と の 偏 差 で あ る 軸 誤 差 を 推 定 演 算 し、 c を 出 力 す る 軸 誤 差 推 定 演 算 部 で あ る。

【 0 1 0 5 】

【 数 3 0 】

$$\Delta \theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{V_{dc}^* - R^* \cdot I_{dc} + \omega_1 \cdot L_q^* \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R^* \cdot I_{qc} - \omega_1 \cdot L_d^* \cdot I_{dc}} \right] \quad \dots (30)$$

10

20

【 0 1 0 6 】

1 1 c 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 に 基 づ い て、(数 3 1) に 従 い d 軸 お よ び q 軸 の 電 圧 指 令 値 V_{dc}^* , V_{qc}^* を 出 力 す る 電 圧 ベ ク ト ル 演 算 部、

【 0 1 0 7 】

【 数 3 1 】

$$\begin{bmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1 \cdot L_q^* & R^* \\ R^* & \omega_1 \cdot L_d^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{d^{**}} \\ I_{q^{**}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e^* \end{bmatrix} \quad \dots (31)$$

30

【 0 1 0 8 】

1 5 は q 軸 電 流 検 出 値 I_{qc} を 用 い て、(数 8) の 軸 誤 差 θ_{opt} よ り、制 御 側 で は (数 3 2) に 従 い 軸 誤 差 指 令 値 c^* を 出 力 す る 軸 誤 差 指 令 演 算 部 で あ る。

【 0 1 0 9 】

【 数 3 2 】

$$\Delta \theta_{c^*} = \sin^{-1} \left[\frac{K_e^* - \sqrt{K_e^{*2} + 8 \cdot (L_d^* - L_q^*)^2 \cdot I_{qc}^2}}{4 \cdot (L_d^* - L_q^*) \cdot I_{qc}} \right] \quad \dots (32)$$

【 0 1 1 0 】

本 実 施 例 で も、仮 想 イ ン ダ ク タ ン ス 設 定 部 1 3 a を 設 け た 場 合 と 同 等 の ト ル ク ・ 電 流 比 特 性 を 実 現 す る こ と が で き る。

【 0 1 1 1 】

〔 第 6 の 実 施 例 〕

図 8 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。

【 0 1 1 2 】

本 実 施 例 は、第 1 実 施 例 の 実 施 形 態 を 示 す も の で あ る。

【 0 1 1 3 】

こ こ で、座 標 変 換 部 4 , 軸 誤 差 推 定 演 算 部 5 , 周 波 数 演 算 部 6 , 位 相 演 算 部 7 , 速 度 制 御 演 算 部 8 , q 軸 電 流 指 令 演 算 部 9 , d 軸 電 流 指 令 演 算 部 1 0 , 電 圧 ベ ク ト ル 演 算 部 1 1

40

50

、座標変換部 1 2、仮想インダクタンス演算部 1 3は、1チップマイコンを用いて構成している。

【0114】

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。

【0115】

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。

10

【0116】

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】

【0117】

【図1】本発明の一実施例を示す永久磁石モータの高効率ベクトル制御装置の構成図。

【図2】抵抗の設定誤差比とモータ電流の関係。

【図3】q軸電流検出値 I_{qc} と仮想インダクタンス演算値 L^* と関係。

【図4】本発明の他の実施例を示す永久磁石モータの高効率ベクトル制御装置の構成図。

【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

20

。【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】本発明の実施形態を示す構成図の一例。

【符号の説明】

【0118】

1...永久磁石モータ、2...電力変換器、3...電流検出器、4, 12...座標変換部、5...軸誤差推定演算部、6...周波数演算部、7...位相演算部、8...速度制御演算部、9...q軸電流指令演算部、10...d軸電流指令演算部、9a...q軸電流制御演算部、10a...d軸電流制御演算部、11, 11a, 11b...電圧ベクトル演算部、13...仮想インダクタンス演算部、13a...仮想インダクタンス設定部、14...電流推定部、21...直流電源、 L^* ...インダクタンス演算値、 L^{**} ...インダクタンス設定値、 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、 I_d ...モータのd軸電流値、 I_q ...モータのq軸電流値、 V_d ...d軸の電流制御出力値、 V_q ...q軸の電流制御出力値、 c ...軸誤差推定値、...軸誤差、 c^* ...軸誤差の指令値、 f_1 ...周波数演算値、 I_{DC} ...入力直流母線電流検出値。

30

【図1】

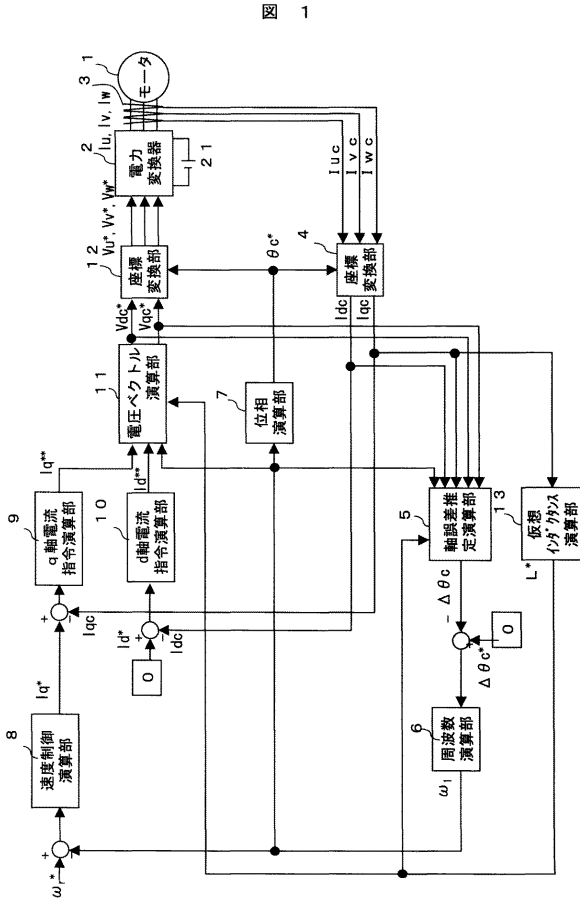


図 1

【図2】

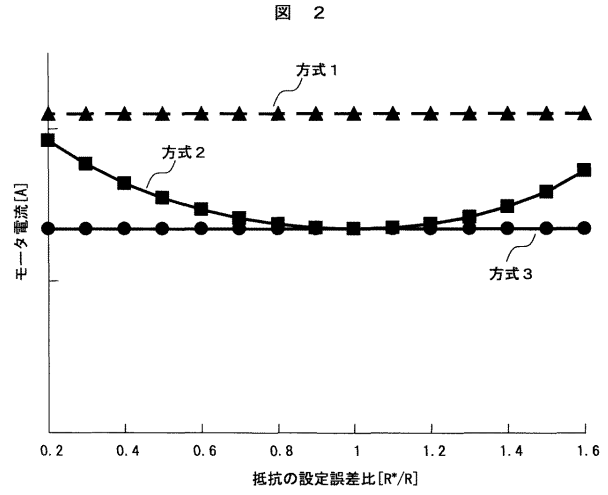


図 2

【図3】

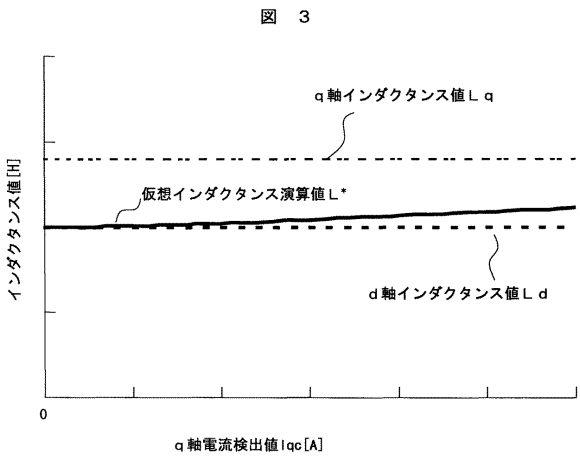


図 3

【図4】

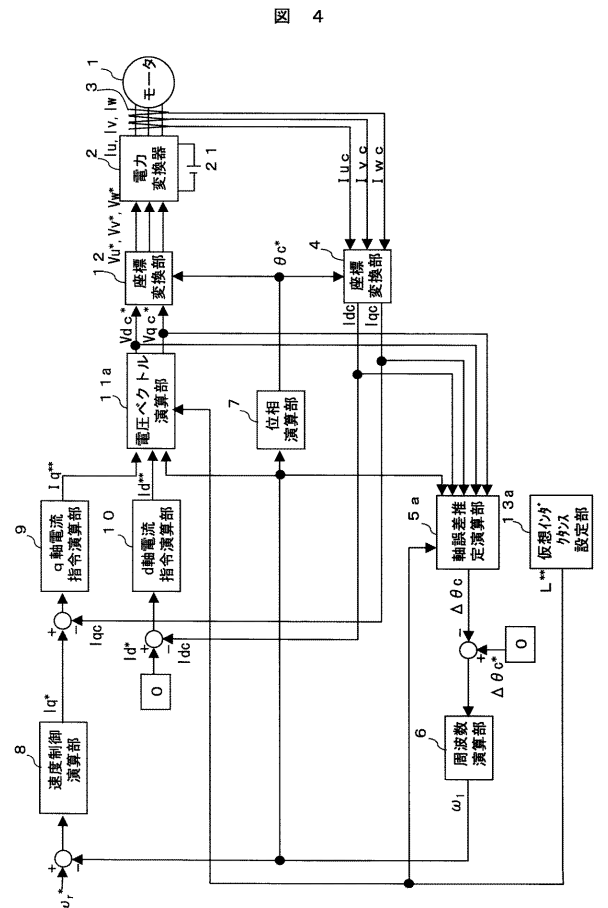


図 4

【図5】

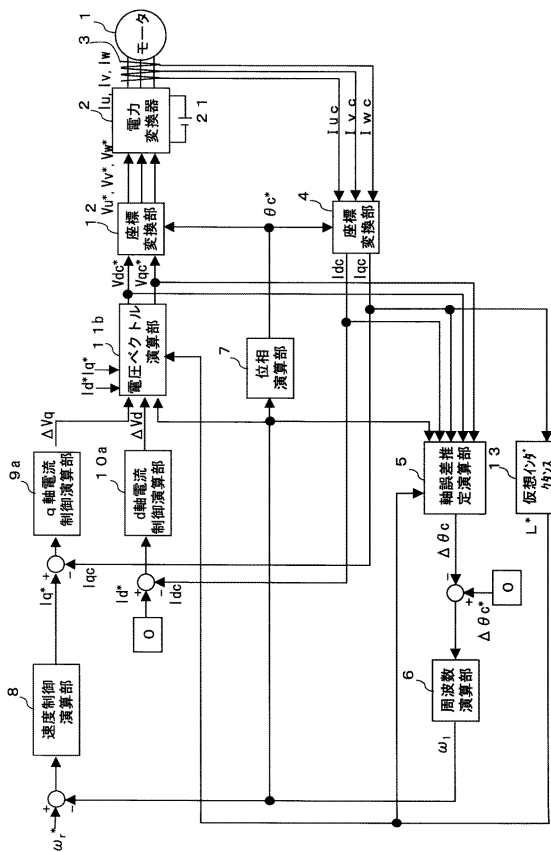


図 5

【図6】

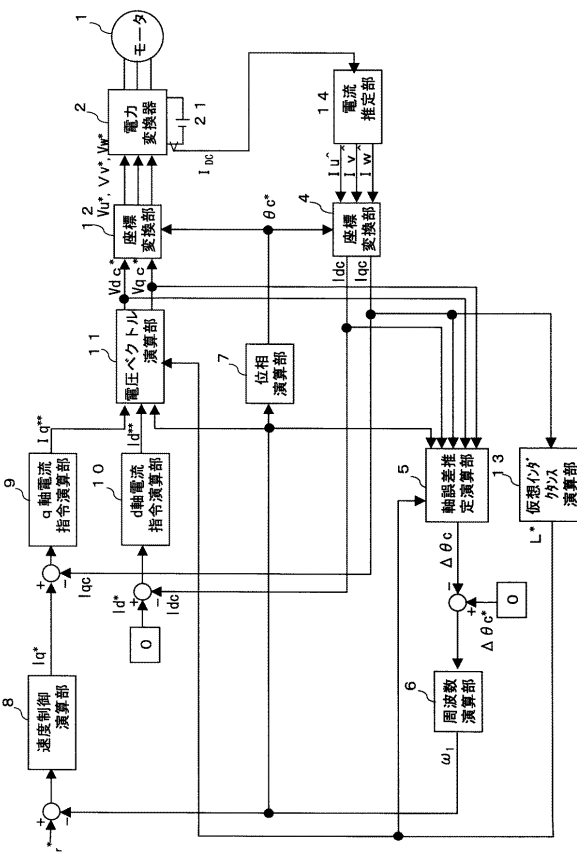


図 6

【図7】

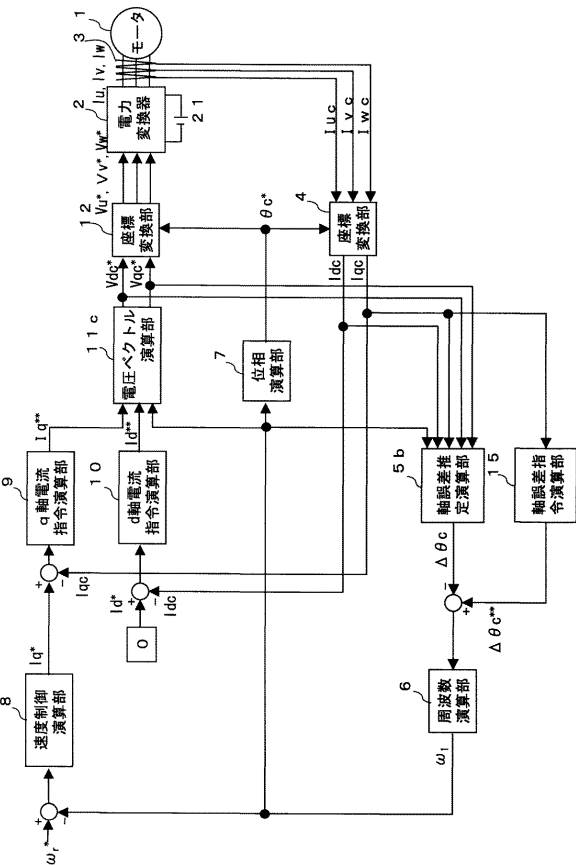


図 7

【図8】

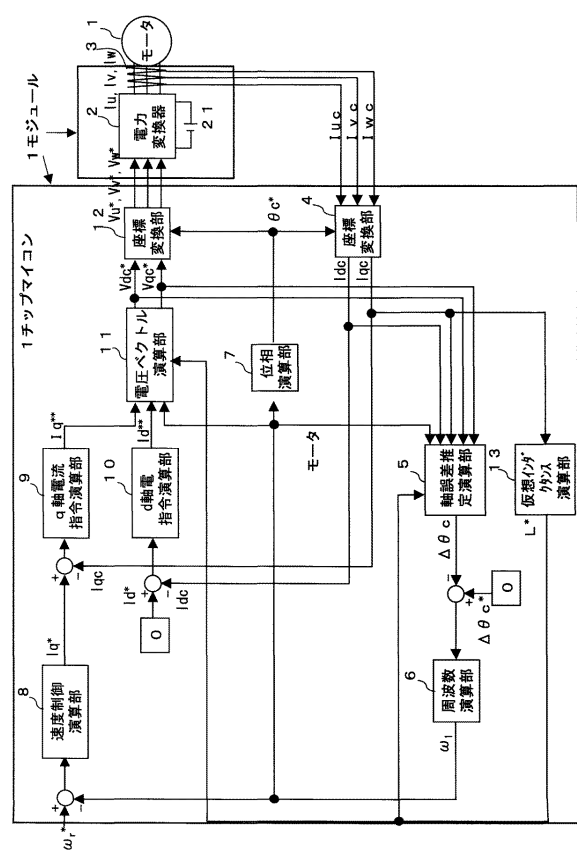


図 8

フロントページの続き

- (72)発明者 遠藤 常博
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 坂本 潔
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 前田 大輔
茨城県日立市幸町三丁目1番1号
所内 株式会社 日立製作所 日立事業
- (72)発明者 青柳 滋久
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2008-011616(JP,A)
特開2007-259686(JP,A)
特開2001-251889(JP,A)
特開2004-282969(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00 - 27/18