

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4858476号
(P4858476)

(45) 発行日 平成24年1月18日(2012.1.18)

(24) 登録日 平成23年11月11日(2011.11.11)

(51) Int.Cl.	F I
H O 2 P 27/04 (2006.01)	H O 2 P 5/408 H
H O 2 P 21/00 (2006.01)	H O 2 P 5/408 C
H O 2 P 6/08 (2006.01)	H O 2 P 6/02 3 7 1 E

請求項の数 5 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2008-89179 (P2008-89179)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成20年3月31日(2008.3.31)		株式会社日立製作所
(62) 分割の表示	特願2003-198838 (P2003-198838)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
の分割		(74) 代理人	100100310
原出願日	平成15年7月18日(2003.7.18)		弁理士 井上 学
(65) 公開番号	特開2008-173006 (P2008-173006A)	(72) 発明者	戸張 和明
(43) 公開日	平成20年7月24日(2008.7.24)		茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
審査請求日	平成20年3月31日(2008.3.31)		株式会社 日立製作
			所 日立研究所内
		(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
			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】 交流電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電動機を駆動する電力変換器の出力電圧を制御する交流電動機の制御装置において、回転座標系の d 軸の電流検出値が前記回転座標系の d 軸の第 1 の電流指令値に近づくように、前記回転座標系の d 軸の第 2 の電流指令値を作成し、回転座標系の q 軸の電流検出値が前記回転座標系の q 軸の第 1 の電流指令値に近づくように、前記回転座標系の q 軸の第 2 の電流指令値を作成し、

前記交流電動機の電動機定数と、前記 q 軸の第 2 の電流指令値と、前記 d 軸の第 2 の電流指令値とに基づいて作成した q 軸の電圧指令値と、前記交流電動機の電動機定数と、前記 d 軸の第 2 の電流指令値と、前記 q 軸の第 2 の電流指令値とに基づいて作成した d 軸の電圧指令値とから、前記電力変換器の指令電圧を作成し、

前記 d 軸の第 1 の電流指令値と前記 d 軸の第 2 の電流指令値とを加算した第 1 の加算値を求める第 1 の加算部と、

前記 q 軸の第 1 の電流指令値と前記 q 軸の第 2 の電流指令値とを加算した第 2 の加算値を求める第 2 の加算部と、

前記交流電動機の電動機定数と、前記第 1 の加算値と、前記第 2 の加算値とに基づいて、前記電力変換器の d 軸の電圧指令値を作成し、前記交流電動機の電動機定数と、前記第 2 の加算値と、前記第 1 の加算値とに基づいて、前記電力変換器の q 軸の電圧指令値を作成することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の交流電動機の制御装置において、

前記第 1 の加算値は、前記 d 軸の第 1 の電流指令値の一次進み遅れ信号と前記 d 軸の第 2 の電流指令値との加算値にすること、前記第 2 の加算値は、前記 q 軸の第 1 の電流指令値の一次進み遅れ信号と前記 q 軸の第 2 の電流指令値との加算値にすることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の交流電動機の制御装置において、

前記一次進み遅れ信号を作成するに必要な一次進み遅れ時定数は、一次進み時定数を、d 軸および q 軸のインダクタンス値とモータ抵抗値の比に基づいて決定し、一次遅れ時定数は、制御応答角周波数又は制御ゲインに基づいて決定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

10

【請求項 4】

請求項 2 記載の交流電動機の制御装置において、

前記電力変換器の指令電圧は、前記第 1 の加算値と、前記第 2 の加算値と、電動機定数と、電力変換器の周波数指令値に基づいて作成することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 5】

請求項 4 記載の交流電動機の制御装置において、

前記電流検出値は、前記電力変換器の直流電流検出値に基づいて作成することを特徴とする交流電動機の制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電動機の制御装置及びモジュールに関する。

【背景技術】

【0002】

磁極位置検出器と電動機電流センサを備えた従来の技術として、特開 2000-324881 号公報記載の制御装置がある。この制御装置は、低速域と高速域で、電力変換器を制御する電圧指令値の演算手段を切換ており、低速域では、電動機電流を検出し、回転座標系において電流指令値と電流検出値が一致するように電圧指令値を演算し、高速域では、周波数指令値に略比例するように電圧指令値の演算を行っている。

30

【0003】

【特許文献 1】特開 2000-324881 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明の目的は、高精度なトルク制御を実現できる交流電動機の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】

【0005】

上記課題を解決するため、特許請求の範囲に記載された技術的思想を用いればよい。

40

【0006】

なお、本発明のその他の特徴は、本願特許請求の範囲に記載のとおりである。

【発明の効果】

【0007】

本発明は、高精度なトルク制御を実現できる交流電動機の制御装置を提供することにある。

【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の形態を詳細に説明する。

50

【 0 0 0 9 】

< 実施例 1 >

図 1 は、本発明の一実施例である交流電動機の一つである永久磁石同期電動機の制御装置の構成例を示す。

【 0 0 1 0 】

1 は永久磁石同期電動機、2 は直流電源、3 は 3 相交流の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に比例した出力電圧を出力する電力変換器、4 は 3 相交流電流 I_u , I_v , I_w を検出できる電流検出器、5 は電動機の電気角 60° 毎の位置検出値 θ_i を検出できる磁極位置検出器、6 は位置検出値 θ_i から周波数指令値 ω_1^* を演算する周波数演算部、7 は位置検出値 θ_i と周波数指令値 ω_1^* から電動機の回転位相指令 c^* を演算する位相演算部、8 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} と回転位相指令 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、9 は第 1 の d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流検出値 I_{dc} の偏差に応じて、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、10 は第 1 の q 軸電流指令値 I_q^* と q 軸電流検出値 I_{qc} の偏差に応じて、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 は電動機定数と第 2 の電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} および周波数指令値 ω_1^* に基づいて電圧指令値 V_d^{**} , V_q^{**} を演算する電圧ベクトル演算部、12 は電圧指令値 V_d^{**} , V_q^{**} と回転位相指令 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 1 1 】

最初に、本発明の一つの特徴である d 軸電流指令演算部 8, q 軸電流指令演算部 9 についての基本動作について説明する。

【 0 0 1 2 】

座標変換部 7 において、電流検出器 3 で検出した 3 相交流の電流値 I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} と回転位相指令 c^* から、d 軸および q 軸の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} が演算され、d 軸および q 軸の電流指令演算部 8, 9 において、前記の電流検出値 I_{dc} , I_{qc} が、上位装置から与えられる第 1 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^* , I_q^* に各々一致するように、第 2 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} を演算する。

【 0 0 1 3 】

電圧ベクトル演算部 10 では、予め (数 1) で示すように、演算された電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} とモータ定数を用いて、電圧指令値 V_d^{**} , V_q^{**} を演算し、変換器出力電圧を制御する。

【 0 0 1 4 】

【 数 1 】

$$\begin{pmatrix} V_d^{**} = R_1^* \cdot I_d^{**} - \omega_1^* \cdot L_q^* \cdot I_q^{**} \\ V_q^{**} = R_1^* \cdot I_q^{**} + \omega_1^* \cdot L_d^* \cdot I_d^{**} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots(1)$$

【 0 0 1 5 】

数 1 において、 R_1^* は電動機の抵抗の設定値であり、 L_d^* は d 軸インダクタンスの設定値であり、 L_q^* は q 軸インダクタンスの設定値であり、 K_e^* は誘起電圧定数の設定値であり、 ω_1^* : 周波数指令値である。また、磁極位置検出器 4 では、電気角 60° 毎の磁極位置を把握することができる。この時の位置検出値 θ_i を本実施例では、(数 2) のように示す。

【 0 0 1 6 】

【 数 2 】

$$\theta_i = 60i + 30 \quad \dots(2)$$

【 0 0 1 7 】

(数 2) において、 $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ である。周波数演算部 5 においては、この位置検出値 θ_i から、最短で 60° 度区間における平均の回転速度である周波数指令値

10

20

30

40

50

ω_1^* を (数 3) に従い算出する。

【 0 0 1 8 】

【数 3】

$$\omega_1^* = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad \dots(3)$$

【 0 0 1 9 】

(数 3) において、 i は $i - 1$ であり、 t は 60 度区間の位置検出信号を検出するまでの時間である。位相演算部 6 では、位置検出値 θ_i と周波数指令値 ω_1^* を用いて、回転位相指令 c^* を (数 4) のように演算して、電動機 1 の基準位相を制御する。

10

【 0 0 2 0 】

【数 4】

$$\theta^* = \theta_i + \omega_1^* \cdot \Delta t \quad \dots(4)$$

【 0 0 2 1 】

以上が、本発明の永久磁石同期電動機のベクトル制御装置での電圧制御と位相制御の基本動作である。

【 0 0 2 2 】

次に、本発明の一つ特徴である d 軸電流指令演算部 8 および q 軸電流指令演算部 9 の構成について説明する。最初に、d 軸電流指令演算部 8 の構成を図 2 に示す。構成は、上位装置から与えられる第 1 の d 軸電流指令値 I_d^* と電流検出値 I_{dc} の偏差に比例ゲイン K_{pd} を乗じる比例演算部 8 A の出力信号と、積分ゲイン K_{id} を乗じて積分処理を行う積分演算部 8 B の出力信号を加算して、(数 5) に従い、第 2 の d 軸電流指令値 I_d^{**} を出力する。

20

【 0 0 2 3 】

【数 5】

$$I_d^{**} = (I_d^* - I_{dc}) \cdot \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \quad \dots(5)$$

30

【 0 0 2 4 】

次に、q 軸電流指令演算部 9 の構成を図 3 に示す。構成は、上位装置から与えられる第 1 の q 軸電流指令値 I_q^* と電流検出値 I_{qc} の偏差に比例ゲイン K_{pq} を乗じる比例演算部 9 A の出力信号と、積分ゲイン K_{iq} を乗じて積分処理を行う積分演算部 9 B の出力信号を加算して、(数 6) に従い、第 2 の q 軸電流指令 I_q^{**} を出力する。

【 0 0 2 5 】

【数 6】

$$I_q^{**} = (I_q^* - I_{qc}) \cdot \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \quad \dots(6)$$

40

【 0 0 2 6 】

ここでは、d 軸電流指令演算部 8 および q 軸電流指令演算部 9 において、比例 + 積分演算の処理を行っているが、比例あるいは積分演算のみでも同様の効果を得ることはできる。

【 0 0 2 7 】

次に、本発明のもたらす一つの作用効果について、本実施例により説明する。

【 0 0 2 8 】

図 1 の制御装置において、第 1 の d 軸および q 軸の電流指令値 I_d^* 、 I_q^* を電圧ベクトル演算部 10 に入力した場合について考える (第 2 の電流指令値 I_d^{**} 、 I_q^{**} は演算に使用しない)。電圧ベクトル演算部 10 においては、(数 7) に従い電圧指令値 V_d^*

50

、 Vq^* を演算した場合である。

【0029】

【数7】

$$\begin{pmatrix} Vd^* = R_l^* \cdot Id^* - \omega_l^* \cdot Lq^* \cdot Iq^* \\ Vq^* = R_l^* \cdot Iq^* + \omega_l^* \cdot Ld^* \cdot Id^* + \omega_l^* \cdot Ke^* \end{pmatrix} \quad \dots(7)$$

【0030】

(数7)に示すベクトル演算で、トルク制御運転を行った場合、高トルクが要求されると、トルクに見合った大きな電流を流す必要がある。連続した時間で高トルクが要求される場合には、電動機電流による発熱により、時間と共に電動機内部の巻線抵抗値Rが増加する。すると、電圧ベクトル演算部10で演算する抵抗設定値 R^* と実抵抗値Rが一致しなくなるため、永久磁石同期電動機1に必要な電圧を供給することができなくなり、その結果、特に低速域では、トルク発生に必要な電流が流れず、トルク不足が発生する。

【0031】

図9は、(数7)でベクトル演算を行った場合のモータトルクと回転数の実測結果を示す。破線がトルク指令値、実線が測定したモータトルク値である。丸の破線で囲んでいる低速の高トルク側(Aの領域)では、指令値通りのトルクが発生していないことがわかる。

【0032】

そこで、本実施例では、d軸およびq軸の電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} が、上位装置から与えられる各々の指令値に一致するように、電流指令演算部8、9において第2の電流指令値 $I_{d^{**}}$ 、 $I_{q^{**}}$ を演算し、(数1)により、変換器の出力電圧を演算するようにしている。

【0033】

この結果、電圧ベクトル演算部10で設定する R^* と実抵抗値Rが一致していなくとも、電動機電流を電流指令値に一致させるように出力電圧が制御され、全速度域において「高精度なトルク制御」を実現することができる。

【0034】

図10には、本実施例を用いた場合の一つの実測結果を示す。図9と図10の破線は、トルク指令値を示しており、又、実線はそれぞれのトルク指令値で実験した実際のトルク値を示している。図9と図10を比較すると、全体的に本実施例を用いた図10の方が精度良く追従していることがわかる。特に、トルク指令値が約25[Nm]の低速領域において、図10の方が最大で8[Nm]ほど精度よく追従していることがわかるように、本実施例を用いた実験結果である図10では、低速の高トルク側において、指令値通りのトルクが発生していることがわかる。

【0035】

これより、本実施例を用いると全領域において高精度に追従することが可能であり、そして、特に低速領域において、高トルクの出力を実現することが可能であることがわかる。

【0036】

<実施例2>

図4は、本発明の実施例2を示す。実施例2は、第1のd軸およびq軸の電流指令値 I_{d^*} 、 I_{q^*} と、電流指令演算部8、9の出力値 $I_{d^{**}}$ 、 $I_{q^{**}}$ との加算値により、第2の電流指令値 $I_{d^{***}}$ 、 $I_{q^{***}}$ を得る方式の永久磁石同期電動機の制御装置である。

【0037】

図4において、1~11、21は図1のものと同一物である。12は第1のd軸電流指令値 I_{d^*} とd軸の電流指令演算部8の出力値 $I_{d^{**}}$ とを加算する加算部、13は第1のq軸電流指令値 I_{q^*} とq軸の電流指令演算部9の出力値 $I_{q^{**}}$ とを加算する加算部である。この方法で演算される電流指令値 $I_{d^{***}}$ 、 $I_{q^{***}}$ を用いて、(数8)に示す電圧指令

10

20

30

40

50

値 V_d^{***} , V_q^{***} を演算し、変換器出力電圧を制御する。

【 0 0 3 8 】

【 数 8 】

$$\begin{pmatrix} V_d^{***} = R_1^* \cdot I_d^{***} - \omega_1^* \cdot L_q^* \cdot I_q^{***} \\ V_q^{***} = R_1^* \cdot I_q^{***} + \omega_1^* \cdot L_d^* \cdot I_d^{***} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots(8)$$

【 0 0 3 9 】

この方式では、トルク発生に比例する電流指令値は、基本的に I_d^* および I_q^* により供給される。

10

【 0 0 4 0 】

また、電圧ベクトル演算部 10 で設定するモータ定数とモータの実際値が一致していなくとも、電流指令演算部 8 , 9 により電動機電流を電流指令値に一致させるように（過不足電流分を補うように）電流指令値が演算されるため、全速度域において高精度なトルク制御を実現することができる。 I_d^* と I_{dc} , I_q^* と I_{qc} が各々一致することを考慮すれば、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 4 1 】

また、サンプリング演算周期が長い場合は、制御ゲインを上げることができず高応答を実現することができないが、本実施例のようなフィードフォワード制御をすることにより、即応性を高めることが可能となる。

20

【 0 0 4 2 】

< 実施例 3 >

図 5 は、実施例 3 を示す。本実施例は、第 1 の d 軸および q 軸電流指令値 I_d^* , I_q^* の一次進み遅れ信号と、前記電流指令値 I_d^* , I_q^* の一次遅れ信号と電流検出値 I_{dc} , I_{qc} から演算される電流指令値 I_d^{**} , I_q^{**} との加算値より、第 2 の電流指令値 I_d^{***} , I_q^{***} を得る方式の永久磁石同機電動機の制御装置である。

【 0 0 4 3 】

図 5 において、1 ~ 11 , 21 は図 1 のものと同一物である。12 は d 軸の電流指令演算部 8 の出力値 I_d^{**} と d 軸の第 1 の電流指令値 I_d^* とを加算する加算部、13 は q 軸の電流指令演算部 9 の出力値 I_q^{**} と q 軸の第 1 の電流指令値 I_q^* とを加算する加算部、14 は遅れ時定数 T_{1d} のゲインを持つ一次遅れフィルタ 15 は遅れ時定数 T_{1d} , 進み時定数 T_{2d} のゲインを持つ一次進み遅れフィルタ 16 は遅れ時定数 T_{1q} のゲインを持つ一次遅れフィルタは遅れ時定数 T_{1q} , 進み時定数 T_{2q} のゲインを持つ一次進み遅れフィルタである。この方法で演算される電流指令値 I_d^{***} , I_q^{***} を用いて、(数 9) に示す電圧指令値 V_d^{***} , V_q^{***} を演算し、変換器出力電圧を制御する。

30

【 0 0 4 4 】

【 数 9 】

$$\begin{pmatrix} V_d^{***'} = R_1^* \cdot I_d^{***'} - \omega_1^* \cdot L_q^* \cdot I_q^{***'} \\ V_q^{***'} = R_1^* \cdot I_q^{***'} + \omega_1^* \cdot L_d^* \cdot I_d^{***'} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots(9)$$

40

【 0 0 4 5 】

ここで、d 軸および q 軸電流指令演算部 8 , 9 の比例ゲイン (K_{pd} , K_{pq}) , 積分ゲイン (K_{id} , K_{iq}) を、(数 10) のように設定し、

【 0 0 4 6 】

【数 1 0】

$$\left(\begin{array}{l} K_{pd} = \frac{L_d^*}{R^*} \cdot \omega_{cd} \\ K_{id} = \omega_{cd} \\ K_{pq} = \frac{L_q^*}{R^*} \cdot \omega_{cq} \\ K_{iq} = \omega_{cq} \end{array} \right) \quad \dots(10)$$

10

【 0 0 4 7】

ここに、 ω_{cd} 、 ω_{cq} はd軸およびq軸の制御応答角周波数[rad/s]である。また、 L_d 、 L_q は電動機のインダクタンス分、 R は電動機の抵抗分である。14～17の演算部において、 $T1d$ 、 $T2d$ 、 $T1q$ 、 $T2q$ を、(数11)のように設定すると、

【 0 0 4 8】

【数 1 1】

$$\left(\begin{array}{l} T1d = \frac{1}{\omega_{cd}} \\ T2d = \frac{L_d^*}{R^*} \\ T1q = \frac{1}{\omega_{cd}} \\ T2q = \frac{L_q^*}{R^*} \end{array} \right) \quad \dots(11)$$

20

【 0 0 4 9】

電流指令値 I_d^* 、 I_q^* から、電流検出値 I_{dc} 、 I_{qc} までの電流制御応答を(数12)のように、一次遅れで定義することができるので、オーバーシュート・レスなトルク制御系を構成することが可能である。

【 0 0 5 0】

30

【数 1 2】

$$\left(\begin{array}{l} \frac{I_{dc}}{I_d^*} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_{cd}} \cdot s} \\ \frac{I_{qc}}{I_q^*} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_{cq}} \cdot s} \end{array} \right) \quad \dots(12)$$

40

【 0 0 5 1】

このような方式でも、 I_d^* と I_{dc} 、 I_q^* と I_{qc} が各々一致することを考慮すれば、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り、さらにオーバーシュート・レスなトルク制御系を構築することができる。

【 0 0 5 2】

< 実施例 4 >

上記の実施例1～3までは、高価な電流検出器3で3相の交流電流 $I_u \sim I_w$ を検出する方式であったが、電流検出器を用いずに電流検出を行うことができる。図6に、この実施例4を示す。図6において、1, 2, 4～11, 21は、図1のものと同一物である。

17は電力変換器の入力母線(直流シャント抵抗)に流れる直流電流 I_{DC} から、同期電

50

動機に流れる 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。

【 0 0 5 3 】

この推定電流値 I_u^* , I_v^* , I_w^* を用いて、座標変換部 7 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。このような方式でも、 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。

【 0 0 5 4 】

また、これにより、電流検出器の代わりにあらかじめ過電流防止のために組み込まれている直流シャント抵抗から I_{dc} , I_{qc} を求めるため電流検出器を少なく制御することが可能である。

10

【 0 0 5 5 】

< 実施例 5 >

実施例 5 は、安価な電流検出を行う制御装置に、図 4 の制御装置を適用したものである。図 7 に、実施例 5 の構成を示す。図 7 において、1 , 2 , 4 ~ 13 , 21 は、図 4 のものと同一物である。17 は電力変換器の入力母線に流れる直流電流 I_{DC} から、同期電動機に流れる 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。この推定電流値 I_u^* , I_v^* , I_w^* を用いて、座標変換部 7 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。このような方式でも、 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。また、これにより、電流検出器の代わりにあらかじめ過電流防止のために組み込まれている直流シャント抵抗から I_{dc} , I_{qc} を求めるため電流検出器を少なく制御することが可能である。

20

【 0 0 5 6 】

< 実施例 6 >

実施例 6 は、安価な電流検出を行う制御装置に、図 5 の制御装置を適用したものである。図 8 に、実施例 6 の構成を示す。図 8 において、1 , 2 , 4 ~ 17 , 21 は、図 5 のものと同一物である。17 は電力変換器の入力母線に流れる直流電流 I_{DC} から、同期電動機に流れる 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。この推定電流値 I_u^* , I_v^* , I_w^* を用いて、座標変換部 7 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。このような方式でも、 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。

30

【 0 0 5 7 】

また、これにより、電流検出器の代わりにあらかじめ過電流防止のために組み込まれている直流シャント抵抗から I_{dc} , I_{qc} を求めるため電流検出器を少なく制御することが可能である。

【 0 0 5 8 】

< 実施例 7 >

図 11 は、本発明の実施例 7 を示す。実施例 7 は、d 軸側では第 1 の電流指令値を、q 軸側では第 2 の電流指令値 I_q^{**} を使って電圧ベクトル演算を行う方式の永久磁石同機電動機の制御装置である。図において、1 ~ 7 , 8 ~ 11 , 21 は図 1 のものと同一物である。

40

【 0 0 5 9 】

この方法でも、d 軸電流指令値が零 ($I_d^* = 0$) であれば、 I_q^* と I_{qc} が一致することから、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。

【 0 0 6 0 】

< 実施例 8 >

図 12 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。本実施例は、第 1 実施例の実施形態を示すものである。ここで、周波数演算部 5 , 位相演算部 6 , 電圧ベクトル演算部 10 , d 軸電流指令演算部 8 , q 軸電流指令演算部 9 , 座標変換部 11 は 1 次

50

ップマイコンを用いて構成している。また、1チップマイコンと電力変換器2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。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。なお、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】

【0061】

【図1】本発明の一実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

10

【図2】図1の制御装置におけるd軸電流指令演算部8の説明図。

【図3】図1の制御装置におけるq軸電流指令演算部9の説明図。

【図4】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

【図5】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

【図6】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

【図7】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

【図8】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

【図9】本発明を用いない場合のモータの回転数-トルク実測特性。

【図10】本発明を用いた場合のモータの回転数-トルク実測特性。

【図11】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機の制御装置の構成図。

20

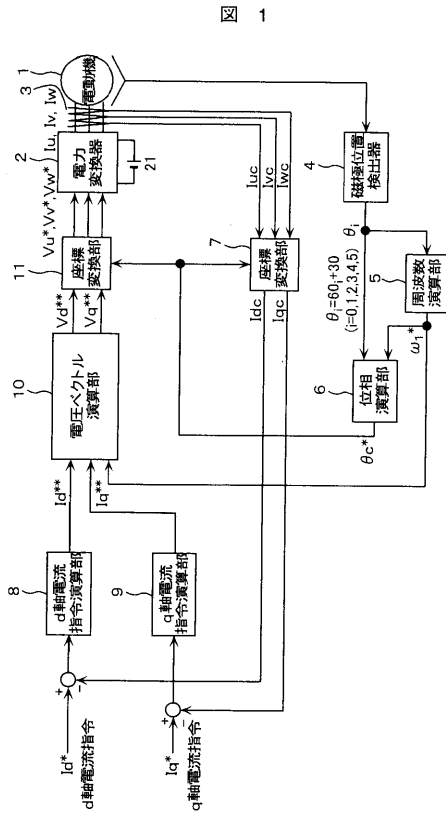
【図12】本発明の制御装置を適用したモジュールの実施例の説明図。

【符号の説明】

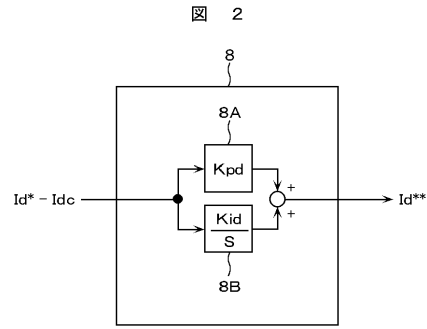
【0062】

1...永久磁石同期電動機、2...電力変換器、3...電流検出器、4...磁極位置検出器、5...周波数演算部、6...位相演算部、7...座標変換部、8...d軸電流指令演算部、9...q軸電流指令演算部、10...電圧ベクトル演算部、17...電流推定部、21...直流電源、 I_d^* ...第1のd軸電流指令値、 I_q^* ...第1のq軸電流指令値、 I_d^{**} 、 I_d^{***} 、 I_d^{****} ...第2のd軸電流指令値、 I_q^{**} 、 I_q^{***} 、 I_q^{****} ...第2のq軸電流指令値。

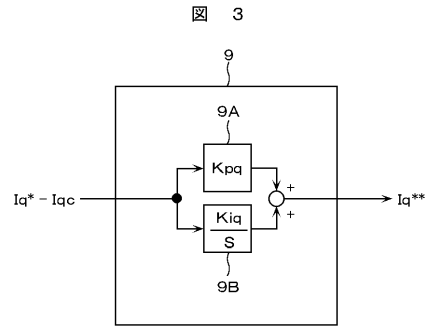
【図 1】



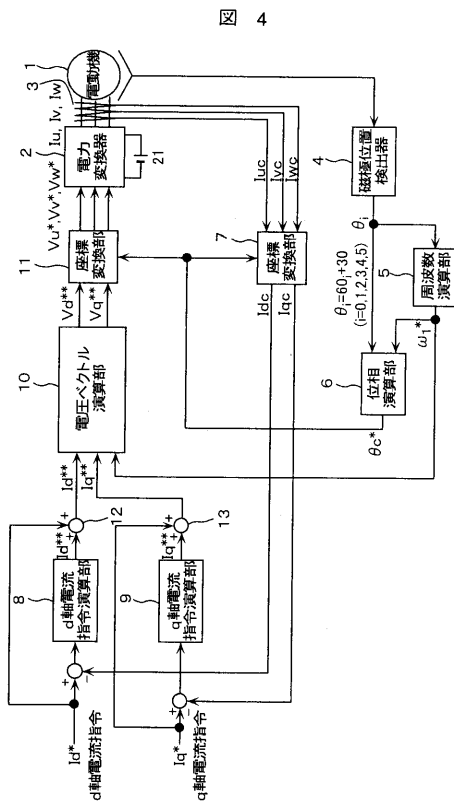
【図 2】



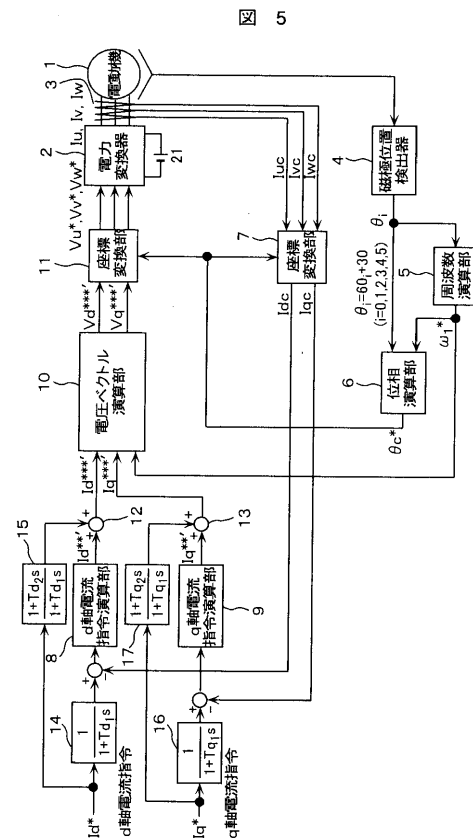
【図 3】



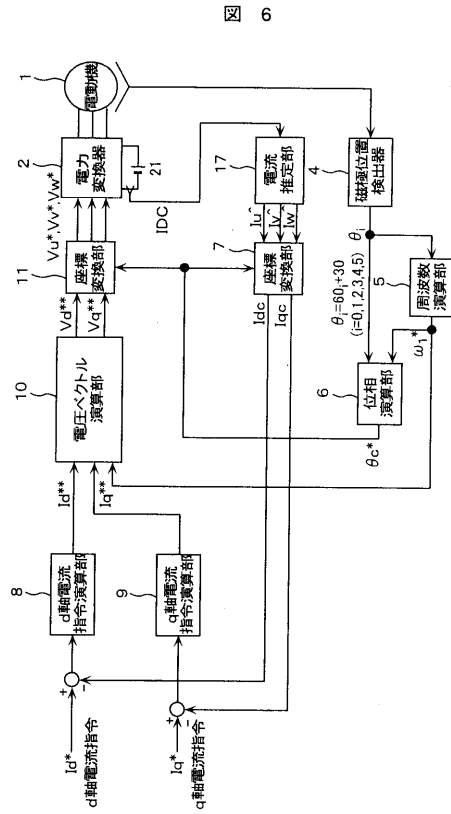
【図 4】



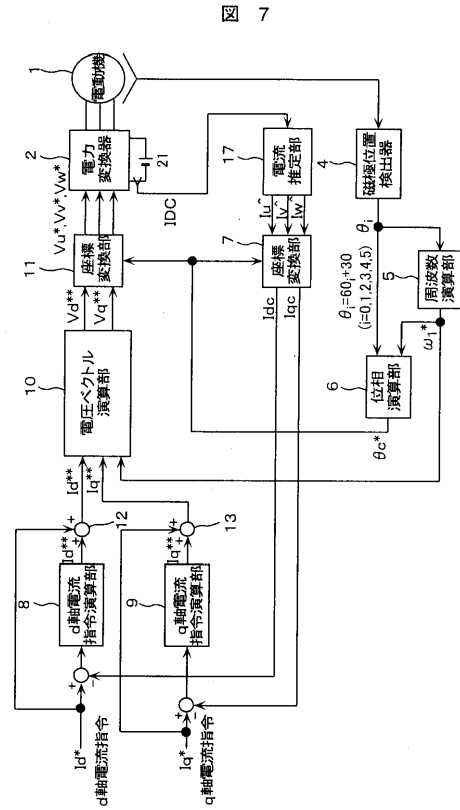
【図 5】



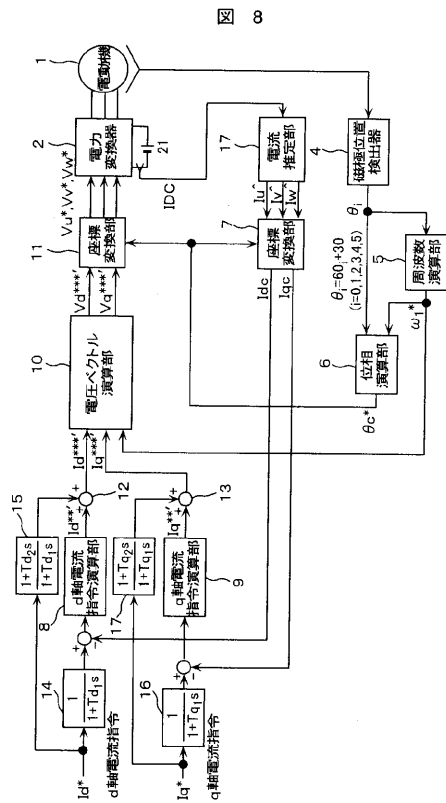
【図 6】



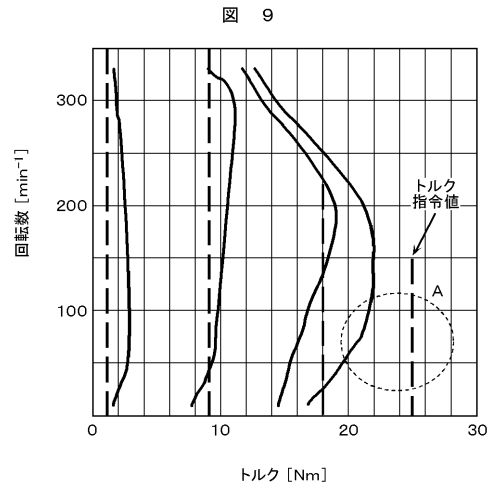
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(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

(72)発明者 白濱 秀文
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

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開平10-033000(JP,A)
特開平06-178575(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00-29/04