

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3832443号
(P3832443)

(45) 発行日 平成18年10月11日(2006.10.11)

(24) 登録日 平成18年7月28日(2006.7.28)

(51) Int. Cl.	F I
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408 C
HO2P 27/04 (2006.01)	HO2P 6/02 351H
HO2P 6/08 (2006.01)	HO2P 6/02 351N
HO2P 6/16 (2006.01)	HO2P 5/408 F

請求項の数 11 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2003-89571 (P2003-89571)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成15年3月28日 (2003.3.28)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開2004-297966 (P2004-297966A)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成16年10月21日 (2004.10.21)	(74) 代理人	100100310
審査請求日	平成16年5月13日 (2004.5.13)		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
		(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】

直流を入力として交流を出力とする電力変換器の入力直流電流検出値と、交流電動機的位置検出信号から得られた回転位相とを入力として、

前記交流電動機における回転座標系のd軸及びq軸の交流電動機の推定電流値を出力する電流推定部と、

前記推定電流値が第1のd軸電流指令値に近づくように制御を行い第2のd軸電流指令値を出力するd軸電流指令演算部と、

前記推定電流値が第1のq軸電流指令値に近づくように制御を行い第2のq軸電流指令値を出力するq軸電流指令演算部と、

前記第2のd軸電流指令値，前記第2のq軸電流指令値，前記交流電動機の定数及び前記位置検出信号から得られた回転速度とを入力として、

d軸及びq軸の出力電圧基準値を出力する電圧ベクトル演算部とを有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モジュール。

【請求項3】

交流電動機に流れる電動機電流値を検出し、前記電動機電流値と回転位相指令とから、回転座標系のd軸及びq軸の電動機電流を出力する電動機電流検出手段と、

10

20

位置検出信号と前記回転位相指令とを入力として位相誤差を出力する減算部と、
前記位相誤差とq軸電流検出値とに基づいて、前記交流電動機のq軸インダクタンス値を出力するq軸インダクタンス演算部とを有する電動機の制御装置。

【請求項4】

交流電動機に流れる電動機電流値を検出し、前記電動機電流値と回転位相指令とから、
回転座標系のd軸及びq軸の電動機電流を出力する電動機電流検出手段と、

d軸及びq軸の出力電圧基準値と前記d軸及びq軸の電動機電流を入力として、前記回転位相指令と前記交流電動機の回転位相との第1の位相誤差を出力する軸誤差演算部と、

位置検出信号と前記回転位相指令とを入力として第2の位相誤差を出力する減算部と、

前記第1の位相誤差と前記第2の位相誤差を入力として第3の位相誤差を出力する組合せ部と、

前記第3の位相誤差がゼロへ近づくように電力変換器の出力周波数を出力する周波数演算部と、

前記出力周波数を入力として前記回転位相指令を出力する位相指令演算部と、

前記第2の位相誤差とq軸電流検出値に基づいて、前記交流電動機のq軸インダクタンス値を出力するq軸インダクタンス演算部とを有する電動機の制御装置。

【請求項5】

請求項3又は4の何れかにおいて、

前記位置検出信号から前記電動機の回転速度を出力する速度演算部と、

前記回転速度と前記位置検出信号から回転位相を出力する位相演算部とを有し、

前記減算部は、前記回転位相と前記回転位相指令とを入力として前記第2の位相誤差を出力することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項6】

請求項3又は4の何れかにおいて、

前記q軸インダクタンス演算部では、前記第2の位相誤差の正接信号と余弦信号を作成し、前記正接信号を前記余弦信号で除算し、その後、前記交流電動機の誘導起電圧定数の逆数を乗算し、さらにq軸の電流指令値あるいは電流推定値で除算することにより、前記q軸インダクタンス値を算出することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項7】

請求項4において、

前記q軸インダクタンス値を用いて、前記軸誤差演算部で演算をすることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項8】

請求項4において、

前記q軸インダクタンス値を用いて、前記出力電圧基準値の演算をすることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項9】

請求項4において、

q軸電流制御部あるいはq軸電流指令演算部を備え、

前記q軸インダクタンス値を用いて、

前記q軸の電流制御部の制御定数あるいはq軸電流指令演算部の制御定数を修正することを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項10】

請求項3及び4の何れかにおいて、

前記電動機電流検出手段は、前記電力変換器の入力直流電流検出値から前記d軸及びq軸の電動機電流を推定することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項11】

請求項3又は4記載の交流電動機の制御装置と、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モジュール。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 1 】

【 発明の属する技術分野 】

本発明は、交流電動機制御装置及びそれを用いたモジュールに関する。

【 0 0 0 2 】

【 従来技術 】

平成 1 1 年度電気学会東京支部茨城支所研究発表会論文「インバータ制御全自動洗濯機の開発」では、電動機電流センサレス、低分解能位置検出器での「オープン・ループ型ベクトル制御」を採用した内容が記述されている。

【 0 0 0 3 】

一方、磁極位置検出器と電動機電流センサを備えた従来技術として、特開 2 0 0 0 - 3 2 4 8 8 1 号記載の制御装置がある。これは、電動機電流検出器として、電動機巻線電流を直接検出し、回転座標系にて、指令電流と検出電流が一致するように電圧指令を作成している。

【 0 0 0 4 】

【 特許文献 1 】

特開 2 0 0 0 - 3 2 4 8 8 1 号公報

【 非特許文献 1 】

平成 1 1 年度電気学会東京支部茨城支所研究発表会論文「インバータ制御全自動洗濯機の開発」

【 0 0 0 5 】

【 発明が解決しようとする課題 】

本発明の目的は、電動機定数の変動や、ホール素子などの取り付け誤差の影響を受けるとなく、低速度域からトルク不足を生じない交流電動機の制御装置を提供することにある。

【 0 0 0 6 】

【 課題を解決するための手段 】

本発明の一つの特徴は、回転座標系の d 軸及び q 軸の電動機電流 I_d 、 I_q を推定し、推定電流 I_{dc} 、 I_{qc} が、各々の電流指令値 I_d^* 、 I_q^* に一致するように電力変換器 2 の出力電圧を制御することである。

【 0 0 0 7 】

本発明の他の特徴は、直流を入力として交流を出力とする電力変換器の入力直流電流検出値と、交流電動機の位置検出信号から得られた回転位相とを入力として、前記交流電動機における回転座標系の d 軸及び q 軸の交流電動機の推定電流値を出力する電流推定部と、前記推定電流値が d 軸電流指令値に近づくように制御を行う d 軸電流制御部と、前記推定電流値が q 軸電流指令値に近づくように制御を行う q 軸電流制御部とを持つことである。

【 0 0 0 8 】

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。

【 0 0 0 9 】

【 発明の実施の形態 】

以下、図面を用いて本発明の実施の形態を説明する。

【 0 0 1 0 】

< 第 1 の実施例 >

図 1 は、本発明の一実施例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 1 】

図 1 は、3 相交流の電圧指令値 $V_u^* \sim V_w^*$ に比例した出力電圧を永久磁石同期電動機 1 に出力する直流電源 2 1 を入力とした電力変換器 2、永久磁石同期電動機 1 の電気角 60° 毎の位置検出値 i を検出できる磁極位置検出器 3、位置検出値 i から永久磁石同期電動機 1 の回転速度 ω_r^* を演算する速度演算部 4、位置検出値 i と回転速度 ω_r^* から電動機の回転位相 θ_r^* を演算する位相演算部 5、電力変換器 2 の入力直流母線電流検出値 I_{DC} から回転座標系の d 軸（磁束軸相当）及び q 軸（トルク軸相当）の電流推定値 I_{dc}

10

20

30

40

50

、 I_{qc}^* を演算する電流推定部6、トルク指令値 T^* からq軸電流指令値 I_{q^*} を演算する変換係数7、電動機定数と電流指令値 I_{d^*} 、 I_{q^*} 及び回転速度 ω_1^* に基づいて電圧基準値

V_{d^*} 、 V_{q^*} を演算する電圧ベクトル演算部8、d軸電流指令値 I_{d^*} とd軸電流推定値 I_{dc} の偏差に応じて V_d を出力するd軸電流制御部9、q軸電流指令値 I_{q^*} とq軸電流推定値 I_{qc} の偏差に応じて V_q を出力するq軸電流制御部10、電圧基準値 V_{d^*} 、 V_{q^*} と電流制御出力 V_d 、 V_q 及び回転位相 θ から3相交流の電圧指令値 $V_u^* \sim V_w^*$ を出力する座標変換部11で構成される。

【0012】

なお、直流電源21は、1次又は2次電池の場合や、直流電源211のように、商用電源又は発電機23で出力された交流電源を整流器22で整流してコンデンサ又は電池に充放電して作成される場合がある。以下の実施例でも同様に直流電源は同様に作成されるので以下の実施例での説明は省略する。

【0013】

又、トルク指令値 T^* 及びd軸電流指令値 I_{d^*} は上位の装置で与えられる。例えば、トルク指令値 T^* は、入力装置の操作に応じて与えられる。なお、以下の実施例でも同様である。

【0014】

構成要素の1～5、7、11については、従来の技術で先に説明した速度制御型で発表されている低分解能位置検出器でのオープン・ループ型ベクトル制御と同等の構成である。

【0015】

最初に、トルク制御装置にオープン・ループ型ベクトル制御を適用した場合における基本動作について述べる。

【0016】

トルク指令値 T^* からのq軸電流指令値 I_{q^*} 並びにd軸電流指令 I_{d^*} に従い電動機電流 I_q 、 I_d を制御するために、電圧ベクトル演算部8において予め(数1)で示すように、d軸及びq軸の電圧基準値 V_{d^*} 、 V_{q^*} を演算し、変換器出力電圧を制御している。

【0017】

【数1】

$$\begin{pmatrix} V_{d^*} = R_1^* \cdot I_{d^*} - \omega_1^* \cdot L_{q^*} \cdot I_{q^*} \\ V_{q^*} = R_1^* \cdot I_{q^*} - \omega_1^* \cdot L_{d^*} \cdot I_{d^*} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots (1)$$

【0018】

ここに、

R_1^* ：抵抗の設定値、 L_{d^*} 、 L_{q^*} ：d軸及びq軸のインダクタンスの設定値

K_e^* ：誘起電圧定数の設定値、 ω_1^* ：回転速度

また、磁極位置検出器3では、電気角60度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 i を本実施例では、

【0019】

【数2】

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

【0020】

ここに、 $i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ としている。

【0021】

速度演算部4においては、この位置検出値 i から、最短で60度区間における平均速度の回転速度 ω_1^* を算出することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 2 】

【 数 3 】

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

【 0 0 2 3 】

ここに θ_i : θ_{i-1} 、 Δt : 60度区間の位置検出信号を検出するまでの時間

しかしながら、実際には磁極位置検出器の取り付け誤差などにより、120度区間以上での平均速度を利用しているのが実状である。 10

【 0 0 2 4 】

位相演算部5においては、位置検出値 θ_i と回転速度 ω_1^* を用いて、回転位相 θ^* 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。

【 0 0 2 5 】

【 数 4 】

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

【 0 0 2 6 】

以上が、オープン・ループ型ベクトル制御方式での電圧制御と位相制御の基本構成である 20

【 0 0 2 7 】

トルク制御運転時において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8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、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、トルク発生に必要な電流が流れず、トルク不足に陥ることが懸念される。

【 0 0 2 8 】

そこで本実施例では、電力変換器の入力直流母線に流れる直流電流IDCから、回転座標系のd軸及びq軸の電流 I_{dc} 、 I_{qc} を推定して、これらの信号が各々の指令値に一致するように、d軸及びq軸の電流制御部9、10により電流偏差に応じた信号 V_d 、 V_q を求め、電圧ベクトル演算部8の出力と加算部で和をとることにより、変換器の出力電圧を修正するようにしている。この結果、電圧ベクトル演算部8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、安価な構成でトルク不足なしの高精度なトルク制御を実現することができる。 30

【 0 0 2 9 】

本実施例では、8の電圧ベクトル演算部において、電流指令値 I_d^* 、 I_q^* を用いて電圧基準値 V_d^* 、 V_q^* を演算しているが、直流電流IDCから推定した I_{dc} 、 I_{qc} を用いても同様の効果が得られる。 40

【 0 0 3 0 】

< 第2の実施例 >

図2は、本発明の他の実施例を例示する。本実施例は、出力電圧ベクトル演算を行わずに、d軸及びq軸の電流制御のみで変換器の出力電圧を制御する永久磁石同機電動機のトルク制御装置である。図2において、符号1~7、9~11、21は図1のものと同一物である。先の実施例で示した図1との相違点は、電圧ベクトル演算部8を省略した点にある。電圧ベクトル演算部8を省略しても、

I_{dc} 、 I_{qc} が各々の指令値に一致するように電流制御部9、10により変換器の出力電圧が制御されるので、安価な構成でトルク不足なしの高精度なトルク制御を実現することができる。 50

【 0 0 3 1 】

< 第 3 の実施例 >

図 3 は、本発明の他の実施例を例示する。本実施例は、電流指令値 I_d^{**} 及び I_q^{**} を、d 軸及び q 軸の電流指令演算部 1 2, 1 3 の出力より得る方式の永久磁石同機電動機のトルク制御装置である。図 3 において、符号 1 ~ 7, 1 1, 2 1 は図 1 のものと同一物である。8 は電動機定数と信号 I_d^{**} , I_q^{**} 及び回転速度 ω_1^* に基づいて電圧基準値 V_d^{***} , V_q^{***} を演算する電圧ベクトル演算部、1 2 は I_d^* と I_{dc} の偏差に応じて I_d^{**} を出力する d 軸電流指令演算部、1 3 は I_q^* と I_{qc} の偏差に応じて I_q^{**} を出力する q 軸電流指令演算部である。この信号 I_d^{**} , I_q^{**} を用いて、数 (5) に示す電圧基準値 V_d^{***} , V_q^{***} を演算し、変換器出力電圧を制御する。

10

【 0 0 3 2 】

【 数 5 】

$$\begin{pmatrix} V_d^{***} = R_1^* \cdot I_d^{**} - \omega_1^* \cdot L_q^* \cdot I_q^{**} \\ V_q^{***} = R_1^* \cdot I_q^{**} + \omega_1^* \cdot L_d^* \cdot I_d^{**} + \omega_1^* \cdot K_e^* \end{pmatrix} \quad \dots (5)$$

【 0 0 3 3 】

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る。

20

【 0 0 3 4 】

< 第 4 の実施例 >

上記の第 1 ~ 第 3 の実施例までは、磁極位置検出器 3 で検出した位置検出値

i を基準に、回転速度 ω_1^* を用いて回転位相 θ^* の補間演算を行う方法であったが、中高速度では、ホール素子の取り付け誤差に起因する位置検出信号のバラツキなどで速度平均化処理を施す必要があり、この演算遅れが原因となり「高応答化」への課題となっていた。そこで、トルク制御装置を位置センサレス制御にすることより、位置検出信号のバラツキの影響を排除し、高応答化を実現することができる。

【 0 0 3 5 】

図 4 はこの実施例の構成例を示す。図 4 において、構成要素の符号 1, 2, 3, 6, 7 ~ 1 1, 2 1 は図 1 のものと同一物である。その他の構成は、電圧指令値 V_d^{**} , V_q^{**} と電流推定値 I_{dc} , I_{qc} に基づいて、回転位相指令 θ^{**} と実回転子位相 θ^* の差である第 1 の位相誤差 $\Delta \theta^*$ を推定する軸誤差演算部 1 4、磁極位置検出器 3 の出力である位置検出値 i ($i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$) と回転位相指令 θ^{**} との差である第 2 の位相誤差 $\Delta \theta_i^{**}$ を求める減算器 1 5 は第 1 の位相誤差 $\Delta \theta^*$ と第 2 の位相誤差 $\Delta \theta_i^{**}$ から第 3 の位相誤差 $\Delta \theta_i^{***}$ を求める組合せ部 1 6、第 3 の位相誤差 $\Delta \theta_i^{***}$ を用いて変換器の周波数指令 ω_1^{**} を演算する周波数演算部、1 8 は信号 ω_1^{**} を積分して回転位相指令 θ^{**} を得る位相指令演算部 1 8 で構成される。

30

【 0 0 3 6 】

軸誤差演算部 1 4 では、数 (6) に従い、実回転子位相 θ^* と回転位相指令 θ^{**} の差分信号である第 1 の位相誤差 $\Delta \theta^* (= \theta^{**} - \theta^*)$ を演算する。

40

【 0 0 3 7 】

【 数 6 】

$$\Delta \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{V_d^{**} - R_1^* \cdot I_{dc} + \omega_1^{**} \cdot L_q^* \cdot I_{qc}}{V_q^{**} - R_1^* \cdot I_{qc} + \omega_1^{**} \cdot L_d^* \cdot I_{dc}} \right) \quad \dots (6)$$

【 0 0 3 8 】

この式は、特開 2 0 0 1 - 2 5 1 8 8 9 号に示された位置センサレス運転法にある位置誤差演算方法である。

50

【0039】

組合せ部16では、前述の第1の位相誤差 θ_1^* と第2の位相誤差 θ_2^{**} を用いて、次に示す3つの方法の1つを用いて、第3の位相誤差 θ_3^{***} を演算する。

【0040】

第1の方法は、第1の位相誤差 θ_1^* と第2の位相誤差 θ_2^{**} の加算値もしくは平均値。

【0041】

第2の方法は、第1の位相誤差 θ_1^* と第2の位相誤差 θ_2^{**} の絶対値の大きいほうを選択する。第3の方法は、位置検出器の取り付けばらつきが大きい場合に用いる方法として、第2の方法とは逆に、絶対値の小さい位相誤差を選択する。

【0042】

次に、図5を用いて周波数演算部17について説明する。組合せ部16の出力である第3の位相誤差 θ_3^{***} を「ゼロ」と比較する。その偏差信号に比例ゲイン $K_{P_{PLL}}$ を乗じる比例演算部17Aの出力信号と、偏差信号に積分ゲイン $K_{I_{PLL}}$ を乗じて積分処理を行う積分演算部17Bの出力信号とを加算して、変換器の周波数指令 ω_1^{**} を演算する。

【0043】

位相指令演算部18では、周波数指令 ω_1^{**} を数(7)で示すように積分して、位相指令 θ^{**} を演算し、座標変換部11を介して、 θ^{**} に従って電力変換器2の出力の位相を制御する。

【0044】

【数7】

$$\theta^{**} = \int \omega_1^{**} dt \quad \dots (7)$$

【0045】

このように「位置検出信号」と「電圧と電流から推定した位相誤差」の2種の情報を利用することにより、位置検出信号のバラツキによる速度の平均化処理などを施す必要がなくなり、「高応答」なトルク制御系を実現することが可能となる。

【0046】

本第4の実施例では、直流電流IDCから推定した I_{dc} 、 I_{qc} を用いて「軸誤差演算部14」、「d軸及びq軸の電流制御部9,10」の制御演算を行っているが、電動機電流検出手段において、電動機の交流電流検出値と回転位相指令から演算したd軸及びq軸の電流値を用いても同様の効果が得られる。

【0047】

<第5の実施例>

第4の実施例では、第2の位相誤差 θ_2^{**} を磁極位置検出器3の出力で実際の位置情報である位置検出値 i ($i = 0, 1, 2, 3, 4, 5$)と回転位相指令 θ^{**} から求めた。第4の実施例では6つの位相でしか検出できなく、また磁極位置検出器3の取り付け誤差の影響を受けやすいため、この対策として、第5の実施例では、図1から図3に示した回転位相 θ^* を用いて、これと回転位相指令 θ^{**} から求める方式としている。

【0048】

以下、図6を用いて第5の実施例の一例を説明する。これまで説明した実施例と同じ符号で示した構成要素は同一物である。

【0049】

速度演算部4において、位置検出値 i から数(3)にしたがって回転速度 ω_1^* を算出し、位相演算部5において位置検出値 i と回転速度 ω_1^* を用いて、回転位相 θ^* を数(4)にしたがって演算する。減算器15を用いて、位相指令 θ^{**} と上記の位相 θ^* との差を求めて第2の位相誤差とする。16は、第4の実施例で示した組合せ部であるが、図6においては、先に示した第1の方法として加算部を示した。

【0050】

10

20

30

40

50

次に第5の実施例のもたらず作用効果について説明する。図6の制御構成において、電圧ベクトル演算部8及び軸誤差演算部14に設定する定数と、実際の電動機定数に誤差が存在する場合について考える。

【0051】

最初に、組合せ部16である加算部に第2の位相誤差 θ^* を加算しない場合を考える。軸誤差演算部14において算出された第1の位相誤差 θ^* で周波数指令 ω_1^* が演算され、電圧ベクトル演算部8では、数(8)式で示されるように、d軸及びq軸の電圧指令 Vd^* 、 Vq^* が演算される。

【0052】

【数8】

$$\begin{bmatrix} Vd^{**} \\ Vq^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1^* & -\omega_1^{**} \cdot Lq^* \\ \omega_1^{**} \cdot Ld^* & R_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Id^* \\ Iq^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta Vd \\ \omega_1^{**} \cdot Ke^* + \Delta Vq \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

10

【0053】

ここで、電動機定数の設定誤差により、「制御の基準軸」の信号である位相指令 θ^* と「電動機の磁束軸」の信号である回転位相 θ_c の偏差である位相誤差 $\Delta\theta$ が発生すると、制御軸(d_c-q_c)から実軸(d-q)への座標変換行列は数(9)となる。

【0054】

【数9】

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

20

【0055】

が発生する場合、制御側で作成したd軸及びq軸の電動機印加電圧 Vd 、 Vq は、数(8)と数(9)を用いて電動機定数設定値を用いて表すと、数(10)となる。

【0056】

【数10】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} R_1^* & -\omega_1^{**} \cdot Lq^* \\ \omega_1^{**} \cdot Ld^* & R_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Idc \\ Iqc \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta Vd \\ \omega_1^{**} \cdot Ke^* + \Delta Vq \end{bmatrix} \right\} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta \cdot (R_1^* \cdot Idc - \omega_1^{**} \cdot Lq^* \cdot Iqc + \Delta Vd) - \sin \Delta \theta \cdot (R_1^* \cdot Iqc + \omega_1^{**} \cdot Ld^* \cdot Idc + \omega_1^{**} \cdot Ke^* + \Delta Vq) \\ \sin \Delta \theta \cdot (R_1^* \cdot Idc - \omega_1^{**} \cdot Lq^* \cdot Iqc + \Delta Vd) + \cos \Delta \theta \cdot (R_1^* \cdot Iqc + \omega_1^{**} \cdot Ld^* \cdot Idc + \omega_1^{**} \cdot Ke^* + \Delta Vq) \end{bmatrix} \\ &\quad \dots (10) \end{aligned}$$

30

【0057】

一方、同じく、d軸及びq軸の電動機印加電圧 Vd 、 Vq を電動機定数を用いて表すと、数(11)で示すことができる。

40

【0058】

【数11】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_1 \cdot L_q \\ \omega_1 \cdot L_d & R_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_1 \cdot L_q \\ \omega_1 \cdot L_d & R_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta & -\sin \Delta \theta \\ \sin \Delta \theta & \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \cdot K_e \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta \cdot (R_1 \cdot I_{dc} - \omega_1 \cdot L_q \cdot I_{qc}) - \sin \Delta \theta \cdot (R_1 \cdot I_{qc} + \omega_1 \cdot L_q \cdot I_{dc}) \\ \sin \Delta \theta \cdot (R_1 \cdot I_{dc} - \omega_1 \cdot L_d \cdot I_{qc}) + \cos \Delta \theta \cdot (R_1 \cdot I_{qc} + \omega_1 \cdot L_d \cdot I_{dc}) + \omega_1 \cdot K_e \end{bmatrix} \cdots (11)
 \end{aligned}$$

10

【 0 0 5 9 】

ここで、数(10)右辺 = 数(11)右辺の関係と、 I_d^* を「ゼロ」、 I_q^* を「所定値」に設定して電流制御を行うと、d軸及びq軸の電流制御部9, 10の出力値 V_d , V_q は各々、数(12), (13)で示すことができる。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 2 】

$$\Delta V_d = \omega_1^{**} \cdot [(L_q^* - L_q) - \sin^2 \Delta \theta \cdot (L_d - L_q)] \cdot I_q^* + \sin \Delta \theta \cdot \omega_1^{**} \cdot K_e \quad \cdots (12)$$

【 0 0 6 1 】

【 数 1 3 】

$$\begin{aligned}
 \Delta V_q &= -(R_1^* - R_1) \cdot I_q^* - \omega_1^{**} \cdot K_e^* + \frac{1}{\cos \Delta \theta} \cdot \omega_1^{**} \cdot K_e \\
 &\quad - \tan \Delta \theta \cdot [\cos^2 \Delta \theta \cdot \omega_1^{**} \cdot (L_d - L_q) \cdot I_q^* + \sin \Delta \theta \cdot \omega_1^{**} \cdot K_e] \quad \cdots (13)
 \end{aligned}$$

20

【 0 0 6 2 】

また、軸誤差演算部14において、数(6)で算出される第1の位相誤差 $\Delta \theta^*$ に、数(8)を代入すると、数(14)が得られる。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 4 】

$$\Delta \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{R_1^* \cdot I_d^* - \omega_1^{**} \cdot L_q^* \cdot I_q^* + \Delta V_d - R_1^* \cdot I_{dc} + \omega_1^{**} \cdot L_q^* \cdot I_{qc}}{R_1^* \cdot I_q^* + \omega_1^{**} \cdot L_d^* \cdot I_d^* + \omega_1^{**} \cdot K_e^* + \Delta V_q - R_1^* \cdot I_{qc} - \omega_1^{**} \cdot L_q^* \cdot I_{dc}} \right) \quad \cdots (14)$$

30

【 0 0 6 4 】

ここでも、電流制御部の作用により、 $I_q^* = I_{qc}$, $I_d^* = I_{dc} = 0$ となるので、 $\Delta \theta^*$ は数(15)で示すことができる。

40

【 0 0 6 5 】

【 数 1 5 】

$$\Delta \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta V_d}{\omega_1^{**} \cdot K_e^* + \Delta V_q} \right) \quad \cdots (15)$$

【 0 0 6 6 】

数(12), (13)で示される電流制御部の出力 V_d , V_q を数(15)に代入すると、第1の位相誤差 $\Delta \theta^*$ は数(16)となる。

【 0 0 6 7 】

50

【数 16】

$$\Delta \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_1^{**} \cdot \left([(Lq^* - Lq) \cdot \sin^2 \Delta \theta \cdot (Ld - Lq)] \cdot Iq^* + \sin \Delta \theta \cdot Ke \right)}{-(R_1^* - R_1) \cdot Iq^* \cdot \omega_1^{**} \cdot \left(\frac{1}{\cos \Delta \theta} \cdot Ke \cdot \tan \Delta \theta \cdot [\cos^2 \Delta \theta \cdot (Ld - Lq) \cdot Iq^* + \sin \Delta \theta \cdot Ke] \right)} \right) \quad \dots (16)$$

【0068】

ここで、加算部に第2の位相誤差 θ^* を加算しない場合は、周波数演算部 17において、数(16)で示す第1の位相誤差 θ^* と「ゼロ」を比較して、その偏差信号でPI(比例+積分)演算を行う結果、一定速度では θ^* は「ゼロ」となる。つまり、一定速度では、数(16)の分子成分は数(17)の関係になる。

【0069】

【数 17】

$$-\sin^2 \Delta \theta \cdot (Ld - Lq) \cdot Iq^* + \sin \Delta \theta \cdot Ke + (Lq^* - Lq) \cdot Iq^* = 0 \quad \dots (17)$$

【0070】

この数(17)から、一定速度で発生する位相誤差 θ^* を求めると、数(18)が得られる。

【0071】

【数 18】

$$\Delta \theta = \sin^{-1} \left(\frac{Ke \cdot \sqrt{Ke^2 + 4 \cdot Iq^{*2} \cdot (Ld - Lq) \cdot (Lq^* - Lq)}}{2 \cdot Iq^* \cdot (Ld - Lq)} \right) \quad \dots (18)$$

【0072】

数(18)より、位相誤差 θ^* の大きさは、q軸インダクタンス Lq の設定誤差 $(Lq^* - Lq)$ に関係して発生していることがわかる。

【0073】

次に、この位相誤差 θ^* が存在する場合の電動機トルク式を導出する。

【0074】

d-q軸上での電動機トルク式を数(19)に示す。

【0075】

【数 19】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot \left(Ke \cdot Iq + (Ld - Lq) \cdot Id \cdot Iq \right) \quad \dots (19)$$

40

【0076】

ここに、 P_m : 電動機極対数

制御軸 ($d_c - q_c$) から実軸 ($d - q$) への座標変換行列を考えて、 Id^* を「ゼロ」に設定して電流制御を行うと、数(20)が得られる。

【0077】

【数 20】

$$\tau_m = \frac{3}{2} \cdot P_m \cdot \left(\cos \Delta \theta \cdot I_{qc} \cdot [K_e - (L_d - L_q) \cdot \sin \Delta \theta \cdot I_{qc}] \right) \quad \dots (20)$$

【0078】

数(20)より、位相誤差 $\Delta \theta$ が $\pm \pi/2$ [rad] に近づくと、q軸電流推定値 I_{qc} が指令値通りに発生していても「 $\cos \Delta \theta \cdot I_{qc} \cdot K_e$ 」成分が減少して、 τ_m が「ゼロ」方向に減少していくことがわかる。

【0079】

つまり、 L_q^* の設定誤差 ΔL_q が位相誤差 $\Delta \theta$ を発生し、電動機トルク τ_m 減少の関係がある。 10

【0080】

そこで、図6に示した本実施例の通りに、組合せ部である加算部に、第2の位相誤差 $\Delta \theta^{**}$ を加算する場合は、第1の位相誤差 $\Delta \theta^*$ を修正する教唆信号として用いる。

【0081】

ここでは、「制御の基準軸」の信号である回転位相 θ^* と「電動機の磁束軸」の信号である位相指令 θ^{**} の偏差である第2の位相誤差 $\Delta \theta^{**}$ (位相誤差 $\Delta \theta^*$ 相当)を、数(21)で示すように減算部15で求める。

【0082】

【数21】

$$\Delta \theta^{**} = \theta^{**} - \theta^* \quad \dots (21) \quad 20$$

【0083】

さらに加算部において、第2の位相誤差 $\Delta \theta^{**}$ を第1の位相誤差 $\Delta \theta^*$ に加算して数(22)で示すように、第3の位相誤差 $\Delta \theta^{***}$ を演算する。

【0084】

【数22】

$$\Delta \theta^{***} = \Delta \theta^* + \Delta \theta^{**} \quad \dots (22) \quad 30$$

【0085】

この第3の位相誤差 $\Delta \theta^{***}$ で、変換器の周波数指令 ω_1^{***} を演算し、更に、信号 ω_1^{***} から回転位相指令 θ^* を求めることにより、ベクトル制御の基準軸は正しく修正され(電動機の磁束軸に一致する)、数(19)で示すような、q軸電流値 I_q に比例した高精度なトルク制御を実現することができる。

【0086】

<第6の実施例>

第5の実施例では、第2の位相誤差 $\Delta \theta^{**}$ を「ベクトル制御の基準軸を修正する教唆信号」として採用したが、本実施例では、第2の位相誤差 $\Delta \theta^{**}$ を用いて、電圧ベクトル演算部8、軸誤差演算部14、q軸電流制御部10の設定定数に用いるq軸インダクタンスの設定誤差 ΔL_q を算出し、これを用いてq軸インダクタンスの自動設定を行う。 40

【0087】

図7はこの実施例の構成を例示する。図7において、構成要素の符号1~7, 9, 11, 15~18, 21は図6のものと同じ物である。そして、q軸インダクタンス演算部19は第3の位相誤差 $\Delta \theta^{***}$ からq軸インダクタンス設定誤差

ΔL_q ($= L_q^* - L_q$) を推定する。電圧ベクトル演算部8は電動機定数と電流指令値 I_d^* , I_q^* 、周波数指令 ω_1^{***} 及びq軸インダクタンス設定誤差

ΔL_q に基づいて電圧基準値 V_d^* , V_q^* を演算する。また、q軸電流制御部10はq軸インダクタンス設定誤差 ΔL_q に基づいて電流制御ゲインを修正する。さらに、軸誤差演算部14は電圧指令値 V_d^{**} , V_q^{**} と電流推定値 50

I_{dc} 、 I_{qc} 及び q 軸インダクタンス設定誤差 L_q^{\wedge} に基づいて、第 1 の位相誤差 θ^* を求める。

【0088】

次に本発明のもたらす作用効果について説明する。

【0089】

前述しているが、周波数演算部 17 では、一定速度において、前記数 (17) が成立し、式を変形すると、数 (23) が得られる。

【0090】

【数 23】

$$I_q^* \cdot \left(\cos^2 \Delta \theta \cdot (L_q^* - L_q) - \sin^2 \Delta \theta \cdot (L_d - L_q^*) \right) + \sin \Delta \theta \cdot K_e = 0 \quad \dots (23)$$

10

【0091】

これより、 L_q ($= L_q^* - L_q$) を求めると、

【0092】

【数 24】

$$\Delta L_q = - \frac{\tan \Delta \theta \cdot K_e}{\cos \Delta \theta \cdot I_q^*} + \tan^2 \Delta \theta \cdot (L_d - L_q^*) \quad \dots (24)$$

20

【0093】

つまり、 L_q の推定値 L_q^{\wedge} は、数 (25) に示す演算で L_d の代わりに L_d^* を用いて、求めることができる。尚、 L_d は電流飽和の影響が少なく $L_d = L_d^*$ とおいても実害はない。

【0094】

【数 25】

$$\Delta L_q^{\wedge} = - \frac{\tan \Delta \theta \cdot K_e^*}{\cos \Delta \theta \cdot I_q^*} + \tan^2 \Delta \theta \cdot (L_d^* - L_q^*) \quad \dots (25)$$

30

【0095】

ここに * は設定値あるいは指令値を表す。

【0096】

ここで、図 8 を用いて、数 (25) の演算内容である q 軸インダクタンス演算部 19 の一例を説明する。第 2 の位相誤差 θ^* は、 $\tan(\theta^*)$ を演算する関数器発生部 19 A と、 $\cos(\theta^*)$ を演算する関数発生部 19 B に入力され、

19 A と 19 B の出力信号は除算器 19 C に入力される。19 C では除算演算が行われ、その出力値に電動機の誘導起電圧定数 K_e^* が乗じられる。その乗算値は、q 軸電流推定値 I_{qc} と共に、除算器 19 D に入力される。ここでは、数 (26) にある I_q^* の代わりに I_{qc} を用いている。

40

【0097】

また、関数発生部 19 A の出力信号 $\tan(\theta^*)$ は乗算器 19 E に入力され、19 A の出力信号が 2 乗されて、d 軸インダクタンス設定値 L_d^* と q 軸インダクタンス設定値 L_q^* の差分値 ($L_d^* - L_q^*$) が乗じられる。この乗算値は、除算部 19 D の出力信号と共に減算部 19 F に入力され、その出力値が q 軸インダクタンス設定誤差 L_q^{\wedge} となる。

【0098】

ここで、 $L_d \approx L_q^*$ (突極性が小) の電動機であれば、数 (25) を、数 (26) のように簡略化することもできる。

【0099】

50

【数 2 6】

$$\Delta Lq^{\wedge} = -\frac{\tan \Delta \theta \cdot Ke^*}{\cos \Delta \theta \cdot lq^*} \quad \dots (26)$$

【0 1 0 0】

次に、以上のようにして演算して求めた q 軸インダクタンス設定誤差 Lq^{\wedge} の制御系への反映方法について示す。

【0 1 0 1】

電圧ベクトル演算部 8 では、信号 Lq^{\wedge} を用いて数 (27) を演算する。

10

【0 1 0 2】

【数 2 7】

$$\begin{bmatrix} Vd^* \\ Vq^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R1^* & -\omega_1^{**} \cdot (Lq - \Delta Lq^{\wedge}) \\ \omega_1^{**} \cdot Ld^* & R1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Id^* \\ Iq^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1^{**} \cdot Ke^* \end{bmatrix} \quad \dots (27)$$

【0 1 0 3】

同様に、軸誤差演算部 14 においても、q 軸インダクタンス設定誤差 Lq^{\wedge} を用いて数 (28) を演算する。

20

【0 1 0 4】

【数 2 8】

$$\Delta \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{Vd^{**} - R^* \cdot Id_c + \omega_1^{**} \cdot (Lq^* - \Delta Lq^{\wedge}) \cdot Iq_c}{Vq^{**} - R^* \cdot Iq_c - \omega_1^{**} \cdot (Lq^* - \Delta Lq^{\wedge}) \cdot Id_c} \right) \quad \dots (28)$$

【0 1 0 5】

このように、数 (27) , (28) に示す q 軸インダクタンスの設定値を修正することで、 Lq^* の修正 位相誤差 : 「ゼロ」 指令値通りの電動機トルク T_m 発生となり、高精度な位置センサレス制御を実現することができる。

30

【0 1 0 6】

さらに、 Lq^{\wedge} を用いて、q 軸電流制御部 10 の比例ゲインも変更することができる。q 軸電流制御部 10 の構成を図 9 に例示する。

【0 1 0 7】

信号 Iq^* と信号 Iq_c の偏差信号 Iq は、q 軸インダクタンス設定誤差

Lq^{\wedge} と共に比例演算部 10 A に入力される。比例演算部 10 A では、q 軸インダクタンス設定誤差 Lq^{\wedge} を用いて比例ゲイン KP_{ACR} を数 (29) に従い演算し、ゲイン KP_{ACR} に偏差信号 Iq を乗じて出力信号を得る。

【0 1 0 8】

【数 2 9】

40

$$\begin{aligned} KP_{ACR} &= \omega_c \cdot (Lq^* - \Delta Lq^{\wedge}) \\ &= \omega_c \cdot Lq \end{aligned} \quad \dots (29)$$

【0 1 0 9】

ここに、 ω_c : 電流制御系の開ループ応答周波数 [rad / s]

次に信号 Iq に積分ゲイン KI_{ACR} を乗じて積分処理を行った積分演算部

10 B の出力信号と、前記比例演算部 10 A の出力信号を加算して、変換器の出力電圧を修正する信号 Vq を演算する。

【0 1 1 0】

50

ここでは、 q 軸インダクタンス設定誤差 L_q^{\wedge} により比例ゲイン $K_{P_{ACR}}$ を演算することにより、 q 軸インダクタンスの設定誤差がある場合でも、設定通りの高応答なトルク応答を得ることができる。

【0111】

本実施例では、 q 軸インダクタンス設定誤差 L_q^{\wedge} に基づいて、 q 軸電流制御部の制御ゲインを修正しているが、 q 軸電流指令演算部の制御ゲインの修正に適用しても同様の効果が得られる。

【0112】

< 第7の実施例 >

先の実施例では、加算部にて、第3の位相誤差 θ_{3e} を第2の位相誤差 θ_{2e} と第1の位相誤差 θ_{1e} とを加算した方式について説明した。これとは別の方法として、第2の位相誤差 θ_{2e} を加算部にて加算しないで、第3の位相誤差 θ_{3e} を第1の位相誤差 θ_{1e} と等しくしても、第2の位相誤差 θ_{2e} より q 軸インダクタンスの設定誤差 L_q^{\wedge} を算出することはできるので、本実施例と同様の効果が得られることは明らかである。

10

【0113】

図10に、その構成を例示する。図7に示した実施例と異なるのは、軸誤差演算部14の出力である第1の位相誤差 θ_{1e} が直接、周波数演算部17に入力されている点である。

【0114】

本実施例の作用効果は、先の実施例と同じなので、説明を省略する。

20

【0115】

< 第8の実施例 >

図11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、速度演算部4、位相演算部5、電流推定部6、定数7、電圧ベクトル演算部8、 d 軸電流制御部9、 q 軸電流制御部10、座標変換部11は1チップマイコンを用いて構成している。また、前記1チップマイコンと電力変換器は、同一基盤上で構成される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。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。

30

【0116】

【発明の効果】

本発明によれば、電動機定数の変動や、ホール素子などの取り付け誤差の影響を受けるとなく、低速度域からトルク不足を生じない交流電動機の制御装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

【図2】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

40

【図3】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

【図4】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

【図5】図4の装置における周波数演算部15の説明図の一例。

【図6】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

【図7】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

【図8】図7の装置における q 軸インダクタンス演算部19の説明図の一例。

【図9】図7の装置における q 軸電流制御部10の説明図の一例。

【図10】本発明の他の実施例を示す永久磁石同期電動機のトルク制御回路構成図の一例。

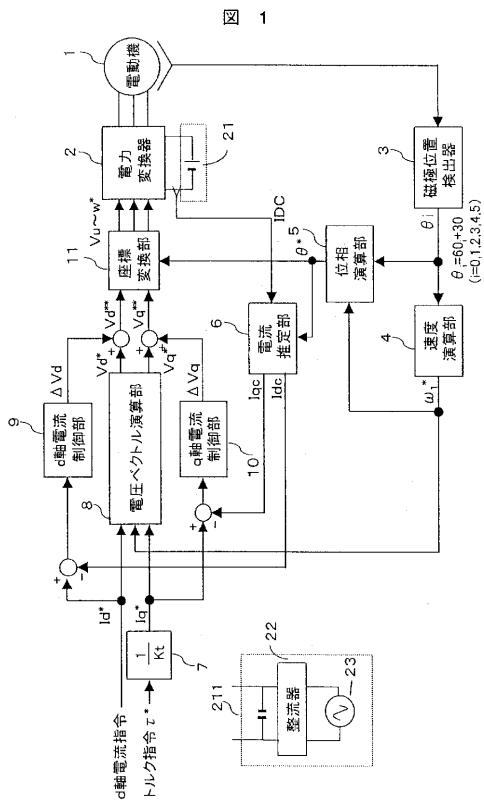
【図11】本発明の実施形態を示す構成図の一例。

50

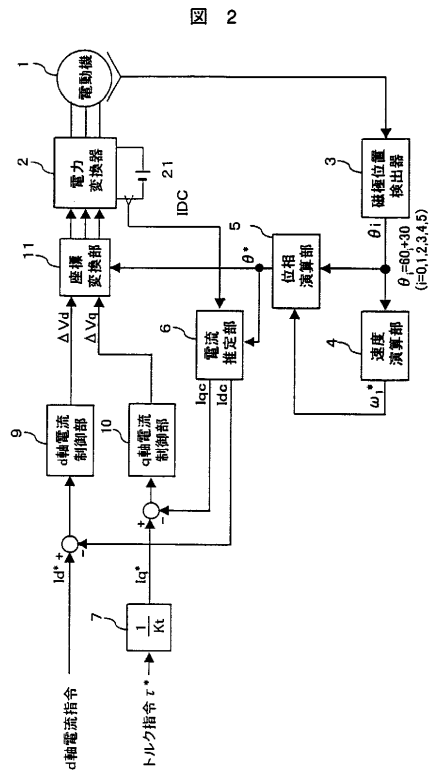
【符号の説明】

1 ... 永久磁石同期電動機、2 ... 電力変換器、3 ... 磁極位置検出器、4 ... 速度演算部、5 ... 位相演算部、6 ... 電流推定部、8, 8, 8 ... 電圧ベクトル演算部、9 ... d軸電流制御部、10 ... q軸電流制御部、11 ... 座標変換部、14 ... 軸誤差演算部、16 ... 組合せ部、17 ... 周波数演算部、18 ... 位相指令演算部、19 ... q軸インダクタンス演算部、21 ... 直流電源、IDC ... 入力直流母線電流検出値、 θ^* ... 第1の位相誤差、 θ^{**} ... 第2の位相誤差、 θ^{***} ... 第3の位相誤差、 L_q^{\wedge} ... q軸インダクタンス設定誤差、 θ^* ... 位相指令、 θ ... 位相。

【図1】



【図2】



フロントページの続き

- (72)発明者 能登原 保夫
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
- (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 株式会社 日立製作所 日立研究所内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 特開2003-061386(JP,A)
特開2000-358400(JP,A)
特開2001-251889(JP,A)
特開2001-352800(JP,A)
特開2002-199776(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00
H02P 6/08
H02P 6/16
H02P 27/04