

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5156352号
(P5156352)

(45) 発行日 平成25年3月6日(2013.3.6)

(24) 登録日 平成24年12月14日(2012.12.14)

| | | | |
|----------------------|------|-------|------|
| (51) Int. Cl. | F 1 | | |
| HO2P 21/00 (2006.01) | HO2P | 5/408 | C |
| HO2P 27/04 (2006.01) | HO2P | 6/02 | 371S |
| HO2P 6/18 (2006.01) | HO2P | 6/02 | 371H |
| HO2P 6/08 (2006.01) | HO2P | 6/02 | 341N |
| HO2P 6/16 (2006.01) | HO2P | 6/02 | 341H |

請求項の数 4 (全 14 頁) 最終頁に続く

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|---|
| (21) 出願番号 | 特願2007-309635 (P2007-309635) | (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19年11月30日(2007.11.30) | (74) 代理人 | 100100310 弁理士 井上 学 |
| (65) 公開番号 | 特開2009-136085 (P2009-136085A) | (74) 代理人 | 100098660 弁理士 戸田 裕二 |
| (43) 公開日 | 平成21年6月18日(2009.6.18) | (72) 発明者 | 中津川 潤之介 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22年2月23日(2010.2.23) | (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 最終頁に続く |

(54) 【発明の名称】 交流モータの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流モータに対してパルス幅変調された電圧を印加し、前記交流モータを駆動するインバータと、

前記交流モータの電流を検出する手段と、

前記インバータが出力するパルス幅変調電圧を調整して前記交流モータを駆動する制御器と、を備え、

前記制御器は、モータの電気定数を演算するモータ定数演算部を備え、

前記モータ定数演算部は、直交する2つの軸のうち一方の軸上で定義される電気定数の設定値を、同一の軸上で定義される状態変数を用いて補正し、かつ他方の軸上で定義される状態変数を用いて補正し、前記補正した電気定数を前記交流モータの駆動制御に用いるものであって、

前記同一の軸上の状態変数による電気定数設定値の補正、ならびに前記他方の軸上の状態変数による電気定数設定値の補正の、少なくとも一方を、前記状態変数をパラメータとして前記状態変数が前記電気定数に与える影響を特徴付ける定数を用いた関数式で補正する交流モータの制御装置において、

前記モータ定数演算部は、前記電気定数設定値としてd軸インダクタンス L_d を用い、前記状態変数としてd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q を用い、前記d軸インダクタンス L_d を前記d軸電流 I_d 及び前記q軸電流 I_q によって補正した $L_d(I_d, I_q)$ を、d軸電流 I_d が負の場合に L_{d0}, K_1, K_3 を定数とする(式1)を用いて演算し、d軸電

流 I_d が正の場合に L_{d0} , K_2 , K_3 を定数とする (式 2) を用いて演算することを特徴とする交流モータの制御装置。

$$\frac{L_d(I_d, I_q) = L_{d0} / (1 - K_1 \times I_d) - K_3 \times I_q \times I_q}{L_d(I_d, I_q) = L_{d0} / (1 + K_2 \times I_d) - K_3 \times I_q \times I_q} \quad (\text{式 1})$$

$$L_d(I_d, I_q) = L_{d0} / (1 + K_2 \times I_d) - K_3 \times I_q \times I_q \quad (\text{式 2})$$

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記モータ定数演算部は、前記電気定数設定値として q 軸インダクタンス L_q を用い、 q 軸インダクタンス L_q を d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q によって補正した $L_q(I_d, I_q)$ を、 L_{q0} , K_4 , K_5 を定数とする (式 3) を用いて演算することを特徴とする交流モータの制御装置。

$$L_q(I_d, I_q) = L_{q0} / (1 + K_4 \times I_q) - K_5 \times I_d \quad (\text{式 3})$$

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 において、

電気定数設定値として誘起電圧定数 K_e を用い、電流が略ゼロでの誘起電圧定数を m_0 とするとき、

前記モータ定数演算部は、誘起電圧定数 K_e を q 軸電流 I_q によって補正した $K_e(I_q)$ を、 K を定数とする (式 4) を用いて演算することを特徴とする交流モータの制御装置。

$$K_e(I_q) = m_0 - K \times I_q \times I_q \quad (\text{式 4})$$

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかにおいて、

前記制御器は、モータ制御部を備え、

該モータ制御部は、駆動指令と、前記状態変数と、前記補正した電気定数と、に基づいて、前記交流モータの駆動に必要な電圧指令を演算することを特徴とする交流モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流モータの制御装置に関わり、特に、交流モータの電気定数の設定に関する。

【背景技術】

【0002】

交流モータ、特に永久磁石同期モータは、小形及び高効率という特徴を活かし、家電、産業、自動車等、適用用途を拡大している。特に近年では、モータの駆動方式が矩形波通電型から正弦波通電型に置き換わる製品が増え、位置センサレス制御での回転子位置推定や、高精度トルク制御等の用途に、抵抗やインダクタンス、誘起電圧定数など、モータの電気定数設定値の入力を必須とするコントローラが増えてきた。そのため、モータの電気定数を正確に同定して入力しないと、制御性能に大きく影響する。なかでもインダクタンスはコアの磁気的な非線形性が強く影響し、磁気飽和の影響が大きく現れる。

【0003】

交流モータの電気定数設定値を、電流に応じて変化させる技術は、特許文献 1 に示されている。この技術は、同期モータの磁束と電流の関係を非線形関数として制御器内部に持たせ、トルク精度を改善する技術である (以下、従来技術 1 と記す)。さらに、特許文献 2 では、電機子 d 軸と電機子 q 軸、及び界磁と電機子 q 軸の磁気的相互作用を考慮して制御装置を構成する技術が示されている (以下、従来技術 2 と記す)。

【0004】

【特許文献 1】特開 2001 - 161099 号公報

【特許文献 2】特開平 9 - 327200 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 5 】

従来技術 1 では、d 軸電流により q 軸磁束が発生するなど、軸間の干渉磁束の存在について言及し、その関係を非線形磁束関数と呼んでいる。しかし、その関数についての具体的な記述はなく、テーブルデータを使う方法が示されている。

【 0 0 0 6 】

従来技術 2 も、d 軸と q 軸の磁氣的相互作用を考慮し、d 軸 q 軸相互インダクタンスを定義している。しかし、従来技術 1 と同様に、その関数についての具体的な記述はなく、テーブルデータを使う方法が示されている。

【 0 0 0 7 】

テーブルデータを使う場合、その設定には多数のデータが必要とされ、データの入力が煩雑で、それらを記憶するために大きなメモリが必要となる。また、不連続なデータ間を補間する必要が生じる。

【 0 0 0 8 】

本発明は上記の点を考慮してなされたものであり、モータの駆動状態に応じて変化する交流モータの電気定数を簡便に設定し、それをモータ制御に用いることを可能とした交流モータの制御装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

本発明は、交流モータに対してパルス幅変調された電圧を印加し、交流モータを駆動するインバータと、交流モータの電流を検出する手段と、インバータが出力するパルス幅変調電圧を調整して交流モータを駆動する制御器と、を備え、制御器は、モータの電気定数を演算するモータ定数演算部を備え、モータ定数演算部は、直交する 2 つの軸のうち一方の軸上で定義される電気定数の設定値を、同一の軸上で定義される状態変数を用いて補正し、かつ他方の軸上で定義される状態変数を用いて補正し、補正した電気定数を交流モータの駆動制御に用いるものであって、同一の軸上の状態変数による電気定数設定値の補正、ならびに他方の軸上の状態変数による電気定数設定値の補正の、少なくとも一方を、状態変数をパラメータとして状態変数が電気定数に与える影響を特徴付ける定数を用いた関数式で補正する。

【 0 0 1 0 】

このとき、電気定数としてインダクタンスを用いる。

【 0 0 1 1 】

そして、モータ定数演算部は、電気定数設定値として d 軸インダクタンス L_d を用い、状態変数として d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q を用い、d 軸インダクタンス L_d を d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q によって補正した $L_d(I_d, I_q)$ を、d 軸電流 I_d が負の場合に L_{d0}, K_1, K_3 を定数とする (式 1) を用いて演算し、d 軸電流 I_d が正の場合に L_{d0}, K_2, K_3 を定数とする (式 2) を用いて演算することを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

$$L_d(I_d, I_q) = \frac{L_{d0}}{(1 - K_1 \times I_d)} - K_3 \times I_q \times I_q \quad (\text{式 1})$$

$$L_d(I_d, I_q) = \frac{L_{d0}}{(1 + K_2 \times I_d)} - K_3 \times I_q \times I_q \quad (\text{式 2})$$

また、モータ定数演算部は、電気定数設定値として q 軸インダクタンス L_q を用い、q 軸インダクタンス L_q を d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q によって補正した $L_q(I_d, I_q)$ を、 L_{q0}, K_4, K_5 を定数とする (式 3) を用いて演算することを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

$$L_q(I_d, I_q) = \frac{L_{q0}}{(1 + K_4 \times I_q)} - K \times I_d \quad (\text{式 3})$$

また、電気定数設定値として誘起電圧定数 K_e を用い、電流が略ゼロでの誘起電圧定数を m_0 とするとき、誘起電圧定数 K_e を q 軸電流 I_q によって補正した $K_e(I_q)$ を、 K を定数とする (式 4) を用いて演算することを特徴とする。

また、制御器はモータ制御部を備え、モータ制御部は、駆動指令と、状態変数と、補正した電気定数と、に基づいて、交流モータの駆動に必要な電圧指令を演算することを特徴とする。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

$$K e (I q) = m 0 - K \times I q \times I q \quad (式 3)$$

【 発 明 の 効 果 】

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、交流モータの電気定数をより正確にかつ簡便に設定することができる。その結果、その正確な電気定数をトルク制御に用いることにより、高負荷時においても、より高精度なトルク制御が可能となり、高応答かつ高効率にモータを駆動することができる。

【 0 0 1 6 】

また、その正確な電気定数を位置センサレス制御に用いることにより、より正確な回転子位置推定が可能となり、位置センサレス制御の制御性能が向上する。

10

【 0 0 1 7 】

以上のように、高負荷時の制御特性向上により、制御対象である交流モータの小型化、低コスト化を図ることができる。

【 発 明 を 実 施 す る た め の 最 良 の 形 態 】

【 0 0 1 8 】

次に、図 1 ~ 図 7 を参照して、本発明による交流モータの制御装置の実施形態を説明する。尚、以下の実施形態では、交流モータとして永久磁石型同期モータ（以下、PMモータと略）を用いて説明するが、他のモータ（例えば、巻線型同期モータ、リラクタンスモータ、誘導モータなど）に関しても、同様に実現可能である。

20

【 0 0 1 9 】

（実施形態 1）

図 1 は、本発明による交流モータ制御装置の実施形態 1 の系統構成を示すブロック図である。本実施形態 1 の制御装置は、モータにトルク指令 * を与えるトルク指令発生器 1 と、モータの交流印加電圧を演算し、パルス幅変調信号（以下、PWM信号と略）に変換して出力する制御器 2 と、この PWM 信号により駆動されるインバータ 3 と、インバータ 3 に電力を供給する直流電源 4 と、制御対象である永久磁石型同期モータ 5（以下、PMモータと略）と、PMモータ 5 の回転子位置を検出する位置検出器 6 と、インバータ 3 が PMモータ 5 へ供給する電流 I_u を検出する電流検出器 7 a と電流 I_w を検出する電流検出器 7 b と、モータの電気定数を演算するための定数 $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6, L_d 0, L_q 0, m_0$ を設定するモータ定数設定器 8 と、からなる。

30

【 0 0 2 0 】

制御器 2 は、位置検出器 6 が検出した PMモータ 5 の永久磁石磁束の位置から回転子の位相角 θ を演算する位相演算部 1 1 と、検出した電流 I_u, I_w を、位相角 θ によって、 d, q 各軸上の成分 I_{dc}, I_{qc} に座標変換する dq 座標変換部 1 2 と、モータ定数設定器 8 の出力と電流検出値 I_{dc}, I_{qc} に基づいて PMモータ 5 の電気定数 L_d, L_q, K_e を演算して出力するモータ定数演算部 1 3 と、トルク指令 * と PMモータの電気定数 L_d, L_q, K_e と電流検出値 I_{dc}, I_{qc} と位相角 θ に基づいて、PMモータ 5 を駆動するための電圧指令 V_d^*, V_q^* を演算するモータ制御部 1 4 と、 V_d^*, V_q^* を、位相角 θ によって三相交流電圧指令 v_u^*, v_v^*, v_w^* に変換する dq 座標逆変換部 1 5 と、三相交流電圧指令に基づいて、インバータ 3 をスイッチ動作するための PWM 信号を発生させる PWM 信号発生部 1 6 と、からなる。

40

【 0 0 2 1 】

インバータ 3 に電力を供給する直流電源 4 は、交流電源 4 1 と、交流を整流するダイオード・ブリッジ 4 2 と、直流電源に含まれる脈動成分を抑制する平滑コンデンサ 4 3 とで構成されている。

【 0 0 2 2 】

次に、図 1 を用いて、本実施形態 1 の動作原理を説明する。

【 0 0 2 3 】

トルク指令発生器 1 から、デジタルやアナログ等の通信手段により、モータのトルク指

50

令 * がモータ制御部 14 に与えられる。また電流検出器 7a, 7b に検出された交流電流 I_u , I_w は、位相演算部 11 に演算された位相角 θ により、dq 座標変換部 12 において回転座標軸 (dq 軸) 上の電流成分 I_{dc} , I_{qc} に変換される。

【0024】

モータ定数設定器 8 から出力された定数 K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_5 , K_6 , L_{d0} , L_{q0} , m_0 と、検出電流 I_{dc} , I_{qc} がモータ定数演算部 13 に入力され、PM モータの電気定数 L_d , L_q , K_e が電流値に応じて演算され、モータ制御部 14 へ送られる。

【0025】

モータ制御部 14 の構成を図 2 に示す。本実施例に示すモータ制御部 14 の構成は、特開 2004-297966 号の図 3 とほぼ同じであり、異なる点は、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d , L_q , K_e を電圧ベクトル演算部 36 に入力して以下の式により電圧指令値 V_{d^*} , V_{q^*} を演算する点である。

【0026】

(数 1)

$$\begin{aligned} V_{d^*} &= R \times I_{d^{**}} - \omega \times L_q \times I_{q^{**}} \\ V_{q^*} &= R \times I_{q^{**}} + \omega \times L_d \times I_{d^{**}} + K_e \end{aligned}$$

【0027】

そして V_{d^*} , V_{q^*} は、位相角 θ により dq 座標逆変換部 15 において交流量に変換され、さらに PWM 信号発生部 16 において、パルス幅変調信号に変換されて、インバータ 3 へ送られる。

【0028】

次に、本発明の特徴であるモータ定数演算部 13 の動作を、図 3 を用いて詳しく述べる。

【0029】

(構成の説明)

図 3 に示すように、モータ定数演算部 13 は、 L_d -設定部 21 と、 L_d +設定部 22 と、 L_q 設定部 23 と、 K_e 設定部 24 と、切替信号発生部 25 と、第 1 切替部 26 と、第 2 切替部 27 と、からなる。

【0030】

モータの電気定数を演算するための定数 L_{d0} , K_1 , K_3 が L_d -設定部 21 に入力され、 L_{d0} , K_2 , K_3 が L_d +設定部 22 に入力され、 L_{q0} , K_4 , K_5 が L_q 設定部 23 に入力され、 m_0 , K_6 が K_e 設定部 24 に入力される。

【0031】

検出電流 I_{dc} は切替信号発生部 25 に入力され、 I_{dc} が負の場合、第 1 切替部 26 は「0」側に切り替えられる。すると L_d -設定部 21 に検出電流 I_{dc} , I_{qc} が入力され、電流に応じた L_d が演算され、出力される。このとき第 2 切替部 27 も「0」側に切り替えられ、 L_d -設定部 21 から出力された L_d が選択される。一方、 I_{dc} が正の場合、第 1 切替部 26 は「1」側に切り替えられる。すると L_d +設定部 22 に検出電流 I_{dc} , I_{qc} が入力され、電流に応じた L_d が演算され、出力される。このとき第 2 切替部 27 も「1」側に切り替えられ、 L_d +設定部 22 から出力された L_d が選択される。

【0032】

L_q 設定部 23 には、検出電流 I_{dc} , I_{qc} が入力され、電流に応じた L_q が演算され、出力される。 K_e 設定部 24 には、検出電流 I_{qc} が入力され、電流に応じた K_e が演算され、出力される。

【0033】

(動作の説明)

L_d -設定部 21 では、入力された定数 L_{d0} , K_1 および検出電流 I_{dc} から、d 軸電流 I_{dc} をパラメータとし、 I_{dc} が L_d に与える影響を特徴付ける以下の関数式等に

10

20

30

40

50

より L_d 設定値を変化させる。

【0034】

(数2)

$$L_d(I_{dc}) = L_{d0} / (1 - K_1 \times I_{dc})$$

ここで L_{d0} は、電流 0 近傍での L_d 設定値とした。

【0035】

さらに、 L_d - 設定部 2 1 では、入力された定数 K_3 および検出電流 I_{qc} から、 q 軸電流 I_{qc} をパラメータとし、 I_{qc} が L_d に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により L_d 設定値を変化させる。

【0036】

(数3)

$$L_d(I_{dc}, I_{qc}) = L_d(I_{dc}) - K_3 \times I_{qc} \times I_{qc}$$

【0037】

L_d + 設定部 2 2 では、入力された定数 L_{d0} , K_2 および検出電流 I_{dc} から、 d 軸電流 I_{dc} をパラメータとし、 I_{dc} が L_d に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により L_d 設定値を変化させる。

【0038】

(数4)

$$L_d(I_{dc}) = L_{d0} / (1 + K_2 \times I_{dc})$$

【0039】

さらに、 L_d + 設定部 2 2 では、入力された定数 K_3 および検出電流 I_{qc} から、 q 軸電流 I_{qc} をパラメータとし、 I_{qc} が L_d に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により L_d 設定値を変化させる。

【0040】

(数5)

$$L_d(I_{dc}, I_{qc}) = L_d(I_{dc}) - K_3 \times I_{qc} \times I_{qc}$$

【0041】

L_q 設定部 2 3 では、入力された定数 L_{q0} , K_4 および検出電流 I_{qc} から、 q 軸電流 I_{qc} をパラメータとし、 I_{qc} が L_q に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により L_q 設定値を変化させる。

【0042】

(数6)

$$L_q(I_{qc}) = L_{q0} / (1 + K_4 \times I_{qc})$$

ここで L_{q0} は、電流 0 近傍での L_q 設定値とした。

【0043】

さらに、 L_q 設定部 2 3 では、入力された定数 K_5 および検出電流 I_{dc} から、 d 軸電流 I_{dc} をパラメータとし、 I_{dc} が L_q に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により L_q 設定値を変化させる。

【0044】

(数7)

$$L_q(I_{dc}, I_{qc}) = L_q(I_{qc}) - K_5 \times I_{dc}$$

【0045】

K_e 設定部 2 4 では、入力された定数 m_0 , K_6 および検出電流 I_{qc} から、 q 軸電流 I_{qc} をパラメータとし、 I_{qc} が K_e に与える影響を特徴付ける以下の関数式等により K_e 設定値を変化させる。

【0046】

(数8)

$$K_e(I_{qc}) = m_0 - K_6 \times I_{qc} \times I_{qc}$$

ここで m_0 は、電流 0 での永久磁石によるコイル鎖交磁束とした。

【0047】

10

20

30

40

50

(効果の説明)

モータの電気定数 L_d , L_q , K_e を固定定数とした場合の d q 軸磁束 ϕ_d , ϕ_q と d q 軸電流 I_d , I_q の関係を以下に示す。

【 0 0 4 8 】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

【 0 0 4 9 】

上記のようにモータの電気定数を固定定数とした場合、磁束と電流は線形な比例関係で表される。実際は高負荷等によりモータ電流が大きくなると、磁気飽和により磁束と電流の関係は非線形となるが、上記の式ではそれを正確に表現できていない。

【 0 0 5 0 】

一方、モータの電気定数 L_d , L_q を、前述したように、 I_d が L_d に与える影響および I_q が L_q に与える影響を考慮した近似式とした場合の磁束と電流の関係は以下のようになる。

【 0 0 5 1 】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(I_d) & 0 \\ 0 & L_q(I_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

【 0 0 5 2 】

あるモータを例に、横軸に I_d をとり、磁束 ϕ_d を、 L_d を固定定数にして算出した場合と、 $L_d(I_d)$ 近似式、すなわち I_d が L_d に与える影響を考慮して算出した場合と、真値とを比較して図 4 に示す。同様に磁束 ϕ_q について、 L_q を固定定数にして算出した場合と、 $L_q(I_q)$ 近似式、すなわち I_q が L_q に与える影響を考慮して算出した場合と、真値とを比較して図 5 に示す。

【 0 0 5 3 】

図 4 および図 5 より、 L_d , L_q を固定定数にした場合、磁束と電流は線形な比例関係となって真値から乖離するが、 $L_d(I_d)$ 近似式および $L_q(I_q)$ 近似式を用いた場合は、磁束と電流の非線形な関係をよく近似できている。

【 0 0 5 4 】

ところが、上記の近似だけでは d q 軸間の磁束の干渉特性が考慮されていない。モータに高負荷をかけて駆動する場合、 d q 軸間の磁束の干渉が大きく影響するため、それを考慮してモータの電気定数を設定することが望まれる。

【 0 0 5 5 】

そこで、モータの電気定数 L_d , L_q , K_e を、前述したように I_q が L_d に与える影響、および I_d が L_q に与える影響、および I_q が K_e に与える影響までを含めて考慮した近似式とし、磁束と電流の関係を以下のように定義する。

【 0 0 5 6 】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(I_d, I_q) & 0 \\ 0 & L_q(I_d, I_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_e(I_q) \\ 0 \end{bmatrix}$$

【 0 0 5 7 】

横軸に I_q をとり、 I_d を定格比 100% , 0% , -100% と変化させた時の磁束 ϕ_d について、上記近似式で算出した場合と、真値とを比較して図 6 に示す。同様に、横軸

10

20

30

40

50

に I_d をとり、 I_q を定格比 50%、100%、150% と変化させた時の磁束 q について、上記近似式で算出した場合と、真値とを比較して図 7 に示す。

【0058】

図 6 および図 7 より、本発明にしたがって、 I_d 、 I_q が L_d に与える影響、および I_d 、 I_q が L_q に与える影響、および I_q が K_e に与える影響を考慮することにより、 I_d 、 I_q が d 軸磁束 d および q 軸磁束 q へ与える影響をよく近似できている。

【0059】

以上のように、本発明に基づいて d q 軸間の磁束の干渉を考慮した簡便な関数式でモータの電気定数を設定することにより、モータに負荷をかけて駆動した場合の磁束特性を正確かつ簡便に再現することができる。

10

【0060】

本発明の特徴である、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e を前述のように電圧指令値演算に用いることにより、高負荷等によりモータ電流が大きくなってモータの電気定数が変化する場合でも、高精度なトルク制御を実現し、かつ高応答化することができる。

【0061】

(実施形態 2)

実施形態 2 は、モータ制御部 14 を図 8 に示すモータ制御部 14 a に置き換えたものである。図 8 が図 2 と異なる点は、変換係数 32 がなくなり、トルク演算部 37 を備えてトルク推定値 c を演算する点である。

20

【0062】

トルク演算部 37 には、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e と、検出電流 I_{dc} 、 I_{qc} が入力され、以下に示す関数式によりトルク推定値 c を演算する。

【0063】

(数 12)

$$c = K_e \times I_{qc} + (L_d - L_q) \times I_{dc} \times I_{qc}$$

【0064】

本発明の特徴である、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e を上記のようにトルク推定演算に用いることにより、高負荷等によりモータ電流が大きくなってモータの電気定数が変化する場合でも、高精度なトルク制御を実現し、かつ高応答化することができる。

30

【0065】

(実施形態 3)

実施形態 1 および実施形態 2 では、位置センサ付及び電流センサ付の構成にて例を示したが、位置センサレス及び電流センサ付の構成でも実現可能である。図 9 を用いて説明する。

【0066】

図 9 が図 1 と異なる点は、以下の通りである。まず、トルク指令発生器 1 が速度指令発生器 1 a に置き換わり、モータ制御部 14 がモータ制御部 14 b に置き換わり、さらに位置検出器 6 および位相演算部 11 がなくなり、位相角 d c がモータ制御部 14 b から供給される。

40

【0067】

電気定数の設定方法については、実施形態 1 で説明した方法を用いる。

【0068】

次に、モータ制御部 14 b の動作を、図 10 を用いて詳しく述べる。

【0069】

本実施例に示すモータ制御部 14 b の構成は、特開 2001 - 251889 号の図 1 とほぼ同じであり、異なる点は、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数を電流フィードフォワード補償部 56 および誘起電圧推定及び軸ずれ演算部 57 および速度

50

位相推定部 59 に入力し、 V_{dm}^* 、 V_{qm}^* 、 ω_1 、 θ_1 の演算に用いる点である。

【0070】

電流フィードフォワード補償部 56 では、モータの抵抗設定値 R 、およびモータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e 、および速度指令 ω_1^* 、および電流指令 I_{d}^* 、 I_{q}^* 、および電圧指令 V_{d}^* 、 V_{q}^* から、以下の関数式により d 軸モデル電圧 V_{dm}^* および q 軸モデル電圧 V_{qm}^* を演算する。

【0071】

(数 13)

$$V_{dm}^* = R \times I_{d}^* - \omega_1^* \times L_q \times I_{q}^* \quad 10$$

$$V_{qm}^* = R \times I_{q}^* + \omega_1^* \times L_d \times I_{d}^* + \omega_1^* \times K_e$$

【0072】

誘起電圧推定及び軸ずれ演算部 57 は、モータの抵抗設定値 R 、およびモータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_q 、および速度指令 ω_1^* 、および検出電流 I_{dc} 、 I_{qc} 、および電圧指令 V_{d}^* 、 V_{q}^* から、以下の関数式により軸ずれ推定値を演算し、出力する。

【0073】

【数 4】

$$\Delta \theta = \tan^{-1} \frac{V_{d}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1 \cdot L_q \cdot I_{qc}}{V_{q}^* - R \cdot I_{qc} + \omega_1 \cdot L_q \cdot I_{dc}} \quad 20$$

【0074】

本発明の特徴である、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e を前述の演算に用いることにより、高負荷等によりモータ電流が大きくなってモータの電気定数が変化する場合でも、高精度に回転子位置情報を取得し、かつ高応答な制御を実現することができる。

【0075】

(実施形態 4)

実施形態 3 では、位置センサレス及び電流センサ付の構成にて例を示したが、位置センサレス及び電流センサレスの構成でも実現可能である。図 11 を用いて説明する。 30

【0076】

図 11 が図 9 と異なる点は、以下の通りである。まず、電流 I_u を検出する電流検出器 7a と電流 I_w を検出する電流検出器 7b がなくなり、電流検出器 7c が新たに設けられ、直流電源 4 がインバータ 3 へ供給する電流 I_{DC} を検出する。また、電流再現部 17 が新たに設けられ、電流検出器 7c で検出した電源電流 I_{DC} に基づき、特開平 8 - 19263 等に記載された手法によって、PM モータ 5 に流れる三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w を演算により再現する。また、モータ制御部 14b がモータ制御部 14c に置き換わっている。

【0077】

電気定数の設定方法については、実施形態 1 で説明した方法を用いる。 40

【0078】

本実施例に示すモータ制御部 14c の構成は、特開 2004 - 48868 号の図 1 とほぼ同じであり、異なる点は、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e を電圧ベクトル演算部 64 および θ_1 補正部 66 に入力し、 V_{d}^* 、 V_{q}^* 、 ω_1 の演算に用いる点である。

【0079】

本発明の特徴である、モータ定数演算部 13 が出力した PM モータの電気定数 L_d 、 L_q 、 K_e を上記演算に用いることにより、高負荷等によりモータ電流が大きくなってモータの電気定数が変化する場合でも、高精度に電圧指令および修正量 θ_1 を演算し、安定 50

かつ高応答な制御を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0080】

【図1】本発明の実施形態1の系統構成を示すブロック図。

【図2】本発明の実施形態1におけるモータ定数演算部の内部構成を示すブロック図。

【図3】本発明の実施形態1におけるモータ制御部の内部構成を示すブロック図。

【図4】本発明の実施形態1におけるd軸磁束とd軸電流の関係図。

【図5】本発明の実施形態1におけるq軸磁束とq軸電流の関係図。

【図6】本発明の実施形態1におけるd軸磁束とq軸電流の関係図。

【図7】本発明の実施形態1におけるq軸磁束とd軸電流の関係図。

10

【図8】本発明の実施形態2におけるモータ制御部の内部構成を示すブロック図。

【図9】本発明の実施形態3の系統構成を示すブロック図。

【図10】本発明の実施形態3におけるモータ制御部の内部構成を示すブロック図。

【図11】本発明の実施形態4の系統構成を示すブロック図。

【図12】本発明の実施形態4におけるモータ制御部の内部構成を示すブロック図。

【符号の説明】

【0081】

1 トルク指令発生器

1 a 速度指令発生器

2, 2 a, 2 b 制御器

20

3 インバータ

4 直流電源

5 PMモータ

6 位置検出器

7 a, 7 b, 7 c 電流検出器

8 モータ定数設定器

1 1 位相演算部

1 2 d q座標変換部

1 3 モータ定数演算部

1 4, 1 4 a, 1 4 b, 1 4 c モータ制御部

30

1 5 d q座標逆変換部

1 6 PWM信号発生部

1 7 電流再現部

2 1 L d - 設定部

2 2 L d + 設定部

2 3 L q 設定部

2 4 K e 設定部

2 5 切替信号発生部

2 6 第1切替部

2 7 第2切替部

40

3 1 I d * 発生部

3 2 変換係数

3 3 d軸電流指令演算部

3 4 q軸電流指令演算部

3 5 速度演算部

3 6 電圧ベクトル演算部

3 7 トルク演算部

4 1 交流電源

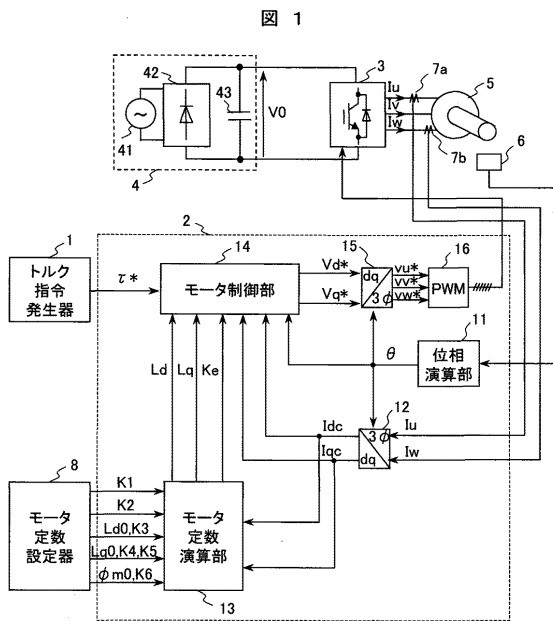
4 2 ダイオード・ブリッジ

4 3 平滑コンデンサ

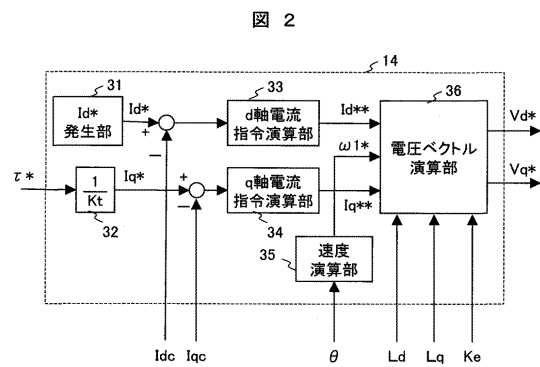
50

- 5 1 変換ゲイン
- 5 2 速度制御部
- 5 3 電流指令作成部
- 5 4 d 軸電流指令制御部
- 5 5 q 軸電流指令制御部
- 5 6 電流フィードフォワード補償部
- 5 7 誘起電圧推定及び軸ずれ演算部
- 5 8 軸ずれ誤差補償部
- 5 9 速度位相推定部
- 6 1 変換ゲイン
- 6 2 I_d^* 発生部
- 6 3 I_q^* 発生部
- 6 4 電圧ベクトル演算部
- 6 5 積分部
- 6 6 1 補正部

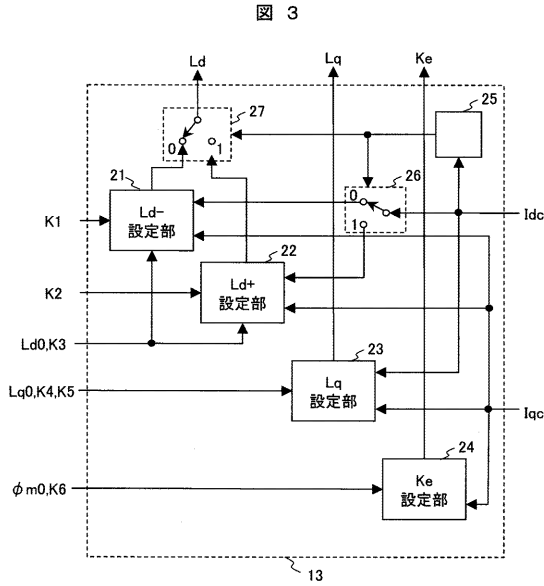
【図1】



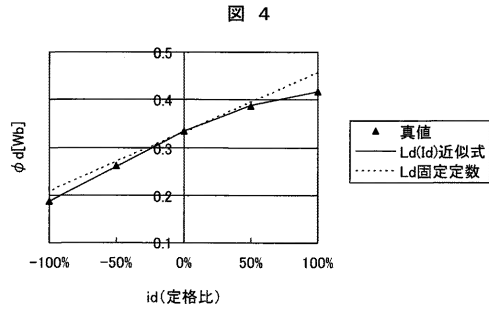
【図2】



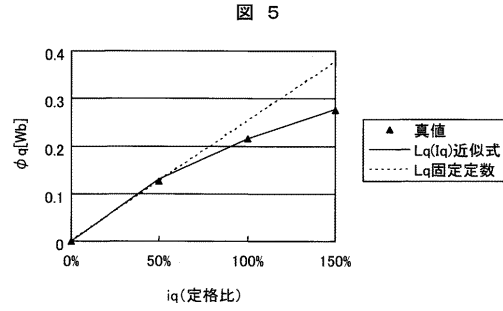
【図3】



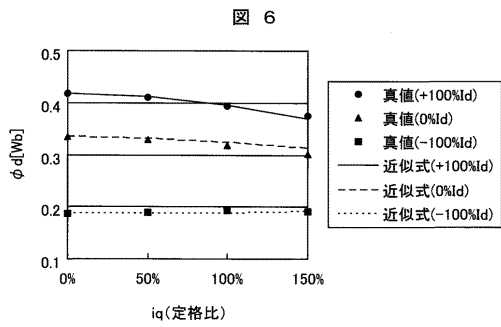
【図4】



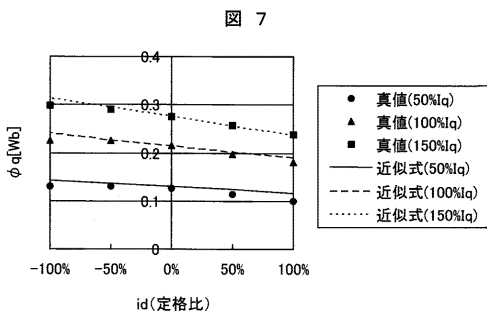
【図5】



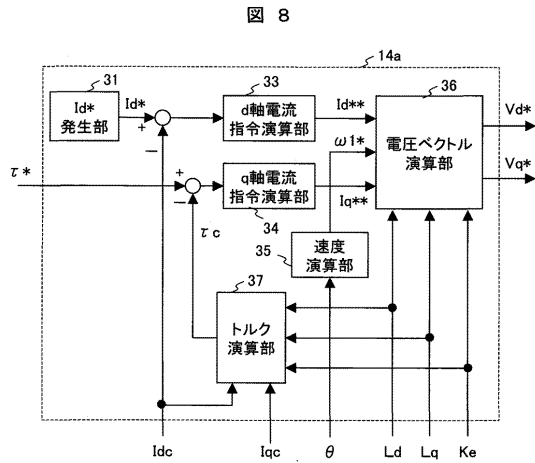
【図6】



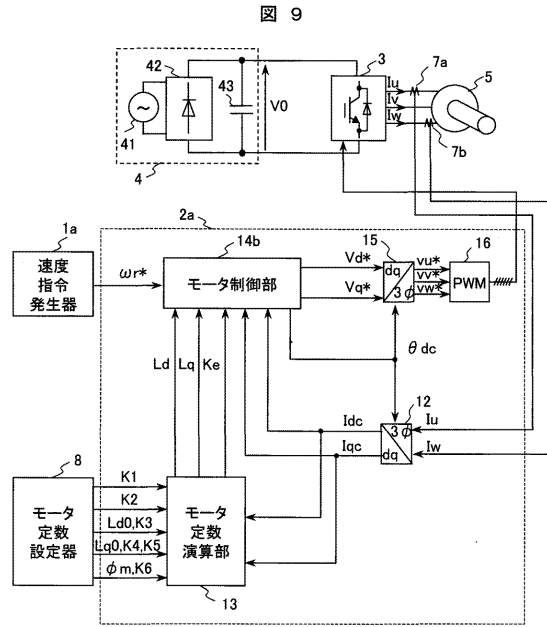
【図7】



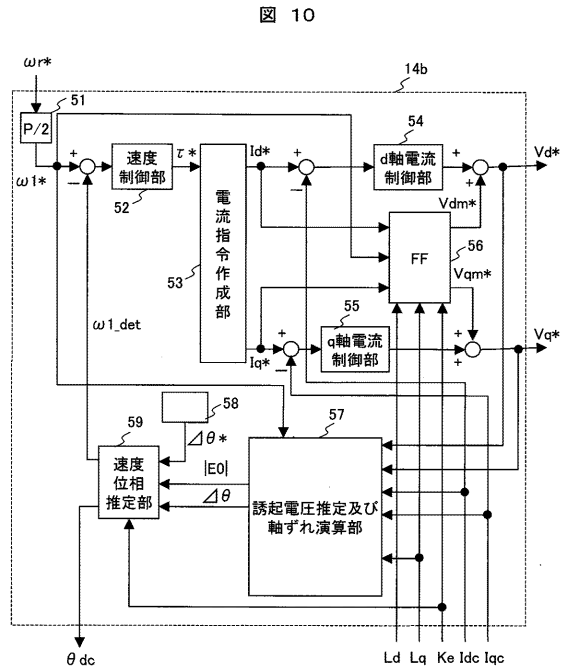
【図8】



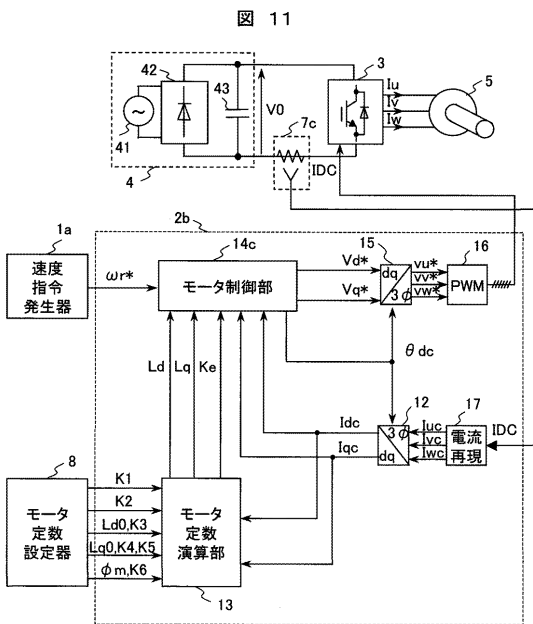
【図9】



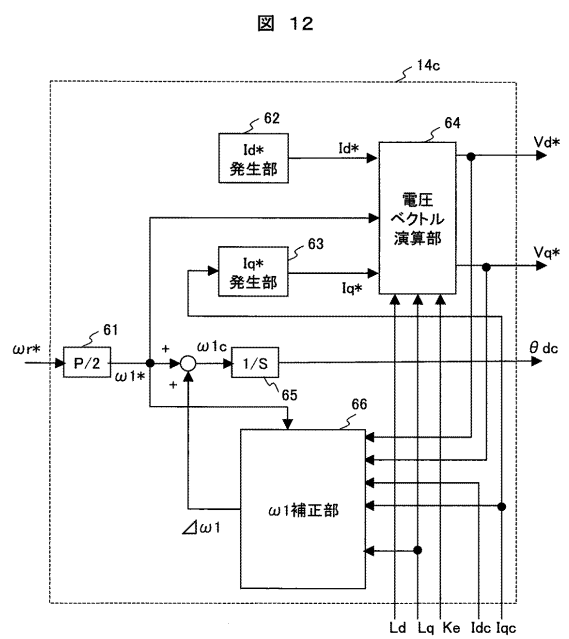
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 2 P 6/06 (2006.01)

(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
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

審査官 武市 匡紘

(56)参考文献 特開2001-161099(JP,A)
特開2006-340530(JP,A)
特開平09-051700(JP,A)
特開平02-262889(JP,A)
特開2004-104978(JP,A)
特開2001-251889(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 4 / 0 0 - 2 9 / 0 0