

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5469897号
(P5469897)

(45) 発行日 平成26年4月16日(2014.4.16)

(24) 登録日 平成26年2月7日(2014.2.7)

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

請求項の数 3 (全 33 頁)

(21) 出願番号	特願2009-83995 (P2009-83995)	(73) 特許権者	502129933 株式会社日立産機システム 東京都千代田区神田練塀町3番地
(22) 出願日	平成21年3月31日(2009.3.31)	(74) 代理人	100100310 弁理士 井上 学
(65) 公開番号	特開2010-239730 (P2010-239730A)	(72) 発明者	名倉 寛和 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
(43) 公開日	平成22年10月21日(2010.10.21)	(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
審査請求日	平成23年1月20日(2011.1.20)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流モータの制御装置及び交流モータ駆動システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流モータを駆動する電力変換器の出力電圧を制御する交流モータの制御装置において

前記制御装置は、モータの回転座標系において直交する2つの制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両方の情報を用いて生成し、

前記一方の軸上で定義される電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を変数とする関数を乗じた値と、前記他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を変数とする関数を乗じた値との和に基づいて生成することを特徴とする交流モータの制御装置。

【請求項2】

請求項1において、

前記関数は、前記モータの回転座標系において直交する2つの制御軸の内、何れかの軸上で定義される前記モータのコイル鎖交磁束関数を、同一の軸上または他方の軸上で定義される電流で偏微分した関数であることを特徴とする交流モータの制御装置。

10

20

【請求項 3】

請求項 1 または請求項 2 のうちの 1 つにおいて、
前記交流モータの制御装置を備えたことを特徴とする車両駆動装置。

【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及び交流モータ駆動システムに関わり、特に永久磁石同期モータに適した交流モータの制御装置及び交流モータ駆動システムに関する。

【背景技術】

【0002】

交流モータ、特に永久磁石同期モータ（以下、PMモータと称する）は、小形・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。特に近年は、更なる小形化の結果として、モータを構成する磁気回路の飽和特性が顕著なモータが出現している。このようなモータでは、従来定数として扱ってきたインダクタンスが電流によって大きく変動するために、電流制御精度が劣化する。

【0003】

こうした課題に対して、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が特許文献 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電流指令生成部に持たせ、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）。

【0004】

さらに、特許文献 2 では、電流フィードバック制御に用いる制御ゲインを、自軸電流変動 i に対する自軸鎖交磁束数変動 ψ の変動率 $\frac{d\psi}{dt} / i$ に比例した値とすることで、電流フィードバック制御の高精度化を図っている（以下、従来技術 2 と記す）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特開 2001 - 161099 号公報

【特許文献 2】特開 2008 - 141835 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

従来技術 1 によれば、磁束の飽和特性を考慮した電流指令値を演算することにより、トルク精度の向上が期待できる。しかし、電流制御系の過渡応答を改善する手段は明示されていない。

【0007】

一方、従来技術 2 では、電流フィードバック制御に用いる制御ゲインを、磁束の飽和特性を考慮した関数、またはテーブルによる可変値、とすることで電流制御系の過渡応答の改善を図っている。しかし、d 軸と q 軸の磁束の干渉作用までを考慮したフィードバック制御系を構成するには至っていない。

【0008】

本発明は、上記の点を考慮してなされたものであり、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答が得られる交流モータの制御装置及び交流モータ駆動システムの提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記課題を解決するために、本発明では、d 軸と q 軸間の磁束の相互干渉作用までを考慮したフィードバック制御系を構成する。本発明では、磁束と電流の非線形関数を準備し、それらを用いて、電圧指令生成部における各軸磁束偏差、および各軸磁束に相当する演算を実行することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モ

10

20

30

40

50

ータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答を実現する。とりわけ、モータの回転座標系において直交する d q 制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両偏差を用いて生成することを特徴とするものである。

【 0 0 1 0 】

具体的には、上記課題を実現するために本発明は交流モータを駆動する電力変換器の出力電圧を制御する交流モータの制御装置において、前記制御装置は、モータの回転座標系において直交する 2 つの制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両方の情報を用いて生成することを特徴とするものである。

10

【 0 0 1 1 】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記一方の軸上で定義される電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を変数とする関数を乗じた値と、前記他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を変数とする関数を乗じた値との和に基づいて生成することを特徴とするものである。

20

【 0 0 1 2 】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記一方の軸上で定義される電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を参照するテーブルデータを乗じた値と、前記他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差に対して、前記同一の軸上で定義される電流検出値ならびに、前記他方の軸上で定義される電流検出値の少なくとも一方を参照するテーブルデータを乗じた値との和に基づいて生成することを特徴とするものである。

【 0 0 1 3 】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記関数は、前記モータの回転座標系において直交する 2 つの制御軸の内、何れかの軸上で定義される前記モータのコイル鎖交磁束関数を、同一の軸上または他方の軸上で定義される電流で偏微分した関数であることを特徴とするものである。

30

【 0 0 1 4 】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記テーブルデータは、前記モータの回転座標系において直交する 2 つの制御軸の内、何れかの軸上で定義される前記モータのコイル鎖交磁束関数または、前記コイル鎖交磁束関数のテーブルデータを、同一の軸上または他方の軸上で定義される電流で偏微分した関数または、テーブルデータであることを特徴とするものである。

【 0 0 1 5 】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記モータの回転座標系において直交する前記 2 つの制御軸をそれぞれ d 軸、q 軸とすると、d 軸上で定義される電流指令値を i_d^* 、d 軸上で定義される電流検出値を i_d 、前記 i_d^* と i_d との偏差を $i_{d\Delta}$ 、q 軸上で定義される電流指令値を i_q^* 、q 軸上で定義される電流検出値を i_q 、前記 i_q^* と i_q との偏差を $i_{q\Delta}$ 、d 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数を $\psi_d(i_d, i_q)$ 、前記 $\psi_d(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した関数を $\frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ 、前記 $\frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ を前記電流 i_q で偏微分した関数を $\frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ 、とすると、d 軸上で定義される電力変換器への電圧指令値 v_d^* を、(式 1) から算出した d 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\psi_d(i_d, i_q)$ の前記電流 i_d 、 i_q に関する変化量 $\frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ を用いて生成することを特徴とするものである。

40

50

【0016】

【数1】

$$\Delta\Phi_d(i_d, i_q) = \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \Delta i_d + \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \Delta i_q \quad \dots(\text{式1})$$

【0017】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記モータの回転座標系において直交する前記2つの制御軸をそれぞれd軸、q軸とすると、d軸上で定義される電流指令値を i_d^* 、d軸上で定義される電流検出値を i_d 、前記 i_d^* と i_d との偏差を i_d 、q軸上で定義される電流指令値を i_q^* 、q軸上で定義される電流検出値を i_q 、前記 i_q^* と i_q との偏差を i_q 、q軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数を $\Phi_q(i_d, i_q)$ 、前記 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した関数を $\Phi_q(i_d, i_q) / i_d$ 、前記 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_q で偏微分した関数を $\Phi_q(i_d, i_q) / i_q$ 、とすると、q軸上で定義される電力変換器への電圧指令値 v_q^* を、(式2)から算出したq軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ の前記電流 i_d 、 i_q に関する変化量 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を用いて生成することを特徴とするものである。

10

【0018】

【数2】

$$\Delta\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{\partial\Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \Delta i_d + \frac{\partial\Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} \Delta i_q \quad \dots(\text{式2})$$

20

【0019】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、d軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ として、d軸上で定義される電流を i_d 、q軸上で定義される電流を i_q 、永久磁石磁束を ϕ_m 、定数を $k_1, k_2, k_3, k_4, K_{10}, I_{m0}$ とするとき、 $i_d > 0$ ならば(式3)を、 $i_d < 0$ ならば(式4)を用いることを特徴とする。

【0020】

【数3】

$$\Phi_d(i_d, i_q) \Big|_{i_d > 0} = \frac{k_3 \cdot i_d}{(1 + k_4 \cdot i_d)} - K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q^2 + \phi_m \quad \dots(\text{式3})$$

30

【0021】

【数4】

$$\Phi_d(i_d, i_q) \Big|_{i_d < 0} = \frac{k_1 \cdot i_d}{(1 - k_2 \cdot i_d)} - K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q^2 + \phi_m \quad \dots(\text{式4})$$

【0022】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、q軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ として、d軸上で定義される電流を i_d 、q軸上で定義される電流を i_q 、定数を k_5, k_6, K_{20} とするとき(式5)を用いることを特徴とするものである。

40

【0023】

【数5】

$$\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{k_5 \cdot i_q}{(1 + k_6 \cdot |i_q|)} - K_{20} \cdot i_d \cdot i_q \quad \dots(\text{式5})$$

【0024】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 $k_1, k_2, k_3, k_4, K_{10}, I_{m0}$ を定数とすると、d軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した前記関数 $\Phi_d(i_d, i_q) / i_d$ として、 $i_d > 0$ ならば(式6)を、

50

$i_d < 0$ ならば(式7)を用い、前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を前記電流 i_q で偏微分した前記関数 $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ として、(式8)を用いることを特徴とするものである。

【0025】

【数6】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d > 0} = \frac{k_3}{(1 + k_4 \cdot i_d)^2} - K_{10} \cdot i_q^2 \quad \dots(\text{式6})$$

【0026】

【数7】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d < 0} = \frac{k_1}{(1 - k_2 \cdot i_d)^2} - K_{10} \cdot i_q^2 \quad \dots(\text{式7})$$

【0027】

【数8】

$$\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} = -2K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q \quad \dots(\text{式8})$$

【0028】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 k_5, k_6, K_{20} を定数とすると、 q 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した前記関数 $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ として(式9)を用い、前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_q で偏微分した前記関数 $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ として、(式10)を用いることを特徴とするものである。

【0029】

【数9】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} = -K_{20} \cdot i_q \quad \dots(\text{式9})$$

【0030】

【数10】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{k_5}{(1 + k_6 \cdot |i_q|)^2} - K_{20} \cdot i_d \quad \dots(\text{式10})$$

【0031】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 d 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ として、 d 軸上で定義される電流を i_d 、 q 軸上で定義される電流を i_q 、定数を K_1, K_2, K_3, I_0 とするとき、(式11)を用いることを特徴とするものである。

【0032】

【数11】

$$\Phi_d(i_d, i_q) = \frac{K_1}{1 + K_2 |i_d + I_0| + K_3 |i_q|} \cdot (i_d + I_0) + \phi_0 \quad \dots(\text{式11})$$

【0033】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 q 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ として、 d 軸上で定義される電流を i_d 、 q 軸上で定義される電流を i_q 、定数を K_4, K_5, K_6, I_1 とするとき(式12)を用いることを特徴とするものである。

【0034】

10

20

30

40

50

【数 1 2】

$$\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{K_4}{1 + K_5|i_d + I_1| + K_6|i_q|} \cdot i_q \quad \dots(\text{式}12)$$

【0 0 3 5】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 K_1, K_2, K_3, I_0 を定数とするとき、 d 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した前記関数 $\Phi_d(i_d, i_q) / i_d$ として(式13)を用い、前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を前記電流 i_q で偏微分した前記関数 $\Phi_d(i_d, i_q) / i_q$ として、 $i_q > 0$ ならば(式14)を用い、 $i_q < 0$ ならば(式15)を用いることを特徴とするものである。

10

【0 0 3 6】

【数 1 3】

$$\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \frac{K_1(1 + K_3|i_q|)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}13)$$

【0 0 3 7】

【数 1 4】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \right|_{i_q > 0} = \frac{-K_1 K_3 (i_d + I_0)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}14)$$

20

【0 0 3 8】

【数 1 5】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \right|_{i_q < 0} = \frac{K_1 K_3 (i_d + I_0)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}15)$$

【0 0 3 9】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、 K_4, K_5, K_6, I_1 を定数とするとき、 q 軸上で定義される前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_d で偏微分した前記関数 $\Phi_q(i_d, i_q) / i_d$ として $i_d + I_1 > 0$ ならば(式16)を、 $i_d + I_1 < 0$ ならば(式17)を用い、前記コイル鎖交磁束関数 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を前記電流 i_q で偏微分した前記関数 $\Phi_q(i_d, i_q) / i_q$ として、(式18)を用いることを特徴とするものである。

30

【0 0 4 0】

【数 1 6】

$$\left. \frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d + I_1 > 0} = \frac{-K_4 K_5 i_q}{\{1 + K_5|i_d + I_1| + K_6|i_q|\}^2} \quad \dots(\text{式}16)$$

40

【0 0 4 1】

【数 1 7】

$$\left. \frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d + I_1 < 0} = \frac{K_4 K_5 i_q}{\{1 + K_5|i_d + I_1| + K_6|i_q|\}^2} \quad (\text{式}17)$$

【0 0 4 2】

【数 18】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{K_4 (1 + K_5 |i_d + I_1|)}{\{1 + K_5 |i_d + I_1| + K_6 |i_q|\}^2} \quad \dots (式18)$$

【0043】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記モータが前記制御軸間の磁束干渉を有せず、且つ、前記モータが停止状態の場合において、一方の軸上で定義される電流検出値を変化させた場合に、他方の軸上で定義される電流検出値が変化することを特徴とするものである。

10

【0044】

更に、本発明は交流モータの制御装置において、前記モータを3つの独立した抵抗とインダクタンスの直列回路に置換し、且つ、前記モータが停止状態の場合において、一方の軸上で定義される電流検出値を変化させた場合に、他方の軸上で定義される電流検出値が変化することを特徴とするものである。

【0045】

また、上記課題を解決するために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、前記交流モータを駆動する電力変換器と、前記交流モータの電流を検出する手段と、前記電力変換器が出力する出力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た交流モータの制御装置システムにおいて、前記制御器は、モータの回転座標系において直交する2つの制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両方の情報を用いて生成することを特徴とするものである。

20

【0046】

また、上記課題を解決するために本発明は交流モータと、該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出力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た交流モータ駆動システムにおいて、該交流モータ駆動システムは、モータの回転座標系において直交する2つの制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両方の情報を用いて生成することを特徴とするものである。

30

【0047】

更に、本発明は車両駆動装置に、前述の交流モータの制御装置、又は、交流モータ駆動システムを備えたことを特徴とするものである。

【0048】

以上述べたように、本発明では、磁束と電流の非線形関数を準備し、それらを用いて、電圧指令生成部における各軸磁束偏差、および各軸磁束に相当する演算を実行することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在するPMモータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答を実現する。とりわけ、モータの回転座標系において直交するdq制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両偏差を用いて生成することを、解決手段における構成上の特徴とする。

40

【発明の効果】

【0049】

本発明によれば、磁束飽和が顕著で、軸間の干渉磁束が多く存在するモータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答が得られる。この結果、従来技術に比較して、制御系の安定性向上、オーバーシュート低減等の効果が得られる。

50

【図面の簡単な説明】

【0050】

【図1】本発明の実施形態1, 2における電圧指令生成部1。

【図2】杉本英彦 編著「ACサーボシステムの理論と設計の実際」(総合電子出版社) 4章記載の構成(従来技術3)。

【図3】理想的なPMモータの磁束と電流の関係模式図。

【図4】非線形なPMモータの磁束と電流の関係模式図。

【図5】(式23), (式24)および(式25)による電流と磁束の関係。

【図6】(式26), (式27)による電流と磁束の関係。

【図7】本発明の実施形態1, 2, 3, 4, 5, 6の全体構成(トルク制御系)を示すブロック図。 10

【図8】実施形態1, 3における(式23), (式24)および(式28)に基づくd軸磁束偏差演算部。

【図9】実施形態1, 3における(式25)および(式29)に基づくq軸磁束偏差演算部。

【図10】実施形態1における(式23), (式24)に基づくd軸磁束演算部。

【図11】実施形態1における(式25)に基づくq軸磁束演算部。

【図12】実施形態2, 4における(式26)および(式28)に基づくd軸磁束偏差演算部。

【図13】実施形態2, 4における(式27)および(式29)に基づくq軸磁束偏差演算部。 20

【図14】実施形態2における(式26)に基づくd軸磁束演算部。

【図15】実施形態2における(式27)に基づくq軸磁束演算部。

【図16】本発明の実施形態3, 4における電圧指令生成部200。

【図17】実施形態3における(式41), (式42)に基づくd軸模擬磁束演算部。

【図18】実施形態3における(式43)に基づくq軸模擬磁束演算部。

【図19】実施形態4における(式44)に基づくd軸模擬磁束演算部。

【図20】実施形態4における(式45)に基づくq軸模擬磁束演算部。

【図21】実施形態2, 4と従来技術2, 3における電流制御過渡応答を示すシミュレーション波形。 30

【図22】従来技術4(カスケード型ベクトル制御系)の原理説明図。

【図23】従来技術4におけるカスケード型ベクトル制御器の等価変換ブロック図(A)。

【図24】本発明の実施形態5における電圧指令生成部。

【図25】従来技術4におけるカスケード型ベクトル制御器の等価変換ブロック図(B)。

【図26】本発明の実施形態6における電圧指令生成部。

【図27】本発明の実施形態7の全体構成(位置センサレス速度制御系)を示すブロック図。

【図28】本発明の実施形態8の全体構成を示すブロック図。 40

【図29】実施形態8において利用可能な等価モータ回路例。

【図30】本発明の実施形態9で用いるテーブル・データ・フォーマット。

【図31】本発明の実施形態10による車両駆動装置の構成図。

【図32】本発明の実施形態11による電動後輪駆動車の構成図。

【発明を実施するための形態】

【0051】

次に、図1～図32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。

【 0 0 5 2 】

まず、本発明の実施形態を説明するために、従来技術を用いて説明する。従来技術での電圧指令生成部を図2を用いて説明する。図2に示す電圧指令生成部は、杉本英彦 編著「ACサーボシステムの理論と設計の実際」(総合電子出版社)4章記載内容(以下、従来技術3と記す)とほぼ同じ構成である。

【 0 0 5 3 】

図2において、 i_d^* はd軸電流指令値、 i_q^* はq軸電流指令値、 i_d はd軸電流検出値、 i_q はq軸電流検出値である。この従来技術3では、減算器102により i_d^* と i_d のd軸電流偏差 $i_{d\Delta}$ を演算し、減算器103により i_q^* と i_q のq軸電流偏差 $i_{q\Delta}$ を演算する。次に、ゲイン104において、電流偏差 $i_{d\Delta}$ にPMモータのd軸インダクタンス L_d を乗ずることで、d軸磁束偏差 $\Delta\phi_d$ を算出する。同様に、ゲイン109において、電流偏差 $i_{q\Delta}$ にPMモータのq軸インダクタンス L_q を乗ずることで、q軸磁束偏差 $\Delta\phi_q$ を算出する。こうして得られた $\Delta\phi_d$ 、 $\Delta\phi_q$ は、それぞれ各軸電流偏差 $i_{d\Delta}$ 、 $i_{q\Delta}$ に対応する各軸磁束成分の補償量と考えることができる。続くゲイン108、112では、それぞれ各軸の磁束偏差 $\Delta\phi_d$ 、 $\Delta\phi_q$ を電流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍し、それぞれ電圧非干渉制御前の電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* を演算する加算器121、122に入力することで、PMモータの巻線電流磁束を考慮した電流フィードバック制御系を各軸で構成している。一方、ゲイン $\text{acr}(\text{rad/s})$ 付の積分器105、110は、それぞれ各軸電流偏差 $i_{d\Delta}$ 、 $i_{q\Delta}$ を入力し、その積分値を電流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍した $i_{d\Delta}$ 、 $i_{q\Delta}$ を出力する。さらにゲイン107、112は、それぞれ $i_{d\Delta}$ 、 $i_{q\Delta}$ にPMモータ電機子巻線抵抗 R を乗じた値を出力し、電圧非干渉制御前の電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* を演算する加算器121、122に入力することで、PMモータの電機子巻線抵抗による電圧降下を考慮した電流フィードバック制御系を各軸で構成している。

【 0 0 5 4 】

さらに、図2の従来技術3では、直交する2つの制御軸の内、一方の軸上で定義される磁束により他軸に誘起される電圧を相殺する目的の電圧非干渉制御が、次の様に構成されている。d軸電圧指令値 v_d^* の生成に際して、ゲイン114において、 i_q に L_q を乗ずることで、q軸磁束 ϕ_q を演算し、乗算器116において、 ϕ_q にPMモータ回転子の電気角速度 ω_1 を乗ずることで、q軸磁束 ϕ_q がd軸方向に発生させる速度誘起電圧 ϕ_{q1} を演算する。減算器117では、電圧非干渉制御前のd軸電圧指令値 v_d^* から ϕ_{q1} を減じたd軸電圧指令値 v_d^* を出力する。これにより、PMモータ内部でd軸方向に発生するq軸磁束 ϕ_q 由来の速度誘起電圧 ϕ_{q1} を、相殺可能となる。q軸電圧指令値 v_q^* の生成に際しても同様であり、ゲイン115において、 i_d に L_d を乗ずることで、d軸電流磁束 ϕ_d を演算し、加算器120で ϕ_d にd軸方向の永久磁石磁束 ϕ_m を加算したd軸磁束 ϕ_d を算出し、乗算器118において、 ϕ_d にPMモータ回転子の電気角速度 ω_1 を乗ずることで、d軸磁束 ϕ_d がq軸と反対方向に発生させる速度誘起電圧 ϕ_{d1} を演算する。加算器119では、電圧非干渉制御前のq軸電圧指令値 v_q^* に ϕ_{d1} を加えたq軸電圧指令値 v_q^* を出力する。これにより、PMモータ内部でq軸と反対方向に発生するd軸磁束 ϕ_d 由来の速度誘起電圧 ϕ_{d1} を、相殺可能となる。

【 0 0 5 5 】

ただし、図2の従来技術3では、PMモータのd軸磁束および、q軸磁束には電流飽和が無く、また、d軸とq軸間の磁束の相互干渉作用も存在しない理想特性を前提としている。このような、理想的なPMモータの磁束と電流の関係模式図を、図3に示す。図3(a)はd軸電流 i_d とd軸磁束 ϕ_d の線形関係を示しており、その関係式は、d軸方向の永久磁石磁束を ϕ_m とすると、(式19)で表現できる。

【 0 0 5 6 】

【 数 1 9 】

$$\Phi_d(i_d) = L_d i_d + \phi_m$$

…(式19)

【 0 0 5 7 】

10

20

30

40

50

このとき、d軸磁束偏差 $\Delta\Phi_d$ は、(式19)の傾き ($=L_d$) にd軸電流偏差 Δi_d を乗じた値であり、(式20)で表現できる。

【0058】

【数20】

$$\Delta\Phi_d = \frac{d\Phi_d(i_d)}{di_d} \Delta i_d = L_d \Delta i_d \quad \dots(\text{式20})$$

【0059】

同様に、図3(b)はq軸電流 i_q とq軸磁束 Φ_q の線形関係を示しており、その関係式は、(式21)で表現できる。

【0060】

【数21】

$$\Phi_q(i_q) = L_q i_q \quad \dots(\text{式21})$$

【0061】

このとき、q軸磁束偏差 $\Delta\Phi_q$ は、(式21)の傾き ($=L_q$) にq軸電流偏差 Δi_q を乗じた値であり、(式22)で表現できる。

【0062】

【数22】

$$\Delta\Phi_q = \frac{d\Phi_q(i_q)}{di_q} \Delta i_q = L_q \Delta i_q \quad \dots(\text{式22})$$

【0063】

ここで、(式19)から(式22)において、確認すべき重要な事柄が2点存在する。1つ目は、電流偏差から磁束偏差を演算するゲイン104, 109は、それぞれ(式20), (式22)に対応し、各々(式19), (式21)のグラフの傾きを意味する点である。2つ目は、電流磁束を演算するゲイン114, 115は、それぞれ(式19)の右辺第一項と、(式21)のグラフの値に対応する点である。

【0064】

以上説明した、理想的なPMモータに対する電圧指令生成部の構成手段を、本発明では、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在するPMモータへの電圧指令生成部の構成に応用する。つまり、(式19)から(式22)に相当する各軸磁束偏差、および各軸磁束の演算式に対して、磁束と電流の非線形特性を導入する。本発明が制御対象とする非線形性の強いPMモータの磁束と電流の関係模式図を、図4に示す。図4(a)はd軸電流 i_d およびq軸電流 i_q がd軸磁束 Φ_d に及ぼす関係を模式的に表している。また、その関係式を、d軸方向の永久磁石磁束を ϕ_m 、定数を $k_1, k_2, k_3, k_4, K_{10}, I_{m0}$ とするとき、 $i_d > 0$ ならば(式23)で、 $i_d < 0$ ならば(式24)で近似的に与える。

【0065】

【数23】

$$\Phi_d(i_d, i_q) \Big|_{i_d > 0} = \frac{k_3 \cdot i_d}{(1 + k_4 \cdot i_d)} - K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q^2 + \phi_m \quad \dots(\text{式23})$$

【0066】

【数24】

$$\Phi_d(i_d, i_q) \Big|_{i_d < 0} = \frac{k_1 \cdot i_d}{(1 - k_2 \cdot i_d)} - K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q^2 + \phi_m \quad \dots(\text{式24})$$

【0067】

同様に図4(b)はd軸電流 i_d およびq軸電流 i_q がq軸磁束 Φ_q に及ぼす関係を模式的に表しており、その関係式を、定数を k_5, k_6, K_{20} とするとき(式25)で近似的に

10

20

30

40

50

与える。

【 0 0 6 8 】

【 数 2 5 】

$$\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{k_5 \cdot i_q}{(1 + k_6 \cdot |i_q|)} - K_{20} \cdot i_d \cdot i_q \quad \dots(\text{式25})$$

【 0 0 6 9 】

上記(式23)から(式25)の磁束演算式は、簡潔ながら磁束飽和や、d軸とq軸間の磁束の相互干渉作用を精度良く表現している。さらに、(式23)から(式25)とは異なるが、同程度に高精度な磁束演算を実現する近似式として、定数を $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6, I_0, I_1$ とすると、(式26), (式27)を用いても良い。

10

【 0 0 7 0 】

【 数 2 6 】

$$\Phi_d(i_d, i_q) = \frac{K_1}{1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|} \cdot (i_d + I_0) + \phi_0 \quad \dots(\text{式26})$$

【 0 0 7 1 】

【 数 2 7 】

$$\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{K_4}{1 + K_5|i_d + I_1| + K_6|i_q|} \cdot i_q \quad \dots(\text{式27})$$

20

【 0 0 7 2 】

以上の近似式(式23), (式24), (式25)もしくは、(式26), (式27)を(式19), (式21)の代わりに用いて電圧非干渉制御を行うことで、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在するPMモータに対しても、高精度な電圧非干渉制御を実現できる。さらに、電流フィードバック制御系で用いる i_d, i_q を、軸間の相互干渉磁束を考慮して、それぞれ(式28), (式29)で算出する。これら、(式28), (式29)は、従来技術3における(式20), (式22)を他軸電流の影響を考慮して拡張したものであり、本発明において、特徴的な演算である。

【 0 0 7 3 】

【 数 2 8 】

$$\Delta\Phi_d(i_d, i_q) = \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \Delta i_d + \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \Delta i_q \quad \dots(\text{式28})$$

30

【 0 0 7 4 】

【 数 2 9 】

$$\Delta\Phi_q(i_d, i_q) = \frac{\partial\Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \Delta i_d + \frac{\partial\Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} \Delta i_q \quad \dots(\text{式29})$$

【 0 0 7 5 】

以上の構成により、(式23)から(式27)がPMモータの非線形特性を正確に表現しておれば、PMモータ側の磁束飽和および軸間の相互干渉磁束に関わらず、高精度な制御が期待できる。そこで、(式23), (式24)および(式25)の近似レベルを、あるモータを例に、磁界解析により算出した目標値と比較してみる。

40

【 0 0 7 6 】

図5(a)は、横軸に i_d をとり、 i_q を0A, 100A, 200A, 300Aと変化した時の磁束 Φ_d について、磁界解析により算出した目標値と(式23), (式24)の関数式で算出した近似値とを比較したグラフである。また、図5(b)は、横軸に i_q をとり、 i_d を-200A, -100A, 0A, 100A, 200Aと変化した時の磁束 Φ_q について、磁界解析により算出した目標値と(式25)の関数式で算出した近似値を

50

比較したグラフである。

【0077】

同様に、図6(a)は、横軸に i_d をとり、 i_q を0A, 100A, 200A, 300Aと変化させた時の磁束 ϕ_d について、磁界解析により算出した目標値と(式26), (式27)の関数式で算出した近似値とを比較したグラフである。また、図6(b)は、横軸に i_q をとり、 i_d を-200A, -100A, 0A, 100A, 200Aと変化させた時の磁束 ϕ_q について、磁界解析により算出した目標値と(式27)の関数式で算出した近似値を比較したグラフである。

【0078】

図5(a), (b)および図6(a), (b)の比較結果より、(式23)から(式27)の関数式近似を用いることにより、磁気飽和やdq軸間干渉の影響が強く、非線形な特性のモータに対しても、 i_d, i_q がd軸磁束 ϕ_d や、q軸磁束 ϕ_q へ与える影響を良好に近似できることが確認できる。ゆえに、(式23)から(式27)の i_d, i_q による偏微分関数を含む(式28), (式29)の高精度な演算も実現可能である。

【0079】

以上述べたように、本発明では、磁束と電流の非線形関数を準備し、それらを用いて、電圧指令生成部における各軸磁束偏差、および各軸磁束に相当する演算を実行することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在するPMモータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答を実現する。とりわけ、モータの回転座標系において直交するdq制御軸の内、一方の軸上で定義される前記電力変換器への電圧指令値を、同一の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差、および、他方の軸上で定義される電流指令値と電流検出値との偏差の両偏差を用いて生成することを特徴とするものである。

【0080】

次に、本発明の詳細な実施例を図面を用いて説明する。

【0081】

〔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における電圧指令生成部1の構成を示すブロック図である。また、図7は、図1で構成する電圧指令生成部1を利用してトルク制御系を構成したブロック図である。本実施形態1の制御装置は、図7に示すように、PMモータ33にトルク指令 T^* を与えるトルク指令発生部30と、トルク指令発生部30の出力するトルク指令 T^* に対してトルク定数 k_t の逆数倍ゲインを与えてq軸電流指令値 i_q^* を発生するゲイン31と、d軸電流指令値 i_d^* を発生する i_d^* 発生部32と、 i_d^*, i_q^* およびd軸電流検出値 i_d , q軸電流検出値 i_q , PMモータ33の電気角速度 ω_1 を入力し、dq座標逆変換部37に対してd軸電圧指令値 v_d^* とq軸電圧指令値 v_q^* とを出力する電圧指令生成部1と、PMモータ33の回転子位置情報を提供する位置検出器34と、位置検出器34の出力信号を入力し回転子の電気角 θ_c を出力する電気角演算部35と、位置検出器34の出力信号を入力しPMモータ回転子の電気角速度 ω_1 を出力する電気角速度演算部36と、 v_d^*, v_q^* を、電気角 θ_c 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37と、三相交流電圧指令に基づいて三相交流電圧を発生するPWMインバータ38と、PWMインバータ38の出力するU相電流 i_u を検出するU相電流検出器39と、PWMインバータ38の出力するW相電流 i_w を検出する電流検出器40と、検出した電流 i_u, i_w を、電気角 θ_c によって、PMモータの回転座標系において直交するd, q各軸上の成分 i_d, i_q に座標変換するdq座標変換部41からなる。

【0082】

さらに、本実施形態1において、特徴的な構造を有する電圧指令生成部1は、図1に示す通り、d軸電流指令値 i_d^* とd軸電流検出値 i_d とのd軸電流偏差 Δi_d を演算する減算器2と、q軸電流指令値 i_q^* とq軸電流検出値 i_q とのq軸電流偏差 Δi_q を演算する減算器3と、 $i_d, i_q, \Delta i_d, \Delta i_q$ を入力し、(式28)に従いd軸磁束偏差 $\Delta \phi_d(i_d, i_q)$ を演算するd軸磁束偏差演算部4と、d軸電流偏差 Δi_d を入力し、その積分値を電

10

20

30

40

50

流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍した i_d を出力する積分演算器 5 と、 i_d を入力し、PM モータ 33 の電機子巻線抵抗 R 倍するゲイン 7 と、 d 軸磁束偏差 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を入力し、電流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍するゲイン 8 と、ゲイン 7 とゲイン 8 の出力を加算し電圧非干渉制御前の d 軸電圧指令値 v_d^* を出力する加算器 6 と、 i_d, i_q, i_d, i_q を入力し、(式 29) に従い q 軸磁束偏差 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を演算する q 軸磁束偏差演算部 9 と、 q 軸電流偏差 i_q を入力し、その積分値を電流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍した i_q を出力する積分演算器 10 と、 i_q を入力し、PM モータ 33 の電機子巻線抵抗 R 倍するゲイン 12 と、 q 軸磁束偏差 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を入力し、電流制御応答角周波数 $\text{acr}(\text{rad/s})$ 倍するゲイン 13 と、ゲイン 12 とゲイン 13 の出力を加算し電圧非干渉制御前の q 軸電圧指令値 v_q^* を出力する加算器 11 と、 i_q, i_d を入力し、(式 25) に基づいて q 軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を演算する q 軸磁束演算部 14 と、 i_q, i_d を入力し、(式 23), (式 24) に基づいて d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を演算する d 軸磁束演算部 15 と、 $\Phi_q(i_d, i_q)$ に PM モータ回転子の電気角速度 ω_1 を乗じて q 軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ が d 軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{q1} を演算する乗算器 16 と、 v_d^* から v_{q1} を減算し、電圧非干渉制御を施した d 軸電圧指令値 v_d^* を出力する減算器 17 と、 $\Phi_d(i_d, i_q)$ に ω_1 を乗じて d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ が q 軸と反対方向に発生させる速度誘起電圧 v_{d1} を演算する乗算器 18 と、 v_q^* から v_{d1} を減算し、電圧非干渉制御を施した q 軸電圧指令値 v_q^* を出力する加算器 19 とからなる。

10

【0083】

20

次に、 d 軸磁束偏差演算部 4 の内部構成について、図 8 を用いて説明する。図 8 において、 i_d, i_q を入力変数とし、 d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を i_d で偏微分した $\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_d$ を出力する演算ブロック 50 を有し、定数 k_3, k_4, K_{10} をパラメータとして事前に与えておき、(式 30) の右辺を演算することにより $i_d = 0$ のときの結果を出力する関数演算部 51 と、定数 k_1, k_2, K_{10} をパラメータとして事前に与えておき、(式 31) の右辺を演算することにより $i_d < 0$ のときの結果を出力する関数演算部 52 と、関数演算部 51 および関数演算部 52 の出力を入力し、 $i_d = 0$ ならば関数演算部 51 の出力を採用し、 $i_d < 0$ ならば関数演算部 52 の出力を採用し、 $\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_d$ として出力する選択手段 53 を備える。また、 i_d, i_q を入力変数とし、 d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を i_q で偏微分した $\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_q$ を出力する関数演算部 56 を有し、定数 K_{10}, I_{m0} をパラメータとして事前に与えておき、(式 32) の右辺を演算する。乗算器 54 は、 d 軸電流偏差 i_d と演算ブロック 50 の出力する $\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_d$ とを乗算し、(式 28) の右辺第一項目として $(\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_d) \cdot i_d$ を出力する。乗算器 57 は q 軸電流偏差 i_q と関数演算部 56 の出力する $\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_q$ とを乗算し、(式 28) の右辺第二項目として $(\partial\Phi_d(i_d, i_q)/\partial i_q) \cdot i_q$ を出力する。加算器 55 は (式 28) の右辺第一項目と右辺第二項目を加算する演算に相当し、乗算器 54 と乗算器 57 の出力を加算し、 d 軸磁束偏差 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を出力する。

30

【0084】

【数 30】

40

$$\left. \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d > 0} = \frac{k_3}{(1+k_4 \cdot i_d)^2} - K_{10} \cdot i_q^2 \quad \dots(\text{式}30)$$

【0085】

【数 31】

$$\left. \frac{\partial\Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d < 0} = \frac{k_1}{(1-k_2 \cdot i_d)^2} - K_{10} \cdot i_q^2 \quad \dots(\text{式}31)$$

【0086】

【数32】

$$\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} = -2K_{10} \cdot (i_d + I_{m0}) \cdot i_q \quad \dots(\text{式32})$$

【0087】

次に、q軸磁束偏差演算部9の内部構成について、図9を用いて説明する。図9において、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を i_d で偏微分した $\Phi_q(i_d, i_q) / i_d$ を出力する関数演算部60と、定数 K_{20} をパラメータとして事前に与えておき、(式33)の右辺を演算する。また、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を i_q で偏微分した $\Phi_q(i_d, i_q) / i_q$ を出力する関数演算部63を有し、定数 k_5, k_6, K_{20} をパラメータとして事前に与えておき、(式34)の右辺を演算する。乗算器61は、d軸電流偏差 i_d と関数演算部60の出力する $\Phi_q(i_d, i_q) / i_d$ とを乗算し、(式29)の右辺第一項目として $(\Phi_q(i_d, i_q) / i_d) \cdot i_d$ を出力する。乗算器64はq軸電流偏差 i_q と関数演算部63の出力する $\Phi_q(i_d, i_q) / i_q$ とを乗算し、(式29)の右辺第二項目として $(\Phi_q(i_d, i_q) / i_q) \cdot i_q$ を出力する。加算器62は(式29)の右辺第一項目と右辺第二項目を加算する演算に相当し、乗算器61と乗算器64の出力を加算し、q軸磁束偏差 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を出力する。

10

【0088】

【数33】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} = -K_{20} \cdot i_q \quad \dots(\text{式33})$$

20

【0089】

【数34】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{k_5}{(1 + k_6 \cdot |i_q|)^2} - K_{20} \cdot i_d \quad \dots(\text{式34})$$

【0090】

次に、d軸磁束演算部15の内部構成について、図10を用いて説明する。図10において、 i_d, i_q を入力変数とし、 $i_d = 0$ のときのd軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を出力する関数演算部70を有し、定数 k_3, k_4, K_{10}, I_{m0} および永久磁石磁束 Φ_m をパラメータとして事前に与えておき、(式23)の右辺を演算する。また、 i_d, i_q を入力変数とし、 $i_d < 0$ のときのd軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を出力する関数演算部71を有する。定数 k_1, k_2, K_{10}, I_{m0} および永久磁石磁束 Φ_m をパラメータとして事前に与えておき、(式24)の右辺を演算する。関数演算部70と関数演算部71の各出力結果を入力とし、 $i_d = 0$ ならば、関数演算部70の出力を選択し、 $i_d < 0$ ならば、関数演算部71の出力を選択する選択手段72を有し、d軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を出力する。

30

【0091】

次に、q軸磁束演算部14の詳細について、図11を用いて説明する。図11において、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理を実施する関数演算処理手段14であり、定数 k_5, k_6, K_{20} をパラメータとして事前に与えておき、(式25)の右辺を演算し出力する。

40

【0092】

以上述べた、本実施形態1では、トルク制御系において(式23)、(式24)、(式25)で表現される磁束演算式を導入することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在するPMモータに対しても、設定通りの電流制御過渡応答が実現される。

【0093】

50

〔実施形態 2〕

実施形態 1 では、トルク制御系において（式 23）、（式 24）、（式 25）で表現される磁束演算式を導入したが、以下説明する実施形態 2 は、実施形態 1 と同一構成のトルク制御系に対して（式 26）、（式 27）で表現される別の磁束演算式を導入したものである。このため、本実施形態 2 においても、電圧指令生成部 1 の構成を示す図 1、および図 1 に示す電圧指令生成部 1 を内包したトルク制御系の構成を示す図 7 は同一である。

【0094】

実施形態 1 との相違点は、実施形態 1 における d 軸磁束偏差演算部 4、q 軸磁束偏差演算部 9、q 軸磁束演算部 14、および d 軸磁束演算部 15 を、各々後述する d 軸磁束偏差演算部 80、q 軸磁束偏差演算部 90、q 軸磁束演算部 98、および d 軸磁束演算部 99

10

【0095】

まず、d 軸磁束偏差演算部 80 の内部構成について、図 12 を用いて説明する。図 12 において、 i_d 、 i_q を入力変数とし、d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を i_d で偏微分した $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ を出力する関数演算部 81 と、定数 K_1 、 K_2 、 K_3 、 I_0 をパラメータとして事前に与えておき、（式 35）の右辺を演算する。 i_d 、 i_q を入力変数とし、d 軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を i_q で偏微分した $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ を出力する演算ブロック 84 を有する。定数 K_1 、 K_2 、 K_3 、 I_0 をパラメータとして事前に与えておき、（式 36）の右辺を演算することにより $i_q \geq 0$ のときの結果を出力する関数演算部 85 と、定数 K_1 、 K_2 、 K_3 、 I_0 をパラメータとして事前に与えておき、（式 37）の右辺を演算

20

することにより $i_q < 0$ のときの結果を出力する関数演算部 86 と、関数演算部 85 およ

び関数演算部 86 の出力を入力し、 $i_q \geq 0$ ならば関数演算部 85 の出力を採用し、 $i_q < 0$ ならば関数演算部 86 の出力を採用し、 $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ として出力する選択手段 87 を備える。

【0096】

乗算器 82 は、d 軸電流偏差 i_d と関数演算部 81 の出力する $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ とを乗算し、（式 28）の右辺第一項目として $\left(\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}\right) i_d$ を出力する。乗算器 88 は q 軸電流偏差 i_q と演算ブロック 84 の出力する $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ とを乗算し、（式 28）の右辺第二項目として $\left(\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q}\right) i_q$ を出力する。加算器 83 は（式 28）の右辺第一項目と右辺第二項目を加算する

30

演算に相当し、乗算器 82 と乗算器 88 の出力を加算し、d 軸磁束偏差 $\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ を出力する。

【0097】

【数 35】

$$\frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \frac{K_1(1 + K_3|i_q|)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}35)$$

【0098】

【数 36】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \right|_{i_q > 0} = \frac{-K_1 K_3 (i_d + I_0)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}36)$$

40

【0099】

【数 37】

$$\left. \frac{\partial \Phi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} \right|_{i_q < 0} = \frac{K_1 K_3 (i_d + I_0)}{(1 + K_2|i_d + I_0| + K_3|i_q|)^2} \quad \dots(\text{式}37)$$

50

【 0 1 0 0 】

次に、q軸磁束偏差演算部90の内部構成について、図13を用いて説明する。図13において、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を i_d で偏微分した $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ を出力する演算ブロック600と、定数 K_4, K_5, K_6, I_1 をパラメータとして事前に与えておき、(式38)の右辺を演算することにより $i_d + I_1 > 0$ のときの結果を出力する関数演算部91と、定数 K_4, K_5, K_6, I_1 をパラメータとして事前に与えておき、(式39)の右辺を演算することにより $i_d + I_1 < 0$ のときの結果を出力する関数演算部92と、関数演算部91および関数演算部92の出力を入力し、 $i_d + I_1 > 0$ ならば関数演算部91の出力を採用し、 $i_d + I_1 < 0$ ならば関数演算部92の出力を採用し、 $\Phi_q(i_d, i_q) / i_d$ として出力する選択手段93を備える。また、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を i_q で偏微分した $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ を出力する関数演算部96を有し、定数 K_4, K_5, K_6, I_1 をパラメータとして事前に与えておき、(式40)の右辺を演算する。乗算器94は、d軸電流偏差 i_d と演算ブロック500の出力する $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d}$ とを乗算し、(式29)の右辺第一項目として $(\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d}) i_d$ を出力する。乗算器97はq軸電流偏差 i_q と関数演算部96の出力する $\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q}$ とを乗算し、(式29)の右辺第二項目として $(\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q}) i_q$ を出力する。加算器95は(式29)の右辺第一項目と右辺第二項目を加算する演算に相当し、乗算器94と乗算器97の出力を加算し、q軸磁束偏差 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を出力する。

10

【 0 1 0 1 】

【数38】

$$\left. \frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d + I_1 > 0} = \frac{-K_4 K_5 i_q}{\{1 + K_5 |i_d + I_1| + K_6 |i_q|\}^2} \quad \dots \text{(式38)}$$

20

【 0 1 0 2 】

【数39】

$$\left. \frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \right|_{i_d + I_1 < 0} = \frac{K_4 K_5 i_q}{\{1 + K_5 |i_d + I_1| + K_6 |i_q|\}^2} \quad \dots \text{(式39)}$$

30

【 0 1 0 3 】

【数40】

$$\frac{\partial \Phi_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{K_4 (1 + K_5 |i_d + I_1|)}{\{1 + K_5 |i_d + I_1| + K_6 |i_q|\}^2} \quad \dots \text{(式40)}$$

【 0 1 0 4 】

次に、d軸磁束演算部99の詳細について、図14を用いて説明する。図14において、 i_d, i_q を入力変数とし、d軸磁束 $\Phi_d(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理部99は、定数 K_1, K_2, K_3, I_0, I_0 をパラメータとして事前に与えておき、(式26)の右辺を演算し出力する。

40

【 0 1 0 5 】

次に、q軸磁束演算部98の詳細について、図15を用いて説明する。図15において、 i_d, i_q を入力変数とし、q軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理部98は、定数 K_4, K_5, K_6, I_1 をパラメータとして事前に与えておき、(式27)の右辺を演算し出力する。

【 0 1 0 6 】

以上述べた、本実施形態2では、トルク制御系において(式26)、(式27)で表現される磁束演算式を導入することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く

50

存在するPMモータに対しても、実施形態1と同様に、設定通りの電流制御過渡応答が実現される。

【0107】

〔実施形態3〕

実施形態1では、電圧非干渉制御に用いるd軸磁束_dおよびq軸磁束_qの算出に際して、d軸電流検出値_{i_d}、およびq軸電流検出値_{i_q}を用いたが、以下説明する実施形態3では、実施形態1と同一構成のトルク制御系に対して、d軸電流指令値_{i_d^{*}}、q軸電流指令値_{i_q^{*}}を用いた、電圧非干渉制御を行う。このため、本実施形態3においても、トルク制御系の全体構成は実施形態1と同じく図7である。

【0108】

実施形態1との相違点は、実施形態1の電圧指令生成部1におけるd軸磁束_dおよびq軸磁束_qを、図16に示す電圧指令生成部200の如く、d軸模擬磁束_dおよびq軸模擬磁束_qに置き換えた点のみである。

【0109】

まず、本実施形態3の特徴である電圧指令生成部200の内部構成について、図16を用いて説明する。図16において、符号2-13、および符号16-18の構成は実施形態1における説明と同一もしくは同等の構成である。また、d軸磁束偏差演算部4には、図8に示したd軸磁束偏差演算部4を、q軸磁束偏差演算部9には、図9に示したq軸磁束偏差演算部9を用いる。

【0110】

q軸電流指令値_{i_q^{*}}を入力し、q軸電流模擬値_{i_q}を出力する一次遅れフィルタ201は、そのカットオフ角周波数を、電流制御応答角周波数_{acr (rad/s)}に等しく設定する。同様に、d軸電流指令値_{i_d^{*}}を入力し、d軸電流模擬値_{i_d}を出力する一次遅れフィルタ202はそのカットオフ角周波数を、電流制御応答角周波数_{acr (rad/s)}に等しく設定する。一次遅れフィルタ201, 202の出力する_{i_d}, _{i_q}を入力し、(式41)に基づいてq軸模擬磁束_{q (i_d, i_q)}を演算するq軸模擬磁束演算部203を有し、一次遅れフィルタ201, 202の出力する_{i_d}, _{i_q}を入力し、(式42), (式43)に基づいてd軸模擬磁束_{d (i_d, i_q)}を演算するd軸模擬磁束演算部204を有する。そして、乗算器16, 18において、これらq軸模擬磁束_{q (i_d, i_q)}, _{d (i_d, i_q)}にPMモータ回転子の電気角速度_{ω₁}を乗

【0111】

【数41】

$$\Phi'_q(i'_d, i'_q) = \frac{k_5 \cdot i'_q}{(1 + k_6 \cdot |i'_q|)} - K_{20} \cdot i'_d \cdot i'_q \quad \dots(式41)$$

【0112】

【数42】

$$\Phi'_d(i'_d, i'_q) \Big|_{i'_q \geq 0} = \frac{k_3 \cdot i'_d}{(1 + k_4 \cdot i'_d)} - K_{10} \cdot (i'_d + I_{m0}) \cdot i_q'^2 + \phi_m \quad \dots(式42)$$

【0113】

【数43】

$$\Phi'_d(i'_d, i'_q) \Big|_{i'_q < 0} = \frac{k_1 \cdot i'_d}{(1 - k_2 \cdot i'_d)} - K_{10} \cdot (i'_d + I_{m0}) \cdot i_q'^2 + \phi_m \quad \dots(式43)$$

【0114】

次に、d軸模擬磁束演算部204の内部構成について、図17を用いて説明する。図17において、_{i_d}, _{i_q}を入力変数とし、_{i_d} = 0のときのd軸模擬磁束_{d (i_d}

10

20

30

40

50

、 i_q) を出力する関数演算部 210 は、定数 k_3, k_4, K_{10}, I_{m0} および永久磁石磁束 m をパラメータとして事前に与えておき、(式 23) の入力変数を i_d, i_q から i_d, i_q に置換した(式 42) の右辺を演算する。また、 i_d, i_q を入力変数とし、 $i_d < 0$ のときの d 軸模擬磁束 $d(i_d, i_q)$ を出力する関数演算部 211 は、定数 k_1, k_2, K_{10}, I_{m0} および永久磁石磁束 m をパラメータとして事前に与えておき、(式 24) の入力変数を i_d, i_q から i_d, i_q に置換した(式 43) の右辺を演算する。関数演算部 210 と関数演算部 211 の各出力結果を入力とし、 $i_d = 0$ ならば、関数演算部 210 の出力を選択し、 $i_d < 0$ ならば、関数演算部 211 の出力を選択する選択手段 212 は、d 軸模擬磁束 $d(i_d, i_q)$ を出力する。

【0115】

次に、q 軸模擬磁束演算部 203 の詳細について、図 18 を用いて説明する。図 18 において、 i_d, i_q を入力変数とし、q 軸模擬磁束 $q(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理を実施する q 軸模擬磁束演算部 203 は、定数 k_5, k_6, K_{20} をパラメータとして事前に与えておき、(式 25) の入力変数を i_d, i_q から i_d, i_q に置換した(式 41) の右辺を演算し出力する。

【0116】

以上述べた、本実施形態 3 では、トルク制御系において、d 軸電流指令値 i_d^* 、q 軸電流指令値 i_q^* を用いた、電圧非干渉制御を行うが、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モータに対しても、実施形態 1 と同様に、設定通りの電流制御過渡応答が実現される。

【0117】

〔実施形態 4〕

実施形態 3 では、トルク制御系において実施形態 1 と同様に(式 23)、(式 24)、(式 25) で表現される磁束演算式を導入したが、以下説明する実施形態 4 では、実施形態 3 と同一構成のトルク制御系に対して(式 26)、(式 27) で表現される別の磁束演算式を導入する。このため、本実施形態 4 においても、電圧指令生成部 200 の構成を示す図 16、および図 16 に示す電圧指令生成部 200 を内包したトルク制御系の構成を示す図 7 は同一である。

【0118】

実施形態 3 との相違点は、実施形態 3 における d 軸磁束偏差演算部 4、q 軸磁束偏差演算部 9、q 軸模擬磁束演算部 203、および d 軸模擬磁束演算部 204 を、各々 d 軸磁束偏差演算部 80、q 軸磁束偏差演算部 90、q 軸模擬磁束演算部 223、および d 軸模擬磁束演算部 224 に置き換えた点である。このうち、d 軸磁束偏差演算部 80、q 軸磁束偏差演算部 90 については、実施形態 2 で説明済である。そこで、まず、d 軸模擬磁束演算部 224 の詳細について、図 19 を用いて説明する。図 19 において、 i_d, i_q を入力変数とし、d 軸模擬磁束 $d(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理を実施する d 軸模擬磁束演算部 224 は、定数 K_1, K_2, K_3, I_0, I_0 をパラメータとして事前に与えておき、(式 26) の入力変数を i_d, i_q から i_d, i_q に置換した(式 44) の右辺を演算し出力する。

【0119】

次に、q 軸模擬磁束演算部 223 の詳細について、図 20 を用いて説明する。図 20 において、 i_d, i_q を入力変数とし、q 軸模擬磁束 $q(i_d, i_q)$ を出力する関数演算処理を実施する q 軸模擬磁束演算部 223 は、定数 K_4, K_5, K_6, I_1 をパラメータとして事前に与えておき、(式 27) の入力変数を i_d, i_q から i_d, i_q に置換した(式 45) の右辺を演算し出力する。

【0120】

【数 44】

$$\Phi'_d(i'_d, i'_q) = \frac{K_1}{1 + K_2 |i'_d + I_0| + K_3 |i'_q|} \cdot (i'_d + I_0) + \phi_0 \quad \dots \text{(式 44)}$$

10

20

30

40

50

【 0 1 2 1 】

【 数 4 5 】

$$\Phi'_q(i'_d, i'_q) = \frac{K_4}{1 + K_5|i'_d + I_1| + K_6|i'_q|} \cdot i'_q \quad \dots(\text{式}45)$$

【 0 1 2 2 】

以上述べた、本実施形態 4 では、実施形態 3 と同一構成のトルク制御系に対して、(式 2 6)、(式 2 7) で表現される磁束演算式を導入することにより、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する P M モータに対しても、実施形態 3 と同様に、設定通りの電流制御過渡応答が実現される。

10

【 0 1 2 3 】

ここで、以上示した実施形態 2, 4 の電流制御過渡応答シミュレーション波形を、従来技術 2, 3 と比較して図 2 1 に示す。シミュレーションに用いる P M モータのモデル式には、(式 2 6)、(式 2 7) を i_d, i_q について解き直した関数を用いた。また、電流指令値は、 $i_d^* = 0$ [A] としたまま、 i_q^* を時刻 1.0 [s] において、0 [A] から磁束飽和が顕著に発生する 400 [A] までステップ状に変化させた。図 2 1 において、図 2 1 (a) は q 軸電流 i_q の過渡応答結果であり、図 2 1 (b) は d 軸電流 i_d の過渡応答結果である。また、波形 2 3 0, 2 3 4 が、磁束飽和を全く考慮していない従来技術 3 に対応し、波形 2 3 1, 2 3 5 が、電流フィードバック制御に磁束飽和を考慮するも d 軸と q 軸間の磁束干渉作用までは考慮していない従来技術 2 に対応し、波形 2 3 2, 2 3 6, 2 3 3, 2 3 7 が実施形態 2, 4 に対応し、殆ど同一波形となる。以上の結果から、従来技術 3 では、q 軸電流の立ち上がり波形 2 3 0 が、理想的な一次遅れ波形から外れるだけでなく、本来 $i_d = 0$ [A] に維持されるべき d 軸電流波形 2 3 4 が 0 [A] から大きく変動することが確認できる。一方、従来技術 2 では、q 軸電流の立ち上がり波形 2 3 1 は理想的な一次遅れ波形となるが、d 軸電流波形 2 3 5 は 0 [A] から変動する。これに対して、実施形態 2, 4 では、q 軸電流の立ち上がり波形 2 3 2, 2 3 3 が理想的な一次遅れ波形となり、さらに、d 軸電流波形 2 3 6, 2 3 7 が 0 [A] を維持することが確認できる。こうした優れた制御性能は、上記実施形態において、d 軸と q 軸間の磁束の相互干渉作用までを考慮したフィードバック制御系を構成した効果と考えられる。

20

【 0 1 2 4 】

〔 実施形態 5 〕

本実施形態 5 では、既述した図 7 に示すトルク制御系における電圧指令生成部 3 0 0 として、図 2 4 を用いる。図 2 4 は、平成 1 6 年電気学会産業応用部門大会予稿集、No. 1 - 1 2、I (平 1 6 - 8) 「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式における安定性解析」において、戸張、遠藤、岩路、伊藤らが提案している「カスケード型ベクトル制御系」(以下、従来技術 4 と記す) に対して、前記実施形態 1 または前記実施例 2 と同じく(式 2 3)、(式 2 4)、(式 2 5) または、(式 2 6)、(式 2 7) で表現される磁束演算式を導入した構成を特徴とする。

30

【 0 1 2 5 】

そこでまず、本実施形態 5 を構成する基礎の従来技術 4 について図 2 2 を用いて説明しておく。図 2 2 は、従来技術 4 の構成原理を表現したブロック線図であり、図 2 2 において、d 軸電圧指令値 v_d^* と q 軸電圧指令値 v_q^* とを、それぞれ d 軸方向、q 軸方向への印加電圧成分とし、その結果として d 軸電流検出値 i_d および q 軸電流検出値 i_q を、それぞれ d 軸方向、q 軸方向への流入電流成分とするモータモデル 2 6 6 と、 i_d^* 、 i_q^* はそれぞれ d 軸電流指令値、および q 軸電流指令値、 i_d^* から i_d を減算し、軸電流偏差 i_d を演算する減算器 2 6 2 と、 i_q^* から i_q 減算し、軸電流偏差 i_q を演算する減算器 2 6 3 と、 i_d を入力し、第 2 の d 軸電流指令値 i_d^{**} を演算するゲイン acr 付の積分器 2 6 0 と、 i_q を入力し、第 2 の q 軸電流指令値 i_q^{**} を演算するゲイン acr 付の積分器 2 6 1、 i_d^{**} 、 i_q^{**} を入力し、 v_d^* 、 v_q^* を出力するモータモデル 2 6 6 の逆伝達関数特性を実現したモータ逆モデル 2 6 7 である。また、モータモデル 2 6 6 において、回転子静

40

50

止状態におけるd軸方向に関する i_d の v_d^* に対する伝達特性を表現するブロック250であり、 R はモータの電機子巻線抵抗、 L_d はモータのd軸インダクタンス、 s はプラスの演算子を意味する。同様に、回転子静止状態におけるq軸方向に関する i_q の v_q^* に対する伝達特性を表現するブロック251であり、 L_q はモータのq軸インダクタンスを意味する。 i_q にモータ回転子の電気角速度 ω_1 と L_q を乗ずることで、 i_q がd軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{q1} を演算する演算器252。演算した速度誘起電圧 v_{q1} を v_d^* に加算することで、d軸方向電圧に反映させる加算器254、 i_d にモータ回転子の電気角速度 ω_1 と L_d を乗ずることで、 i_d がq軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{d1} を演算する演算器253。演算した速度誘起電圧 v_{d1} と永久磁石磁束 ψ_m による速度誘起電圧 v_{1m} とを、 v_q^* から減算することで、q軸方向電圧に反映させる減算器255である。これに対して、モータ逆モデル267では、ブロック250、251の逆伝達特性ブロックとして、各々逆伝達特性ブロック256、257をモータモデル266のブロック250、251に対して直列に配している。これにより、速度誘起電圧の影響を無視すれば、モータ逆モデル267とモータモデル266を図22の如く直列接続したブロックでは、トータルの伝達関数が1となり、入力と出力が理論的には一致する。即ち、 $i_d^* = i_d$ 、 $i_q^* = i_q$ が成立する。ここで、 $i_d^* = i_d$ 、 $i_q^* = i_q$ が成立していると仮定すれば、 i_q^* にモータ回転子の電気角速度 ω_1 と L_q を乗ずる演算器258の出力は v_{q1} に等しくなり、これを減算器264において、逆伝達特性ブロック256の出力から減ずることで、モータモデル266内部において、 i_q がd軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{q1} を相殺できる。同様に、 i_d^* にモータ回転子の電気角速度 ω_1 と L_d を乗ずる演算器259の出力は v_{d1} に等しくなり、これと v_{1m} とを加算器265において、逆伝達特性ブロック257の出力に加算することで、モータモデル266内部において、 i_d がd軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{d1} と、永久磁石磁束 ψ_m による速度誘起電圧 v_{1m} とを相殺できる。かくして、図22においては、モータ内部における速度誘起電圧に関係なく、常に $i_d^* = i_d$ 、 $i_q^* = i_q$ が成立する。よって、各軸の電流制御系の閉ループ中には、ゲイン acr 付の積分器260、261が各々存在するだけとなり、それらの閉ループ特性は、ゲイン交差角周波数 acr (rad/s)の一次遅れ特性となる。

【0126】

図23は、図21に示した従来技術4の原理説明図におけるカスケード型ベクトル制御器268を等価変換したブロック図である。図23において、符号102-105、107-110、112、113、121、122の構成および、 i_d^* 、 i_q^* 、 i_d 、 i_q 、 v_d^* 、 v_q^* 、 v_d 、 v_q 、 ω_1 、 v_{d1} 、 v_{q1} 、 v_{d1} 、 v_{q1} 、 ψ_m は従来技術3(図2)と同一及び同等である。また、積分器280はゲイン108の出力を入力し、d軸電流模擬磁束 i_d を演算し、加算器286で i_d にd軸方向の永久磁石磁束 ψ_m を加算したd軸模擬磁束 i_{d1} を算出し、乗算器281において、 i_{d1} にPMモータ回転子の電気角速度 ω_1 を乗ずることで、d軸模擬磁束 i_{d1} がq軸と反対方向に発生させる速度誘起電圧 v_{d1} を演算する。加算器285では、電圧非干渉制御前のq軸電圧指令値 v_q^* に v_{d1} を加算したd軸電圧指令値 v_q^* を出力する。これにより、PMモータ内部でq軸と反対方向に発生するd軸模擬磁束 i_{d1} 由来の速度誘起電圧 v_{d1} を相殺する。d軸電圧指令値 v_d^* の生成に際しても同様であり、積分器282でゲイン113の出力からq軸模擬磁束 i_q を演算し、乗算器283において、 i_q に ω_1 を乗ずることで、q軸模擬磁束 i_q がd軸方向に発生させる速度誘起電圧 v_{q1} を演算する。減算器284では、電圧非干渉制御前のd軸電圧指令値 v_d^* から v_{q1} を減じたd軸電圧指令値 v_d^* を出力する。これにより、PMモータ内部でd軸方向に発生するq軸模擬磁束 i_q 相当の速度誘起電圧 v_{q1} を相殺する。

【0127】

以上説明した図23のカスケード型ベクトル制御器の等価変換ブロック図(A)に対して(式23)、(式24)、(式25)で表現される磁束演算式、または(式26)、(式27)で表現される別の磁束演算式を導入する。その電圧指令生成部300の構成は、図24であり、図23におけるゲイン104を、 i_d 、 i_q 、 i_d 、 i_q を入力し、(式

10

20

30

40

50

28) に従い d 軸磁束偏差 $\phi_d(i_d, i_q)$ を演算する前記 d 軸磁束偏差演算部 4、または、前記 d 軸磁束偏差演算部 80 に置換し、図 23 におけるゲイン 109 を、 i_d, i_q, i_d, i_q を入力し、(式 29) に従い q 軸磁束偏差 $\phi_q(i_d, i_q)$ を演算する前記 q 軸磁束偏差演算部 9、または、前記 q 軸磁束偏差演算部 90 に置換したものである。但し、(式 26)、(式 27) で表現される磁束演算式を導入する、場合には、永久磁石磁束 ϕ_m を(式 46) で算出する。

【0128】

【数 46】

$$\phi_m = \frac{K_1 I_0}{1 + K_2 |I_0|} + \phi_0 \quad \dots(\text{式46})$$

10

【0129】

本実施形態 5 によれば、カスケード型ベクトル制御器の特長とされる、低サンプリング演算周期で電流制御を行った場合での高速回転域における高安定性と、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モータに対する、電流制御過渡応答精度の両立が実現される。

【0130】

〔実施形態 6〕

本実施形態 6 では、既述した図 7 に示すトルク制御系における電圧指令生成部 400 として、実施形態 5 と同様に、従来技術 4 に対して、(式 23)、(式 24)、(式 25) または、(式 26)、(式 27) で表現される磁束演算式を導入した構成とする。具体的には、図 25 のカスケード型ベクトル制御器の等価変換ブロック図 (B) に対して、前記の磁束演算式を導入する。磁束演算式の導入対象とする図 25 は、図 23 で説明したカスケード型ベクトル制御器の等価変換ブロック図 (A) と等価であるが、d 軸電流模擬磁束 i_d と q 軸模擬磁束 i_q の算出手段のみ異なる。

20

【0131】

図 26 は本実施形態 6 における電圧指令生成部 400 であり、図 25 におけるゲイン 104 を、 i_d, i_q, i_d, i_q を入力し、(式 28) に従い d 軸磁束偏差 $\phi_d(i_d, i_q)$ を演算する前記 d 軸磁束偏差演算部 4、または、前記 d 軸磁束偏差演算部 80 に置換し、図 25 におけるゲイン 109 を、 i_d, i_q, i_d, i_q を入力し、(式 29) に従い q 軸磁束偏差 $\phi_q(i_d, i_q)$ を演算する前記 q 軸磁束偏差演算部 9、または、前記 q 軸磁束偏差演算部 90 に置換し、さらに、図 25 におけるゲイン 310 と加算器 286 からなる d 軸模擬磁束 i_d の演算手段を、 i_d, i_q を入力し、(式 41) に基づいて q 軸模擬磁束 $i_q(i_d, i_q)$ を演算する前記 q 軸模擬磁束演算部 203、または、(式 45) に基づいて q 軸模擬磁束 $i_q(i_d, i_q)$ を演算する前記 q 軸模擬磁束演算部 223 に置換し、図 25 におけるゲイン 311 を、 i_d, i_q を入力し、(式 42)、(式 43) に基づいて d 軸模擬磁束 $i_d(i_d, i_q)$ を演算する前記 d 軸模擬磁束演算部 204、または、(式 44) に基づいて d 軸模擬磁束 $i_d(i_d, i_q)$ を演算する前記 d 軸模擬磁束演算部 224 に置換したものである。

30

【0132】

本実施形態 6 によれば、実施形態 5 と同様に、カスケード型ベクトル制御器の特長とされる、低サンプリング演算周期で電流制御を行った場合での高速回転域における高安定性と、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モータに対する、電流制御過渡応答精度の両立が実現される。

40

【0133】

〔実施形態 7〕

図 27 は、本発明による交流モータ制御装置の実施形態 7 の構成を示すブロック図である。図 27 は、位置・速度センサレスによる速度制御系を構成しており、PM モータ 33 に速度指令 v_1^* を与える速度指令発生部 415 と、d 軸電流指令値 i_d^* を発生する i_d^* 発生部 32 と、 v_1^* から PM モータ 33 の電気角速度 ω_1 を減算し速度偏差 v_e を出力する減

50

算器 410 と、 θ_e に対して比例積分演算を行い、q 軸電流指令値 i_q^* を出力する速度制御器 411 と、 i_d^* 、 i_q^* および d 軸電流検出値 i_d 、q 軸電流検出値 i_q 、PM モータ 33 の電気角速度 ω_1 を入力し、dq 座標逆変換部 37 に対して d 軸電圧指令値 v_d^* と q 軸電圧指令値 v_q^* を出力する電圧指令生成部 1、または電圧指令生成部 200、または電圧指令生成部 300、または電圧指令生成部 400 と、 v_d^* 、 v_q^* 、 i_d 、 i_q 、 ω_1 を入力し、(式 25) または (式 27) から計算される q 軸磁束 $\Phi_q(i_d, i_q)$ と、モータの抵抗設定値 R を用いて (式 47) と (式 48) により軸誤差推定値 $\Delta\theta$ を演算する軸誤差推定部 412 と、 $\Delta\theta$ に対して比例積分演算もしくは比例演算を行い、電気角速度 ω_1 を出力する PLL 制御器 413 と、 ω_1 を積分し、モータ回転子の電気角 θ_c を出力する積分器 414 と、 v_d^* 、 v_q^* を、電気角 θ_c 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 37 と、三相交流電圧指令に基づいて三相交流電圧を発生する PWM インバータ 38 と、PWM インバータ 38 の出力する U 相電流 i_u を検出する電流検出器 39 と、PWM インバータ 38 の出力する W 相電流 i_w を検出する電流検出器 40 と、検出した電流 i_u 、 i_w を、電気角 θ_c によって、PM モータの回転座標系において直交する d、q 各軸上の成分 i_d 、 i_q に座標変換する dq 座標変換部 41 からなる。

【0134】

【数 47】

$$E_{0d} = v_d^* - R \cdot i_d + \omega_1 \cdot \Phi_q(i_d, i_q) \quad \dots(\text{式}47)$$

$$E_{0q} = v_q^* - R \cdot i_q - \omega_1 \cdot \Phi_q(i_d, i_q)$$

【0135】

【数 48】

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{E_{0d}}{E_{0q}} \quad \dots(\text{式}48)$$

【0136】

本実施形態 7 では、電圧指令生成部に対して磁束演算式を導入し、図 1 または、図 16 または、図 24 または、図 26 に示す構成としている。さらに、位置・速度センサレスによる速度制御系における軸誤差推定部に対しても磁束演算式を導入したことで、軸間の相互干渉磁束が多く存在する PM モータに対しても、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。

【0137】

【実施形態 8】

図 28 は本発明による交流モータ制御装置の実施形態 8 の構成を示すブロック図である。図 28 は図 7 に示したトルク制御系において、本発明に特徴的な電圧ベクトル生成部の有無を、外部に追加した測定系の情報のみから判別するための構成である。よって、制御系の構成、符号は基本的に図 7 と同一であり、測定系のみが追加されている。但し、PWM インバータ 38 に接続する PM モータに関しては、磁束飽和や磁束干渉を、内部的に発生しない理想的なモータ 420 を準備する。こうした理想的なモータの代替品として、図 29 に示すように、単独の抵抗 R、単独のインダクタンス L の直列接続要素 3 つを、スター結線した回路を用いても良い。

【0138】

以下、図 7 に対して追加した測定系と、その役割、および本発明に特徴的な電圧ベクトル生成部の有無を判別するための具体的手段を示す。まず、PM モータ 33 の回転子位置情報を提供する位置検出器 34 を PM モータ 33 のシャフトから取り外し、電気角演算部 35 の出力する電気角 θ_c が不随意に変化しない状態とする。次に、モータ 420 の定格トルクまたは、PWM の定格電流以下となるトルク指令 T^* をトルク指令発生部 30 に発生させる。このとき、新たに追加した U 相電流 i_u を検出する電流検出器 421 の検出値を検出信号の接続先であるオシロスコープ 424 で観測し、何らかの直流電流が流れていることを確認する。もし、直流電流が確認できない場合には、位置検出器 34 のシャフト

10

20

30

40

50

を回して、直流電流が正負に増減することを確認した上で、オシロスコープ 1 の観測電流がゼロとなる位置で位置検出器 3 4 のシャフトを固定する。これにより、U 相電流 i_u が d 軸電流に一致する。次に、特定の周波数を発生する交流電流源 4 2 7 の出力線を、U 相電流検出器 3 9 に貫通させる。これにより、トルク制御系の U 相電流検出器 3 9 の電流検出信号 i_u (今は i_d に等しい) に対して、交流電流源 4 2 7 の発生する周波数と等しい信号が重畳される。ここで、もし、電圧ベクトル生成部が本発明に特徴的な構造を有しないのであれば、モータ 4 2 0 内部の d q 軸間の磁束干渉、および、速度誘起電圧による干渉項が発生しない測定条件であることを勘案すると、q 軸電流には、d 軸電流検出値 i_d に対して重畳した交流電流源 4 2 7 が発生する周波数成分は検出されない筈である。そこで、新たに追加した V 相電流 i_v を検出する電流検出器 4 2 2 の検出値から、新たに追加した W 相電流 i_w を検出する電流検出器 4 2 3 の検出値を減算器 4 2 5 にて減算し、 i_q を算出する。こうして得た i_q の大きさに比例する信号をオシロスコープ 4 2 6 で観測し、交流電流源 4 2 7 の発生する周波数と等しい信号の有無を確認し、もし認められれば、本発明に特徴的な電圧ベクトル生成部が存在すると言える。

10

【 0 1 3 9 】

〔実施形態 9〕

以上述べてきた実施形態 1 から実施形態 8 においては、磁束偏差演算部、磁束演算部を i_q 、 i_d に関する関数で算出した。しかし、これらを図 3 0 に示すような 2 次元テーブルデータで与えることでも同等の機能を、より高速で実現できる。例えば、q 軸磁束偏差演算部 9 における関数演算部 6 0 の代わりに、予め (式 3 3) の右辺の演算結果を格納した図 3 0 に示すような、テーブルデータを準備しておく。そして、 i_q 、 i_d に最も近い要素を選択し、出力する。

20

【 0 1 4 0 】

以上述べた、本実施形態 9 では、トルク制御系において、磁束飽和が顕著で、軸間の相互干渉磁束が多く存在する P M モータに対しても、実施形態 1 から 8 と同様に、設定通りの電流制御過渡応答が実現される。

【 0 1 4 1 】

〔実施形態 1 0〕

更に、以上述べた、実施形態 1 から 6 のトルク制御系を、車両駆動装置に応用したのが、図 3 1 に示す本実施例である。本実施例では、架線 5 0 0 からパンタグラフ 5 0 1 を介して受電された直流は、受電フィルタ 5 0 2 を介して P W M インバータ 3 8 に入力される。受電フィルタ 5 0 2 は、フィルタリアクトル 5 0 2 a とフィルタコンデンサ 5 0 2 b を備えており、P W M インバータ 3 8 からのリップル電流を平滑化する。主幹制御器 5 0 5 は、運転士のノッチ操作をトルク指令 T^* に変換して、実施形態 1 から 6 のトルク制御系に入力する。P M モータ 3 3 は、トルク制御系により、トルク指令 T^* に略等しいトルクを発生し、図示していないギアを介して車輪 5 0 3 を駆動する。

30

【 0 1 4 2 】

〔実施形態 1 1〕

更に、以上述べた、実施形態 1 から 6 のトルク制御系を、後輪駆動電気自動車に応用したのが、図 3 2 に示す本実施例である。本実施例では、二次電池 6 1 1 の直流電圧は、P W M インバータ 3 8 に入力される。コントロールユニット (C U) 6 0 0 は、図示していないアクセルペダルの踏み込み量に応じたトルク指令 T^* を、実施形態 1 から 6 のトルク制御系に入力する。P M モータ 3 3 は、トルク制御系により、トルク指令 T^* に略等しいトルクを発生し、モータ軸 6 0 1、クラッチ 6 0 2、クラッチ出力シャフト 6 0 3、デファレンシャルギア 6 0 4、後輪車軸 6 0 5 を介して、右後輪 6 0 9、左後輪 6 1 0 を駆動する。

40

【符号の説明】

【 0 1 4 3 】

1, 2 0 0, 3 0 0, 4 0 0 電圧指令生成部

2, 3, 1 7, 1 0 2, 1 0 3, 1 1 7, 2 5 5, 2 6 2, 2 6 3, 2 6 4, 2 8 4, 4

50

10, 425	減算器	
4, 80	d軸磁束偏差演算部	
5, 10	積分演算器	
6, 11, 19, 55, 62, 83, 95, 119, 120, 121, 122, 254	加算器	
7, 8, 12, 13, 31, 104, 107, 108, 109, 112, 113, 114, 115, 310, 311	ゲイン	
9, 90	q軸磁束偏差演算部	
14, 98	q軸磁束演算部	
15, 99	d軸磁束演算部	10
16, 18, 54, 57, 61, 64, 82, 94, 88, 97, 116, 118, 281, 283	乗算器	
30	トルク指令発生部	
32	i_d^* 発生部	
33	PMモータ	
34	位置検出器	
35	電気角演算部	
36	電気角速度演算部	
37	dq座標逆変換部	
38	PWMインバータ	20
39	U相電流検出器	
40	W相電流検出器	
41	dq座標変換部	
50, 84, 500	演算ブロック	
51, 52, 56, 60, 63, 70, 71, 81, 85, 86, 91, 92, 96, 210, 211	関数演算部	
53, 72, 87, 93, 212	選択手段	
100	従来技術3の電圧指令生成部	
105, 110	積分器	
201, 202	一次遅れフィルタ	30
203, 223	q軸模擬磁束演算部	
204, 224	d軸模擬磁束演算部	
230	従来技術3のq軸電流過渡応答波形	
231	従来技術2のq軸電流過渡応答波形	
232	実施形態2のq軸電流過渡応答波形	
233	実施形態4のq軸電流過渡応答波形	
234	従来技術3のd軸電流過渡応答波形	
235	従来技術2のd軸電流過渡応答波形	
236	実施形態2のd軸電流過渡応答波形	
237	実施形態4のd軸電流過渡応答波形	40
250	回転子静止状態におけるd軸方向に関する i_d の v_d^* に対する伝達特性を表現するブロック	
251	回転子静止状態におけるq軸方向に関する i_q の v_q^* に対する伝達特性を表現するブロック	
252	i_q を演算する演算器	
253	i_d を演算する演算器	
256	250の逆伝達特性ブロック	
257	251の逆伝達特性ブロック	
258	i_q を演算する演算器	
259	i_d を演算する演算器	50

2 6 0 , 2 6 1	ゲイン acr付の積分器	
2 6 5 , 2 8 5 , 2 8 6	加算器	
2 6 6	モータモデル	
2 6 7	モータ逆モデル	
2 6 8	カスケード型ベクトル制御器	
2 8 0 , 2 8 2 , 4 1 4	積分器	
4 1 1	速度制御器	
4 1 2	軸誤差推定部	
4 1 3	P L L 制御器	
4 1 5	速度指令発生部	10
4 2 0	理想的なモータ	
4 2 1	U相電流検出器	
4 2 2	V相電流検出器	
4 2 3	W相電流検出器	
4 2 4 , 4 2 6	オシロスコープ	
4 2 7	交流電流源	
5 0 1	パンタグラフ	
5 0 2	受電フィルタ	
5 0 2 a	フィルタリアクトル	
5 0 2 b	フィルタコンデンサ	20
5 0 3	車輪	
5 0 4	レール	
5 0 5	主幹制御器	
5 1 0	架線	
6 0 0	コントロールユニット	
6 0 1	モータシャフト	
6 0 2	クラッチ	
6 0 3	クラッチ出力シャフト	
6 0 4	デファレンシャルギア	
6 0 5	後輪車軸	30
6 0 6	前輪車軸	
6 0 7	右前輪	
6 0 8	左前輪	
6 0 9	右後輪	
6 1 0	左後輪	
6 1 1	二次電池	
i_d^*	d 軸電流指令値	
i_q^*	q 軸電流指令値	
i_d	d 軸電流検出値	
i_q	q 軸電流検出値	40
ω	電気角速度	
λ_d	d 軸磁束	
λ_q	q 軸磁束	
i_d	d 軸電流磁束	
i_d	d 軸電流偏差	
i_q	q 軸電流偏差	
λ_d	d 軸磁束偏差	
λ_q	q 軸磁束偏差	
v_d^*	電圧非干渉制御前の d 軸電圧指令値	
v_q^*	電圧非干渉制御前の q 軸電圧指令値	50

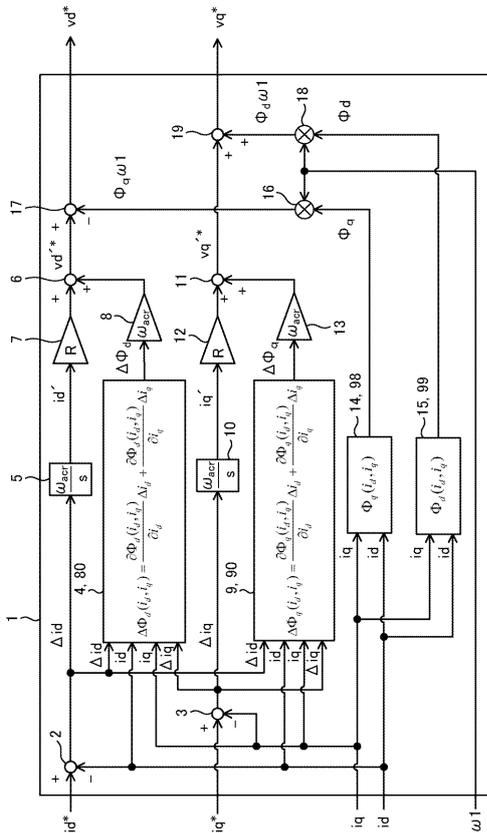
- v_d^* d 軸電圧指令値
- v_q^* q 軸電圧指令値
- acr 電流制御応答角周波数
- R P M モータ 3 3 の電機子巻線抵抗
- t トルク指令値
- k t モータ 3 3 のトルク定数
- V_u^* U 相電圧指令
- V_v^* V 相電圧指令
- V_w^* W 相電圧指令
- i_u U 相電流
- i_v V 相電流
- i_w W 相電流
- c モータ 3 3 の回転子電気角
- i_d d 軸電流模擬値
- i_q q 軸電流模擬値
- d d 軸模擬磁束
- q q 軸模擬磁束
- m 永久磁石磁束
- i_d^{**} 第 2 の d 軸電流指令値
- i_q^{**} 第 2 の q 軸電流指令値
- 軸誤差推定値
- e 速度偏差
- 1^* 速度指令

10

20

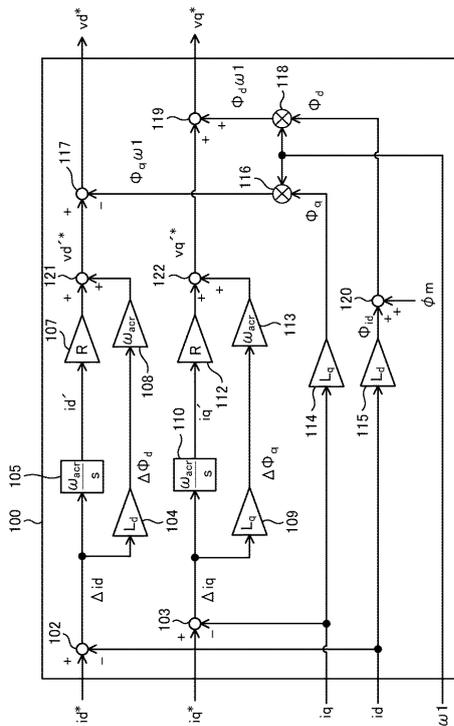
【図 1】

図 1

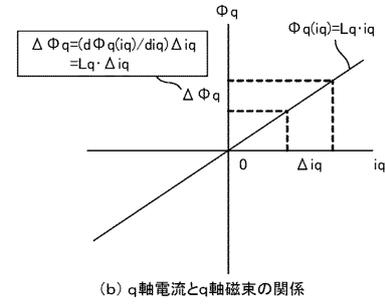
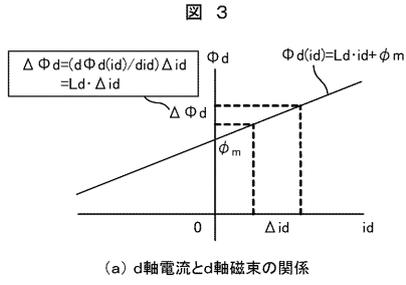


【図 2】

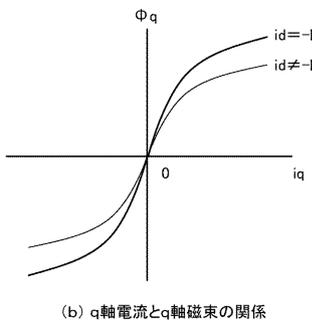
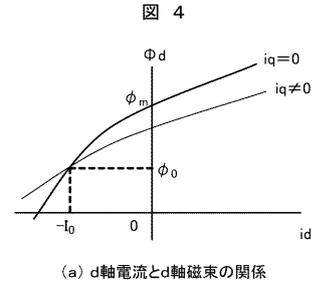
図 2



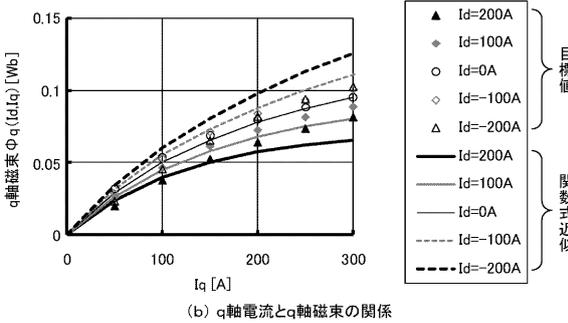
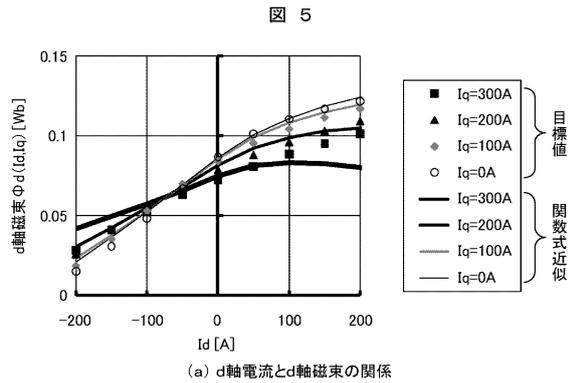
【 図 3 】



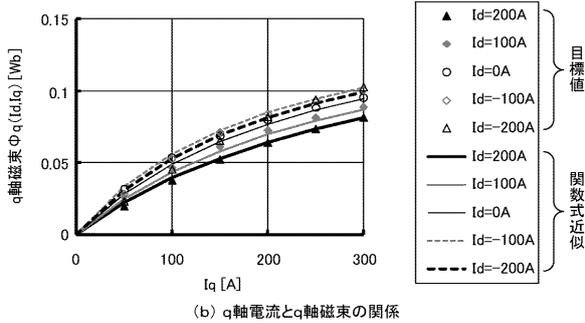
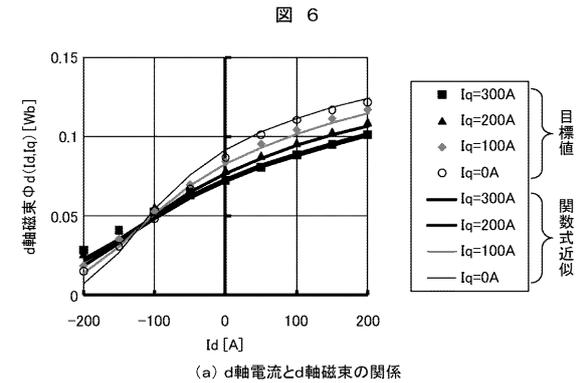
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



【図7】

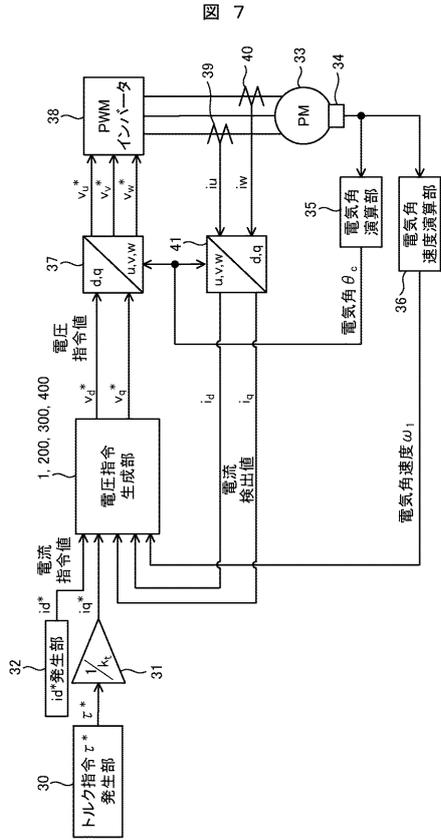


図 7

【図8】

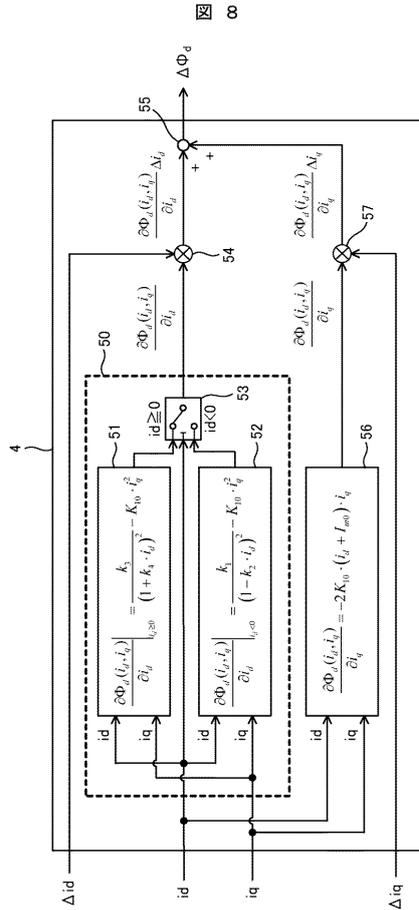


図 8

【図9】

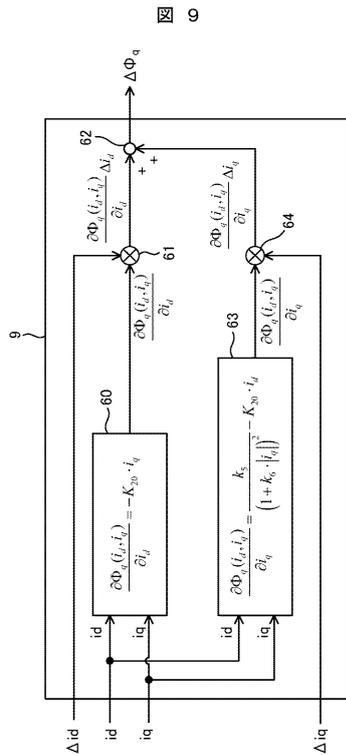


図 9

【図10】

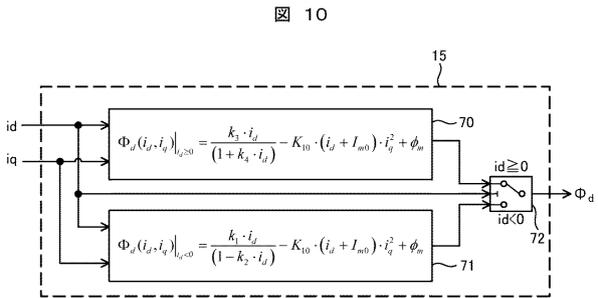


図 10

【図11】

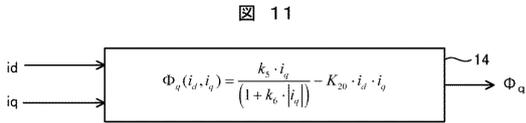


図 11

【 図 1 2 】

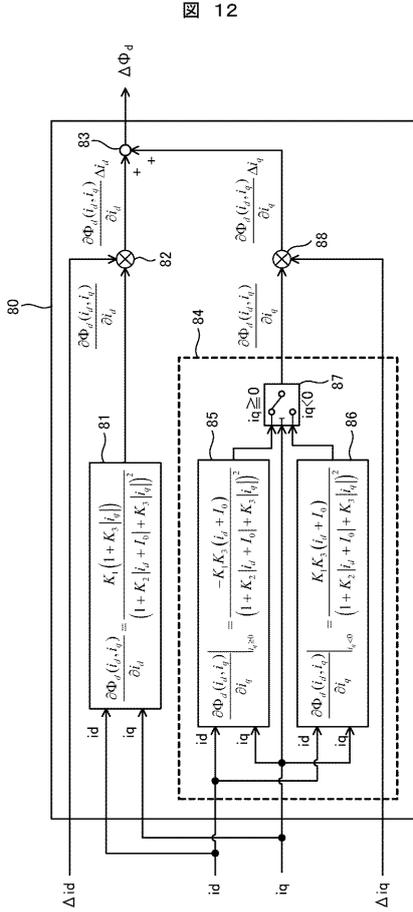


図 12

【 図 1 3 】

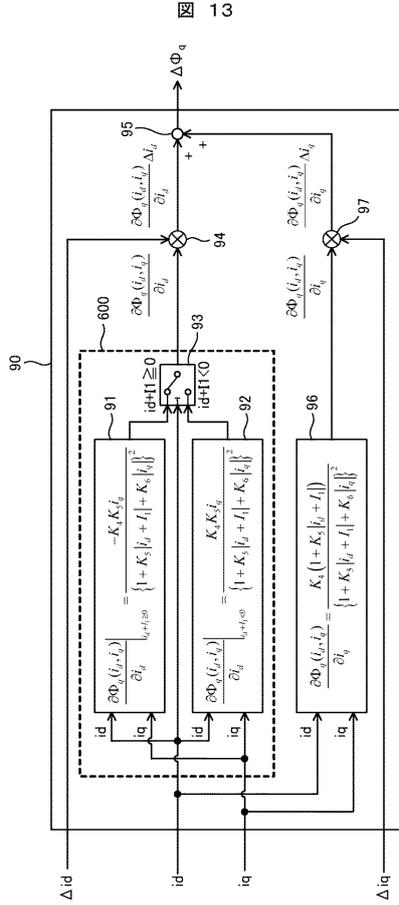


図 13

【 図 1 4 】

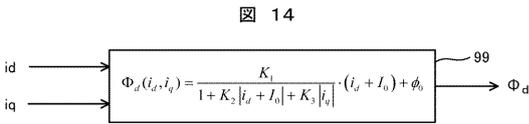


図 14

【 図 1 6 】

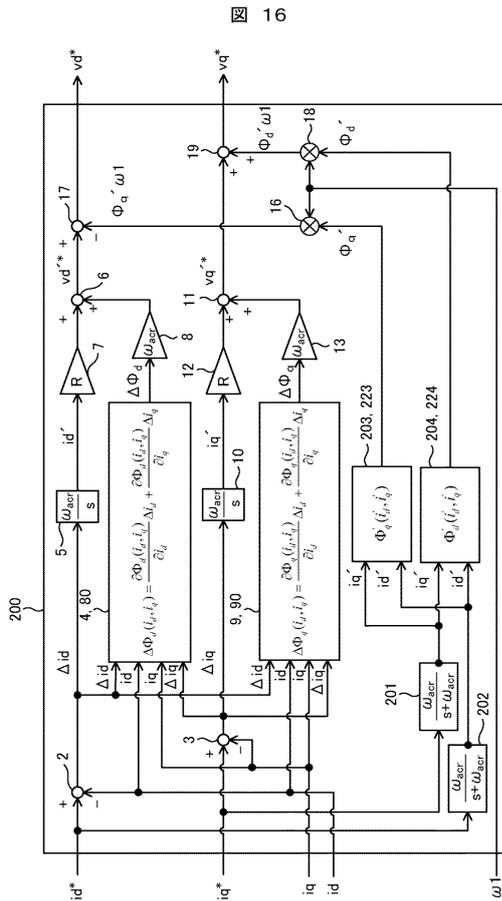


図 16

【 図 1 5 】

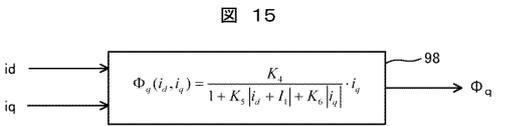
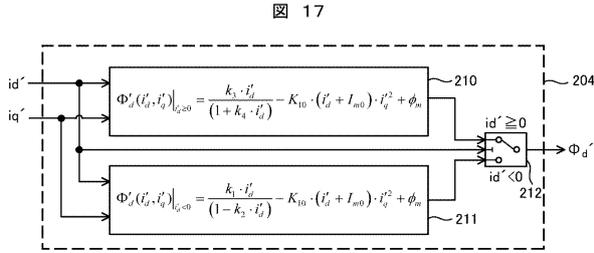
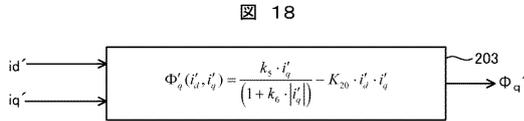


図 15

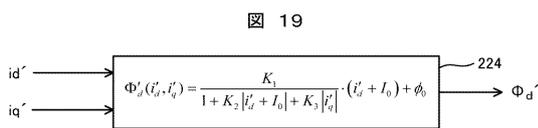
【図 17】



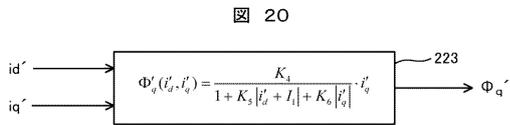
【図 18】



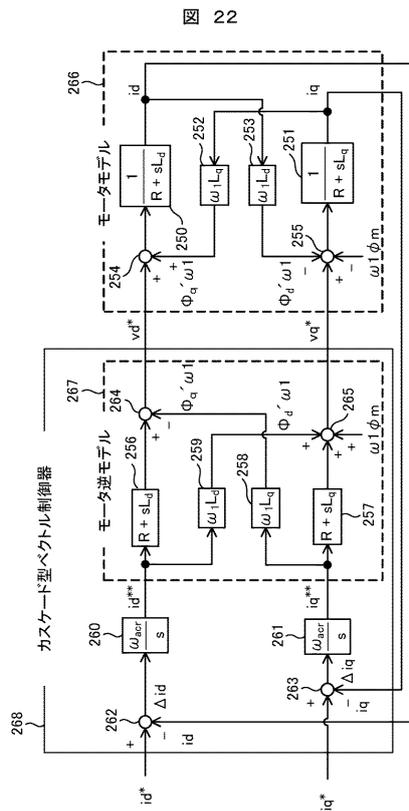
【図 19】



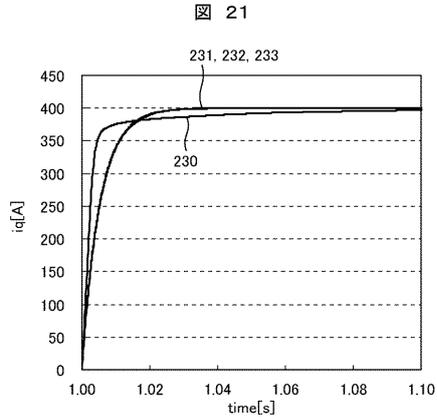
【図 20】



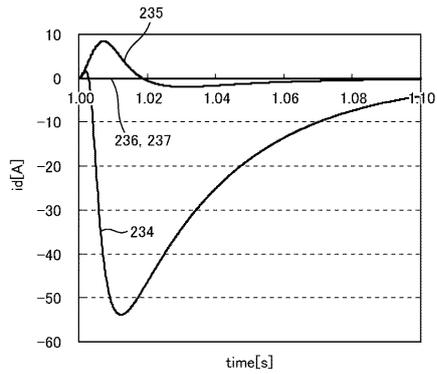
【図 22】



【図 21】

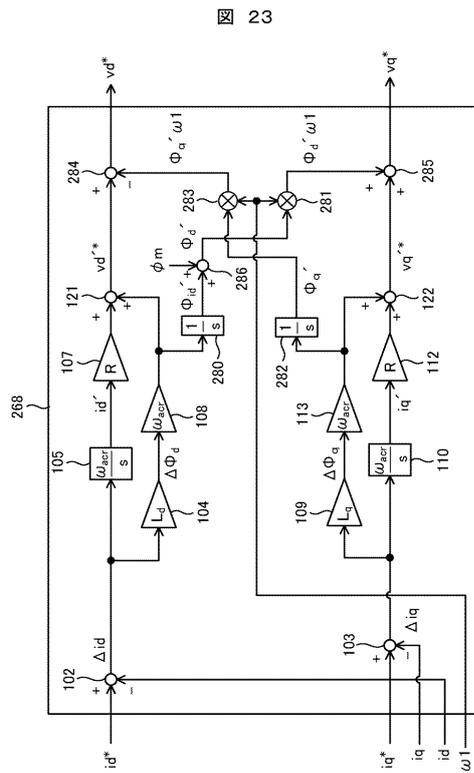


(a) q軸電流過渡応答



(b) d軸電流過渡応答

【図 23】



【 図 2 4 】

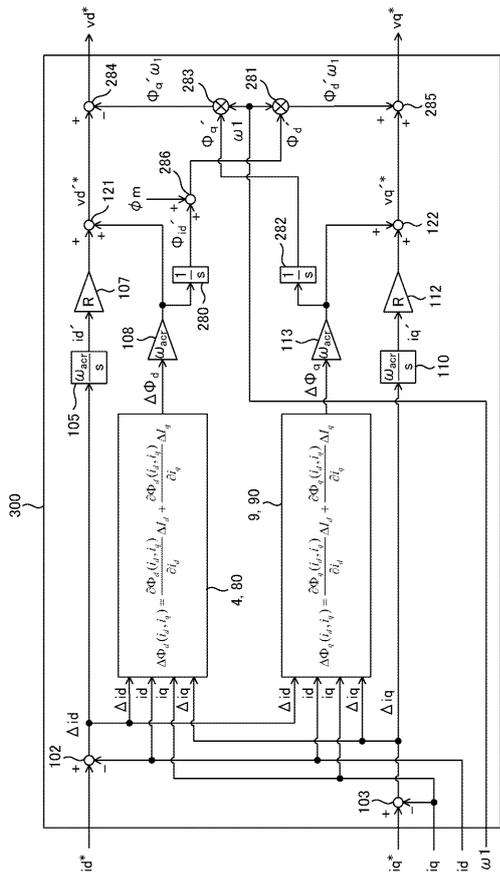


図 24

【 図 2 5 】

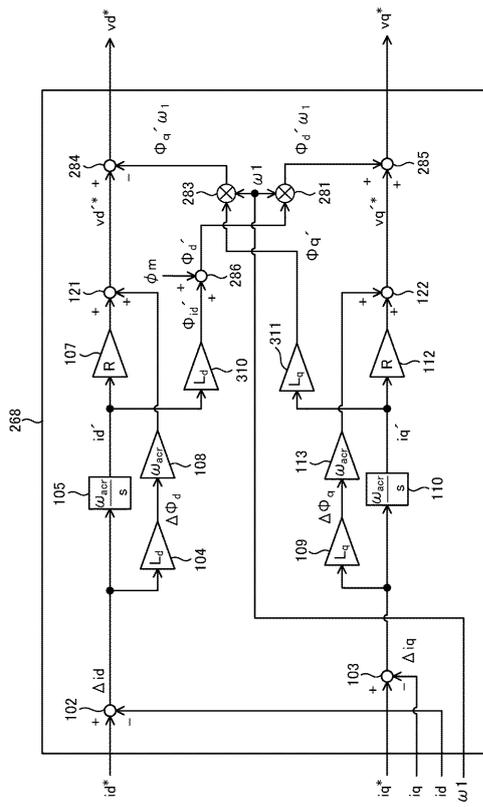


図 25

【 図 2 6 】

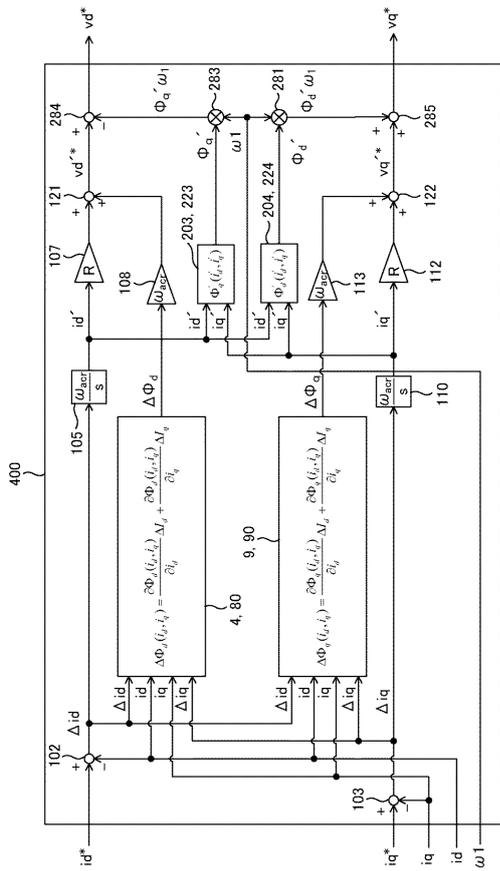


図 26

【 図 2 7 】

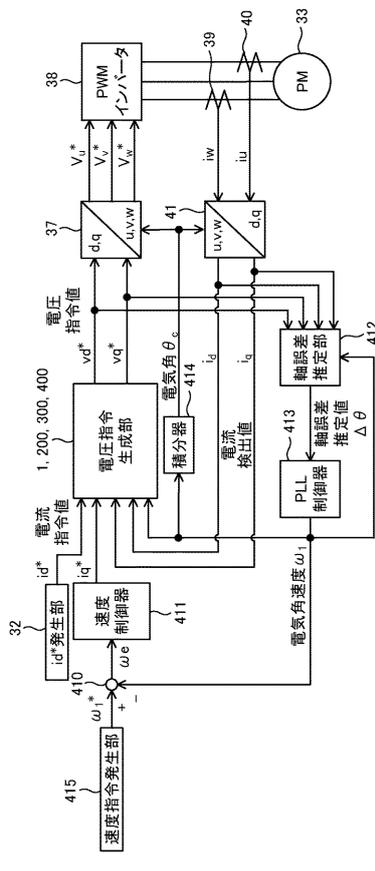


図 27

【図28】

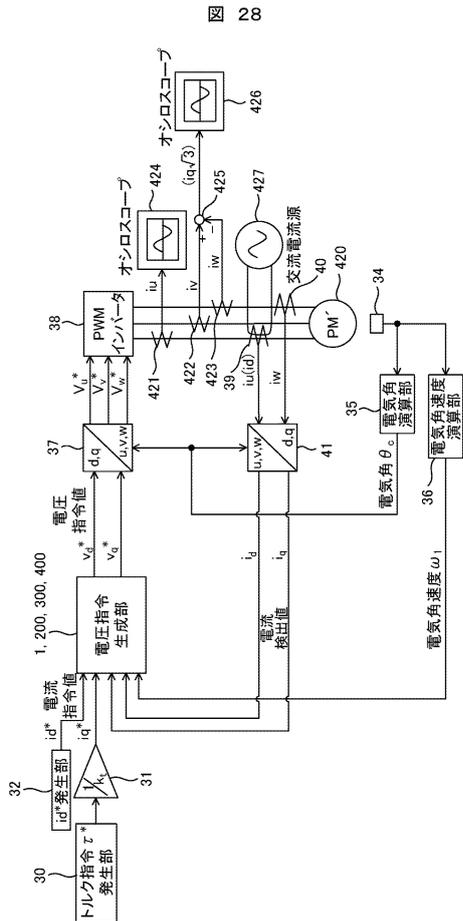


図 28

【図29】

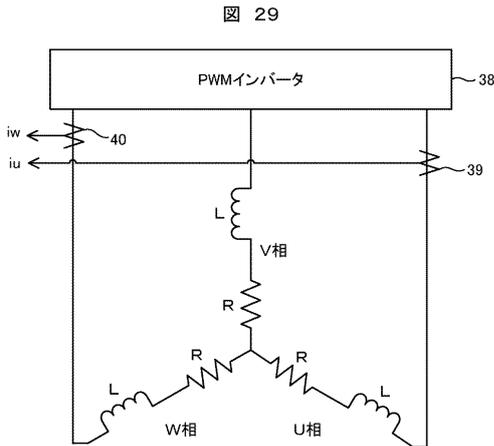


図 29

【図30】

図 30

id / iq	iq[0]	iq[1]	...	iq[n]
id[0]	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[0], i_q[0])}{\partial i_d}$	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[0], i_q[1])}{\partial i_d}$...	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[0], i_q[n])}{\partial i_d}$
id[1]	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[1], i_q[0])}{\partial i_d}$	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[1], i_q[1])}{\partial i_d}$...	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[1], i_q[n])}{\partial i_d}$
...
id[n]	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[n], i_q[0])}{\partial i_d}$	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[n], i_q[1])}{\partial i_d}$...	$\frac{\partial \Phi_q(i_d[n], i_q[n])}{\partial i_d}$

【図31】

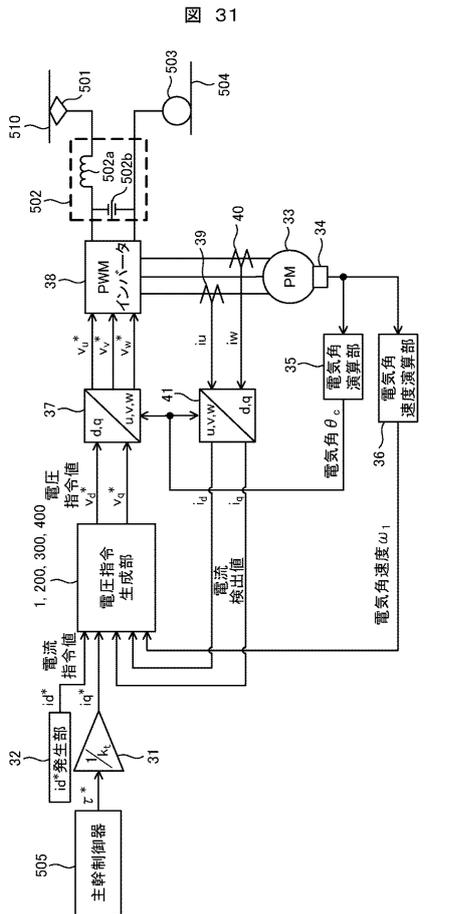


図 31

【図32】

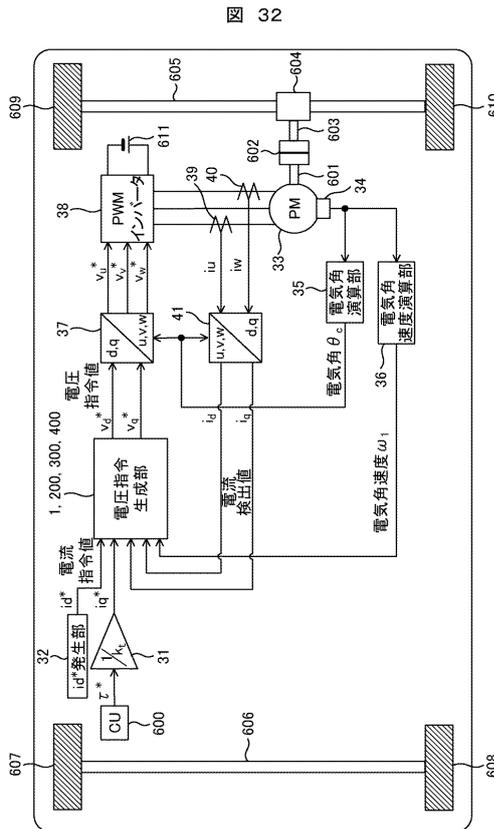


図 32

フロントページの続き

(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
所内 株式会社 日立製作所 日立研究

(72)発明者 岩崎 則久
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 高橋 祐介

(56)参考文献 特開平09-308300(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00

H02P 27/04