

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3798700号

(P3798700)

(45) 発行日 平成18年7月19日(2006.7.19)

(24) 登録日 平成18年4月28日(2006.4.28)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2P 27/04	(2006.01)	HO2P	5/408		H
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408		F
HO2P 27/06	(2006.01)	HO2P	7/63	3O2D	

請求項の数 7 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2002-13367 (P2002-13367)	(73) 特許権者	000173784
(22) 出願日	平成14年1月22日 (2002.1.22)		財団法人鉄道総合技術研究所
(65) 公開番号	特開2003-219697 (P2003-219697A)		東京都国分寺市光町2丁目8番地38
(43) 公開日	平成15年7月31日 (2003.7.31)	(73) 特許権者	000003078
審査請求日	平成16年4月23日 (2004.4.23)		株式会社東芝
			東京都港区芝浦一丁目1番1号
		(74) 代理人	100058479
			弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100084618
			弁理士 村松 貞男
		(74) 代理人	100068814
			弁理士 坪井 淳
		(74) 代理人	100092196
			弁理士 橋本 良郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導電動機制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流を任意の周波数の交流に変換する可変電圧可変周波数インバータ（VVVFインバータ）と、当該VVVFインバータの交流側に接続されて駆動される誘導電動機とから主回路を構成し、

電動機定数に基づいて一次周波数指令を生成する周波数指令生成手段と、

前記周波数指令生成手段により生成された一次周波数指令に追従した一次周波数を前記誘導電動機に入力するように、前記VVVFインバータを制御する手段とを備えて構成される誘導電動機制御装置において、

前記誘導電動機の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標 10
を出力するトルク偏差指標演算手段と、

前記トルク偏差指標演算手段から出力されるトルク偏差指標を低減するように、前記誘導電動機定数の一次漏れインダクタンスを補正する電動機定数補正手段を備えて成ることを特徴とする誘導電動機制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載の誘導電動機制御装置において、

前記周波数指令生成手段は、

前記誘導電動機の一次漏れインダクタンスを用いて誘起電圧を演算する誘起電圧演算手段と、

当該誘起電圧に基づいて一次周波数指令を演算する手段とから成ることを特徴とする誘 20

導電動機制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の誘導電動機制御装置において、
前記一次周波数が低い領域では、前記一次周波数の補正、あるいは前記誘導電動機定数の補正を行わないように切り替える切替手段を付加して成ることを特徴とする誘導電動機制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の誘導電動機制御装置において、
前記トルク偏差指標演算手段としては、
前記誘導電動機の実トルクを検出するトルク検出手段と、
トルク指令と前記トルク検出手段により検出された実トルクとの偏差を演算する手段と

10

を備えたことを特徴とする誘導電動機制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の誘導電動機制御装置において、
前記トルク偏差指標演算手段としては、
前記 V V V F インバータの出力基準を演算する電力基準演算手段と、
前記 V V V F インバータの出力を演算する電力演算手段と、
前記電力基準演算手段により演算された出力基準と前記電力演算手段により演算された出力との差を演算する手段と、
を備えたことを特徴とする誘導電動機制御装置。

20

【請求項 6】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の誘導電動機制御装置において、
前記トルク偏差指標演算手段としては、
前記 V V V F インバータの出力電圧および出力電圧指令を分離して得られる、前記誘導電動機の二次磁束の方向に一致する d (磁束) 軸電圧と当該 d 軸成分に直交する q (トルク) 軸電圧のうち、q 軸電圧指令と前記 q 軸電圧との差を演算する手段を備えたことを特徴とする誘導電動機制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の誘導電動機制御装置において、
前記トルク偏差指標演算手段としては、
前記誘導電動機の入力電流を分離して得られる、前記誘導電動機の主磁束の方向に一致する d (磁束) 軸電流と当該 d 軸成分に直交する q (トルク) 軸電流のうち、d 軸電流指令と前記 d 軸電流との差を演算する手段を備えたことを特徴とする誘導電動機制御装置。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、速度検出器を用いずに可変電圧可変周波数インバータ(以下、V V V F インバータと称する)により誘導電動機を制御する誘導電動機制御装置に係り、特にトルクの偏差を低減して実トルクを所望のトルクに一致させ得るようにした誘導電動機制御装置に関するものである。

40

【0002】

【従来の技術】

従来から、誘導電動機の制御装置は、誘導電動機の回転速度を検出する速度検出器が備えられ、当該速度検出器により検出された速度に基づいて制御が行なわれている。

【0003】

図 1 1 は、この種の従来の速度検出器を備えた誘導電動機制御装置の概略構成例を示すブロック図である。

【0004】

図 1 1 において、V V V F インバータ 1 の交流側には、誘導電動機 2 が接続されて駆動さ

50

れる。

【 0 0 0 5 】

V V V F インバータ 1 と誘導電動機 2 との間には、誘導電動機 2 に流れる電流を検出する電流検出器 6 が設けられている。

【 0 0 0 6 】

一方、V V V F インバータ 1 は、ベクトル制御部 3、および P W M 制御部 4 により制御される。

【 0 0 0 7 】

なお、ベクトル制御に関しては、周知の技術ではあるが、以下に簡単にその概要について説明する。

10

【 0 0 0 8 】

図 1 2 は、本例にて用いる各座標系の関係を示す図である。

【 0 0 0 9 】

なお、図 1 2 は、U V W 相静止座標系、a b 軸静止座標系、d q 軸回転座標系と出力電圧の関係を示している。

【 0 0 1 0 】

図 1 2 において、静止座標系 a 軸から回転座標系 d 軸までの位相角が θ_{dq} であり、静止座標系 a 軸から出力電圧までの位相角が θ_{u} である。

【 0 0 1 1 】

ベクトル制御の目標とする動作点は、d 軸と 2 次磁束が一致する状態である。

20

【 0 0 1 2 】

電流指令値演算部 5 への入力であるトルク指令 $T_m Ref$ と二次磁束指令 $\phi_2 Ref$ とに基づいて、d (磁束) 軸電流指令 $I_d Ref$ と q (トルク) 軸電流指令 $I_q Ref$ とが算出される。

【 0 0 1 3 】

【 数 1 】

$$\begin{cases} I_d Ref = \frac{\phi_2 Ref}{M} \\ I_q Ref = \frac{L_2}{p \cdot M} \cdot \frac{T_m Ref}{\phi_2 Ref} \end{cases} \quad (1)$$

30

【 0 0 1 4 】

ここに、M : 相互インダクタンス、L₂ : 2 次側自己インダクタンス、p : 極対数である。

【 0 0 1 5 】

誘導電動機 2 の U 相電流 I_u と W 相電流 I_w は、電流検出器 6 によりそれぞれ検出されて、座標変換部 1 1 に入力される。

【 0 0 1 6 】

後述する a 軸から d 軸までの位相角 θ_{dq} に基づいて、d 軸 (励磁) 電流 I_d と q 軸 (トルク) 電流 I_q とが分離生成される。

40

【 0 0 1 7 】

【 数 2 】

$$\begin{cases} I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left(\sin(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \cdot I_u - \sin(\theta_{dq}) \cdot I_w \right) \\ I_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left(\cos(\theta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \cdot I_u - \cos(\theta_{dq}) \cdot I_w \right) \end{cases} \quad (2)$$

50

【 0 0 1 8 】

d 軸電流指令 I_{dRef} と d 軸電流 I_d とが一致するように、電流制御器 8 により、d 軸電圧指令 V_{dRef} が補正される。

【 0 0 1 9 】

q 軸電流指令 I_{qRef} と q 軸電流 I_q とが一致するように、電流制御器 8 により、q 軸電圧指令 V_{qRef} が補正される。

【 0 0 2 0 】

(3) 式の右辺第 2 項、第 3 項は、一次抵抗の電圧降下と誘起電圧を補償するフィードフォワード項であり、電圧フィードフォワード (FF) 演算部 7 で演算される。

【 0 0 2 1 】

【 数 3 】

$$\begin{cases} V_{dRef} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \cdot (I_{dRef} - I_d) + R_1 \cdot I_{dRef} - \omega_l \cdot \sigma \cdot L_1 \cdot I_{qRef} \\ V_{qRef} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \cdot (I_{qRef} - I_q) + R_1 \cdot I_{qRef} + \omega_l \cdot L_1 \cdot I_{dRef} \end{cases} \quad (3)$$

10

【 0 0 2 2 】

ここに、 L_1 : 1 次側自己インダクタンス、 L : 一次漏れインダクタンス ($= L_1 - M \cdot M / L_2$)、 K_p : 比例ゲイン、 K_i : 積分ゲインである。

20

【 0 0 2 3 】

d q 軸電圧指令 V_{dRef} , V_{qRef} は、座標変換部 10 において 3 相電圧指令 V_{uRef} , V_{vRef} , V_{wRef} へと変換されて、ベクトル制御部 3 から出力される。

【 0 0 2 4 】

【 数 4 】

$$\begin{cases} V_{uRef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{V_{dRef}^2 + V_{qRef}^2} \cdot \cos(\theta_{dq} + \tan^{-1}(\frac{V_{qRef}}{V_{dRef}})) \\ V_{vRef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{V_{dRef}^2 + V_{qRef}^2} \cdot \cos(\theta_{dq} + \tan^{-1}(\frac{V_{qRef}}{V_{dRef}}) - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{wRef} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{V_{dRef}^2 + V_{qRef}^2} \cdot \cos(\theta_{dq} + \tan^{-1}(\frac{V_{qRef}}{V_{dRef}}) + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4)$$

30

【 0 0 2 5 】

PWM 制御部 4 では、3 相電圧指令 V_{uRef} , V_{vRef} , V_{wRef} を入力とし、VVVF インバータ 1 内のスイッチング素子へのゲート指令が生成出力される。

【 0 0 2 6 】

この PWM 制御は周知の技術であるので、個々ではその詳細な説明については省略する。

【 0 0 2 7 】

誘導電動機 2 には、速度検出器 12 が備えられ、ロータ回転速度 r が検出される。

40

【 0 0 2 8 】

すべり周波数基準 s^* は、すべり周波数演算部 9 において、d 軸 (励磁) 電流指令 I_{dRef} と q 軸 (トルク) 電流指令 I_{qRef} とに基づいて算出される。

【 0 0 2 9 】

【 数 5 】

$$\omega s^* = \frac{R_2}{L_2} \cdot \frac{I_{qRef}}{I_{dRef}} \quad (5)$$

50

ここに、R2：2次抵抗、L2：2次側自己インダクタンスである。

【0030】

VVFインバータ1の出力周波数であり、電動機一次周波数である ω_1 は、次式で演算される。

【0031】

【数6】

$$\omega_1 = \omega_r + \omega_s^* \quad (6)$$

【0032】

一次周波数 ω_1 を積分することで、静止座標系のa軸から回転座標系のd軸までの位相角 θ_{dq} が算出される。

【0033】

【数7】

$$\theta_{dq} = \frac{1}{s} \cdot \omega_1 \quad (7)$$

以上は、すべり周波数形ベクトル制御の一例である。

【0034】

一方、これに対して、前記速度検出器12を持たない、速度センサレスベクトル制御装置も提案されてきている。

【0035】

この速度センサレスベクトル制御装置としても種々あるが、一例を挙げると、一次周波数演算機構を持つものがある。

【0036】

図13は、この種の従来の速度検出器を持たない速度センサレスベクトル制御装置の概略構成例を示すブロック図であり、図11と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0037】

すなわち、ベクトル制御部3が、電動機定数に基づいて一次周波数指令を生成する一次周波数演算機構13を内部に有し、トルク指令と二次磁束指令に追従した出力を誘導電動機2から得られるように、VVFインバータ1を制御するものである。

【0038】

この例では、図13に示すように、一次周波数演算機構13の誘起電圧演算部14にて、式(8)を用いて誘起電圧 E_{2d} 、 E_{2q} が算出され、さらに一次周波数演算機構13の一次周波数演算部15にて、式(9)を用いて誘起電圧 E_{2d} 、 E_{2q} から一次周波数 ω_1 が算出される。

【0039】

ここで、 $\text{sgn}(\ast)$ は、 \ast が正の時1、負の時-1をとる符号判別関数である。

【0040】

【数8】

$$\begin{cases} E_{2d} = V_{d\text{Ref}} - R_1 \cdot I_d + \omega \cdot \sigma L_1 \cdot I_q \\ E_{2q} = V_{q\text{Ref}} - R_1 \cdot I_q - \omega \cdot \sigma L_1 \cdot I_d \end{cases} \quad (8)$$

【0041】

【数9】

10

20

30

40

$$\omega l = \frac{E2q}{\frac{M}{L2}\phi2} - \text{sgn}(\omega l) \cdot E2d \quad (9)$$

【 0 0 4 2 】

【 発明が解決しようとする課題 】

誘導電動機 2 のトルク T_m は、電動機定数に誤差が無く、二次磁束が d 軸に一致した目標動作点において、式 (1 0) により表わされる。

【 0 0 4 3 】

10

【 数 1 0 】

$$\begin{aligned} T_m &= p \frac{M}{L2} \phi2 \cdot I_q \\ &= p \frac{M^2}{L2} \cdot I_d \cdot I_q \end{aligned} \quad (10)$$

【 0 0 4 4 】

しかしながら、前述したような従来の誘導電動機制御装置においては、実際には所望のトルクが出力されていないことがある。 20

【 0 0 4 5 】

その原因としては、制御上で用いている電動機定数の誤差、あるいは速度情報の誤差、それらに起因する前記位相角 dq の誤差、出力電圧指令に対する出力電圧の誤差等が考えられる。

【 0 0 4 6 】

電動機定数は、必ず個体差を持つ。また、温度等の使用条件によって絶えず変化するものであり、制御で用いている定数は正しいとは限らない。

【 0 0 4 7 】

この場合、制御上で定義した d 軸の方向が、実際の二次磁束の方向とずれている可能性が高く、制御上で見かけの電流を合わせてもトルクは一致しない。 30

【 0 0 4 8 】

そして、所望のトルクが得られていなければ、スペックを満たさないことになり、不都合が生じる。

【 0 0 4 9 】

また、特に、制御モードの切り替えを伴うような場合には、制御モード切り替えの前後でのトルクが不連続となり、例えば衝撃や振動を引き起こすことになる。

【 0 0 5 0 】

本発明の目的は、トルクの偏差を低減して、実トルクを所望のトルクに一致させることが可能な誘導電動機制御装置を提供することにある。 40

【 0 0 5 1 】

さらに、本発明のもう一つの目的は、制御モード切り替えの前後でのトルクの連続性を保証して、衝撃や振動の発生を無くすることが可能な誘導電動機制御装置を提供することにある。

【 0 0 5 2 】

【 課題を解決するための手段 】

上記の目的を達成するために、直流を任意の周波数の交流に変換する V V V F インバータと、当該 V V V F インバータの交流側に接続されて駆動される誘導電動機とから主回路を構成し、電動機定数に基づいて一次周波数指令を生成する周波数指令生成手段と、周波数指令生成手段により生成された一次周波数指令に追従した一次周波数を誘導電動機に入 50

力するように、VVVFインバータを制御する手段とを備えて構成される誘導電動機制御装置において、

請求項1に対応する発明では、誘導電動機の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を出力するトルク偏差指標演算手段と、トルク偏差指標演算手段から出力されるトルク偏差指標を低減するように、誘導電動機定数の一次漏れインダクタンスを補正する電動機定数補正手段を備えている。

また、請求項2に対応する発明では、上記請求項1に対応する発明の誘導電動機制御装置において、周波数指令生成手段は、誘導電動機の一次漏れインダクタンスを用いて誘起電圧を演算する誘起電圧演算手段と、当該誘起電圧に基づいて一次周波数指令を演算する手段とから成る。

10

【0053】

従って、請求項1及び請求項2に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、トルク偏差指標演算手段により得られたトルク偏差指標に基づいて、電動機の一次漏れインダクタンスを補正することにより、トルクの補正が可能となるので、電動機定数等の誤差を吸収して、所望のトルクを実現することができる。

【0058】

また、請求項3に対応する発明では、上記請求項1又は請求項2に対応する発明の誘導電動機制御装置において、一次周波数が低い領域では、一次周波数の補正、あるいは誘導電動機定数の補正を行わないように切り替える切替手段を付加している。

【0059】

従って、請求項3に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、一次周波数が低い領域では、一次周波数の補正、あるいは電動機定数の補正を行わないようにすることにより、低周波数領域で相対的に影響の大きくなる誤差を除外して、所望のトルクを得ることができる。

20

【0060】

さらに、請求項4に対応する発明では、上記請求項1又は請求項2に対応する発明の誘導電動機制御装置において、トルク偏差指標演算手段としては、誘導電動機の実トルクを検出するトルク検出手段と、トルク指令とトルク検出手段により検出された実トルクとの偏差を演算する手段とを備えている。

【0061】

従って、請求項4に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、トルク偏差から、トルク偏差指標を演算することにより、所望のトルクを得ることができる。

30

【0062】

また、請求項5に対応する発明では、上記請求項1又は請求項2に対応する発明の誘導電動機制御装置において、トルク偏差指標演算手段としては、VVVFインバータの出力基準を演算する電力基準演算手段と、VVVFインバータの出力を演算する電力演算手段と、電力基準演算手段により演算された出力基準と電力演算手段により演算された出力との差を演算する手段とを備えている。

【0063】

従って、請求項5に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、出力偏差から、トルク偏差指標を演算することにより、トルク偏差を低減することができる。

40

【0064】

さらに、請求項6に対応する発明は、上記請求項1又は請求項2に対応する発明の誘導電動機制御装置において、トルク偏差指標演算手段としては、VVVFインバータの出力電圧および出力電圧指令を分離して得られる、誘導電動機の二次磁束の方向に一致するd(磁束)軸電圧と当該d軸成分に直交するq(トルク)軸電圧のうち、q軸電圧指令とq軸電圧との差を演算する手段を備えている。

【0065】

従って、請求項6に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、q軸電圧偏差から、トルク偏差指標を演算することにより、トルク偏差を低減することができる。

50

【 0 0 6 6 】

さらにまた、請求項 7 に対応する発明では、記請求項 1 又は請求項 2 に対応する発明の誘導電動機制御装置において、トルク偏差指標演算手段としては、誘導電動機の入力電流を分離して得られる、誘導電動機の主磁束の方向に一致する d (磁束) 軸電流と当該 d 軸成分に直交する q (トルク) 軸電流のうち、d 軸電流指令と d 軸電流との差を演算する手段を備えている。

【 0 0 6 7 】

従って、請求項 7 に対応する発明の誘導電動機制御装置においては、d 軸電流偏差から、トルク偏差指標を演算することにより、トルク偏差を低減することができる。

【 0 0 6 8 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

【 0 0 6 9 】

(第 1 の実施の形態)

図 1 は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略構成例を示すブロック図であり、図 1 3 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【 0 0 7 0 】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図 1 に示すように、前記図 1 3 に、トルク偏差指標演算部 1 6 と、補正部 1 7 とを付加した構成としている。

【 0 0 7 1 】

トルク偏差指標演算部 1 6 は、前記誘導電動機 2 の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を出力する。

【 0 0 7 2 】

補正部 1 7 は、トルク偏差指標演算部 1 6 から出力されるトルク偏差指標を低減するように、一次周波数演算機構 1 3 により算出された一次周波数を補正する。

【 0 0 7 3 】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【 0 0 7 4 】

なお、本実施の形態にて用いる座標系は、前記図 1 2 にて説明した従来技術と同一である。

【 0 0 7 5 】

図 1 において、トルク偏差指標演算部 1 6 では、誘導電動機 2 の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を演算して出力する。

【 0 0 7 6 】

補正部 1 7 では、トルク偏差指標演算部 1 6 からのトルク偏差指標を低減するように、一次周波数演算機構 1 3 からの一次周波数を補正する。

【 0 0 7 7 】

図 2 は、補正部 1 7 の内部構成例を示すブロック図である。

【 0 0 7 8 】

図 2 において、補正部 1 7 は、制御器 2 2 と、加算器 A とを備えている。

【 0 0 7 9 】

すなわち、補正部 1 7 に入力される被補正值とは、一次周波数演算機構 1 3 からの出力である、一次周波数基準 1H であり、補正部 1 7 から出力される補正值とは、一次周波数 1 である。

【 0 0 8 0 】

なお、補正部 1 7 の構成は、図 2 に示すように、補正項を加算して補正する方式に限定されるものではない。

ここで、電動機トルク T_m とすべり周波数 s との間には、式 (1 1) に示すような関係が

10

20

30

40

50

ある。

【 0 0 8 1 】

【 数 1 1 】

$$T_m = p \frac{\phi^2}{R^2} \cdot \omega s \quad (11)$$

式 (1 1) より、トルクはすべり周波数 s によって補正できる。

【 0 0 8 2 】

言い換えれば、一次周波数 1 に対して補正を施すことにより、トルクの偏差を減じて、
10 所望のトルクを実現することができることが分かる。

【 0 0 8 3 】

式 (1 2) は、制御器 2 2 の構成の一例を示す式である。

【 数 1 2 】

$$(\text{補正項}) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \cdot (\text{トルク偏差指標}) \quad (12)$$

【 0 0 8 4 】

20

以上より、トルク偏差指標演算手段 1 6 により得られたトルク偏差指標に基づいて、一次周波数 1 を補正することにより、トルクの補正が可能となる。

【 0 0 8 5 】

これにより、電動機定数等の誤差を吸収して、所望のトルクを実現することができる。

【 0 0 8 6 】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、所望のトルクと出力トルクとの偏差を示すトルク偏差指標を検出して、一次周波数 1 に反映、調整するようにしているので、トルクの偏差を低減して、実トルクを所望のトルクに一致させることが可能となる。

【 0 0 8 7 】

30

(第 2 の実施の形態)

図 3 は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略構成例を示すブロック図であり、図 1 3 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【 0 0 8 8 】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図 3 に示すように、前記図 1 3 に、トルク偏差指標演算部 1 6 と、補正部 1 7 とを付加し、さらに制御装置本体がいくつかの制御モードを有し、制御モードの切り替えを行なう構成としている。

【 0 0 8 9 】

トルク偏差指標演算部 1 6 は、前記誘導電動機 2 の所望のトルクと実トルクとが偏差を有
40 することを示すトルク偏差指標を出力する。

【 0 0 9 0 】

補正部 1 7 は、制御モードをある制御モードから別の制御モードへ切り替えた場合に、トルク偏差指標演算部 1 6 から出力されるトルク偏差指標を低減するように、かつ誘導電動機の実トルクが制御モード切り替えの前後で連続となるように、一次周波数演算機構 1 3 により算出された一次周波数を補正する。

【 0 0 9 1 】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【 0 0 9 2 】

50

なお、本実施の形態にて用いる座標系は、前記図 1 2 にて説明した従来技術と同一である。

【 0 0 9 3 】

図 3 において、トルク偏差指標演算部 1 6 では、誘導電動機 2 の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を演算して出力する。

【 0 0 9 4 】

補正部 1 7 では、制御モードをある制御モードから別の制御モードへ切り替えた場合に、トルク偏差指標演算部 1 6 から出力されるトルク偏差指標を低減するように、かつ誘導電動機の実トルクが制御モード切り替えの前後で連続となるように、一次周波数演算機構 1 3 により算出された一次周波数を補正する。

10

【 0 0 9 5 】

ここでは、電流制御をする電流制御モード 1 と、電流制御をしない電流制御モード 0 との切り替えを想定して例示する。

【 0 0 9 6 】

ここで、電流制御部 8 からの出力 V_{dPI} 、 V_{qPI} は、電流制御モード 1 の場合には式 (1 3)、電流制御モード 0 の場合には式 (1 4) にて表わされる。

【 0 0 9 7 】

【 数 1 3 】

$$\begin{cases} V_{dPI} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} (I_{dRef} - I_d) \\ V_{qPI} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} (I_{qRef} - I_q) \end{cases} \quad (13)$$

20

【 0 0 9 8 】

【 数 1 4 】

$$\begin{cases} V_{dPI} = 0 \\ V_{qPI} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

30

図 4 は、補正部 1 7 の内部構成例を示すブロック図である。

【 0 0 9 9 】

図 4 において、補正部 1 7 は、制御器 2 2 と、保持機構 1 8 と、加算器 A とを備えている。

【 0 1 0 0 】

すなわち、制御モードの切り替えを想定しており、保持機構 1 8 において、制御モードの切り替わりを検出すると、その時点での補正項の値を保持する。

【 0 1 0 1 】

以上より、制御モード切り替え前まで、補正によって所望のトルクを維持していれば、制御モード切り替えの前後で等しい補正を行なうことで、制御モード切り替えの前後のトルクの連続性を保証することができる。

40

【 0 1 0 2 】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、トルク偏差指標から演算した一次周波数の補正項を、制御モード切り替えの前後で同じ値に保持するようにしているので、制御モード切り替えの前後でのトルクの連続性を保証することが可能となる。

【 0 1 0 3 】

これにより、制御モード切り替えの前後でのトルクが不連続となって、例えば衝撃や振動を引き起こすようなことがなくなる。

【 0 1 0 4 】

50

(第3の実施の形態)

図5は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図13と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0105】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図3に示すように、前記図13における一次周波数演算機構13の入力部に、トルク偏差指標演算部16と、補正部17'とを付加した構成としている。

【0106】

トルク偏差指標演算部16は、前記誘導電動機2の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を出力する。 10

【0107】

補正部17'は、トルク偏差指標演算部16から出力されるトルク偏差指標を低減するように、電動機定数(本例では、電動機の一次漏れインダクタンス)を補正する。

【0108】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【0109】

なお、本実施の形態にて用いる座標系は、前記図12にて説明した従来技術と同一である。 20

【0110】

図5において、トルク偏差指標演算部16では、誘導電動機2の所望のトルクと実トルクとが偏差を有することを示すトルク偏差指標を演算して出力する。

【0111】

補正部17'では、トルク偏差指標演算部16からのトルク偏差指標を低減するように、電動機定数、すなわち電動機の一次漏れインダクタンス L1を補正する。

【0112】

すなわち、補正部17'に入力される被補正值とは、電動機の一次漏れインダクタンス L1の初期設定値であり、補正部17から出力される補正值とは、電動機の一次漏れインダクタンス L1の補正值である。 30

【0113】

ここで、トルク偏差指標演算部16により検出したトルク偏差指標を、補正部17'で電動機の一次漏れインダクタンス L1へ反映し、誘起電圧演算部14における前記演算式(8)の電動機定数とする。

【0114】

そして、前記式(9)から一次周波数 ω を演算することにより、所望のトルクを実現することができる。

【0115】

以上より、トルク偏差指標演算手段16により得られたトルク偏差指標に基づいて、電動機の一次漏れインダクタンス L1を補正することにより、トルクの補正が可能となる。 40

【0116】

これにより、電動機定数等の誤差を吸収して、所望のトルクを実現することができる。

【0117】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、所望のトルクと出力トルクとの偏差を示すトルク偏差指標を検出して、電動機定数(電動機の一次漏れインダクタンス L1)に反映、調整するようにしているので、トルクの偏差を低減して、実トルクを所望のトルクに一致させる、すなわち電動機定数を正しく推定することにより、フィードフォワード指令によって、所望のトルクを得ることが可能となる。

【0118】

(第4の実施の形態)

図 6 は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図 1 または図 3 または図 5 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【 0 1 1 9 】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図 6 に示すように、前記図 1 または図 3 または図 5 に、切り替え器 2 3 と、比較器 2 4 と、絶対値演算器 2 5 とを付加した構成としている。

【 0 1 2 0 】

絶対値演算器 2 5 は、前記一次周波数 f_1 を入力して、その絶対値を演算する。

【 0 1 2 1 】

比較器 2 4 は、絶対値演算器 2 5 により演算された絶対値を、補正開始周波数と比較する。

【 0 1 2 2 】

切り替え器 2 3 は、比較器 2 4 による比較結果に基づいて、前記トルク偏差指標演算部 1 6 から出力されるトルク偏差指標と“ 0 ”値とを切り替える。

【 0 1 2 3 】

すなわち、一次周波数が低い領域では、一次周波数の補正、あるいは電動機定数の補正を行なわないように切り替えるようにしている。

【 0 1 2 4 】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【 0 1 2 5 】

なお、図 1 または図 3 または図 5 と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【 0 1 2 6 】

図 6 において、絶対値演算器 2 5 では、一次周波数 f_1 の絶対値 $|f_1|$ を演算する。

【 0 1 2 7 】

比較器 2 4 では、一次周波数 f_1 の絶対値 $|f_1|$ を補正開始周波数 f_{1_lim} と比較する。

【 0 1 2 8 】

切り替え器 2 3 では、比較器 2 4 による比較結果が、 $|f_1| > f_{1_lim}$ の時にはトルク偏差指標を、 $|f_1| \leq f_{1_lim}$ の時には 0 を出力する。

【 0 1 2 9 】

これにより、一次周波数の絶対値 $|f_1|$ が、補正開始周波数 f_{1_lim} 以下の低い領域においては、補正值の更新を行なわない。

ここで、低周波数領域で補正值を更新しない利点について挙げる。

【 0 1 3 0 】

第一に、一次抵抗の誤差の影響の除外である。

【 0 1 3 1 】

一次抵抗の誤差は、周波数依存性はないが、例えば電動機の漏れインダクタンス L_1 の誤差を想定し、補正しようとした場合、電圧指令の演算式である前記 (3) 式、誘起電圧の演算式である前記 (8) 式等で、電動機の漏れインダクタンス L_1 の誤差は、一次周波数 f_1 に比例して影響するため、低速領域では R_1 の誤差に埋もれて、誤った補正をする可能性が高い。

すなわち、前記 (3) 式、(8) 式において、 $\sigma \cdot L_1$ の誤差を想定した時に、それ以外のパラメータ誤差等を無視できる閾値が概ね 1 0 % である。よって、概ね 1 0 % 前後で $\sigma \cdot L_1$ の補正を行なう / 行なわない、と切り替えることが極めて有効である。

【 0 1 3 2 】

第二に、出力電圧誤差の影響の除外である。

【 0 1 3 3 】

電圧型インバータでは、電圧指令と出力電圧とはほぼ一致するが、デッドタイムや、素子

10

20

30

50

損失の影響で、必ず誤差を持つ。こちらも、低周波数領域では、出力電圧に占める割合が相対的に影響が大きくなる。

【0134】

したがって、一次周波数 1が低い領域では補正值の更新を行なわないようにすることにより、以上のような二点の問題を解消することができる。

【0135】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、一次周波数が低い領域では、一次周波数の補正、あるいは電動機定数の補正を行なわないようにしているので、低周波数領域で相対的に影響の大きくなる誤差を除外して、所望のトルクを得ることが可能となる。

10

【0136】

(第5の実施の形態)

図7は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図1または図3と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0137】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図7に示すように、前記図1または図3におけるトルク偏差指標演算部16を、トルク検出器19と、減算器21とから構成している。

【0138】

トルク検出器19は、前記誘導電動機2の出力トルク(実トルク)を検出する。

20

【0139】

減算器21は、トルク指令とトルク検出器19により検出された実トルクとの差を演算する。

【0140】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【0141】

なお、図1または図3と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

30

【0142】

図7において、トルク検出器19では、誘導電動機2の出力トルク T_m を検出する。

【0143】

減算器21では、トルク指令 T_{mRef} と出力トルク T_m との差 $T_m = T_{mRef} - T_m$ を演算し、トルク偏差指標として出力する。

【0144】

以上より、誘導電動機2の出力トルクを直接に検出することで、所望のトルク T_{mRef} と実トルク T_m とを一致させることができる。

【0145】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、トルク偏差 T_m から、トルク偏差指標を演算するようにしているので、所望のトルクを得ることが可能となる。

40

【0146】

(第6の実施の形態)

図8は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図1または図3と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0147】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図8に示すように、前記図1または図3におけるトルク偏差指標演算部16を、電力基準演算部20Aと、電力演算部20Bと、減算器21とから構成している。

50

【 0 1 4 8 】

電力基準演算部 2 0 A は、前記 V V V F インバータ 1 の出力基準を演算する。

【 0 1 4 9 】

電力演算部 2 0 B は、前記 V V V F インバータ 1 の出力を演算する。

【 0 1 5 0 】

減算器 2 1 は、電力基準演算部 2 0 A により演算された出力基準と、電力演算部 2 0 B により演算された出力との差を演算する。

【 0 1 5 1 】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

10

【 0 1 5 2 】

なお、図 1 または図 3 と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【 0 1 5 3 】

図 8 において、電力演算部 2 0 A では、V V V F インバータ 1 の出力基準 P * を演算する。

【 0 1 5 4 】

電力演算部 2 0 B では、V V V F インバータ 1 の出力 P を演算する。

【 0 1 5 5 】

減算器 2 1 では、出力基準 P * と出力 P との差（出力偏差） $P = P * - P$ を演算し、トルク偏差指標として出力する。

20

【 0 1 5 6 】

ここで、電動機トルク T m と V V V F インバータ 1 の出力 P 、損失 P loss との間には、式（ 1 5 ）に示すような関係がある。

【 0 1 5 7 】

【数 1 5 】

$$P = T_m \cdot \frac{\omega_r}{p} + P_{loss} \quad (15)$$

30

ここで、p：極対数を表わす。

【 0 1 5 8 】

式（ 1 5 ）より、損失 P loss が小さい、あるいは損失 P loss の変動が小さい場合、出力偏差 P は、トルクの偏差 T m の指標となる。

【 0 1 5 9 】

本実施の形態では、式（ 1 6 ）、（ 1 7 ）を用いている。

【数 1 6 】

$$P^* = V_d FF \cdot I_d Ref + V_q FF \cdot I_q Ref \quad (16)$$

40

【 0 1 6 0 】

【数 1 7 】

$$P = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (17)$$

ここで、電圧フィードフォワード値は、式（ 1 8 ）で演算する。

【 0 1 6 1 】

また、d 軸電圧 V d , q 軸電圧 V q は、直接検出することが望ましいが、電圧型インバータ

50

では電圧指令とほぼ一致することが知られている。

【 0 1 6 2 】

よって、ここでは式 (1 9) として扱う。

【 0 1 6 3 】

【 数 1 8 】

$$\begin{cases} V_{dFF} = R_1 \cdot I_{dRef} - \omega_1 \cdot \sigma L_1 \cdot I_{qRef} \\ V_{qFF} = R_1 \cdot I_{qRef} + \omega_1 \cdot L_1 \cdot I_{dRef} \end{cases} \quad (18)$$

10

【 0 1 6 4 】

【 数 1 9 】

$$\begin{cases} V_d = V_{dRef} \\ V_q = V_{qRef} \end{cases} \quad (19)$$

【 0 1 6 5 】

以上より、出力偏差 P をトルク偏差指標とすることにより、出力偏差 T_m を低減することができる。

20

【 0 1 6 6 】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、出力偏差 P から、トルク偏差指標を演算するようにしているので、所望のトルクを得ることが可能となる。

【 0 1 6 7 】

(第 7 の実施の形態)

図 9 は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図 1 または図 3 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【 0 1 6 8 】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図 9 に示すように、前記図 1 または図 3 におけるトルク偏差指標演算部 16 を、減算器 21 から構成している。

30

【 0 1 6 9 】

減算器 21 は、前記 V V V F インバータ 1 の出力電圧および出力電圧指令を分離して得られる、誘導電動機 2 の二次磁束の方向に一致する d (磁束) 軸電圧と当該 d 軸成分に直交する q (トルク) 軸電圧のうち、 q 軸電圧指令と q 軸電圧との差を演算する。

【 0 1 7 0 】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【 0 1 7 1 】

なお、図 1 または図 3 と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

40

【 0 1 7 2 】

図 9 において、前記 V V V F インバータ 1 の出力は、電流制御部 8 にて電流制御を行なっている場合、

$$I_d = I_{dRef}, I_q = I_{qRef}$$

と見なすことができる。

【 0 1 7 3 】

さらに、一次周波数演算機構 13 内で、前記式 (8)、式 (9) の演算を行なっている場合には、式 (20) が成り立つ。

【 0 1 7 4 】

50

【数 2 0】

$$V_{dRef} - V_{dFF} = E_{2D} = 0 \quad (20)$$

この場合、式(21)が成立する。

【0175】

【数 2 1】

$$\Delta P = (V_{qFF} - V_{qRef}) \cdot I_{qRef} \quad (21) \quad 10$$

【0176】

式(15)、式(19)より、q軸電圧偏差

$$V_q = V_{qRef} - V_{qFF}$$

をトルク偏差指標とすることにより、トルク偏差 T_m を低減することができる。

【0177】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、q軸電圧偏差 V_q から、トルク偏差指標を演算するようにしているので、所望のトルクを得ることが可能となる。

20

【0178】

(第8の実施の形態)

図10は、本実施の形態による誘導電動機制御装置の概略要部構成例を示すブロック図であり、図1または図3と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0179】

すなわち、本実施の形態による誘導電動機制御装置は、図10に示すように、前記図1または図3におけるトルク偏差指標演算部16を、減算器21から構成している。

【0180】

減算器21は、前記誘導電動機2の出力電流を分離して得られる、誘導電動機2の主磁束の方向に一致するd(磁束)軸電流と当該d軸成分に直交するq(トルク)軸電流のうち、d軸電流指令とd軸電流との差を演算する。

30

【0181】

次に、以上のように構成した本実施の形態による誘導電動機制御装置の作用について説明する。

【0182】

なお、図1または図3と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0183】

図10において、前記式(8)のd軸誘起電圧 E_{2D} は、一次周波数に比例して、q軸電流 I_q 偏差の影響が支配的になる。

40

【0184】

すなわち、前記VVVFインバータ1の出力は、電流制御部8にて電流制御を行なわない場合、

$$I_{dRef} - I_d$$

は偏差を持つが、

$$I_{qRef} - I_q = 0$$

となる。

【0185】

この場合、前記式(22)も成立するので、この場合には、式(22)が成立する。

50

【 0 1 8 6 】

【 数 2 2 】

$$\Delta P \approx V_d I_F \cdot (I_{dRef} - I_d) \quad (22)$$

【 0 1 8 7 】

式(15)、式(22)より、d軸電流偏差

$$I_d = I_{dRef} - I_d$$

をトルク偏差指標とすることにより、トルク偏差 T_m を低減することができる。

10

【 0 1 8 8 】

上述したように、本実施の形態による誘導電動機制御装置では、d軸電流偏差 I_d から、トルク偏差指標を演算するようにしているので、所望のトルクを得ることが可能となる。

【 0 1 8 9 】

(その他の実施の形態)

尚、本発明は、上記各実施の形態に限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で、種々に変形して実施することが可能である。

また、各実施の形態は可能な限り適宜組合わせて実施してもよく、その場合には組合わせた作用効果を得ることができる。

20

さらに、上記各実施の形態には種々の段階の発明が含まれており、開示される複数の構成要件における適宜な組合わせにより、種々の発明を抽出することができる。

例えば、実施の形態に示される全構成要件から幾つかの構成要件が削除されても、発明が解決しようとする課題の欄で述べた課題(の少なくとも一つ)が解決でき、発明の効果の欄で述べられている効果(の少なくとも一つ)が得られる場合には、この構成要件が削除された構成を発明として抽出することができる。

【 0 1 9 0 】

【 発明の効果 】

以上説明したように、本発明の誘導電動機制御装置によれば、所望のトルクと出力トルクとの偏差を示すトルク偏差指標を検出して、一次周波数、あるいは電動機定数に反映するようにしているので、トルクの偏差を低減して、実トルクを所望のトルクに一致させることが可能となる。

30

【 0 1 9 1 】

さらに、本発明の誘導電動機制御装置によれば、トルク偏差指標から演算した一次周波数の補正項を、制御モード切り替えの前後で同じ値に保持するようにしているので、制御モード切り替えの前後でのトルクの連続性を保証して、衝撃や振動の発生を無くすることが可能となる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 1 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 2 】 同第 1 の実施の形態の誘導電動機制御装置における補正部の内部構成例を示すブロック図。

40

【 図 3 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 2 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 4 】 同第 2 の実施の形態の誘導電動機制御装置における補正部の内部構成例を示すブロック図。

【 図 5 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 3 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 6 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 4 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 7 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 5 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 8 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 6 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 9 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 7 の実施の形態を示すブロック図。

【 図 1 0 】 本発明による誘導電動機制御装置の第 1 0 の実施の形態を示すブロック図。

50

【図 1 1】従来の速度検出器を備えた誘導電動機制御装置の概略構成例を示すブロック図。

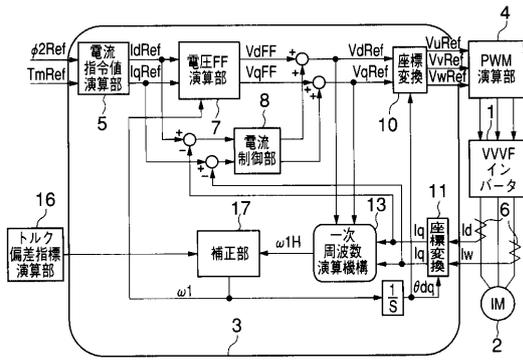
【図 1 2】各座標系の関係を示す図。

【図 1 3】速度検出器を持たない速度センサレスベクトル制御装置の概略構成例を示すブロック図。

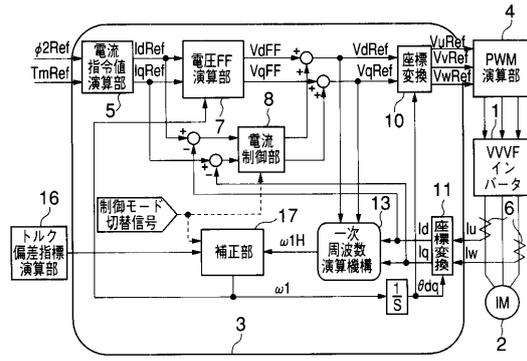
【符号の説明】

- 1 ... V V V F インバータ
- 2 ... 誘導電動機
- 3 ... ベクトル制御部
- 4 ... P W M 制御部 10
- 5 ... 電流指令値演算部
- 6 ... 電流検出器
- 7 ... 電圧フィードフォワード (F F) 演算部
- 8 ... 電流制御器
- 9 ... すべり周波数演算部
- 1 0 ... 座標変換部
- 1 1 ... 座標変換部
- 1 2 ... 速度検出器
- 1 3 ... 一次周波数演算機構
- 1 4 ... 誘起電圧演算部 20
- 1 5 ... 一次周波数演算部
- 1 6 ... トルク偏差指標演算部
- 1 7 ... 補正部
- 1 7 ' ... 補正部
- 1 8 ... 保持機構
- 1 9 ... トルク検出器
- 2 0 A ... 電力基準演算部
- 2 0 B ... 電力演算部
- 2 1 ... 減算器
- 2 2 ... 制御器 30
- 2 3 ... 切り替え器
- 2 4 ... 比較器
- 2 5 ... 絶対値演算器
- A ... 加算器。

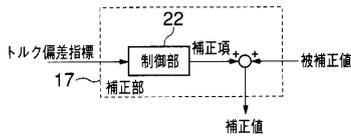
【図1】



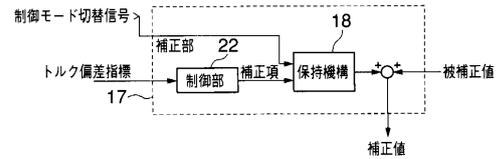
【図3】



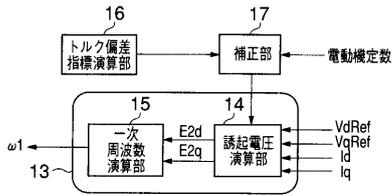
【図2】



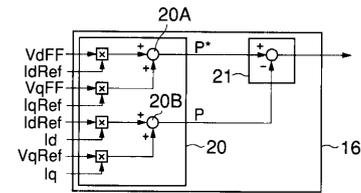
【図4】



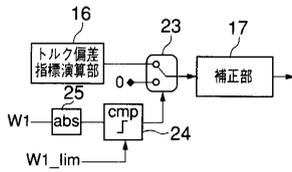
【図5】



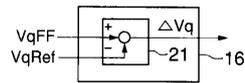
【図8】



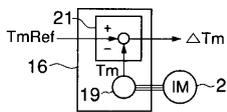
【図6】



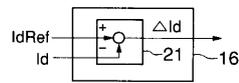
【図9】



【図7】



【図10】



フロントページの続き

- (74)代理人 100091351
弁理士 河野 哲
- (74)代理人 100088683
弁理士 中村 誠
- (74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
- (72)発明者 近藤 圭一郎
東京都国分寺市光町二丁目 8 番地 3 8 財団法人鉄道総合技術研究所内
- (72)発明者 松岡 孝一
東京都国分寺市光町二丁目 8 番地 3 8 財団法人鉄道総合技術研究所内
- (72)発明者 結城 和明
東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝府中事業所内
- (72)発明者 伊東 正尚
東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝府中事業所内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 特開平 0 6 - 2 8 4 5 1 1 (J P , A)
特開平 0 8 - 0 4 3 4 6 2 (J P , A)
特開昭 6 3 - 0 9 5 8 0 1 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 0 5 0 6 8 6 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)
H02P 27/04
H02P 21/00
H02P 27/06