

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3736287号

(P3736287)

(45) 発行日 平成18年1月18日(2006.1.18)

(24) 登録日 平成17年11月4日(2005.11.4)

(51) Int. Cl.	F I
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408 C
HO2P 27/04 (2006.01)	HO2P 6/00 331N
HO2P 6/08 (2006.01)	HO2P 6/00 331U
HO2P 6/16 (2006.01)	

請求項の数 2 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2000-149734 (P2000-149734)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成12年5月22日(2000.5.22)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2001-333600 (P2001-333600A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成13年11月30日(2001.11.30)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成15年8月8日(2003.8.8)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100087365
			弁理士 栗原 彰
		(74) 代理人	100100929
			弁理士 川又 澄雄
		(74) 代理人	100095500
			弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100101247
			弁理士 高橋 俊一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動機のベクトル制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電動機の制御電流を d 軸、q 軸の直交座標成分に分離して制御する電動機のベクトル制御装置において、

d 軸電流指令  $i_d^*$ 、q 軸電流指令  $i_q^*$  と実電動機電流との偏差に基づき、電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  を出力する電流制御器と、

前記電流制御器の出力する各軸電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  を与えられる軸間干渉電圧によって補正する補正器と、

与えられる電動機の回転角に基づき、前記補正器の出力する補正後の各軸電圧指令の 2 相 / 3 相変換を行なう 2 相 / 3 相変換器と、

前記 2 相 / 3 相変換器の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を電力変換して電動機に三相交流電力を供給する電力変換器と、

前記電動機に対する電流を検出する電流センサと、

与えられる前記回転角に基づき、前記電流センサの出力を 3 相 / 2 相変換する 3 相 / 2 相変換器と、

前記電動機の実験データを内蔵し、一次遅れモデルの伝達関数により、前記電流制御器の出力する各軸の電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  に対応する電動機理論電流を演算するモータモデルと、

前記モータモデルの伝達関数の逆伝達関数を内蔵し、前記モータモデルの出力する電動機理論電流と前記 3 相 / 2 相変換器の出力する電動機実電流との偏差に基づき、軸間干渉電圧を演算して前記補正器に出力する逆伝達関数器と、

10

20

前記電動機の回転角を前記 2 相 / 3 相相変換器及び 3 相 / 2 相変換器に与える回転角付与器とを備えて成る電動機のベクトル制御装置。

【請求項 2】

前記逆伝達関数器の出力する軸間干渉電圧に基づき、電動機を速度を演算する速度演算器を備え、

前記回転角付与器は、前記速度演算器の出力する電動機速度と電気角 0 度位置とから回転角を算出することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機のベクトル制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

10

本発明は、電動機のベクトル制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来から、3 相同期電動機の電流制御において、制御電流を d 軸、q 軸の直交座標成分に分離して制御するベクトル制御装置が一般に知られている。図 3 に電動機のベクトル電流制御を行なう従来のベクトル制御装置のシステム構成を示している。

【0003】

この従来のベクトル制御装置は、電流制御器 101、非干渉制御部 102、2 相 / 3 相変換器 103、電力変換器 104、同期電動機 105、電動機回転角を検出する回転角センサ 106、電動機電流を検出する電流センサ 107、3 相 / 2 相変換器 108、そして電動機速度を演算する速度演算器 109 より構成されている。

20

【0004】

実プラントとしての電動機 105 を 2 相電流モデルとして扱うと、電動機の状態方程式は次の数 1 式として与えられる。そしてこのときの制御ブロック図は、図 4 に示すものである。

【0005】

【数 1】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{Ra}{La \cdot s} & \omega re \\ -\omega re & -\frac{Ra}{La \cdot s} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} - \frac{1}{La} \cdot \begin{pmatrix} vd \\ vq \end{pmatrix} - \frac{i}{La} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \phi a \cdot \omega re \end{pmatrix}$$

30

これに基づき、従来のベクトル制御装置の動作を説明すると、次の通りである。電流制御器 101 の d 軸制御器 151、q 軸制御器 152 それぞれは、d 軸電流指令  $id^*$  (155)、q 軸電流指令  $iq^*$  (156) と実電動機電流である d 軸電流  $id$  (157)、q 軸電流  $iq$  (158) との偏差それぞれに基づき、d 軸電圧指令  $vd$  (159)、q 軸電圧指令  $vq$  (160) を出力する。非干渉制御器 102 は、電流制御器 101 の出力する各軸電圧指令  $vd, vq$  に対して相手軸の干渉成分を除去する操作をして、補正後軸電圧指令 161, 162 を出力する。

40

【0006】

2 相 / 3 相変換器 103 は、回転角センサ 106 の検出する回転角  $re$  に基づき、非干渉制御器 102 の出力する補正後の各軸電圧指令の 2 相 / 3 相変換を行ない、電力変換器 104 に与える。そして電力変換器 104 は、2 相 / 3 相変換器 103 の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を電力変換して電動機 105 に三相交流電力を供給する。

【0007】

このような従来のベクトル制御装置においては、上述した数 1 式から明らかなように、回転数  $re$  が生じると、d 軸電流  $id$  (157) 及び q 軸電流  $iq$  (158) が相互に干渉する。

50

【 0 0 0 8 】

そこで従来は、干渉項を除去して d 軸、q 軸を各々独立に制御するために、非干渉制御器 102 を採用して、数 2 式、数 3 式による非干渉制御を行うようにしている。

【 0 0 0 9 】

【 数 2 】

$$v_d = K_d \cdot \left( 1 + \frac{1}{\tau \cdot s} \right) \cdot (i_d^* - i_d) + L_q \cdot i_q \cdot \omega_{re}$$

【 数 3 】

$$v_q = K_q \cdot \left( 1 + \frac{1}{\tau \cdot s} \right) \cdot (i_q^* - i_q) + (L_d \cdot i_d - \phi_a) \cdot \omega_{re}$$

10

この数 2 式、数 3 式における第 2 項それぞれは、非干渉制御を示しており、実プラント内で干渉する電圧項をあらかじめフィードフォワードによってうち消すようにしている。

【 0 0 1 0 】

【 発明が解決しようとする課題 】

しかしながら、このような従来の電動機のベクトル制御装置では、次のような問題点があった。その第 1 点は、2 相 / 3 相変換及び 3 相 / 2 相変換に用いる回転角  $\theta_{re}$  や非干渉制御に用いる回転数  $\omega_{re}$  を算出する必要があるため、高分解能の回転角センサが必要とされ、コスト高となることである。

20

【 0 0 1 1 】

第 2 の問題点は、誘起電圧による軸間干渉項の影響をその時点の回転数とモータ定数とから推定し、フィードフォワードによって電圧指令に重畳させているために、回転数の精度に対して誤差を生じる上に、回転数の急激な変化に対しては追従性が悪く、過渡応答による軸間の干渉を 0 に抑えることが困難であることである。

【 0 0 1 2 】

そして第 3 点は、従来技術による交流電動機のベクトル制御方式を改善するために電動機の状態量のフィードバック制御を行おうとすると、100  $\mu$  sec 周期程度の高速度演算が要求される電流フィードバックループ内で複雑な状態方程式を解かなければならず、電動機のベクトル制御には平均以上の実力値を示すクロック 30 MHz 程度の 16 ビット汎用マイクロコンピュータを用いても演算負荷が重くなりすぎることである。

30

【 0 0 1 3 】

本発明はこのような従来の問題点に鑑みてなされたもので、制御演算負荷を軽減することによって、動作クロック 30 MHz 程度の従来の標準的な 16 ビットマイクロコンピュータを用いた場合でも所望の演算時間内に所定の処理を実行可能にする電動機のベクトル制御装置を提供することを目的とする。

【 0 0 1 4 】

【 課題を解決するための手段 】

請求項 1 の発明は、交流電動機の制御電流を d 軸、q 軸の直交座標成分に分離して制御する電動機のベクトル制御装置において、d 軸電流指令  $i_d^*$ 、q 軸電流指令  $i_q^*$  と実電動機電流との偏差に基づき、電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  を出力する電流制御器と、前記電流制御器の出力する各軸電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  を与えられる軸間干渉電圧によって補正する補正器と、与えられる回転角に基づき、前記補正器の出力する補正後の各軸電圧指令の 2 相 / 3 相変換を行なう 2 相 / 3 相変換器と、前記 2 相 / 3 相変換器の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を電力変換して電動機に三相交流電力を供給する電力変換器と、前記電動機に対する電流を検出する電流センサと、与えられる前記回転角に基づき、前記電流センサの出力を 3 相 / 2 相変換する 3 相 / 2 相変換器と、前記電動機の特性データを内蔵し、一次遅れモデルの伝達関数により、前記電流制御器の出力する各軸の電圧指令  $v_d$ 、 $v_q$  に対応する電動機

40

50

理論電流を演算するモータモデルと、前記モータモデルの伝達関数の逆伝達関数を内蔵し、前記モータモデルの出力する電動機理論電流と前記3相/2相変換器の出力する電動機実電流との偏差に基づき、軸間干渉電圧を演算して前記補正器に出力する逆伝達関数器と、電動機の回転角を前記2相/3相相変換器及び3相/2相変換器に与える回転角付与器とを備えたものである。

【0015】

請求項2の発明は、請求項1の電動機のベクトル制御装置において、前記逆伝達関数器の出力する軸間干渉電圧に基づき、電動機を速度を演算する速度演算器を備え、前記回転角付与器が、前記速度演算器の出力する電動機速度と電気角0度位置とから回転角を算出するようにしたものである。

10

【0016】

【発明の効果】

請求項1の発明の電動機のベクトル制御装置では、交流電動機の制御電流をd軸、q軸の直交座標成分に分離して制御する。そのために、電流制御器によってd軸電流指令 $i_d^*$ 、q軸電流指令 $i_q^*$ と実電動機電流との偏差に基づき電圧指令 $v_d$ 、 $v_q$ を求め、補正器によってこの電流制御器の出力する各軸電圧指令 $v_d$ 、 $v_q$ を逆伝達関数器から与えられる軸間干渉電圧によって補正する。そして回転角付与器によって電動機の回転角を演算により、若しくは計測によって求め、2相/3相変換器によって、回転角付与器から与えられる回転角に基づき補正器の出力する補正後の各軸電圧指令の2相/3相変換を行なう。

【0017】

電力変換器はこの2相/3相変換器の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を電力変換して電動機に供給し回転駆動する。

20

【0018】

この電動機に対する3相交流電流を電流センサによって検出し、3相/2相変換器は回転角付与器から与えられる回転角に基づき、この電流センサの検出電流を3相/2相変換してd軸実電流、q軸実電流を得る。一方、モータモデルは、電流制御器の出力する各軸の電圧指令 $v_d$ 、 $v_q$ に対応する電動機理論電流を、一次遅れモデルの伝達関数により演算する。そして、逆伝達関数器によりモータモデルの伝達関数の逆伝達関数を用いて、モータモデルの出力する電動機理論電流と3相/2相変換器の出力する電動機実電流との偏差に対して軸間干渉電圧を演算し、前述した補正器に与える。

30

【0019】

これにより、請求項1の発明によれば、一次遅れ系の電流モデルに追従するように干渉電圧のフィードバック補正を作用させるために、速度変化に対してロバストな非干渉制御が行え、従来の非干渉制御器に比べ急峻な速度変化が発生しても軸間干渉を大幅に抑えることができる。

【0020】

またモータモデルを一次遅れ系のシンプルなモデルで規定することにより、 $100\ \mu\text{sec}$ 周期程度の高速度演算が要求される電流フィードバックループ内でも簡単な演算によって出力電流を算出することができ、動作クロック30MHz程度の従来の標準的な16ビットマイクロコンピュータを用いた場合でも所望の演算時間内に所定の処理が実行可能な環境を提供することができる。

40

【0021】

請求項2の発明の電動機のベクトル制御装置では、速度演算器が逆伝達関数器の出力する軸間干渉電圧に基づき、電動機を速度を演算し、回転角付与器がこの速度演算器の出力する電動機速度と電気角0度位置とから回転角を算出し、2相/3相変換器、3相/2相変換器それぞれに与え、電圧指令の2相/3相変換、また電動機電流の3相/2相変換を行わせる。

【0022】

これにより、請求項2の発明によれば、軸間干渉電圧がモータパラメータと回転数によって定義されることに着目し、軸間干渉電圧を逆演算することによって電動機の回転数を推

50

定し、この推定回転数と電気角0度位置とから回転角を演算によって求めるので、従来のベクトル制御装置では必須であった回転角センサを省略することができ、コスト低減が図れ、また電動機のレイアウトの自由度が向上する。加えて、回転角センサが不要になったため、ノイズの影響などに起因するセンサトラブルに煩わされることのない制御が可能である。

#### 【0023】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図に基づいて詳説する。図1は本発明の1つの実施の形態のシステム構成を示している。この実施の形態の同期電動機のベクトル制御装置は、電流指令251と電動機実電流257との偏差に基づき、電圧指令252を出力する電流制御器201と、この電流制御器201の出力する各軸電圧指令252、を与えられる軸間干渉電圧254によって補正し、補正後電圧指令253を出力する補正器213と、与えられる回転角256に基づき、補正器213の出力する補正後の各軸電圧指令253の2相/3相変換を行なう2相/3相変換器203と、この2相/3相変換器203の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を三相交流電力に電力変換して電動機205に供給する電力変換器204を備えている。

10

#### 【0024】

この実施の形態のベクトル制御装置はまた、電動機205に対する電流を検出する電流センサ207と、与えられる回転角に基づき、電流センサ207の出力を3相/2相変換して電動機実電流257を出力する3相/2相変換器208と、電動機205の特性データを内蔵し、電流制御器201の出力する各軸の電圧指令252に対応する電動機理論電流258を、一次遅れモデルの伝達関数により演算するモータモデル210と、このモータモデル210の伝達関数の逆伝達関数を内蔵し、モータモデル210の出力する電動機理論電流258と3相/2相変換器208の出力する電動機実電流257との偏差に基づき、軸間干渉電圧254を演算して補正器213に出力する逆伝達関数器211を備えている。

20

#### 【0025】

この実施の形態のベクトル制御装置はさらに、逆伝達関数器211の出力する軸間干渉電圧254に基づき、電動機205の速度を推定演算する速度演算モデル209と、速度演算モデル209の出力する電動機速度と外部から得る電気角0度位置とから回転角を算出し、前述の2相/3相変換器203、3相/2相変換器208それぞれに与える回転角演算器212を備えている。

30

#### 【0026】

次に、上記構成の電動機のベクトル制御装置の動作を説明する。電流制御器201によってd軸、q軸の電流指令251と3相/2相変換器208の出力する実電動機電流値257との偏差に基づきd軸、q軸の電圧指令252を求め、補正器213によってこの電流制御器201の出力する各軸電圧指令252を逆伝達関数器211から与えられる軸間干渉電圧254によって補正する。

#### 【0027】

速度演算モデル209が逆伝達関数器211の出力する軸間干渉電圧254に基づき、電動機205の速度を演算し、回転角演算器212がこの速度演算モデル209の出力する電動機速度と、外部の磁極位置センサまたは磁極位置推定器(図示せず)から与えられる初期磁極位置及び電気角0度位置とから回転角256を算出し、2相/3相変換器203、3相/2相変換器208それぞれに与えている。

40

#### 【0028】

2相/3相変換器203は、回転角演算器212から与えられる回転角256に基づき補正器213の出力する補正後の各軸電圧指令253の2相/3相変換を行ない、電力変換器204がこの2相/3相変換器203の出力する三相電圧指令に基づき、電源電力を電力変換して電動機205に供給し回転駆動する。

#### 【0029】

50

この電動機 205 に対する 3 相交流電流は電流センサ 207 によって検出し、3 相 / 2 相変換器 208 が回転角演算器 212 から与えられる回転角 256 に基づき、この電流センサ 207 の検出電流を 3 相 / 2 相変換して d 軸, q 軸の実電流値 257 を得て出力する。

【0030】

モータモデル 210 は、電流制御器 201 の出力する各軸の電圧指令 252 に対応する電動機理論電流 258 を演算する。そして、逆伝達関数器 211 によりモータモデル 210 の伝達関数の逆伝達関数を用いて、モータモデル 210 の出力する電動機理論電流 258 と 3 相 / 2 相変換器 208 の出力する電動機実電流 257 との偏差 255 に対して軸間干渉電圧 254 を演算して前述した補正器 213 に与えている。

【0031】

次に、このベクトル制御装置のさらに具体的な制御動作を、図 2 の制御ブロック図を用いて説明する。本実施の形態のベクトル制御装置では、制御装置の中に d 軸, q 軸の軸間干渉のない単純な一次遅れのモータモデル (すなわち、d 軸モデル Gmd (306)、q 軸モデル Gmq (307)) を持ち、電動機 205 で成る実プラント 303 に印加される 2 軸電圧指令値 vd (315)、vq (316) を、制御装置内のモータモデルのそれぞれ d 軸モデル Gmd (306) と q 軸モデル Gmq (307) に入力し、干渉のない d 軸及び q 軸の出力電流演算値 idm (319) 及び iqm (320) を得ている。そしてこれらと実プラント 303 の出力電流値 id (313)、iq (314) との差を演算して干渉項による電流偏差 321、322 を導出し、この差電流 321、322 をそれぞれ一次遅れモデルの逆関数モデル 308、309 に入力することにより軸間の干渉電圧 vde (323)、vqe (324) を導出する。そしてこの干渉電圧 vde (323)、vqe (324) を前述の 2 軸電圧指令値 vd (315)、vq (316) より差し引いて補正後の電圧指令 vd' (317)、vq' (318) を得、これを実プラント 303 に入力している。

【0032】

このように、本実施の形態の電流ベクトル制御装置では、実プラント 303 を次の数 4 式、数 5 式に示すような単純な一次遅れモデル 304、305 として制御可能となる。

【0033】

【数 4】

$$id = \left( \frac{1}{Ld \cdot s + Ra} \right) \cdot vd$$

【数 5】

$$iq = \left( \frac{1}{Lq \cdot s + Ra} \right) \cdot vq$$

本実施の形態ではまた、実プラント 303 及びモータモデル 306、307 共に同じ速度演算値を用いて軸間の干渉を抑えるようにしているので、速度の過渡的な変化に対しても速度依存項が残らず、過渡特性の良い非干渉制御が行える。

【0034】

さらに、本実施の形態では、逆関数モデル 308、309 により導出される d 軸, q 軸の軸間の干渉電圧 vde (323)、vqe (324) が、実プラント 303 の出力電流 id、iq と一次遅れモデル Gmd、Gmq の出力電流 idm、iqm との差電流 321、322 の逆演算によって導出される。このことから、d 軸を例にとると、実プラント 303 の d 軸電流 id は次の数 6 式、また一次遅れのモータモデル Gmd の出力電流 idm は次の数 7 式として与えられる。

【0035】

【数 6】

10

20

30

40

$$id = \left( \frac{1}{Ld \cdot s + Ra} \right) \cdot (vd + Lq \cdot iq \cdot \omega re)$$

【数 7】

$$idm = \left( \frac{1}{Ld \cdot s + Ra} \right) \cdot vd$$

そこでこの数 6 式から数 7 式を引くと、次の数 8 式が得られる。ただし、Gm は 1 次遅れモデルの伝達関数である。 10

【 0 0 3 6 】

【数 8】

$$\begin{aligned} id - idm &= \left( \frac{1}{Ld \cdot s + Ra} \right) \cdot Lq \cdot iq \cdot \omega re \\ &= Gm \cdot Lq \cdot iq \cdot \omega re \end{aligned}$$

したがって、この数 8 式により Gmd の逆関数を用いることにより、次の数 9 式に示すように回転速度  $\omega re$  を算出することができる。すなわち、d 軸の干渉電圧項  $vde(323)$  を電動機定数  $Lq \cdot iq$  で除することにより、回転数  $\omega re$  が導出可能となるのである。 20

【 0 0 3 7 】

【数 9】

$$\omega re = \frac{1}{Lq \cdot iq} \cdot Gm^{-1} \cdot (id - idm)$$

そしてこの回転数  $\omega re$  の時間積分値と 0 度位置情報とにより、現在の回転角  $\theta re$  も導出できる。 30

【 0 0 3 8 】

このようにして本実施の形態の電動機のベクトル制御装置によれば、一次遅れ系の電流モデルに追従させるように干渉電圧のフィードバック補正を行っているので、速度変化に対してロバストな非干渉制御が行え、従来の非干渉制御器に比べ急峻な速度変化が発生しても軸間干渉を大幅に抑えることができる。

【 0 0 3 9 】

またモータモデルを一次遅れ系のシンプルなモデルで規定することにより、100  $\mu$  sec 周期程度の高速演算が要求される電流フィードバックループ内でも簡単な演算によって出力電流を算出することができ、動作クロック 30 MHz 程度の従来の標準的な 16 ビットマイクロコンピュータを用いた場合でも所望の演算時間内に所定の処理が実行可能な環境を実現できる。 40

【 0 0 4 0 】

さらに、図 1 における軸間干渉電圧 254 はモータパラメータと回転数によって定義されるので、この軸間干渉電圧を逆演算することによって電動機の回転数を推定し、この推定回転数と電気角 0 度位置とから回転角を演算によって求めることができ、従来のベクトル制御装置では必須であった回転角センサを省略できてコスト低減が図れ、また電動機のレイアウトの自由度が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の 1 つの実施の形態のシステム構成を示すブロック図。

【図 2】上記実施の形態による制御ブロック図。

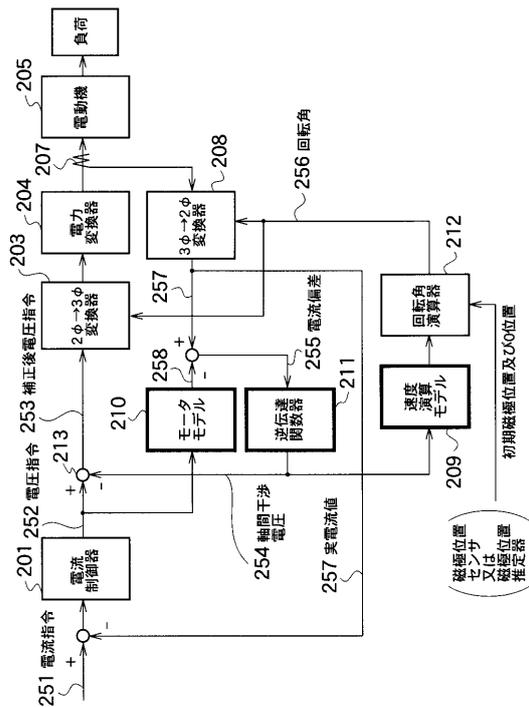
【図3】従来例のシステム構成を示すブロック図。

【図4】従来例による制御ブロック図。

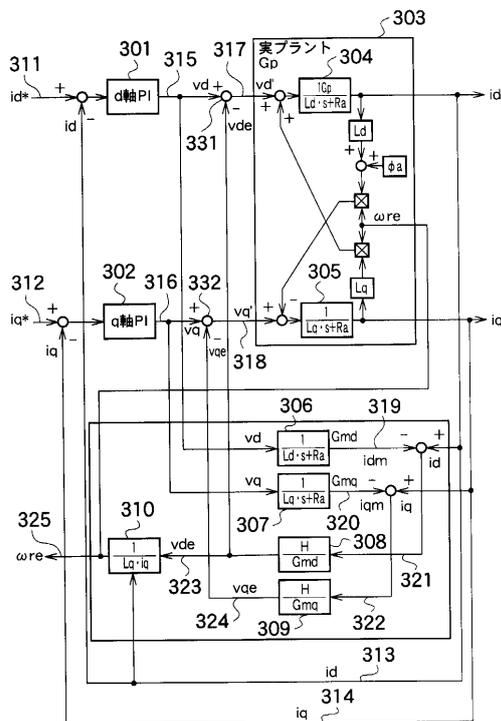
【符号の説明】

- 201 電流制御器
- 203 2相/3相変換器
- 204 電力変換器
- 205 電動機
- 207 電流センサ
- 208 3相/2相変換器
- 209 速度演算モデル
- 210 モータモデル
- 211 逆伝達関数器
- 212 回転角演算器
- 213 補正器

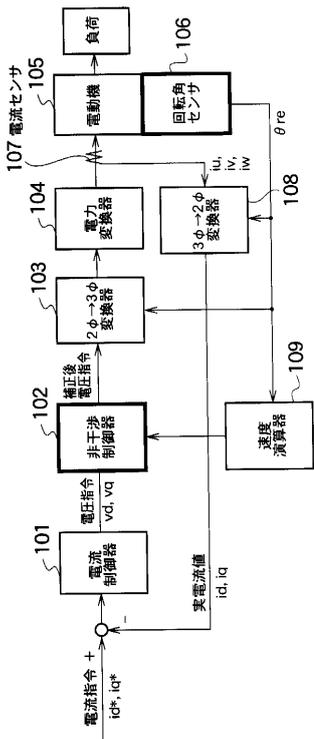
【図1】



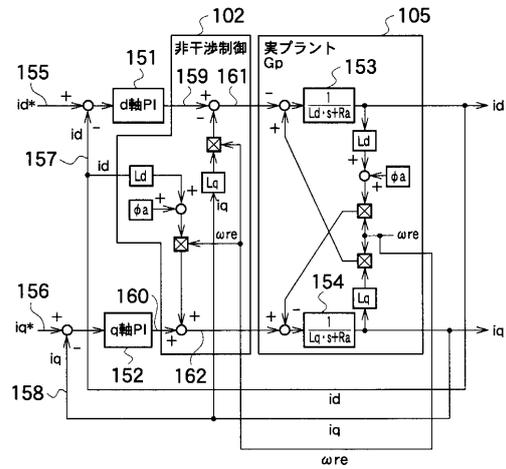
【図2】



【 図 3 】



【 図 4 】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100098327

弁理士 高松 俊雄

(72)発明者 大久保 孝仁

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

審査官 川端 修

(56)参考文献 特開2000-134976(JP,A)

特開平09-219999(JP,A)

特開平08-126335(JP,A)

特開平07-337100(JP,A)

特開平06-315291(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00

H02P 6/08

H02P 6/16