

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6667407号  
(P6667407)

(45) 発行日 令和2年3月18日(2020.3.18)

(24) 登録日 令和2年2月27日(2020.2.27)

(51) Int. Cl.		F I	
HO2P 6/16	(2016.01)	HO2P 6/16	
HO2P 21/18	(2016.01)	HO2P 21/18	
HO2P 6/08	(2016.01)	HO2P 6/08	

請求項の数 5 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2016-177461 (P2016-177461)	(73) 特許権者	302062931
(22) 出願日	平成28年9月12日 (2016. 9. 12)		ルネサスエレクトロニクス株式会社
(65) 公開番号	特開2018-46595 (P2018-46595A)		東京都江東区豊洲三丁目2番24号
(43) 公開日	平成30年3月22日 (2018. 3. 22)	(74) 代理人	100103894
審査請求日	平成31年2月7日 (2019. 2. 7)		弁理士 冢入 健
		(72) 発明者	山崎 玲治
			東京都江東区豊洲三丁目2番24号 ルネサスエレクトロニクス株式会社内
		(72) 発明者	小野 裕
			東京都江東区豊洲三丁目2番24号 ルネサスエレクトロニクス株式会社内
		審査官	池田 貴俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

誘起電圧オブザーバを適用して、モータの推定誘起電圧及び位相誤差を推定する推定器と、

推定誘起電圧及び位相誤差に基づいて前記モータを制御する制御器と、を備える制御装置であって、

前記推定器は、

過去に推定したモータの磁極位置推定値、目標電圧及び応答電流に基づいてモータの推定誘起電圧及び位相誤差を推定する誘起電圧オブザーバと、

誘起電圧を誘起電圧係数で除算する誘起電圧演算器と、

位相誤差に誤差角積分ゲインを掛けて積分する位相演算器と、

誘起電圧演算器1の演算結果から位相演算器の演算結果を減算して、磁極位置推定値を得る第1減算器と、を備える制御装置。

【請求項2】

磁極位置推定値から回転速度を算出する速度演算器と、

目標回転速度から速度演算器が算出した回転速度を減算する第2減算器と、を備え、

前記制御器は、第2減算器の減算結果に基づいて前記モータを制御する請求項1に記載の制御装置。

【請求項3】

インバータを備え、目標電圧に基づいてデューティ比のパルス波でモータを駆動するP

WM制御器と、  
目標電圧をインバータの出力電圧が指令電圧と遅れなく一致するように前記PWM制御器に負帰還制御を行うデッドタイム補償器と、を備える請求項1に記載の制御装置。

【請求項4】

前記制御器は、

目標回転速度と速度演算器により得られた回転速度との差から決定される電流目標値を決定する速度PI制御器と、

速度演算器が推定した回転速度が所定の閾値より大きい場合、d軸目標電流を0とし、q軸目標電流を目標回転速度と速度演算器により得られた回転速度との差から決定される電流目標値とし、

10

前記推定した回転速度が所定の閾値以下である場合、引き込み動作時の所定のd軸電流とし、q軸目標電流を0とする切替器と、

d軸目標値とd軸電流値の差からd軸目標電圧を決定する。d軸電流PI制御器と、

q軸目標値とq軸電流値の差からq軸目標電圧を決定する。d軸電流PI制御器と、を備える請求項2に記載の制御装置。

【請求項5】

前記引き込み動作時の所定のd軸電流は、前記推定した回転速度が閾値以下となった時のq軸電流値である請求項4に記載の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

本発明は制御装置に関し、例えばモータの制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

ブラシレスDCモータでは、一般的な制御手法の1つとして回転子磁極方向をd軸、d軸から正方向90°先をq軸として定義した回転座標系に基づき、d軸電流を0とし、q軸電流とトルクの線形制御が行われている。

【0003】

このブラシレスDCモータにおいて、回転子の回転位置を、センサを用いて検出するのではなく、三相コイルに流れる電流に基づいて演算しようとする技術が提案されている。

30

【0004】

電流推定誤差に基づく手法を含む、センサレス制御では回転子の磁極位置(dq軸の位置)は分からないので、モータに発生する誘起電圧の大きさと位相を推定し、そこから回転子の磁極位置(dq軸の位置)を推定している。

【0005】

例えば、特許文献1には、固定子コイルに流れる電流値 $I_u$ 、 $I_v$ を検出し、これから回転角度を推定している。また、非特許文献1では、電流推定誤差に基づくセンサレスブラシレスDCモータ制御が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0006】

【特許文献1】特開平8-308286号公報

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】竹下隆晴、野村尚史、松井信行「電流推定誤差に基づくセンサレスブラシレスDCモータ制御手法」T. IEE Japan, Vol. 115-D, No. 4 1995

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

50

一般に、電流推定誤差に基づくモータのセンサレス制御では、誘起電圧及び磁極位置推定系の周波数特性がモータの速度に依存するので、モータの回転が低速になると、推定系の収束ゲインが小さくなり、応答周波数が低くなる。

【0009】

また、モータのセンサレス制御では、電流制御と誘起電圧及び磁極位置の推定演算を安定した制御軸上で実施するために、誘起電圧推定応答時間が制御系の電流応答時間以上である必要がある。

【0010】

この関係を保つためには、モータの回転が低速になるのに従って、電流の応答周波数を下げなければならない。更に電流の応答周波数を下げるということは、速度の応答周波数も下げなければならない場合もある。

10

【0011】

このようにモータのセンサレス制御では、上述の応答周波数の特性から、誘起電圧及び磁極位置推定ゲイン、電流制御ゲイン、速度制御ゲインが密接に関連する。しかしながら、これらのパラメータを設計する手法が確立できず、これらのパラメータを試行錯誤的に調整しなければならないという問題があった。

【0012】

その他の課題と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【課題を解決するための手段】

20

【0013】

一実施の形態によれば、誘起電圧オブザーバを用いて、誘起電圧を推定し、すべての制御ゲインを一意に決定する。

【発明の効果】

【0014】

前記一実施の形態によれば、誘起電圧及び磁極位置推定系の周波数特性が明確に設計可能となり、センサレス制御に必要なすべての制御ゲインの設計を理論的かつ定量的に行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

30

【図1】実施の形態の概要に係る制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】実施の形態1に係る制御装置の構成を示すブロック図である。

【図3】モータの構成および座標系を説明するための図である。

【図4】推定したい真の座標軸と制御に使用する座標軸を説明するための図である。

【図5】d軸誘起電圧推定系のブロック線図である。

【図6】q軸誘起電圧推定系のブロック線図である。

【図7】実施の形態1の制御装置の推定器の詳細を示す図である。

【図8】実施の形態2に係る制御装置の構成を示すブロック図である。

【図9】デッドタイム補償制御を実現する電圧制御系のブロック線図である。

【図10】実施の形態3に係る制御装置の構成を示すブロック図である。

40

【図11】位置指令値から速度指令値の作成の例を示すグラフである。

【図12】引き込み動作モードへの移行の例を示すグラフである。

【図13】実施の形態3の制御装置の切替器の構成をしめす回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

説明の明確化のため、以下の記載及び図面は、適宜、省略、及び簡略化がなされている。また、様々な処理を行う機能ブロックとして図面に記載される各要素は、ハードウェア的には、CPU、メモリ、その他の回路で構成することができ、ソフトウェア的には、メモリにロードされたプログラムなどによって実現される。したがって、これらの機能ブロックがハードウェアのみ、ソフトウェアのみ、またはそれらの組合せによっていろいろな

50

形で実現できることは当業者には理解されるところであり、いずれかに限定されるものではない。なお、各図面において、同一の要素には同一の符号が付されており、必要に応じて重複説明は省略されている。

【 0 0 1 7 】

(実施形態の概要)

図 1 は、実施の形態の概要に係る制御装置の構成を示すブロック図である。図 1 において、制御装置 1 0 0 は、推定器 1 0 1 と、制御器 1 0 2 とを備える。制御装置 1 0 0 は、モータを制御する制御装置である。

【 0 0 1 8 】

推定器 1 0 1 は、誘起電圧オブザーバを適用して、モータの目標電圧、モータの電流値及び過去に推定したモータの回転子の磁極位置(回転角度)からモータの推定誘起電圧及び位相誤差を推定する。

制御器 1 0 2 は、推定誘起電圧及び位相誤差に基づいてモータを制御する。

【 0 0 1 9 】

このように、実施の形態の概要に係る制御装置によれば、誘起電圧オブザーバを用いて、誘起電圧を推定し、すべての制御ゲインを一意に決定することにより、誘起電圧及び磁極位置推定系の周波数特性が明確に設計可能となり、センサレス制御に必要なすべての制御ゲインの設計を理論的かつ定量的に行うことができる。

【 0 0 2 0 】

(実施の形態 1)

実施の形態 1 では、実施の形態の概要で説明した制御装置 1 0 0 の詳細な構成及び制御装置 1 0 0 を用いたモータの制御装置について説明する。

【 0 0 2 1 】

最初に実施の形態 1 に係る制御装置の各構成の機能について説明する。図 2 は、実施の形態 1 に係る制御装置の構成を示すブロック図である。図 2 において、制御装置 2 0 0 は、推定器 1 0 1 と、制御器 1 0 2 と、速度演算器 2 0 1 と、減算器 2 0 2 と、2 相 / 3 相変換器 2 0 3 と、P W M 制御器 2 0 4 と、3 相 / 2 相変換器 2 0 5 とを備える。そして、制御装置 2 0 0 は、モータ 2 1 0 の回転速度を制御する。例えば、推定器 1 0 1、制御器 1 0 2、速度演算器 2 0 1 及び減算器 2 0 2 は、A S I C (application specific integrated circuit)、または C P U (Central Processing Unit) 及びメモリで構成された処理器または半導体装置で構成しても良い。

【 0 0 2 2 】

推定器 1 0 1 は、この U 相電流値  $I_u$ 、V 相電流値  $I_v$  及び過去(例えば 1 サンプル前)のモータ 2 1 0 の回転子の回転角度に基づいて、現在のモータ 2 1 0 の回転子の回転角度を推定する。そして、推定器 1 0 1 は、推定した回転角度を速度演算器 2 0 1、2 相 / 3 相変換器 2 0 3 及び 3 相 / 2 相変換器 2 0 5 に出力する。推定器 1 0 1 の詳細な構成及び動作については後述する。

【 0 0 2 3 】

制御器 1 0 2 は、目標回転速度と速度演算器 2 0 1 により得られた回転速度との差から決定される電流目標値  $I_q^*$  と、実際にモータ 2 1 0 に流れている 3 相電流を d q 座標軸上の電流値  $I_d$ 、 $I_q$  に変換した値との偏差に基づいて、d q 座標軸上の目標電圧  $V_d$ 、 $V_q$  を演算する。そして、制御器 1 0 2 は、演算結果を推定器 1 0 1 及び 2 相 / 3 相変換器 2 0 3 に出力する。

【 0 0 2 4 】

速度演算器 2 0 1 は、推定器 1 0 1 により推定された回転角度に基づいて回転速度を算出する。そして、速度演算器 2 0 1 は、得られた回転速度を減算器 2 0 2 に出力する。

【 0 0 2 5 】

減算器 2 0 2 は、外部より指示された目標回転速度から速度演算器 2 0 1 により得られた回転速度を減算する。そして、減算器 2 0 2 は、減算結果を制御器 1 0 2 に出力する。

【 0 0 2 6 】

10

20

30

40

50

2相/3相変換器203は、制御器102から指令される目標電圧 $V_d$ 、 $V_q$ を実際の3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に変換する。そして、2相/3相変換器203は、実際の3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ をPWM制御器204に出力する。

【0027】

PWM制御器204は、3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を、図示しない直流電源のオンオフにより実現する、デューティ比を決定する。そして、PWM制御器204は、このデューティ比のパルス波でモータ210を駆動する。例えば、PWM制御器204は、内部にインバータを備え、6個のスイッチング素子を制御して、モータ210の三相コイルの各々に印加する電圧を制御する。なお、インバータには、U相およびV相の電流を検出する電流センサが設けられており、U相電流値 $I_u$ 、V相電流値 $I_v$ を検出している。また、インバータはPWM制御器204の内部または外部のいずれに備えても良い。

10

【0028】

3相/2相変換部205は、推定器101にて推定された回転角度とPWM制御器204で検出した各相電流値 $I_u$ 、 $I_v$ からdq座標軸上の電流値 $I_d$ 、 $I_q$ を算出する。そして、3相/2相変換部205は、電流値 $I_d$ 、 $I_q$ を推定器101及び制御器102に出力する。

【0029】

次に、推定器101の内部構成について説明する。図2において、推定器101は、誘起電圧オブザーバ111と、誘起電圧演算器112と、位相演算器113と、減算器114とを備える。

20

【0030】

誘起電圧オブザーバ111は、dq座標軸上の目標電圧 $V_d$ 、 $V_q$ 、dq座標軸上の電流値 $I_d$ 、 $I_q$ 及び過去に推定したモータ210の回転子の回転角度に基づいて、推定誘起電圧の大きさ $e$ と位相誤差を推定する。そして、誘起電圧オブザーバ111は、推定誘起電圧の大きさ $e$ を誘起電圧演算器112に出力する。また、誘起電圧オブザーバ111は、位相誤差を位相演算器113に出力する。

【0031】

誘起電圧演算器112は、誘起電圧の大きさを誘起電圧係数で除算する演算を行う。そして、誘起電圧演算器112は、演算結果を減算器114に出力する。

【0032】

位相演算器113は、位相誤差に誤差角積分ゲインを掛けて積分する演算を行う。そして、位相演算器113は、演算結果を減算器114に出力する。

30

【0033】

減算器114は、誘起電圧演算器112の演算結果から位相演算器113の演算結果を減算して、磁極位置推定値 $\hat{\theta}$ を得る。そして、減算器114は、磁極位置推定値 $\hat{\theta}$ を誘起電圧オブザーバ111、速度演算器201、2相/3相変換器203及び3相/2相変換部205に出力する。

【0034】

このように、推定器101では、磁極位置推定値 $\hat{\theta}$ は、振幅 $e$ から算出した位相情報を足しこむと共に位相誤差に誤差角積分ゲインを掛けて積分し、 $\dot{\theta} = 0$ になるように制御される。

40

【0035】

次に、制御器102の内部構成について説明する。図2において、制御器102は、速度PI制御器121と、減算器122と、減算器123と、d軸電流PI制御器124と、q軸電流PI制御器125とを備える。

【0036】

速度PI制御器121は、目標回転速度と速度演算器201により得られた回転速度との差から決定される電流目標値 $I_q^*$ を決定する。そして、速度PI制御器121は、電流目標値 $I_q^*$ を減算器123に出力する。

【0037】

50

減算器 122 は、目標値  $I_d^*$  ( $= 0$ ) から、3相 / 2相変換器 205 から出力された電流値  $I_d$  を減算する。そして減算結果を d 軸電流 PI 制御器 124 に出力する。

【0038】

減算器 123 は、目標値  $I_q^*$  から、3相 / 2相変換器 205 から出力された電流値  $I_q$  を減算する。そして減算結果を q 軸電流 PI 制御器 125 に出力する。

【0039】

d 軸電流 PI 制御器 124 は、目標値  $I_d^*$  と電流値  $I_d$  の差から目標電圧  $V_d$  を決定する。そして、d 軸電流 PI 制御器 124 は、目標電圧  $V_d$  を 2相 / 3相変換器 203 に出力する。

【0040】

q 軸電流 PI 制御器 125 は、目標値  $I_q^*$  と電流値  $I_q$  の差から目標電圧  $V_q$  を決定する。そして、q 軸電流 PI 制御器 125 は、目標電圧  $V_q$  を 2相 / 3相変換器 203 に出力する。

【0041】

このように、制御器 102 では、電流目標値  $I_q^*$  と、実際にモータ 210 に流れている 3相電流を dq 座標軸上の電流値  $I_d$ 、 $I_q$  に変換した値との偏差に基づいて、dq 座標軸上の目標電圧  $V_d$ 、 $V_q$  を演算する。

【0042】

次に、モータ 210 について説明する。図 3 は、モータの構成および座標系を説明するための図である。モータ 210 は、この実施形態では、三相ブラシレスモータである。そして、図 2 に示すように、界磁としてのロータ 220 と、このロータ 220 に対向するステータ 230 に配置された U 相、V 相および W 相のステータ巻線 231、232、233 とを備えている。モータ 210 は、ロータの外部にステータを対向配置したインナーロータ型のものであってもよいし、筒状のロータの内部にステータを対向配置したアウターロータ型のものであってもよい。

【0043】

各相のステータ巻線 231、232、233 の方向に U 軸、V 軸および W 軸をとった三相固定座標 (UVW 座標系) が定義される。また、ロータ 220 の磁極方向に d 軸 (磁極軸) をとり、ロータ 220 の回転平面内において d 軸と直角な方向に q 軸 (トルク軸) をとった二相回転座標系 (dq 座標系。実回転座標系) が定義される。dq 座標系は、ロータ 220 とともに回転する回転座標系である。dq 座標系では、q 軸電流のみがロータ 220 のトルク発生に寄与するので、d 軸電流を零とし、q 軸電流を所望のトルクに応じて制御すればよい。ロータ 220 の回転角 (ロータ角) は、U 軸に対する d 軸の回転角である。dq 座標系は、ロータ角 に従う実回転座標系である。このロータ角 を用いることによって、UVW 座標系と dq 座標系との間での座標変換を行うことができる。

【0044】

実施の形態 1 では、制御装置 100 が上述した三相ブラシレスモータであるモータ 210 の制御を行う。次に、実施の形態 1 の制御装置 100 の動作について説明する。

【0045】

#### 1. 誘起電圧オブザーバを利用した誘起電圧及び位相の推定

図 4 を用いて、誘起電圧オブザーバを利用した誘起電圧及び位相の推定について説明する。図 4 は、推定したい真の座標軸と制御に使用する座標軸を説明するための図である。図 4 において、d 軸は推定したい真の d 軸を示し、 $d^{\wedge}$  軸は制御に使用する d 軸を示す。同様に、図 4 において、q 軸は推定したい真の q 軸を示し、 $q^{\wedge}$  軸は制御に使用する q 軸を示す。また、図 4 において、 $\theta$  は、真の磁極位置を示し、 $\theta^{\wedge}$  は、磁極推定位置を示す。 $\delta$  は、d 軸と  $d^{\wedge}$  軸との誤差角及び q 軸と  $q^{\wedge}$  軸との誤差角を示す。 $e$  は  $d^{\wedge}$   $q^{\wedge}$  軸上に現れる誘起電圧を示す。

【0046】

図 4 より、dq 制御軸上の電圧方程式は下記の式 (1)、式 (2) のように書ける。

10

20

30

40

【数 1】

$$\mathbf{v}_d^* = (\mathbf{R} + s\mathbf{L}_d)\mathbf{i}_d - \omega^* \mathbf{L}_q \mathbf{i}_q + \mathbf{e}_d \quad (1)$$

【数 2】

$$\mathbf{v}_q^* = (\mathbf{R} + s\mathbf{L}_q)\mathbf{i}_q + \omega^* \mathbf{L}_d \mathbf{i}_d + \mathbf{e}_q \quad (2)$$

式(1)及び式(2)において、 $V_d^*$ 及び $V_q^*$ は、d軸及びq軸の指令電圧値である。また、 $R$ はロータのコイルの巻線抵抗値である。また、 $s$ は微分演算子(ラプラス演算子)である。 $L_d$ 及び $L_q$ はd軸及びq軸におけるインダクタンスである。 $i_d$ 及び $i_q$ はd軸及びq軸の電流値である。 $\omega^*$ は、目標回転速度である。 $e_d$ 及び $e_q$ はd軸及びq軸の推定誘起電圧値である。

10

【0047】

ここで、 $-\omega^* L_q i_q$ 、 $\omega^* L_d i_d$ を外乱に見立てて、それぞれ $-d_d$ 、 $-d_q$ とおく。

【数 3】

$$\mathbf{v}_d^* = (\mathbf{R} + s\mathbf{L}_d)\mathbf{i}_d - \mathbf{d}_d \quad (3)$$

【数 4】

$$\mathbf{v}_q^* = (\mathbf{R} + s\mathbf{L}_q)\mathbf{i}_q - \mathbf{d}_q \quad (4)$$

20

【0048】

すると、電圧方程式は、上記式(3)、式(4)のようになり、d軸とq軸が分離した方程式となる。ここからまずd軸誘起電圧の推定式を導出する。式(3)を下記の式(5)に書き換える。

【数 5】

$$s\mathbf{i}_d = \frac{\mathbf{v}_d^*}{\mathbf{L}_d} - \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}_d} \mathbf{i}_d + \frac{\mathbf{d}_d}{\mathbf{L}_d} \quad (5)$$

【0049】

式(5)をもとに $i_d$ と $d$ (外乱)を状態変数として状態方程式(6)及び式(7)を立てる。

30

【数 6】

$$s\mathbf{i}_d = -\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{L}_d} \mathbf{i}_d + \frac{\mathbf{d}}{\mathbf{L}_d} + \frac{\mathbf{v}_d^*}{\mathbf{L}_d} \quad (6)$$

【数 7】

$$s\mathbf{d} = \mathbf{s}\mathbf{d}_d \quad (7)$$

【0050】

ここで、 $i_d$ と $d$ の推定値を

【数 8】

$$\hat{i}_d$$

40

、

【数 9】

$$\hat{d}$$

とすると、オブザーバ側の推定状態方程式は、推定誤差に推定ゲイン $K_{Ed1}$ 、 $K_{Ed2}$ を掛けた項を加えて、下記の式(8)及び式(9)のように書ける。

【数 1 0】

$$s\hat{i}_d = -\frac{R}{L_d}\hat{i}_d + \frac{\hat{d}}{L_d} + \frac{v_d^*}{L_d} + K_{Ed1}(i_d - \hat{i}_d) \quad (8)$$

【数 1 1】

$$s\hat{d} = K_{Ed2}(i_d - \hat{i}_d) \quad (9)$$

【0 0 5 1】

式(9)を式(8)に代入すると、

【数 1 2】

$$\hat{i}_d$$

は、以下の式(10)となる。

【数 1 3】

$$\hat{i}_d = \frac{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}\right)s + \frac{K_{Ed2}}{L_d}} \left\{ \left(1 + \frac{K_{Ed1}}{K_{Ed2}}L_d s\right)i_d + \frac{s}{K_{Ed2}}v_d^* \right\} \quad (10)$$

【0 0 5 2】

また、式(10)を式(9)に代入すると、

【数 1 4】

$$\hat{d}$$

は、以下の式(11)と書ける。

【数 1 5】

$$\hat{d} = \hat{d}_d = \frac{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}\right)s + \frac{K_{Ed2}}{L_d}} \{(L_d s + R)i_d - v_d^*\} \quad (11)$$

図5は、誘起電圧オブザーバを適用したd軸誘起電圧推定系のブロック線図である。具体的には、図5は、式(11)を表したブロック線図である。

【0 0 5 3】

ここで、式(10)、式(11)を見ると、

【数 1 6】

$$\hat{i}_d$$

、

【数 1 7】

$$\hat{d}_d$$

は、 $i_d$ と、 $v_d^*$ を入力とする、式(12)及び式(13)の2次系となる。

【数 1 8】

$$\omega_{EG} = \sqrt{\frac{K_{Ed2}}{L_d}} \quad (12)$$

【数 1 9】

$$\zeta_{EG} = \frac{\frac{R}{L_d} + K_{Ed1}}{2\sqrt{\frac{K_{Ed2}}{L_d}}} \quad (13)$$

10

20

30

40

50



【 0 0 5 4 】

つまり d 軸誘起電圧推定系の周波数特性は、固有振動数  $\omega_{EG}$ 、ダンピングファクタ  $\zeta_{EG}$  で設計でき、推定ゲイン  $K_{Ed1}$ 、 $K_{Ed2}$  は、以下の式 (14) 及び式 (15) と書ける。

【数 2 0】

$$K_{Ed1} = 2\zeta_{EG}\omega_{EG} - \frac{R}{L_d} \quad (14)$$

【数 2 1】

$$K_{Ed2} = \omega_{EG}^2 L_d \quad (15)$$

10

【 0 0 5 5 】

続いて q 軸に関しても同様の計算を行う。式 (4) を下記の式 (16) のように書き換える。

【数 2 2】

$$s\mathbf{i}_q = \frac{v_q^*}{L_q} - \frac{R}{L_q} \mathbf{i}_q + \frac{d_q}{L_q} \quad (16)$$

【 0 0 5 6 】

式 (16) をもとに  $i_q$  と d (外乱) を状態変数として状態方程式 (17) 及び式 (18) を立てる。

【数 2 3】

$$s\mathbf{i}_q = -\frac{R}{L_q} \mathbf{i}_q + \frac{d}{L_q} + \frac{v_q^*}{L_q} \quad (17)$$

20

【数 2 4】

$$s\mathbf{d} = s\mathbf{d}_q \quad (18)$$

【 0 0 5 7 】

ここで、 $i_q$  と d の推定値を

【数 2 5】

$$\hat{i}_q$$

30

、

【数 2 6】

$$\hat{d}$$

とすると、オブザーバ側の推定状態方程式は、推定誤差に推定ゲイン  $K_{Eq1}$ 、 $K_{Eq2}$  掛けた項を加えて、下記の式 (19) 及び式 (20) のように書ける。

【数 2 7】

$$s\hat{\mathbf{i}}_q = -\frac{R}{L_q} \hat{\mathbf{i}}_q + \frac{\hat{d}}{L_q} + \frac{v_q^*}{L_q} + K_{Eq1}(\mathbf{i}_q - \hat{\mathbf{i}}_q) \quad (19)$$

40

【数 2 8】

$$s\hat{\mathbf{d}} = K_{Eq2}(\mathbf{i}_q - \hat{\mathbf{i}}_q) \quad (20)$$

【 0 0 5 8 】

式 (20) を式 (19) に代入すると、

【数 2 9】

$$\hat{\mathbf{i}}_q$$

は、以下の式 (21) となる。

50

【数30】

$$\hat{i}_q = \frac{\frac{K_{Eq2}}{L_d}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}\right)s + \frac{K_{Eq2}}{L_q}} \left\{ \left(1 + \frac{K_{Eq1}}{K_{Eq2}} L_q s\right) i_q + \frac{s}{K_{Eq2}} v_q^* \right\} \quad (21)$$

【0059】

また、式(21)を式(20)に代入すると、

【数31】

 $\hat{d}$ 

10

は、以下の式(22)と書ける。

【数32】

$$\hat{d} = \hat{d}_q = \frac{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}\right)s + \frac{K_{Eq2}}{L_q}} \{(L_q s + R)i_q - v_q^*\} \quad (22)$$

図6は、誘起電圧オブザーバを適用したq軸誘起電圧推定系のブロック線図である。具体的には、図6は、式(11)を表したブロック線図である。

【0060】

ここで、式(21)、式(22)を見ると、

20

【数33】

 $\hat{i}_q$ 

、

【数34】

 $\hat{d}_q$ 

は、 $i_q$ と、 $v_q^*$ を入力とする、式(23)及び式(24)の2次系となる。

【数35】

$$\omega_{EG} = \sqrt{\frac{K_{Eq2}}{L_q}} \quad (23)$$

30

【数36】

$$\zeta_{EG} = \frac{\frac{R}{L_q} + K_{Eq1}}{2\sqrt{\frac{K_{Eq2}}{L_q}}} \quad (24)$$

【0061】

つまりd軸誘起電圧推定系と同様に、q軸誘起電圧推定系の周波数特性も、 $\omega_{EG}$ と $\zeta_{EG}$ で設計でき、推定ゲイン $K_{Eq1}$ 、 $K_{Eq2}$ は、以下の式(25)及び式(26)と書ける。

40

【数37】

$$K_{Eq1} = 2\zeta_{EG}\omega_{EG} - \frac{R}{L_q} \quad (25)$$

【数38】

$$K_{Eq2} = \omega_{EG}^2 L_q \quad (26)$$

【0062】

50

次に、式(11)、式(22)で求めた推定外乱

【数39】

$$\hat{d}_d$$

、

【数40】

$$\hat{d}_q$$

から推定誘起電圧を算出すると、下記の式(27)及び式(28)のようになる。

【数41】

$$\mathbf{e}_d = -\hat{d}_d + \omega^* L_q i_q \quad (27)$$

【数42】

$$\mathbf{e}_q = -\hat{d}_q - \omega^* L_d i_d \quad (28)$$

【0063】

よって推定誘起電圧の大きさ $e$ と位相誤差 $\beta$ は、下記の式(29)及び式(30)のように求まる。

【数43】

$$e = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \quad (29)$$

【数44】

$$\beta = \text{atan}\left(\frac{e_d}{e_q}\right) \quad (30)$$

【0064】

次に、算出した $e$ と $\beta$ から磁極位置を推定する。図7は、実施の形態1の制御装置の推定器の詳細を示す図である。図7では、図2の制御装置における、誘起電圧及び磁極位置推定の機能を示している。この誘起電圧推定系701では、指令電圧値と検出電流値を入力すると、位相誤差 $\beta$ と誘起電圧の大きさ $e$ が出力される。そして磁極位置推定値 $\hat{\theta}$ は、振幅 $e$ から算出した位相情報を足しこむと共に位相誤差 $\beta$ に誤差角積分ゲイン $K_{Ed1}$ を掛けて積分し、 $\beta = 0$ になるように制御される。

【0065】

誘起電圧推定系の周波数特性 $G_E$ は、推定ゲイン $K_{Ed1}$ 、 $K_{Ed2}$ 、 $K_{Eq1}$ 、 $K_{Eq2}$ を式(31)、式(32)、式(33)及び式(34)のように設計すると、固有振動数 $\omega_{EG}$ 、ダンピングファクタ $\zeta_{EG}$ で決まる安定な2次系となる。

【数45】

$$K_{Ed1} = 2\zeta_{EG}\omega_{EG} - \frac{R}{L_d} \quad (31)$$

【数46】

$$K_{Ed2} = \omega_{EG}^2 L_d \quad (32)$$

【数47】

$$K_{Eq1} = 2\zeta_{EG}\omega_{EG} - \frac{R}{L_q} \quad (33)$$

【数48】

$$K_{Eq2} = \omega_{EG}^2 L_q \quad (34)$$

【0066】

10

20

30

40

50

よって誘起電圧及び磁極位置推定系において設計が必要な制御ゲインは、 $\omega_{EG}$ 、 $\omega_{EG}$ 、 $\omega_{EG}$  の3つである。

【0067】

2. ゲインの設計手法

2-1. 速度制御系と電流制御系の設計

速度制御系の帯域  $\omega_{sc}$  と電流制御系の帯域  $\omega_{cc}$  は、それぞれが干渉しないように式(35)の関係を保つように設計する。

【数49】

$$\omega_{cc} \gg \omega_{sc} \quad (35)$$

10

【0068】

2-2. 誘起電圧推定系の設計

図5及び図6に示すように、誘起電圧推定系の周波数特性は、 $\omega_{EG}$  と  $\omega_{EG}$  で決まる2次系となっているので、誘起電圧推定応答が電流応答に対して同等以上になるように  $\omega_{EG}$  と  $\omega_{EG}$  を設計する。

【0069】

以上の設計思想に則り、 $\omega_{EG}$  を  $\omega_{EG}=0.6$  程度の値で固定し、 $\omega_{EG}$  を下記の式(36)の関係になるように設計する。

【数50】

$$\omega_{EG} \geq \omega_{cc} \quad (36)$$

20

【0070】

2-3. 磁極位置推定系の設計

図7の磁極位置推定系における誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  は、まずは位相余裕が十分に確保できるように誘起電圧推定系の帯域に対して十分に低い値に設計してやればよい。ところが、この誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  を低くし過ぎると、速度制御系の帯域が高く、磁極位置推定系に高い周波数の入力があるような場合に、大きな位相遅れを生じることがある。

【0071】

この位相遅れは、トルク低下に直結するので、位相遅れをどの程度まで許容できるかによって、誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  の下限が決まってくる。

30

【0072】

以上の設計思想に則り、誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  を設計する。まず誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  を下記の式(37)のように設計すると、磁極位置推定系の周波数特性は、1次遅れ系とほぼ同じ特性となるので、カットオフ周波数  $\omega_{\beta}$  で約45°位相が遅れる。

【数51】

$$\omega_{EG} \gg \omega_{\beta} \quad (37)$$

【0073】

つまり、磁極位置推定系の入力周波数の上限は、速度制御系の帯域で決まると考えてよいので、例えば、速度制御系の帯域が誤差角積分ゲイン  $\omega_{EG}$  以下に設計されていれば、最大でも45°程度の誤差に収まることになる。この45°を誤差の許容範囲(トルク低下率は30%程度)とし、速度制御系の帯域と誤差角積分ゲインの関係を、常に、下記の式(38)の関係を保つように設計する。

40

【数52】

$$\omega_{\beta} \geq \omega_{sc} \quad (38)$$

【0074】

式(37)式と式(38)をまとめると、下記の式(39)となる。

【数53】

$$\omega_{EG} \gg \omega_{\beta} \geq \omega_{SC} \quad (39)$$

【0075】

以上2-1、2-2及び2-3をまとめると、各制御系のゲインの関係は、式(40)のようになる。

【数54】

$$\omega_{EG} \geq \omega_{CC} \gg \omega_{\beta} \geq \omega_{SC} \quad (40)$$

【0076】

つまり誘起電圧オブザーバを使用したセンサレス制御系全体の設計は、モータパラメータが分かれば、式(40)の関係を保ちつつゲイン設計するのみである。

【0077】

このように実施の形態1の制御装置によれば、誘起電圧推定アルゴリズムに誘起電圧オブザーバを適用することにより、誘起電圧推定系の周波数特性を固有振動数 $\omega_{EG}$ により、明確に決めることができる。そして、式(40)式に従って電流制御系の帯域 $\omega_{CC}$ 、位相誤差積分ゲイン $K_{IC}$ 、速度制御系の帯域 $\omega_{SC}$ が、一意に決まり、ゲインの調整は不要で、安定した制御を実現できる。

【0078】

(実施の形態2)

一般的にセンサレス制御では、インバータ制御するために必要なデッドタイムによる電圧歪みにより、低速時には低い電圧を正しく出力することができない。この結果、誘起電圧及び磁極位置を正しく推定できない。

【0079】

実施の形態2では、インバータの出力電圧が指令電圧と遅れなく一致するように負帰還制御を行い、デッドタイムによる電圧歪みを小さくすることにより、誘起電圧及び磁極位置の推定精度を上げる。

【0080】

図8は、実施の形態2に係る制御装置の構成を示すブロック図である。図8において、図2と同一の構成は、同一の番号を付し、説明を省略する。図8において、制御装置800は、デッドタイム補償器801を備える。

【0081】

2相/3相変換器203は、制御器102から指令される目標電圧 $V_d$ 、 $V_q$ を実際の3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ に変換する。そして、2相/3相変換器203は、実際の3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ をデッドタイム補償器801に出力する。

【0082】

デッドタイム補償器801は、2相/3相変換器203から出力された3相の目標電圧 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ をインバータの出力電圧が指令電圧と遅れなく一致するように負帰還制御を行う。デッドタイム補償器801の詳細な動作は後述する。また、例えば、デッドタイム補償器801は、ASIC(application specific integrated circuit)、またはCPU(Central Processing Unit)及びメモリで構成された処理器または半導体装置で構成しても良い。

【0083】

PWM制御器204は、デッドタイム補償器801から出力された3相の目標電圧を、図示しない直流電源のオンオフにより実現する、デューティ比を決定する。そして、PWM制御器204は、このデューティ比のパルス波でモータ210を駆動する。例えば、PWM制御器204は、内部にインバータを備え、6個のスイッチング素子を制御して、モータ210の三相コイルの各々に印加する電圧を制御する。

【0084】

10

20

30

40

50

次にデッドタイム補償器 801 の詳細な動作について説明する。図 9 は、デッドタイム補償制御を実現する電圧制御系のブロック線図である。図 9 の電圧制御系の入出力特性は、下記の式 (41) で示される。

【数 55】

$$\frac{V_o}{V^*} = \frac{K_p + \frac{K_I}{s}}{1 + \frac{K_p + \frac{K_I}{s}}{1 + \frac{\omega_c}{s}}} \quad (41)$$

式 (41) において、 $K_p$  及び  $K_I$  は、PI 制御における比例ゲイン及び積分ゲインである。また  $\omega_c$  は、PWM の周波数以下をカットするフィルタのカットオフ周波数である、

【0085】

ここで、 $K_p = 1$ 、 $K_I = \omega_c$  に設計すると、式 (41) は、以下の式 (42) となる。

【数 56】

$$\frac{V_o}{V^*} = \frac{1 + \frac{\omega_c}{s}}{1 + \frac{1 + \frac{\omega_c}{s}}{1 + \frac{\omega_c}{s}}} = 1 \quad (42)$$

【0086】

すなわち、式 (42) の関係に示すように、指令電圧  $V^*$  と出力電圧  $V_o$  は遅れなく一致する。デッドタイム補償器 801 は、式 (42) の制御処理を行う。

【0087】

このように、実施の形態 2 の制御装置によれば、デッドタイムによる電圧歪みを小さくできるため、誘起電圧及び磁極位置の推定精度が上がり、より低速でも制御が可能となる。また、デッドタイムによる電圧歪みを小さくできるため、磁極位置推定の低速限界速度を下げるができる。

【0088】

(実施の形態 3)

実施の形態 3 では、誘起電圧及び磁極位置推定の低速限界速度を下回る場合、d 軸電流を流し、強制的に位置指令値に従って位相を回して駆動するモード(これを引き込み動作モードと呼ぶ)に切り替える。

【0089】

図 10 は、実施の形態 3 に係る制御装置の構成を示すブロック図である。図 10 において、図 2 及び図 8 と同一の構成は、同一の番号を付し、説明を省略する。図 10 において、制御装置 1000 は、切替器 1001 を備える。

【0090】

切替器 1001 は、速度演算器 201 が推定した回転速度が所定の閾値より大きい場合、 $i_d^* = 0$  を d 軸電流 PI 制御器 124 に出力し、そして、速度 PI 制御器 121 から出力された  $i_q^*$  を q 軸電流 PI 制御器 125 に出力する。また、切替器 1001 は、回転速度が所定の閾値以下である場合、 $i_d^* = i_{d\_o1}$  を d 軸電流 PI 制御器 124 に出力し、 $i_q^* = 0$  を q 軸電流 PI 制御器 125 に出力する。例えば、切替器 1001 は、ASIC (application specific integrated circuit)、または CPU (Central Processing Unit) 及びメモリで構成された処理器または半導体装置で構成しても良い。

【0091】

次に、制御装置 1000 の動作について説明する。まず、位置指令値から速度指令値を作成する動作について説明する。図 11 は、位置指令値から速度指令値の作成の例を示すグラフである。図 11 において、横軸は時刻を示し、縦軸は回転角度 (回転位置) 及び回

10

20

30

40

50

転速度を示す。また、図 1 1 において、 $\theta^*$  は目標位置を示し、 $T_a$  は加速時間を示し、 $v_{MAX}$  は最大速度を示し、 $v^*$  は、速度指令値を示す。

【0092】

速度指令値は、位置指令値の微分により作成される。そして、速度指令値は、入力パラメータに依存して台形もしくは三角形のパターンとなる。この速度指令値に従ってモータが駆動される。

【0093】

次に、モータが低速回転する場合の制御装置 1000 の動作について説明する。

図 1 2 は、引き込み動作モードへの移行の例を示すグラフである。図 1 2 において、横軸は時刻を示し、縦軸は、回転速度、q 軸電流、d 軸電流を示す。また、図 1 2 において、 $v_{switch}$  は、低速限界速度（引き込み動作モードに移行する閾値の速度）である。また、 $i_{d\_ol}$  は、引き込み動作時の d 軸電流である。 $T_{switch}$  は、引き込み動作への移行時間である。

10

【0094】

図 1 2 に示すように、回転速度が低速限界速度  $v_{switch}$  より大きい場合、速度 PI 制御器 121 から出力された  $i_q^*$  が q 軸電流 PI 制御器 125 に出力され、 $i_d^* = 0$  が d 軸電流 PI 制御器 124 に出力されて、モータが制御される。そして、回転速度が低速限界速度  $v_{switch}$  以下となった場合、引き込み動作への移行時間  $T_{switch}$  内に  $i_d^*$  が引き込み動作時の d 軸電流  $i_{d\_ol}$  が d 軸電流 PI 制御器 124 に出力され、 $i_q^* = 0$  が d 軸電流 PI 制御器 124 に出力されて、モータが制御される。引き込み動作時の d 軸電流  $i_{d\_ol}$  はモード切り替え直前の q 軸電流とするのが好適である。

20

【0095】

以上の動作により、引き込み動作モードへの切り替え時には、モード切り替え直前の q 軸電流を d 軸電流 PI 制御器 124 に受け渡し、d 軸電流と q 軸電流を入れ替えるようにすることで、トルクをシームレスに繋ぐ。

【0096】

次に、切替器 1001 の内部構成について説明する。図 1 3 は、実施の形態 3 の制御装置の切替器の構成をしめす回路図である。図 1 3 において、切替器 1001 は、判定器 1011 と、第 1 スイッチ 1021 と、第 2 スイッチ 1031 とを備える。

30

【0097】

判定器 1011 は、速度演算器 201 が推定した回転速度が所定の閾値より大きいか、所定の閾値以下であるか判定し、判定結果を第 1 スイッチ 1021 及び第 2 スイッチ 1031 に出力する。

【0098】

第 1 スイッチ 1021 は、判定器 1011 の判定に従い、接点 1022 と接点 1023 の何れかを接点 1024 に接続する。接点 1024 は、d 軸電流 PI 制御器 124 が接続されている。

【0099】

具体的には、速度演算器 201 が推定した回転速度が所定の閾値より大きい場合、接点 1022 を接点 1024 に接続する。すなわち、 $i_d^* = 0$  が d 軸電流 PI 制御器 124 に出力される。

40

【0100】

また、速度演算器 201 が推定した回転速度が所定の閾値以下である場合、接点 1023 を接点 1024 に接続する。すなわち、 $i_d^* = i_{d\_ol}$  が d 軸電流 PI 制御器 124 に出力される。ここで  $i_{d\_ol}$  は、引き込み動作時の d 軸電流である。

【0101】

第 2 スイッチ 1031 は、判定器 1011 の判定に従い、接点 1022 と接点 1033 の何れかを接点 1034 に接続する。接点 1032 は、速度 PI 制御器 121 が接続されている。また、接点 1034 は、q 軸電流 PI 制御器 124 が接続されている。

50

## 【0102】

具体的には、速度演算器201が推定した回転速度が所定の閾値より大きい場合、接点1032を接点1034に接続する。すなわち、速度PI制御器121から出力された $i_q^*$ がq軸電流PI制御器125に出力される。

## 【0103】

また、速度演算器201が推定した回転速度が所定の閾値以下である場合、接点1033を接点1034に接続する。すなわち、 $i_q^* = 0$ がq軸電流PI制御器125に出力される。

## 【0104】

以上の構成により、モータに印加する電圧を負帰還制御することで実現するデッドタイム補償機能と組み合わせ、位置指令プロフィールから生成した指令速度に追従するように駆動する。

10

## 【0105】

このように実施の形態3の制御装置によれば、低速限界速度を閾値として、速度制御モードと引き込み動作モードをシームレスに切り替え、位置指令値から生成した指令速度に基づいて駆動することで、簡易位置決め動作を実現することができる。

## 【0106】

また、誘起電圧及び磁極位置推定の低速限界速度を上回る状態から誘起電圧及び磁極位置推定の低速限界速度を下回る状態に状態が遷移する場合に、状態が遷移する直前のq軸電流をd軸電流PI制御器124に受け渡し、d軸電流とq軸電流を入れ替えることにより、トルクをシームレスに繋ぐことができ、低速限界速度を下回る状態において、位置決め動作を実現することができる。

20

## 【0107】

具体的には、低速限界速度を下回る場合は、引き込み動作モードに切り替え、位置指令プロフィールに従って位相を強制的に回すことにより、簡易位置決め動作を実現することができる。

## 【0108】

また、上述したプログラムは、様々なタイプの非一時的なコンピュータ可読媒体(non-transitory computer readable medium)を用いて格納され、コンピュータに供給することができる。非一時的なコンピュータ可読媒体は、様々なタイプの実体のある記録媒体(tangible storage medium)を含む。非一時的なコンピュータ可読媒体の例は、磁気記録媒体(例えばフレキシブルディスク、磁気テープ、ハードディスクドライブ)、光磁気記録媒体(例えば光磁気ディスク)、CD-ROM(Read Only Memory)CD-R、CD-R/W、半導体メモリ(例えば、マスクROM、PROM(Programmable ROM)、EPROM(Erasable PROM)、フラッシュROM、RAM(Random Access Memory))を含む。また、プログラムは、様々なタイプの一時的なコンピュータ可読媒体(transitory computer readable medium)によってコンピュータに供給されてもよい。一時的なコンピュータ可読媒体の例は、電気信号、光信号、及び電磁波を含む。一時的なコンピュータ可読媒体は、電線及び光ファイバ等の有線通信路、又は無線通信路を介して、プログラムをコンピュータに供給できる。

30

40

## 【0109】

以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づき具体的に説明したが、本発明は既に述べた実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々の変更が可能であることはいうまでもない。

## 【0110】

例えば、上記実施の形態では、三相ブラシレスモータを制御する例について記載しているが、三相モータ以外の永久磁石を使用したPM(Permanent Magnet)型やHB(Hybrid)型のステッピングモータに適用してもよい。

50



【符号の説明】

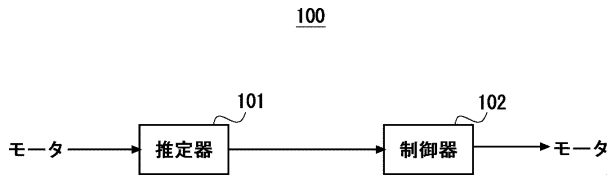
【0111】

- 100、800、1000 制御装置
- 101 推定器
- 102 制御器
- 111 誘起電圧オフザーバ
- 112 誘起電圧演算器
- 113 位相演算器
- 114、122、123、202 減算器
- 121 速度PI制御器
- 124 d軸電流PI制御器
- 125 q軸電流PI制御器
- 200 制御装置
- 201 速度演算器
- 203 2相/3相変換器
- 204 PWM制御器
- 205 3相/2相変換器
- 701 誘起電圧推定系
- 801 デッドタイム補償器
- 1001 切替器
- 1011 判定器
- 1021 第1スイッチ
- 1031 第2スイッチ

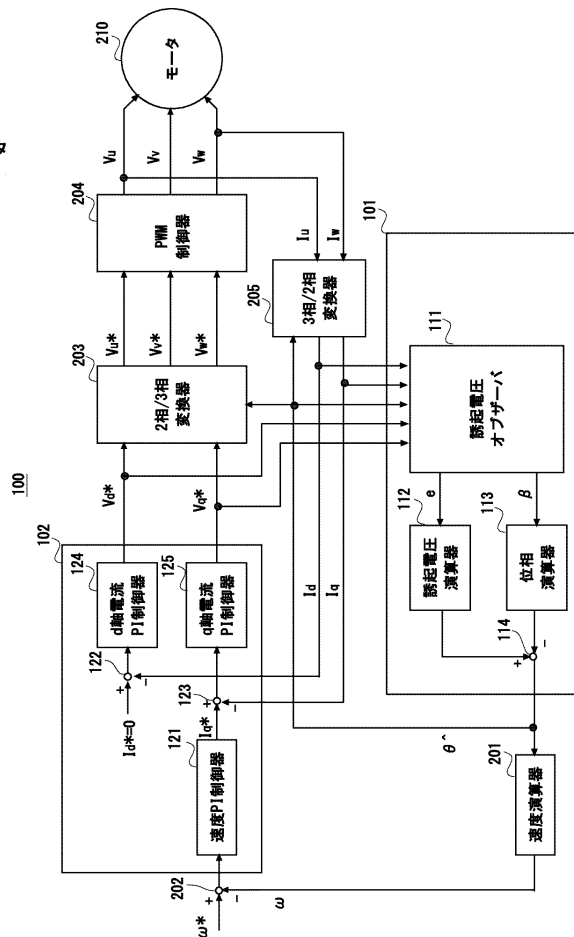
10

20

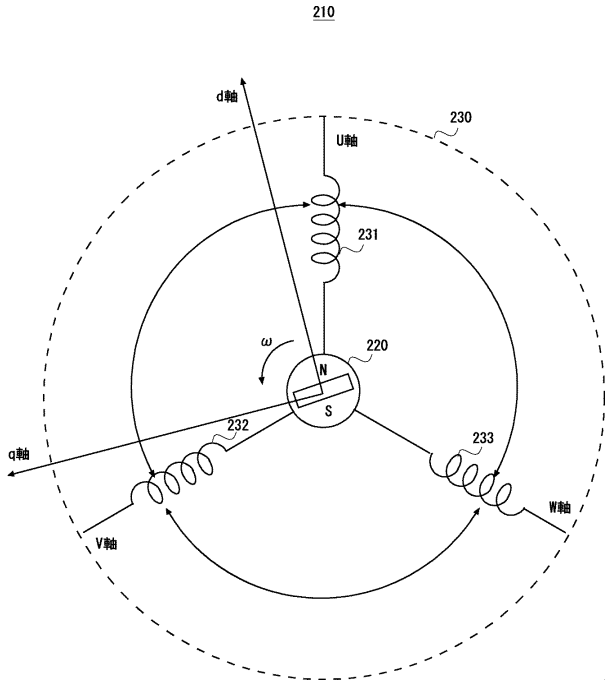
【図1】



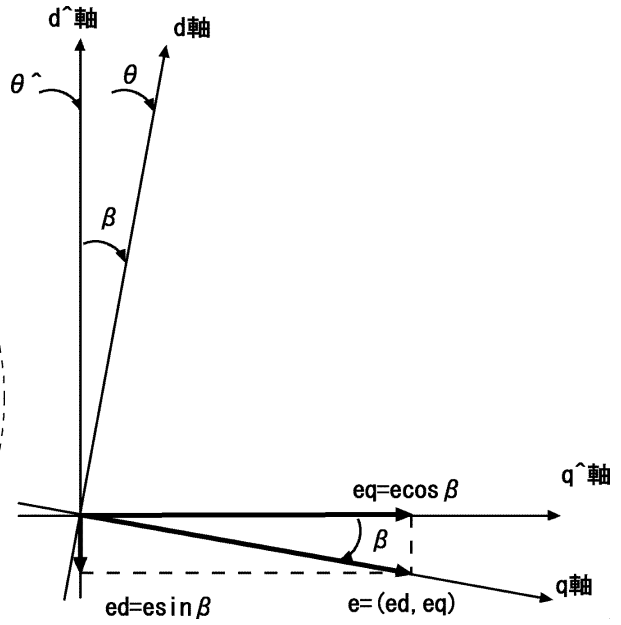
【図2】



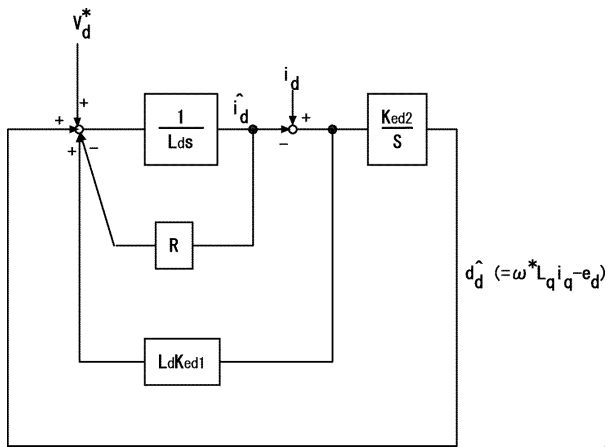
【図3】



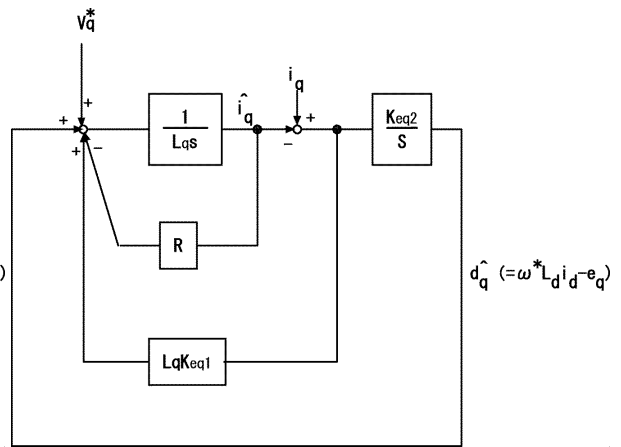
【図4】



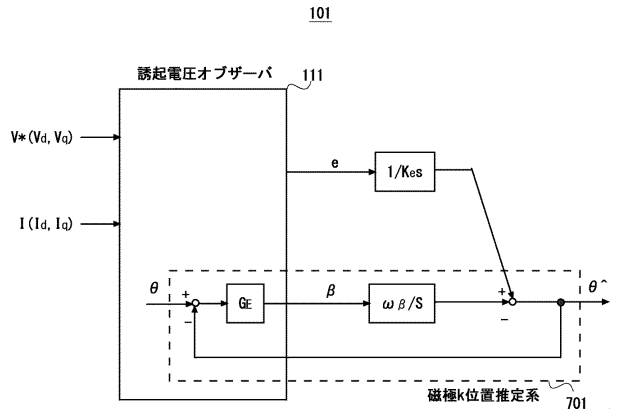
【図5】



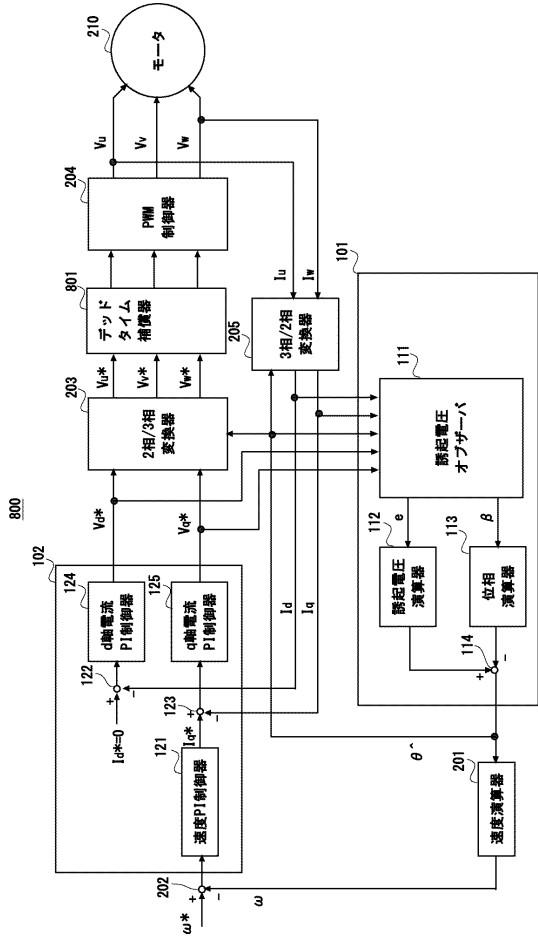
【図6】



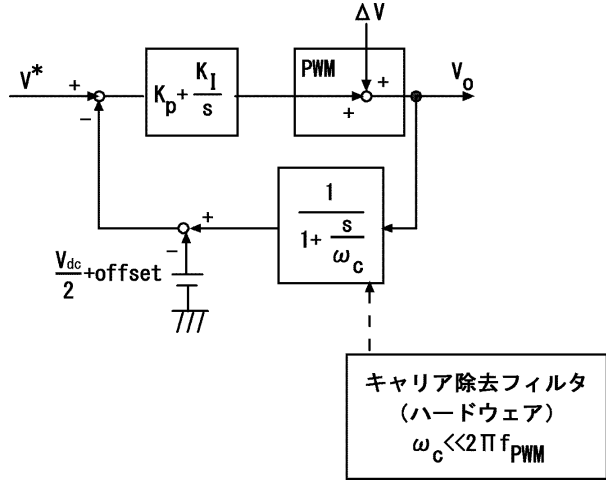
【図7】



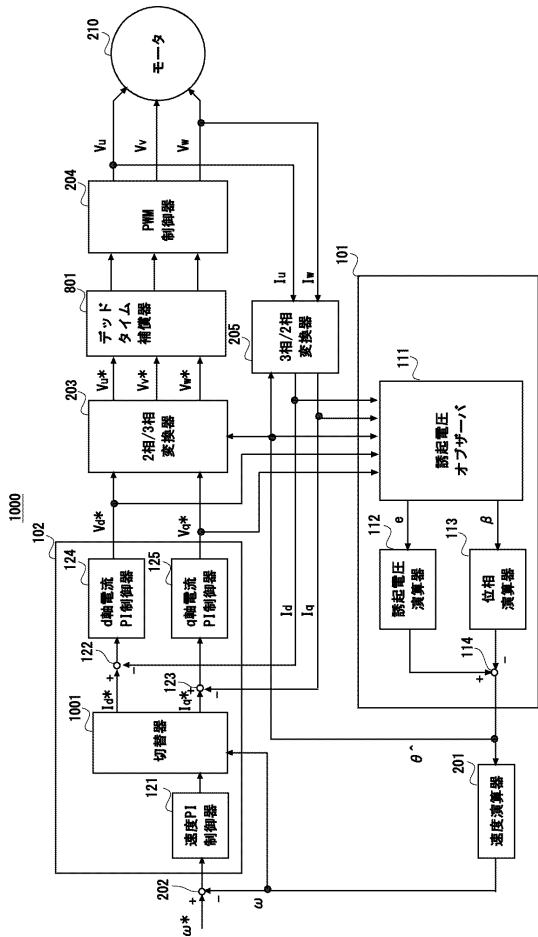
【図8】



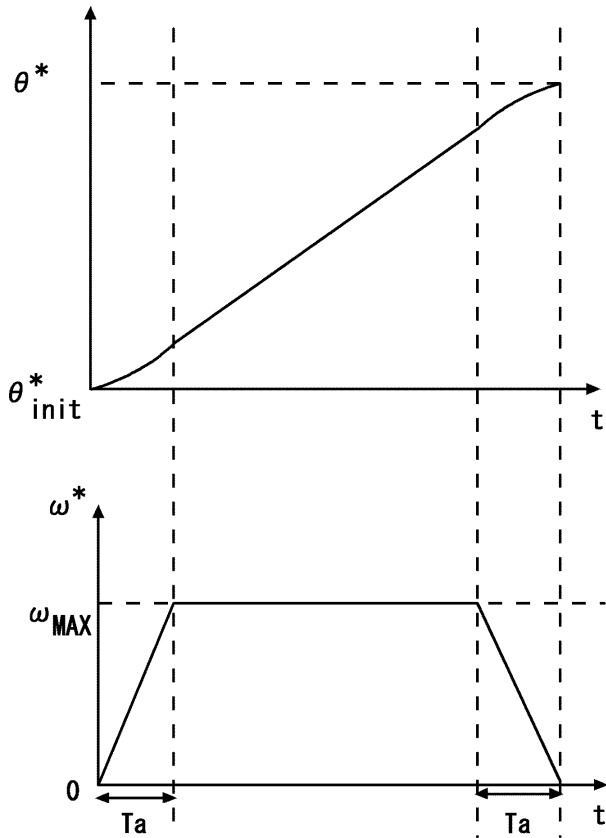
【図9】



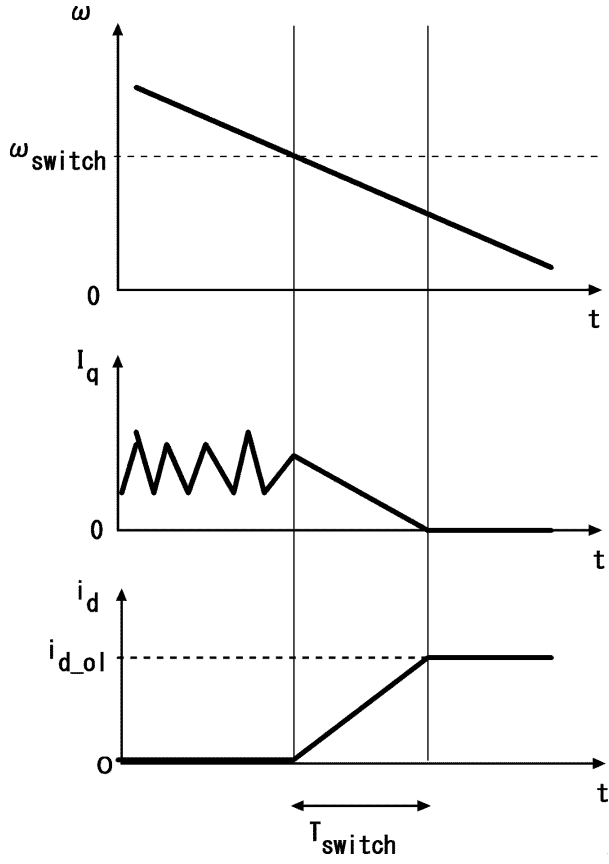
【図10】



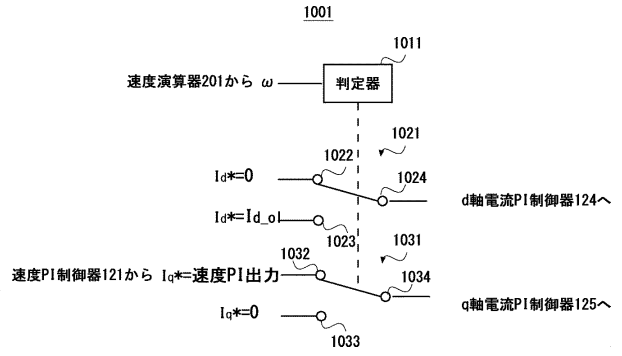
【図11】



【図12】



【図13】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-251889(JP,A)  
特開2009-100600(JP,A)  
特開2010-068662(JP,A)  
特開2010-029016(JP,A)  
米国特許出願公開第2016/0099667(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/16  
H02P 6/08  
H02P 21/18