

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7163640号
(P7163640)

(45)発行日 令和4年11月1日(2022.11.1)

(24)登録日 令和4年10月24日(2022.10.24)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 21/16 (2016.01) H 0 2 P 21/16

請求項の数 3 (全32頁)

(21)出願番号	特願2018-128515(P2018-128515)	(73)特許権者	000005234 富士電機株式会社 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(22)出願日	平成30年7月5日(2018.7.5)	(74)代理人	100107766 弁理士 伊東 忠重
(65)公開番号	特開2020-10475(P2020-10475A)	(74)代理人	100070150 弁理士 伊東 忠彦
(43)公開日	令和2年1月16日(2020.1.16)	(72)発明者	彦根 修 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
審査請求日	令和3年6月14日(2021.6.14)	(72)発明者	野村 尚史 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
		審査官	安池 一貴

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 同期電動機の制御装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行なd軸と、このd軸に直交するq軸とからなるd, q直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機のd軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記d軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記d軸電流の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記d軸電流の2倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記d軸電流の3倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記同期電動機のd軸電圧の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記d軸電圧の基本波成分のフーリエ係数、及び、交番電圧の角周波数に基づき、前記同期電動機のd軸磁束の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記d軸電流の基本波成分のフーリエ係数、前記d軸電流の2倍高調波成分のフーリエ係数、前記d軸電流の3倍高調波成分のフーリエ係数、前記d軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記d軸磁束の基本波成分のフーリエ係数に基づき、前記d軸電流に対するd軸磁束の傾きの最大値を示す第1のパラメータ、及び、d軸上の磁気飽和の度合いを

示す第 2 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ及び前記第 2 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置。

【請求項 2】

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行な d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とからなる d , q 直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機の d 軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記 q 軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記同期電動機の q 軸電流の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数に基づき、前記同期電動機の d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 q 軸電流の基本波成分のフーリエ係数、前記 q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流に対する d 軸磁束の傾きの最大値を示す第 1 のパラメータ、及び、d 軸上の磁気飽和の度合いを示す第 2 のパラメータに基づき、前記 d 軸磁束に対する q 軸電流の干渉の度合いを示す第 3 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ、前記第 2 のパラメータ及び前記第 3 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置。

【請求項 3】

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行な d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とからなる d , q 直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機の d 軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記 q 軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数に基づき、前記同期電動機の d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流、前記同期電動機の q 軸電流、前記 d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流に対する d 軸磁束の傾きの最大値を示す第 1 のパラメータ、及び、d 軸上の磁気飽和の度合いを示す第 2 のパラメータに基づき、前記 d 軸磁束に対する q 軸電流の干渉の度合いを示す第 3 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ、前記第 2 のパラメータ及び前記第 3 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同期電動機の制御装置が行うオートチューニングに関する。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

50

埋め込み永久磁石型同期電動機（以下、IPMSM）において、 d 、 q 軸間の干渉を含む磁気飽和を考慮した磁束モデルを、オートチューニングにより最適化する方法が知られている。その一例として、 q 軸電流に対する q 軸磁束の傾きの最大値に相当するパラメータ、 q 軸上の磁気飽和の度合いを示すパラメータ、及び、 q 軸磁束に対する d 軸電流の干渉の度合いを示すパラメータをオートチューニングする方法がある（例えば、特許文献1参照）。

【0003】

なお、磁気飽和特性とは、電流の増加に伴う電動機鉄心の磁気飽和により、 d 、 q 軸磁束とこれらに対応する各軸電流との線形性が崩れる特性をいい、 d 、 q 軸間の干渉とは、他軸電流の影響により自軸磁束が変化する特性をいう。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【文献】特開2015 144502号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

IPMSMやシンクロナスリラクタンスモータ（以下、SynRM）などの同期電動機のトルクを高精度に制御するためには、電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルを求め、この磁束モデルに基づいて電流制御を行うことが望ましい。磁束モデルに基づいて電流制御を行うためには、その磁束モデルの各パラメータを算出する必要がある。

【0006】

しかしながら、磁束モデルの各パラメータを算出するために同期電動機を無負荷運転にすることが必要なオートチューニング方法では、同期電動機が負荷装置に接続されている場合、オートチューニングを行うことができない。

【0007】

そこで、本開示は、同期電動機が負荷装置に接続されていても、オートチューニングを行うことが可能な、同期電動機の制御装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本開示の技術の一態様として、

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行な d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とからなる d 、 q 直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機の d 軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記 d 軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記 d 軸電流の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の2倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の3倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記同期電動機の d 軸電圧の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電圧の基本波成分のフーリエ係数、及び、交番電圧の角周波数に基づき、前記同期電動機の d 軸磁束の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の基本波成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の2倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の3倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記 d 軸磁束の基本波成分のフーリエ係数に基づき、前記 d 軸電流に対する d 軸磁束の傾きの最大値を示す第1のパラメータ、及び、 d 軸上の磁気飽和の度合いを

10

20

30

40

50

示す第 2 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ及び前記第 2 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置が提供される。

【 0 0 0 9 】

また、本開示の技術の一態様として、

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行な d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とからなる d , q 直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機の d 軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記 q 軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記同期電動機の q 軸電流の基本波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数に基づき、前記同期電動機の d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 q 軸電流の基本波成分のフーリエ係数、前記 q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数、前記 d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流に対する d 軸磁束の傾きの最大値を示す第 1 のパラメータ、及び、d 軸上の磁気飽和の度合いを示す第 2 のパラメータに基づき、前記 d 軸磁束に対する q 軸電流の干渉の度合いを示す第 3 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ、前記第 2 のパラメータ及び前記第 3 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置が提供される。

【 0 0 1 1 】

また、本開示の技術の一態様として、

電力変換器により同期電動機に供給する電流及び電圧を、前記同期電動機の回転子磁極方向に平行な d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とからなる d , q 直交回転座標上で制御する制御装置であって、

電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備え、

前記演算装置は、

前記同期電動機の d 軸電流の直流成分を指令値に制御し、

前記 q 軸に正弦波の交番電圧を印加し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流の直流成分のフーリエ係数、及び、前記 d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ係数に基づき、前記同期電動機の d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数を演算し、

前記 d 軸電流、前記同期電動機の q 軸電流、前記 d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数、前記 d 軸電流に対する d 軸磁束の傾きの最大値を示す第 1 のパラメータ、及び、d 軸上の磁気飽和の度合いを示す第 2 のパラメータに基づき、前記 d 軸磁束に対する q 軸電流の干渉の度合いを示す第 3 のパラメータを演算し、

前記第 1 のパラメータ、前記第 2 のパラメータ及び前記第 3 のパラメータを用いて前記磁束モデルを構成することを特徴とする同期電動機の制御装置が提供される。

【 発明の効果 】

【 0 0 1 3 】

本開示の技術によれば、同期電動機が負荷装置に接続されていても、オートチューニングを行うことが可能となる。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】第1の実施形態の全体構成例を示すブロック図である。

【図2】第1の実施形態で通流するd軸電流の第1の概形例である。

【図3】第1の実施形態で通流するd軸電流の第2の概形例である。

【図4】第1の実施形態で通流するd軸電流の第3の概形例である。

【図5】第2～第5の実施形態の全体構成例を示すブロック図である。

【図6】第2～第5の実施形態で通流するd軸電流及びq軸電流の概形例である。

【図7】第4及び第5の実施形態で使用する瞬時値のサンプル点を例示する図である。

【図8】制御装置が備える演算装置のハードウェア構成を例示する図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下、図面を参照しながら本開示に係る同期電動機の制御装置の実施形態を説明する。同一の構成要素については同一の符号を付け、重複する説明は省略する。なお、本発明は下記の実施形態に限定されるものではなく、その要旨を変更しない範囲内で適宜変形して実施することができるものである。

【0016】

本実施形態の同期電動機の制御装置は、同期電動機の回転子が静止した状態で交番電圧を印加し、その印加時に流れる電流の応答から磁束モデルの各パラメータを演算するオートチューニングを行う。また、本実施形態の制御装置は、同期電動機のq軸電流に対するq軸磁束の傾きの最大値に相当するパラメータ、q軸上の磁気飽和の度合いを示すパラメータ及びq軸磁束に対するd軸電流の干渉の度合いを示すパラメータをオートチューニングする。本実施形態の制御装置は、このオートチューニングの際に、各パラメータの偏微分式による勾配ベクトルを利用したシステム同定法を適用することで、同期電動機の磁束モデルをオートチューニングする。

20

【0017】

本実施形態の制御装置によれば、同期電動機の磁束モデルの各パラメータを演算する際に無負荷運転が不要となるため、同期電動機が負荷装置に接続されている場合でも、回転子を静止したままの状態での磁束モデルのオートチューニングを行うことが可能となる。また、磁束モデルの複数のパラメータのうち、q軸電流に対するq軸磁束の傾きの最大値を示すパラメータ、q軸上の磁気飽和の度合いを示すパラメータ及びq軸磁束に対するd軸電流の干渉の度合いを示すパラメータを演算する際にシステム同定法が適用される。システム同定法の適用により、磁束モデル式の形式を問わず、オートチューニングを行うことが可能となる。

30

【0018】

本実施形態の制御装置は、各パラメータのオートチューニングが完了した磁束モデルを同期電動機の電流制御に利用することで、同期電動機の回転を高精度に制御できる。例えば、制御装置は、オートチューニング後の各パラメータが反映された磁束モデルに基づいて算出されるd軸電流指令値 i_d^* 及びq軸電流指令値 i_q^* を用いて、周知のベクトル制御により同期電動機に供給する電流及び電圧を制御する。これにより、同期電動機の回転を高精度に制御することが可能となる。

40

【0019】

次に、本実施形態の制御装置の詳細について説明する。最初に、本実施形態の制御装置が使用する磁束モデルについて説明する。

【0020】

< 1. 磁束モデル >

数式1, 2にIPMSMの磁束モデルを示す。また、数式3, 4にSynRMの磁束モデルを示す。これらの磁束モデルは、電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮したものである。数式3, 4に示されるSynRMの磁束モデルは、数式1, 2において、永久磁石に起因するパラメータである等価磁化電流 I_0 及び磁束オフセット θ_0 を零としたも

50

のに等しい。以降の実施形態では、これらのモデルを例として、磁束モデルのパラメータ（ K_{Ld} 、 K_{sd} 、 K_{sdq} 、 K_{Lq} 、 K_{sq} 、 K_{sqd} ）の演算方法について説明する。

【 0 0 2 1 】

【数 1】

$$\psi_d = \frac{K_{Ld}(i_d + I_0)}{(1 + K_{sd}|i_d + I_0|)(1 + K_{sdq}|i_q|)} + \phi_0$$

なお、各パラメータは、

K_{Ld} : d 軸電流 i_d に対する d 軸磁束 ψ_d の傾きの最大値、

K_{sd} : d 軸上の磁気飽和の度合い、

K_{sdq} : d 軸磁束 ψ_d に対する q 軸電流 i_q の干渉の度合い、

を意味する

10

【 0 0 2 2 】

【数 2】

$$\psi_q = \frac{K_{Lq}i_q}{(1 + K_{sqd}|i_d + I_0|)(1 + K_{sq}|i_q|)}$$

なお、各パラメータは、

K_{Lq} : q 軸電流 i_q に対する q 軸磁束 ψ_q の傾きの最大値、

K_{sq} : q 軸上の磁気飽和の度合い、

K_{sqd} : q 軸磁束 ψ_q に対する d 軸電流 i_d の干渉の度合い、

を意味する

20

30

【 0 0 2 3 】

【数 3】

$$\psi_d = \frac{K_{Ld}i_d}{(1 + K_{sd}|i_d|)(1 + K_{sdq}|i_q|)}$$

【 0 0 2 4 】

【数 4】

40

50

$$\psi_q = \frac{K_{Lq} i_q}{(1 + K_{sqd} |i_d|)(1 + K_{sq} |i_q|)}$$

【 0 0 2 5 】

< 2 . 第 1 の実施形態 >

10

(2 . 1) 第 1 の実施形態の全体構成

図 1 は、第 1 の実施形態に係る制御装置を主回路と共に示したブロック図であり、以下では、永久磁石型同期電動機（以下、単に電動機又は S M ともいう）の電圧及び電流の制御方法を制御装置の構成と共に説明する。なお、電力変換器により同期電動機に供給する電圧及び電流の制御演算は、d , q 軸直交回転座標上で行うこととし、電動機の回転子の磁極（N 極）方向を d 軸、回転子磁極方向に平行な d 軸から 9 0 ° 進み方向を q 軸と定義する。

【 0 0 2 6 】

本実施形態の制御装置 1 0 0 a は、d 軸電流の直流成分を指令値に制御して d 軸に正弦波の交番電圧を印加しているときの電流及び電圧に基づき、電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルの各パラメータを演算するオートチューニングを行う。

20

【 0 0 2 7 】

図 1 において、積分器 5 a は、交番電圧の角周波数 ω_h を積分して d 軸交番電流指令値の角度 θ_h を演算する。d 軸交番電流指令演算器 6 a は、d 軸交番電流指令値の交流成分 i_{dh}^* を数式 5 のように演算する。

【 0 0 2 8 】

【数 5】

$$i_{dh}^* = I_{d(b1)}^* \sin \theta_h$$

30

なお、 $I_{d(b1)}^*$: d 軸交番電流指令値の振幅、である

【 0 0 2 9 】

加算器 7 a は、d 軸電流直流成分指令値 $I_{dc}(0)^*$ と i_{dh}^* を加算し、d 軸電流指令値 i_d^* を演算する。なお、d 軸電流直流成分指令値 $I_{dc}(0)^*$ は、零と設定してもよい。

【 0 0 3 0 】

40

電流座標変換器 8 a は、u 相電流検出器 9 u a 及び w 相電流検出器 9 w a によりそれぞれ検出した u , w 相電流検出値 i_u , i_w を、同期電動機 1 a の磁極位置検出値 θ_1 に基づいて d , q 軸電流検出値 i_d , i_q に座標変換する。

【 0 0 3 1 】

ローパスフィルタ 1 0 a は、d 軸電流検出値 i_d の高周波成分を除去して d 軸電流検出値 i_{df} を演算する。

【 0 0 3 2 】

d 軸電流指令値 i_d^* と d 軸電流検出値 i_{df} との偏差を減算器 1 1 a にて演算し、この偏差を d 軸電流調節器 1 2 a により増幅して d 軸電圧指令値 v_{dACR} (d 軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR}) を演算する。d 軸電流調節器 1 2 a は、d 軸電流指令値 i_d^* と

50

d軸電流検出値 i_{df} との偏差が零になるように動作して d 軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR} を演算する。

【0033】

後述するように、磁束モデルのパラメータは、電動機鉄心の磁気飽和に起因して流れる高調波電流を利用して推定される。このため、d軸電流調節器 12a が高調波電流に作用しないようにするため、d軸電流調節器 12a の応答周波数、及び、ローパスフィルタ 10a のカットオフ周波数は、交番電圧の角周波数 ω_h の 2 倍よりも小さく設定される。

【0034】

直流電機子抵抗補償器 13a は、d軸電機子抵抗フィードフォワード補償値 v_{dra} を数式 6 により演算する。

【0035】

【数 6】

$$v_{dra} = r_a \dot{I}_{dc(0)}$$

なお、 r_a : 電機子抵抗値、である

10

【0036】

電圧補償値演算器 14a は、インピーダンス推定部 15a で演算した d 軸リアクタンス推定値 X_{dhest} 及び d 軸電機子抵抗推定値 R_{dhest} を使用し、d 軸電圧フィードフォワード補償値 v_{dhFF} を数式 7 により演算する。なお、d 軸リアクタンス推定値 X_{dhest} 及び d 軸電機子抵抗推定値 R_{dhest} などのインピーダンスの推定は、例えば特許文献 1 等に記載されている公知技術を用いてインピーダンス推定部 15a により行われることが可能である。

【0037】

【数 7】

$$v_{dhFF} = X_{dhest} \dot{I}_{d(b1)} \cos \theta_h + R_{dhest} \dot{I}_{d(b1)} \sin \theta_h$$

なお、 X_{dhest} : d 軸リアクタンス推定値、 R_{dhest} : d 軸電機子抵抗推定値、である

20

30

【0038】

フーリエ係数演算器 16a は、 ω_h 、 v_d^* 、 i_d に基づき、d 軸電圧及び d 軸電流のそれぞれのフーリエ係数を演算する。フーリエ係数演算器 16a は、d 軸電圧の基本波成分のフーリエ余弦係数 $V_{d(a1)}$ 、d 軸電圧の基本波成分のフーリエ正弦係数 $V_{d(b1)}$ 、d 軸電流の直流成分のフーリエ係数 $I_{d(0)}$ 、d 軸電流の基本波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a1)}$ 、d 軸電流の基本波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b1)}$ 、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a2)}$ 、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b2)}$ 、d 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a3)}$ 、及び、d 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b3)}$ を演算する。フーリエ係数の演算は、例えば特許文献 1 等に記載されている公知技術を用いて行われることが可能である。

【0039】

フーリエ係数演算器 16a により演算された、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a2)}$ 、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b2)}$ 、d 軸電

40

50

流の3倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a3)}$ 、d軸電流の3倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b3)}$ から、電機子抵抗補償器 17a は、数式 8 により d 軸高調波電機子抵抗補償値 $v_{dhr a}$ を演算する。

【0040】

【数8】

$$v_{dhr a} = r_a I_{d(a2)} \cos 2\theta_h + r_a I_{d(b2)} \sin 2\theta_h + r_a I_{d(a3)} \cos 3\theta_h + r_a I_{d(b3)} \sin 3\theta_h$$

10

【0041】

d軸電圧指令値 v_d^* は、加算器 7b, 7c により、d軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR} 、d軸電機子抵抗フィードフォワード補償値 $v_{drr a}$ 、d軸電圧フィードフォワード補償値 $v_{dhr FF}$ 、d軸高調波電機子抵抗補償値 $v_{dhr a}$ を加算して算出される。一方、q軸電圧指令値 v_q^* は、零に固定する。

【0042】

上述のように演算した d, q 軸電圧指令値 v_d^* , v_q^* は、電圧座標変換器 18a によって、磁極位置検出値 θ_1 に基づいて、u, v, w 相の相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* に変換される。

20

【0043】

整流回路 3a は、三相交流電源 4a からの三相交流電圧を整流して直流電圧に変換し、この直流電圧をインバータ等の電力変換器 2a に供給する。

【0044】

PWM (Pulse Width Modulation) 回路 19a は、相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* に基づいて、電力変換器 2a の出力電圧を相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* に制御するための複数のゲート信号を生成する。電力変換器 2a は、PWM 回路 19a からの複数のゲート信号に基づいて、電力変換器 2a 内部の複数の半導体スイッチング素子を制御することにより、SynRM などの同期電動機 1a の端子電圧を相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* に制御する。

30

【0045】

(2.2) K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第1例

第1の実施形態における K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第1例について説明する。

【0046】

数式 3, 4 に示す磁束モデル式を持つ SynRM について、d 軸に正弦波の交番電圧を印加し、数式 9, 10 のような磁束を発生させた場合を考える。

【0047】

【数9】

40

$$\psi_d = \psi_{d(0)} + \psi_{d(b1)} \sin \theta_h$$

【0048】

【数10】

50

$$\psi_q = 0$$

なお、 $\psi_{d(0)}$:*d*軸磁束直流成分、 $\psi_{d(b1)}$:*d*軸磁束基本波のフーリエ正弦係数、 θ :磁束の交番位相、である

【 0 0 4 9 】

10

この場合、*d*軸には数式 1 1 に示す直流成分と高調波を含む電流が流れる。また、*q*軸の電流は、数式 1 2 のように零となる。

【 0 0 5 0 】

【数 1 1】

$$i_d = I_{d(0)} + I_{d(b1)} \sin \theta_h + I_{d(a2)} \cos 2\theta_h + I_{d(b3)} \sin 3\theta_h$$

20

【 0 0 5 1 】

【数 1 2】

$$i_q = 0$$

なお、 $I_{d(0)}$:*d*軸電流直流成分、 $I_{d(b1)}$:*d*軸電流基本波のフーリエ正弦係数、 $I_{d(a2)}$:*d*軸電流2倍高調波のフーリエ余弦係数、 $I_{d(b3)}$:*d*軸電流3倍高調波のフーリエ正弦係数、である

30

【 0 0 5 2 】

数式 1 2 より、*q*軸電流が零となるため、数式 3 の i_q を零にすると、数式 1 3 が得られる。

【 0 0 5 3 】

【数 1 3】

40

$$\psi_d = \frac{K_{Ld} i_d}{1 + K_{sd} |i_d|}$$

【 0 0 5 4 】

数式 1 3 によれば、2組の ψ_d , i_d を含む連立方程式を立てて解くことにより、 K_{Ld} , K_{sd} を算出することが可能である。そこで、図 2 に示した測定番号 1 , 2 のように 2

50

パターンの d 軸電流を発生させ、フーリエ変換により電流および磁束を測定番号 1, 2 のそれぞれの期間で計測する。その際に、磁束は直接観測することが出来ないため誘起電圧から演算する必要があるが、回転子静止状態において、磁束直流成分による誘起電圧は発生しないため、数式 9 の $i_d(0)$ を演算することが出来ない。そこで、以下の手順で $i_d(0)$ を消去する。

【 0 0 5 5 】

数式 3 を、数式 9, 11 を用いて交番電流位相 θ_h の関数に書き換えると、数式 14 ~ 16 が得られる。ただし、 i_d を零以上の値とすることで、数式 3 における絶対値を無視する。

【 0 0 5 6 】

【数 1 4】

10

$$\psi_d(\theta_h) = \frac{K_{Ld} i_d(\theta_h)}{1 + K_{sd} i_d(\theta_h)}$$

【 0 0 5 7 】

【数 1 5】

20

$$\psi_d(\theta_h) = \psi_{d(0)} + \psi_{d(b1)} \sin \theta_h$$

【 0 0 5 8 】

【数 1 6】

30

$$i_d(\theta_h) = I_{d(0)} + I_{d(b1)} \sin \theta_h + I_{d(a2)} \cos 2\theta_h + I_{d(b3)} \sin 3\theta_h$$

【 0 0 5 9 】

数式 15 の $i_d(0)$ を消去するために、数式 14 を θ_h で微分すると、数式 17 ~ 19 のように、 $i_d(0)$ を用いることなく、 K_{Ld} 、 K_{sd} と磁束、電流の関係式が得られる。

【 0 0 6 0 】

【数 1 7】

40

$$\psi_d'(\theta_h) = \frac{K_{Ld} i_d'(\theta_h)}{(1 + K_{sd} i_d(\theta_h))^2}$$

50

【 0 0 6 1 】

【 数 1 8 】

$$\psi_{d'}(\theta_h) = \psi_{d(b1)} \cos \theta_h$$

【 0 0 6 2 】

【 数 1 9 】

10

$$i_{d'}(\theta_h) = I_{d(b1)} \cos \theta_h - 2I_{d(a2)} \sin 2\theta_h + 3I_{d(b3)} \cos 3\theta_h$$

【 0 0 6 3 】

ただし、数式 17 をそのまま解く場合、2 次式の K_{sd} の扱いが難しいので、動作点が $d' = 0$ 、 $i_{d'} = 0$ の範囲内であることを前提として、式両辺の平方根をとると、数式 20 が得られる。

20

【 0 0 6 4 】

【 数 2 0 】

$$\sqrt{\psi_{d'}(\theta_h)} = \frac{\sqrt{K_{Ld} i_{d'}(\theta_h)}}{1 + K_{sd} i_{d'}(\theta_h)}$$

30

【 0 0 6 5 】

ここで、明らかに $d' = 0$ 、 $i_{d'} = 0$ が成り立つ $\theta_h = 0^\circ$ の動作点について考えると、数式 20 はフーリエ係数を用いて数式 21 のように表せる。

【 0 0 6 6 】

【 数 2 1 】

$$\sqrt{\psi_{d(b1)}} = \frac{\sqrt{K_{Ld} (I_{d(b1)} + 3I_{d(b3)})}}{1 + K_{sd} (I_{d(0)} + I_{d(a2)})}$$

40

【 0 0 6 7 】

磁束は、電流と同位相であり、磁束に起因する電圧降下は、磁束から 90° 進みであることから、d 軸磁束の基本波成分のフーリエ正弦係数 $d(b1)$ は、数式 22 により演算される。

【 0 0 6 8 】

50

【数 2 2】

$$\psi_{d(b1)} = \frac{V_{d(a1)}I_{d(b1)} - V_{d(b1)}I_{d(a1)}}{\omega_h \sqrt{I_{d(a1)}^2 + I_{d(b1)}^2}}$$

なお、 $V_{d(a1)}$: d 軸電圧基本波のフーリエ余弦係数、 $V_{d(b1)}$: d 軸電圧基本波のフーリエ正弦係数、 ω_h : 交番角周波数、である。

10

【0069】

数式 2 1 より、測定番号 1, 2 の磁束と電流の計測結果から、数式 2 3, 2 4 のように連立方程式を立てることが出来る。なお、フーリエ係数の添え字は、測定番号を表す。

【0070】

【数 2 3】

$$\sqrt{\psi_{d(b1)}} = \frac{\sqrt{K_{Ld}(I_{d1(b1)} + 3I_{d1(b3)})}}{1 + K_{sd}(I_{d1(0)} + I_{d1(a2)})}$$

20

【0071】

【数 2 4】

$$\sqrt{\psi_{d2(b1)}} = \frac{\sqrt{K_{Ld}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})}}{1 + K_{sd}(I_{d2(0)} + I_{d2(a2)})}$$

30

【0072】

数式 2 3, 2 4 を K_{sd} について解くと、 K_{sd} は、数式 2 5 のように演算できる。

【0073】

【数 2 5】

$$K_{sd} = \frac{\sqrt{\psi_{d2(b1)}(I_{d1(b1)} + 3I_{d1(b3)})} - \sqrt{\psi_{d1(b1)}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})}}{(I_{d1(0)} + I_{d1(a2)})\sqrt{\psi_{d1(b1)}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})} - (I_{d2(0)} + I_{d2(a2)})\sqrt{\psi_{d2(b1)}(I_{d1(b1)} + 3I_{d1(b3)})}}$$

40

50

【 0 0 7 4 】

また、数式 2 5 で演算した K_{sd} を用いて、 K_{Ld} は、数式 2 6 で演算できる。

【 0 0 7 5 】

【 数 2 6 】

$$K_{Ld} = \frac{\psi_{d1(b1)}(1 + K_{sd}(I_{d1(0)} + I_{d1(a2)}))^2}{(I_{d1(b1)} + 3I_{d1(b3)})}$$

10

【 0 0 7 6 】

(2 . 3) K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第 2 例

第 1 の実施形態における K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第 2 例について説明する。

【 0 0 7 7 】

数式 3 , 4 に示す磁束モデル式を持つ S y n R M について、d 軸に正弦波の交番電圧を印加し、数式 2 7 , 2 8 のような磁束を発生させた場合を考える。

【 0 0 7 8 】

20

【 数 2 7 】

$$\psi_d = \psi_{d(b1)} \sin \theta_h$$

【 0 0 7 9 】

【 数 2 8 】

30

$$\psi_q = 0$$

【 0 0 8 0 】

この場合、d 軸には数式 2 9 に示す高調波を含む電流が流れる。また、q 軸の電流は、数式 3 0 のように零となる。

40

【 0 0 8 1 】

【 数 2 9 】

$$i_d = I_{d(b1)} \sin \theta_h + I_{d(b3)} \sin 3\theta_h$$

【 0 0 8 2 】

50

【数 3 0】

$$i_q = 0$$

【0083】

数式 30 より、q 軸電流が零となるため、数式 3 の i_q を零にすると、数式 31 が得られる。

10

【0084】

【数 3 1】

$$\psi_d = \frac{K_{Ld} i_d}{1 + K_{sd} |i_d|}$$

20

【0085】

数式 31 によれば、2 組の i_d , i_d を含む連立方程式を立てて解くことにより、 K_{Ld} , K_{sd} を算出することが可能である。そこで、図 3 に示した測定番号 1 , 2 のように 2 パターンの振幅の異なる d 軸電流を発生させ、フーリエ変換により電流および磁束を測定番号 1 , 2 のそれぞれの期間で計測する。

【0086】

数式 3 を、数式 27 , 29 を用いて交番電流位相 θ_h の関数に書き換えると、数式 32 ~ 34 が得られる。

【0087】

30

【数 3 2】

$$\psi_d(\theta_h) = \frac{K_{Ld} i_d(\theta_h)}{1 + K_{sd} |i_d(\theta_h)|}$$

【0088】

40

【数 3 3】

$$\psi_d(\theta_h) = \psi_{d(b1)} \sin \theta_h$$

【0089】

【数 3 4】

50

$$i_d(\theta_h) = I_{d(b1)} \sin \theta_h + I_{d(b3)} \sin 3\theta_h$$

【 0 0 9 0 】

ここで、 $\theta_h = 90^\circ$ の動作点について考えると、数式 3 2 はフーリエ係数を用いて数式 3 5 のように表せる。また、 $i_d = 0$ となるため、分母の絶対値記号は無視する。

10

【 0 0 9 1 】

【数 3 5】

$$\psi_{d(b1)} = \frac{K_{Ld}(I_{d(b1)} - I_{d(b3)})}{1 + K_{sd}(I_{d(b1)} - I_{d(b3)})}$$

20

【 0 0 9 2 】

磁束は、電流と同位相であり、磁束に起因する電圧降下は、磁束から 90° 進みであることから、d 軸磁束の基本波成分のフーリエ正弦係数 $d(b1)$ は、数式 3 6 により演算される。

【 0 0 9 3 】

【数 3 6】

$$\psi_{d(b1)} = \frac{V_{d(a1)}I_{d(b1)} - V_{d(b1)}I_{d(a1)}}{\omega_h \sqrt{I_{d(a1)}^2 + I_{d(b1)}^2}}$$

30

【 0 0 9 4 】

数式 3 6 より、測定番号 1, 2 の磁束と電流の計測結果から、数式 3 7, 3 8 のように連立方程式を立てることが出来る。なお、フーリエ係数の添え字は、測定番号を表す。

【 0 0 9 5 】

【数 3 7】

40

$$\psi_{d1(b1)} = \frac{K_{Ld}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}{1 + K_{sd}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}$$

【 0 0 9 6 】

【数 3 8】

50

$$\psi_{d2(b1)} = \frac{K_{Ld}(I_{d2(b1)} - I_{d2(b3)})}{1 + K_{sd}(I_{d2(b1)} - I_{d2(b3)})}$$

【 0 0 9 7 】

数式 37, 38 を K_{sd} について解くと、 K_{sd} は、数式 39 のように演算できる。

10

【 0 0 9 8 】

【 数 3 9 】

$$K_{sd} = \frac{\psi_{d2(b1)}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)}) - \psi_{d1(b1)}(I_{d2(b1)} - I_{d2(b3)})}{(\psi_{d1(b1)} - \psi_{d2(b1)})(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})(I_{d2(b1)} - I_{d2(b3)})}$$

20

【 0 0 9 9 】

また、数式 39 で演算した K_{sd} を用いて、 K_{Ld} は、数式 40 で演算できる。

【 0 1 0 0 】

【 数 4 0 】

$$K_{Ld} = \frac{\psi_{d1(b1)}(1 + K_{sd}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)}))}{(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}$$

30

【 0 1 0 1 】

(2.4) K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第 3 例

第 1 の実施形態における K_{Ld} , K_{sd} の演算方法の第 3 例について説明する。

【 0 1 0 2 】

図 4 に示した測定番号 1, 2 のように 2 パターンの d 軸電流を発生させた場合を考えると、測定番号 1 で d 軸に発生する磁束と電流は、それぞれ、数式 27、数式 29 となる。また、測定番号 2 で d 軸に発生する磁束と電流は、それぞれ、数式 9、数式 11 となる。これらの式と、測定番号 1, 2 の磁束の計測結果から、数式 41, 42 のように連立方程式を立てることが出来る。

40

【 0 1 0 3 】

【 数 4 1 】

$$\psi_{d1(b1)} = \frac{K_{Ld}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}{1 + K_{sd}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}$$

50

【 0 1 0 4 】

【 数 4 2 】

$$\psi_{d2(b1)} = \frac{K_{Ld}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})}{(1 + K_{sd}(I_{d2(0)} + I_{d2(a2)}))^2}$$

10

【 0 1 0 5 】

数式 4 1 , 4 2 を K_{sd} について解くと、 K_{sd} は、数式 4 3 ~ 4 5 のように演算できる

【 0 1 0 6 】

【 数 4 3 】

$$K_{sd} = -b + \sqrt{b^2 - c}$$

20

【 0 1 0 7 】

【 数 4 4 】

$$b = \frac{\psi_{d2(b1)}(I_{d2(0)} + I_{d2(a2)}) - \frac{1}{2}\psi_{d1(b1)}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})}{\psi_{d2(b1)}(I_{d2(0)} + I_{d2(a2)})^2}$$

30

【 0 1 0 8 】

【 数 4 5 】

$$c = \frac{\psi_{d2(b1)}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)}) - \psi_{d1(b1)}(I_{d2(b1)} + 3I_{d2(b3)})}{\psi_{d2(b1)}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})(I_{d2(0)} + I_{d2(a2)})^2}$$

40

【 0 1 0 9 】

また、数式 4 3 ~ 4 5 で演算した K_{sd} を用いて、 K_{Ld} は、数式 4 6 で演算できる。

【 0 1 1 0 】

【 数 4 6 】

50

$$K_{Ld} = \frac{\psi_{d1(b1)}(1 + K_{sd}(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)}))}{(I_{d1(b1)} - I_{d1(b3)})}$$

【 0 1 1 1 】

(2 . 5) パラメータの推定

上述の演算方法（すなわち、 K_{Ld} 、 K_{sd} の演算方法の第1例～第3例のいずれかの演算方法）によれば、SynRMなどの同期電動機1aの無負荷運転を行うことなく、 K_{Ld} 、 K_{sd} を演算することが可能である。この演算方法による上記の演算を図1のパラメータ推定部20aで実行することで、第1の実施形態におけるSynRMなどの同期電動機1aの磁束モデルのオートチューニングが実現され、磁束モデルが構成される。

【 0 1 1 2 】

< 3 . 第2及び第3の実施形態 >

(3 . 1) 第2及び第3の実施形態の全体構成

図5は、第2～第5の実施形態に係る制御装置を主回路と共に示したブロック図であり、以下では、永久磁石型同期電動機（以下、単に電動機又はSMともいう）の電圧及び電流の制御方法を制御装置の構成と共に説明する。なお、電力変換器により同期電動機に供給する電圧及び電流の制御演算は、 d 、 q 軸直交回転座標上で行うこととし、電動機の回転子の磁極（N極）方向を d 軸、回転子磁極方向に平行な d 軸から 90° 進み方向を q 軸と定義する。

【 0 1 1 3 】

本実施形態の制御装置100bは、 d 軸電流の直流成分を指令値に制御して q 軸に正弦波の交番電圧を印加しているときの電流及び電圧に基づき、電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルの各パラメータを演算するオートチューニングを行う。

【 0 1 1 4 】

図5において、積分器5bは、交番電圧の角周波数 ω_h を積分して q 軸交番電流指令値の角度 θ_h を演算する。 d 軸交番電流指令演算器6bは、 q 軸交番電流指令値の交流成分 i_{qh}^* を数式47のように演算する。

【 0 1 1 5 】

【数47】

$$i_{qh}^* = I_{q(b1)}^* \sin \theta_h$$

なお、 $I_{q(b1)}^*$ ： q 軸交番電流指令値の振幅、である

【 0 1 1 6 】

電流座標変換器8bは、 u 相電流検出器9ub及び w 相電流検出器9wbによりそれぞれ検出した u 、 w 相電流検出値 i_u 、 i_w を、同期電動機1bの磁極位置検出値 θ_1 に基づいて d 、 q 軸電流検出値 i_d 、 i_q に座標変換する。

【 0 1 1 7 】

ローパスフィルタ10bは、 d 軸電流検出値 i_d の高周波成分を除去して d 軸電流検出値 i_{df} を演算する。また、ローパスフィルタ10cは、 q 軸電流検出値 i_q の高周波成分

10

20

30

40

50

を除去して q 軸電流検出値 i_{qf} を演算する。

【0118】

d 軸電流指令値 $i_{d(0)^*}$ と d 軸電流検出値 i_{df} との偏差を減算器 11b にて演算し、この偏差を d 軸電流調節器 12b により増幅して d 軸電圧指令値 v_{dACR} (d 軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR}) を演算する。d 軸電流調節器 12b は、d 軸電流指令値 $i_{d(0)^*}$ と d 軸電流検出値 i_{df} との偏差が零になるように動作して d 軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR} を演算する。また、q 軸電流指令値 i_{qh}^* と q 軸電流検出値 i_{qf} との偏差を減算器 11c にて演算し、この偏差を q 軸電流調節器 12c により増幅して q 軸電圧指令値 v_{qACR} (q 軸電圧フィードバック制御値 v_{qACR}) を演算する。q 軸電流調節器 12c は、q 軸電流指令値 i_{qh}^* と q 軸電流検出値 i_{qf} との偏差が零になるように動作して q 軸電圧フィードバック制御値 v_{qACR} を演算する。

10

【0119】

後述するように、磁束モデルのパラメータは、電動機鉄心の磁気飽和に起因して流れる高調波電流を利用して推定される。このため、d 軸電流調節器 12b 及び q 軸電流調節器 12c が高調波電流に作用しないようにするため、調節器 12b, 12c の応答周波数、及び、ローパスフィルタ 10b, 10c のカットオフ周波数は、交番電圧の角周波数 ω の 2 倍よりも小さく設定される。

【0120】

直流電機子抵抗補償器 13b は、第 1 の実施形態と同様に、d 軸電機子抵抗フィードフォワード補償値 v_{dra} を数式 6 により演算する。

20

【0121】

電圧補償値演算器 14b は、インピーダンス推定部 15b で演算した q 軸リアクタンス推定値 X_{qhest} 及び q 軸電機子抵抗推定値 R_{qhest} を使用し、q 軸電圧フィードフォワード補償値 v_{qhFF} を数式 48 により演算する。なお、q 軸リアクタンス推定値 X_{qhest} 及び q 軸電機子抵抗推定値 R_{qhest} などのインピーダンスの推定は、例えば特許文献 1 等に記載されている公知技術を用いてインピーダンス推定部 15b により行われることが可能である。

【0122】

【数 48】

30

$$v_{qhFF} = X_{qhest} I_{q(b1)}^* \cos \theta_h + R_{qhest} I_{q(b1)}^* \sin \theta_h$$

なお、 X_{qhest} : q 軸リアクタンス推定値、 R_{qhest} : q 軸電機子抵抗推定値、である

【0123】

フーリエ係数演算器 16b は、 ω , v_{q}^* , i_d に基づき、q 軸電圧、q 軸電流及び d 軸電流のそれぞれのフーリエ係数を演算する。フーリエ係数演算器 16b は、q 軸電圧の基本波成分のフーリエ余弦係数 $V_{q(a1)}$ 、q 軸電圧の基本波成分のフーリエ正弦係数 $V_{q(b1)}$ 、q 軸電流の基本波成分のフーリエ余弦係数 $I_{q(a1)}$ 、q 軸電流の基本波成分のフーリエ正弦係数 $I_{q(b1)}$ 、q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{q(a3)}$ 、q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{q(b3)}$ 、d 軸電流の直流成分のフーリエ係数 $I_{d(0)}$ 、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{d(a2)}$ 、及び、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b2)}$ を演算する。フーリエ係数の演算は、例えば特許文献 1 等に記載されている公知技術を用いて行われることが可能である。

40

【0124】

フーリエ係数演算器 16b により演算された、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ余

50

弦係数 $I_{d(a2)}$ 、d 軸電流の 2 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{d(b2)}$ 、q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ余弦係数 $I_{q(a3)}$ 、q 軸電流の 3 倍高調波成分のフーリエ正弦係数 $I_{q(b3)}$ から、電機子抵抗補償器 17b は、数式 49 により d 軸高調波電機子抵抗補償値 v_{dhra} および q 軸高調波電機子抵抗補償値 v_{qhra} を演算する。

【0125】

【数49】

$$\begin{aligned} v_{dhra} &= r_a I_{d(a2)} \cos 2\theta_h + r_a I_{d(b2)} \sin 2\theta_h \\ v_{qhra} &= r_a I_{q(a3)} \cos 3\theta_h + r_a I_{q(b3)} \sin 3\theta_h \end{aligned}$$

10

【0126】

d 軸電圧指令値 v_d^* は、加算器 7d により、d 軸電圧フィードバック制御値 v_{dACR} 、d 軸電機子抵抗フィードフォワード補償値 v_{dra} 、d 軸高調波電機子抵抗補償値 v_{dhra} を加算して算出される。一方、q 軸電圧指令値 v_q^* は、加算器 7e、7f により、q 軸電圧フィードバック制御値 v_{qACR} 、q 軸電圧フィードフォワード補償値 v_{qhff} 、q 軸高調波電機子抵抗補償値 v_{qhra} を加算して算出される。

20

【0127】

上述のように演算した d、q 軸電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* は、電圧座標変換器 18b によって、磁極位置検出値 θ_1 に基づいて、u、v、w 相の相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換される。

【0128】

整流回路 3b は、三相交流電源 4b からの三相交流電圧を整流して直流電圧に変換し、この直流電圧をインバータ等の電力変換器 2b に供給する。

【0129】

PWM 回路 19b は、相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に基づいて、電力変換器 2b の出力電圧を相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に制御するための複数のゲート信号を生成する。電力変換器 2b は、PWM 回路 19b からの複数のゲート信号に基づいて、電力変換器 2b 内部の複数の半導体スイッチング素子を制御することにより、IPMSM や SynRM などの同期電動機 1b の端子電圧を相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に制御する。

30

【0130】

(3.2) K_{sdq} 、 K_{Lq} 、 K_{sq} 、 K_{sqd} の演算方法

数式 3 および数式 4 の磁束モデル式について、 K_{sdq} 、 K_{Lq} 、 K_{sq} 、 K_{sqd} を無負荷運転することなく演算する方法を以下に示す。

【0131】

数式 3、4 に示す磁束モデル式を持つ SynRM について、d 軸に直流電圧を印加し q 軸に正弦波の交番電圧を印加し、数式 50、51 のような磁束を発生させた場合を考える。

40

【0132】

【数50】

$$\psi_d = \psi_{d(0)}$$

50

【 0 1 3 3 】

【数 5 1】

$$\psi_d = \psi_{q(b1)} \sin \theta_h$$

なお、 $\psi_{q(b1)}$: q 軸磁束基本波のフーリエ正弦係数、 θ :磁束の交番位相、である

10

【 0 1 3 4 】

また、数式 5 1 における q 軸磁束の基本波成分のフーリエ正弦係数 $\psi_{q(b1)}$ は、数式 5 2 により演算される。

【 0 1 3 5 】

【数 5 2】

$$\psi_{q(b1)} = \frac{V_{q(a1)}I_{q(b1)} - V_{q(b1)}I_{q(a1)}}{\omega_h \sqrt{I_{q(a1)}^2 + I_{q(b1)}^2}}$$

20

なお、 $V_{q(a1)}$: q 軸電圧基本波のフーリエ余弦係数、 $V_{q(b1)}$: q 軸電圧基本波のフーリエ正弦係数、である

【 0 1 3 6 】

この場合、 d 軸には数式 5 3 に示す直流成分と高調波成分を含む電流が流れ、 q 軸には数式 5 4 に示す交番周波数基本波成分と高調波成分を含む電流が流れる。

【 0 1 3 7 】

【数 5 3】

30

$$i_d = I_{d(0)} + I_{d(a2)} \cos 2\theta_h$$

【 0 1 3 8 】

【数 5 4】

40

$$i_q = I_{q(b1)} \sin \theta_h + I_{q(b3)} \sin 3\theta_h$$

なお、 $I_{d(0)}$: d 軸電流直流成分、 $I_{d(a2)}$: d 軸電流2倍高調波のフーリエ余弦係数、

$I_{q(b1)}$: q 軸電流基本波のフーリエ正弦係数、

$I_{q(b3)}$: q 軸電流3倍高調波のフーリエ正弦係数、である

50

【 0 1 3 9 】

(3 . 2 . 1) K_{sdq} の演算

まず、上述の第 1 の実施形態の演算結果を利用して、 K_{sdq} を演算する方法について説明する。数式 3 を K_{sdq} について解くと、数式 5 5 となる。

【 0 1 4 0 】

【 数 5 5 】

$$K_{sdq} = \frac{K_{Ld}i_q - \psi_d(1 + K_{sd}i_d)}{\psi_d i_q (1 + K_{sd}i_d)} \quad 10$$

【 0 1 4 1 】

数式 5 5 に、上述の第 1 の実施形態で演算した K_{Ld} 、 K_{sd} と数式 5 0 ~ 5 4 の磁束および電流を代入することで、 K_{sdq} を演算することが可能である。

【 0 1 4 2 】

以下に K_{sdq} の具体的な演算方法を示す。数式 5 0 ~ 5 4 を用いて、数式 5 5 を書き換えると、数式 5 6 ~ 5 8 が得られる。

20

【 0 1 4 3 】

【 数 5 6 】

$$K_{sdq} = \frac{K_{Ld}i_q(\theta_h) - \psi_{d(0)}(1 + K_{sd}i_d(\theta_h))}{\psi_{d(0)}i_q(\theta_h)(1 + K_{sd}i_d(\theta_h))}$$

30

【 0 1 4 4 】

【 数 5 7 】

$$i_d(\theta_h) = I_{d(0)} + I_{d(a2)} \cos 2\theta_h$$

【 0 1 4 5 】

【 数 5 8 】

40

$$i_q(\theta_h) = I_{q(b1)} \sin \theta_h + I_{q(b3)} \sin 3\theta_h$$

【 0 1 4 6 】

また、上述の第 1 の実施形態でも述べたように、回転子が静止した状態では、 $d(0)$

50

を直接計測することが出来ない。そこで、先に調整した K_{Ld} , K_{sd} により、 $i_{d(0)}$ を演算する。数式 50 より、 d 軸磁束は、交流成分を含まないため、動作点によらず一定である。そこで、数式 53 , 54 の θ_h を零とすると ($\theta_h = 0^\circ$)、 d 軸電流および q 軸電流は、それぞれ、数式 59 , 60 と表現される。

【 0 1 4 7 】

【数 5 9】

$$i_d = I_{d(0)} + I_{d(a2)}$$

10

【 0 1 4 8 】

【数 6 0】

$$i_q = 0$$

20

【 0 1 4 9 】

数式 3 , 59 , 60 より、 $i_{d(0)}$ は、数式 61 で演算できる。

【 0 1 5 0 】

【数 6 1】

$$\psi_{d(0)} = \frac{K_{Ld}(I_{d(0)} + I_{d(a2)})}{1 + K_{sd}(I_{d(0)} + I_{d(a2)})}$$

30

【 0 1 5 1 】

数式 56 の動作点を $\theta_h = 90^\circ$ とし、数式 61 により演算した $i_{d(0)}$ を用いることで、 K_{sdq} は、数式 62 により演算することができる。

【 0 1 5 2 】

【数 6 2】

$$K_{sdq} = \frac{K_{Ld}(I_{d(0)} + I_{d(a2)}) - \psi_{d(0)}(1 + K_{sd}(I_{d(0)} - I_{d(a2)}))}{\psi_{d(0)}(I_{q(b1)} - I_{q(b3)})(1 + K_{sd}(I_{d(0)} - I_{d(a2)}))}$$

40

【 0 1 5 3 】

(3 . 2 . 2) K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} の演算

数式 4 に示す磁束モデル式を持つ SynRM について、 K_{sdq} の演算の場合と同様に、

50

数式 5 0 , 5 1 に示す磁束を発生させる。その際の d 軸電流指令値は、図 6 の測定番号 1 ~ 6 に示すように、直流成分を変化させる。この時に流れる電流には、数式 5 3 , 5 4 と同様に、高調波成分が発生する。この電流について、図 6 の測定番号ごとにフーリエ係数を計測し、また、 n の動作点を任意に同定パラメータ点数以上選択することで、d , q 軸電流及び q 軸磁束の値を動作点ごとに演算しサンプルする。

【 0 1 5 4 】

次に、サンプルしたデータから K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を演算する方法について、システム同定手法である最小 2 乗法を使用した場合を例として説明する。なお、最小 2 乗法とは、全サンプルデータについて、実際の計測値とモデルによる演算値の 2 乗誤差の和が最小となるようにパラメータを決定する手法である。

10

【 0 1 5 5 】

K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を同定するパラメータとすると、数式 4 の 2 乗誤差を合計した S_{nq} は、数式 6 3 で表現される。なお、式中の添え字 n は、サンプル点の番号を意味する。

【 0 1 5 6 】

【数 6 3】

$$S_{nq} = \sum_{n=0}^k \left(\psi_{qn} - \frac{K_{Ld} i_{qn}}{(1 + K_{sqd} |i_{dn}|)(1 + K_{sq} |i_{qn}|)} \right)^2$$

20

なお、 $n:1 \sim k$ 、 k : サンプル数、である

【 0 1 5 7 】

数式 6 3 の S_{nq} が最小となるように、 K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を遷移させることで、 K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} の同定が可能である。 S_{nq} を減少させるパラメータ遷移方向は、 S_{nq} を K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を要素とするベクトルと考え、勾配ベクトル ∇S_{nq} を演算することで知ることができる。 i_{dn} , i_{qn} を全て正とし、数式 6 4 ~ 6 8 は、 S_{nq} の式を示す。

30

【 0 1 5 8 】

【数 6 4】

$$\nabla S_{nq} = \left(\frac{\partial S_{nq}}{\partial K_{Lq}}, \frac{\partial S_{nq}}{\partial K_{sq}}, \frac{\partial S_{nq}}{\partial K_{sqd}} \right)$$

40

【 0 1 5 9 】

【数 6 5】

50

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{Lq}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{-i_{qn}}{(1 + K_{sqd} i_{dn})(1 + K_{sq} i_{qn})} \right)$$

【 0 1 6 0 】

【 数 6 6 】

10

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{sq}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{K_{Lq} i_{qn} (i_{qn} + K_{sqd} i_{dn} i_{qn})}{((1 + K_{sqd} i_{dn})(1 + K_{sq} i_{qn}))^2} \right)$$

【 0 1 6 1 】

【 数 6 7 】

20

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{sqd}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{K_{Lq} i_{qn} (i_{dn} + K_{sq} i_{dn} i_{qn})}{((1 + K_{sd} i_{dn})(1 + K_{sdq} i_{qn}))^2} \right)$$

【 0 1 6 2 】

【 数 6 8 】

30

$$A_{qn} = \psi_{qn} - \frac{K_{Lq} i_{qn}}{(1 + K_{sqd} i_{dn})(1 + K_{sq} i_{qn})}$$

【 0 1 6 3 】

数式 6 4 ~ 6 8 より勾配ベクトルが得られるため、例えば降下法などの局所探索法を使用することで、 $S n_q$ が最小となるパラメータを演算することが可能である。また、探索する際のパラメータ初期値は全て零としてもよいし、サンプルデータから計算した近似値を使用してもよい。

40

【 0 1 6 4 】

なお、数式 6 4 ~ 6 8 の i_{dn} に等価磁化電流 I_0 を既知の値として加えることで、以上の方式を IPMSM にも適用可能である。この時の式を数式 6 9 ~ 7 2 に示す。

【 0 1 6 5 】

【 数 6 9 】

50

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{Lq}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{-i_{qn}}{(1 + K_{sqd}(i_{dn} + I_o))(1 + K_{sq}i_{qn})} \right)$$

【 0 1 6 6 】

【 数 7 0 】

10

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{sq}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{K_{Lq}i_{qn}(i_{qn} + K_{sqd}i_{qn}(i_{dn} + I_o))}{((1 + K_{sqd}(i_{dn} + I_o))(1 + K_{sq}i_{qn}))^2} \right)$$

【 0 1 6 7 】

【 数 7 1 】

20

$$\frac{\partial S n_q}{\partial K_{sqd}} = 2 \sum_{n=0}^k \left(A_{qn} \frac{K_{Lq}i_{qn}(i_{qn} + K_{sq}i_{qn}(i_{dn} + I_o))}{((1 + K_{sqd}(i_{dn} + I_o))(1 + K_{sq}i_{qn}))^2} \right)$$

【 0 1 6 8 】

【 数 7 2 】

30

$$A_{qn} = \psi_{qn} - \frac{K_{Lq}i_{qn}}{(1 + K_{sqd}(i_{dn} + I_o))(1 + K_{sq}i_{qn})}$$

【 0 1 6 9 】

(3 . 3) パラメータの推定

40

K_{sdq} , K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} の上述の演算方法によれば、SynRMやIPMSMなどの同期電動機1bの無負荷運転を行うことなく、 K_{sdq} , K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を演算することが可能である。この演算方法による上記の演算を図5のパラメータ推定部20bで実行することで、第2及び第3の実施形態における同期電動機1bの磁束モデルのオートチューニングが実現され、磁束モデルが構成される。

【 0 1 7 0 】

< 4 . 第4及び第5の実施形態 >

K_{sdq} , K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を算出する際に、第2及び第3の実施形態に示したd, q軸電流のフーリエ係数を使用する方法ではなく、瞬時値を使用する方法について説明する。なお、交番電圧を同期電動機に印加するための制御動作は、第2及び第3の実施

50

形態と同様なので、その説明は省略する。

【0171】

(4.1) K_{sdq} の演算

まず、q 軸電流の瞬時値、d 軸電流の瞬時値を、例えば図 7 の h_3 のタイミングで測定する。また、d 軸磁束は、直流成分のみで一定となる。そのため、d 軸電流直流成分のフーリエ係数と d 軸電流 2 倍高調波のフーリエ余弦係数を用いて、d 軸磁束の直流成分のフーリエ係数 $d(0)$ は、数式 61 により演算される。これらの値を使用し、数式 55 を演算することで K_{sdq} を算出することができる。

【0172】

(4.2) K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} の演算

まず、q 軸電流の瞬時値、d 軸電流の瞬時値を、図 6 に示す測定番号ごとに、例えば図 7 のように h_n を同定パラメータ点数以上選択して測定する。また、q 軸磁束の瞬時値は、数式 52 で演算した q 軸磁束基本波のフーリエ正弦係数と、図 7 の $h_1 \sim h_5$ を使用して、数式 51 で演算される。

【0173】

サンプルしたデータを、フーリエ係数と h_n で作成したサンプルデータの代わりに、数式 64 ~ 68 に使用することで、最小 2 乗法によるパラメータを演算することができる。

【0174】

(4.3) パラメータの推定

K_{sdq} , K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} の上述の演算方法によれば、SynRM や IPMSM などの同期電動機 1b の無負荷運転を行うことなく、 K_{sdq} , K_{Lq} , K_{sq} , K_{sqd} を演算することが可能である。この演算方法による上記の演算を図 5 のパラメータ推定部 20b で実行することで、第 4 及び第 5 の実施形態における同期電動機 1b の磁束モデルのオートチューニングが実現され、磁束モデルが構成される。

【0175】

図 8 は、制御装置が備える演算装置のハードウェア構成を例示する図である。制御装置は、電動機鉄心の磁気飽和特性を少なくとも考慮した磁束モデルに基づいて演算する演算装置を備える。図 8 は、演算装置の一例であるマイクロコンピュータ 110 を示している。マイクロコンピュータ 110 は、メモリ 121、CPU (Central Processing Unit) 122、AD (Analog to Digital) 変換部 123、PWM モジュール 124、通信部 125 及びタイマ 126 を備える。CPU 122 は、制御装置の制御を行うプロセッサである。通信部 125 は、マイクロコンピュータ 110 外部の上位コントローラと通信を行う。タイマ 126 は、タイマ値のカウントを行う。メモリ 121 は、プログラム等を記憶する。メモリ 121 内のプログラムによって、CPU 122 が動作する。図 1, 5 の各制御ブロックの機能は、メモリ 121 に読み出し可能に記憶されるプログラムによって CPU 122 が動作することにより実現される。

【0176】

図 1 の各制御ブロックとは、例えば、加算器 7a, 7b, 7c、減算器 11a、d 軸交番電流指令演算器 6a、d 軸電流調節器 12a、電圧座標変換器 18a、電流座標変換器 8a、直流電機子抵抗補償器 13a、ローパスフィルタ 10a、電圧補償値演算器 14a、電機子抵抗補償器 17a、積分器 5a、フーリエ係数演算器 16a、インピーダンス推定部 15a 及びパラメータ推定部 20a である。

【0177】

図 5 の各制御ブロックとは、例えば、加算器 7d, 7e, 7f、減算器 11b, 11c、q 軸交番電流指令演算器 6b、電流調節器 12b, 12c、電圧座標変換器 18b、電流座標変換器 8b、直流電機子抵抗補償器 13b、ローパスフィルタ 10b, 10c、電圧補償値演算器 14b、電機子抵抗補償器 17b、積分器 5b、フーリエ係数演算器 16b、インピーダンス推定部 15b 及びパラメータ推定部 20b である。

【0178】

図 1, 5 の各制御ブロックの機能は、コンピュータに各機能を実現させるプログラムに

10

20

30

40

50

よって提供可能である。また、各制御ブロックの機能は、上記のプログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体、又は、上記のプログラム等のコンピュータプログラムプロダクトによって提供可能である。記録媒体としては、例えばフレキシブルディスク、ハードディスク、光ディスク、光磁気ディスク、CD-ROM、磁気テープ、不揮発性のメモリカード、ROM等を用いることができる。

【0179】

以上、同期電動機の制御装置を実施形態により説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではない。他の実施形態の一部又は全部との組み合わせや置換などの種々の変形及び改良が、本発明の範囲内で可能である。

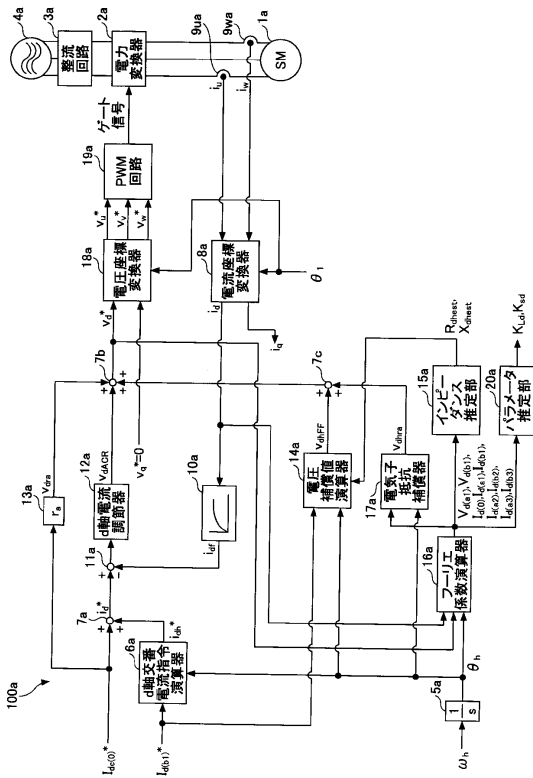
【符号の説明】

【0180】

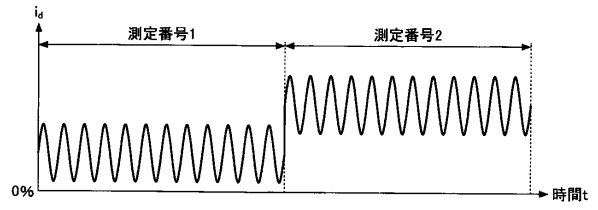
1 a , 1 b	同期電動機	
2 a , 2 b	電力変換器	
3 a , 3 b	整流回路	
4 a , 4 b	三相交流電源	
5 a , 5 b	積分器	
6 a , 6 b	交番電流指令演算器	
7 a ~ 7 f	加算器	
8 a , 8 b	電流座標変換器	
9 u a , 9 w a , 9 u b , 9 w b	電流検出器	20
10 a , 10 b , 10 c	ローパスフィルタ	
11 a , 11 b , 11 c	減算器	
12 a , 12 b , 12 c	電流調節器	
13 a , 13 b	直流電機子抵抗補償器	
14 a , 14 b	電圧補償値演算器	
15 a , 15 b	インピーダンス推定部	
16 a , 16 b	フーリエ係数演算器	
17 a , 17 b	電機子抵抗補償器	
18 a , 18 b	電圧座標変換器	
19 a , 19 b	PWM回路	30
20 a , 20 b	パラメータ推定部	
100 a , 100 b	制御装置	
110	マイクロコンピュータ	

【 図 面 】

【 図 1 】



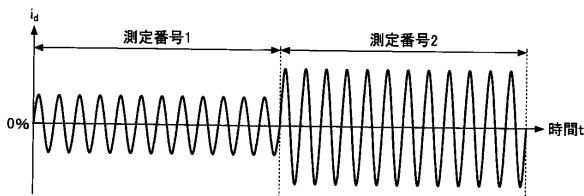
【 図 2 】



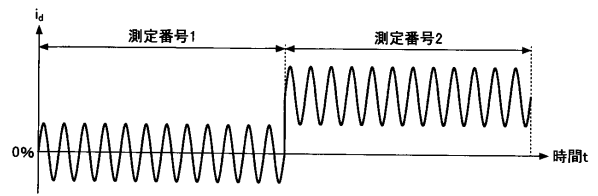
10

20

【 図 3 】



【 図 4 】

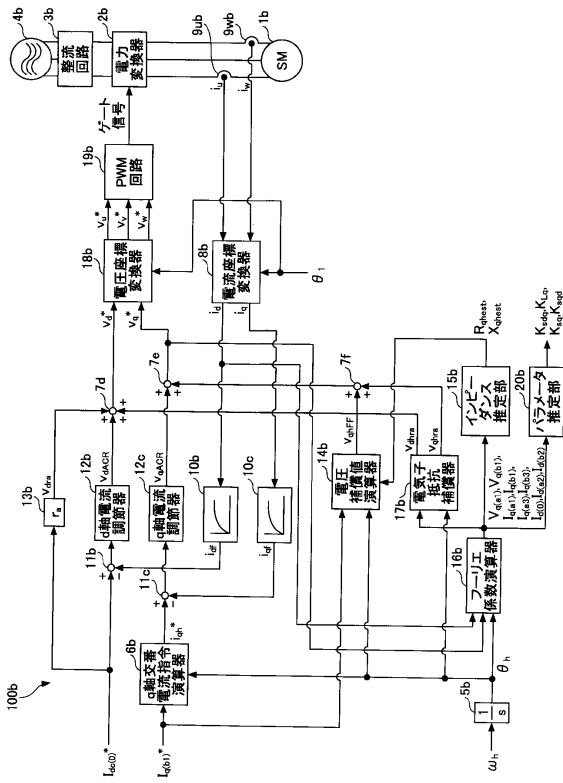


30

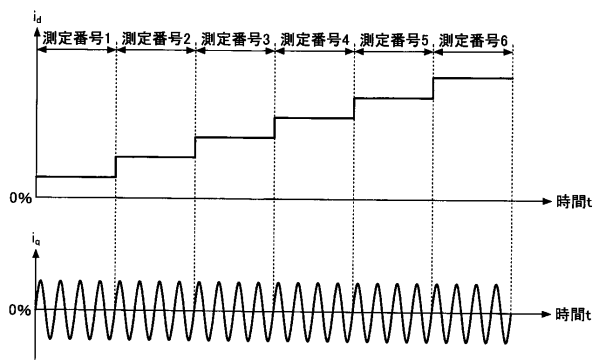
40

50

【図 5】



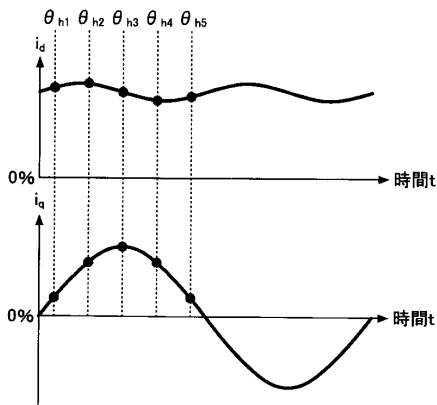
【図 6】



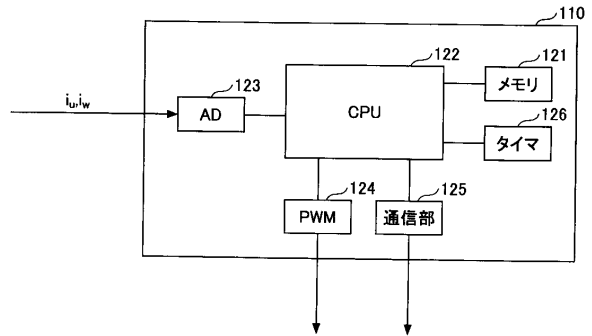
10

20

【図 7】



【図 8】



30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 1 5 - 1 4 4 5 0 2 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 2 3 9 7 3 0 (J P , A)
特許第 5 4 9 2 1 9 2 (J P , B 2)
特開 2 0 1 0 - 2 3 9 7 9 0 (J P , A)
特許第 5 9 8 9 6 8 3 (J P , B 2)
特開平 0 7 - 0 5 5 8 9 9 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 P 2 1 / 1 6