回転高周波電圧印加による SPM 同期モータの新初期位置推定法

—磁束飽和現象を考慮した動的シミュレータによるアプローチ—

正員 新中 新二* 正員 熊倉 毅**

A New Initial-Rotor-Position Estimation Method for SPM Synchronous Motors Using Spatially Rotating High-Frequency Voltage

—A Dynamic Simulator Approach Taking Flux Saturation Phenomena into Account—

Shinji Shinnaka*, Member, Takeshi Kumakura**, Member

First of all, this paper proposes a new dynamic mathematical model of surface-mounted permanent magnet synchronous motors (SPMSMs) with flux saturation phenomena, in stationary reference frame. Secondly, based on the dynamic model, this paper establishes new dynamic simulators taking flux saturation phenomena into account, which act as very powerful tools for developing initial-rotor-position estimation methods for SPMSMs. Thirdly, this paper proposes a new initial-rotor-position estimation method for SPMSMs. The proposed method is so simple that it inputs a spatially rotating high-frequency voltage to SPMSMs, measures current output and can estimate directly rotor position of N-pole through norm evaluation of the current. The method exploits flux saturation phenomena inherent to SPMSMs and is insensitive to all motor parameters. According to experiments, the maximum estimation error is about $\pm 0.035(\text{rad})$ ($\pm 2(\text{degree})$) in mechanical sense, which is comparable to sensor mounting error and is sufficient small for initial drive of SPMSMs.

キーワード：同期モータ，初期位置，磁束飽和，数学モデル，シミュレータ

Keywords: synchronous motor, initial rotor position, flux saturation, mathematical model, simulator

1. はじめに

永久磁石同期モータ (PMSM) に対し、適切にトルク発生させるには、電流を回転子位置 (N 極位置) に応じて供給する必要がある、インクリメンタル式位置センサの回転子への装着が、産業界で広く行われてきた。しかし、この種のセンサによる場合、初期駆動時には適切な位置把握ができず、この結果逆回転などの不適切なトルク発生を起こすことがある。近年、位置センサを要しないいわゆるセンサレスベクトル制御が盛んに開発されてきているが、センサレスベクトル制御においては初期回転子位置の把握は更に重要であり、これが不明な場合には、起動不能などの深刻な問題を引き起こすことがある。

駆動開始前の回転子位置を把握すべく、これまで種々の初期回転子位置推定法が提案されてきた^{(1)~(22)}。回転子を回転させることなく初期位置を推定するには、一般に、何らかの探査信号を PMSM に強制印加する必要がある^{(1)~(20)}。既報の提案法によれば、探査信号としては、正弦電流^{(1)(5)(7)~(18)}、正弦電圧⁽²⁾⁽¹⁹⁾、矩形電圧 (パルスを含む)⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽²⁰⁾ が利用されている。これら探査信号は空間的に回転するものと^{(1)(2)(5)(7)~(18)}、非回転のものと⁽¹⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾ がある。

N 極位置の推定には、探査信号に対するモータ特性の利用が不可欠である。モータ特性としては、突極特性^{(1)(7)~(22)}、磁束飽和特性^{(2)~(5)} のいずれかが利用されている。突極特性による場合、PMSM は永久磁石内装形 (埋込形) の IPMSM に限定され、更には N 極と S 極の判別ができず、この最終判別に飽和特性の利用が避けられないようである。また、報告によれば、モータ特性の利用に際し、モータパラメータを必要とするものとそうでないものがある。

例えば、近藤らは、IPMSM を対象に、探査信号として定格周波数近傍の回転正弦電圧を印加する方法を提案している^{(7)~(11)}。本方法は、突極特性を活用して、初期回転子位置を推定しようとするものであるが、モータパラメータの

* 神奈川大学工学部電気電子情報工学科
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Dept. of Electrical Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama 221-8686

** (株) 本田技術研究所栃木研究所
〒321-3393 芳賀郡芳賀町下高根沢 4630
Tochigi R&D Center, Honda R&D Co. Ltd.
4630, Shimotakanezawa, Haga-machi, Haga-gun 321-3393

影響を受けやすく、所要の推定精度の確保には、モータパラメータの適切な把握が不可欠である。

これに代わって、三木らは、永久磁石表装形の SPMSM を対象に、磁束飽和特性を利用した方法を提案している⁽³⁾⁽⁴⁾。本法は、モータパラメータに不感と言う優れた性質を有する反面、探査信号としてパルス電圧を用いた関係上、回転子位置の最終推定までには、パルス印加と場合分け判定の繰返しと言う煩雑な推定処理を必要とする。

磁束飽和特性を活用する推定法の開発は、これまでは、動的なシミュレーションによる検討を行わず、直接実機で行うのが一般的であったようである。これは、動的シミュレーション検討のメリットが無いためではなく、動的シミュレーションに利用できる動的数学モデルが、すなわち磁束飽和特性を取り込んだ、動的で、更には固定座標系上で構築された数学モデルが存在しないことに起因しているようである⁽²³⁾。ごく最近、磁束飽和特性を取込んだ PMSM 数学モデルに関する組織的調査がなされているが、本調査結果によれば、磁束飽和特性を取込んだ PMSM 数学モデル、特に PMSM 動的数学モデルは未だ構築提示されておらず、磁束飽和に関しては、数式記述のモデル化事例は無く、定性的利用が実情であるとされている⁽²³⁾。

本論文は、上記実情を踏まえ、磁束飽和特性を利用した SPMSM の種々の初期回転子位置推定法の開発に利用可能な、磁束飽和特性を考慮した汎用性のある動的数学モデル・動的シミュレータを新規提示する共に、これに基づき開発された初期回転子位置推定のための有用な 1 方法を新規提案するものである。

本論文は以下のように構成されている。次の第 2 章では、SPMSM を対象に、磁束飽和特性を考慮した動的数学モデルを新規構築する。数学的矛盾のない動的数学モデルは、SPMSM の電気磁気的關係を記述した回路方程式(第 1 基本式)、トルク発生のメカニズムを表現したトルク発生式(第 2 基本式)、電気的入力エネルギーの機械的出力エネルギーへの動的変換伝達過程を記述したエネルギー伝達式(第 3 基本式)から成る 3 基本式が整合性のとれた状態で必要である。本章で提示する動的数学モデルは、磁束飽和特性を考慮した整合性のあるこれら 3 基本式から、更には、初期回転子位置推定法の開発に直ちに使えるよう固定座標系上で構築されている。

第 3 章では、第 2 章で構築した動的数学モデルに基づき、磁束飽和特性を考慮した SPMSM のベクトルブロック線図を新規構築する。本ベクトルブロック線図は、これをブロック線図入力形のシミュレーションソフトウェア上で描画する場合には、磁束飽和特性を考慮した初期回転子位置推定法開発のための動的シミュレータとなる。

第 4 章では、新規提示の SPMSM 動的シミュレータを用いて開発された初期回転子位置推定法の中から、以下の特徴を備えた、総合的に高い有用性を有する新規な 1 方法を、シミュレーション結果を交え提案する。

1) 探査信号として、振幅一定で、空間的に回転する、定

格周波数に比し十分に高い高周波正弦電圧を採用している。

2) 磁束飽和特性を利用している。

3) モータパラメータに不感である。

4) 直接的に N 極位置を推定できる。

5) 簡単である。しかし、回転子位置の初期推定としては十分な精度の推定値を得ることができる。

第 5 章では、実機実験を通じ、新規提案の初期回転子位置推定法の有用性を、併せて新規提案の磁束飽和を考慮した動的数学モデル、ベクトルブロック線図の有効性を検証する。第 6 章で、本論文を総括する。

2. 磁束飽和を考慮した SPMSM の動的数学モデル

本章では、SPMSM の初期回転子位置推定法の検討に利用し得る、磁束飽和特性を考慮した動的シミュレータに資するための動的数学モデルの構築を図る。

動的数学モデルは、モータの実特性を近似表現したものであり、一般に、合理的な近似モデルを得るべく幾つかの仮定が採用される。通常採用されている仮定は、以下の通りである。

1) 温度特性は無視する。

2) 電流、磁束に含まれる高調波成分は無視する。

3) 鉄損は無視する。

4) 漂遊負荷損は無視する。

誘導モータ、永久磁石同期モータなどの交流モータの固定子は同一である。上記仮定の下では、交流モータの共通の固定子数学モデルとして、 $\alpha\beta$ 固定座標系上で定義された 3 基本式から成る以下が知られている(図 1 参照)⁽²⁴⁾。

[交流モータ固定子の統一数学モデル]⁽²⁴⁾

回路方程式(第 1 基本式)

$$v_1 = R_1 i_1 + s\phi_1 \dots\dots\dots (1)$$

トルク発生式(第 2 基本式)

$$\tau = N_p i_1^T J \phi_1 \dots\dots\dots (2)$$

エネルギー伝達式(第 3 基本式)

$$i_1^T v_1 = R_1 \|i_1\|^2 + i_1^T [s\phi_1] \dots\dots\dots (3)$$

図 1 $\alpha\beta$ 固定座標系上の回転子 N 極位置

Fig.1. Position of rotor N pole on $\alpha\beta$ stationary coordinates.

ここに、 v_1, i_1, ϕ_1 は、モータの内部状態を示す 2×1 のベクトルであり、それぞれ固定子電圧、固定子電流、固定子鎖交磁束を意味している。 R_1 は固定子巻線抵抗、 N_p は極対数である。また、 J は次式で定義された 2×2 交代行列であり、

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

s は微分演算子 d/dt である。

交流モータの 1 種としての SPMSM は、回転子によって特色づけられる。本事実には則するように、SPMSM の動的数学モデルは、(1)～(3) 式の統一数学モデルに対し、回転子の磁気的特色を反映した固定子鎖交磁束を具体的にモデル化することにより得ることができる。

図 1 のように、回転子 N 極が $\alpha\beta$ 固定座標系の基軸 α 軸に対し角度 θ に位置するものとする。また、磁束飽和特性に関し、次の仮定 5) を設ける。

5) 磁束飽和は、固定子電流の d 軸成分にのみに依存して、 d 軸方向のみに発生する。磁束のヒステリシス特性は無視する。

仮定 1)～4) に加え上記仮定 5) を採用する場合には、SPMSM の飽和特性を有する固定子鎖交磁束モデルとして、以下を新規に構築することができる。

$$\phi_1 = \phi_i + \phi_m \dots\dots\dots (5)$$

$$\phi_i = R(\theta) \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} R^T(\theta) i_1; \quad L_q = \text{const} \dots\dots\dots (6)$$

$$\phi_m = \Phi u(\theta); \quad \Phi = \text{const} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、

$$u(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} u(\theta) & Ju(\theta) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

であり、 ϕ_i, ϕ_m は、各々、固定子電流自体による鎖交磁束、回転子永久磁石による鎖交磁束である。また L_{ds}, L_q, Φ はこのときの固定子の d 軸静的インダクタンス、 q 軸インダクタンスおよび回転子磁束強度を意味している ((12) 式参照)。なお、脚符 d, q は d, q 軸との関係を示している (図 1 参照)。以下、本表記ルールに従い、断り無く脚符 d, q を付して d, q 軸との関係、あるいはベクトル信号の d, q 成分を示す。

d 軸インダクタンスを用いた磁束飽和特性の簡明な記述を図るべく、次の物理量を定義する。

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^T(\theta) i_1 \\ u^T(\theta) J^T i_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{id} \\ \phi_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^T(\theta) \phi_i \\ u^T(\theta) J^T \phi_i \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

仮定 5) により q 軸インダクタンス L_q は電流の如何によらず一定である。しかし、次式のように定義した d 軸静的

インダクタス L_{ds} は、

$$L_{ds} = \frac{\phi_{id}}{i_{1d}} \dots\dots\dots (12)$$

仮定 5) の固定子鎖交磁束の飽和特性により、固定子電流 d 軸成分の関数となる。静的インダクタンスに対し、動的インダクタンス L_{dd} を以下のように定義すると、

$$L_{dd} = \frac{\partial \phi_{id}}{\partial i_{1d}} \dots\dots\dots (13)$$

静的、動的の両 d 軸インダクタンスの間には、電流依存性により、次の関係が成立する。

$$L_{dd} = \frac{\partial L_{ds}}{\partial i_{1d}} i_{1d} + L_{ds} \dots\dots\dots (14)$$

(1)～(3) 式の交流モータ固定子統一数学モデルに、(5)～(9) 式の磁束モデルを用い、(10)～(14) 式の関係に注意して整理すると、磁束飽和特性を考慮にいたした SPMSM の動的数学モデルとして、以下を新規に構築することができる。

[磁束飽和を考慮した SPMSM 動的数学モデル]

回路方程式 (第 1 基本式)

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + s \phi_1 \\ &= R_1 i_1 + s \phi_i + \omega_{2n} J \phi_m \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_i + \phi_m \\ \phi_i &= R(\theta) \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} R^T(\theta) i_1; \quad L_q = \text{const} \\ \phi_m &= \Phi u(\theta); \quad \Phi = \text{const} \end{aligned}$$

トルク発生式 (第 2 基本式)

$$\begin{aligned} \tau &= N_p i_1^T J \phi_1 \\ &= N_p \left(i_1^T R(\theta) J \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} R^T(\theta) i_1 + i_1^T J \phi_m \right) \\ &= N_p \left((L_{ds} - L_q) i_{1d} i_{1q} + i_1^T J \phi_m \right) \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

エネルギー伝達式 (第 3 基本式)

$$\begin{aligned} i_1^T v_1 &= R_1 \|i_1\|^2 + i_1^T [s \phi_1] \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + i_1^T [s I - \omega_{2n} J] \phi_1 + \omega_{2n} i_1^T J \phi_1 \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + i_1^T [s I - \omega_{2n} J] \phi_i + \omega_{2n} \tau \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + i_1^T R(\theta) s \begin{bmatrix} \phi_{id} \\ \phi_{iq} \end{bmatrix} + \omega_{2n} \tau \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_{ds}} s \phi_{id}^2 + \frac{1}{L_q} s \phi_{iq}^2 \right) + \omega_{2n} \tau \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + \frac{1}{2} \left(L_{dd} s i_{1d}^2 + L_q s i_{1q}^2 \right) + \omega_{2n} \tau \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

ここに、 ω_{2n}, ω_{2m} は、次の関係をもつ、回転子の電気角速度、機械角速度である。

$$\omega_{2n} = N_p \omega_{2m} \dots\dots\dots (18)$$

本動的数学モデルに関し、以下の点に注意されたい。

1) (17) 式のエネルギー伝達式においては、左辺は印加された瞬時有効電力を、右辺第 1 項は瞬時銅損を、第 2 項は磁束飽和特性を有するインダクタンスに蓄積される磁気エネルギーの瞬時変化を、第 3 項は瞬時の機械的軸出力を意味している。すなわち、第 1 基本式と第 2 基本式から構築された第 3 基本式には、意味不明な成分は一切存在せず、閉じた形となっている。これは、磁束飽和を有する SPMSM の動的数学モデルとして、第 1～3 基本式は、少なくとも数学的に、整合性を有することを意味する⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。

2) (16) 式のトルク発生式は、トルク定数 K_t の概念を導入し、以下のように表現することもできる。

$$\tau = K_t i_{1q} \dots \dots \dots (19)$$

$$K_t = N_p \left((L_{ds} - L_q) i_{1d} + \Phi \right) \dots \dots \dots (20)$$

(20) 式右辺の第 1 項が磁束飽和の影響を示めている。SPMSM のにおいては、一般に次の関係が成立するので、

$$(L_{ds} - L_q) i_{1d} \leq 0 \dots \dots \dots (21)$$

磁束飽和が発生した場合には、トルク定数は常に低下することになる。すなわち、

$$K_t \leq N_p \Phi \dots \dots \dots (22)$$

3) エネルギー伝達式 (17) 式の最後 2 式においては、静的

インダクタンス L_{ds} と動的インダクタンス L_{dd} とが使い分けられている。

3. 磁束飽和を考慮した SPMSM のベクトルブロック線図

A. A 形, B 形ベクトルブロック線図

磁束飽和を無視した従来の動的数学モデルとこれを考慮した動的数学モデルとの唯一の違いは、固定子電流自体による固定子鎖交磁束 ϕ_i にある⁽¹⁾⁽²⁵⁾。従来のベクトルブロック線図に⁽²⁶⁾、(6) 式に示した磁束飽和をもつ鎖交磁束 ϕ_i を考慮すると、図 2 に示した A 形, B 形ベクトルブロック線図を新規に構築することができる。A 形は (15) 式の第 1 式を利用し、B 形は第 2 式を利用したものになっている。

同図では、回転子に付随した機械的特性は慣性モーメント J_m 、粘性摩擦係数 D で表現できるものとしている。図中における太い信号線は 2×1 のベクトル信号を、細線はスカラー信号を意味している。また、ブロック $1/s$ は積分器を、 $\otimes$ 記号は信号と信号とを乗算するための乗算器を示している。本乗算器は、入力が 2 個のベクトル信号の場合には内積器を、入力がスカラー信号とベクトル信号の場合にはスカラー信号によるベクトルの各成分との乗算を実行するべ

図 2 磁束飽和を考慮した SPMSM のための A 形, B 形ベクトルブロック線図

Fig. 2. A- and B-types vector block diagrams of SPMSM with flux saturation.

図3 磁束飽和を考慮した SPMSM のための C 形ベクトルブロック線図

Fig. 3. C-type vector block diagrams of SPMSM with flux saturation.

クトル乗算器を意味する。

ベクトルブロック線図の実現には、磁束と電流の逆飽和特性が必要である。本論文ではこれを次のように関数表現している。

$$i_{1d} = f(\phi_{1d}) \dots \dots \dots (23)$$

関数による逆飽和特性の表現は多項式近似を用いればよい。経験的に、5 パラメータを用いた次の 5 次多項式で良好な近似が得られることがわかっている。

$$i_{1d} = f(\phi_{1d}) \approx a_1\phi_{1d} + a_2\phi_{1d}^2 + a_3\phi_{1d}^3 + a_4\phi_{1d}^4 + a_5\phi_{1d}^5 \dots \dots (24)$$

B. C 形ベクトルブロック線図

固定子鎖交磁束に関する次の関係に注意すると、

$$\begin{bmatrix} \phi_{1d} \\ \phi_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}^T(\theta)\phi_1 \\ \mathbf{u}^T(\theta)\mathbf{J}^T\phi_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1d} + \Phi \\ \phi_{1q} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (25)$$

図2のA形ベクトルブロック線図より、図3に示したC形ベクトルブロック線図を得ることができる。ただし、

$$i_{1d} = g(\phi_{1d}) = f(\phi_{1d} - \Phi) \dots \dots \dots (26)$$

C 形ベクトルブロック線図は、A 形、B 形ベクトルブロック線図に比較し、わずかながら簡単になっている。また、磁束飽和の逆特性も、パラメータ数のより少ない多項式近似が可能である。経験的に、4 パラメータを用いた次の 5 次多項式で良好な近似が得られることがわかっている。

$$i_{1d} = g(\phi_{1d}) \approx b_0 + b_1\phi_{1d} + b_3\phi_{1d}^3 + b_5\phi_{1d}^5 \dots \dots \dots (27)$$

C. 飽和パラメータの決定

最近のシミュレーションソフトウェアは、ブロック線図描画によるプログラミングを採用しているものが大半である。提案のベクトルブロック線図をこの種のシミュレ

図4 磁束飽和特性の1例

Fig. 4. An example of flux saturation characteristics.

ションソフトウェア上で描画することにより、磁束飽和特性を有する SPMSM の動的シミュレータを直ちに構築することができる。

この場合、磁束飽和の逆特性を近似表現した飽和パラメータ (a_i, b_i) を定めなくてはならないが、これは、静的インダクタンス、動的インダクタンスを利用した形で簡単に決定することができる。以下に決定法の1例を示す。

例えばC形ベクトルブロック線図を利用する場合には、(27) 式より直ちに次の関係が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_{1d}}{\partial \phi_{1d}} &= b_1 + 3b_3\phi_{1d}^2 + 5b_5\phi_{1d}^4 \\ &= \frac{\partial i_{1d}}{\partial \phi_{1d}} = \frac{1}{L_{dd}} \dots \dots \dots (28) \end{aligned}$$

ここで、図4のような磁束飽和の逆特性において m, p, n の3点を考えると、以下の方程式を得ることができる。

$$\begin{bmatrix} 1 & \Phi & \Phi^3 & \Phi^5 \\ 0 & 1 & 3\Phi^2 & 5\Phi^4 \\ 0 & 1 & 3\phi_{1dp}^2 & 5\phi_{1dp}^4 \\ 0 & 1 & 3\phi_{1dn}^2 & 5\phi_{1dn}^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_3 \\ b_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_{ddm} \\ 1/L_{ddp} \\ 1/L_{ddn} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (29)$$

ここに、脚符 m, p, n は3点との関係を示す。

(29) 式の第1式は、固定子鎖交磁束の静的な関係を、また、第2～4式は動的な関係を利用したものとなっている。

(29) 式を解法することにより、直ちに C 形ベクトルブロック線図のための飽和パラメータ b_i を決定することができる。A 形, B 形ベクトルブロック線図における飽和パラメータ a_i も同様に決定することができる。

4. 動的シミュレータを活用した初期回転子位置推定法の検討

図 3 に示した C 形ベクトルブロック線図に基づき、磁束飽和特性を有する SPMSM の動的シミュレータを構成した。モータの基本パラメータは、表 1 に示した多摩川精機 (株) 製 600 (W) モータ (TS4126 N1002 E200) の公称値を利用した。本公称値は磁束飽和特性を表現していない。このため、以下のように、動的シミュレータ用の磁束飽和特性を作成した。

SPMSM における電流の定格値は、元来、N-S 極による主磁束と電氣的に直交状態にある q 軸へ印加されるべき電流値を定めたものである。これに対し、磁束飽和を期待する d 軸は N-S 極による主磁束と同方向である。この点を考慮すると、d 軸方向への磁束飽和のための電流値は最大でも定格値で十分と考えられ、図 4 における p, n 点を特定するための d 軸電流値は、バランスをも考慮し、ゼロ電流を中心に q 軸電流用定格値の $\pm 50\%$ を一応の目安とした。

表 1 供試モータの公称基本特性

Table 1. Nominal characteristics of test motor (TS4126).

R_1	2.56(Ω)	rated torque	2.84(Nm)
L_d	0.0052(H)	rated speed	210(rad/s)
L_q	0.0052(H)	rated current	4.4(A, rms)
ϕ	0.1825(V s/rad)	rated voltage	180(V, rms)
pole pair	4	moment of inertia J_m	0.000314 (kgm ²)
rated power	600(W)	resolution of encoder	4 x 2000(p/r)

図 5 動的シミュレータに使用した磁束飽和特性

Fig. 5. A flux saturation characteristics used for a dynamic simulator.

表 1 の定格電流 (三相) を基にすると、これは d 軸電流換算で約 ± 4 (A) となる。

p, n 点での磁束, 動的インダクタンスは、実機を対象にした予備実験で得た概略の飽和特性を参考に試行的に定めた。これらを (27), (29) 式に用いて得た動的シミュレータ用の近似的磁束飽和特性を図 5 に示す。同図より、飽和特性は微小かつその変化は緩慢で、ひいては飽和特性の特定に試行を要した点が理解されよう。なお、磁束飽和特性用近似多項式 b_i パラメータは、以下となった。

$$b_0 = -22.1, b_1 = 75.1, b_3 = 1691.5, b_5 = -9348.7$$

A. 動的シミュレータ実験 1

動的シミュレーションのためのモータ印加電圧 v_1 として、空間的に回転する振幅一定の高周波電圧を考える。すなわち、

$$v_1 = V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h \\ \sin \omega_h \end{bmatrix} \dots \dots \dots (30)$$

ただし、周波数 ω_h としては固定子抵抗の影響が実質的に無視できる十分に高い周波数とし、また電圧レベル V_h としては磁束飽和の非線形性をカバーし得る値とする。これらを考慮の上、本動的シミュレーションのための回転高周波電圧としては、数値的に切りの良い次のものを採用した。

$$\omega_h = 2\pi \cdot 400 \text{ (rad/s)}, \quad V_h = 50 \text{ (V)} \dots \dots \dots (31)$$

上記回転高周波電圧を動的シミュレータへ入力したときの電流応答を図 6 に示す。ただし、 $\alpha\beta$ 固定座標系上における回転子位置 θ は $\theta = 0$ (rad) で停止しているものとしている。同図は、上から固定子電流 ノルム, 固定座標系上で評価した固定子電流 α, β 成分, 三相レベルで評価した固定子電流 u, v, w 成分を各々示している。電流 ノルム値が約 4 (A) となっている点に加えて、固定子電流の α 成分及び u 相成分の最大値が $\theta = 0$ (rad) の位置を、最小値が

図 6 回転子位置 $\theta = 0$ (rad) における応答例

Fig. 6. A response example for initial rotor position $\theta = 0$ (rad).

$\theta = \pi$ (rad) の位置を概ね示している点に注意されたい。

動的シミュレータによる本応答より、次の興味深い2点が観察される。

- 1) 固定子電流ノルムは局所的最大値、局所的最小値をもち、その変化は単調ではない。
- 2) しかし、ノルム最大値と回転子 N 極位置 $\theta = 0$ (rad) が、ノルム最小値と回転子 S 極位置 $\theta = \pi$ (rad) とが整合している。

B. 動的シミュレータ実験 2

動的シミュレータでは、回転子位置 θ に関し特別の制約を課していない。従って、図 6 で観察された電流ノルムの最大・最小値と回転子 N 極・S 極位置との整合関係は、 $\theta = 0$ (rad) に限られたものではなく、任意の回転子位置 θ で普遍的に成立すると推察される。

本推察を確認すべく、動的シミュレータを用いた同様な実験を種々の位置で行った。図 7 は、この 1 例である。図中の信号の意味は、図 6 と同一である。同図では、回転子位置 θ を $\theta = \pi/3$ (rad) に設定している。 $\theta = \pi/3$ (rad) の点は w 相電流の最小点と概ね一致する。従って、w 相電流の最小点から回転子位置 θ を確認できる。本例も、電流ノルムの最大・最小値位置と回転子 N 極・S 極位置とは整合性を有することを示している。他の位置に関しても同様な観察結果が得られた。

これらの観察より、「SPMSM に対し、空間的に回転する振幅一定の高周波電圧を印加する場合には、電流ノルムの最大・最小値位置と回転子 N 極・S 極位置とが整合する」という動特性が存在することが結論づけられる。更には、本動特性を活用することにより、SPMSM に対し空間的に回転する振幅一定の高周波電圧を印加する場合には、その電流応答のノルム値から初期回転子位置 (N 極位置) を以下のように推定できることが理解される。

$$u(\hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} = \frac{i_1}{\|i_1\|} ; \quad \text{at } \max \|i_1\| \dots\dots\dots (32)$$

または

図 7 回転子位置 $\theta = \pi/3$ (rad) における応答例
Fig. 7. A response example for initial rotor position $\theta = \pi/3$ (rad).

$$u(\hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} \\ \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} = \frac{-i_1}{\|i_1\|} ; \quad \text{at } \min \|i_1\| \dots\dots\dots (33)$$

ここに、 $\hat{\theta}$ は初期回転子位置の推定値を示す。

周知のように、ベクトル制御に必要な情報は、回転子位置の余弦正弦値である。したがって、初期回転子位置推定値としては、余弦正弦値で十分である。余弦正弦値から位置推定値 $\hat{\theta}$ の算定は、もちろん可能である。

5. 実機実験

提案の磁束飽和特性を考慮した動的数学モデル、ベクトルブロック線図 (動的シミュレータ)、更にはこれに基づく初期回転子位置推定法の妥当性を検証すべく、実機試験を行った。供試モータは動的シミュレータで利用した多摩川精機 (株) 製 600 (W) モータ (TS4126 N1002 E200) である。図 8 に供試モータの概観を示す。なお、本モータの b_i パラメータを含む公称特性に関しては、第 3 章を参照されたい。

A. 実機実験 1

実験条件は、動的シミュレータによる検討の場合と同様である。ただし、(30)、(31) 式に示した回転高周波電圧は、これを指令電圧として扱い、2/3 相変換器を通じて三相指令電圧に変換し、更には PWM 処理し、インバータに入力した。すなわち、(30)、(31) 式に等価な電圧はインバータを介してモータに印加した。なお、このときの PWM 周波数は 10 (kHz) である。

$\alpha\beta$ 固定座標系上における回転子位置 θ を $\theta = 0$ (rad) とした場合の実験結果を図 9 に示す。同図上段は、上から、固定子電流のノルム、d 軸成分、 α 、 β 成分である。d 軸成分の最大値が実質的に回転子 N 極位置を示すという特性を考慮し、位置指標としてこれを表示した。d 軸成分は、モータに装着されている実効 8,000 (p/r) のエンコーダを利用し、(10) 式の関係に基づき得た。 $\theta = 0$ (rad) とする本例では、d 軸成分は α 成分と同一となる。

本図より以下の点が明らかである。

- 1) 動的シミュレータで観察したように、電流ノルムの変

図 8 供試モータの概観
Fig. 8. View of the test motor.

図 9 回転子位置 $\theta = 0$ (rad) における実機応答例

Fig. 9. An experimental response for initial rotor position $\theta = 0$ (rad).

化は単調ではない。しかし、局所的に最大、最小を取るノルム特性は、動的シミュレータによる場合と同様である。

2) 動的シミュレータによる場合と同様に、ノルムの最大値、最小値が回転子の N 極、S 極位置に対応している。

図 9 下段は、(32) 式の関係に従い、過去 1 周期におけるノルムの最大値から得た位置推定値 $\hat{\theta}$ を示したものである。推定精度は、電気角で約 ± 0.14 (rad), 約 ± 8 (degree), 機械角で約 ± 0.035 (rad), 約 ± 2 (degree) である。

図 9 では、電流ノルムの応答を電気角で約 4 周期分を示したが、図 6 の動的シミュレータの結果と異なり、各周期での応答は同一ではない。これは、本供試機が 4 極対数であり、更には、極対数ごとに磁気飽和特性等がわずかながら異なることに起因している。実機による図 9 の電流ノルムの応答は、図 6 の動的シミュレータの応答のように滑らかではない。このような細部の相違は、動的シミュレータの基礎となった動的数学モデル構築の際に採用した種々の仮定(高調波成分の無視等)に起因している(第 2 章参照)。すなわち、モータ実機に対する数学モデルのモデリング誤差に起因している。

B. 実機実験 2

$\alpha\beta$ 固定座標系上における回転子位置 θ を $\theta = \pi/3$ (rad) とした場合の実験結果を図 10 に示す。上段の電流信号の意味は、図 9 の場合と同一である。この場合も、実質的に d 軸成分の最大値が回転子 N 極位置を示す。

図 10 下段は、(32) 式の関係に従い、過去 1 周期におけるノルムの最大値から得た位置推定値 $\hat{\theta}$ を示したものである。得られた推定精度は、実験 1 の場合と同様である。

図 10 回転子位置 $\theta = \pi/3$ (rad) における実機応答例

Fig. 10. An experimental response for initial rotor position $\theta = \pi/3$ (rad).

他の回転子位置に関しても同様な実験結果が得られており、これらより、提案の初期回転子位置推定法は、以下の特徴を有することが明らかである(本章末尾の注 1 参照)。

- 1) 提案の推定方法によれば、4 極対数のモータの場合には、電気角で約 ± 0.14 (rad), 約 ± 8 (degree), 機械角で約 ± 0.035 (rad), 約 ± 2 (degree) の推定精度で、初期回転子位置の推定が可能である。
- 2) 本精度は通常的位置センサの回転子装着精度(機械角で ± 0.035 (rad)) に匹敵しており、提案法は初期回転子位置推定として十分な実用的精度を確保している。
- 3) 推定法の原理より容易に理解されるように、提案推定法は簡単であり、直接 N 極を推定できる。しかもモータパラメータに不感である。
- 4) 提案推定法は、総合的に高い有用性を有する。

動的シミュレータによる結果と実機実験による結果の整合性より、新規構築提示した SPMSM の動的数学モデルおよびベクトルブロック線図も妥当なものであることが理解される。

(注 1) 対象とする SPMSM に関し、第 2 章での数学モデルの構築に際して採用した仮定が大きく損なわれる場合には、上記初期位置推定法が必ずしも適切な値を示さない可能性は否定できない。このような SPMSM としては、例えば、集中巻き固定子をもつモータが考えられる。集中巻き固定子では、固定子鉄心の歯の有限性により、回転子位置のみでは磁束方向が定まらない。一方、分布巻き固定子においては、本供試モータのように歯の有限性の影響は比較的小さく、提案初期位置推定法が適用可能である。

6. おわりに

以上, SPMSM を対象に, 初期回転子位置推定法の開発に資する, 磁束飽和特性を考慮にいれた SPMSM の動的数学モデル及びベクトルブロック線図(動的シミュレータ)を新規提示すると共に, これに基づき開発された新規な初期回転子位置推定のための1方法を提案した。提案推定法は, 空間的に回転する高周波電圧を印加の上, 磁束飽和特性の影響を受けた電流応答から初期回転子位置を直接推定するものであり, 総合的に高い有用性を有するものとなっている。その推定精度は, 実機実験を通じ明らかにされたように, 推定初期回転子位置としては十分に実用的なものとなっている。本論文が提示したこれらは, SPMSM の駆動制御技術の向上に資するものであり, 今後の利用が期待される。

謝辞に代えて

本論文は, 投稿後約10月を経て著者照会がなされ, その後は担当査読者の手元におかれたまま査読処理されることはなかった。論文投稿後約2年が経過した時点で, 編集会議議長へ願い出て, ようよう査読進行をみた。不正常の原因は, 大学人たる担当査読者の企図による。査読者名を伏せているからと言って, 査読者からみて格段に弱い立場にある論文投稿者に対し, イヤガラセ・イジメに属する破壊的行為を際限なく行なってよいものではない。バレなければ, 弱者に対して何をやってもよいと言う精神は, 強盗, テロリストのそれと何ら変わらない。本学会に, 強盗, テロリストにいつでもなれる精神レベルの査読者がいることは, 悲しむべきことではないだろうか。

(平成14年5月13日受付, 平成16年5月26日再受付)

文 献

- (1) 新中新二:「同期モータの統一ベクトル解析」, 平9電気学会産業応用部門全大講演論文集, Vol.2, pp.211-216 (1997-8)
- (2) 熊倉 毅・新中新二:「回転高周波電圧印加によるPMSMの初期位置推定法」, 平14電気学会全大講演論文集, Vol.4, pp.185-186 (2002-3)
- (3) S. Nakashima, T. Yuzawa, and I. Miki: "Initial Rotor Position Estimation Method of SPM Motor Using Magnetic Saturation", Proc. of International Power Electronics Conference 2000 (IPEC-Tokyo 2000), pp.2098-2103 (2000-4)
- (4) 湯澤貴博・三木一郎:「円筒形PMモータの初期磁極位置推定用電圧ベクトル決定法」, 平12電気学会産業応用部門大会, pp.547-550 (2000-8)
- (5) A. Consoli, G. Scarcella, G. Tutino, and A. Testa: "Zero Frequency Rotor Position Detection for Synchronous PM Motors", Proc. of Power Electronics Specialist Conference (PESC 2000), pp.879-884 (2000-6)
- (6) M. Tomita, H. Yamaguchi, S. Doki, and S. Okuma: "Novel Sensorless Starting and Low Speed Drive of Cylindrical Brushless DC Motor Using Eddy Current with Unknown Load", *IEEE Trans. IA*, Vol.118, No.4, pp.450-459 (1998-4) (in Japanese)
富田睦雄・山口英之・道木慎二・大熊 繁:「うず電流を利用した円筒形ブラシレスDCモータの不定負荷時におけるセンサレス始動法及び低速駆動法」, 電学論 D, **118**, 4, pp.450-459 (1998-4)
- (7) 高橋昭彦・近藤正示・原島文雄:「電流ベクトル軌跡によるPMモータの位置センサレス界磁極検出」, 平6電気学会産業応用部門全大講演論文集, No.141, pp.593-596 (1994-8)
- (8) 高橋昭彦・近藤正示:「PMモータの電流ベクトル軌跡による位置センサレス駆動方法」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-94-108, pp.57-66 (1994)
- (9) 高橋昭彦・西田聡彦・近藤正示:「電流ベクトル軌跡によるPMモータの位置センサレス界磁極位置推定のデータ数と誤差についての検討」, 平7電気学会全大講演論文集, Vol.4, p.226 (1995-3)
- (10) 西田聡彦・近藤正示:「電流ベクトル軌跡を用いたPMモータの位置センサレス界磁極検出法における推定精度の評価」, 平7電気学会産業応用部門全大講演論文集, pp.195-198 (1995-8)
- (11) 山田和範・野口季彦・近藤正示・高橋 勲:「センサレス突極形PMモータの静止時における磁極位置推定法の提案」, 平7電気学会産業応用部門全大講演論文集, pp.187-190 (1995-8)
- (12) 渡辺博巳・藤井知生:「永久磁石界磁同期電動機の回転子位置検出法」, 昭62電気学会産業応用部門全大, pp.301-304 (1987-8)
- (13) M. Tada, N. Kasa, and H. Watanabe: "A Detecting Method of Starting Position Angle for Salient-Pole Brushless DC Motors", *IEEE Trans. IA*, Vol.116, No.9, pp.978-979 (1996-9) (in Japanese)
多田征史・笠 展幸・渡辺博巳:「突極形ブラシレスDCモータのセンサレス始動位置検出法」, 電学論 D, **116**, 9, pp.978-979 (1996-9)
- (14) 大谷康隆・笠 展幸・渡辺博巳:「突極形ブラシレスDCモータの始動時を含む低速駆動時の位置推定法」, 平8電気学会産業応用部門全大講演論文集, Vol.3, pp.129-130 (1996-8)
- (15) 笠 展幸・渡辺博巳:「突極形ブラシレスDCモータの実用的な位置・速度センサレス制御法の一方式」, 平9電気学会全大講演論文集, Vol.5, p.86 (1997-3)
- (16) N. Kasa and H. Watanabe: "For Practical Use Position and Speed Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", Proc. of Power Conversion Conference 1997 (PCC-Nagaoka), pp.127-132 (1997-8)
- (17) N. Kasa and H. Watanabe: "Position and Speed Sensorless Control Methods for Salient-Pole Brushless DC Motor with Estimated Values Correction", *IEEE Trans. IA*, Vol.117, No.12, pp.1488-1494 (1997-12) (in Japanese)
笠 展幸・渡辺博巳:「推定値補正機能を持つ突極形ブラシレスDCモータの位置・速度センサレス制御法」, 電学論 D, **117**, 12, pp.1488-1494 (1997-12)
- (18) N. Kasa and H. Watanabe: "An Estimation Value Error Correcting Method Based on Neuro-Like Fuzzy Technique for Sensorless Controlled Salient-Pole Brushless DC Motor Drive", *IEEE Trans. IA*, Vol.118, No.2, pp.186-192 (1998-2) (in Japanese)
笠 展幸・渡辺博巳:「ニューロ・ファジィによるセンサレス突極形ブラシレスDCモータの推定値誤差の補正法」, 電学論 D, **118**, 2, pp.186-192 (1998-2)
- (19) J.I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S.K. Sul: "Sensorless Position Control and Initial Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Motor", CD Proc. of IEEE IAS 2001 (2001-9)
- (20) T. Takeshita, M. Ichikawa, N. Matsui, E. Yamada, and R. Mizutani: "Initial Rotor Position Estimation of Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor", *IEEE Trans. IA*, Vol.116, No.7, pp.736-742 (1996-7) (in Japanese)
竹下隆晴・市川 誠・松井信行・山田英治・水谷良治:「センサレス突極形ブラシレスDCモータの初期位置角推定法」, 電学論 D, **116**, 7, pp.736-742 (1996-7)
- (21) 奥松美宏・河村篤男:「共振周波数に基づくIPMモータの初期位置推定アルゴリズム」, 平11電気学会産業応用部門全大講演論文集, Vol.3, pp.43-44 (1999-8)
- (22) 松田紀和・中野孝良:「センサレスブラシレスDCモータの始動法」, 平9電気学会全大講演論文集, Vol.4, p.326 (1997-3)
- (23) 道木慎二・山村直紀・竹下隆晴:「同期電動機モデル及び高性能制御」, 平13電気学会産業応用部門全大講演論文集, Vol.3, pp.1133-1136 (2001-8)
- (24) S. Shinnaka: "Proposition of New Mathematical Models with Core Loss Factor for Controlling AC Motors", Proceedings of the IECON'98 (24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society), pp.297-302 (1998)
- (25) S. Shinnaka: "A Vector-Signal-Based Analysis for Salient Synchronous Motors Oriented to Energy-Efficient Current Controls", *IEEE Trans. IA*, Vol.119, No.5, pp.648-658 (1999-5) (in Japanese)
新中新二:「効率重視の電流制御に向けた突極形同期モータのベクトル信号による解析」, 電学論 D, **119**, 5, pp.648-658 (1999-5)
- (26) S. Shinnaka: "New Block Diagrams Using Vector Signals for AC Machines", *IEEE Trans. IA*, Vol.118, No.6, pp.715-723 (1998-6) (in Japanese)
新中新二:「ベクトル信号を用いた交流回転機のブロック線図」, 電学論 D, **118**, 6, pp.715-723 (1998-6)

新 中 新 二（正員）1973 年防衛大学校卒業。1977 年 University

of California, Irvine 大学院修士課程修了。1979 年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第 1 研究所，防衛大学校電気工学教室等の奉職を終えて，1986 年キヤノン（株）勤務。1991 年ベンチャー研究所創設。1996 年神奈川大学電気電子情報工学科勤務（教授）。2002 年同学市民 EV センター創設（代表）。これまでの間，通信，情報，制御，パワーエレクトロニクス分野の教育，研究，開発及びこれらの管理に従事。近年はサーボモータ駆動制御技術の体系化に専念し，2001 年に誘導モータを用いたセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車（ST-EV）の世界初開発に成功。本功績により 2002 年計測自動制御学会より技術賞を受賞。2003 年 IEEE IAS-Transactions 論文賞受賞。2004 年永久磁石同期モータを用いた ST-EV の世界初開発に成功（公道走行公式開始日：2004 年 3 月 25 日）。電子情報通信学会，計測自動制御学会，IEEE，欧州 EPE，自動車技術会などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。

熊 倉 毅（正員）2000 年神奈川大学工学部電気工学科卒業。

2002 年同大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年，本田技研工業（株）へ入社。在学中は，AC サーボモータの駆動制御技術に興味をもち，主として円筒形永久磁石同期モータの初期回転子位置推定法の研究に従事。