突極形永久磁石同期モータの広範囲高効率運転のための鉄損を考慮した実用的最適電流指令法

正員 新中 新二*

New Practical Optimal Current Control Methods for Energy-Efficient Wide-Speed-Range Operation of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor with Core-Losses

Shinji Shinnaka*, Member

A salient-pole permanent magnet synchronous motor (SP-PMSM) has the high potential for applications requiring energy-efficient and/or wide-speed-range operation. For SP-PMSM, the same torque can be produced by a variety of currents due to nonlinearity between torque and torque-producing current. The appropriate determination of a current command plays a key role to achieve possible energy-efficient and/or wide-speed-range operation. This paper proposes new methods for determining the optimal current command for energy-efficient and wide-speed-range operation of SP-PMSM with core-losses. Proposed methods determine the current command based on a given torque command such that total loss consisting of copper and iron losses can be minimized if the exact solution exists, the best approximate torque can be produced if no exact solution exists. The determined current command is the optimal in sense of energy-efficiency or degree of approximation and can realize wide-speed-range operation. New real-time recursive algorithms searching the optimal current solution for nonlinear simultaneous equations defining optimal current trajectories are also given with convergence verification through experiments. The proposed methods are analytical but practical, and can be applied in both control modes of speed and torque.

キーワード：電流指令，電流制御，同期モータ，突極，鉄損

Keywords: current command, current control, synchronous motor, salient pole, core loss

1. はじめに

突極特性を有する永久磁石同期モータ (Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor, SP-PMSM) の産業界における利用が，その効率の良さから，近年広がりを見せている。これら SP-PMSM の利用対象の中には，電気自動車，スピンドル，圧縮機，ドライ真空ポンプなど，定格速度以遠の広範な運転領域を必要とするものも少なくないようである。

SP-PMSM の高効率，高精度，あるいは高速なトルク発生は，フィードバック電流制御系を中核とするベクトル制御により行うことになる。SP-PMSM においては，固定子電流と発生トルクとは，非線形な関係にあり，同一の発生トルクをもたす固定子電流は無数存在する。この固定子

電流の選択多様性を利用して，各種の電流指令法が，すなわち電流指令通りの電流制御を遂行し得るフィードバック電流制御系が構成されているものとして，電流指令を決定する規範が考案されてきた^{(1)~(17)}。

電流指令の決定においては，SP-PMSM の運転領域を考慮する必要がある。図 1 に，SP-PMSM の運転領域をトルク/速度特性として概略的に示した。周知のように，運転領域は定格速度以内の定トルク領域 (R I, Region I) と定格速度以遠の定出力領域 (R II, Region II) に大別される。定トルク領域は，固定子の電圧制限内で任意のトルク発生が可能である。このため，定トルク領域における電流指令法としては，効率を重視したものが中心となる。既に，トルク指令に対し最小銅損の電流指令を決定する最小銅損規範^{(1)~(11)}，銅損に鉄損（渦電流損）を加えた総合損失の最小化を目指す最小総合損失規範^{(12)~(14)}，低トルク指令に対し力率 1 の電流指令を決定する力率 1 規範⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁵⁾⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾，力率 1 が不能なトルク指令に対し最大力率を目指す最大力率規範⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁵⁾ が提案され，かつ特性解析も行われている。

* 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

図 1 トルク/速度の特性の 1 例

Fig. 1. An example of torque vs. speed characteristics.

定出力領域 R II は、速度の増加と共に固定子の電圧制限が深刻になる領域であり、この領域での電流指令法の構築には電圧制限への考慮が必須である。領域 R I と領域 R II における運転の基本的かつ決定的違いは、電圧制限の有無にある。電圧制限領域たる領域 R II において、電圧制限の考慮を要しない領域 R I 用に開発された最小銅損規範などの電流指令法を利用する場合には、運転可能な最高速度が著しく限定されることが知られている。

本領域における、主たる電流指令法として、森本らは（トルク/固定子鎖交磁束ノルム）の比を最大とする最適電流解軌道上を速度増加とともに移動する方法を提案している⁽¹⁶⁾。一方、柴田らはモータ印加の電圧が常時許容最大値を維持するような電流指令法を提案している⁽⁴⁾。これら従来の電流指令法は、例外なく、SP-PMSM は速度制御されることを前提とし、電気自動車などが必須とするトルク制御にはこのままでは適用できないものとなっている点には、注意されたい。

電流指令法に基づく電流指令の具体的決定は、限られた制御周期内に、完了しなければならない。トルク指令に対応した具体的電流指令を解析的に得るには、一般に、非線形連立方程式を解法する必要がある、限定制御周期内での解法は容易ではない。この対応として、森本らはフィードバック電流制御系の上に速度制御系が構成され、かつ安定に動作することを前提に、トルク指令に代わって速度偏差とルックアップテーブルとを活用した、最小銅損規範などのための電流指令の決定法を与えている^{(8)~(15)}。Jahns らは、3 相レベルの電流制御系のための最小銅損規範に関し、モータパラメータで正規化したトルク指令から、ある種の関数発生器を利用し、正規化した電流指令を決定する考えを示している⁽⁶⁾⁽⁷⁾。新中は、トルク指令から解析的電流指令を得る方法として、Lagrange 係数を媒体とした方法を提案している⁽¹⁾⁽²⁾。また、本提案と同時期に、トルク指令から繰返し演算で電流指令を得る再帰形アルゴリズムも提示している⁽³⁾。これらは共に最小銅損規範、最大力率規

範などに利用可能となっている。柴田らは、トルク指令から最小銅損規範のための電流指令を得る再帰形アルゴリズムとして、新中とは異なる方法を提案している⁽⁴⁾。

上に概観した電流指令の求解法は、最小銅損規範など特定の規範を満足するように構築されたものである点には、特に注意されたい。電流指令は、元来、非線形な連立方程式の解であるため、特定の規範用に開発された求解法が他の規範に適用できる保証は、基本的には、無い。

本論文は、従来法とは異なり、速度制御とトルク制御に利用可能な、新規な電流指令法及び電流指令の高速求解アルゴリズムを提案するものである。特に、原則として電圧制限を考慮する必要のない領域 R I におけるトルク指令に対しては、銅損と鉄損を考慮した総合損失に主眼を置き、これを最小化する最小総合損失規範の新規電流指令法を提案する。提案法では、永久磁石同期モータにおける鉄損は、ヒステリシス損が渦電流損より顕著に出現することを考慮の上⁽²⁰⁾、両損失を扱っている。また、本電流指令法に基づく、指定されたトルク指令に対応した電流解を求める高速求解アルゴリズムも与える。提案法は、童、森本らによる最小総合損失規範電流指令法と異なり^{(12)~(14)}、ヒステリシス損が扱える、解析的かつユーザブルな電流解軌道を有し特性のテーブル化・関数近似化の必要がない、と言う特長を有している。

電圧制限下の領域 R II に属する任意のトルク指令に対しては、電圧制限と最小総合損失との規範を同時に満足した上で、かつトルク指令に合致した最適電流指令を得るための電流指令法を新規に確立・提案する。提案法は、規範が新しいのみならず、領域 R II に属する任意のトルク指令に適用できると言う点においても、全く新規である点を強調しておく。領域 R I の電流指令のあり方から容易に理解されるように、領域 R II においても、発生トルクはトルク指令に従ってなされる必要があり、トルク指令を超える過大なトルク発生は好ましいものではない。本電流指令法に基づき、トルク指令から電流指令を具体的に決定するための新規な高速再帰形アルゴリズムも、速度制御、トルク制御に利用できる形で提示する。

電圧制限下の領域 R III に属する任意のトルク指令に対しては、すなわち発生トルク能力を超えるトルク指令に対しては（電気自動車のような応用ではごく自然に起きる指令である）、電圧制限内で可能な最大トルクを発生する規範を提案し、本規範を満足する最適電流解軌道を新規に与える。本解軌道は、森本らによる（トルク/固定子鎖交磁束ノルム）比最大規範の解軌道を⁽¹⁶⁾、特別の場合として包含する十分に一般性に富むものとなっている。この電流指令法に基づく出力は当然のことながら最大出力となるが、速度制御に加えトルク制御に活用できる点が、森本ら、柴田らによる従来法と異なる提案法の特長となっている⁽¹⁶⁾⁽⁴⁾。また、速度制御、トルク制御への利用に不可欠な、トルク指令から電流指令を具体的に決定するための新規な高速再帰形アルゴリズムも提示する。

図 2 SP-PMSM のベクトル制御系の 1 構成
Fig. 2. A vector control system for SP-PMSM.

本論文は、以下のように構成されている。次の 2. では、電流指令法問題と、この解決の基礎となる SP-PMSM の数学モデルとを記述する。3. では、領域 R I における最小総合損失規範の新規電流指令法と、本指令法に基づきトルク指令から電流指令を具体的に決定するための求解アルゴリズムを実験例と共に提示する。4. では、領域 R II, R III に属する任意のトルク指令に対処できる新規電流指令法と、これに基づく指令電流の新規求解アルゴリズムを実験例と共に提示する。5. では、一定の電圧制限の下で、ゼロ速度から最高速度に及ぶ全速度領域をカバーしたトルク制御の例を用いて、3 種の提案電流指令法が有機的に結合され、連続的な電流指令を生成する様子を説明する。6. では、インバータリンク電圧の激しい変動、トルク指令の跳躍的变化など、1 制御周期前に選択した規範が参考できないような状況での、3 規範の選定法の 1 例を示す。7. で、本論文を総括する。

2. 問題の記述と数学モデル

〈2・1〉 問題の記述 図 2 に示したような、2 相レベルのフィードバック電流制御系を中心に構成されたベクトル制御系を考える。電流制御器 (Current Controller と図示) への入力である d 軸, q 軸電流指令は、指令変換器 (Command Converter と図示) からの出力である。指令変換器はトルク指令から d 軸, q 軸電流指令を生成し出力している。トルク指令は、トルク制御の場合は外部から直接受け、速度制御の場合には速度制御器 (Speed Controller と図示) の出力として得ている。ここで考える問題は、指令変換器のための電流指令法と、電流指令法に基づきトルク指令から電流指令を具体的にかつ実時間で生成するためのアルゴリズムとを構築することである。

以下では、適切なトルク発生のための、ベクトル制御に基づくフィードバック電流制御系が既に構成されているものと仮定して、問題解決の議論を進める。上記仮定に従い、更には表現の輻輳化を避けるため、以下では、指令と同指

図 3 固定子鉄損を有する交流モータの速度 ω で回転する一般座標系上での仮想ベクトル回路
Fig.3. Virtual vector circuit in general reference frame rotating at speed of ω for AC motors with stator core-losses.

令に対応した応答値とは同一の変数を使用するものとする。この際、実用的な電流制御に不可欠な電流制限に関しては、ベクトル制御におけるフィードバック電流制御系において、従来より広く利用されている電流指令に対する電流リミッタを採用し、対処するものとする。電流制限のための電流指令のリミッタ処理は、後に明示するように、電流指令生成のための非線形連立方程式の高速求解アルゴリズムの中で、電流指令生成と一体的に行う。

〈2・2〉 数学モデル 交流モータの固定子に発生する鉄損は、仮想ベクトル回路上では、エネルギー伝達に直接参与する電磁回路に並列に配した等価鉄損抵抗の損失としてモデリングされることが知られている (図 3 参照) (18) (19)。図 3 における $v_1, i_1, i_R, i_L, \phi_1$ は、それぞれ、固定子電圧、固定子電流、固定子鉄損電流 (固定子電流の鉄損側等価流入分)、固定子負荷電流 (固定子電流の負荷側等価流入分)、固定子鎖交磁束である。 R_1, R_c は各々固定子の等価的な銅損抵抗 (巻線抵抗)、鉄損抵抗である。永久磁石同期モータにおける鉄損は、誘導モータと比較するならば概してかなり小さく出力の数パーセント程度であり (20)、次の関係が成立する。

$$i_L \gg i_R, i_L \approx i_1 \dots\dots\dots (1)$$

主軸 (d 軸) とこれに直交した副軸 (q 軸) からなる dq 座標系の d 軸が回転子 N 極に位相差なく同期した状態を考える。本 dq 座標系上では, (1) 式の特性をもち SP-PMSM の数学モデルとして, 回路方程式, トルク発生式, エネルギー伝達式の 3 基本式からなる以下のもの考えることができる⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。

[SP-PMSM の数学モデル]

回路方程式 (第 1 基本式)

$$v_1 = R_1 i_1 + \begin{bmatrix} s & -\omega_{2n} \\ \omega_{2n} & s \end{bmatrix} \phi_1 \dots\dots\dots (2)$$

$$\phi_1 = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} i_L + \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\approx \begin{bmatrix} L_d i_d + \Phi \\ L_q i_q \end{bmatrix}$$

トルク発生式 (第 2 基本式)

$$\tau = N_p i_L^T \left[\begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} i_L + \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \end{bmatrix} \right] \dots\dots\dots (4)$$

$$\approx N_p (\Phi + 2L_m i_d) i_q$$

エネルギー伝達式 (第 3 基本式)

$$i_1^T v_1 = R_1 \|i_1\|^2 + \frac{\omega_{2n}^2}{R_c} \|\phi_1\|^2 + \frac{s}{2} \left(i_L^T \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} i_L \right) + \omega_{2m} \tau \dots\dots\dots (5)$$

上の数学モデルにおいては, 固定子の電圧, 電流の dq 成分は, 次式のように表現している。

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T \\ i_1 &= \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

L_d, L_q, L_m は固定子の d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンス, 鏡相インダクタンスであり, 次の関係が成立している。

$$L_m = \frac{1}{2} (L_d - L_q) \dots\dots\dots (7)$$

τ, N_p は各々発生トルク, 極対数である。 Φ は回転子の永久磁石による磁束最大値であり, また, ω_{2n}, ω_{2m} は電気速度, 機械速度であり, 次の関係が成立している。

$$\omega_{2m} = \frac{\omega_{2n}}{N_p} \dots\dots\dots (8)$$

s は微分演算子 d/dt である。

等価鉄損抵抗 R_c は, 以下のように詳細分離して評価できることが知られている⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_{c0}} + \frac{1}{R_{c1} |\omega_{2n}|}; \quad R_{c0} = \text{const} \dots\dots\dots (9)$$

$$R_{c1} = \text{const}$$

ここに, $R_{c0}, R_{c1} |\omega_{2n}|$ は, それぞれ渦電流損, ヒステリシス損に対応した等価抵抗を意味している。

3. 非電圧制限下の電流指令法と求解アルゴリズム

<3・1> 非電圧制限下の最小総合損失規範

A. 最適電流解の軌道と特性

定格速度以内の領域 RI は, 固定子の電圧制限内で問題なくトルク発生が可能な領域である (図 1 参照)。本領域での合理的な電流指令法の 1 つは, 最小損失規範によるものである。対象とする損失としては, 銅損のみ, 銅損に鉄損を加えた総合損失の 2 種が考えられる。ここでは, トルク指令 $\tau/N_p = c_\tau$ に対し, 総合損失を最小とする, 新規かつ簡便な電流指令法を提示する。

銅損に鉄損を加えた総合損失は, エネルギー伝達式 (5) 式の右辺第 1 項, 第 2 項で表現されている。総合損失 p_w は (9) 式を考慮すると, 以下のように再評価することができる。

$$p_w = R_1 \|i_1\|^2 + K_c \|\phi_1\|^2 \dots\dots\dots (10)$$

ここに, K_c は, 以下のように定義された鉄損係数である。

$$K_c = \frac{1}{R_{c1}} |\omega_{2n}| + \frac{1}{R_{c0}} |\omega_{2n}|^2 \dots\dots\dots (11)$$

固定子コアで発生する鉄損の主要素であるヒステリシス損と渦電流損に関しては, 従来より, ヒステリシス損は 2 乗磁束と周波数の積に比例し, 渦電流損は 2 乗磁束と 2 乗周波数の積に比例することが知られている。(10) 式右辺第 2 項は, この 2 種の鉄損を表現している^{(18)~(20)}。

以上の準備の下に, 最小総合損失規範に基づく解析的な最適電流解軌道の新規構築を図る。最小総合損失規範の電流指令法は, 一定のトルク指令 c_τ を満足し, かつ総合損失を最小化する電流指令の決定という拘束条件付き最適問題として捕らえることができる⁽²⁾。この観点より, Lagrange 係数 λ を有する次のような Lagrangian を構成する⁽²⁾。

$$L(i_d, i_q, \lambda) = p_w + \lambda \left(\frac{\tau}{N_p} - c_\tau \right);$$

$$c_\tau = \text{const} \dots\dots\dots (12)$$

上式に (4), (10), (11) 式の関係を用い, この両辺を d 軸, q 軸電流で偏微分してゼロとくと,

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial i_d} L(i_d, i_q, \lambda) &= 2L_m i_q + 2\lambda (R_1 i_d + K_c L_d L_d (L_d i_d + \Phi)) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial i_q} L(i_d, i_q, \lambda) &= (\Phi + 2L_m i_d) + 2\lambda (R_1 i_q + K_c^2 i_q) = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

(13) 式より, Lagrange 係数 λ を消去すると, 目指す最小総合損失規範に基づく解析的な最適電流解軌道として, 次のものを新規に得ることができる。

$$2L_m (R_1 + K_c L_d^2) i_q^2$$

$$= (2L_m i_d + \Phi) ((R_1 + K_c L_d^2) i_d + K_c L_d \Phi) \dots\dots (14)$$

(14) 式が規定する最適電流解軌道は、次式のように書き改められることより、

$$2L_m(R_1 + K_c L_q^2) i_q^2 = 2L_m(R_1 + K_c L_d^2) \left(i_d + \left(1 + \frac{2K_c L_m L_d}{R_1 + K_c L_d^2} \right) \frac{\Phi}{4L_m} \right)^2 - \frac{(R_1 + K_c L_d(L_d + 2L_m)\Phi)^2}{8L_m(R_1 + K_c L_d^2)} + K_c L_d \Phi \dots (15)$$

次の点を通り、

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-K_c L_d \Phi}{R_1 + K_c L_d^2} \\ 0 \end{bmatrix} \dots (16)$$

かつ次式で表現される漸近直線をもつ双曲線を描くことがわかる。

$$i_q = \pm \left(\frac{R_1 + K_c L_d^2}{R_1 + K_c L_q^2} \right)^{1/2} \left(i_d + \left(1 + \frac{2K_c L_m L_d}{R_1 + K_c L_d^2} \right) \frac{\Phi}{4L_m} \right) \dots (17)$$

表 1 に例示した SP-PMSM に関し (14) 式に基づく最適電流解軌道の 1 例を、図 4 に示した。ただし、最適電流解軌道は、 $\omega_{2n} = 0, 300, 600, 1,200, \infty$ (rad/s) の 5 線とした。また、同図には、参考までに、トルク指令 $\tau = 2, 4$ (Nm) に対応したトルク指令軌道も示した。なお、表 1 の SP-PMSM の鉄損に関しては、実機同定結果を参考に、渦電流損以上にヒステリシス損を重視したものとしている (本項末尾の (注 1) を参照) ⁽²⁰⁾。

最小総合損失規範に基づく本最適電流解軌道は、以下の特性を有する。

- 1) 最適電流解軌道は、速度絶対値 $|\omega_{2n}|$ に依存した関数であり、速度絶対値に応じて変化する。
- 2) 速度絶対値 $|\omega_{2n}|$ がゼロに漸近する場合には、本最適電流解軌道は、最小銅損規範の最適電流解軌道そのものに収束する ^{(1)~(11)}。
- 3) 速度絶対値 $|\omega_{2n}|$ が無限大に漸近する場合には、本最適電流解軌道は、電圧制限下の最大トルク規範による電流解軌道と同じように

$$2L_m L_q^2 i_q^2 = L_d (2L_m i_d + \Phi) (L_d i_d + \Phi) \dots (19)$$

に収束する (後述の (32) 式及び注 2 参照)。

なお、最小総合損失規範のための解析的な最適電流解軌道の提示は従来には無く、提示の (14) 式こそが、(1) 式の近似式を利用したもの、この種のものとしては最初である。

(注 1) 鉄損に関しては、(10), (11) 式が明示しているように、ヒステリシス損は低周波域で、渦電流損は高周波域で支配的となる。両者が同程度に寄与する周波数は等価鉄損抵抗 R_c によって異なり、等価鉄損抵抗はコアの材質、形状、製造、更にはモータ構造等により変化するとされている。鉄損を広い周波数領域で良好に近似モデル化するには、ヒステリシス損、

表 1 供試モータの特性

Table 1. Characteristics of test motor.

N_p	3	Φ	0.1(Wb)
R_1	2.5(Ω)	R_{c0}	2000(Ω)
L_d	0.02(H)	R_{c1}	3(Ω s/rad)
L_q	0.04(H)	rated speed	200(rad/s)

図 4 最小総合損失規範に基づく最適電流解軌道の例

Fig. 4. An example of optimal current trajectory minimizing total loss consisting of copper and iron losses.

渦電流損のいずれか 1 つではなく、両者の併用が合理的である。単一で近似モデル化する場合には、ヒステリシス損が比較的良好な近似を与えることが多いようである ⁽²⁰⁾。

B. 非線形連立方程式の高速求解

トルク指令に対する具体的な最適電流解は、(14) 式と (4) 式の非線形連立方程式の解として与えられる。図 4 においては、最適電流解は、(14) 式により規定される最適電流解軌道と (4) 式のトルク発生式により規定されるトルク指令軌道の交点に対応する。

電流制御の遂行に際しては、トルク指令から規範を満足する電流指令を、限定された制御周期の中で具体的に決定する必要がある。換言するならば、(4), (14) 式の非線形連立方程式を高速に解法する必要がある。この解法は、新中によって最小銅損規範、最大力率規範用に開発された、次の再帰形アルゴリズムを無修正で適用することができる ⁽³⁾。

[非線形連立方程式の求解アルゴリズム I] ⁽³⁾

$$\left. \begin{aligned} i_q(k) &= Lmt \left(\frac{c_\tau}{K_t(k-1)} \right) \dots (20) \\ i_d(k) &= \frac{-\beta_c + (\beta_c^2 - 4\alpha_c \gamma_c)^{1/2}}{2\alpha_c} \\ \alpha_c &= 2L_m(R_1 + K_c L_d^2) \\ \beta_c &= (2K_c L_m L_d + R_1 + K_c L_d^2) \Phi \\ \gamma_c &= K_c L_d \Phi^2 - 2L_m(R_1 + K_c L_q^2) i_q^2(k) \end{aligned} \right\} \dots (21)$$

図 5 求解アルゴリズム I の収束特性の例

Fig. 5. A convergence characteristics of the proposed algorithm I.

図 6 (1) 式近似の影響の例

Fig. 6. An influence example of approximation by (1).

$$K_t(k) = \Phi + 2L_m i_d(k) \dots\dots\dots (22)$$

ここに、 $Lmt(\cdot)$ はリミット処理を意味する。q 軸電流のリミット範囲は、正トルク指令の場合は 0～正限界値、負トルク指令の場合は負限界値～0 に設定すればよい。初期値は次の条件を満足すればよい。

$$i_d(0) \leq \frac{-K_c L_d \Phi}{R_1 + K_c L_d^2} \dots\dots\dots (23)$$

図 5 に、表 1 のモータパラメータを利用して、トルク指令 $\tau = 2$ (Nm)、電気速度 $\omega_{2n} = 600$ (rad/s)、初期値 $i_d(0) = -1$ (A) に対し求解した様子を示す。5 回の繰返しで、真値 $i_d = -3.08$, $i_q = 4.12$ を得ている。トルク指令が連続的に変化する場合には、前回の電流解を初期値に利用すれば、1, 2 回の繰返しで最適電流解が得られることが知られている⁽³⁾。

C. 近似の影響

(1) 式の近似の影響を調べるべく、定量評価を行った。定

量評価は、SP-PMSM を負荷装置により定格速度で回転しておき、この上で定格のトルク指令を与え、(鉄損/出力) 比に対する(発生トルク/トルク指令) 比として行った。このときのトルク指令に対する電流指令は、最小総合損失規範に基づき決定した。SP-PMSM の特性としては、鉄損特性を除き表 1 の供試モータのものをそのまま利用し、また定格トルクは 4.5 (Nm) とした。鉄損は、定量評価のため、可変できるようにした。

図 6 は、この結果である。同図より、(1) 式の近似の影響として、パーセント比で、概ね損失程度のトルク低減が発生すること、損失とトルク低減の間には高い直線性が存在することがわかる。本直線性は (1) 式に遠因する (4) 式に起因しているもの、更には発生トルク補正には有用であると思われる。

4. 電圧制限下の電流指令法と求解アルゴリズム

〈4・1〉 電圧制限下の最小損失規範

A. 最適電流解の存在と特性

領域 R II に属するトルク指令が与えられた場合の電流指令の決定法について考える (図 1 参照)。本領域は、与えられたトルク指令に合致したトルクを発生する電流指令は、一応は存在する。しかし、電圧制限があり、すべての電流指令が採用できるわけではない。この点が領域 R I と大きな違いである。本領域では、所期のトルク発生を可能とし、かつ電圧制限を満足し、この上で総合損失を最小とするような最適電流指令を得ることを目指す。このため、改めて損失特性を検討する。

表 1 のモータパラメータに対し、トルク $\tau = 2$ (Nm) を満足する固定子電流を用い、電気速度 $\omega_{2n} = 0, 300, 600, 1,200$ (rad/s) の条件で、(10) 式の総合損失を算定した結果を図 7 に示す。同図では、d 軸電流を横軸にとり、本総合損失を描画している。

同図より、以下が観察される。

〔損失特性〕

1) 特定トルク、特定速度に対し (すなわち、図 1 の領域 R I, R II の 1 動作点に対し)、電流に関してグローバル (以下、電流グローバルと略記) な最小損失を与える電流解は唯一存在する。本電流グローバル最小損失を与える電流解は、図 4 における最適電流解軌道とトルク指令軌道との交点と整合する。

2) 何れの速度においても、特定トルクに対する損失は、d 軸電流が、電流グローバル最小損失点を与える d 軸電流値より負方向へ遠ざかるに従い、単調に増加する。

電流グローバル最小損失点に対応した d 軸、q 軸電流は、電圧制限が無い場合には、3. の手法で決定・選択し得る。しかし、電圧制限下では、この最小損失点は取り得るとは限らない。上記 1), 2) の観察により、以下が結論づけられる。

〔電流指令法 I〕

特定速度における特定トルク指令に対し、電流グローバル最小損失点を取り得ない場合の次善の d, q 軸電流は、ト

図7 d軸電流に対する総合損失特性

Fig. 7. Characteristics of total loss consisting of copper and iron losses vs. d-current.

図8 トルク指令軌道、電圧制限楕円、最小損失電流解軌道の1関係例

Fig. 8. A relation between torque trajectory, voltage limit ellipse and minimum total-loss trajectory.

ルク指令軌道上の電流解であり、かつ負側から見て電流グローバル最小損失点に最も近い選択可能なd軸電流および同対応q軸電流である。

以上の結論を踏まえ、図8を考える。定常状態では、固定子電圧の2乗ノルムは、(2)、(3)式より以下のように評価される。

$$\begin{aligned} \|v_1\|^2 &= v_d^2 + v_q^2 \\ &\approx (R_1 i_d - \omega_{2n} L_q i_q)^2 \\ &\quad + (\omega_{2n} L_d i_d + R_1 i_q + \omega_{2n} \Phi)^2 \dots \dots (24) \end{aligned}$$

同図には、電圧制限 $c_v = 170$ (V) に対応した電圧制限楕円を、(24)式に基づき、回転子速度 $\omega_{2n} = 1,000, 1,350$ (rad/s) の条件で、破線で描画している。また、 $\tau = 2$ (Nm) に対応するトルク指令軌道も描画している。更に、速度 $\omega_{2n} = 1,000$ (rad/s) での最小損失規範の電流解軌道も、(14)式に従い描画している。

図8において、速度 $\omega_{2n} = 1,000$ (rad/s) の状態でトルク指令 $\tau = 2$ (Nm) が入力されたとする。電流グローバル最小損失点は、トルク指令軌道上のA点に存在するが、電圧制限楕円の外部にあり、電圧制限下では採用することはできない。電圧制限下で、指定のトルク指令を応答する電流指令は、上下2個の電圧制限楕円に挟まれているB点からC点までのトルク指令軌道上のものでなくてはならない。しかし、これらすべてが、同一の損失を有しているわけではない。

図7を用いて検討した電流指令法Iより、電圧制限下の最小損失を与えるd軸、q軸電流は、トルク指令軌道上の電流解であり、かつ負側から見て電流グローバル最小損失点に最も近い選択可能なd軸電流および同対応q軸電流である。これによれば、本例の電圧制限下の最小損失点は、B点となる。B点は取りも直さず、トルク指令軌道と電圧制限楕円の交点である。これより、次の電流指令法IIが構築される。

[電流指令法 II]

電圧制限下で、トルク指令を満足する電流グローバル最小損失電流解は存在しないが、トルク指令を満足する電流解が存在する場合、達成可能な最小損失点は、トルク指令軌道と電圧制限楕円の交点で、かつd軸電流絶対値が小さい交点で与えられる。

B. 非線形連立方程式の高速求解

電流指令法IIによれば、電圧制限下 c_v の領域R IIに属するトルク指令 $\tau/N_p = c_\tau$ に対する最適電流解は、トルク指令軌道を規定する(4)式と電圧制限楕円を規定する(24)式の非線形連立方程式の解として与えられる。図8では、トルク指令軌道と電圧制限楕円との交点がこの解を与える。本非線形連立方程式は、次の新規な再帰形アルゴリズムにより、容易に解法することができる。

[非線形連立方程式の求解アルゴリズム II]

$$i_d(k) = Lmt(i_d(k-1) - g(\hat{c}_v^2(k-1) - c_v^2)) \dots \dots \dots (25)$$

$$i_q(k) = \frac{c_\tau}{\Phi + 2Lm i_d(k)} \dots \dots \dots (26)$$

$$\begin{aligned} \hat{c}_v^2(k) &= (R_1 i_d(k) - \omega_{2n} L_q i_q(k))^2 \\ &\quad + (\omega_{2n} L_d i_d(k) + R_1 i_q(k) + \omega_{2n} \Phi)^2 \dots (27) \end{aligned}$$

ここに、 g は真の解への収束速度を調整するためのゲインであり、これは次式のように決定すればよい。

$$g = \frac{\alpha \Phi}{c_v^2 L_d}; 0.1 \leq \alpha \leq 0.3 \dots \dots \dots (28)$$

$Lmt(\cdot)$ はリミット処理を意味しており、リミット値は簡単には $[-2\Phi/L_d, 0]$ 程度でよい。また、初期値は簡単な次のものでよい。

$$i_d(0) = 0, \hat{c}_v^2(0) = 0 \dots \dots \dots (29)$$

図9に、表1のモータパラメータを利用して、本アルゴ

図 9 求解アルゴリズム II の収束特性の例

Fig.9. A convergence characteristics of the proposed algorithm II.

リズムによる求解の様子を例示した。なお、運転条件及び初期値等は次のように選定した。

$$\begin{aligned} \tau &= 2 \text{ (Nm)}, \omega_{2n} = 1,000 \text{ (rad/s)}, c_v = 170 \text{ (V)} \\ \alpha &= 0.25, i_d(0) = 0, \hat{c}_v^2(0) = 0 \end{aligned}$$

適当な初期値に対し、2 度の繰返しで真の電流解を得ることが確認される。なお、第 1 回計算で大きな狂いを発生しているが、これは初期値を任意に与えたことに起因している。トルク指令が連続的に変化する場合には、前回の解を初期値に利用でき、1, 2 回の繰返し計算で確実に最適電流解を得ることができる。

〈4・2〉 電圧制限下の最大トルク規範

A. 最適電流解の軌道と特性

与えられたトルク指令が、発生トルク能力を超える領域 R III に属する場合を考える (図 1 参照)。本領域 R III は、所期のトルク発生に必要な固定子電圧が電圧制限を超える領域であり、この発生は不可能である。領域 R III における最大の制約は電圧制限であり、本領域では、制限電圧下で許容される最大トルクがトルク指令に対する最良の近似であり、最大トルクの発生が現実的である。本節では、本規範に基づく電流指令法を考える。

まず、本規範に基づく最適電流解軌道の構築を図る。制限電圧最大値の 2 乗値を c_p^2 とすると、最大トルク規範の電流指令法は、制限電圧 c_v^2 で、発生トルクを最大にする電流指令を決定するという拘束条件付き最適問題として捕らえることができる⁽²⁾。この観点より、Lagrange 係数 λ を有する次のような Lagrangian を構成する⁽²⁾。

$$L(i_d, i_q, \lambda) = \frac{\tau}{N_p} + \lambda \left(\|v_1\|^2 - c_v^2 \right); c_v = \text{const} \quad \dots\dots\dots (30)$$

上式に (4), (24) 式の関係を用い、この両辺を d 軸, q 軸電流で偏微分してゼロと置くと、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial i_d} L(i_d, i_q, \lambda) &= 2L_m i_q \\ &+ 2\lambda \left(R_1(R_1 i_d - \omega_{2n} L_q i_q) \right. \\ &\quad \left. + \omega_{2n} L_d(R_1 i_q + \omega_{2n} L_d i_d + \omega_{2n} \Phi) \right) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial i_q} L(i_d, i_q, \lambda) &= (\Phi + 2L_m i_d) \\ &+ 2\lambda \left(-\omega_{2n} L_q(R_1 i_d - \omega_{2n} L_q i_q) \right. \\ &\quad \left. + R_1(R_1 i_q + \omega_{2n} L_d i_d + \omega_{2n} \Phi) \right) = 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (31)$$

(31) 式より、Lagrange 係数 λ を消去すると、目指す最大トルク規範に基づく最適電流解軌道を、以下のように新規に得ることができる。

$$\begin{aligned} 2L_m (R_1^2 + (\omega_{2n} L_q)^2) i_q^2 \\ = (2L_m i_d + \Phi) \left((R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2) i_d + \omega_{2n}^2 L_d \Phi \right) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (32)$$

(32) 式が規定する最適電流解軌道は、次式のように書き改められることより、

$$\begin{aligned} 2L_m (R_1^2 + (\omega_{2n} L_q)^2) i_q^2 \\ = 2L_m (R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2) \left(i_d + \left(1 + \frac{2\omega_{2n}^2 L_m L_d}{R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2} \right) \frac{\Phi}{4L_m} \right)^2 \\ - \frac{(R_1^2 + \omega_{2n}^2 L_d (L_d + 2L_m) \Phi)^2}{8L_m (R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2)} + \omega_{2n}^2 L_d \Phi \dots\dots (33) \end{aligned}$$

次の点を通過し

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\omega_{2n}^2 L_d \Phi}{R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (34)$$

かつ次式で表現される漸近直線をもつ双曲線を描くことができる。

$$\begin{aligned} i_q = \pm \left(\frac{R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2}{R_1^2 + (\omega_{2n} L_q)^2} \right)^{1/2} \\ \cdot \left(i_d + \left(1 + \frac{2\omega_{2n}^2 L_m L_d}{R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2} \right) \frac{\Phi}{4L_m} \right) \dots\dots (35) \end{aligned}$$

図 10 に、表 1 のモータパラメータを利用して、本最適電流解軌道の様子を、 $\omega_{2n} = 0, 600, 1,000, 1,400, 1,800$ (rad/s) の条件で示した。 $\omega_{2n} = 600 \sim 1,800$ (rad/s) の 4 解軌道は図中左下端に極めて近接して存在している。同図では、(24) 式で規定された電圧制限を示す楕円も、電圧制限を $c_v = 170$ (V) とした上で、同式右辺の速度条件を $\omega_{2n} = 600, 1,000, 1,400, 1,800$ (rad/s) とし、参考までに破線で示した。なお、電圧制限楕円の長軸は、固定子抵抗の影響により d 軸 ($i_q = 0$ に相当、横軸) 上には乗らず、正回転の場合は d 軸を基準にして右上がりになり負回転の場合は右下がりになる。絶対速度の増加につれ、長軸全体が d 軸に漸近してくる (図 10 は正回転の例)。

(注 2) 興味深いことに、電圧制限下の最大トルク規範に基づく最適電流解軌道 (32) 式は、非電圧制限下の最小

総合損失規範の最適電流解軌道 (14) 式に対し、形式的に次の置換を行ったものと同一になっている。

$$R_1 \rightarrow R_1^2, \quad Kc \rightarrow \omega_{2n}^2$$

ただし、(14) 式に基づく最小総合損失規範の最適電流解軌道は、(18) 式軌道の周辺に存在しているのに対し、(32) 式に基づく電圧制限下の最大トルク規範の最適電流解軌道は、(19) 式軌道のごく近傍に存在している (図 4, 図 10 参照)。

最小総合損失規範による最適電流解軌道は、一定電流に対する最大トルク規範による最適電流解軌道と原理的に類似性をもつ。この点を考慮するならば、両電流解軌道 (14), (32) 式の類似の妥当性が理解されよう。

(注 3) (19) 式の軌道、すなわち、電圧制限下の最大トルク規範の最適電流解軌道の極限値は、森本らによって示された (トルク/固定子鎖交磁束ノルム) 比最大規範の解軌道と同一である⁽¹⁶⁾。換言するならば、最大トルク規範の最適電流解軌道はトルク/固定子鎖交磁束ノルム) 比最大規範解軌道を特別の場合として包含している、と言える。

(注 4) (24) 式及び図 10 に示した速度依存性をもつ電圧制限楕円は、森本らの誘起電圧楕円⁽¹⁶⁾ とは、同一ではないので注意されたい。誘起電圧楕円は長軸を正確に d 軸上にもつ⁽¹⁶⁾。両楕円は、 $|\omega_{2n}| \rightarrow \infty$ の極限においてのみ、同一となる。

B. 非線形連立方程式の高速求解アルゴリズム

電圧制限下の最大トルク規範の電流指令法に基づく、具体的な最適電流解は、(32) 式と (24) 式とによる非線形連立方程式の解として与えられる。図 10 では、最適電流解軌道と電圧制限楕円との交点 (図中に○印で表示) がこの解を与える。本非線形連立方程式は、次の新規な再帰形アルゴリズムにより、容易に解法することができる。

[非線形連立方程式の求解アルゴリズム III]

$$i_q(k) = Lmt(\tilde{i}_q(k-1)) \dots\dots\dots (36)$$

$$\left. \begin{aligned} i_d(k) &= \frac{-\beta_c + (\beta_c^2 - 4\alpha_c\gamma_c)^{1/2}}{2\alpha_c} \\ \alpha_c &= 2L_m(R_1^2 + (\omega_{2n}L_d)^2) \\ \beta_c &= (2\omega_{2n}^2L_mL_d + R_1^2 + (\omega_{2n}L_d)^2)\Phi \\ \gamma_c &= \omega_{2n}^2L_d\Phi^2 - 2L_m(R_1^2 + (\omega_{2n}L_q)^2)i_q^2(k) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (37)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{i}_q(k) &= \frac{-\beta_v + \text{sgn}(c_\tau)(\beta_v^2 + \alpha_v\gamma_v)^{1/2}}{\alpha_v} \\ \alpha_v &= (R_1^2 + (\omega_{2n}L_q)^2) \\ \beta_v &= R_1\omega_{2n}(2L_m i_d(k) + \Phi) \\ \gamma_v &= c_v^2 - \omega_{2n}^2(L_d i_d(k) + \Phi)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (38)$$

ここに、 $Lmt(\cdot)$ はリミッタ処理を意味する。q 軸電流のリミッタ範囲は、正トルク指令の場合は 0～正限界値、負トルク指令の場合は負限界値～0 に設定すればよい。上の再帰形アルゴリズムを、初期値

図 10 電圧制限下の最大トルク規範に基づく最適電流解軌道と電圧制限楕円の例
Fig. 10. Examples of both optimal current trajectory maximizing torque under voltage limit and voltage limit ellipses.

図 11 求解アルゴリズム III の収束特性の例
Fig. 11. A convergence characteristics of the proposed algorithm III.

$$i_d(0) = \frac{-\omega_{2n}^2 L_d \Phi}{R_1^2 + (\omega_{2n} L_d)^2} \dots\dots\dots (39)$$

を用い駆動すれば、所期の最適電流解を簡単に得ることができる。

図 11 に、表 1 のモータパラメータを利用して、速度 $\omega_{2n} = 1,400$ (rad/s)、電圧制限 $c_v = 170$ (V) の条件での求解の 1 例を与えた。図より明白なように、わずか 1 回の繰返しで、ほぼ真の最適電流解が得られている。

(36)～(38) 式の求解アルゴリズム III によって得られた各速度に対する電流解は、図 1 における領域 R II と R III との境界のトルク指令に対応する電流解を与えている。換言するならば、各速度における最大出力に対応した電流解を与えている。本求解アルゴリズムは、当然のことながら、速度制御、トルク制御の何れにも適用可能である。

なお、同一の電圧制限値 c_v 、同一の絶対速度 $|\omega_{2n}|$ に対

しても、力行と回生によって、最適電流解ひいては発生できる最大トルクは異なるので、注意されたい。インバータのリンク電圧が、力行、回生によって、大きくかつ激しく変動する電気自動車などには、本求解アルゴリズムは有用である。

(注5) (36)~(38) 式の求解アルゴリズム III は、新中提案の最小銅損規範、最大力率規範用の再帰形アルゴリズム⁽³⁾の原理を利用したものであるが、これと同一ではない。最小銅損規範、最大力率規範用の再帰形アルゴリズムは単調なトルク指令軌道と単調な最適電流解軌道を規定する連立方程式を再帰的に求解するものであった。これに対し、(36)~(38) 式に新規提案した求解アルゴリズムは、非単調な電圧制限楕円特性と単調な最適電流解軌道を規定する連立方程式を再帰的に求解するものである。収束を保証するため、(39) 式の初期値設定が重要である。初期値設定に関する (39) 式と従来形の (23) 式の違いに留意されたい。

5. 電流指令の生成例

以上、3 種の新規電流指令法を提示した。本章では、これら 3 種の電流指令法が有機的に結合され、連続的な電流指令を生成する様子を、一定電圧の下でのトルク制御を例に取り、総合的に説明する。簡単のため、停止時の SP-PMSM に一定のトルク指令 $\tau = 2$ (Nm) が与えられ、SP-PMSM がゼロ速から加速している運転状況を、図 12、図 13 と共に考える。図 12 はトルク指令に対応して選択された電流指令を、図 13 はトルク/速度図を用いてトルク指令と対応答値を、示している。

図 12 を考える。非電圧制限下での最適動作点は、非電圧制限下の最小総合損失規範の電流指令法によって選択され、停止時は A 点を最適動作点とする。加速につれ、最適動作点すなわち電流指令はトルク指令軌道上の A 点から B 点へ移動する。この間、同一の電流指令法が維持される。図 13 においては、この間の動作は、A 点から B 点の運転に対応する。

本例では、おおよそ電気速度 $\omega_{2n} = 950$ (rad/s) で図 12 の B 点に到達し、ここで電圧制限（電圧制限楕円は破線で表示）を受け始める。しかし、電圧制限下の最小総合損失規範の電流指令法に従えば、引続きトルク指令に応じたトルク発生は可能であり、加速が続く。この間、最適動作点すなわち電流指令はトルク指令軌道上の B 点から C 点へ移動する。図 13 においては、この間の動作は、B 点から C 点の運転に対応する。

本例では、おおよそ電気速度 $\omega_{2n} = 1,350$ (rad/s) で図 12 の C 点に到達し、これ以上の速度では、電圧制限のため、トルク指令に応じたトルク発生は不能となる。このため、トルク指令軌道から離脱し、電圧制限下の最大トルク規範の電流解軌道に移る。本軌道に乗った時点で、SP-PMSM は最大出力状態に突入したことになる。加速につれて、電

図 12 一定トルク指令で加速した場合の電流指令の 1 例

Fig.12. An example of current command under acceleration by constant torque command.

図 13 一定トルク指令で加速した場合の応答例

Fig.13. A response curve under acceleration by a constant torque command.

圧制限楕円が縮小するため、電流指令は最大トルク規範の電流解軌道上の C 点から D 点に向かって制御される。なお、最大トルク規範の電流解軌道は速度の関数であるので、速度増加とともに変化するようになるが、本例では、図の輻輳を避けるため 1 軌道のみを描画している。図 13 においては、この間の動作は、C 点から D 点の運転に対応する。

以上の 1 例より理解されるように、3 種の電流指令法は有機的に結合され、境界動作点においても連続的な電流指令を生成する。

6. 規範選択の例

インバータリンク電圧が概ね安定しトルク指令が連続的に変化する場合には、5. で例示したように、これに応じた電流指令を決定するための規範は、1 制御周期前の規範を参考に、連続的に選択すればよい。インバータリンク電圧の激しい変動、トルク指令の跳躍的变化など、1 制御周期

図 14 規範選定のための流れ図の 1 例

Fig.14. An example of flow-charts for selecting current-command rule.

前に選択した規範がまったく利用できないような状況では、電圧制限とトルク指令に基づき 3 種の規範のいずれか 1 つを選択することになる。図 14 は、この選択のための流れ図の 1 例であり、電圧制限、トルク指令の達成可否を判定する 2 個の菱形ブロックを中心に構成されている。本処理手順は、以下の通りである。

まず、第 1 矩形ブロックで、トルク指令、回転子速度、インバータリンク電圧を取り込む、第 2 矩形ブロックでは、(20)～(22) 式を実行するための所要電圧を算定する。第 3 菱形ブロックでは、所要電圧が電圧制限を満足するか否かを判定し、満足すれば yes を選択し終了。満足しない場合は no を選択し、第 4 矩形ブロックで (36)～(38) 式に基づき制限電圧内で発生可能な最大トルクを算定する。第 5 菱形ブロックでは、絶対値において発生可能な最大トルクとトルク指令を比較し、絶対値において発生トルクが小さい場合には、no を選択し終了。大きい場合には最終の矩形ブロックに進み (25)～(27) 式を選択し、終了。

7. おわりに

以上、SP-PMSM のための電流指令法として、非電圧制限下の最小総合損失規範、電圧制限下の最小総合損失規範、電圧制限下の最大トルク規範に基づく、新規な 3 種の電流指令法を、各々の最適電流解軌道と共に、提示した。また、これら電流指令法の遂行に際し必要な、非線形連立方程式を高速求解するための再帰形アルゴリズムも、求解例と共に 3 種提示した。新規提案のこれらは、実用に際し、以下のような有用な特長を有するものとなっている。

- 1) トルク制御、速度制御の両制御に利用できる。
- 2) 領域 R I, R II, R III に属するすべてのトルク指令に、すなわち任意のトルク指令に対応できる。

- 3) 非電圧制限下では、銅損、鉄損（ヒステリシス損、渦電流損）による総合損失の電流グローバルな最小化を図る電流解を解析的に与えることができる。
- 4) 電圧制限下で、指定のトルク指令に対応した電流解が存在する場合には、電圧制限下で最小総合損失の最適電流解を与える。
- 5) 電圧制限下で、指定のトルク指令に対応した電流解が存在しない場合には、達成可能な最適近似の電流解を与える。
- 6) すべての解析的であり、特性のテーブル化・関数近似化の要なく、最適電流解が簡単な演算で具体的に決定できる。

上記特長を有する提案法の電気自動車、ドライ真空ポンプ、空調用圧縮機などへの産業応用が期待される。

最後に、査読者から有益な助言を得たことをここに明記し、感謝申し上げる。

(平成 15 年 1 月 20 日受付, 平成 15 年 6 月 19 日再受付)

文 献

- (1) S. Shinnaka: "A Unified Vector Analysis of Synchronous Motors", *Proc. of the 1997 Japan Industrial Appl. Soc. Conf. IEEJ (JIASC1997)*, Vol.2, pp.211-216 (1997-8) (in Japanese)
新中新一:「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大会講演論文集 II, pp.211-216 (1997-8)
- (2) S. Shinnaka: "A Vector-Signal-Based Analysis for Salient Synchronous Motors Oriented to Energy-Efficient Current Controls", *IEEJ Trans. IA*, Vol.119, No.5, pp.648-658 (1999-5) (in Japanese)
新中新一:「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)
- (3) S. Shinnaka: "A Current Command Generating Method in Recursive Form for Vector Control of Salient Synchronous Motor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.118, No.4, pp.550-551 (1998-4) (in Japanese)
新中新一:「突極特性を持つ同期モータベクトル制御のための再帰形電流決定法」, 電学論 D, **118**, 4, pp.550-551 (1998-4)
- (4) N. Shibata, T. Idemitsu, and T. Kamei: "New Adjustable Speed Control Method for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors Capable of Operating at High Motor Efficiency", *Record of IEEJ Symposium*, MID-98-12, pp.7-12 (1998) (in Japanese)
柴田尚武・出光利明・亀井 健:「IPM モータの高効率可変速ドライブ」, 電気学会研資, MID-98-12, pp.7-12 (1998)
- (5) H. Osawa and N. Nomura: "Improvement of Coefficient of Utilization for Salient-Pole PM Motor Drive System", *1997 National Convention Record IEEJ*, Vol.4, pp.348-349 (1997-3) (in Japanese)
大沢 博・野村尚史:「逆突極 PM モータドライブの機器利用率の向上」, 平 9 電気学会大会講演論文集 IV, pp.348-349 (1997-3)
- (6) T.M. Jahns, G.B. Kliman, and T.W. Newmann: "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans. Industry. Appl.*, Vol.22, No.4, pp.738-747 (1986-7/8)
- (7) T.M. Jahns: "Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans. Industry. Appl.*, Vol.23, No.4, pp.681-689 (1987-7/8)
- (8) S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Variable Speed Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motors with Flux-Weakening Control", *IEEJ Trans. IA*, Vol.112, No.3, pp.292-298 (1992-3) (in Japanese)
森本茂雄・島中啓太・童 毅・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの弱磁制御を用いた広範囲可変速運転」, 電学論 D, **112**, 3,

- pp.292-298 (1992-3)
- (9) S. Morimoto, T. Ueno, and Y. Takeda: "Wide Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.114, No.6, pp.668-673 (1994-6) (in Japanese)
森本茂雄・上野智広・武田洋次:「埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速運転制御」, 電学論 D, 114, 6, pp.668-673 (1994-6)
 - (10) S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.29, No.2, pp.338-343 (1993-3/4)
 - (11) S. Morimoto, Y. Takeda, K. Hatanaka, Y. Tong, and T. Hirasa: "Drive and Control System of Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.29, No.6, pp.1150-1155 (1993-11/12)
 - (12) Y. Tong, J. Morimoto, S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasa: "High Efficiency Operation and Effects of Machine Parameters for PM Motors", *Proc. of the 1991 Japan Industrial Appl. Soc. Conf. IEEJ (JIASC1991)*, Vol.1, pp.228-233 (1991-8) (in Japanese)
童 毅・森本純司・森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの高効率運転と機器定数」, 平 3 電気学会産業応用部門大会講演論文集 I, pp.228-233 (1991-8)
 - (13) Y. Tong, J. Morimoto, S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasa: "High Efficiency Control of Brushless DC Motors for Energy Saving", *IEEJ Trans. IA*, Vol.112, No.3, pp.285-291 (1992-3) (in Japanese)
童 毅・森本純司・森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「ブラシレス DC モータの省エネルギー高効率運転法」, 電学論 D, 112, 3, pp.285-291 (1992-3)
 - (14) S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.41, No.5, pp.511-517 (1994-10)
 - (15) S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.41, No.5, pp.511-517 (1994-10)
 - (16) S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Expansion of Operating Limit for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", *IEEE Trans. Industry Appl.*, Vol.26, No.5, pp.866-871 (1990-9/10)
 - (17) S. Nishikata, E. Hoshida, and H. Ishizawa: "Unity Power Factor Control of a Field-Weakening Speed Control System", *Proc. of the 1996 Japan Industrial Appl. Soc. Conf. IEEJ (JIASC1996)*, Vol.3, pp.135-136 (1996-8) (in Japanese)

西方正司・星田栄一・石澤 寛:「同期電動機の弱め界磁速度制御系における力率 1 制御」, 平 8 電気学会産業応用部門全大講演論文集 III, pp.135-136 (1996-8)

- (18) S. Shinnaka: "Proposition of New Mathematical Models with Core Loss Factor for Controlling AC Motors", *Proc. IECON'98* (24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society), pp.297-302 (1998-9)
- (19) S. Shinnaka: "A New Mathematical Model with Parallel Core-Loss Factor for Salient-Pole Synchronous Motor", *Trans. The Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.36, No.2, pp.223-225 (2000-2) (in Japanese)
新中新二:「統一固定子モデルに立脚した突極形同期モータの並列形鉄損項をもつ新数学モデルの構築」, 計測自動制御学会論文集, 36, 2, pp.223-225 (2000-2)
- (20) S. Shinnaka: "A New Separate-Identification Method of Two Stator Equivalent Core-Loss Resistances Corresponding to Hysteresis and Eddy-Current Losses for Parallel-Type Mathematical Models of AC Motors", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122, No.5, pp.457-467 (2002-5) (in Japanese)
新中新二:「交流モータ並列形数学モデルのためのヒステリシス損・渦電流損対応等価鉄損抵抗の分離同定」, 電学論 D, 122, 5, pp.457-467 (2002-5)

新 中 新 二 (正員) 1973 年防衛大学校卒業。77 年 University

of California, Irvine 大学院修士課程修了。79 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, 86 年キャノン (株) 勤務。91 年ベンチャー研究所創設。96 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, 01 年に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の世界初開発に成功。本功績により 02 年計測自動制御学会より技術賞を受賞。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE, EPE などの会員。Doctor of Philosophy, 工学博士。