

モータ用モデル予測電流制御における 予測用モータモデルの磁気特性表現の改善*

Improved PMSM Model Considering Flux Characteristics for Model Predictive Control

井村 彰宏
Akihiro IMURA

高橋 友哉
Tomoya TAKAHASHI

藤網 雅己
Masami FUJITSUNA

残間 忠直
Tadanao ZANMA

道木 慎二
Shinji DOKI

Model predictive-based current control, which was proposed in our previous study, offers better current response performance by employing mathematical models of an inverter and a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The performance of this kind of approach depends on the predictive model. From a more practical point of view, current behavior in the steady state should be improved. In our previous model predictive-based current control, the inverter model was refined by taking the dead-time into consideration. The use of the refined inverter model reduces the current offset in the control. However, the PMSM model was not investigated.

This paper proposes a more appropriate PMSM model for model predictive-based current control in order to improve the current prediction in the steady state. For the purpose, we incorporate more detailed magnetic flux characteristics instead of average characteristics into the improved PMSM model. Specifically, in the improved PMSM model, the inductance of the PMSM is divided into transient and steady-state parts on the basis of magnetic saturation.

The effectiveness of the improved model in the model predictive-based current control is demonstrated through simulations and experiments.

Key words :

Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Model predictive control (MPC), Motor model, Magnetic saturation, and Current control.

1. はじめに

近年、電気自動車 (EV) やハイブリッド車 (HEV) など、高効率なモータシステムを積極的に用いる環境対応車の開発が活発化している。このモータシステムは車両搭載スペースの制約から小型高出力化が求められており、この要求に応えるため、小型であっても高

出力の利点を有する永久磁石同期電動機 (PMSM) が有望視されている。またモータ制御技術においても PMSM の特性を最大化することを目的にモデル予測制御 (MPC)¹⁾ をベースとした新たなアプローチに注目が集まっている。

このモデル予測制御をベースとしたモータ制御技術には、例えば、オフラインモデルでの予測演算による電

* (一社) 電気学会共通英語論文誌 Vol 10 No.1 より転載

流制御法が報告されている²⁾。この研究では、各動作条件について予めオフラインで予測演算と最適化演算を実施し、簡潔なルックアップテーブルに格納された状態で実機に実装されている。また直接トルク制御(DTC)にMPCを適用した研究も報告されている^{3) 4)}。このモデル予測制御ベースのDTCは、インバータのスイッチング動作回数が少ないにもかかわらず、より速いトルク応答を有する点で従来のDTCよりも優れた性能を実現している。このように、近年の制御CPUの高性能化に伴い、瞬時性を要求されるモータ制御へのMPC適用研究が活発化している。

こういった背景のなか、我々は性能改善と制御設計におけるコスト削減の両方を目的とし、瞬時電流に焦点を当てたMPCでの電流制御(MPICC: Model Predictive Instantaneous Current Control)の研究開発を進めている⁵⁾⁻⁸⁾。我々が提案しているMPICCは、一般的な比例積分(PI)制御⁵⁾より優れた制御性能を有することを報告した。加えて、MPICCによる制御帯域は従来の電流PI制御で得られる帯域幅よりも広く、かつ十分に余裕のある位相余裕も有するとを定量的に示した⁷⁾。本手法は、最適化演算により複雑なゲイン調整が不要であるため、制御設計コストの削減に貢献できる。また、サンプリングの各段階で最新の電流検出値に基づいてオンライン最適化計算が繰り返されることから、測定ノイズや外乱に対してロバスト性が高い制御技術といえる。このように優れた制御応答が実現できる一方、定常性能に課題を抱えることが判っている。

一般的にMPCの制御性能は、予測演算で用いるプラントモデル精度の影響を大きく受ける。提案するMPICCでは、インバータとモータの各モデルを用いて予測演算を実現しているため、制御性能向上には双方の精度向上が必要となる。前者のインバータモデルについては、これまでにデッドタイム期間におけるデッドタイム電圧ベクトルを予測演算に考慮することで、定常状態での電流オフセット誤差を大幅に低減できることを示した⁸⁾。本稿では、もう一方のモータ(PMSM)モデルの改善について述べる。特に、PMSMの磁束特性に焦点を当てたモデル精度向上に取り組むことで、定常状態における電流制御特性が改善

できることを示す。このモータモデル精度向上については先行文献⁹⁾⁻¹⁶⁾を基に検討を実施した。

本稿の構成は、第2章で3相電圧型インバータと対象とする埋め込み磁石型同期モータ(IPMSM)のモデル化について示し、我々が提案するモデル予測瞬時電流制御法(MPICC)について述べる。第3章では磁気特性を考慮したモータモデルについて述べる。第4章ではそのモータモデルをMPICCに適用し、その有効性を検証する。第5章で本稿をまとめる。

2. システム構成

本章では、MPICCで用いる電圧型インバータとPMSMで構成するモータシステムについて述べる。

2.1 電圧型インバータモデル

本論文で対象とするシステム構成をFig. 1に示す。本システムは、PMSMと三相電圧型インバータで構成された一般的な交流モータ駆動システムである。

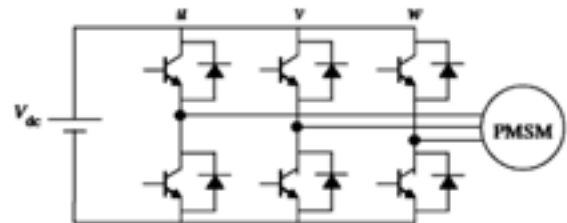


Fig. 1 Three-phase voltage source inverter and PMSM

この三相電圧形インバータはパルス電圧を組み合わせた擬似的な交流電圧をモータに印加する。しかしながら、実際に印加される電圧は正弦波ではなく厳密には離散電圧である。この離散電圧をベクトル表記すると $\{V_0, \dots, V_7\}$ の集合として表記できる(Fig. 2)。これは短絡状態に対応する2つのゼロベクトルを含む8つの離散的な電圧ベクトルから構成される。

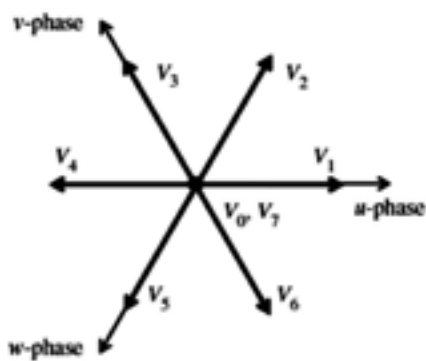


Fig. 2 Voltage vectors

Fig. 2 において、V0 および V7 はゼロベクトルであり、他の有効電圧ベクトルは正六角形を構成する。すべての有効ベクトルは同じ振幅を持ち、ベクトル間の位相差は 60 度となる。この電圧ベクトルを MPICCC における予測演算に用いる場合は、使用するモータモデルに合わせて dq 電圧に変換される。この詳細については次節で説明する。

実際のインバータでは、パワーデバイス (IGBT など) の短絡を防ぐため無通電期間であるデッドタイムが設定される。このデッドタイムは通常数マイクロ秒程度に設定され、これによりインバータが出力する実際の電圧ベクトルとモデル化した理想的な電圧ベクトルとの間に誤差が発生する場合がある。我々はこれまでに、デッドタイムに起因する電圧ベクトル誤差を考慮したインバータモデル提案し、MPICCC の制御性能が向上可能であることを報告している⁸⁾。

2.2 永久磁石型同期モータ (PMSM) モデル

PMSM モデルの座標系を Fig. 3 に定義する。3 相 uvw 座標系はステータ基準であり、各相は 120 度間隔で表現できる。その uvw 軸上のベクトルを合成した座標は $\alpha\beta$ 軸で表現される。双方とも物理的に固定されたステータを基準とすることから、固定座標と呼ばれる。本論文ではこれら固定座標ではなく、回転するロータ磁石を基準とする dq 軸を採用する。この dq 座標は、ロータの電気角に基づいて回転することから回転座標と呼ばれる。

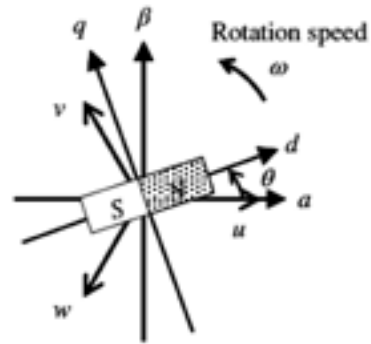


Fig. 3 PMSM coordinate system

ここで各変数は、3 相電流: $i_{uvw}=[i_u, i_v, i_w]^T$, 3 相電圧: $v_{uvw}=[v_u, v_v, v_w]^T$, dq 電流: $i_{dq}=[i_d, i_q]^T$, dq 電圧: $v_{dq}=[v_d, v_q]^T$, 電気角: θ (rad) である。3 相から 2 相への座標変換は $dq=C(\theta)uvw$ であり、変換係数 $C(\theta)$ は (1) 式である。

$$C(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (1)$$

さらに MPICCC では、(2) 式で示すように連続値を離散値に変換して用いる。

$$i_{dq}(k+1) = f(i_{dq}(k), v_{dq}(k), \omega(k)), \quad (2)$$

ここで $k \in \{0, 1, \dots\}$ である。MPICCC で使用する dq 電流の予測値は式 (2) に基づいて演算する。

2.3 モデル予測瞬時電流制御 (MPICCC)

PMSM を対象とするモデル予測瞬時電流制御: MPICCC のシステムの構成を Fig. 4 に示す。

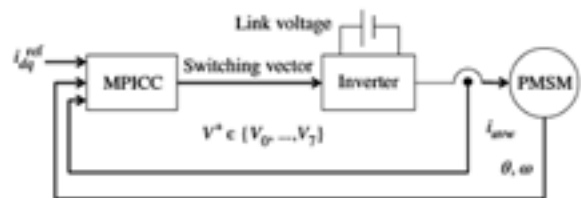


Fig. 4 Model predictive-based current control system for PMSM

この MPICCC は、サンプリング毎に検出する PMSM のロータ位置 (電気角)、相電流、およびリンク電圧をもとにモータへの印加電圧を決定している。これは一般的な三角波キャリア比較での平均電流制御法とは

異なり、サンプリング毎の各検出値から予測電流を算出し、その予測値と指令電流と誤差を算出、評価した結果に基づきインバータ電圧 V0 ~ V7 のいずれかを選択しモータへ印加する⁵⁾⁻⁸⁾。

提案する MPICC は、指令値にもとづく基準電流と 2 段階先行予測電流ベクトルの二乗誤差を評価することによって 1 つの電圧ベクトルを決定する。予測モデルの構造は、(2) 式の (k) を (j | k), (j = 0,1) で置き換えることによって得られる。ここで表記 (j | k), (j = 0,1) は、k からの j 段階前予測を表現していることに留意されたい。各サンプリングにおける電流初期値には $i_{dq}(0 | k) := i_{dq}(k)$ が入力される。サンプリングタイミング k での基準指令 i_{dq_ref} および検出電流 $i_{dq}(k)$ に対し、目的関数 J は以下のように定義される。

$$J(i_{dq}(k)) = \|i_{dq}^{ref} - i_{dq}(2|k)\|_2^2 \quad (3)$$

これにより最適化問題は下記となる。

$$J(i_{dq}(k)) = \|i_{dq}^{ref} - i_{dq}(2|k)\|_2^2 \quad (3)$$

$$v_{dq}^*(1|k) = \underset{v_{dq}(1|k)}{\operatorname{argmin}} J(i_{dq}(k)) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } & v_{dq}(k) = v_{dq}^*(0|k), \\ & i_{dq}(j+1|k) = f(i_{dq}(j|k), v_{dq}(j|k), \omega(j|k)), \\ & (j = 0, 1), \end{aligned}$$

ここで $v_{dq}(1|k) \in C(\theta(1|k))\{V_0, \dots, V_7\}$

MPICC アルゴリズム (calculation of $v_{dq}^*(1|k)$)

MPICC algorithm (calculation of $v_{dq}^*(1|k)$)

Input: $v_{dq}^*(1|k-1)$, $\operatorname{sgn}(i_u(k))$, $i_u(k)$, $i_w(k)$, $i_{dq}(k)$, $\theta(k)$, $\omega(k)$, i_{dq}^{ref}

Output: $v_{dq}^*(1|k)$

- 1: $v_{dq}(0|k) \leftarrow v_{dq}^*(1|k-1)$ //optimized at $k-1$
- 2: $i_{dq}(0|k) \leftarrow i_{dq}(k)$ //initialized
- 3: $i_{dq}(1|k) \leftarrow f(i_{dq}(0|k), v_{dq}(0|k), \omega(0|k))$ //predicted
- 4: $\theta(1|k) \leftarrow \theta(k) + \omega(k)T$ //predicted
- 5: $J \leftarrow \infty$ //initialization
- 6: for $\tilde{v}_{dq}(1|k) \in C(\theta(1|k))\{V_0, \dots, V_7\}$ do
- 7: $V^{DT}(1|k) = D(\operatorname{sgn}(i_u(k)), i_u(k), i_w(k), V(k), V(1|k))$
- 8: $\tilde{v}_{dq}^{DT}(1|k) = C(\theta(1|k))V^{DT}(1|k)$
- 9: $v_{dq}(1|k) := \begin{cases} \frac{T_d}{T} \tilde{v}_{dq}^{DT}(1|k) + \frac{T-T_d}{T} \tilde{v}_{dq}(1|k) & \text{if dead-time is required at } k+1, \\ \tilde{v}_{dq}(1|k) & \text{otherwise,} \end{cases}$
- 10: $i_{dq}(2|k) \leftarrow f(i_{dq}(1|k), v_{dq}(1|k), \omega(1|k))$ //predicted
- 11: if $J > \|i_{dq}^{ref} - i_{dq}(2|k)\|_2^2$ then
- 12: $J \leftarrow \|i_{dq}^{ref} - i_{dq}(2|k)\|_2^2$ //evaluated
- 13: $v_{dq}^*(1|k) \leftarrow v_{dq}(1|k)$ //optimized
- 14: end if
- 15: end for
- 16: $k \leftarrow k+1$

上記の MPICC アルゴリズムにおいては、デッドタイム電圧を考慮することで精度を向上したインバータモデルが 7-9 行目に含まれている⁸⁾。本論文では、残るモータ (PMSM) モデルの精度向上に焦点を当て議論を進める。

この演算は、従来の伝達関数や状態空間モデルに基づく周波数、局配置設計法に比べシンプルであり直感的である。これにより、対象とするモータ駆動システムの電源電圧、モータパラメータが得られれば容易に最適電流制御が実現できる。

3. PMSM モデルの精度向上

一般的なモータの dq 座標モデルを (5) 式に示す。

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} i_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_m \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、p は微分演算子であり、R, Ld, Lq, ω は d-q 座標系における固定子巻線のインダクタンス、電気角速度をそれぞれ示し、起電力係数は ϕ_m である。

MPICC をデジタル化されたインバータ駆動に適用するには、(5) 式を離散化する必要がある。ここではサンプリング時間を T とし、前進差分近似により離散化することで、構造の簡素化と状態の非干渉化を行う。

$$i_{dq}(k+1) = A(\omega)i_{dq}(k) + Bv_{dq}(k) + e(\omega), \quad (6)$$

ここで、各変数は以下である。

$$\begin{aligned} k = 0, 1, \dots, A(\omega) &= \begin{bmatrix} 1 - R\frac{T}{L_d} & \omega L_q \frac{T}{L_d} \\ -\omega L_d \frac{T}{L_q} & 1 - R\frac{T}{L_q} \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_q} \end{bmatrix}, \\ e(\omega) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T}{L_q} \omega \phi_m \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

上記 (6) 式の変数のいくつかは非線形に変化することが報告されている¹²⁾。特にモデル予測制御理論に基づく制御則は、使用するモデル精度や構造にその性能が左右されるため、実変数との不一致を適切に扱う必要がある。

これらを踏まえ我々は、MPICC の制御性能を改善

するために、特に非線形な変化が大きい磁束特性に焦点を当て PMSM モデルの精度向上に取り組む。以後、従来モデルは (6) 式を示し、以下で示す精度向上モデルは提案モデルと呼ぶ。

3.1 磁束特性に着目したモータモデルの検討

我々が提案する MPICC では、サンプリング周期毎の電流変化を予測、評価することで最適な電圧ベクトルを選択している。つまり、サンプリング期間に変化する未来の瞬時電流を予測していると言える。このことから MPICC におけるモータモデル精度の向上とは、数十マイクロ秒程度のサンプリング期間に現れる電流の瞬時的な変化を正しく把握できるようモータモデルを改善する必要があると言える。このモータモデル精度向上に向け、従来の dq 座標モータモデルの干渉を考慮したうえで、インダクタンス L で表現される磁束特性を瞬時的な変化を表現する過渡状態と、平均的な変化を表現できる定常状態に分割し、モータモデルを検討する。これを受け (6) 式は (7) 式と表記できる。

$$v_{dq} = Ri_{dq} + L_t \frac{d}{dt} i_{dq} + \omega L_s i_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここでインダクタンスは下記となる。

$$L_t = \begin{bmatrix} L_{dd,t} & L_{dq,t} \\ L_{qd,t} & L_{qq,t} \end{bmatrix}, \quad L_s = \begin{bmatrix} L_{qd,s} & -L_{qq,s} \\ L_{dd,s} & L_{dq,s} \end{bmatrix}$$

この (7) 式の右辺第 2 項は過渡的に変化するインダクタンスによる電圧降下を示し、第 3 項と第 4 項は電流の基本波成分に起因する定常的な磁束を表現している。この定常磁束の記述を下記に変更する。

$$\begin{bmatrix} -\phi_{qs} \\ \phi_{ds} \end{bmatrix} = L_s i_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

これを踏まえると (7) 式は (9) 式となる。

$$v_{dq} = Ri_{dq} + L_t \frac{d}{dt} i_{dq} + \omega \phi_s \quad (9)$$

$$\phi_s = \begin{bmatrix} -\phi_{qs} \\ \phi_{ds} \end{bmatrix}$$

モータの動作点において、(9) 式の右辺第 2 項は電流変化に対する瞬時的なインダクタンスであり、第 3 項は基本波成分に基づく平均的な磁束となる。

また (9) 式を移項すると (10) 式が得られる

$$\frac{d}{dt} i_{dq} = L_t^{-1} (v_{dq} - Ri_{dq} - \omega \phi_s) \quad (10)$$

モータのインダクタンスの変化と飽和特性を考慮すると、各インダクタンスの関係は下記と見なせる¹²⁾。

$$L_{dd,t}, L_{qq,t} \gg L_{dq,t}, L_{qd,t}$$

この関係を踏まえると (10) 式は (11) 式と表記できる。

$$\frac{d}{dt} i_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dd,t}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qq,t}} \end{bmatrix} \hat{v}_{dq} \quad (11)$$

$$\text{ここで } \hat{v}_{dq} = v_{dq} - Ri_{dq} - \omega \phi_s$$

さらに (11) 式を先述と同様にサンプリング期間で離散化すると、新たなモータモデルは以下となる。

$$i_{dq}(k+1) = i_{dq}(k) + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_{dd,t}} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_{qq,t}} \end{bmatrix} \hat{v}_{dq}(k) \quad (12)$$

$$\hat{v}_{dq}(k) = v_{dq}(k) - Ri_{dq}(k) - \omega(k) \phi_s \quad (13)$$

上記の提案モデルを MPICC に適用していく。

3.2 磁束特性の計測

提案モデルにおいて磁束を表現するパラメータは、 $L_{dd,t}$, $L_{qq,t}$, ϕ_{ds} , および ϕ_{qs} である。以降、演算で必要となるこれら 4 つのパラメータ値の測定法について述べる。

まず、過渡インダクタンス $L_{dd,t}$ および $L_{qq,t}$ の測定法について (9) 式をもとに検討する。ここで右辺第 3 項に示される誘起電圧は、定常流束と角速度の積で表現される。つまりモータが停止している状態 ($\omega = 0$) では以下と表現できる。

$$v_{dq} = Ri_{dq} + L_t \frac{d}{dt} i_{dq} \quad (14)$$

測定に際しては、 L_t 行列における干渉項 $L_{dq,t}$, $L_{qd,t}$ の影響を除去する必要がある。ここで $\omega = 0$ かつ i_q が一定、すなわち $\frac{d}{dt} i_q = 0$ である場合、 $L_{dd,t}$ は、以下のようにして (11) 式から算出できる。

$$L_{dd,t} = (i_d(t) - i_d(0))^{-1} \int_0^t (v_d - Ri_d) d\tau \quad (15)$$

同様に (16) 式から $L_{qq,t}$ が算出できる。

$$L_{qq,t} = (i_q(t) - i_q(0))^{-1} \int_0^t (v_q - Ri_q) d\tau \quad (16)$$

次に定常磁束の計測法を示す。先と同様に (9) 式において $\frac{d}{dt}i_q = 0$ とすると (17) 式が得られる。

$$\phi_s = \begin{bmatrix} -\phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \omega^{-1}(v_{dq} - Ri_{dq}) \quad (17)$$

定常磁束の測定においては、巻線抵抗 R による電圧ドロップの影響を極力低減するため、モータ回転数 ω を大きく設定することが望ましい。

これらに定義した計測式をもとに、JMAG-RT と MATLAB / Simulink を用いて過渡インダクタンスと定常磁束を解析、計測する。本稿で使用した評価用モータ仕様を Table 1 に示す。

最大トルク電流 (MTPA) 制御により計測した過渡インダクタンス値を Fig. 5 に示す。この結果から今回対象とする評価用 PMSM は、電流が大きな場合は過渡インダクタンス $L_{dq,t}$ が $L_{dd,t}$ の値よりも小さくなるのが分かる。ここで低電流領域のインダクタンス値は、変化が微小または計測不可であったため一定値に近似している。

次に定常状態での dq 磁束を Fig. 6 に示す。この結果には dq 軸間干渉による磁束飽和も含まれていることに注意されたい。

Table 1 Specifications of PMSM and drive system

Rated power	200 kW	Number of pole pairs	4
Nom. resistance R	0.05 Ω	DC voltage	650 V
Nom. inductance L_d	0.3 mH	Sampling time T	8 μ s
Nom. inductance L_q	0.6 mH	Dead-time T_d	6.5 μ s
Nom. emf const. ϕ_m	0.1 V s	Speed	1000 rpm

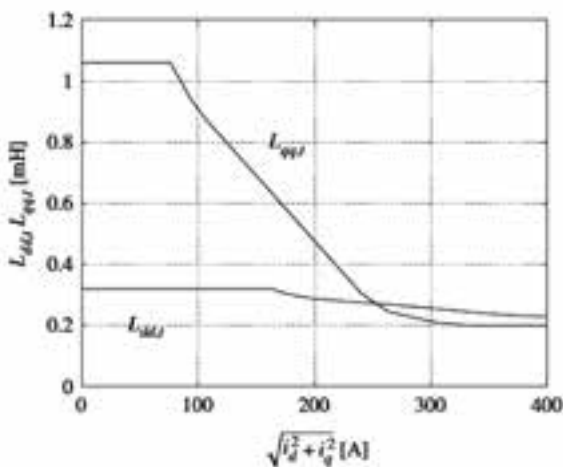


Fig. 5 Transient d-q inductances $L_{dd,t}$ and $L_{qq,t}$ obtained with JMAG-RT and Matlab/Simulink

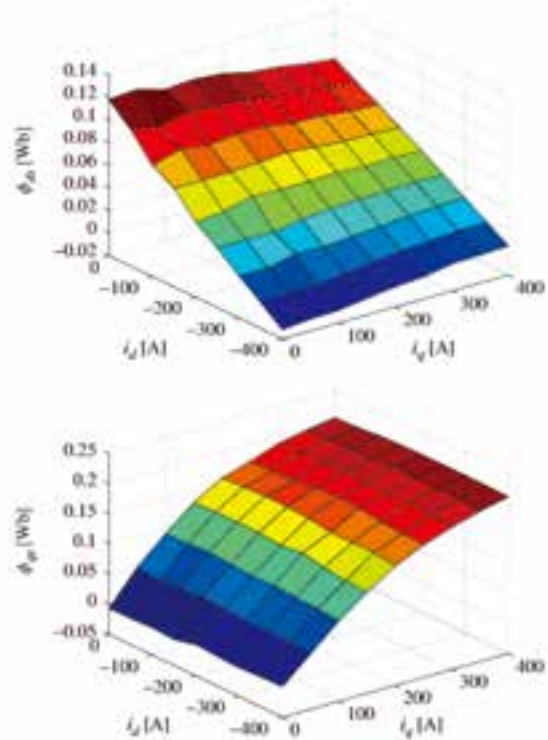


Fig. 6 Steady-state d-q flux ϕ_{ds} and ϕ_{qs} obtained with JMAGRT and Matlab/Simulink

3.3 予測電流の精度向上

一般的にモータのインダクタンスと磁束の各特性値は電流によって変化することが知られている。しかしながらこれら特性値の変化は、前提とするモータモデルにより変化の傾向が異なるため注意が必要である。我々が提案する MPICC では、瞬時的な電流変化を精度良く演算する必要があるため、モータの瞬時的な振る舞いを表現するモデルを前提に各特性を計測することが肝要である。

この考え方に基づいて計測した各値 (Fig. 5, Fig. 6) はデータテーブルに格納され、サンプリング周期ごとの電流検出値をもとにモータモデルの各変数値を更新するよう実装されている。これによりモータモデルの精度を向上することが可能となり、結果として電流予測精度が向上する。これについて Fig. 7 に概念的な動作を示す。ここで上段は従来モデル、下段に提案モデルでの予測電流値および実電流値の関係を示す。図中の黒丸は測定した q 軸電流値、四角は予測 q 軸電流値である。サンプリングタイミング k で計測された $i_q(k)$ は予測演算における初期値であり、これを原点にモータモデルに基づいて将来の電流が予測される。

従来モデルでは瞬時的な変化が表現できないため、MPICCにおける予測電流と実電流の誤差が大きい。このため、タイミング k において $k+1$ に出力するインバータ電圧を適切に選択できず、結果として不適な電流を発生させることになる。つまり、従来モデルを用いた MPICC では誤差を持つ予測電流に基づきインバータ電圧を決定するため、適切に電流が制御できない結果となる。同様に、 $k+2$ で測定される実電流値 $i_q(k+2)$ と予測電流値 $i_q(k+1)$ との間にも誤差が生じるため、適切ではないインバータ電圧が選択され電流高調波が増大する。

一方、提案モデル (Fig. 7 の下段) による予測演算においては、適切なインダクタンス特性および磁束特性がモデルで表現されるため各サンプリングタイミングでの予測電流と実電流は精度良く一致する。これにより適切なインバータ電圧が選択可能となり電流高調波が低減できる。

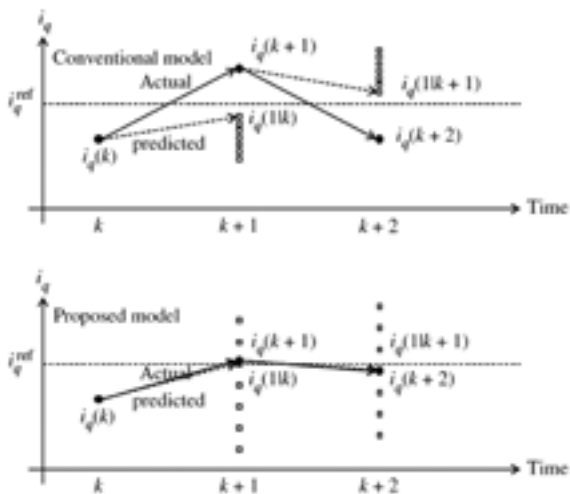


Fig. 7 Qualitative insight into improvement in accuracy of predictive Current

4. シミュレーションと実験結果

本章では提案するモータモデル (12) (13) 式の有効性を、シミュレーションと実験を通じて示す。評価条件は両者ともに同じである (Table 1)。

提案モデルの効果検証は、モータの定常駆動時における dq 電流と u 相電流のそれぞれの高調波電流に注目し評価する。シミュレーション評価は MATLAB

/ Simulink R2006B で実施する。実験においては、TI 社製 DSP (C6713) とザイリンクス社製 FPGA (XC3S1500) で構成する制御装置を使用する。この DSP には通信を含めた上位制御を実装し、高サンプルレートが必要な MPICC は FPGA に実装している。FPGA へはモータ駆動時に検出する u 相電流と w 相電流、ならびにロータ位置を直接入力している。またモデル演算で使用するインダクタンスおよび磁束の各パラメータは、事前に計測した値を FPGA 内部のルックアップテーブルに格納している。インバータへは、FPGA から直接ゲートパルスを指令値として入力する。

4.1 シミュレーション結果

提案モデルを用いた MPICC での dq 電流制御結果を Fig. 8 ~ Fig. 10 に示す。シミュレーション条件は、1000rpm での MTPA 制御とした。

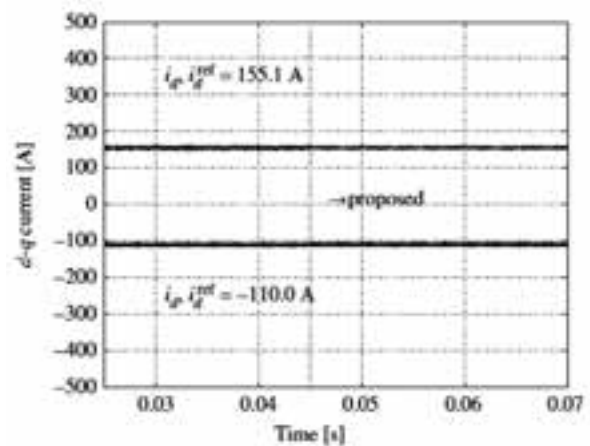


Fig. 8 Simulation: idq (low torque, 100 Nm)

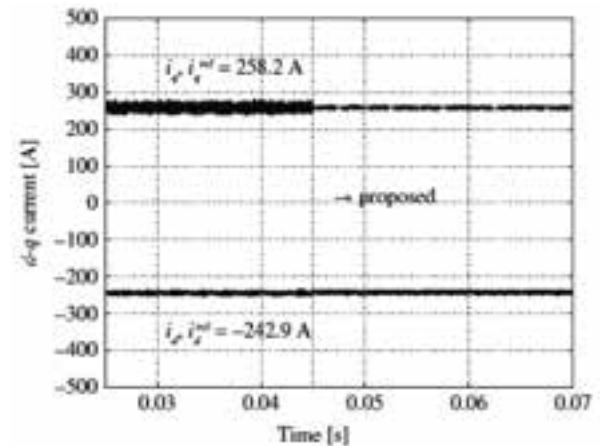


Fig. 9 Simulation: idq (medium torque, 200 Nm)

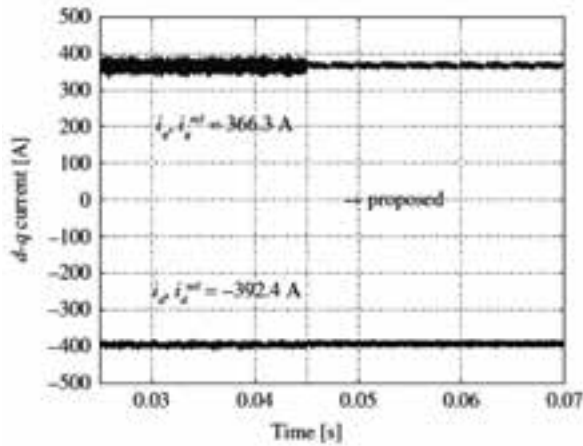


Fig. 10 Simulation: idq (high torque, 300 Nm)

効果を確認するため、MPICCで使用するモデルを0.045秒時点で従来モデルから提案モデルへ切り替えている。一見して分かるように、提案モデルでは適切に瞬時的なインダクタンスと定常的な磁束の各特性が考慮できているため予測演算精度が向上し、その結果dq電流の高調波が減少している。特に、中トルク (Fig. 9) および高トルク (Fig. 10) 条件では、高調波を含むiqの振幅はそれぞれ62%および61%低減できている。また同条件でのU相電流波形をFig. 11に示す。

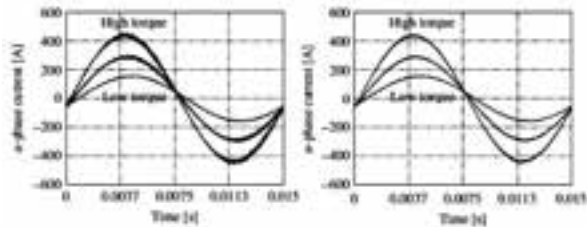


Fig. 11 Simulation: u-phase current (left: conventional, right:proposed)

先述したようにMPICCではモデルを用いた予測演算結果に従ってインバータのスイッチング指令が直接決定される。そのため予測演算精度が低い (正確でない) 場合、不適切な電圧がモータに印加される。その結果、モータ電流の高調波が増加することとなる。つまり、瞬時電流の制御を目的とするモデル予測制御においては、瞬時的な現象を表現するモデルを用いることが必要と言える。

4.2 実験結果

本実験では全条件で温度管理することでモータの抵抗値をTable 1で示した値に保っている。シミュレーションと同じ条件下での実験結果をFig. 12 ~ Fig. 14 (左:従来モデル, 右:提案モデル) に示す。この結果から分かるように、シミュレーション結果と同様に、中、大トルク条件において大幅に高調波電流の低減効果が見て取れる。同様にU相電流波形をFig. 15に示す。

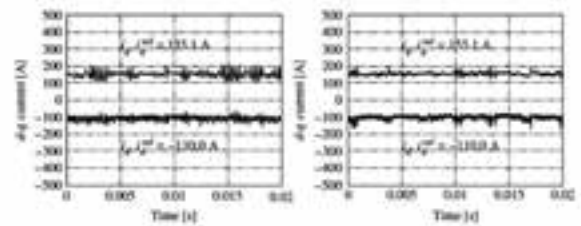


Fig. 12 Experiment: idq at low torque (left: conventional, right: proposed)

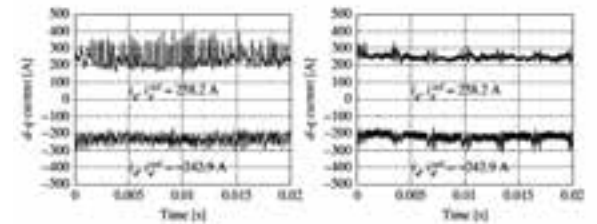


Fig. 13 Experiment: idq at medium torque (left: conventional, right: proposed)

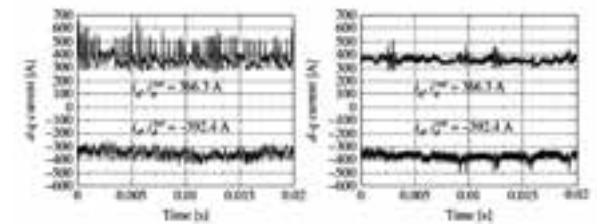


Fig. 14 Experiment: idq at high torque (left: conventional, right: proposed)

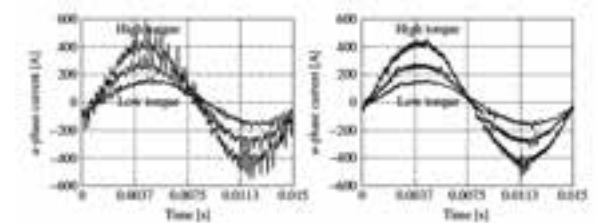


Fig. 15 Experiment: u-phase current (left: conventional, right: proposed)

この結果から提案モデルは電流制御性能の向上に有効であることが言える。しかしながら、実験で得られた電流高調波の傾向はシミュレーション結果と異なっており、未だモデルの表現力が十分でない可能性がある。この観点から考察すると、実環境の瞬時的な動作には各検出値のサンプリング遅れやゲート動作遅延など、モデル化誤差の要因が複数存在することが考えられる。今後、モデル予測制御をベースとしたモータ制御の性能向上には、制御対象の時定数もしくは制御自体のサンプリング周期に応じた適切なプラントモデルの構築が必要であると考えられる。

5. まとめ

本論文では、これまで我々が研究を進めてきたMPICCの性能向上を目的に、瞬時的なインダクタンスと定常的な磁束の各特性を考慮する新たなモータモデルを提案した。

この提案モデルの有効性は、シミュレーションおよび実験を通じて、定常状態における電流高調波を大幅に減少可能であることで示した。この本提案モデルは、MPICCと同様にモータモデルを用いたモデル予測制御すべてに適用可能であり、核心となる研究成果であると考えられる。しかしながら実プラントのモデル化は未だ十分ではなく、モータ、インバータ、検出など様々な観点でモデルの検討を進める必要がある。

今後は、予測演算に適したモデル構造や精度に加え、実プラントに適用できる演算規模など複数の観点から検討を進めていきたい。

参考文献

- 1) Maciejowski J. Predictive Control with Constraints. Prentice Hall;2001.
- 2) Maeda T, Doki S. Improvement of torque control system of PMSM based on model predictive control. Proceedings of the 37th Annual of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2011; 1826–1831.
- 3) Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control-Part 1: concept, algorithm, and analysis. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2009; 56(6):1894–1905.
- 4) Hagino M, Zanma T, Ishida M. Optimal direct torque control for PMSM based on model predictive control. Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 2011 (electronic medium).
- 5) Matsutani S, Zanma T, Sumiyoshi Y, Ishida M, Imura A, Fujitsuna M. Optimal control of PMSMs using model predictive control. Proceedings of the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2008; 1305–1310.
- 6) Matsutani S, Zanma T, Sumiyoshi Y, Ishida M, Imura A, Fujitsuna M. Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator. Proceedings of ICROS-SICE International Joint Conference (ICCASSICE), 2009; 4847–4852.
- 7) Imura A, Takahashi T, Fujitsuna M, Zanma T, Ishida M. Instantaneous current control of PMSM using MPC: frequency analysis based on sinusoidal correlation, Proceedings of the 37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2011; 3551–3556.
- 8) Imura A, Takahashi T, Fujitsuna M, Zanma T, Doki S. Refinement of inverter model considering dead-time for performance improvement in predictive instantaneous current control. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering 2014; 9(1):83–89.
- 9) Mademlis C, Agelidis VG. On considering magnetic saturation with maximum torque to current control in interior permanent magnet synchronous motor drives. IEEE Transactions on Energy Conversion 2001; 16(3):246–252.
- 10) Kano Y, Kosaka T, Matsui N. Modeling approach for IPMSM based on non-linear magnetization characteristics. Proceedings of IEEJ Technical Meeting on Rotating Machinery, 2004; 13–18.
- 11) Stumberger B, Stumberger G, Dolinar D, Hamler A, Trlep M. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor. IEEE Transactions on Industrial Applications 2003; 39(5):1264–1271.
- 12) Yamazaki K, Kumagai M. A study on rotor design of interior permanent magnet motors considering dq axis interference caused by magnetic saturation. Proceedings of the IEEJ Industry Applications Society Conference, 2011; 179–184.
- 13) Jebai AK, Malrait F, Martin P, Rouchon P. Estimation of saturation of permanent-magnet synchronous motor through an energy-based model. Proceedings of the IEEE Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011; 1316–1321.
- 14) Nakatsugawa J, Iwasaki N, Nagura H, Iwaji Y. Proposal of mathematical models taking into consideration magnetic saturation and cross coupling effects in permanent magnet synchronous motors. IEEJ Transactions on Industrial Applications 2010; 130(11):1212–1220.
- 15) Pacas M, Weber J. Predictive direct torque control for the

PM synchronous machine. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2005; 52(5):1350-1356.

- 16) Yan Y, Zhu J. Simulation of a direct torque controlled PMSM drive incorporating structural and saturation saliencies, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06), 2006; 1-6.

著者



井村 彰宏

いむら あきひろ

博士 (工学)
Eco Mobility システム開発部
電動システムの研究開発に従事



高橋 友哉

たかはし ともや

機械・エネルギー開発部
ブレーキ用モータの制御開発に従事



藤網 雅己

ふじつな まさみ

技師
技術企画部
先端 R&D 戦略企画に従事



残間 忠直

ざんま ただなお

博士 (工学)
千葉大学
制御分野の研究開発に従事



道木 慎二

どうき しんじ

博士 (工学)
名古屋大学
パワーエレクトロニクス分野の研究開発に従事