

IPMSMの弱め磁束領域における

状態フィードバックに基づく疑似シームレス制御の提案

宮島孝幸*, 藤本博志 (東京大学), 藤井淳, 高橋友哉, 吉田秀治, 藤網雅己 (デンソー)

Proposal of Quasi-seamless Control Method Based on State Feedback for IPMSM in Flux-weakening Region

Takayuki Miyajima*, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Kiyoshi Fujii, Tomoya Takahashi, Hideji Yoshida, Masami Fujitsuna (DENSO CORPORATION)

Abstract

This paper proposes a quasi-seamless control method based on state feedback for interior permanent magnet synchronous motor in flux-weakening region. Previously, the authors proposed a flux-weakening control method using control inputs in polar coordinates. However, it deteriorates torque response due to coupling terms between voltage phase controller and voltage amplitude controller. In order to improve torque response, this paper proposes simultaneous design method of voltage phase controller and voltage amplitude controller. In addition, the proposed method achieves quasi-seamless control method by initial value compensation. The effectiveness of the proposed method is shown by experimental results.

キーワード: 埋込磁石同期モータ, 弱め磁束制御, モデルベース設計 (IPMSM, flux-weakening control, model-based design)

1. はじめに

埋込磁石同期モータ (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: IPMSM) は高効率などの利点から産業界で広く用いられている。IPMSM ドライブシステムは高回転数駆動が要求されており, 弱め磁束制御によって駆動領域の拡大がなされている。弱め磁束領域では電流振幅を最小とするために最大電圧振幅での駆動が望ましい。しかしながら, 最大電圧振幅下では制御入力電圧位相のみとなるため, トルク応答の高速化が困難となる。

トルク応答の高速化のため, 電圧振幅制限下での制御法が数多く提案されている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。その中の一つに電圧位相制御⁽⁴⁾がある。この手法は電圧位相を直接操作するため, 高速なトルク応答が期待できるが, 電圧位相からトルクまでの特性は非線形であるために設計が困難である。文献(5), (6)では電圧位相制御器の設計法を提案しているが, 近似を行っているために厳密なモデルベース設計とはなっていない。著者らは平衡点探索を用いた弱め磁束領域の全域で適用できる厳密なモデルベース設計を提案した⁽⁷⁾。さらには遅い零点の存在を示し, 電圧位相制御の達成性能限界を定量化した。

電圧位相制御には制御器切り替えが必要という欠点もある。文献(8)において著者らは電圧振幅の操作によって電圧位相制御の領域を線形領域まで拡大し, 切り替え回数を削減させた。モデルベース設計とはなっていたが, 電圧振幅と電圧位相の操作が干渉し, トルク応答が悪化していた。そこで, 本稿では状態フィードバックに基づいた電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計法を提案し, 電圧振幅の操作と電圧位相の操作の干渉項を考慮した設計によってトルク応答の悪化を抑制させる。さらには, 制御系の次数を低減させることで初期値補償を容易にする。これにより, 電流ベクトル制御からの切り替え時に制御入力電圧が連続となる疑似的なシームレス制御を実現させる。最後に提案する疑似シームレス制御の有効

性を実験結果から示す。

2. IPMSMのdqモデルと線形化

IPMSMのdq座標電圧方程式を式(1)に示す。

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{v_d(\mathbf{u})}{L_d} \\ \frac{v_q(\mathbf{u}) - \omega_e K_e}{L_q} \end{bmatrix} \cdots (1)$$

ただし, v_d, v_q : d, q 軸電圧, R : 電機子巻線抵抗, L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス, ω_e : 電気角速度, i_d, i_q : d, q 軸電流, K_e : 誘起電圧定数, $\mathbf{x} := [i_d \ i_q]^T$, $\mathbf{u} := [V_a \ \delta]^T$, V_a : 電圧振幅, δ : 電圧位相である。また, トルク T は式(2)で表される。

$$T = K_{mt} i_q + K_{rt} i_d i_q \cdots \cdots (2)$$

ただし, $K_{mt} := PK_e$, $K_{rt} := P(L_d - L_q)$, P : 極対数である。

IPMSMの電圧方程式およびトルク式を平衡点周りで線形化し, 電圧振幅および電圧位相を入力とする状態方程式, 出力方程式を導出すると, それぞれ式(3), (4)となる⁽⁷⁾。

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \Delta \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x} + \Delta \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u} \cdots \cdots (3)$$

$$\Delta T = \Delta \mathbf{k}_T \Delta \mathbf{x} \cdots \cdots (4)$$

$$\Delta \mathbf{A}_c := \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B}_c := [\Delta \mathbf{b}_{c1} \ \Delta \mathbf{b}_{c2}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \sin \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_d} \cos \delta_o \\ \frac{1}{L_q} \cos \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_q} \sin \delta_o \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{k}_T := [K_{rt} i_{qo} \quad K_{mt} + K_{rt} i_{do}]$$

ここで, 添字 o が付いたものは $\dot{\mathbf{x}} = 0$ となる平衡点での変数を示している。また, Δ が付いた変数は平衡点周りの変数を意味する。

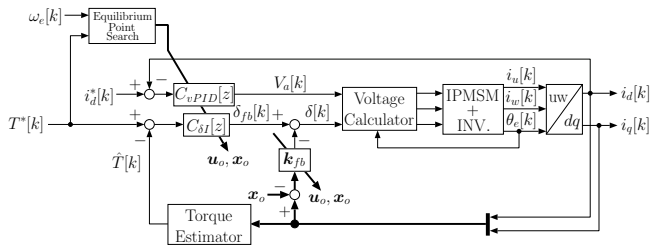


Fig. 1 Block diagram of method 1

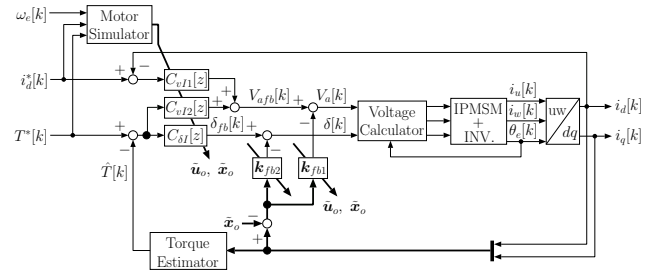


Fig. 2 Block diagram of method 2

3. 制御器設計

〈3・1〉 手法 1 (電圧位相制御と電圧振幅制御の独立設計)

手法 1 のブロック図を図 1 に示す。トルクを制御する電圧位相制御系と d 軸電流を制御する電圧振幅制御系がそれぞれ別々の制御入力を用いており、独立に構成されている。

〈3・1・1〉 電圧位相制御系設計 式 (3), (4) の線形化モデルに対し、式 (5) の状態フィードバックと式 (6) の積分制御を行う。

$$\Delta\delta = \Delta\delta_{fb} - \mathbf{k}_{fb}\Delta\mathbf{x} \dots\dots\dots (5)$$

$$\Delta\delta_{fb} = \frac{K_I}{s}(\Delta T^* - \Delta T) \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $\mathbf{k}_{fb} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ である。式 (5), (6) を式 (3) に代入すると、拡大系は式 (7) となる。

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}_{fb1} = \Delta\mathbf{A}_{fb1}\Delta\mathbf{x}_{fb1} + \Delta\mathbf{b}_{fb1}\Delta T^* \dots\dots\dots (7)$$

$$\Delta\mathbf{A}_{fb1} := \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A}_c - \Delta\mathbf{b}_{c2}\mathbf{k}_{fb} & \Delta\mathbf{b}_{c2} \\ -K_I\Delta\mathbf{k}_T & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Delta\mathbf{b}_{fb1} := \begin{bmatrix} 0 \\ K_I \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{x}_{fb1} := \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\delta_{fb} \end{bmatrix}$$

式 (7) に示した拡大系は 3 次である。よって、積分ゲイン K_I 、レギュレータゲイン \mathbf{k}_{fb} の 3 つのパラメータによって電圧位相制御の閉ループ極を任意の値に配置できる。また、積分制御器 $C_{\delta I}[z]$ は $C_{\delta I}(s)$ を周期 T_u で Tustin 変換によって離散化したものとする。

〈3・1・2〉 電圧振幅制御系設計 電圧振幅制御器 $C_{vPID}[z]$ は電圧制限内では電圧振幅によって最大トルク/電流制御となる d 軸電流指令値 i_d^* に制御する。一方、電圧制限下では操作量飽和によって d 軸電流が制御されず、自動的に電圧位相制御のみとなる。 $C_{vPID}(s)$ は電圧位相制御器を無視し、電圧振幅 ΔV_a から d 軸電流 Δi_d までの伝達関数を用いて極配置法によって設計する⁽⁸⁾。式 (3) より、電圧振幅 ΔV_a から d 軸電流 Δi_d までの伝達関数は 2 次であるため、 $C_{vPID}(s)$ は PID 制御器とする。 $C_{vPID}(s)$ を Tustin 変換によって離散化することで、 $C_{vPID}[z]$ を得る。

〈3・1・3〉 平衡点探索 設計で用いたモデルは線形化モデルであるため、平衡点を選定する必要がある。そこで、手法 1 ではトルク指令値 T^* における d, q 軸電流、電圧振幅、電圧位相を平衡点とする。平衡点探索アルゴリズムを以下に示す。

Step 1 最大トルク/電流 (MTPA) 制御となる d, q 軸電流指令値から定常状態での電圧振幅、電圧位相を計算する。

Step 2 計算した電圧振幅が電圧制限を満たしている場合には、 d, q 軸電流指令値および計算した電圧振幅、電圧位

相を平衡点として与える。

Step 3 電圧制限を満たしていない場合には、ニュートン・ラフソン法を用いた平衡点探索⁽⁷⁾ で電圧制限とトルク指令値を満たす平衡点を求める。

〈3・2〉 手法 2 (電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計)

図 2 に手法 2 のブロック図を示す。手法 2 では電圧振幅、電圧位相の両方を用いて状態フィードバックを行う。また、各制御器 C_{vI1} , C_{vI2} , $C_{\delta I}$ は積分制御器である。電圧制限下では制御入力にトルクを制御するための電圧位相のみとなる。そこで、サーボ系を構成できる条件を満たすため、 d 軸電流を電圧位相で制御するための積分器は存在しない。

〈3・2・1〉 制御器ゲイン設計 各状態フィードバック制

御、積分制御はそれぞれ式 (8), (9), (10), (11) で表される。

$$\Delta V_a = \Delta V_{afb} - \mathbf{k}_{fb1}\Delta\mathbf{x} \dots\dots\dots (8)$$

$$\Delta\delta = \Delta\delta_{fb} - \mathbf{k}_{fb2}\Delta\mathbf{x} \dots\dots\dots (9)$$

$$\Delta V_{afb} = \frac{K_{I1}}{s}(\Delta i_d^* - \Delta i_d) + \frac{K_{I2}}{s}(\Delta T^* - \Delta T) \cdot (10)$$

$$\Delta\delta_{fb} = \frac{K_{I3}}{s}(\Delta T^* - \Delta T) \dots\dots\dots (11)$$

ただし、 $\mathbf{k}_{fb1}, \mathbf{k}_{fb2} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ とする。式 (3) に代入すると式 (12) に示す拡大系を得る。

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}_{fb2} = \Delta\mathbf{A}_{fb2}\Delta\mathbf{x}_{fb2} + \Delta\mathbf{B}_{fb2} \begin{bmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta T^* \end{bmatrix} \dots\dots (12)$$

$$\Delta\mathbf{A}_{fb2} := \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A}_c - \Delta\mathbf{B}_c\mathbf{K}_{fb} & \Delta\mathbf{B}_c \\ -\Delta\mathbf{g} & 0 \\ -K_{I3}\Delta\mathbf{k}_T & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta\mathbf{B}_{fb2} := \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ K_{I1} & K_{I2} \\ 0 & K_{I3} \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{x}_{fb2} := \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta V_{afb} \\ \Delta\delta_{fb} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{fb} := [\mathbf{k}_{fb1} \quad \mathbf{k}_{fb2}]^T$$

$$\Delta\mathbf{g} := [K_{I1} + K_{I2}K_{rt}i_{q0} \quad K_{I2}(K_{mt} + K_{rt}i_{d0})]$$

7 つのフリーパラメータ $K_{I1}, K_{I2}, K_{I3}, \mathbf{k}_{fb1}, \mathbf{k}_{fb2}$ で $\Delta\mathbf{A}_{fb2}$ の固有値を任意の値に配置できるが、冗長性が存在する。そこで、弱め磁束領域と線形領域でシームレスな移行を実現するため、電圧制限内、電圧制限下のそれぞれで極配置を行う。フリーパラメータの内 K_{I3}, \mathbf{k}_{fb2} を使い、手法 1 と同様に電圧位相制御を設計して弱め磁束領域での応答を決める。そして、残りの 4 つのパラメータ $K_{I1}, K_{I2}, \mathbf{k}_{fb1}$ を用いて $\Delta\mathbf{A}_{fb2}$ の固有値を任意の値に配置し、電圧制限内での応答を決める。

2 つの制御入力が存在するが、手法 1 では制御器の全状態

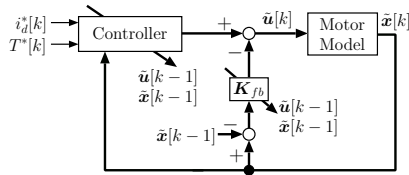


Fig. 3 Block diagram of motor simulator in method 2

変数が3つだった。これに対して、手法2では制御器の全状態変数が2つであるので初期値補償が一意に行える。すなわち、切り替えによる制御入力の不連続が発生せず、疑似的なシームレス制御が実現できる。

〈3・2・2〉 モータシミュレータによる平衡点探索

ニュートン・ラフソン法を用いた平衡点探索ではトルク指令値での平衡点を与える。このため、トルク指令値が急変した場合には現在の平衡点と求めた平衡点の差が大きくなり、モデル化誤差が発生してしまう。そこで、モータおよび制御系の挙動を模擬し、モータモデルへの入出力を平衡点とすることでモデル化誤差を抑圧させる。

モータシミュレータのブロック図を図3に示す。モータシミュレータは平衡点を与えるだけであるので、モータモデルには簡易モデルを用いる。式(1)において干渉項の時間変動を無視し、式(13)に示すように簡略化する。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{c2}\mathbf{x} + \mathbf{B}_{c2}\mathbf{v}' \dots\dots\dots (13)$$

$$\mathbf{v}' = \begin{bmatrix} v_d + \omega_e L_q i_q \\ v_q - \omega_e (K_e + L_d i_d) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

$$\mathbf{A}_{c2} := \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{c2} := \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

式(13)を零次ホールドに基づきキャリア周期 \$T_u\$ で離散化すると式(15)を得る。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_{s2}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_{s2}\mathbf{v}'[k] \dots\dots\dots (15)$$

$$\mathbf{A}_{s2} := e^{\mathbf{A}_{c2}T_u}, \quad \mathbf{B}_{s2} := \mathbf{A}_{c2}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{c2}T_u} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_{c2}$$

モータシミュレータでは、式(15)をモータモデルとして仮定の制御系を実現し、\$\hat{\mathbf{x}}[k-1]\$, \$\hat{\mathbf{u}}[k-1]\$を平衡点 \$\mathbf{x}_o\$, \$\mathbf{u}_o\$ として与える。過渡応答をモータモデルで模擬しているために \$\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \neq 0\$ となるが、小さいと仮定して無視する。

式(15)のモータシミュレータはサンプル点間の干渉項の時間変化を無視しているため演算数が少ない。しかしながら、高速領域では干渉項が支配的となるため、モデル化誤差によってモータシミュレータが発散する恐れがある。その場合には式(3)を離散化した厳密モデルを用いてモータシミュレータを構成すればよい。

4. 実験

実験から各手法の動作を検証する。表1にモータパラメータを示す。また、インバータ直流電源電圧 \$V_{dc} = 36\$ V, 最大変調率 \$M_{max} = 1.15\$, キャリア周波数 \$T_u = 0.1\$ ms とした。

全ての閉ループ極の実部は \$-500\$ rad/s とした。ただし、高回転数領域ではプラント極が速く、プラント極よりも遅い閉ループ極では感度関数が悪化してしまう。そこで、高回転数領域では閉ループ極とプラント極の大きさが等しくなるように虚部をもたせた。ただし、\$\Delta \mathbf{A}_{fb1}\$ は3つの固有値であ

Table 1 Nominal parameter of IPMSM

stator winding resistance \$R\$	255 mΩ
\$d\$-axis inductance \$L_d\$	2.2 mH
\$q\$-axis inductance \$L_q\$	3.5 mH
back EMF constant \$K_e\$	61.37 mV/(rad/s)
the number of pole pairs \$P\$	3

るので、電圧位相制御系の1つの閉ループ極は実軸上に配置される。

各実験結果を図4, 5に示す。\$d\$軸電流指令値 \$i_d^*\$ はMTPA制御時の指令値を表している。手法1はトルクを制御しつつ、電圧制限内では\$d\$軸電流を制御し、MTPA制御を実現している。しかしながら、電圧位相制御器と電圧振幅制御器が干渉し、好ましいトルク応答になっていない。さらには電圧振幅が空間高調波によって大きく振動している。手法2ではモデル化誤差によってオーバーシュートが発生しているが、手法1と比較して過渡応答中の振動が少ないトルク応答が得られている。また、制御入力の過剰な操作を抑制している。よって、シームレスで線形領域と弱め磁束領域の間を移行させ、かつ良好なトルク応答を達成させていることから、提案した状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計は有効である。

次に制御器切り替えを含めた実験結果から手法2の有効性を検証する。電流ベクトル制御ではPI制御器⁽⁷⁾を用いており、非干渉制御を含めた制御器出力である\$d, q\$軸電圧 \$v_d[k]\$, \$v_q[k]\$ はそれぞれ式(16), (17)で表される。

$$v_d[k] = c_d x_d[k] + d_d e_d[k] - \omega_e[k] L_q i_q[k] \dots\dots\dots (16)$$

$$v_q[k] = c_q x_q[k] + d_q e_q[k] + \omega_e[k] (L_d i_d[k] + K_e) \quad (17)$$

ここで、\$x_d, x_q\$ は\$d, q\$軸電流制御器の状態変数、\$e_d, e_q\$ は\$d, q\$軸電流誤差、\$c_d, c_q, d_d, d_q\$ は離散化された\$d, q\$軸電流制御器の係数である。ステップのトルク指令値が与えられた場合には低回転数でも電圧振幅が飽和してしまう。そこで、PI制御器の直達項を除いた電圧ベクトルの電圧振幅 \$V_{ai}\$ から判断を行う。\$V_{ai}\$ を式(18)に示す。

$$V_{ai}[k] = \sqrt{v_{di}^2[k] + v_{qi}^2[k]} \dots\dots\dots (18)$$

$$v_{di}[k] = c_d x_d[k] - \omega_e[k] L_q i_q[k]$$

$$v_{qi}[k] = c_q x_q[k] + \omega_e[k] (L_d i_d[k] + K_e)$$

本稿では \$V_{ai}\$ が最大電圧振幅 \$V_{a,max}\$ の90%を越えた場合には電流ベクトル制御から手法2の弱め磁束制御に切り替える。

一方、手法2の弱め磁束制御では積分制御器で電圧振幅を操作している。このため、ステップのトルク指令値が入力されたとしても電圧飽和しないため、フィードバック制御器出力の電圧振幅 \$V_a\$ を直接用いる。本稿では \$|V_a| < 0.7 V_{a,max}\$ の場合に手法2の弱め磁束制御から電流ベクトル制御に切り替える。

900 rpmにおける実験結果を図6に示す。図6(a)中の“SW”は制御器切り替え信号を示し、Highレベルのときに手法2の弱め磁束制御、Lowレベルのときに電流ベクトル制御を用いている。どちらの電流ベクトル制御の場合でも制御器切り替えのチャタリングが発生しているが、制御器切り替えによるトルク応答の悪化や制御入力の不連続が発生して

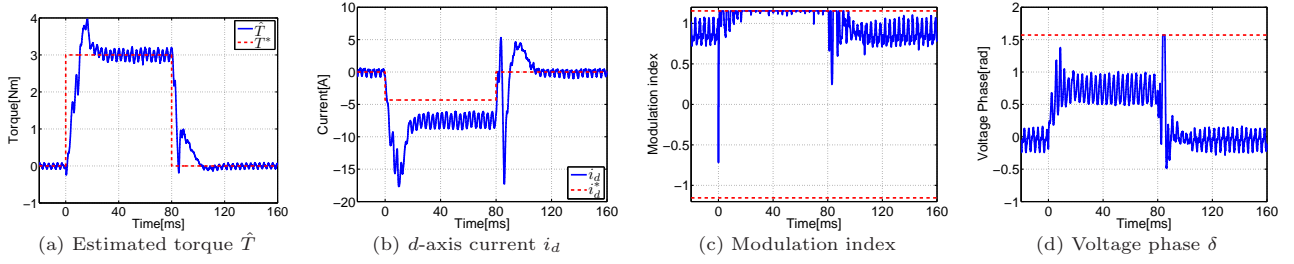


Fig. 4 Experimental result of method 1

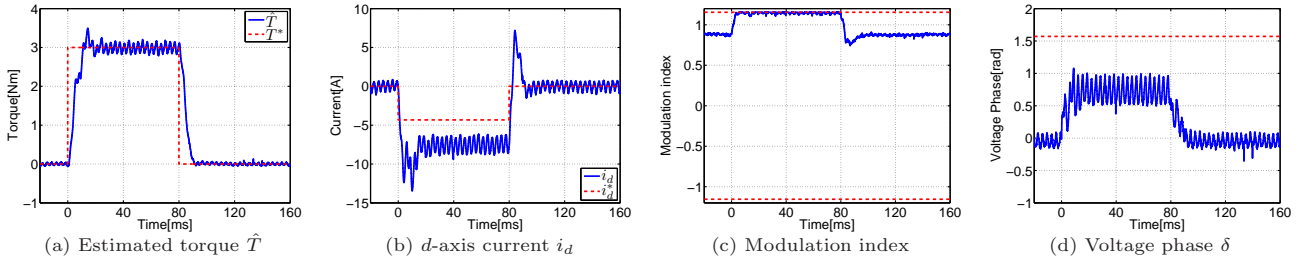


Fig. 5 Experimental result of method 2

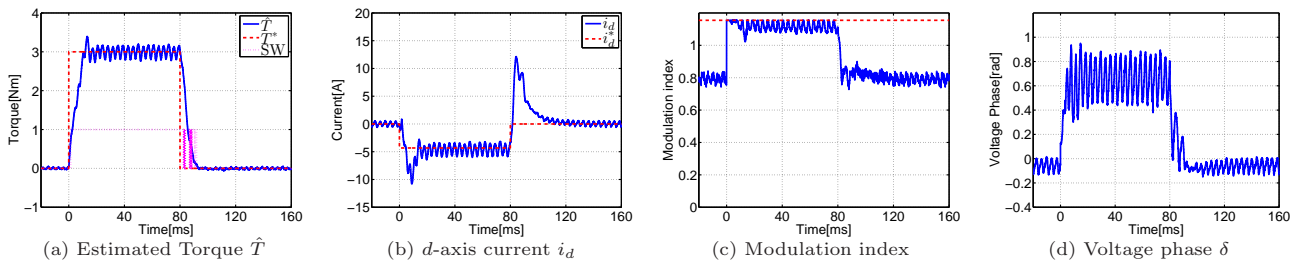


Fig. 6 Experimental result of method 2 with controller transition

おらず、疑似的なシームレス制御が実現している。

5. まとめ

本稿では状態フィードバック制御に基づいた電圧位相制御器と電圧振幅制御器の統合設計法を提案し、制御系の干渉によるトルク応答の悪化を抑制した。提案した設計手法では容易に制御器の初期値を補償できるという利点も有する。このため、電流ベクトル制御との切り替え前後で制御入力を連続し、疑似的なシームレス制御を実現させた。

今後の課題として、空間高調波の抑圧特性を向上することが挙げられる。また、突極比が大きいIPMSMでは d 軸電流の制御ループの影響が強くなり、電圧振幅を引き下げる操作が優先されることが確認されている。このため、フィードフォワード手法により、目標値追従特性を改善する必要がある。

文 献

- (1) K. Kondo, K. Matsuoka, Y. Nakazawa, and H. Shimizu: "Torque feed-back control for salient pole permanent magnet synchronous motor at weakening flux control range", IEEJ Trans. IA, Vol.119, No.10, pp.1155–1164 (1999)(in Japanese)
- (2) T.-S. Kwon, G.-Y. Choi, M.-S. Kwak, and S.-K. Sul: "Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.44, No.6, pp.1722–1723 (2008)
- (3) K. Takahashi, K. Ohishi, and T. Kanmachi: "Driving Method with Priority of d -axis Voltage for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEJ Trans. IA, Vol.131, No.9, pp.1103–1111 (2011)(in Japanese)
- (4) H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma: "Development and Testing of the Torque Control for the Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.52, No.3, pp.800–806 (2005)
- (5) K. Kondo and S. Kitamura: "Torque Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Operating in Field Weakening Region at Middle Speed Range", IEEJ Journal IA, Vol.2, No.2, pp.106–112 (2013)
- (6) G. Clos: "Torque Angle Control of the Permanent Magnet Synchronous Machine at the Voltage Margin", Proc. 15th European Conference on Power Electronics and Applications, 9 pages (2013)
- (7) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "A Precise Model-based Design of Voltage Phase Controller for IPMSM", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.28, No.12, pp.5655–5664 (2013)
- (8) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "Current Control Method with Control Inputs in Polar Coordinates for SPMSM Based on Linearized Model", Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.1443–1449 (2013)