

SPMSMの弱め界磁領域における電圧位相制御器のモデルベース設計法の提案

宮島孝幸*, 藤本博志(東京大学), 藤網雅己(デンソー)

Proposal of Model-based Design of Voltage Phase Controller for SPMSM in Field-weakening Region

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

Masami Fujitsuna (DENSO CORPORATION)

Abstract

SPMSMs (Surface Permanent Magnet Synchronous Motors) are employed for many industrial applications. SPMSM drive systems should achieve fast torque response and wide operating range. Authors proposed field-weakening control based on final-state control but robustness is not assured. In this paper, a model-based design of voltage phase control is proposed for the robustness in field-weakening region. In addition, authors indicate that a unstable zero is exist when voltage phase is operated in low speed region.

キーワード：表面磁石同期モータ，弱め界磁制御，電圧位相制御，モデルベース設計，不安定零点
(SPMSM, voltage limit, field-weakening control, voltage phase control, model-based design, unstable zero)

1. はじめに

永久磁石同期モータは高効率，高出力密度という利点から産業界で広く用いられており，特に表面磁石同期モータ(SPMSM)は工作機械や電動パワーステアリングに適応されている。これらの機器では高速なトルク応答が要求されるが，出力電圧が制限に達することが多い。このため高速な弱め界磁制御を実現しなければならない。

著者らは終端状態制御に基づく弱め界磁制御を提案し，オフライン計算ではあるがフィードフォワード制御により最適な電流軌道を求め，高速な電流応答を実現した⁽¹⁾。さらに，過渡項を考慮した電圧制限円により得られた電流軌道を解析し， q 軸電流のアンダーシュートと d 軸電流のオーバーシュートが高速な電流応答には必要不可欠であることを示した⁽²⁾。

この提案法は二自由度制御系であるため，電流フィードバック(FB)制御器によって電圧制限円内の動作点に対してはモデル化誤差の影響を抑圧できる。しかしながら，過剰な弱め界磁となるため，損失を増加させてしまう。また，与えられた電流指令値が電圧制限円の外側に存在した場合には，電流FB制御器では定常偏差が生じてしまう。

これらを防ぐためには，適切な弱め界磁制御となるように d 軸電流指令値を修正する，または電圧振幅を一定にしてトルクを指令値のみを制御する必要がある。前者については，電流ループの外側に定調率ループ及びトルクループを構成して制御する手法⁽³⁾⁽⁴⁾が提案されている。後者については，FB制御器で電圧位相を直接操作する手法⁽⁵⁾⁽⁶⁾が提案されている。間接的に電圧位相を操作する手法⁽⁷⁾も提案されている。前者については，トルク及び電流ループが電流ループの外側ループとなっている。さらに，電圧飽和時には電流ループの応答性は低いため，高応答は望めない。一方，後者は電流ループの次元で構成されているため，高速な応答が期待できる。しかしながら，近似され

たプラントに設計されている例が多い。

そこで，本稿では電圧位相制御⁽⁵⁾に着目し，このモデルベース設計法を提案する。設計にあたり，SPMSMの電圧方程式を平衡点周りで線形化し，プラントモデルを導出する。このモデルを解析し，操作量が電圧位相のみの場合には電圧位相が大きいと不安定零点の影響を受けてしまうことを示す。この不安定零点は低回転数で弱め界磁領域に達してしまう電動パワーステアリングのような機器では特に問題となる。文献(2)で高速な電流応答には q 軸電流の逆応答が必要であると過渡項を考慮した電圧制限円の解析結果から述べたが，この現象は今回の解析結果から得られた不安定の存在からも説明できる。線形化して得られたプラントモデルから電圧位相制御器を設計し，シミュレーション結果及び実験結果から評価を行う。

2. SPMSMのdqモデル

SPMSMのdq座標電圧方程式を $\mathbf{y} = \mathbf{x} = [i_d \ i_q]^T$ ， $\mathbf{u} = [v_d \ v_q]^T$ となる状態方程式で表すと式(1)，(2)，(3)となる。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c(\omega_e)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \left\{ \mathbf{u}(t) - \begin{bmatrix} 0 & \omega_e K_e \end{bmatrix}^T \right\} \quad \dots (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}(t) \quad \dots (2)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_c(\omega_e) & \mathbf{B}_c \\ \hline \mathbf{C}_c & \mathbf{0} \end{array} \right] := \left[\begin{array}{cc|cc} -\frac{R}{L} & \omega_e & \frac{1}{L} & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ \hline \mathbf{I} & & & \mathbf{0} \end{array} \right] \quad \dots (3)$$

ただし， v_d, q : d, q 軸電圧， R : 電機子巻線抵抗， L : インダクタンス， ω_e : 電気角速度， i_d, q : d, q 軸電流， K_e : 誘起電圧定数である。トルク T は式(4)で表される。

$$T = K_{mt} i_q \quad \dots (4)$$

ただし， $K_{mt} = PK_e$ ， P : 極対数である。なお，本稿では座標変換を全て絶対変換で考える。

3. SPMSM の線形化と解析

3・1 SPMSM の線形化 弱め界磁領域では電圧位相のみが操作量となる。しかしながら、電圧位相から q 軸電流 (トルク) までの特性は非線形であるため、制御系設計が難しい。そこで、SPMSM の電圧方程式を平衡点周りで線形化し、電圧位相から q 軸電流までの伝達関数を導出する。

電圧振幅を V_a 、 q 軸に対する電圧ベクトルの位相を δ とおくと、 $v_d = -V_a \sin \delta$ 、 $v_q = V_a \cos \delta$ となる。これを式 (1) に代入すると式 (5) を得る。ここで、 $\mathbf{u} := [V_a \ \delta]^T$ とする。

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -\frac{V_a}{L} \sin \delta \\ \frac{V_a}{L} \cos \delta - \frac{\omega_e K_e}{L} \end{bmatrix} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \dots\dots\dots (5)$$

式 (5) を平衡点 ($\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = 0$, $\mathbf{u}_o = [V_{ao} \ \delta_o]^T$) 周りで線形化を行うと式 (6) を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$\mathbf{A} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)}{\partial \mathbf{x}} \right]^T = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)}{\partial \mathbf{u}} \right]^T = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \sin \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L} \cos \delta_o \\ \frac{1}{L} \cos \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L} \sin \delta_o \end{bmatrix}$$

各々の伝達関数を求めると式 (7) を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta P_{11}(s) & \Delta P_{12}(s) \\ \Delta P_{21}(s) & \Delta P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\Delta P_{11}(s) = \frac{-\frac{1}{L} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (8)$$

$$\Delta P_{12}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (9)$$

$$\Delta P_{21}(s) = \frac{\frac{1}{L} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (10)$$

$$\Delta P_{22}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (11)$$

$\Delta P_{22}(s)$ が電圧位相の変化分 $\Delta \delta$ から q 軸電流の変化分 Δi_q までの伝達関数である。この伝達関数を用いて電圧位相制御器を設計していく。なお、 $\Delta P_{22}(s)$ は平衡点周りで線形化して得られたプラントモデルであるため、平衡点から大きくずれるような場合にはモデル化誤差が無視できなくなる。また、最大トルクにおける電圧位相ではテイラー展開二次以上の項を無視できなくなるため、同様に大きなモデル化誤差が発生する。

3・2 プラント特性解析 $\Delta P_{22}(s)$ を解析する。

$\Delta P_{22}(s)$ の極、零点は式 (12) となる。

$$\text{Poles} : -\frac{R}{L} \pm j\omega_e, \text{ Zero} : -\frac{R}{L} + \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \quad (12)$$

つまり、駆動状態に応じて極、零点が変動する。ここで、正回転 ($\omega_e > 0$)、力行では $0 \leq \delta_o \leq \frac{\pi}{2}$ なので、不安定零点と

表 1 Parameters of SPMSM.

Inductance L	0.185 [mH]
Resistance R	33.7 [mΩ]
Pairs of poles P	7
Back EMF constant K_e	11.60 [mV/(rad/s)]

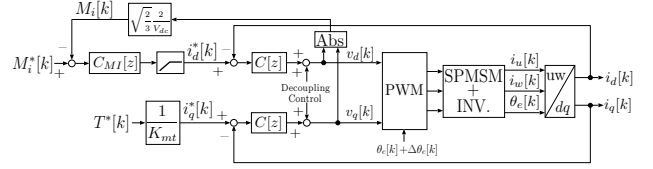


図 3 従来法

Fig. 3. The block diagram of the conventional method

みなせる。回転数、トルクによる極・零点の変動の一部を図 1 に示す。使用したパラメータを表 1 に示す。また、直流電源電圧 $V_{dc} = 12$ [V] とし、最大変調率は $V_{dc}/2$ 基準で 1 とした。

高トルクすなわち電圧位相が進むに連れ遅い不安定零点となり、影響が無視できなくなる。また、回転数が増加するに連れ不安定零点が遅くなる。これは、弱め界磁領域での負の d 軸電流により電圧位相が進んだためである。これより、低回転数、高トルクであるほど遅い不安定零点となり、制御系設計が難しくなるといえる。

同様に $\Delta P_{11}(s)$, $\Delta P_{12}(s)$, $\Delta P_{21}(s)$ の零点をそれぞれ式 (13), (14), (15) に示す。なお、極は全ての伝達関数で同じ値となる。

$$\text{Zero of } \Delta P_{11}(s) : -\frac{R}{L} + \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \quad (13)$$

$$\text{Zero of } \Delta P_{12}(s) : -\frac{R}{L} - \omega_e \tan \delta_o \quad (14)$$

$$\text{Zero of } \Delta P_{21}(s) : -\frac{R}{L} - \omega_e \tan \delta_o \quad (15)$$

$\Delta P_{11}(s)$ の零点は $\Delta P_{22}(s)$ と同様に正回転・力行では不安定零点となる。一方、 $\Delta P_{12}(s)$, $\Delta P_{21}(s)$ の零点は正回転・力行では安定零点、正回転・回生では不安定零点と見なすことができる。

4. 制御器設計

4・1 従来法 (変調率 FB 制御) 従来法のブロック

図を図 3 に示す。従来法は電流ループとその外側にある変調率ループの 2 つの FB ループを有している。

電流ループでは、式 (16), (17) の非干渉制御を行う。ただし、 $v_d'^{ref}[k]$, $v_q'^{ref}[k]$ は電流 FB 制御器の出力である。非干渉制御を行った上で電流 FB 制御器は式 (18) の極零相殺型の PI 制御器 $C(s)$ とする。

$$v_d'^{ref}[k] = v_d'^{ref}[k] - \omega_e[k] Li_q[k] \quad (16)$$

$$v_q'^{ref}[k] = v_q'^{ref}[k] + \omega_e[k] (Li_d[k] + K_e) \quad (17)$$

$$C(s) = \frac{Ls + R}{\tau s}, \quad \tau = 1.0 [ms] \quad (18)$$

これを周期 T_u で Tustin 変換により離散化した $C[z]$ を用

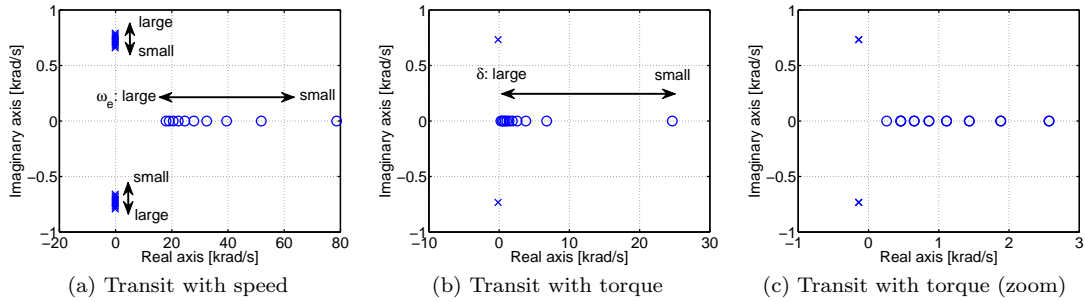


図 1 回転数, トルクによる零点, 極の変動

Fig. 1. Variation of zero and pole with speed and torque

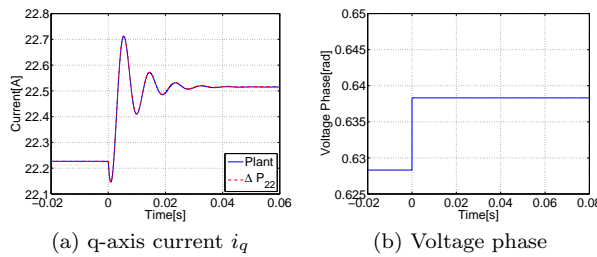


図 2 dq 座標電圧方程式と $\Delta P_{22}(s)$ の比較

Fig. 2. Comparison between dq-axis voltage equation and $\Delta P_{22}(s)$

いる。

PWM 変調前の電圧振幅から変調率 $M_i[k]$ を計算する。変調率ループでは、これが変調率指令値 $M_i^*[k]$ となるように変調率 FB 制御器 $C_{MI}[z]$ が d 軸電流指令値を出力する。本稿では、 $C_{MI}[z]$ を PI 制御器とし、試行錯誤的に比例ゲイン $K_p = 10$ 、積分ゲイン $K_i = 500$ と設計した。これを周期 T_u で Tustin 変換で離散化したものを用いる。

PWM 変調における座標変換では、離散化誤差を補償するため、 $\Delta\theta_e (= 0.5\omega_e T_u)$ だけ位相を進める⁽⁸⁾。

また、電圧リミッタは式 (19) の位相優先の電圧リミッタとする。

$$\tilde{V}_a[k] = \begin{cases} \frac{V_a[k]}{V_a[k]} V_{a \max} & \text{if } V_a[k] > V_{a \max} \\ V_a[k] & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots (19)$$

$$V_a[k] = [v_d^{ref}[k] \ v_q^{ref}[k]]^T \quad \dots (20)$$

ただし、 $V_{a \max}$: dq 軸電圧ベクトル振幅 V_a 最大値、 $\tilde{V}_a[k]$: 電圧リミッタの出力とする。

4・2 提案法 提案法は、図 4(a) に示した $i_d = 0$ の電流 FB 制御及び、図 4(b) に示した電圧位相制御、制御器切替機構の三つの要素から成り立っている。電圧振幅が飽和しない間は電流 FB 制御を用い、電圧飽和するような駆動でのみ電圧位相制御を用いる。 $i_d = 0$ の電流 FB 制御の制御構成は従来法の電流ループとほぼ同じ構成であるが、電圧リミッタに達した場合には、文献 (9) のアンチウィンドアップ制御を電流 FB 制御器 $C[z]$ に施している。

4・2・1 電圧位相制御 式 (11) に示した電圧位相の変化分 $\Delta\delta$ から q 軸電流の変化分 Δi_q までの伝達関数

$\Delta P_{22}(s)$ に対して電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ を設計する。

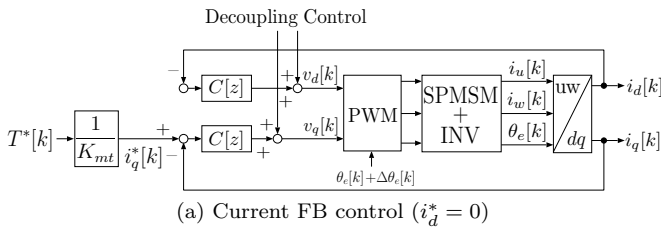
この設計のためにはプラントの平衡点を決定しなければならない。ここで、電圧位相制御器は電圧飽和しているときしか用いないため、 q 軸電流から電圧位相は一意に決まる。そこで、式 (21) に示した SPMSM の平均 q 軸電流 \bar{i}_q の式より電圧振幅 $V_a = V_{a \max}$ ($V_{a \max}$: 電圧振幅最大値) とし電圧位相について解くと、式 (22) で得られる電圧位相を平衡点として $\Delta P_{22}(s)$ を確定させる。このプラントモデルから $C_\delta(s)$ を設計する。これを周期 T_u で Tustin 変換した $C_\delta[z]$ を用いる。

$$\bar{i}_q = \frac{V_a}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2}} \sin\left(\delta + \tan^{-1} \frac{R}{\omega_e L}\right) - \frac{\omega_e K_e R}{R^2 + \omega_e^2 L^2} \quad (21)$$

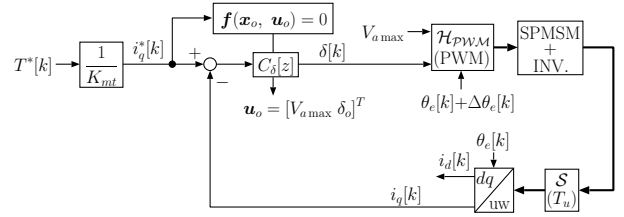
$$\delta_o[k] = \sin^{-1} \left\{ \frac{(R^2 + \omega_e^2 L^2) \bar{i}_q^*[k] + \omega_e K_e R}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2} V_{a \max}} \right\} - \tan^{-1} R/(\omega_e L) \quad \dots (22)$$

$C_\delta(s)$ は、全ての閉ループ極を任意の値に配置するため、PID 制御器とする。PID 制御器の各係数は極配置法によって設計する。しかしながら、プラントの極は回転数によって変わってしまう。このため、閉ループ極が遅くならないよう回転数から閉ループ極をいくつに設定するか判断しなければならない。

4・2・2 制御器切替機構 まず、電流ベクトル制御から電圧位相制御への切替条件を述べる。電圧飽和で q 軸電流制御に追従しないとき、位相優先の電圧リミッタならば d 軸電流も追従しない。このことから、式 (23) に示した電圧飽和が起きているときの d 軸電流誤差の総和 Y_1 の絶対



(a) Current FB control ($i_d^* = 0$)



(b) Voltage phase control

図 4 提案法

Fig. 4. The block diagrams of the proposed method

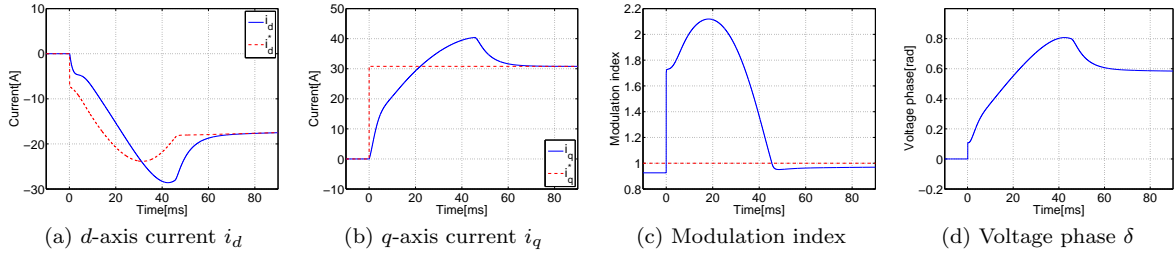


図 5 Simulation result (the conventional method, 800 [rpm]).

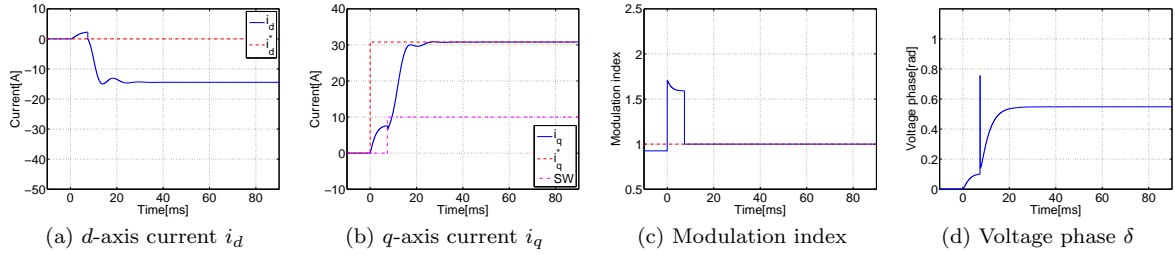


図 6 Simulation result (the proposed method, 800 [rpm]).

値がある値 X_1 以上になったとき、電流ベクトル制御から電圧位相制御に切り替える。このとき、1 サンプル前の電圧位相から電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ の初期値補償を行う。

$$Y_1[k] = \begin{cases} -i_d[k] + Y_1[k-1] & V_a \geq V_{a \max} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots (23)$$

次に電圧位相制御から電流ベクトル制御への切替条件を述べる。電圧位相制御では電圧振幅を最大値にしている。このため、与えている電圧振幅が過剰になる駆動状況では強め界磁となってしまう。そこで、 q 軸電流が指令値近傍 ($|e_q[k]| \leq X_2$) で d 軸電流の総和 Y_2 が $X_3 (> 0)$ 以上となった場合、電圧位相制御から電流ベクトル制御に切り替える。このとき、1 サンプル前の電圧振幅・位相より電流 FB 制御器の初期値補償を行う。

$$Y_2[k] = \begin{cases} i_d[k] + Y_2[k-1] & |e_q[k]| \leq X_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots (24)$$

X_1, X_2, X_3 は適度で決定する値であり、本稿では $X_1 = 100, X_2 = 1, X_3 = 40$ と決定した。

5. シミュレーション

シミュレーション結果から、提案した設計法を評価する。SPMSM パラメータは、表 1 に示したものをを用いる。また、キャリア周期 $T_u = 0.1$ [ms]、三相インバータ直流電源電圧

$V_{dc} = 12$ [V] とする。なお、従来法、提案法ともに最大変調率が $V_{dc}/2$ 基準で 1.0 となるように制御を行う。

従来法では、変調率制御器 $C_{MI}[z]$ の発散を防ぐため、 d 軸電流指令値 i_d^* に -40 [A] の制限を施し、この制限がかかっている間は $C_{MI}[z]$ の積分を停止させる。提案法電圧位相制御器の極は、遅い不安定零点の影響を避けるため -500 [rad/s] (4重根) とした。なお、高回転数領域では閉ループ極がプラント極の絶対値よりも小さくならないよう、閉ループ極とプラント極が原点を中心とする同心円上になるよう閉ループ極を配置している。

ノミナルプラントにおいて、回転数 800 [rpm] のときにトルク指令値を 0 [Nm] から 2.5 [Nm] にステップで変化させたときのシミュレーション結果を図 5, 6 に示す。なお、提案法図 6(b) における "SW" は制御器切替信号を表し、"H レベル" のときには電圧位相制御、"L レベル" のときには電流ベクトル制御となる。

従来法は電圧飽和で遅くなっている電流ループに対してその外側に変調率ループを構成しているため非常に遅い応答となっている。一方、提案法では制御器が切り替わった後には高速に q 軸電流を制御できている。また、 d 軸電流を制御しないため、制御性能が d 軸電流指令値の生成精

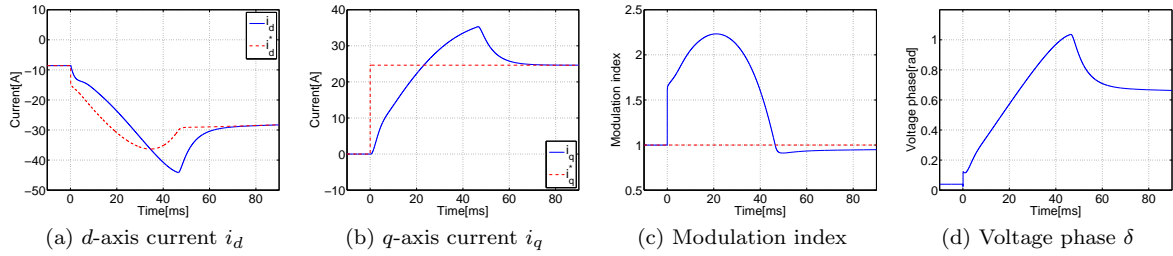


図 7 Simulation result (the conventional method, 1000 [rpm]).

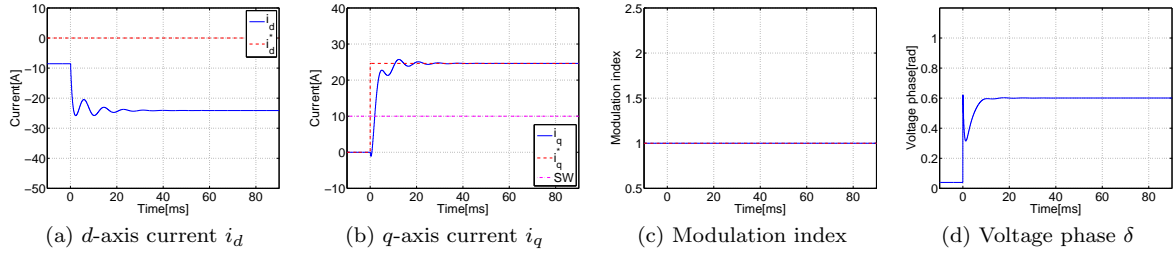


図 8 Simulation result (the proposed method, 1000 [rpm]).

度の影響を受けない。

回転数 1000 [rpm] のときにトルク指令値を 0 [Nm] から 2.0 [Nm] にステップで変化させたときのシミュレーション結果を図 7, 8 に示す。なお、提案法は終始電圧位相制御である。

従来法は同様に非常に遅い電流応答となっている。一方、提案法では制御器が切り替わっている。なお、プラント極よりも遅くならないよう、 $500 \pm j566$ [rad/s] に極配置している。電圧位相制御により、高速な q 軸電流応答を実現しており、 q 軸電流応答の振動は極配置でダンピングを持たせたためである。積極的な不安定零点補償ができれば極の実部を速くでき、 q 軸電流の振動は抑制できる。

6. 実験

シミュレーションと同様に実機で提案法を評価する。実験条件はシミュレーションと同様にしている。ノミナルプラントにおいて、回転数 800 [rpm] のときにトルク指令値を 0 [Nm] から 2.5 [Nm] にステップで変化させたときのシミュレーション結果を図 9, 10 に示す。

従来法はシミュレーションよりも遅い電流応答となっている。一方、提案法は同様に制御器が切り替わるまで遅い応答ではあるが、制御器が切り替わった後は高速に電流指令値に追従している。

回転数 1000 [rpm] のときにトルク指令値を 0 [Nm] から 2.0 [Nm] にステップで変化させたときのシミュレーション結果を図 11, 12 に示す。

提案法では終始電圧位相制御となっているため、切り替えによる遅れはなく、高速に q 軸電流に追従している。なお、定常状態で q 軸電流が振動しているが、これは電気角 2 次の成分であり、三相不平衡に起因するものと考えられる。

7. まとめ

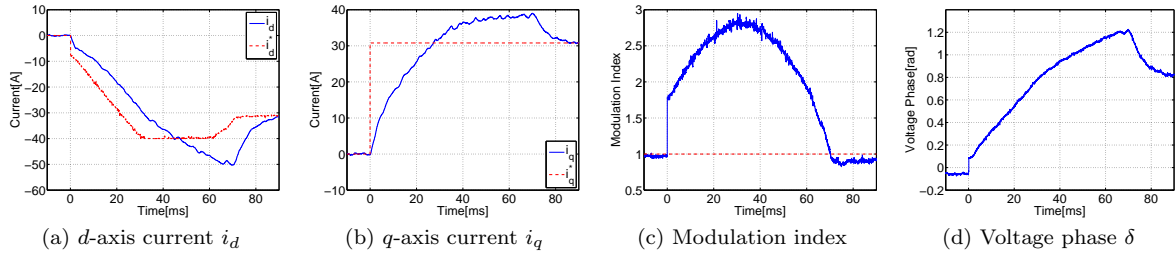
本稿では電圧位相制御器のモデルベース設計法を提案した。シミュレーション結果および実験結果より提案した設計法が妥当であることを確認した。また、設計に用いたプ

ラントモデルを解析し、低回転数・高トルクであるほど電圧位相から q 軸電流までの特性に遅い不安定零点が発生してしまうことを示した。この不安定零点が存在することは、文献 (2) で述べた高速な q 軸電流応答を達成させるためには q 軸電流の逆応答が必要という解析結果とも一致する。

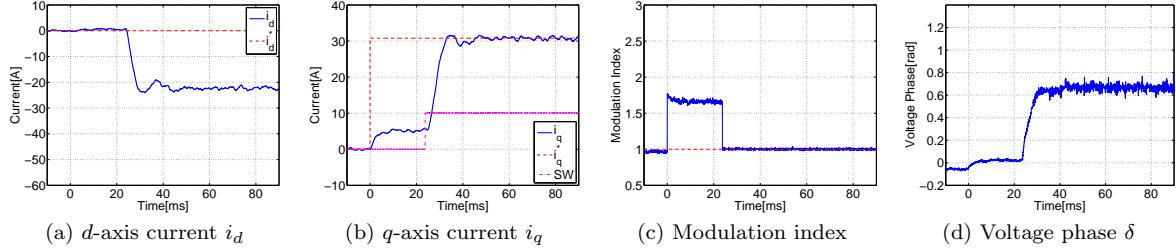
本提案法では文献 (5) の電圧位相制御器をモデルベース設計したものであるため、制御器の切替機構が存在する。これがフィードバックループを不連続にし、応答を遅らせていることはシミュレーション結果および実験結果から明らかである。今後は、制御器切替機構がないかつロバストなフィードバック制御器のモデルベース設計を検討する。また、最大トルクを達成する電圧位相がモータパラメータで決まってしまうため、電圧位相の制限値の設定法を検討する必要がある。さらには、遅い不安定零点の補償を行う。

参考文献

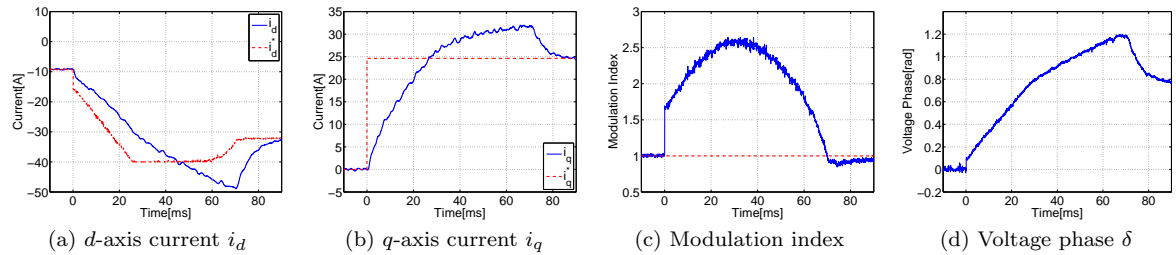
- (1) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "Proposal of Flux-Weakening Control for SPMSM Based on Final State Control Considering Voltage Limit", IEE of Japan Technical Meeting Record, SPC-11-028, pp.19-24, 2011 (in Japanese).
- (2) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "Final-State Control for SPMSM Based on Voltage Limit Circle with Transient Term -Examination of Feedforward Input for Improving Torque Response-", IEE of Japan Industry Applications Society Conference, VOL.I, pp.I-193-I-198, 2011 (in Japanese).
- (3) 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", T.IEEJapan, Vol. 119-D, No. 10, pp. 1155-1164, 1999 (in Japanese).
- (4) 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.,



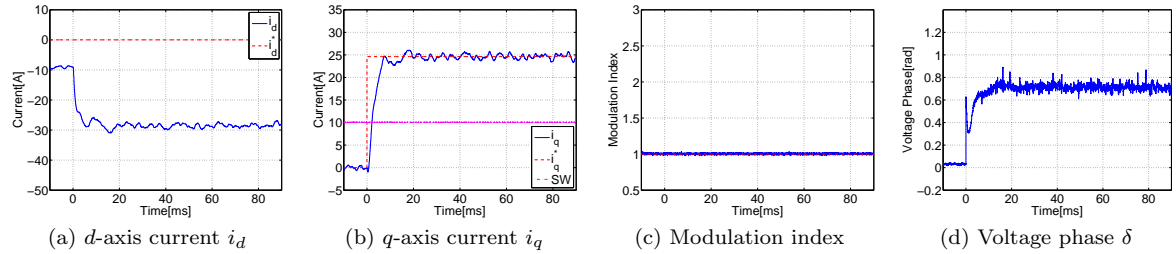
⊗ 9 Experimental result (the conventional method, 800 [rpm]).



⊗ 10 Experimental result (the proposed method, 800 [rpm]).



⊗ 11 Experimental result (the conventional method, 1000 [rpm]).



⊗ 12 Experimental result (the proposed method, 1000 [rpm]).

Vol. 44, NO. 6, pp. 1722–1723, 2008.

- (5) 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
- (6) K. Ohi, K. Tobari, and Y. Iwaji: “High Response Field Weakening Control by Voltage Phase Operation”, T.IEEJapan, Vol. 129-D, No. 9, pp. 866–873, 2009 (in Japanese).
- (7) T. Nakama, T. Hanada, K. Ohishi, S. Makishima, K. Uezono, S. Yasukawaa: “Driving Method with Automatic Mode Switching Type Torque Priority Control for IPMSM”, IEE of Japan Industry Applications Society Conference, VOL.I, pp.I-209–I-214, 2011 (in Japanese).
- (8) J. Kudo, T. Noguchi, M. Kawakami, and K. Sano: “Mathematical Model Errors and Their Compensations of IPM Motor Control System”, IEE of Japan

Technical Meeting Record, IEE Japan, SPC-08-25, pp. 25-31, 2008 (in Japanese).

- (9) K. Ohishi, E. Hayasaka, T. Nagano, and H. Masaya: “Speed Servo System Considering Voltage Saturation of Indirect Vector Control System”, T.IEEJapan, Vol. 122-D, No. 2, pp. 120–127 (2002)(in Japanese).