

線形化に基づく極座標系での制御入力を用いた SPMSM の電流制御の提案

宮島孝幸*, 藤本博志 (東京大学), 藤綱雅己 (デンソー)

Proposal of Current Control for SPMSM Using Control Inputs in Polar Coordinates Based on Linearization

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 realize fast torque response and have wide operating range. Therefore, high bandwidth of flux-weakening control is a significant issue. The authors proposed a model-based design method of voltage phase control and achieved quick torque response. However, the voltage phase control method must switch the mode of controller. If the controller switch condition is worse, the control system causes flux-strengthening operation. This paper proposes a flux-weakening control method using control inputs in polar coordinates to avoid flux-strengthening operation. In addition, current control method with control inputs in polar coordinates based on linearization is investigated.

キーワード：表面磁石同期モータ, 弱め磁束制御, 極座標, モデルベース設計, 線形化
(SPMSM, flux-weakening control, polar coordinates, model-based design, linearization)

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, 表面磁石同期モータ (SPMSM) は電動パワーステアリングに適用されている。しかしながら, インバータ直流電源電圧がバッテリー電圧であり, 出力電圧飽和を引き起こしやすい。このため, 高速なトルク応答の達成が困難であり, 高速な弱め磁束制御が求められている。

電流ループの外側に変調率及びトルクループを構成し, 電圧制限内で所望のトルクを達成させる手法⁽¹⁾⁽²⁾が提案されている。電圧飽和によって低帯域となった電流ループの外側に制御ループを構成するために高帯域は望めない。また, 制御器設計は試行錯誤である。文献(3)では, 線形化した誘導電動機の電圧方程式を用い, トルク指令値のフィルタを設計している。しかしながら, ゲイン特性のピーク値しか着目されておらず, またプラントモデルを制御器の設計には用いられていない。フィードバック制御器で電圧位相を操作する手法⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾は, インナーループがないことから高帯域化が期待できるが, 制御器設計にプラントの特性が厳密に考慮されていない。

著者らはモデルベース電圧位相制御を提案し, 高速なトルク応答を実現した⁽⁷⁾⁽⁸⁾。また, 電圧位相からトルクまでが非最小位相連続時間システムであることを線形化したプラントモデルから示した。電圧位相制御器は電圧振幅が一定の下で用いられており, 電圧制限内の電流ベクトル制御と制御器を切り替える必要がある。このため, 切り替え条件が不適切である場合, 強め磁束になる恐れがある。そこで本稿では基礎検討のため, SPMSM において電圧位相制御に電圧振幅で d 軸電流を制御する制御器を追加し, 強め

磁束を抑圧する手法を提案する。

一方, 低回転数領域では電圧位相はほぼ操作されず, 特に零速度においてトルクを発生させる場合には, SPMSM では電圧振幅のみが操作量となる。このため, 低回転数領域では d, q 軸電圧の直交座標系での制御する電流ベクトル制御を用いるのが一般的であり, 電圧位相を制御入力とする弱め磁束制御とは制御入力が異なっている。文献(9)では, 極座標の制御入力を用いた V/f 制御を提案しているが, 制御器の設計法については述べられていない。本稿では電圧制限内において極座標系での制御入力を用いる制御器のモデルベース設計法を提案し, 弱め磁束領域と電圧制限内で制御入力の統一を図る。最後に, シミュレーション結果及び実験結果から提案する制御手法を評価する。

2. SPMSM の dq モデルと線形化

SPMSM の dq 座標電圧方程式を式 (1) に示す。

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) - \omega_e K_e \end{bmatrix} \\ = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \dots \dots \dots (1)$$

ただし, v_d, v_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, i_q : d, q 軸電流, K_e : 誘起電圧定数, $\mathbf{x} := [i_d \ i_q]^T$, $v_d = -V_a \sin \delta$, $v_q = V_a \cos \delta$, $\mathbf{u} := [V_a \ \delta]^T$, V_a : 電圧振幅, δ : 電圧位相である。

トルク T は式 (2) で表される。

$$T = K_{mt} i_q \dots \dots \dots (2)$$

ただし, $K_{mt} = PK_e$, P : 極対数である。

SPMSM の電圧方程式を平衡点周りで線形化し, 電圧振幅, 位相から d, q 軸電流までの伝達関数を導出する⁽³⁾。式

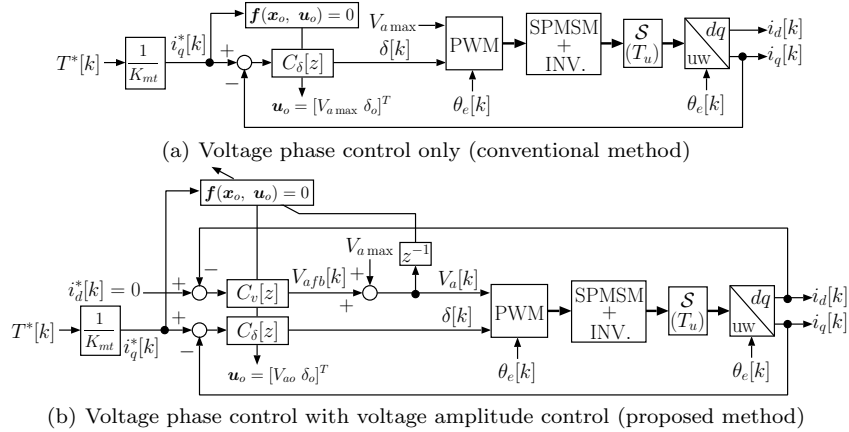


図1 電圧位相制御による弱め磁束制御

(1)を平衡点 $(\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = 0, \mathbf{u}_o = [V_{ao} \ \delta_o]^T)$ 周りで線形化し、伝達関数を導出すると式(3)を得る⁽⁷⁾。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta P_{11}(s) & \Delta P_{12}(s) \\ \Delta P_{21}(s) & \Delta P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\Delta P_{11}(s) = \frac{-\frac{1}{L} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (4)$$

$$\Delta P_{12}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad \dots \quad (5)$$

$$\Delta P_{21}(s) = \frac{\frac{1}{L} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad \dots \quad (6)$$

$$\Delta P_{22}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + 2\frac{R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_e^2} \quad (7)$$

ただし、 $\Delta i_d := i_d - i_{do}$, $\Delta i_q := i_q - i_{qo}$, $\Delta V_a := V_a - V_{ao}$, $\Delta \delta := \delta - \delta_o$ である。ここで、弱め磁束領域では電圧位相で q 軸電流を制御するため、 $\Delta P_{22}(s)$ を用いて制御器を設計する。また、 d 軸電流は電圧振幅で制御するため、 $\Delta P_{11}(s)$ を用いて設計する。 $\Delta P_{11}(s)$, $\Delta P_{22}(s)$ の零点は力行では不安定である。

3. 極座標系での制御入力を用いた弱め磁束制御

本節では従来の電圧位相制御のみで行う弱め磁束制御(従来法)と、電圧振幅制御を加えた極座標での制御入力による弱め磁束制御(提案法)の比較を行う。従来法、提案法のブロック図をそれぞれ図1(a), 1(b)に示す。

<3・1> 従来法 式(7)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。

$\Delta P_{22}(s)$ は平衡点周りのモデルである。すなわち、制御器設計のためには平衡点を定めなくてはならない。平衡点 $\mathbf{u}_o, \mathbf{x}_o$ は、 $\mathbf{f}(\mathbf{u}_o, \mathbf{x}_o) = 0$ を満たす点、すなわち定常状態の電圧振幅、位相、 d, q 軸電流である。ここで、定常状態における SPMSM の q 軸電流 \bar{i}_q は式(8)で与えられる。

$$\bar{i}_q = \frac{V_a}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2}} \sin \left(\delta + \tan^{-1} \frac{R}{\omega_e L} \right) - \frac{\omega_e K_e R}{R^2 + \omega_e^2 L^2} \quad (8)$$

式(8)において $V_a = V_{ao}$, $\bar{i}_q = i_q^*$ とし、電圧位相 $\delta = \delta_o$ について解くと式(9)を得る。

$$\delta_o = \sin^{-1} \left\{ \frac{(R^2 + \omega_e^2 L^2) i_q^* + \omega_e K_e R}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2} V_{ao}} \right\} - \tan^{-1} \frac{R}{\omega_e L} \quad (9)$$

ここで、従来法では電圧振幅を最大値 $V_{a\max}$ とし、電圧位相のみを操作する。すなわち $V_{ao}[k] = V_{a\max}$ となるため、式(9)より一意に平衡点の電圧位相 $\delta_o[k]$ が求まり、プラントモデルが定まる。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。

$C_\delta(s)$ は全ての閉ループ極を任意の値に配置するため PID 制御器とし、極配置法によって設計する。式(10)に示すようにプラントの極は回転数によって変化する。このため、閉ループ極がプラント極よりも遅くならないよう、回転数に応じて閉ループ極を変更しなければならない。また、プラントは非最小位相連続時間システムであるため、閉ループ極を不安定零点よりも速く設定するほど逆応答を引き起こす⁽¹⁰⁾。本稿では逆応答が小さくなるようにプラント極を設定する。

$$p_1, p_2 = -\frac{R}{L} \pm j\omega_e \dots \dots \dots (10)$$

<3・2> 提案法 電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ の設計は従来法と同じである。ここでは電圧振幅制御器 $C_v[z]$ の設計法と平衡点の選定のみを述べる。

式(4)に示した ΔV_a から Δi_d までの伝達関数 $\Delta P_{11}(s)$ に対して電圧位相制御器 $C_v[z]$ を設計する。なお、電圧振幅制御器は電圧振幅 V_a が最大値 $V_{a\max}$ 以下において有効である。このため、電圧振幅が飽和している際には電圧振幅制御器の状態変数の更新は停止する。

従来法では電圧振幅を最大値 $V_{a\max}$ で固定していたが、提案法は電圧位相制御器 $C_v[z]$ によって操作する。そこで、一サンプル前の電圧振幅制御器の出力 $V_{afb}[k-1]$ を用い、 $V_{ao}[k] = V_{a\max} + V_{afb}[k-1]$ として平衡点の電圧振幅を与え、プラントモデルを定める。このプラントモデルから $C_v(s)$ を極配置法によって設計する。これを周期 T_u で Tustin 変換した $C_v[z]$ を用いる。

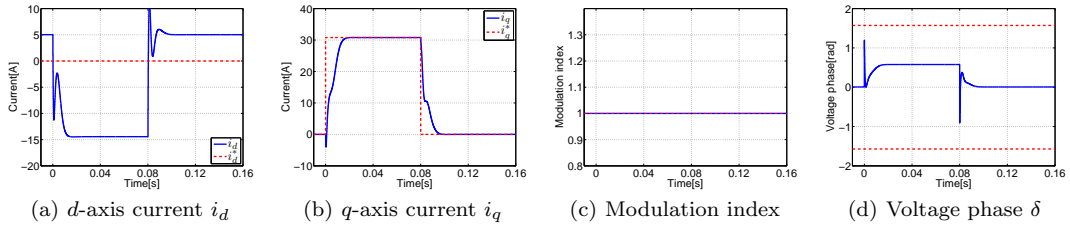


図 2 シミュレーション結果 (従来法：電圧位相制御)

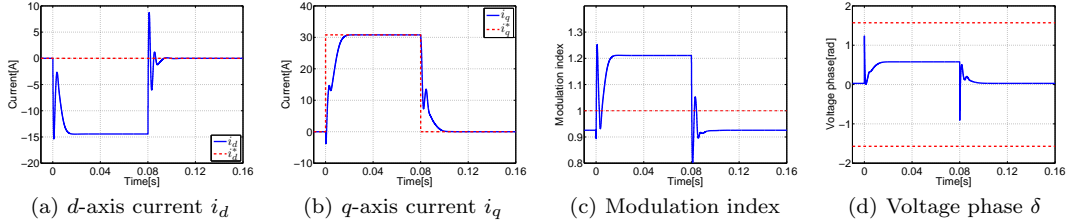


図 3 シミュレーション結果 (提案法：電圧位相制御+電圧振幅制御)

表 1 シミュレーションパラメータ

R	33.7 [mΩ]
L	0.1755 [mH]
K_e	11.60 [mV/(rad/s)]
P	7
dc-bus voltage V_{dc}	12.0 [V]
maximum modulation index M_{max}	1.0
carrier period T_u	0.1 [ms]

〈3・3〉 シミュレーション シミュレーションから提案法による強め磁束の抑圧を確認する。シミュレーションパラメータを表 1 に示す。なお、 $V_{a,max} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{max} \frac{V_{dc}}{2}$ 、 $\sqrt{\frac{3}{2}}$ は 2 相/3 相線間絶対変換での係数である。

電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ 、提案法の電圧振幅制御器 $C_v[z]$ の極は、遅い不安定零点の影響を避けるためそれぞれ -600、-300 [rad/s] (4 重根) とした。電圧振幅制御器の極が電圧位相制御器の極よりも遅いが、電圧振幅制御器と電圧位相制御器の干渉を防ぎ、かつトルク制御を優先させるためである。また、プラント極よりも遅くならないよう、プラント極を通り原点を中心とする円上に実部は変えずに閉ループ極を配置した。

ノミナルプラントにおいて、800 [rpm] でトルク指令値を 0 [Nm] から 2.5 [Nm] に変化させたときのシミュレーション結果を図 2, 3 に示す。制御器の切り替え条件が悪い場合を想定するため、制御器を電流ベクトル制御に切り替えずに電圧位相制御のみで動作させる。なお、図 2(c), 3(c) 中の点線は最大変調率 M_{max} を表し、図 2(d), 3(d) 中の点線は電圧リミッタ $\pm\delta_{max} = \pm\frac{\pi}{2}$ [rad] 表している。

従来法では q 軸電流を高速に制御できている。しかしながら、最大電圧振幅を与えているため、駆動点によっては d 軸電流が正となり、強め磁束を引き起こしてしまっている。一方、提案法では d 軸電流が正となると電圧振幅制御が働き、電圧振幅を引き下げ、定常状態において強め磁束を抑圧している。また、電圧振幅が飽和している間は電圧振幅制御器の状態変数の更新を停止しているため、操作量

は発散していない。 q 軸電流の整定時間はほぼ従来法と同じである。しかし、過渡応答において電圧振幅制御と電圧位相制御が干渉している。非干渉制御の適用が考えられるが、プラントが非最小位相連続時間システムであるため、容易ではない。

〈3・4〉 実験 シミュレーションと同様に実験結果から提案法を評価する。エンコーダ分解能の影響を回避するため、時定数 2 [ms] のローパスフィルタに通した速度を制御器設計で用いる。他の条件はシミュレーションと同一である。

回転数 800 [rpm] のときにトルク指令値を 0 [Nm] から 2.5 [Nm] に変化させたときの実験結果を図 4, 5 に示す。

従来法ではトルク指令値 0 [Nm] において、強め磁束を引き起こしている。一方、提案法では電圧振幅の操作によって強め磁束を抑圧しており、有効性が確認できる。提案法の電圧振幅制御により、制御器を切り替えずとも損失の低減が可能となった。

4. 線形領域における極座標系での制御入力を用いた電流制御

前節では弱め磁束領域において、 q 軸電流を電圧位相で d 軸電流を電圧振幅で制御する方法について議論した。しかしながら、電圧位相で q 軸電流が不可制御となる動作点が存在するため、提案した制御系でも制御器を切り替える必要がある。

ここで、弱め磁束領域では極座標系の制御入力を用いるが、線形領域では直交座標系の制御入力を用いる電流ベクトル制御が一般的であり、制御量が統一されていない。本節では線形領域において、電圧振幅によって q 軸電流、電圧位相によって d 軸電流を制御する手法を提案する。

〈4・1〉 線形領域における SPMSM の線形化と近似線形領域では電圧振幅が飽和しないため、非干渉制御が可能である。ここで、非干渉制御の電圧振幅 V_{ad} 、電圧位相 δ_d を式 (11), (12) とおく。

$$V_{ad}(i_d, i_q) = \omega_e \sqrt{L^2 i_q^2 + (L i_d + K_e)^2} \dots \dots \dots (11)$$

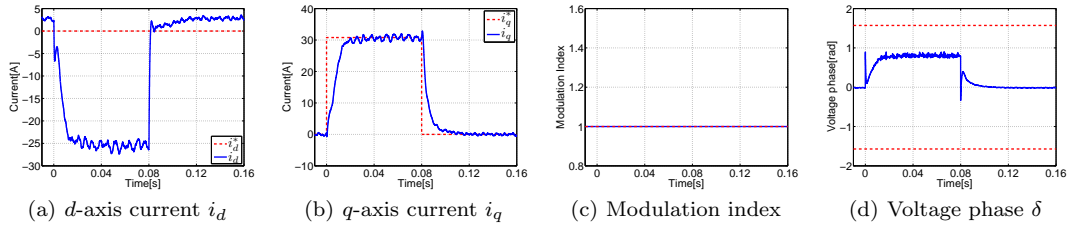


図 4 実験結果 (従来法: 電圧位相制御)

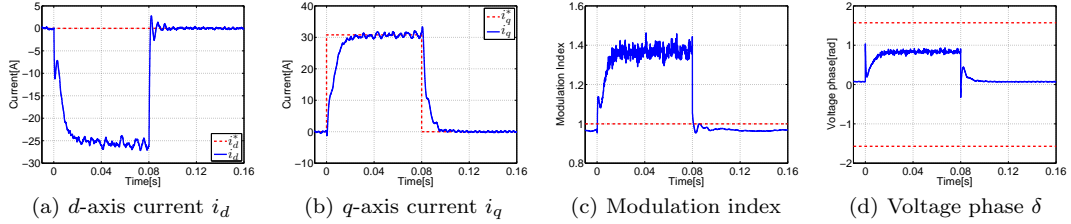


図 5 実験結果 (提案法: 電圧位相制御+電圧振幅制御)

$$\delta_d(i_d, i_q) = \tan^{-1} \frac{Li_q}{Li_d + K_e} \dots\dots\dots (12)$$

フィードバック制御器によって電圧振幅 V_a , 電圧位相 δ を直接操作するため, V_{ad} , δ_d とフィードバック制御器出力 V_{afb} , δ_{fb} の関係は式 (13) となる。

$$V_a = V_{ad} + V_{afb}, \quad \delta = \delta_d + \delta_{fb} \dots\dots\dots (13)$$

式 (13) を式 (1) に代入し, 平衡点 ($\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = 0, \mathbf{u}_o = [V_{ao} \ \delta_o]^T$) 周りで線形化すると式 (14) を得る。なお, 制御器は離散時間で構成するため, 非干渉制御 V_{ad} , δ_d は一サンプル点間で一定である。よって, 線形化では電流変化による非干渉制御の変化は無視する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \dots\dots (14)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \sin \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L} \cos \delta_o \\ \frac{1}{L} \cos \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L} \sin \delta_o \end{bmatrix}$$

$$\Delta V_{afb} := V_{afb} - V_{afb0}, \quad \Delta \delta_{fb} := \delta_{fb} - \delta_{fb0}$$

$$V_{ao} := V_{ado} + V_{afb0}, \quad \delta_o := \delta_{do} + \delta_{fb0}$$

離散時間での非干渉制御, フィードバック制御器で電圧振幅, 位相を操作するために d, q 軸電流の微小変化量については干渉項が残る。ここで, 低回転数であると仮定し, 式 (14) を式 (15) のように一次遅れ系で近似する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \simeq -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \dots\dots (15)$$

式 (15) より伝達関数を求めると式 (16) を得る。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta P_{111}(s) & \Delta P_{112}(s) \\ \Delta P_{121}(s) & \Delta P_{122}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \dots\dots (16)$$

$$\Delta P_{111}(s) := \frac{-\sin \delta_o}{Ls + R} \dots\dots\dots (17)$$

$$\Delta P_{112}(s) := \frac{-V_{ao} \cos \delta_o}{Ls + R} \dots\dots\dots (18)$$

$$\Delta P_{121}(s) := \frac{\cos \delta_o}{Ls + R} \dots\dots\dots (19)$$

$$\Delta P_{122}(s) := \frac{-V_{ao} \sin \delta_o}{Ls + R} \dots\dots\dots (20)$$

式 (20) で表される電圧位相から q 軸電流までの伝達関数 $\Delta P_{122}(s)$ より, $V_{ao} = 0, \delta_o = 0$ で不可制御となる。すなわち, 前節で述べた電圧位相制御は零速度でトルクを制御できない。

q 軸電流制御器は電圧振幅, d 軸電流制御器は電圧位相で制御するため, それぞれ $\Delta P_{121}(s), \Delta P_{112}(s)$ を用いて設計する。式 (18) より, $V_{ao} = 0$ では電圧位相では d 軸電流を制御できない。つまり, 提案する制御系は零速度においては d 軸電流だけを流すことはできない。また, $\cos \delta_o = 0$ のとき, d 軸電流も q 軸電流も不可制御となる。

〈4・2〉 制御器設計 提案する極座標 SPMSM 制御のブロック図を図 6 に示す。本稿では制御入力による干渉項 $\Delta P_{111}, \Delta P_{122}$ は無視して設計する。

$C_{121}(s), C_{112}(s)$ を式 (21) で表される PI 制御器とする。

$$C_{121}(s) = K_{p21} + \frac{K_{I21}}{s}, \quad C_{112}(s) = K_{p12} + \frac{K_{I12}}{s} \dots\dots (21)$$

ここで, 一般には極零相殺型の PI 制御器とし, 閉ループシステムを一次遅れ系となるように設計する。しかしながら, プラントの極が遅い, 干渉項を無視している点から極零相殺型の PI 制御器は本提案法では好ましくない。そこで, $C_{121}(s), C_{112}(s)$ をそれぞれの特性方程式が式 (22), (23) となるように設計すると式 (24), (25) となる。

$$s^2 + a_{1121}s + a_{0121} = 0 \dots\dots\dots (22)$$

$$s^2 + a_{1112}s + a_{0112} = 0 \dots\dots\dots (23)$$

$$K_{p121} = \frac{a_{1121}L - R}{\cos \delta_o}, \quad K_{i121} = \frac{a_{0121}L}{\cos \delta_o} \dots\dots\dots (24)$$

$$K_{p112} = \frac{a_{1112}L - R}{-V_{ao} \cos \delta_o}, \quad K_{i112} = \frac{a_{0112}L}{-V_{ao} \cos \delta_o} \dots\dots (25)$$

平衡点 δ_o は一サンプル前の制御器出力 $\delta_{fb}[k-1]$, 現サンプルでの非干渉制御入力 $\delta_d[k]$ を用い, 式 (26) から与え

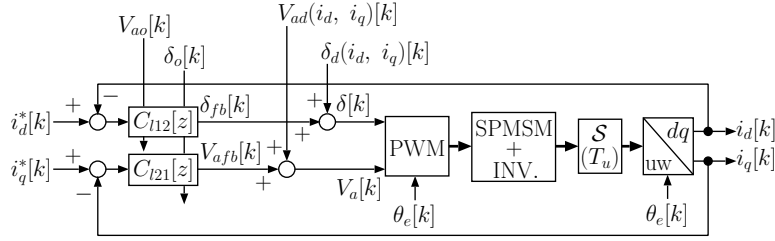
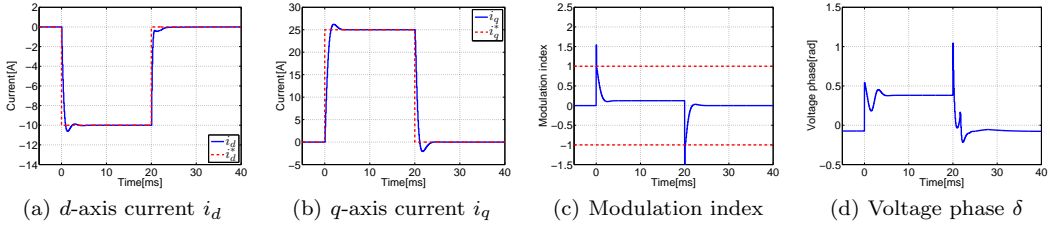
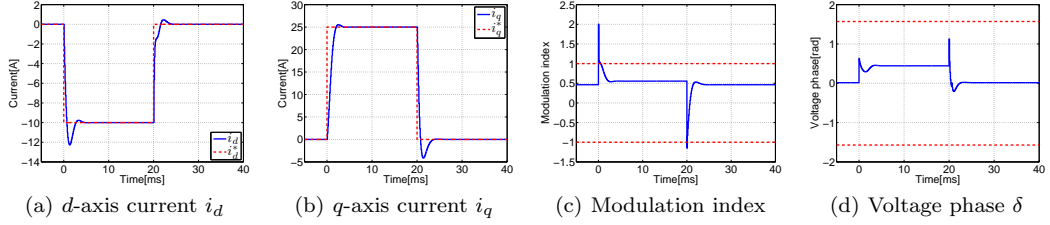


図6 線形領域における極座標での制御入力を用いた SPMSM の電流制御



(a) d -axis current i_d (b) q -axis current i_q (c) Modulation index (d) Voltage phase δ

図7 極座標の制御入力による線形領域での電流制御 (実験結果, 0 [rpm])



(a) d -axis current i_d (b) q -axis current i_q (c) Modulation index (d) Voltage phase δ

図8 極座標の制御入力による線形領域での電流制御 (シミュレーション結果, 400 [rpm])

る。一方、電圧振幅については制御器出力によって大きく変動し、正負が反転する場合がある。ここで、 q 軸電流制御器 $C_{121}(s)$ は δ_o のみが必要という点から、先に q 軸電流制御器 $C_{112}[z]$ の演算を行い、その出力を用いて V_{ao} を式 (27) から与える。

$$\delta_o[k] = \delta_{fb}[k-1] + \delta_d[k] \dots \dots \dots (26)$$

$$V_{ao}[k] = V_{afb}[k] + V_{ad}[k] \dots \dots \dots (27)$$

式 (24), (25) より、不可制御に近い動作点では制御器ゲインが過大となり、制御入力の飽和を引き起こしやすくなる。そこで、本稿では $0.001V_{a\max} \leq |V_{ao}| \leq V_{a\max}$, $|\delta_o| \leq \frac{0.9\pi}{2}$ の制限を加える。

式 (22), (23) で表した特性多項式の各係数は、本稿では係数図法標準形⁽¹¹⁾ となるように決定した。

$$\gamma_{1121} = \frac{a_{1121}^2}{a_{0121}} = 2.5, \quad \frac{a_{1121}}{a_{0121}} = \tau_{121} \dots \dots \dots (28)$$

$$\gamma_{1112} = \frac{a_{1112}^2}{a_{0112}} = 2.5, \quad \frac{a_{1112}}{a_{0112}} = \tau_{112} \dots \dots \dots (29)$$

等価時定数 τ_{121} , τ_{112} は、式 (30), (31) とし、 d 軸電流制御器が不可制御に近い動作点でハイゲインとならないようにした。

$$\tau_{121} = 10T_u \dots \dots \dots (30)$$

$$\tau_{112} = \begin{cases} 10T_u & (|V_{ao} \cos \delta_o| \geq 0.01V_{a\max}) \\ \frac{0.1V_{a\max}}{|V_{ao} \cos \delta_o|} T_u, & (\text{otherwise}) \end{cases} (31)$$

以上の設計によって得られた $\Delta P_{121}(s)$, $\Delta P_{112}(s)$ を周期 T_u で Tustin 変換により離散化した $\Delta P_{121}[z]$, $\Delta P_{112}[z]$ を用いる。また、各制御器の係数が更新される度に状態変数の初期値補償を行う。

〈4・3〉 シミュレーション シミュレーションにより提案法の動作を確認する。シミュレーションパラメータは第 3.3 節と同一である。

0 [rpm] におけるシミュレーション結果を図 7 に示す。なお、図 9(c) 中の点線は最大変調率 $\pm M_{\max}$ を表し、図 9(d) 中の点線は電圧リミッタ $\pm \delta_{\max} = \pm \frac{\pi}{2}$ [rad] 表している。2 次の特性方程式としているため、PI 制御器の安定零点によってオーバーシュートは発生しているが、各電流指令値に追従している。電圧位相の飽和を防ぐために電圧振幅が小さい場合には d 軸電流の帯域を下げている。しかしながら、図 9(d) に示したように、立下り時に電圧振幅が小さくなった際に電圧位相が大きく変化してしまっている。

図 8 に 400 [rpm] におけるシミュレーション結果を示す。400 [rpm] では電圧振幅が大きいことから、図 10(d) に示すように電圧位相は滑らかに変化している。制御器設計において速度が小さいとして干渉項を無視している。このモデル化誤差によって 0 [rpm] におけるシミュレーション結果と比較するとオーバーシュート量が増加しているが、整定時間はほぼ同一である。

〈4・4〉 実験 シミュレーションと同様に実験にて提案法の動作を検証する。

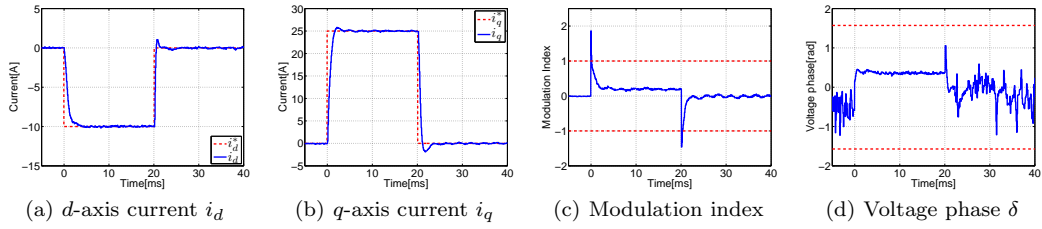


図9 極座標の制御入力による線形領域での電流制御 (実験結果, 0 [rpm])

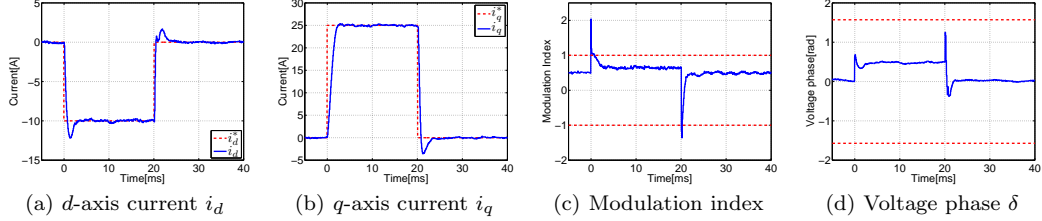


図10 極座標の制御入力による線形領域での電流制御 (実験結果, 400 [rpm])

0, 400 [rpm]における実験結果をそれぞれ図9, 10に示す。オーバーシュートは発生するが、極零相殺型のPI制御器ではないためにモデル化誤差の影響が小さく、高速な電流応答を実現している。電圧振幅が小さい場合には $C_{112}(s)$ のゲインが大きくなるよう設計しているが、図9(d)に示すように0 [A]において電圧位相が振動している。本稿では制御器設計に制御入力を直接用いている。このため、観測雑音を抑圧する操作量の振動を受け、より振動的な応答になった。

5. まとめ

本稿では弱め磁束領域において、従来の電圧位相制御に電圧振幅による d 軸電流制御を加え、極座標系での弱め磁束制御を提案した。シミュレーション、実験結果より、提案した電圧振幅制御によって強め磁束を抑圧し、制御器の切り替えをしない弱め磁束領域から線形領域への移行を確認した。

また線形領域において、電圧振幅、位相による q, d 軸電流制御法を提案し、シミュレーションおよび実験から電流制御の実現を確認した。しかしながら、不可制御になる条件があるために追従誤差が発生する恐れがある。また、不可制御に近い動作点において、電圧位相が振動的であった。今後は、制御入力の振動抑制、不可制御にしない極座標制御系の構築及び、各制御器の非干渉化が課題である。

参考文献

- (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", T.IEEJapan, Vol. 119-D, 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) Y. Nakazawa, S. Toda, and I. Yasuoka: "A New Vector Control for Induction. Motor Drives in Full Block

Mode of Inverters", T.IEEJapan, Vol. 119-D, No. 9, pp. 1071–1080, 1998 (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. 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).
- (6) T. Nakama, T. Hanada, K. Ohishi, S. Makishima, K. Uezono, and S. Yasukawa: "Automatic Mode Switching Method for Torque Priority Control of IPMSM by Considering Voltage Saturation", T.IEEJapan, Vol.132-D, No.5, pp.556-565 (2012)(in Japanese)
- (7) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "Proposal of Model-based Design of Voltage Phase Controller for SPMSM in Field-weakening Region", IEE of Japan Technical Meeting Record on Semiconductor Power Converter, SPC-12-046, pp.109-114, 2012 (in Japanese).
- (8) T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: "Proposal of Model-based Voltage Phase Controller for IPMSM Based on Linearized dq Model", IEE of Japan Industry Applications Society Conference, VOL.III, pp.247–250, 2012 (in Japanese).
- (9) R. Ancuti, I. Boldea, and D.-S. Andreescu: "Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilising loops for fast dynamis and robustness", IET Electric Power Applications, Vol. 4, No. 3, pp. 149–157, 2010.
- (10) J. B. Hag and D. S. Bernstein: "Nonminimum-phase zeros - much to do about nothing - classical control - revisited part II", IEEE Control system magazine, Vol. 27, No. 3, pp. 45–57, 2006.
- (11) S. Manabe: "Coefficient Diagram Method", 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, pp. 322-327, 1998.