

# IPMSM の V/f 制御における安定化制御向け オートチューニング法

東井 孝途\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Auto-tuning Method for Stabilization Control Based on V/f Control for IPMSM

Takato Toi\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an auto-tuning method of stabilization control based on V/f control for IPMSM. One of the features of the V/f control is hardly affected by the motor parameter variation. The proposed method utilizes the feature. The proposed method is based on the parameter identification which is necessary for designing the parameters for the stabilization control. The effectiveness of the proposed method is confirmed by the experiment. The identified parameter of stabilization control differs from the theoretical value by 18.3%. However, the oscillation of the motor speed is suppressed with tuned parameters under 0.9p.u. of rated speed and 0.8p.u. of rated torque.

キーワード : V/f 制御, 埋込磁石同期電動機, 安定化制御, オートチューニング

(Keywords, V/f control, Interior permanent magnet synchronous motor, Stabilization control, Auto-tuning)

### 1. はじめに

近年, 埋込磁石同期電動機(IPMSM)は高効率かつ小型であるといった特徴を有することから, 産業用途で幅広く用いられている。IPMSM の磁極位置情報を必要としない主な駆動方式として, センサレスベクトル制御と V/f 制御が挙げられる。V/f 制御はオープンループの駆動方式であり, 制御系の単純化や制御回路の低コスト化を目的として家電製品等への適用が検討されている<sup>(1)(2)</sup>。特にファンやポンプ等高速トルク応答が要求されず速度制御が中心である用途では V/f 制御が有効である<sup>(3)</sup>。

IPMSM を単なる V/f 制御で駆動した場合, 負荷角の持続的な振動が発生し, 原理的に駆動条件によっては不安定になることが知られている<sup>(4)</sup>。そのため, 安定化の手法の一つとして, 有効電流フィードバックを用いた安定化制御が提案されている<sup>(5)</sup>。この V/f 制御の安定化制御のパラメータについて, 筆者らはこれまでに状態方程式から導出した根配置に基づき, 2次近似した際に現れる根が重根となるように設計することを提案し, 実機検証によりその妥当性について確認している<sup>(6)</sup>。

V/f 制御の安定化制御では, 安定化ゲイン  $K_1$  およびハイパスフィルタ(HPF)のカットオフ周波数を決定する必要がある。これらのパラメータを設定するには, モータパラメータが必要となる。モータパラメータの同定に関して, センサレスベクトル制御の場合, モータパラメータの設定誤

差は安定性や制御性能の低下を招く<sup>(7)</sup>。そのため, ベクトル制御を基にしたモータパラメータを同定する方式として高調波を重畳する方式<sup>(8)</sup>, 反復最小二乗法を用いる方式<sup>(9)</sup>等多数報告されており, 高精度な推定が可能である。しかし, 安定化制御のパラメータを設定するためにこれらのモータパラメータ推定方式を V/f 制御へ適用した場合, 制御系の複雑化を招く恐れがある。また V/f 制御に基づくモータパラメータ推定方式<sup>(10)</sup>も報告されているが初期磁極位置が必要となり, 前述の通り制御系の構成が容易であるという V/f 制御の利点が損なわれることが懸念される。

そこで本論文では, V/f 制御を基にした安定化制御における山登り法を基にしたパラメータのオートチューニング方式を提案する。提案手法はモータパラメータ変動時の安定性へ与える影響が小さいという V/f 制御の特徴を活かした手法である。

本論文の構成は以下の通りである。まずインバータ出力電圧に基づく V/f 制御の動作原理および安定化制御について説明する。続いて, 根配置に基づく安定化制御のパラメータ設計指針について説明する。次に, 提案手法である安定化制御パラメータのオートチューニング方式について説明する。続いて, パラメータ変動が制御系に与える影響について検討し, シミュレーションを行った結果について述べる。最後に, 実機検証にて提案するオートチューニングの有用性について確認する。

## 2. IPMSM における V/f 制御

### 〈2-1〉 有効電流フィードバックを用いた安定化制御

図 1 に有効電流フィードバックを用いた安定化制御を有する V/f 制御の制御ブロック図を示す。本制御法では、インバータの出力電圧ベクトルの方向を  $\delta$  軸とし、 $\delta$  軸より 90 deg. 遅れた軸を  $\gamma$  軸とした  $\gamma\delta$  直交座標を用いる。IPMSM をオープンループの V/f 制御で駆動した場合、慣性モーメントと同期インダクタンスの共振により負荷角  $\delta$  の持続振動が発生し、高速領域で不安定となることが知られている<sup>(4)</sup>。そこで、電流の有効成分である  $\delta$  軸電流  $i_\delta$  を角度演算時の電気角周波数指令  $\omega^*$  にフィードバックする安定化制御により、近似的に負荷角  $\delta$  のフィードバックを実現し、制御系の安定化を図る<sup>(5)</sup>。この安定化制御は時定数  $\tau$  の HPF と安定化ゲイン  $K_1$  で構成される。

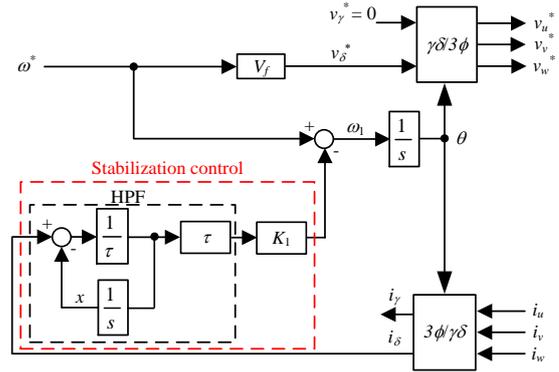


Fig. 1. Block diagram of V/f control based on  $\gamma\delta$ -frame with stabilization control.

### 〈2-2〉 IPMSM における V/f 制御の安定解析

この安定化制御のパラメータ設計に関して、制御系から得られる根配置より決定する。図 1 より、定常状態近傍で線形近似を行うと 5 次の状態方程式が得られる。ただし、状態変数は  $\gamma, \delta$  軸電流の微小変化分  $\Delta i_\gamma, \Delta i_\delta$ 、速度の微小変化分  $\Delta \omega$ 、負荷角の微小変化分  $\Delta \delta$ 、HPF における積分器出力の微小変化分  $\Delta x$  である。

表 1 に本論文の解析で用いる IPMSM の各パラメータを示す。また、図 2 に表 1 の値を用いて描いた定格速度、無負荷時における安定化ゲイン  $K_1$  変化時の根配置を示す。なお今回の検討にあたり、簡単化のため負荷が安定性へ与える影響は速度よりも小さい<sup>(11)・(12)</sup>ものとし、無負荷を仮定する。また、電流および負荷角の初期値はゼロとする。図 2 より、安定化ゲイン  $K_1$  の増加に伴い、虚軸上に配置されていた No. 2 および No. 3 の根が左半平面に移動し安定化できていることがわかる。

Table 1. Motor parameters of IPMSM.

Rated mechanical power $P_m$	3.7 kW
Rated speed $\omega_{rated}$	1800 r/min
Rated torque $T_{rated}$	19.6 Nm
Rated current $I_{rated}$	14 A
Number of pole pairs $P_f$	3
d-axis inductance $L_d$	6.2 mH
q-axis inductance $L_q$	15.3mH
Winding resistance $R_a$	0.693 $\Omega$
Field flux linkage $\psi_m$	0.272 Vs/rad
Inertia moment $J$	0.037 $\text{kgm}^2$

図 3 に異なるカットオフ周波数での安定化ゲイン変更時の実軸付近の根配置を示す。なお、図では状態方程式を 2 次近似した際に得られる固有角周波数  $\omega_n$  に基づいて HPF のカットオフ周波数  $\omega_c$  を変化させた場合について示している。図より、HPF の積分器による根である No. 5 に注目すると、カットオフ周波数が低くなるほど安定化ゲイン変更時も実軸付近に配置される。

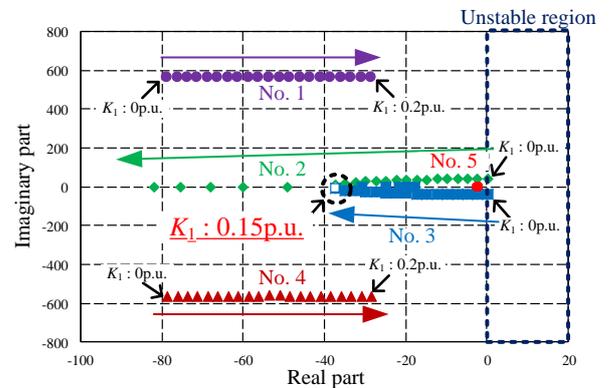


Fig. 2. Root locus of fifth-order state equation when damping gain  $K_1$  is increased at no-load and rated speed.

### 〈2-3〉 安定化制御のパラメータ設計法

安定化ゲイン  $K_1$  に関しては、原点から近い実軸付近の No. 2 および No. 3 の根が重根となるように決定することで、速度オーバーシュートおよび過渡的な振動の抑制を図る。今回の設計指針にしたがって設計を行うと  $K_1=0.15\text{p.u.}$  となる。HPF のカットオフ周波数  $\omega_c$  に関しては、安定化ゲイン  $K_1$  を増加させた場合でも HPF の積分器による根が実軸上に配置されるように決定する。図 3 からわかるように HPF のカットオフ周波数  $\omega_c$  を固有角周波数の 1/20 となるように決定した場合、安定化ゲイン  $K_1$  が増加時も No. 5 の根が実軸上に配置される。

(1)式に 5 次状態方程式を 2 次近似した状態方程式を示す。

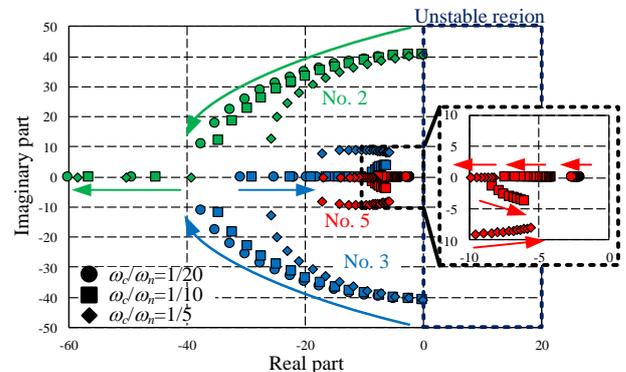


Fig. 3. Root locus of fifth-order state equation under different cutoff frequency  $\omega_c$  at no-load and rated speed.

なお、近似する際の条件として機械時定数が電気時定数よりも十分大きいとし、高速領域かつ無負荷を仮定する。

$$p \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_q} \\ -1 & -K_1 \frac{\psi_m}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta\omega^* \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $p$ ：微分演算子、 $P_f$ ：極対数、 $\psi_m$ ：鎖交磁束数、 $J$ ：慣性モーメント、 $L_q$ ：q 軸インダクタンス、 $\Delta\omega^*$ ：速度指令値の微小変化分である。

(1)式より、特性方程式は(2)式で表される。

$$s^2 + K_1 \frac{\psi_m}{L_q} s + \frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_q} = 0 \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $s$ ：ラプラス演算子である。

(2)式より、2次標準形と比較し制動係数 $\zeta$ を1とすると安定化ゲイン  $K_1$ 、固有角周波数 $\omega_n$ は(3)、(4)式で表される。

$$K_1 = \frac{2\omega_n L_q}{\psi_m} \dots\dots\dots (3)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f \psi_m}{J L_q}} \dots\dots\dots (4)$$

図4に(2)式で表される2次特性方程式から得られた根配置と5次特性方程式の安定化ゲイン  $K_1$  変更時の根配置について示す。なお5次特性方程式については、安定化制御パラメータ設計時に注目する実軸付近のNo.2およびNo.3の根について示す。図4より、元の5次状態方程式による根と2次近似した根がおおよそ一致していることがわかる。またNo.2およびNo.3が重根となる場合に注目すると、2次近似式の場合  $K_1=0.16p.u.$  のときに制動係数 $\zeta$ が1となり、5次状態方程式の場合と比較して誤差7%で一致する。よって、2次近似式より得られる(3)、(4)式に基づいて安定化ゲイン  $K_1$  および HPF のカットオフ周波数 $\omega_c$  を決定すればよい。

### 3. 安定化制御パラメータのオートチューニング

図5にオートチューニング時のV/f制御のブロック図を示す。安定化制御のパラメータである安定化ゲイン  $K_1$  および HPF のカットオフ周波数 $\omega_c$  の設定には、(3)、(4)式からもわかるように鎖交磁束数 $\psi_m$ 、q 軸インダクタンス  $L_q$  および固有角周波数 $\omega_n$  の値が必要となる。以下、各パラメータの同定方法について説明する。

〈3・1〉 鎖交磁束数の同定 鎖交磁束数 $\psi_m$ の同定は高効率制御達成時の電圧および電流の関係式から導出する。

(5)式に  $i_d=0$  制御達成時の $\delta$ 軸電圧  $v_\delta$  の関係式を示す。

$$v_\delta^2 = (\omega_{re} \psi_m + R_a I_a)^2 + (\omega_{re} L_q I_a)^2 \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $\omega_{re}$ ：角速度指令値、 $R_a$ ：電機子抵抗、 $I_a$ ：出力電流、 $L_q$ ：q 軸インダクタンスである。

(5)式より、鎖交磁束数 $\psi_m$ の同定式は(6)式で表される。

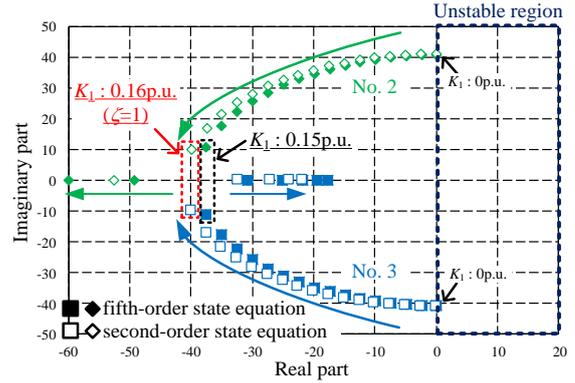


Fig. 4. Comparison between root locus of fifth-order state equation and those of second-order state equation when damping gain  $K_1$  is increased at no-load and rated speed.

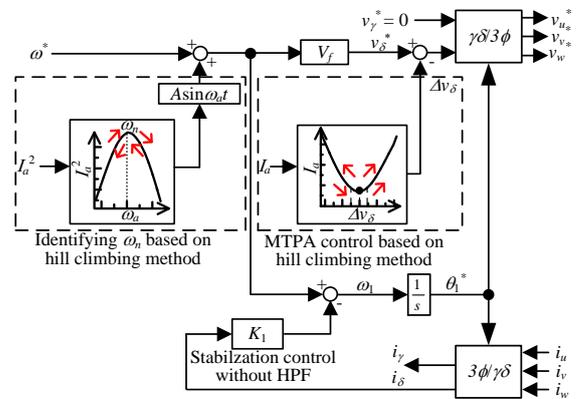


Fig. 5 Block diagram of V/f control when tuning parameters.

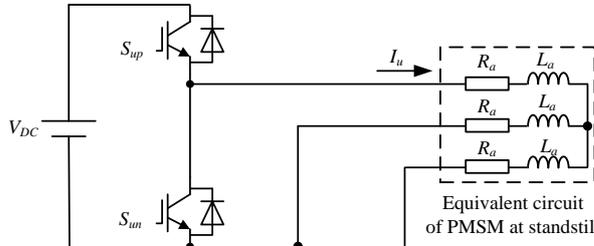


Fig. 6 Equivalent circuit of DC test for estimating winding resistance.

$$\hat{\psi}_m = \frac{\sqrt{v_\delta^2 - (\omega_{re} \hat{L}_q I_a)^2} - \hat{R}_a I_a}{\omega_{re}} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $\hat{R}_a$ ：電機子抵抗の同定値、 $\hat{L}_q$ ：q 軸インダクタンスの同定値である。

(6)式からわかるように、分母が速度指令値となるため、停止状態では鎖交磁束数 $\psi_m$ の同定は行えない。また鎖交磁束数 $\psi_m$ の同定には電機子抵抗  $R_a$  および q 軸インダクタンス  $L_q$  の値が必要となる。そのため、図5に示すように安定化ゲイン  $K_1$  のみで低速駆動し、モータパラメータを用いない

山登り法に基づく最大トルク/電流制御(MTPA 制御)<sup>(13)</sup>を適用した状態で q 軸インダクタンス  $L_q$  同定後に鎖交磁束数  $\psi_m$  の同定を行う。

**〈3・2〉 電機子抵抗の同定** 電機子抵抗  $R_a$  は直流試験<sup>(14)</sup>により同定する。図 6 に直流試験時の 3 相インバータおよびモータの等価回路を示す。なお、図は V 相および W 相の上アームスイッチをオフとし、下アームスイッチをオンとした場合である。モータが停止している場合、逆起電力は発生しないため各相は  $RL$  直列回路とみなせる。

各相の電機子抵抗が等しいとし、デッドタイムによる誤差電圧<sup>(15)</sup>を考慮すると、一相あたりの電機子抵抗の同定値  $\hat{R}_a$  は(7)式で表される。

$$\hat{R}_a = \frac{V_{DC}(D - f_{sw}T_d)}{1.5I_u} \dots\dots\dots (7)$$

なお、 $V_{DC}$ : インバータの直流電圧、 $D$ : U 相上アームスイッチのデューティ比、 $f_{sw}$ : スイッチング周波数、 $T_d$ : デッドタイム、 $I_u$ : 定常時の U 相直流電流である。一般にモータの電機子抵抗は数百  $m\Omega$ ~数 $\Omega$ であり、過電流を防ぐため同定時にはデューティ比を低く設定する必要がある。

**〈3・3〉 q 軸インダクタンスの同定** q 軸インダクタンス  $L_q$  は無効電力の関係式を用いて同定を行う。

(8)式に d,q 軸座標上での無効電力  $Q_{dq}$  の式を示す。

$$Q_{dq} = \omega_e (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_m i_d) \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 $i_{d(q)}$ : d(q)軸電流、 $L_d$ : d 軸インダクタンスである。ここで、 $i_d=0$  制御が適用されたと仮定すると、(8)式より(9)式を得る。

$$Q_{dq} = \omega_e L_q I_a^2 \dots\dots\dots (9)$$

一方、 $\gamma, \delta$ 軸座標軸上での無効電力  $Q_{\gamma\delta}$ は(10)式で表される。

$$Q_{\gamma\delta} = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 $v_\delta$ : インバータ出力電圧指令値、 $i_\gamma$ :  $\gamma$ 軸電流である。

(9)、(10)式より、d、q 軸および $\gamma$ 、 $\delta$ 軸の無効電力が等しいとすれば q 軸インダクタンスの同定式である(11)式が成立する。

$$\hat{L}_q = \frac{v_\delta i_\gamma}{\omega_{re} I_a^2} \dots\dots\dots (11)$$

実際には、V/f 制御における  $i_d=0$  制御の達成は q 軸インダクタンス  $L_q$  値が必要となる。そのため、前述の通り q 軸インダクタンスの同定は山登り法に基づく MTPA 制御適用後に行う。

**〈3・4〉 固有角周波数の同定** 固有角周波数は速度指令値に正弦波を重畳し、山登り法を基にして同定を行う。(12)式に無負荷時の速度指令値の微小変動量  $\Delta\omega^*$  から  $\delta$  軸電流の微小変動量  $\Delta i_\delta$  までの伝達関数  $G_1$  を示す。ただし、HPF

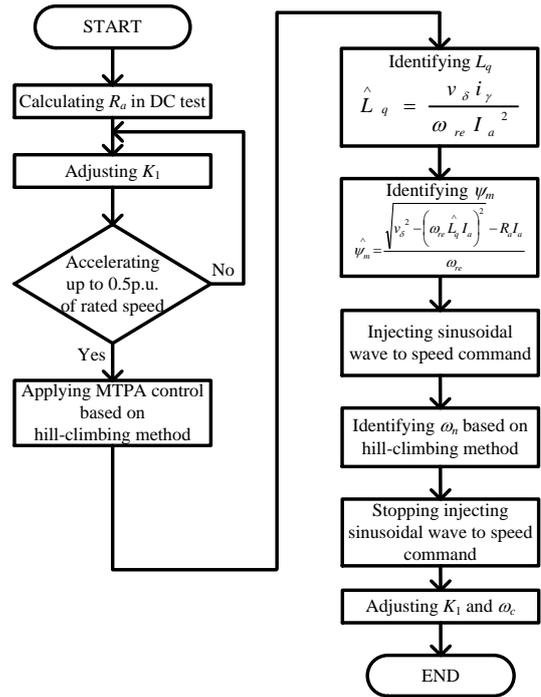


Fig. 7 Flowchart of auto-tuning method for stabilization control based on V/f control.

のカットオフ周波数は固有角周波数より十分低いとして 4 次に近似する。

$$G_1 = \frac{\Delta i_\delta}{\Delta \omega^*} = \frac{V_f s^3 + \frac{V_f R_a}{L_d L_q} s^2 + \frac{\omega_0^2 \psi_m s}{L_q}}{\left( s^2 + K_1 \frac{\psi_m}{L_q} s + \omega_n^2 \right) \left\{ s^2 + \left( \frac{R_a}{L_d} + \frac{R_a}{L_q} - K_1 \frac{\psi_m}{L_q} \right) s + \omega_0^2 \right\}} \dots\dots\dots (12)$$

ただし、 $V_f$ : V/f 比、 $\omega_0$ : 定常状態でのモータ速度である。(12)式より、分母の第 1 項に注目すると安定化ゲイン  $K_1$  がゼロの場合、固有角周波数  $\omega_n$  に共振点を有することがわかる。よって速度指令値に重畳する正弦波の周波数を変化させ、電流が最大になる周波数を探索すればよい。実際の制御では、正弦波状に変化する出力電流振幅値の実効値を評価するため、出力電流の 2 乗を探索時の入力とする。

図 7 に安定化制御パラメータのオートチューニングのフローチャートを示す。前述の通り、モータ停止時に電機子抵抗の同定を行い、その後 HPF を用いずに安定化ゲインのみでモータを加速させ、q 軸インダクタンス、鎖交磁束数および固有角周波数の同定を行う。その後、(2)、(3)式に基づいて安定化制御パラメータの設定を行う。

#### 4. パラメータ変動時の V/f 制御への影響

SPMSM の場合、 $i_d=0$  制御動作点と MTPA 制御動作点が一致するが、IPMSM の場合一致しない。そのため、3 章の方式で q 軸インダクタンスを同定する場合、IPMSM では正確に q 軸インダクタンスを同定することはできない。そこで本章では q 軸インダクタンスの同定誤差が制御系に与える

影響についてシミュレーションにて検討を行う。

**〈4・1〉 q 軸インダクタンス変化時の安定化ゲインへの影響** 図 8 に q 軸インダクタンスを変化させた場合の真値との比と最適な安定化ゲインのグラフを示す。ここで、最適な安定化ゲインとは 3 章で述べた通り、実軸に近い No.2 および No.3 の根が重根となるとき値のことを指す。図より同定値が真値から 50% ずれた場合、安定化ゲインは最大 30% 変化する。

**〈4・2〉 安定化ゲイン変化時のステップ応答への影響** 図 9 に安定化ゲインを変化させたときの速度ステップ応答について示す。図より、安定化ゲインが真値より最大 50% 誤差を持つ場合でも、オーバーシュート量は 0.007p.u. の増大となる。このように V/f 制御では q 軸インダクタンスの同定誤差が大きくなった場合でも、制御系に与える影響は小さいといえる。

## 5. 実機検証

本章では理論検討の妥当性を確認するため実機検証を行った結果について述べる。なお前述の通り、直流試験時はモータが停止している状態で行い、その他のパラメータに関しては速度自乗トルク特性を仮定し、速度指令値 0.5p.u.、負荷トルク 0.27p.u.時に同定するものとする。

図 10 に直流試験時の波形を示す。図より、電機子抵抗の同定値は 0.759 Ω となり真値との誤差は 9.6% である。

図 11 に q 軸インダクタンスおよび鎖交磁束数同定時の波形を示す。なお、同定値はカットオフ周波数を電流の周波数と同じである 45 Hz に設定した LPF 通過後の波形について示している。図より、q 軸インダクタンスの同定値は 11.7 mH、鎖交磁束数の同定値は 0.252 Vs となり、誤差はそれぞれ 23.7%、7.31% となる。

図 12 に固有角周波数同定時の波形を示す。図より、山登り法を基に探索を行い、同定値が真値に収束していることがわかる。なお収束値は 41.4 rad/s となり、真値と誤差 1.18% で一致する。

表 2 に各パラメータの同定結果および(3)式を用いて計算した安定化ゲインの値について示す。表より、同定値を用いて計算した安定化ゲインは真値との誤差が誤差 18.3% となる。

図 13 に各パラメータを同定し安定化ゲインをチューニングした際の波形について示す。なお電機子抵抗の同定はモータ停止時に行うため、図では速度 0.5p.u.まで加速した後同定を行う q 軸インダクタンス、鎖交磁束数および固有角周波数の同定値およびそれらの値を用いて計算した安定化ゲインについて示している。図より、約 44 s で各パラメータの同定および安定化ゲインのチューニングが行われていることがわかる。

図 14 にチューニング前後での速度ステップ応答波形を示す。なお図 14(a)のチューニング前の波形に関しては、安定化制御の HPF を用いず、安定化ゲイン  $K_i=0.01p.u.$ としたときの波形である。一方、図 15(b)に関しては各パラメータの

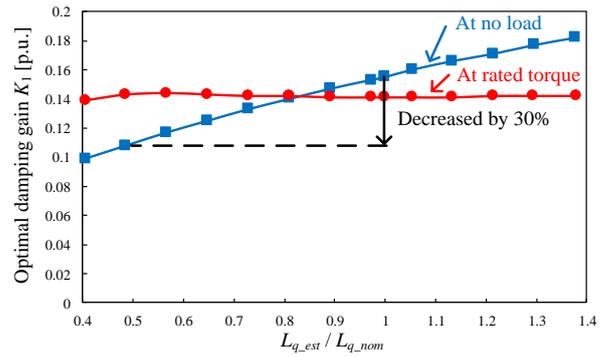


Fig. 8 Relation between saliency ratio and optimal damping gain at rated speed.

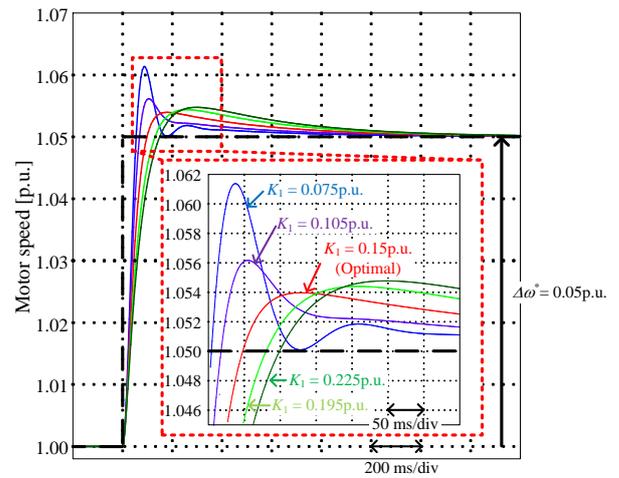


Fig. 9 Step response of different damping gain under rated speed and no-load.

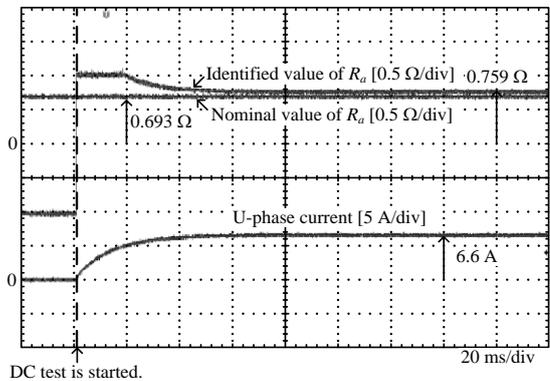
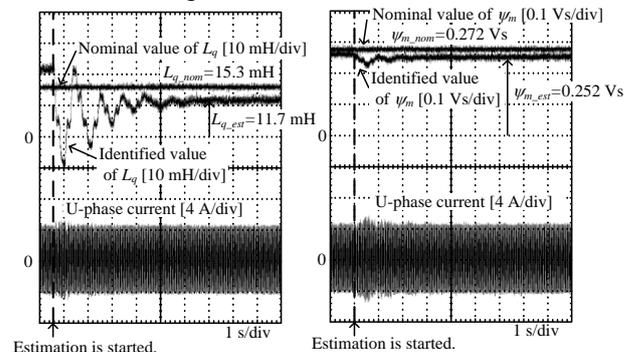


Fig. 10 Waveforms of DC test.



(a) Identifying q-axis inductance. (b) Identifying flux linkage.  
Fig. 11 Waveforms of identifying q-axis inductance and flux linkage.

同定値から安定化ゲイン  $K_1=0.135\text{p.u.}$  とし、HPF のカットオフ周波数は固有角周波数の  $1/20$  としたときの波形である。図よりステップ入力時、チューニング前はモータ速度が振動的になる。また安定化制御の HPF がないため、モータ速度と速度指令値に定常的な偏差が生じる。一方、同定値から計算し安定化制御のパラメータをチューニングした場合には、図 14(b)のように速度指令値がステップ時、モータ速度はオーバーシュートせず、指令値に偏差なく追従していることがわかる。

以上より安定化制御におけるパラメータのオートチューニングの有用性を実機検証にて確認した。

## 6. まとめ

本論文では IPMSM の V/f 制御における安定化制御に関して、安定化制御パラメータの設定に必要なパラメータの同定を基にしたオートチューニング方式について提案した。また、提案手法の有用性を実機検証にて確認し、安定化ゲインの同定誤差は 18.3% となったが、チューニングを行うことで、速度  $0.9\text{p.u.}$  および負荷トルク  $0.8\text{p.u.}$  の条件の下で、速度ステップ時のモータ速度の振動を抑制可能であることを確認した。

## 文 献

- (1) 木内光幸, 大西徳生: 「V/f 制御によるファン・ポンプモータのセンサレス正弦波駆動」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 1, pp. 93-101, (2010)
- (2) 川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八: 「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 電学論 D, Vol. 134, No. 6, pp. 579-587, (2014)
- (3) 松木洋介, 道木慎二: 「n-座標系での状態フィードバック制御を用いた PMSM の V/f 制御の安定性改善」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 3, No. 64, pp. 305-310, (2017)
- (4) P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, John K. Pederson, P. Thøgersen: "A sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, (2003)
- (5) 伊東淳一, 豊崎次郎, 大沢博: 「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259, (2002)
- (6) 東井孝途, 加藤尚和, 伊東淳一: 「IPMSM の V/f 制御における安定化制御の根配置に基づくパラメータ設計法」, 平成 29 年電気学会全国大会, 4-158, (2017)
- (7) 福本哲哉, 富樫重則, 林洋一: 「固定子抵抗と永久磁石鎖交磁束のオンライン同時同定による IPMSM 位置センサレスベクトル制御の高性能化」, 電学論 D, Vol. 129, No. 7, pp. 698-704, (2009)
- (8) 野村尚史: 「IPMSM の回転子の突極性を利用したセンサレス制御のオートチューニング」, 平成 29 年電気学会全国大会, 4-155, (2017)
- (9) D. Tadokoro, S. Morimoto, Y. Inoue, M. Sanada: "Method for Auto-tuning of Current and Speed Controller in IPMSM Drive System Based on Parameter Identification", IPEC 2014, pp. 390-394, (2014)
- (10) 加藤尚和, 伊東淳一: 「V/f 制御に基づく IPMSM のオンライン MTPA にむけた初期パラメータ同定」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, P-23, pp. 454-455, (2014)
- (11) Motion Control, InTech, 2010, pp. 439-458
- (12) Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, B. Akin: "A New V/f Sensorless MTPA Control for IPMSM Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 31, No. 6, pp. 4400-4415, (2016)
- (13) 東井孝途, 加藤尚和, 伊東淳一: 「埋込磁石同期電動機の V/f 制御に基づく山登り法によるパラメータを用いない最大トルク/電流制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 8, pp. 1-9, (2017)

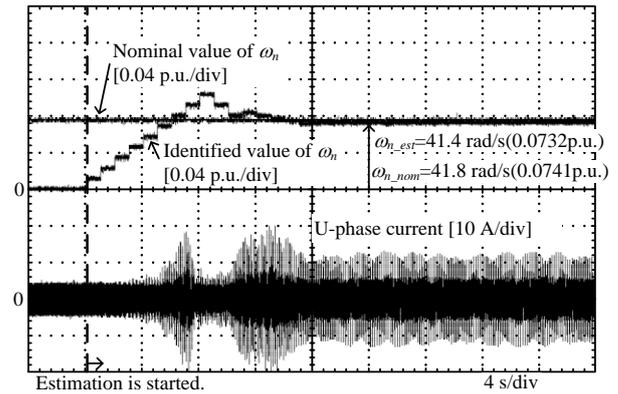


Fig. 12 Waveforms of identifying natural angular frequency.

Table 2. Identified motor parameters and damping gain.

Parameter	Value	Error
Winding resistance $\hat{R}_a$ [ $\Omega$ ]	0.759	9.6%
q-axis inductance $\hat{L}_q$ [mH]	11.7	23.7%
Field flux linkage $\hat{\psi}_m$ [Vs]	0.252	7.31%
Natural angular frequency $\hat{\omega}_n$ [rad/s]	41.4	1.18%
Damping gain $K_1$ [p.u.]	0.135	18.3%

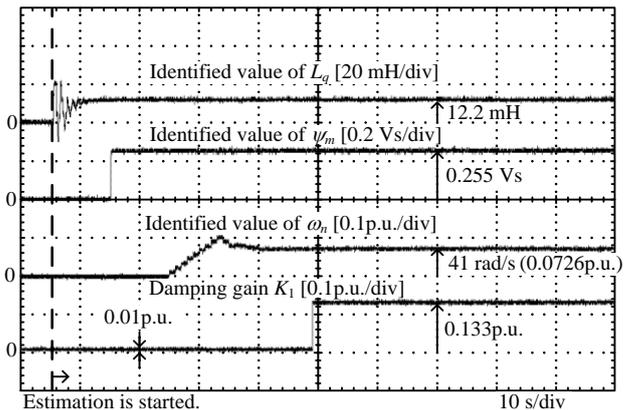


Fig. 13 Waveforms of auto-tuning each parameter.

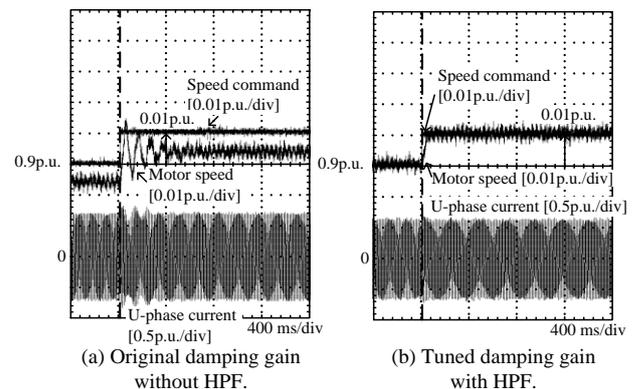


Fig. 14 Waveforms of step response with different damping gain under  $0.9\text{p.u.}$  of rated speed and  $0.8\text{p.u.}$  of rated torque.

- (14) 萩原茂哉, 大森洋一, 小林弘和: 「インバータ駆動 PM モータ制御用電気定数の自動計測」, 平成 12 年電気学会全国大会, 4-139 (2000)
- (15) 伊東淳一, 伊東洋一: 「トランジスタ技術 SPECIAL No.125 パワーエレクトロニクス技術教科書」, CQ 出版社, (2014)