

IPMSM の V/f 制御における等価抵抗ゲインを用いた安定化制御法

学生員 東井 孝途 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Stabilization method of V/f Control for IPMSM with Additional gain

Takato Toi, Student Member, Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses stability of V/f control with damping control for interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs). The V/f control with the conventional parameter design method of the damping control is unstable depending on motor parameters due to influence of current. In this paper, boundary condition of stable region is derived based on state equation. In addition, a feedback loop to output voltage command is introduced in order to overcome this instability. As a result, the stability is confirmed under the instability region of the conventional parameter design method for the damping control.

キーワード：埋込磁石同期電動機, 根配置, 安定化制御, V/f 制御

Keywords : Interior permanent magnet synchronous motor, Root locus, Stabilization control, V/f control

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, 産業用途での適用が拡大されている。IPMSM の磁極位置情報を必要としない駆動方式の一つとして, V/f 制御が挙げられる。ファンやポンプなど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に V/f 制御は有効である。

IPMSM をオープンループの 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, 原理的に不安定になることが知られている⁽¹⁾。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⁽²⁾。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, 実験によりその有用性を確認している⁽³⁾。しかし, 前述の設計法では近似する際に無視した根の影響により不安定となる条件が存在する。特に, 高速駆動される IPMSM などの電機子抵抗が小さく, 電気時定数が大きくなる用途では不安定に陥りやすい。

本論文では, V/f 制御における安定化制御について解析し, これまでの設計法では不安定となる境界条件を明らかにする。また, 電圧指令値に新たにフィードバックループを追加し, 等価的に抵抗を増加させることで, 従来では不安定となる条件でも安定に動作できることを実機検証により確認したので報告する。

2. IPMSM における V/f 制御

〈2・1〉 V/f 制御における安定化制御 図1に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 δ 軸とし, δ 軸より 90 deg. 遅れた軸を γ 軸とした $\gamma\delta$ 軸直交座標を用いる。IPMSM を単なる 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の持続振動が発生し, 高速領域で不安定となる。そこで, 有効成分である δ 軸電流 i_δ を角度演算時の電気角周波数指令 ω^* にフィードバックする安定化制御により, 近似的に負荷角のフィードバックを実現し, 制御系の安定化を図る⁽²⁾。

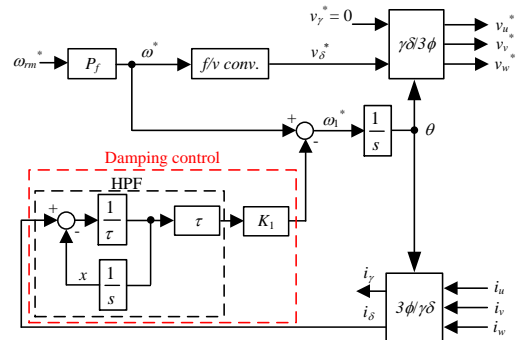


Fig. 1. Block diagram of V/f control based on $\gamma\delta$ -frame with conventional damping control.

〈2・2〉 従来の安定化制御のゲイン設計法 表 1 に IPMSM のモータパラメータを示す。本論文では、それぞれのモータに対し安定性について解析を行う。以下、定格出力 3.7 kW, 3 kW のモータをそれぞれモータ A, モータ B とする⁽⁶⁾。

図 1 の制御系の安定性を解析するため、定常状態で線形近似を行い、5 次状態方程式を導出する。導出した状態方程式より、表 1 のパラメータを用いて解析を行う。

図 2(a)にモータ A での定格速度かつ無負荷時の安定化ゲイン K_1 変更時の根配置を示す。これまでの安定化ゲイン K_1 の決定指針では、モータ速度のオーバーシュートを抑制するため、実軸に近い No. 2 および No. 3 の根が重根となるように設計する。今回の場合、図より $K_1 = 0.15 \text{ p.u.}$ となる。また、 $K_1 = 0.15 \text{ p.u.}$ の場合、No. 1 から No. 5 までの根が全て左半平面に存在するため、制御系は安定である。

図 2(b)にモータ B の場合の安定化ゲイン K_1 変更時の根配置を示す。図より、 $K_1 = 0.05 \text{ p.u.}$ の場合、No. 2 および No. 3 の根が重根となる。しかし、No. 1 および No. 4 の根が安定化ゲイン K_1 の影響により、右半平面に移動するため、制御系が不安定となる。

このように、従来の安定化ゲイン K_1 の設計法に基づいて決定した場合、モータのパラメータに依存して、No. 1 および No. 4 の根の影響により、不安定となる条件が存在することがわかる。なお、これらの根は 5 次状態方程式を 2 次近似した際には現れない根である。

〈2・3〉 安定化制御の限界 本節ではモータのパラメータによって安定化ゲイン K_1 の設定値により、制御系が不安定となる条件を導出する。なお、導出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⁽⁴⁾⁽⁵⁾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 0 とする。

図 1 より導出した 5 次状態方程式より、ハイパスフィルタのカットオフ周波数が 2 次近似した状態方程式より求められる固有角周波数より十分低いとして 4 次に近似すると、特性方程式は(1)式で表される。

$$s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 = 0 \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$a_3 = \frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} \dots\dots\dots (2)$$

$$a_2 = \omega_0^2 + \frac{3P_f^2\psi_m^2}{2JL_q} + \frac{R^2}{L_dL_q} \dots\dots\dots (3)$$

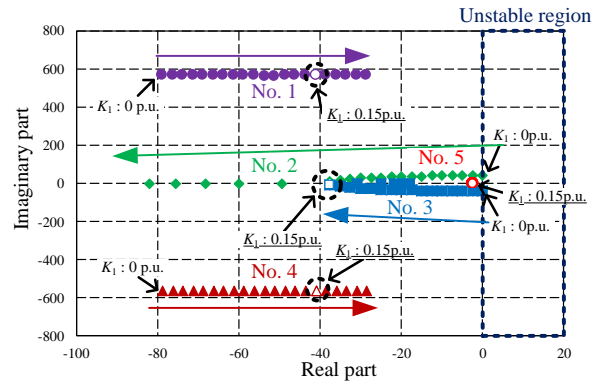
$$a_1 = K_1 \frac{\omega_0^2\psi_m}{L_q} + \frac{3P_f^2\psi_m^2R}{2JL_qL_q} \dots\dots\dots (4)$$

$$a_0 = \frac{3P_f^2\omega_0^2\psi_m^2}{2JL_q} \dots\dots\dots (5)$$

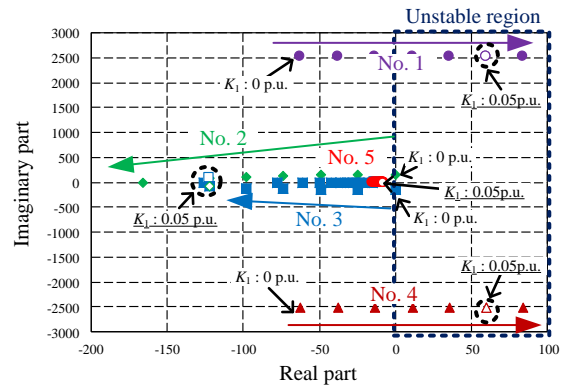
ここで、 s : ラプラス演算子、 R : 電機子抵抗、 L_d : d 軸イ

Table 1. Motor parameters of each IPMSM.

	Motor A	Motor B
Rated mechanical power P_m	3.7 kW	3 kW
Rated speed ω_n	1800 r/min	12000 r/min
Rated current I_n	14 A	17.3 A
Number of pole pairs P_f	3	2
d-axis inductance L_d	6.2 mH	2.04 mH
q-axis inductance L_q	15.3mH	2.24 mH
Winding resistance R_w	0.69 Ω	0.133 Ω
Field flux linkage ψ_m	0.27 Vs/rad	0.107 Vs/rad
Inertia moment J	0.037 kgm ²	0.0013 kgm ²



(a) With motor A.



(b) With motor B.

Fig. 2. Root locus when damping gain K_1 is increased under rated speed and no load with each IPMSM.

Table 2. Routh table of state equation of V/f control.

s^4	$a_4 = 1$	$a_2 = \omega_0^2 + \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m^2}{JL_q} + \frac{R^2}{L_d L_q}$	$a_0 = \frac{3}{2} \frac{\omega_0^2 P_f^2 \psi_m^2}{JL_q}$
s^3	$a_3 = \frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q}$	$a_1 = K_1 \frac{\omega_0^2 \psi_m}{L_q} + \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m^2 R}{JL_q L_d}$	0
s^2	$b_1 = \frac{a_3 a_2 - a_4 a_1}{a_3}$	a_0	0
s^1	$c_1 = \frac{b_1 a_1 - a_3 b_2}{b_1}$	0	0
s^0	a_0	0	0

ンダクタンス、 L_q : q 軸インダクタンス、 ω_0 : モータ電気角速度の動作点での値、 P_f : 極対数、 ψ_m : 永久磁石の磁束鎖交数、 J : 慣性モーメントである。

(1)式から(5)式より、パラメータの値によらず、特性方程

式の係数が全て正であるため、ラウス・フルビッツの安定条件の必要条件を満たしている。そこで、ラウス表より不安定となる条件を導出する。

表 2 に(1)式から(5)式を用いて作成したラウス表を示す。ラウス表の左端の係数に注目し、係数 b_1 , c_1 が負となる条件、すなわち制御系が不安定となる条件を導出すると、(6)式および(7)式となる。

$$\frac{L_d}{R} + \frac{L_d}{R} \frac{\omega_n^2}{\omega_0^2} + \frac{R}{L_q} \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{\psi_m}{L_d + L_q} \left(\frac{L_d}{R} \right)^2 K_1 - \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m^2}{J(L_d + L_q)} \frac{L_d}{R} \frac{1}{\omega_0^2} < 0 \quad (6)$$

$$b_1 \left\{ \frac{\psi_m}{R} K_1 + \frac{L_q}{L_d} \left(\frac{\omega_n}{\omega_0} \right)^2 \right\} - \frac{L_d + L_q}{R} \left(\frac{\omega_n}{\omega_0} \right)^2 < 0 \quad (7)$$

ただし、 b_1 は(6)式の左辺である。また(6)、(7)式中の ω_n は固有角周波数であり、(8)式で表される。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f \psi_m}{J L_q}} \quad (8)$$

(6)、(7)式および表 1、表 2 より、モータ A の場合、それぞれの値は正の値となるが、モータ B の場合、 b_1 の値が負となり不安定となるため、根配置による結果と一致する。

図 3 に表 1 に示す各モータでの安定化ゲイン K_1 に対する No. 1 から No. 4 の根の実部のグラフを示す。図より、安定化ゲイン K_1 の増加とともに No. 2 および No. 3 の根の実部は減少するが、No. 1 および No. 4 の根は増加する。そのため、安定化ゲイン K_1 によって実部が負となる条件に上限があり、今回の場合、モータ B のほうが安定となる領域が狭くなる。特に巻き数が少なく電機子抵抗 R が小さくなるような高速モータでは不安定になりやすい。

このように、安定化ゲイン K_1 のみではパラメータによって No. 1 および No. 4 の根が右半平面に存在する条件が存在するため、これらの根を左半平面に移動させる必要がある。

3. 電圧指令値へのフィードバックループの追加

〈3・1〉 原理 図 4 に新たにフィードバックループを追加した V/f 制御のブロック図を示す。(6)式より、電機子抵抗 R を増加させると左辺第 3 項の正の項が増加し、左辺第 4 項の負の項が減少するため、制御系を安定化することができる。そこで等価的に抵抗を増加させるため、新たにインバータ出力電圧指令値である δ 軸電圧に HPF 通過後の δ 軸電流にゲイン K_2 を乗算した値をフィードバックするループを追加する。

〈3・2〉 フィードバックループ追加時の安定解析 2.3 節と同様の手順でフィードバックループ追加時の安定解析を行う。ラウス表より、不安定となる条件は以下の(9)式および(10)式となる。

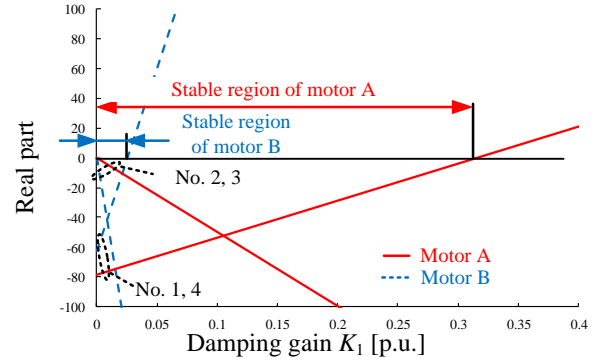


Fig. 3. Real part of No.1 to 4 when damping gain K_1 is increased of each motor under rated speed and no load.

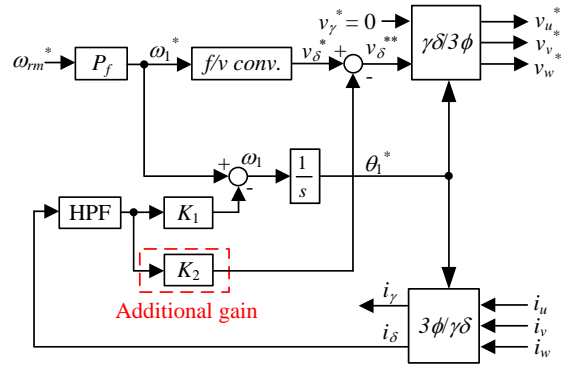


Fig. 4. Block diagram of V/f control based on $\gamma\delta$ -frame with feedback loop to output voltage command.

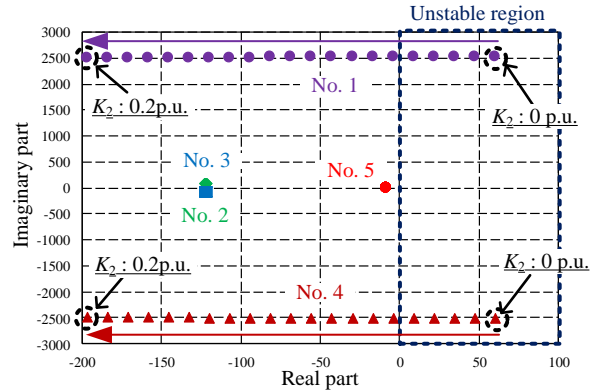


Fig. 5. Root locus when damping gain K_2 is increased under rated speed and no load with motor B.

$$\frac{L_d}{R} + \frac{L_d}{R} \frac{\omega_n^2}{\omega_0^2} + \frac{R + K_2}{L_q} \frac{1}{\omega_0^2} - \frac{\psi_m}{(R + K_2)L_d + RL_q} \frac{L_d^2}{R} K_1 - \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m^2}{J} \frac{R}{(R + K_2)L_d + RL_q} \frac{L_d}{R} \frac{1}{\omega_0^2} < 0 \quad (9)$$

$$b_1 \left\{ \frac{\psi_m}{R} K_1 + \frac{L_q}{L_d} \left(\frac{\omega_n}{\omega_0} \right)^2 \right\} - \frac{(R + K_2)L_d + RL_q}{R^2} \left(\frac{\omega_n}{\omega_0} \right)^2 < 0 \quad (10)$$

ただし、 b_1 は(9)式の左辺である。

(9)式より、フィードバックループを追加することにより、左辺第 3 項の分子および第 4 項、第 5 項の分母の巻線抵抗

R の項にゲイン K_2 が加わることがわかる。また(10)式より、左辺第2項の負の項にゲイン K_2 が加わるため、ゲイン K_2 には上限値が存在することがわかる。

図5にモータBでの定格速度の際にゲイン K_2 を増加させたときの根配置を示す。なお、安定化ゲイン K_1 に関しては、実軸に近いNo.2およびNo.3の根が重根となるように設計する。図より、ゲイン K_2 を増加させることにより、安定化ゲイン K_1 のみでは右半平面に存在していたNo.1およびNo.4の根が左半平面に移動し、安定化できる。

5. 実験結果

理論検討の結果の妥当性を確認するため、実機による検証を行う。なお、今回の実験では表1に示す3.7 kWのIPMSMを使用し、従来の安定化ゲイン K_1 設計法ではあえて不安定となるように各相に10 mHのインダクタを追加する。

図6に速度0.9p.u.、負荷トルク0.7p.u.で駆動時に安定化ゲイン K_1 を変化させた場合の γ , δ 軸電流およびU相電流の波形を示す。なお、ゲイン K_2 は0p.u.とする。図より、安定化ゲイン K_1 変化後、 γ , δ 軸電流に持続的振動が発生し、過電流保護によりインバータが停止する。 γ , δ 軸電流の振動周波数はそれぞれ81 Hz, 78 Hzであり、 $K_1 = 0.2$ p.u.時におけるNo.1およびNo.4の根配置から求めた周波数と誤差5.5%で一致する。このように安定化ゲイン K_1 の値によって従来では無視していた根の影響により不安定となる。

図7に速度0.9p.u.、負荷トルク0.7p.u.で駆動時にゲイン K_2 を変化させたときの γ , δ 軸電流およびU相電流の波形を示す。図より、ゲイン K_2 を追加することにより従来の安定化ゲイン K_1 のみでは不安定となる条件でも安定化できていることがわかる。

以上より、根配置に基づく解析の妥当性およびインバータ電圧指令値へのフィードバック追加時の定常状態での有用性について実機検証により確認した。

6. まとめ

本論文では、IPMSMにおけるV/f制御の安定性に関して、状態方程式に基づいて、従来の安定化ゲイン K_1 の設計法では不安定となる条件を導出し、根配置によりその妥当性を確認した。また、新たにインバータ電圧指令値にフィードバックを追加することで、等価的に電機子抵抗を増加させ、従来の安定化ゲイン K_1 の設計では不安定となる条件でも、新たに追加したゲイン K_2 により定常状態で安定して駆動できることを実機検証により確認した。今後はV/f制御における安定化制御のパラメータの運転条件に応じたオートチューニングの方式について検討する予定である。

文 献

(1) 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)

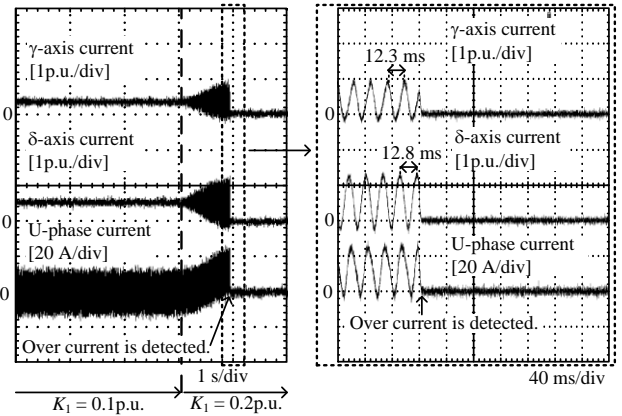


Fig. 6. Waveforms when damping gain K_1 is varied from 0.1p.u. to 0.2p.u. under 0.9p.u. of rated speed and 0.7p.u. of rated torque.

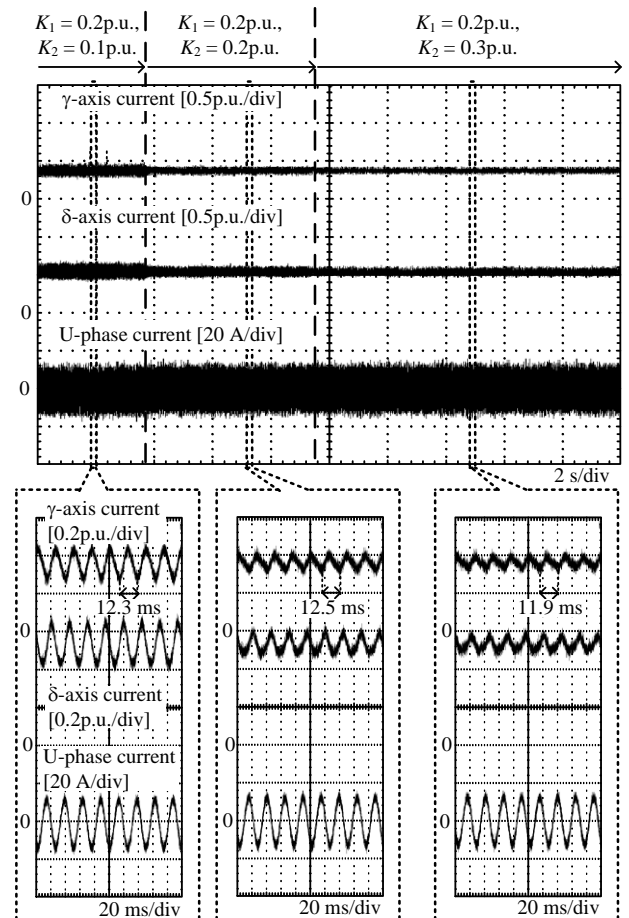


Fig. 7. Waveforms when additional gain K_2 is varied under 0.9p.u. of rated speed and 0.7p.u. of rated torque.

(2) 伊東・豊崎・大沢 : 「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)

(3) 東井・加藤・伊東 : 「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」, 4-158, 平成 29 年電気学会全国大会, (2017)

(4) Motion Control, InTech, 2010, pp. 439-458

(5) 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)

(6) 佐藤・伊東 : 「永久磁石同期電動機のオープンループ制御を用いた方形波電圧駆動とその安定化制御」, 3-74, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, (2015)