

IPMSM の V/f 制御における有効電流

フィードバックを用いた安定化パラメータの設計法

◎東井 孝途 加藤 尚和 伊東 淳一

長岡技術科学大学 電気電子情報工学専攻

{t_toi@stn|katom@stn|itoh@vos}.nagaokaut.ac.jp

1. はじめに

埋込磁石形同期電動機(IPMSM)の磁極位置情報を必要としない制御法として、V/f 制御がある。IPMSM の V/f 制御は原理的に不安定になるため、安定化の一手法として、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⁽¹⁾。従来、安定化ゲインは 2 次近似した状態方程式を用いて設計されている⁽²⁾。しかし、安定化ゲインを増加させることで、2 次近似式では無視した根の影響により、制御系が不安定となる。そこで本論文では、5 次の状態方程式を用いた根配置による安定化制御のパラメータ設計法を提案する。

2. V/f 制御での安定化制御

図 1 にダンピング制御を有する 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、 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。PMSM 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、不安定となる。そこで、有効電流 i_δ を電気角周波数指令 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

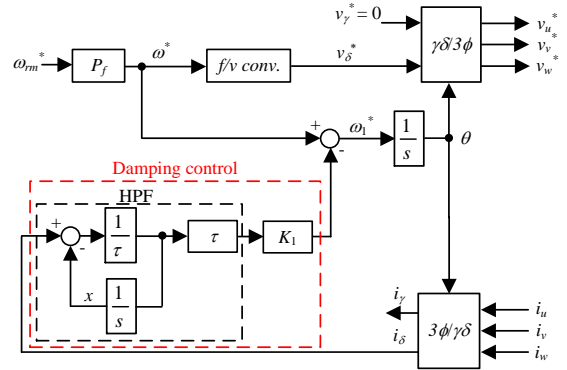


Fig. 1. V/f control based on $\gamma\delta$ -frame with damping control. フィードバックを実現し、制御系の安定性を図る⁽²⁾。

3. 安定化パラメータと根配置

図 1 の制御系の安定性を解析するため、定常状態近傍で線形近似を行い、状態方程式を導出する。図 1 から状態方程式を導出すると(1)式が得られる。ただし、 $i_{\gamma\delta}$ は $\gamma\delta$ 軸電流、 ω は回転電気角周波数、 ω^* は回転電気角周波数指令値、 δ は負荷角、 x は HPF の積分器出力、 p は微分演算子、 R は電機子抵抗、 ψ_m は永久磁石による鎖交磁束数、 J は慣性モーメント、 P_f は極対数、 V_f は V/f 比、 K_1 は安定化ゲイン、 τ は HPF の時定数である。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta \\ \Delta x \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R(L_0 + L_1 \cos 2\delta_0) + 2\omega_0 L_0 L_1 \sin 2\delta_0}{L_0^2 - L_1^2} & \frac{-K_1(L_0^2 - L_1^2)_{\delta_0} + \omega_0(L_0^2 + 2L_0 L_1 \cos 2\delta_0 + L_1^2) + R L_1 \sin 2\delta_0}{L_0^2 - L_1^2} & \frac{-\psi_m(L_0 - L_1) \sin \delta_0 + 2L_1^2 i_{\delta_0} + 2L_0 L_1 (i_{\gamma_0} \sin 2\delta_0 + i_{\delta_0} \cos 2\delta_0)}{L_0^2 - L_1^2} \\ \frac{-R L_1 \sin 2\delta_0 + \omega_0(L_0^2 + L_1^2) - 2\omega_0 L_0 L_1 \cos 2\delta_0}{L_1^2 - L_0^2} & \frac{-K_1(L_0^2 - L_1^2)_{\gamma_0} + 2L_0 L_1 \omega_0 \sin 2\delta_0 + R(L_0 - L_1 \cos 2\delta_0)}{L_1^2 - L_0^2} & \frac{\psi_m(L_0 - L_1) \cos \delta_0 + 2L_1^2 i_{\gamma_0} - 2L_0 L_1 (i_{\gamma_0} \cos 2\delta_0 - i_{\delta_0} \sin 2\delta_0)}{L_1^2 - L_0^2} \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \left\{ \sin \delta_0 + \frac{1}{\psi_m} (L_d - L_q) (i_{\gamma_0} \sin 2\delta_0 + i_{\delta_0} \cos 2\delta_0) \right\} & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \left\{ \cos \delta_0 + \frac{1}{\psi_m} (L_d - L_q) (i_{\gamma_0} \cos 2\delta_0 - i_{\delta_0} \sin 2\delta_0) \right\} & 0 \\ 0 & -K_1 & -1 \\ 0 & \frac{1}{\tau} & 0 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{-\omega_0 \psi_m (L_0 + L_1) \cos \delta_0 + 2\omega_0 L_1^2 i_{\gamma_0} + 2\omega_0 L_0 L_1 (i_{\gamma_0} \cos 2\delta_0 - i_{\delta_0} \sin 2\delta_0)}{L_0^2 - L_1^2} \\ \frac{-\omega_0 \psi_m (L_1 + L_0) \sin \delta_0 - 2\omega_0 L_1^2 i_{\delta_0} + 2\omega_0 L_0 L_1 (i_{\gamma_0} \sin 2\delta_0 + i_{\delta_0} \cos 2\delta_0)}{L_1^2 - L_0^2} \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \left\{ i_{\gamma_0} \cos \delta_0 - i_{\delta_0} \sin \delta_0 - \frac{2(L_d - L_q)}{\psi_m} i_{\gamma_0} i_{\delta_0} \sin 2\delta_0 + \frac{L_d - L_q}{\psi_m} (i_{\gamma_0}^2 \cos 2\delta_0 - i_{\delta_0}^2 \cos 2\delta_0) \right\} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} K_1 i_{\delta_0} \\ -K_1 i_{\gamma_0} \\ 0 \\ K_1 \\ -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\delta_0} - \frac{L_1 \sin 2\delta_0}{L_0^2 - L_1^2} V_f \\ -i_{\gamma_0} - \frac{L_0 - L_1 \cos 2\delta_0}{L_1^2 - L_0^2} V_f \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \omega^*
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

また、 L_0, L_1 は(2), (3)式で与えられる。

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \dots\dots\dots(2)$$

$$L_1 = \frac{L_q - L_d}{2} \dots\dots\dots(3)$$

ただし、 $L_{d(q)}$ は d(q)軸インダクタンス値である。添字の“0”は各変数における動作点の値を示す。

次に、根配置より安定化制御のパラメータについて検討する。 τ は(1)式を2次近似した際に求まる固有角周波数 ω_n より求める。(1)式から、HPFのカットオフ角周波数 ω_c が ω_n より十分遅く、高速領域かつ無負荷時において電気時定数が機械時定数よりも十分小さいとしたときに求められる2次近似式より、 ω_n は(4)式で表される。

$$\omega_n = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{JL_q}} \dots\dots\dots(4)$$

図2に定格速度、無負荷時に K_1 を変化させたときの各 ω_c における代表根の根配置を示す。 $\omega_c = \omega_n/20$ となると、ゲイン変動時にも実軸上に根が配置されていることがわかる。

図3に $\omega_c = \omega_n/20$ とし、 K_1 を変化させたときの根配置を示す。 K_1 が増加すると、No. 5の根は実軸上でほとんど動かないが、No. 2, No. 3の根は左に移動していることがわかる。一方、No. 1, No. 4の根は右に移動する。そのため、単に K_1 を大きくするだけでは制御系は不安定になる。これは2次近似した状態方程式では現れない根による影響である。そこで本論文では、速度ステップ応答の行き過ぎ量 $\Delta\omega_{os}$ により K_1 を決定する。

図4に定格速度、無負荷のとき、各 K_1 時のステップ応答のシミュレーション結果を示す。No. 4とNo. 5の根の実部の比 d_2/d_1 が9.01のとき、 $\Delta\omega_{os}$ は最小となる。

図5に各速度および負荷条件における d_2/d_1 に対する $\Delta\omega_{os}$ のグラフを示す。 K_1 を増加させ、No. 4とNo. 5の根を近づけると $\Delta\omega_{os}$ が小さくなる。各条件において、 d_2/d_1 が10以下では $\Delta\omega_{os}$ がほぼ一定となるため、 K_1 は $d_2/d_1=10$ となるように決

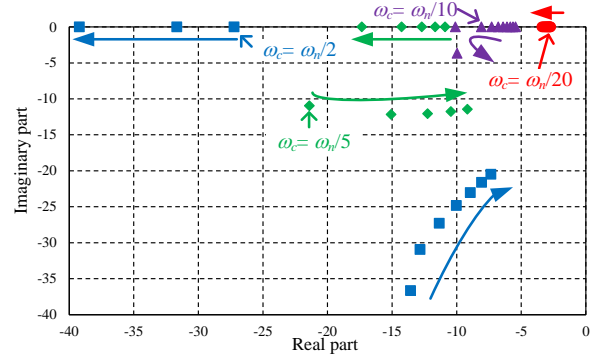


Fig. 2. Root locus of each ω_c when K_1 is increased at rated speed under no load.

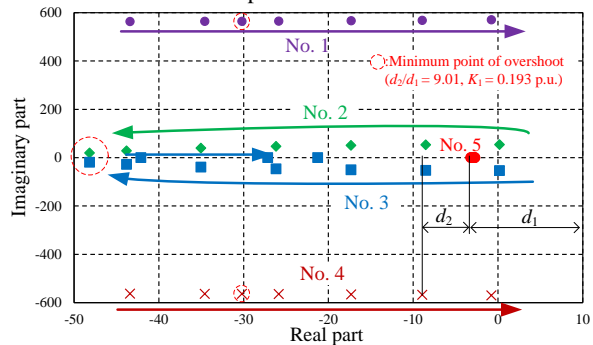


Fig. 3. Root locus when K_1 is increased at rated speed under no load ($\omega_c = \omega_n/20$).

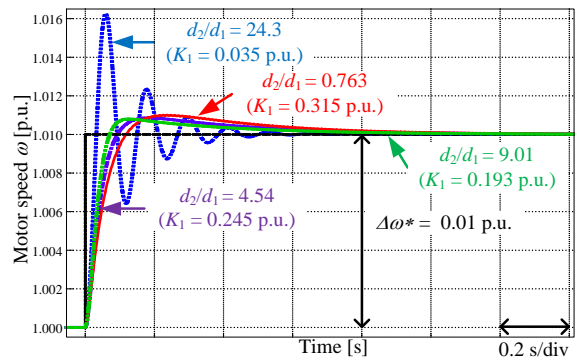


Fig. 4. Simulation result of step response at rated speed under no load ($\omega_c = \omega_n/20$).

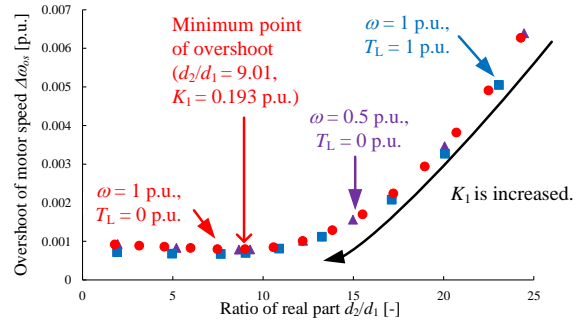


Fig. 5. Overshoot of motor speed when ω^* is stepped.

定すればよい。今後は導出したパラメータについて、実機による妥当性の確認を行う予定である。

文 献

- (1) 伊東 他: 電学論 D, Vol.122, No3, pp.253-259 (2002)
- (2) 木内 他: 電学論 D, Vol.130, No1, pp.93-101 (2010)