

V/f 制御に基づく IPMSM の オンライン MTPA 制御にむけた初期パラメータ同定

○加藤 尚和 伊東 淳一

長岡技術科学大学 工学研究科

{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一般にセンサレスベクトル制御が用いられ, モータ駆動や最大トルク/電流制御(MTPA 制御)などに必要なモータパラメータの同定法が提案されている⁽¹⁾。しかし, 永久磁石による鎖交磁束数 ψ_m を同定するためにはモータを回転させる必要があり, 速度制御を行うためには ψ_m が必要となる。一方, 磁極位置情報を必要としない簡単な制御法としてV/f制御がある⁽²⁾。しかし, V/f制御においてもMTPA制御を行うにはパラメータの初期同定やオンラインパラメータ同定が必要となる。

本論文では, V/f制御に基づくIPMSMのMTPA制御のための初期パラメータ同定法を提案する。

2. パラメータ同定

図1にIPMSMの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, $\gamma\delta$ 軸直交座標系にて制御を行う。

パラメータ同定は起動前の停止状態において ψ_m 以外の電氣的モータパラメータを同定し, V/f制御にてモータを駆動させ, 停止状態で同定したパラメータを用いて ψ_m を同定する。

まず, 抵抗値 R_a を直流試験⁽³⁾により同定する。次にインダクタンス値を, 交流電圧を印加したときの電流応答を観測することで同定する。停止位置は高調波電流注入方式により推定する⁽¹⁾。dq座標上でIPMSMの電圧方程式は(1)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで, $v_{d(q)}$ はd(q)軸電圧, $i_{d(q)}$ はd(q)軸電流, ω_{re} は電気角周波数, p は微分演算子, R_a は電機子抵抗値, $L_{d(q)}$ はd(q)軸インダクタンス値である。(1)式より, モータ停止時の v_d に対する i_d の応答は(2)式となる。

$$i_d = \frac{1}{R_a + sL_d} v_d \dots\dots\dots (2)$$

(2)式を用いて電流応答から L_d が求まり, L_q も同様に求まる。

図2に $i_d = 0$ 時のベクトル図を示す。この時, (3)式が成立する。

$$v_\delta^2 = (\omega_{re}\psi_m + R_a I_a)^2 + (\omega_{re}L_q I_a)^2 \dots\dots\dots (3)$$

(3)式より $i_d = 0$ 制御を行うことで ψ_m は(4)式にて

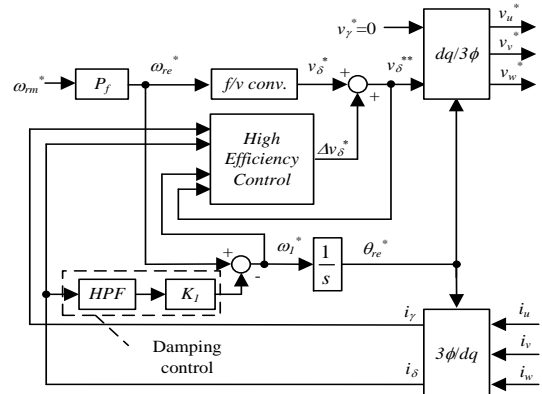


Fig. 1. V/f control method based on $\gamma\delta$ -frame.

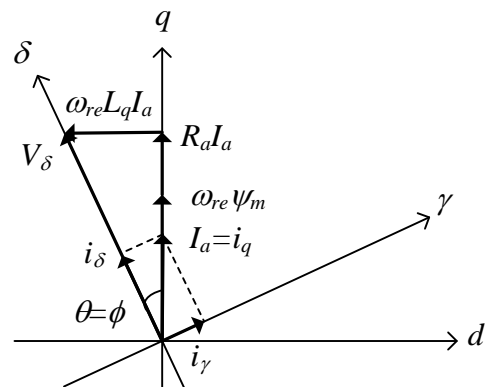


Fig. 2. Vector diagram of the IPMSM driven by V/f control when $i_d = 0$ control.

同定できる。

$$\hat{\psi}_m = \frac{\sqrt{v_{\delta}^2 - (\omega_{re} L_q I_a)^2} - R_a I_a}{\omega_{re}} \dots\dots\dots (4)$$

図3に $i_d = 0$ 制御のブロック図を示す。 $i_d = 0$ 時の定常状態時の無効電力は(5)式となる。

$$Q_{dq} = \omega_{re} L_q I_a^2 \dots\dots\dots (5)$$

(5)式と一致するように PI 制御器を用いて無効電力を制御することで $i_d = 0$ 制御を実現し、 ψ_m を同定する。

図4に V/f 制御に基づく MTPA 制御のブロック図を示す。初期同定で得られたモータパラメータより、(6)式から MTPA 制御を実現する電流位相角 β を求め、無効電力指令値を(7)式から生成する。

$$\beta = \sin^{-1} \left\{ -\frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)I_a} + \sqrt{\left(\frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)I_a} \right)^2 + \frac{1}{2}} \right\} \dots\dots (6)$$

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{ L_d I_a^2 \sin^2 \beta + L_q I_a^2 \cos^2 \beta - \psi_m I_a \sin \beta \} \dots\dots (7)$$

$i_d = 0$ 制御と同様に(7)式と無効電力が一致するように制御することで MTPA 制御を実現する。

3. シミュレーション結果

図5に ψ_m の同定結果を示す。 ψ_m の同定は V/f 制御にて定格速度でモータを駆動させ、負荷トルク T を 0.0p.u.から 1.0p.u.まで変化させて行った。シミュレーション結果より、負荷トルクが変化しても同定誤差が 0.1%以下となることを確認した。

図6に MTPA 制御時の電流位相の理論値と、MTPA 制御適用後のシミュレーション結果からの電流位相算出値を示す。このとき、負荷条件は速度、トルクともに 0.2p.u.から 1.0p.u.までの間で変化させた。結果、いずれの負荷条件においても、MTPA 制御を適用することで、電流位相は最大トルク出力位相に一致することが分かる。

今後は運転中にモータパラメータが変化した時のオンラインチューニングや γ_{δ} 座標軸に基づく MTPA 制御について検討を行う。さらに、実機による有用性の確認も行う。

文 献

- (1) D.tadokoro. et al., IPEC2014, pp. 390-394 (2014)
- (2) Y.Nakajima. et al., IEEJ Journal of IA, Vol.3, No.2, pp. 112-120 (2013)
- (3) 萩原 他: 平成 12 年電気学会全国大会, 4-139 (2000)

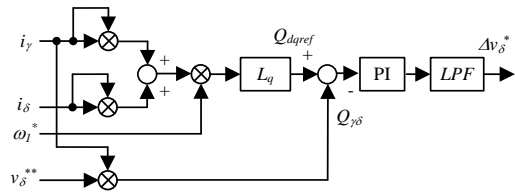


Fig. 3. Control block diagram of $i_d = 0$ control method based on V/f control.

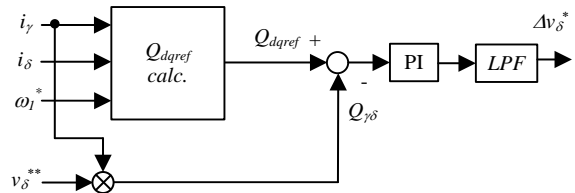


Fig. 4. MTPA control method based on the reactive power control for IPMSM.

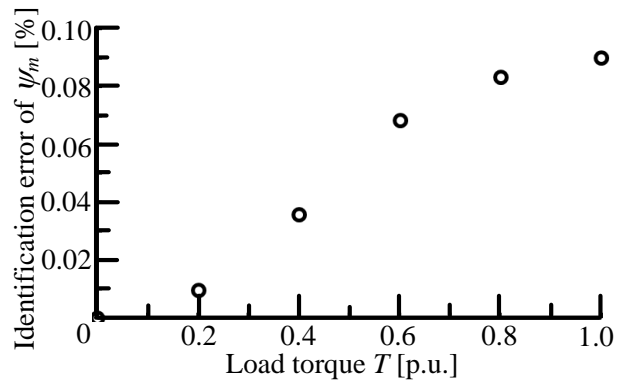


Fig.5. Identification characteristic of identification error of ψ_m .
(Rotating speed is 1.0 p.u.)

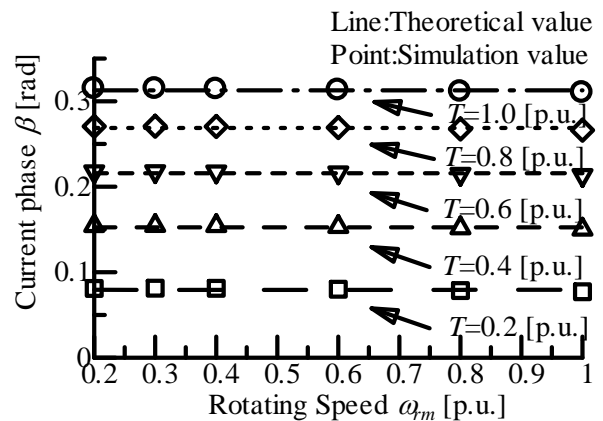


Fig.6. Comparison of current phase between simulation results and ideal values.