

線形近似手法を用いた

IPMSM 適応電流制御系の定量的設計法

中島 雄希・伊東 淳一（長岡技術科学大学）

1. はじめに

埋込磁石同期電動機(IPMSM)のセンサレス駆動の高性能化のため、適応電流制御系に基づく抵抗値同定手法が提案されている⁽¹⁾。この手法は位置推定系と干渉しないという利点を有する。しかし、電流制御応答の定量的な設計手法を明らかにしている文献は著者の知る限り無い。

本論文では、適応電流制御系を線形近似し、二次標準形の伝達関数に基づく設計を行う。シミュレーションにより良好な結果を得たので報告する。

2. 提案する設計法

図 1 に電機子抵抗値同定器を内包する適応電流制御系の制御ブロック図を示す。 K_d および K_q は比例ゲイン、 g は適応ゲイン、 e_{id} および e_{iq} は電流制御誤差である。

図 2 に変数の乗算による非線形項を線形近似した制御ブロック図を示す。 i_{qs} は q 軸電流の定常値、また $i_d=0$ 制御として d 軸電流は考慮しない。 $F(s)$ は伝達関数を二次標準形にするための指令値フィルタである。(1)式に、図 2 より得られる伝達関数を示す。(2)式および(3)式に(1)式と二次標準形の変数比較により導出されるゲイン設計式を示す。

$$G(s) = \frac{i_{qs}^2 g}{L_q s^2 + s(R_a + K_q) + i_{qs}^2 g} \dots\dots\dots (1)$$

$$K_q = 2\zeta\omega_n L_q - R_a \dots\dots\dots (2)$$

$$g = \omega_n^2 L_q / i_{qs}^2 \dots\dots\dots (3)$$

3. シミュレーション結果

図 3 に電流制御応答を $\zeta=0.7$, $\omega_n=4000\text{rad/s}$ と設計した場合の $i_q=0.95\text{p.u.}$ から 1.0p.u. のステップ応答波形を示す。 i_{qs} は 1.0p.u. とした。図 3 より、オーバーシュート量と行き過ぎ時間から $\zeta=0.68$, $\omega_n=3969\text{rad/s}$ であることを確認した。 ω_n の設計値に対する誤差は -0.8% であり、ゲイン設計が妥当であることを確認できる。

図 4 にステップ幅を変化させた場合の、 ω_n の設計値に対する誤差を比較した結果を示す。 $\omega_{n,calc}$ は応答波形からの ω_n 算出値、 $\omega_{n,des}$ は ω_n 設計値である。図 4 より、ステップ幅が大きくなると応答と設計値の誤差が大きくなることを確認できる。これは、線形近似手法が $i_{qs}=1.0\text{p.u.}$ の定常状態近

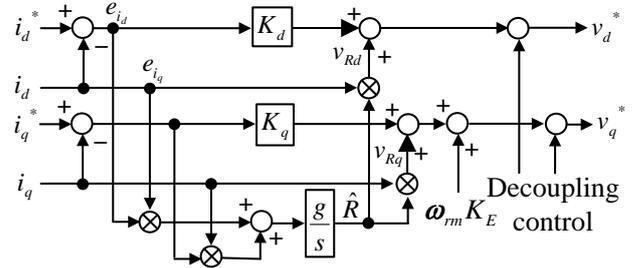


Fig.1. Adaptive current control system.

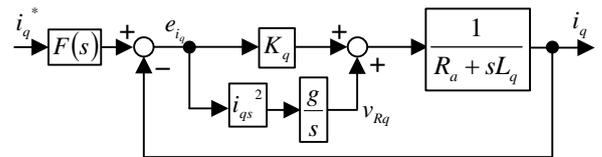


Fig.2. Linier approximated control block diagram.

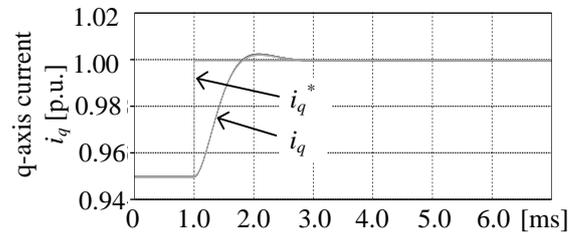


Fig.3 Step response waveform.

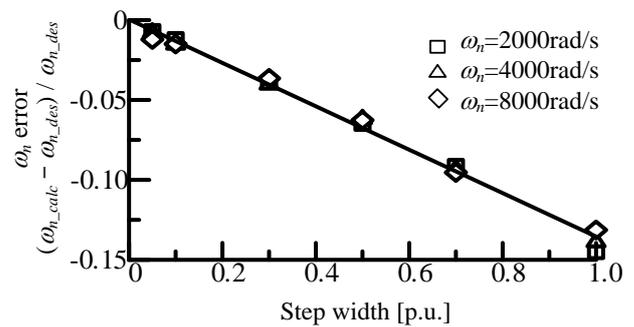


Fig.4. Error between design and simulated value.

傍であることを前提としているためである。

4. まとめ

提案した設計法によって、特に定常状態近傍において、設計通りの応答を得られることを確認した。1p.u.ステップ状負荷が加わった際に要求を満たす応答を得るためには、固有角周波数を要求値より 20%程度大きく設計すれば良い。

参考文献

(1) 小島・長谷川・松井, H22 JIASC, 1-37, I-303-I-304