

유도전동기 효율의 최적화를 위한 적응제어기 설계

황영호, 박기광, 신인섭, 김홍필*, 양해원
 한양대학교 전자전기제어계측공학과, *경일대학교 컴퓨터제어·전기공학부

Design of Adaptive Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors

Young Ho Hwang, Ki Kwang Park, In Sub Shin, Hong Pii Kim*, Hai Won Yang
 Dept. of Electronic Electrical Con. & Inst. Eng. Hanyang Univ., *Sch. of Com. Elec. Eng. Kyungil Univ.

Abstract - This paper addresses the adaptive controller for efficiency optimization of induction motors. The paper describes an adaptive controller based on-line efficiency optimization control of a drive that uses a direct vector controlled induction motors. To improve the efficiency of the induction motors, it is important to find the optimal flux reference that minimize power loss. The proposed optimal flux reference is derived using a power loss function that is constructed with stator resistance losses, rotor resistance losses and core losses. The proposed sliding mode flux observer generates estimates the unmeasured rotor fluxes. An optimal efficiency controller has goal of maximizing the efficiency for a given speed and load torque. A simulation shows the effectiveness of the proposed technique.

1. 서 론

일반적인 유도전동기의 자속은 최대 토크를 발생하기 위한 정격치로 유지한다. 그래서 불필요한 토크로 인한 에너지 손실이 발생하게 된다. 그러므로 최소 요구되는 토크만큼의 자속 에너지를 공급함으로써 에너지 손실을 줄일 수 있다. 직접벡터제어 방식은 유도전동기의 자속을 직접 측정하거나 자속관측기를 이용하여 제어를 구성한다. 그러나 일반적으로 자속을 직접 측정하는 것은 매우 어려움으로 대부분 자속관측기를 이용하고 있다. 그러므로 자속관측기에 대하여 깊이 있게 연구되고 있다[1][2]. [3]은 간접 벡터 방식의 유도전동기 효율의 최적화를 위한 적응 퍼지제어기를 소개하고 있다.

본 논문은 유도전동기 효율의 최적화를 위하여 슬라이딩 모드 자속관측기를 기반으로 한 적응 제어기를 제안하였다. 최적의 기준자속을 정의함으로써 자속제어기를 최적화 하였다. 제안된 슬라이딩 모드 자속관측기는 유도전동기의 속도추종과 동시에 전력효율을 향상시키기 위하여, 변동하기 쉬운 회전자저항을 포함하는 회전자 역시정수와 같은 전기적 불확실성과 부하토크 외란, 마찰력, 관성모멘트 등과 같은 기계적 불확실성을 보상하고 있다. 본 논문의 구성은 2장에서 유도전동기의 고정자좌표계에서의 수학적 모델과 슬라이딩모드 적응 자속관측기를 설계하고, 3장에서는 유도전동기에 대한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 제어기법의 효과를 입증한다.

2. 본 론

2.1 유도전동기의 수학적 모델[4]

유도전동기 고정자 좌표계에서의 상태 공간 모델은 다음과 같은 field oriented 모델식으로 변환 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \mu\psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega \\ \frac{di_q}{dt} &= -\gamma i_q - n_p \omega \psi_d - n_p \omega i_d - \alpha M \frac{i_q i_d}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma} u_q \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= -\alpha \psi_d + \alpha M i_d \\ \frac{di_d}{dt} &= -\gamma i_d + \alpha \beta \psi_d + n_p \omega i_q + \alpha M \frac{i_q^2}{\psi_d} + \frac{1}{\sigma} u_d \\ \frac{dp}{dt} &= n_p \omega + \alpha M \frac{i_q}{\psi_d} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 ω 는 회전속도, i_d, i_q 는 고정자 전류 벡터의 dq성분, u_d, u_q 는 고정자 전압 벡터의 dq성분, ψ_d, ψ_q 는 회전자 자속의 벡터의 dq성분, T_L 는 부하 토크, J 는 회전자축의 관성이다. 그리고 $\alpha, \beta, \gamma, \sigma, \mu$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\sigma = L_s(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}), \mu = \frac{n_p M}{J L_s}, \alpha = \frac{R_r}{L_s}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s}, \gamma = \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

식(1)을 구조적으로 살펴보면 유도전동기 시스템이 두개의 2차 하부시스템으로 분리됨을 알 수 있다. 첫 번째 하부시스템은 고정자 전압 u_q 가 제어입력이며 회전속도 ω 를 발생시키는 고정자 전류의 q축 성분 i_q 로 구성되고, 두 번째 하부시스템은 고정자 전압 u_d 가 제어입력이며 회전자 자속

ψ_d 를 발생시키는 고정자 전류의 d축 성분 i_d 로 구성된다.

2.2 최적의 기준자속 설계[5]

유도전동기의 전체 손실 성분은 다음과 같다.

$$P_{loss} = P_{cus} + P_{cur} + P_{fe} \quad (2)$$

여기서 $P_{cus} = R_s(i_q^2 + i_d^2)$ 은 고정자 동손, $P_{cur} = R_r(i_q^2 + i_d^2)$ 은 회전자 동손

이고 $P_{fe} = \frac{w_e^2}{R_{fe}}$ 은 철손이다. 그러므로 식(2)은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$P_{loss} = (a_1 + a_2 w^2) \psi_d^2 + a_3 \frac{T_e^2}{\psi_d^2} \quad (3)$$

여기서 $a_1 = R_s/M^2, a_2 = 1/(R_r + R_{fe}), a_3 = \frac{L_r^2}{n_p^2 M^2} (R_s + \frac{R_r R_{fe}}{R_r + R_{fe}})$ 이다.

모터 전체의 효율은 다음과 같이 정의 된다.

$$\epsilon = \frac{\omega T_e}{P_{loss} + \omega T_e} = \frac{\omega T_e}{(a_1 + a_2 w^2) \psi_d^2 + a_3 \frac{T_e^2}{\psi_d^2} + \omega T_e} \quad (4)$$

위 식(4)로부터 효율을 최대로 만드는 최적의 기준자속은 다음과 같이 정의 된다.

$$\psi_d^* = \psi_{opt} = \sqrt{\sqrt{\frac{a_3}{a_1 + a_2 w^2}} T_e} \quad (5)$$

ψ_{opt} 은 토크 T_e 와 속도 ω 에 대한 함수이다.

2.3 슬라이딩 모드 자속관측기 설계

고정자 전류 추정오차를 이용한 슬라이딩 모드 자속 관측기를 다음과 같이 제안한다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\psi}_a}{dt} &= -\alpha \hat{\psi}_a - n_p \omega \hat{\psi}_b + \alpha M i_a - \frac{w_{beq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_a/\Phi) \\ \frac{d\hat{\psi}_b}{dt} &= n_p \omega \hat{\psi}_a - \alpha \hat{\psi}_b + \alpha M i_b - \frac{w_{beq}}{\beta} - \frac{k_o}{\beta} \text{sat}(\tilde{i}_b/\Phi) \\ \frac{d\hat{i}_a}{dt} &= \alpha \beta \hat{\psi}_a + n_p \beta \omega \hat{\psi}_b - (\alpha \beta M + \eta) i_a + \frac{1}{\sigma} u_a + v_{aeq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_a/\Phi) \\ \frac{d\hat{i}_b}{dt} &= -n_p \beta \omega \hat{\psi}_a + \alpha \beta \hat{\psi}_b - (\alpha \beta M + \eta) i_b + \frac{1}{\sigma} u_b + v_{beq} + k_o \text{sat}(\tilde{i}_b/\Phi) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b, \hat{i}_a, \hat{i}_b$ 는 ψ_a, ψ_b, i_a, i_b 의 추정값이고, $v_{aeq}, v_{beq}, w_{aeq}, w_{beq}$ 는 앞으로 설계 할 등가 제어성분이며, k_o 는 슬라이딩 모드에 도달하는 속도를 결정하는 양의 관측기이득이다.

새로운 미지의 오차변수를 다음과 같이 정의한다.

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta \hat{\psi}_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta \hat{\psi}_b \quad (7)$$

여기서 $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\psi}_a, \tilde{\psi}_b$ 관측오차이고 미지의 오차변수에 적용칙은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_a &= \gamma_1 \tilde{\alpha}_a + n_p \tilde{w}_a \\ \dot{z}_b &= \gamma_1 \tilde{\alpha}_b - n_p \tilde{w}_b \end{aligned} \quad (8)$$

위 자속관측기 식(6)에서 등가 제어성분은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} v_{aeq} &= \alpha \tilde{z}_a, \quad v_{beq} = \alpha \tilde{z}_b \\ w_{aeq} &= v_{aeq} + n_p \tilde{w}_a, \quad w_{beq} = v_{beq} - n_p \tilde{w}_b \end{aligned} \quad (9)$$

2.4 최적 적응제어기 설계

회전자 w 가 기준속도 w_{ref} 를 추종하도록 하고, 동시에 효율을 향상시키기 위하여 회전자 자속의 크기 ψ_d 가 최적 기준자속 ψ_{opt} 을 추적하도록 field oriented 모델에 기초하여 속도 및 자속에 대한 적응 백스테핑 제어기를 동시에 설계한다. <그림1>은 전체 제어시스템과 관측기의 구성도이다.

자속 관측기에서 추정된 자속 $\psi_d = \sqrt{\hat{\psi}_a^2 + \hat{\psi}_b^2}$ 이다. 식(1)의 첫 번째 속도 식을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \mu\psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega = \mu_N\psi_d i_q + F \quad (10)$$

여기서 $F = \Delta\mu\psi_d i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega$ 이다.

단계1) 속도 및 자속 제어

속도 추종오차 e_1 와 자속 추종오차 e_3 를 다음과 같이 정의한다.

$$e_1 = \omega - \omega_{ref}, \quad e_3 = \psi_d - \psi_{opt} \quad (11)$$

안정된 가상 제어입력을 구하기 위해 다음과 같은 Lyapunov 함수를 고려한다.

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \quad (12)$$

F 의 추정값을 사용한 안정화 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -k_{c1}e_1 + \omega - \hat{F} \\ \alpha_3 &= -k_{c3}e_3 + \dot{\psi}_d + \alpha\psi_d \end{aligned} \quad (13)$$

단계2) 토크 및 전류 제어

토크 및 전류 i_d 를 원하는 값으로 제어하기 위해 새로운 오차변수를 다음과 같이 정의한다.

$$e_2 = \mu_N\psi_d i_q - \alpha_1, \quad e_4 = \alpha M i_d - \alpha_3 \quad (14)$$

제어칙과 적응칙을 유도하기 위하여 Lyapunov 함수를 다음과 같이 선택한다.

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_4^2 + \frac{1}{2\gamma_4}\hat{F}^2 \quad (15)$$

위 식(15)을 이용하여 제어기와 적응칙을 다음과 같이 구할 수 있다.

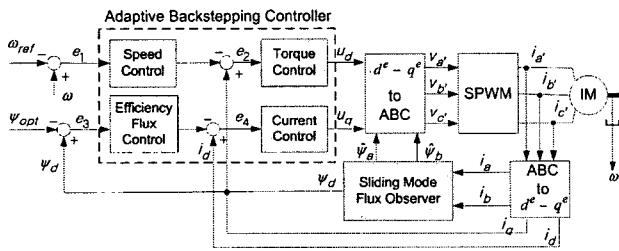
$$u_q = -\frac{\sigma}{\mu_N\psi_d}(e_1 + k_{c2}e_2 + \phi_1) \quad (16)$$

$$u_d = -\frac{\sigma}{\alpha M}(e_3 + k_{c4}e_4 + \phi_2) \quad (17)$$

$$\hat{F} = \gamma_4(e_1 + k_{c1}e_2)$$

여기서 $\phi_1 = k_{c1}(-k_{c1}e_1 + e_2) - \dot{\omega} + \hat{F} - \mu_N n_p \omega \psi_d (\beta\psi_d + i_d) - \mu_N \psi_d i_q [\alpha(\beta M + 1) + \eta]$

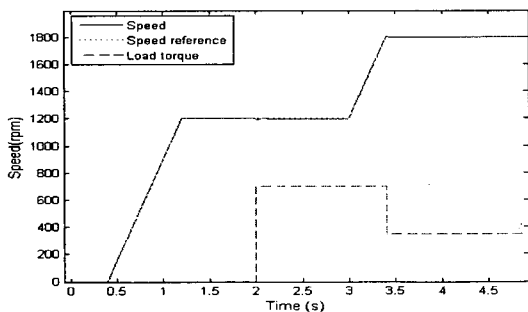
$$\begin{aligned} \phi_2 &= k_{c3}(-k_{c3}e_3 + e_4) - \dot{\psi}_d + \alpha M(n_p \omega i_q - \eta i_d) \\ &\quad + \alpha^2 [(\beta M + 1)(\psi_d - M i_d) + M^2 \frac{i_q^2}{\psi_d}] \end{aligned}$$



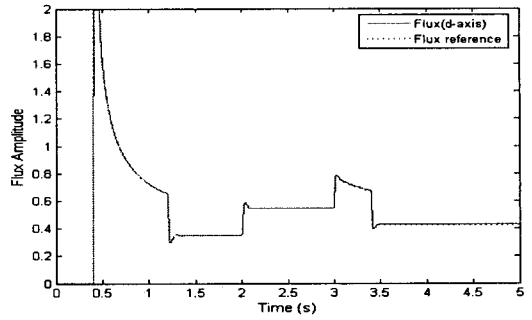
〈그림1〉 Proposed control system with efficiency flux controller

3. 모의 실험

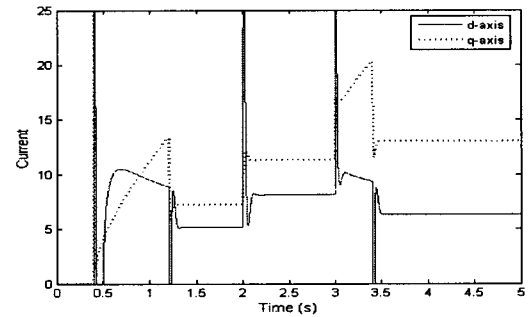
본 모의 실험에서는 제안한 슬라이딩 모드 자속관측기를 이용한 효율의 최적화를 위한 적응제어기의 타당성을 입증하고 성능을 비교하고자 한다. 기준속도와 부하토크는 〈그림2〉에 보여주고 있다. 〈그림2〉에서의 부하토크는 100배로 확대하여 나타내었다. 회전자자속의 초기값은 잔류자기를 고려하여 $\psi_a = \psi_b = \hat{\psi}_a = \hat{\psi}_b = 0.001$ 로 설정하고 이외의 모든 초기값들은 0으로 설정하였다. 관성모멘트의 평균값은 실제값의 50%로 설정하였다.



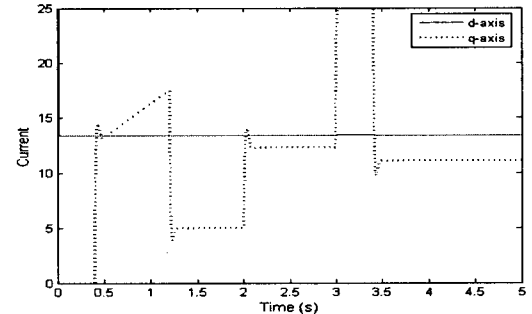
〈그림2〉 속도 추종 및 부하 토크



〈그림3〉 자속관측기의 최적의 기준자속 추종



〈그림4〉 최적의 기준자속 추종 시 d-q축 입력 전류



〈그림5〉 일반적인 기준자속 추종 시 d-q축 입력 전류

〈그림3〉은 최적의 기준자속에 대한 슬라이딩 모드 자속관측기의 추적 성능을 보여주고 있다. 〈그림4〉는 최적의 기준자속을 적용하였을 경우 d-q축에 인가되는 전류를 나타내고 있다. 〈그림5〉는 일반적인 기준자속값을 적용하였을 경우의 d-q축에 인가되는 전류를 나타내고 있다. 여기서 일반적인 기준자속값은 $\psi_{dref} = M i_{max} / \sqrt{2}$ 으로 결정되는 상수값으로 하였다. 〈그림4〉와 〈그림5〉를 비교해 보면 〈그림5〉보다 〈그림4〉의 경우 적은 양의 입력 전류값이 인가됨을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 유도전동기 효율의 최적화를 위한 적응 제어기를 제안하였다. 자속을 최적화하기 위하여 최적 기준자속을 정의하고 그 기준자속을 정확하게 추적할 수 있는 슬라이딩 모드 자속관측기를 제안하였다. 또한 제안된 적응 백스테핑 제어기는 시스템의 불확실성에 대한 강인함을 보여주었다.

〈참고 문헌〉

- [1] R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance", Int. J. of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 10, pp. 346-363, 1996.
- [2] I. Kanellakopoulos, P.T. Krein, and F. Disilbestro, "Nonlinear flux-observer-based control of induction motors", Proceeding of the American Control Conference, pp. 1700-1704, 1992.
- [3] D. A. Souza, W. C. P. A. Filho and G. C. D. Sousa, "Adaptive fuzzy controller for efficiency optimization of induction motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 2157-2164, 2007.
- [4] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearization control of induction motor," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 38, pp. 208-221, 1993.
- [5] S. Vaez-Zadeh, F.Hendi, "A continuous optimization controller for induction motor drives", Energy Conversion and Management, no. 46, pp. 701-713, 2005.