

적응 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 회전자의 시정수 추정 및 보상

이영실, 이정철, 이홍균, 남수명, 김종관, 정동화
순천대학교 공과대학 정보통신공학부

Time Constant Estimation and Compensation of Induction Motor rotor using Adaptive Fuzzy Controller

Young-Sil Lee, Jung-Chul Lee, Hong-Gyun Lee, Su-Myeong Nam, Jong-Kwan Kim, Dong-Hwa Chung
School of Information & Communication Engineering, Sunchon National Univ.

ABSTRACT

This paper is proposed an adaptive fuzzy controller of induction motor drive. The adaptive fuzzy controller approach for an estimate of the rotor time constant, which is used to adjust the estimate of the slip angular speed. An estimate of the rotor time constant was obtained using an model reference adaptive system(MRAS) in a fuzzy control scheme. The rotor time constant was estimated by utilizing the rotor flux estimates. This paper is proposed the theoretical analysis as well as the simulation results to verify the effectiveness of the new method.

1 서 론

유도전동기의 간접 벡터제어에서 슬립 각속도는 요구되는 동기속도를 얻기 위하여 사용한다. 슬립 각속도를 계산할 경우 회전자 시정수를 사용하며 이 시정수는 전동기의 과열될 경우 변화하게 된다. 따라서 회전자 시정수가 정확하게 추정이 되지 않으면 속도와 토크의 응답특성이 양호하게 나타나지 않는다.

회전자 시정수를 추정하는 방법에 관한 연구가 다양하게 이루어지고 있다.^{[1]-[2]} 고정자와 회전자의 회로 시정수를 사용하지 않고 회전자 시정수를 추정하는 방법이 제시되었다.^[3] 적응제어 기법을 사용하여 추정하는 방법도 제시되었으며 이는 MRAS(Model Reference Adaptive Syatem), EKF(Extended Kalman Filter) 및 관측기^{[4]-[5]}를 이용한 방법이었다. 그러나 이러한 방법은 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하다. 퍼지제어는 MRAS 속도 제어시스템에서 종래의 알고리즘 대신에 사용이 가

능하다. 이러한 퍼지제어의 적응과정은 제어시스템의 동작과 내부 구조에서 지식을 기초로 수행되는 적절한 퍼지룰의 집합을 이용한다.

본 논문에서는 회전자 자속의 추정을 이용하여 회전자 시정수를 추정하는 간단한 방법을 제시한다. 회전자 자속을 추정하는 방법은 기준모델과 적응 회전자 모델을 이용한다. 이 두 모델은 MRAS의 형태로 구성되며 두 모델의 오차를 영으로 근접하게 제어한다. 두 모델의 오차와 오차 변화분을 입력으로 퍼지제어기를 이용하여 회전자 시정수를 추정한다. 추정된 성능을 분석하고 본 논문의 타당성을 입증한다.

2 자속계산 방법

유도전동기의 $d-q$ 축 등가회로로부터 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \quad (2)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{dr} \quad (3)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{qr} \quad (4)$$

고정자와 회전자의 쇄교 자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \phi_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds}\end{aligned}\quad (7)$$

$$\begin{aligned}\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}\end{aligned}\quad (8)$$

유도전동기의 기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_l \quad (9)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (10)$$

식(1)과 (2)는 고정 좌표계에서 $\omega_e = 0$ 이며 이 식과 식(5)-(8)을 연립하여 풀고 정리하면 다음 식과 같다.

$$p\Phi_r = \frac{L_r}{L_m} [v_s - R_s i_s - \sigma L_s p i_s] \quad (11)$$

여기서, $\Phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$, $v_s = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$, $i_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$

회전자는 단락되어 있으므로 $v_{dr} = v_{qr} = 0$ 이며 고정 좌표계에서 $\omega_e = 0$ 이다. 이 조건을 식(3)과 (4)에 적용하고 식 (7)과 (8)을 연립하여 풀고 정리한다.

$$p\hat{\Phi}_r = \left(\frac{-1}{\hat{T}_r} \mathbf{I} + \hat{\omega}_r \mathbf{J}\right) \hat{\Phi}_r + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \mathbf{i}_s \quad (12)$$

여기서, $\hat{\Phi}_r = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{dr} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{bmatrix}$, $\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$, $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\hat{T}_r = \frac{L_r}{R_r}$

3 회전자 시정수의 추정

그림 1은 적응제어인 MRAS 형태의 퍼지제어기를 이용한 회전자 시정수의 추정에 대한 블록도를 나타낸다.

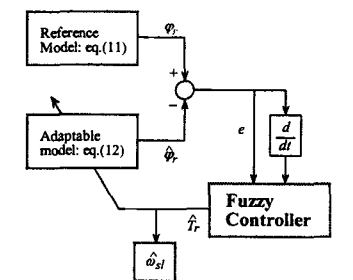


그림 1 시정수 추정을 위한 블록도

오차와 오차 변화분은 퍼지제어기의 입력이 되어 회전자 시정수를 조절한다. 조절된 시정수는 슬립 각속도를 계산한다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\hat{T}_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (13)$$

퍼지제어기의 입력은 속도오차 $e(kT)$ 와 속도오차의 변화분 $ce(kT)$ 는 다음 식으로 정의한다.

$$e(kT) = \omega_r^*(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (14)$$

$$ce(kT) = e(kT) - e(kT - T) \quad (15)$$

퍼지제어기의 출력은 $\Delta \hat{T}_r$ 이며 제어신호는 이를 적분하여 \hat{T}_r 를 얻는다. 그림 2는 멤버십 함수를 나타내며, 표 1은 퍼지의 룰 베이스를 나타낸다.

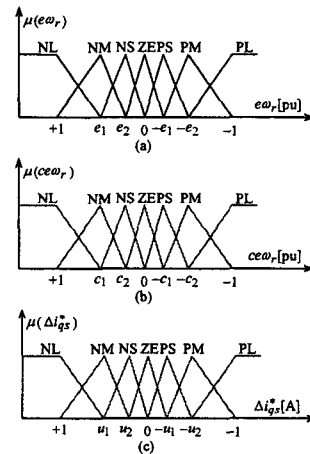


그림 2 퍼지변수의 멤버십 함수

표 1 퍼지룰 표

| | | | | | | | |
|-------------------------------------------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| $\begin{matrix} e\omega_r \\ ce\omega_r \end{matrix}$ | NL | NM | NS | ZE | PS | PM | PL |
| NL | NL | NL | NL | NL | NM | NS | ZE |
| NM | NL | NL | NL | NM | NS | ZE | PS |
| NS | NL | NL | NM | NS | ZE | PS | PM |
| ZE | NL | NM | NS | ZE | PS | PM | PL |
| PS | NM | NS | ZE | PS | PM | PL | PL |
| PM | NS | ZE | PS | PM | PL | PL | PL |
| PL | ZE | PS | PM | PL | PL | PL | PL |

4 회전자 시정수의 경신 알고리즘

회전자 시정수를 새롭게 경신하는 알고리즘에 의한 유도전동기의 간접 벡터제어의 블록도는 그림3과 같다.

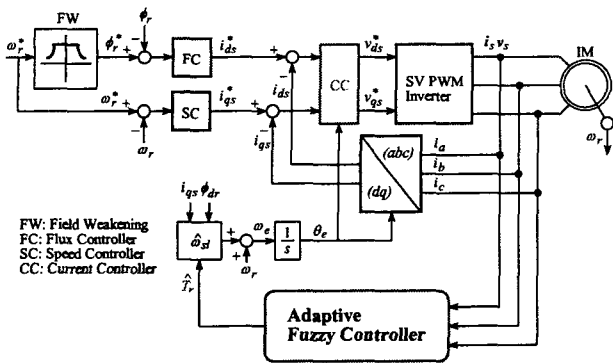


그림 3 제시된 \hat{T}_r 경신 알고리즘에 의한 블록도

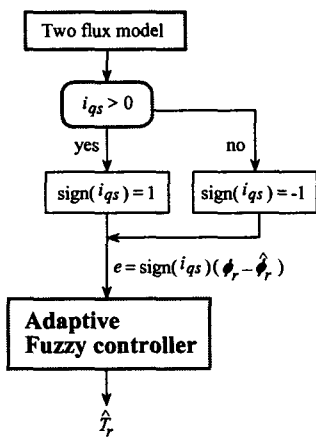


그림 4 시정수 경신 알고리즘

그림 4에서 퍼지제어기에서 입력 오차는 다음 식과 같다.

$$e = \text{sign}(i_{qs})(\phi_r - \hat{\phi}_r) \quad (16)$$

여기서 $\text{sign}(i_{qs})$ 는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \text{if } i_{qs} > 0, & \quad \text{sign}(i_{qs}) = 1 \\ \text{otherwise } i_{qs} > 0, & \quad \text{sign}(i_{qs}) = -1 \end{aligned} \quad (17)$$

경신되는 추정 회전자 시정수는 다음 식과 같다.

$$\hat{T}_r(k) = \hat{T}_r(k-1) + dU(k) \quad (18)$$

여기서 $dU(k)$ 는 퍼지제어기의 출력을 나타낸다.

5 시스템 성능결과

그림 5는 샘플링 주기를 $T_s = 0.1[\text{msec}]$ 로 하고 지령 속도를 1500[rpm], 초기 추정 시정수를 2배로 하여 운전 중, 1.5[sec]에서 스텝 지령속도를 -1500[rpm]으로 변화 하였을 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 그림 5(a)는

실제속도, (b)는 d 축 회전자 자속과 추정 d 축 회전자 자속 및 (c)는 q 축 회전자 자속과 추정 q 축 회전자 자속, (d)는 시정수와 추정 시정수를 나타낸다. 스텝 지령 속도 변화에 추정 $d-q$ 자속은 실제 자속에 추정하며 추정 시정수도 실제 시정수에 양호하게 추정된다.

그림 6은 그림 5와 같은 조건에서 초기 추정 시정수를 0.5배로 하였을 경우의 응답특성이다. 추정 시정수를 변화시켰을 경우에도 양호한 추정성능을 나타내고 있다

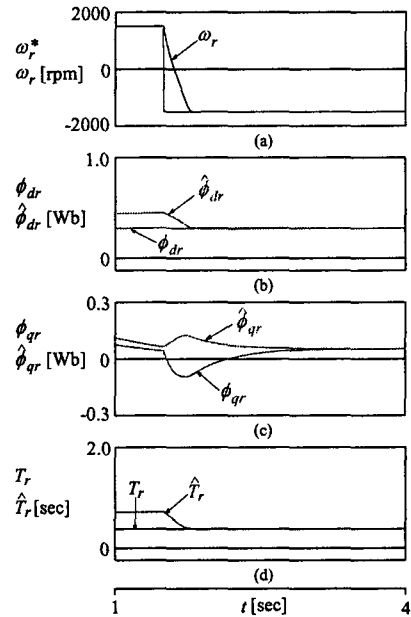


그림 5 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 2T_r$)

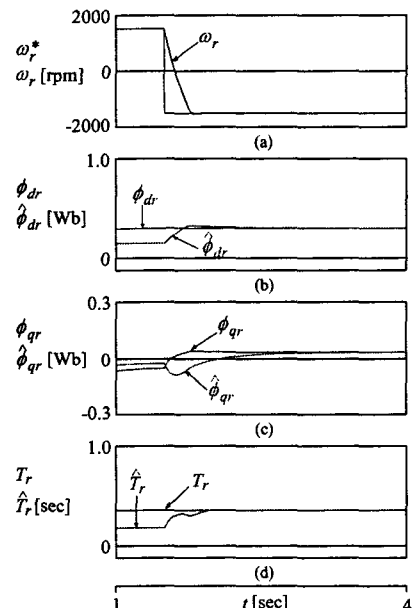


그림 6 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 0.5T_r$)

그림 7은 지령속도를 $-1500[\text{rpm}]$, 초기 추정 시정수를 2배로 하여 운전 중, $1.5[\text{sec}]$ 에서 스텝 지령속도를 $1500[\text{rpm}]$ 으로 변화하였을 경우의 응답특성이다.

그림 8은 초기 시정수를 0.5배로 하였을 경우의 응답 특성이다. 스텝 지령속도를 변화시켜도 추정 자속과 추정 시정수는 실제 자속과 실제 시정수에 양호하게 추정 된다.

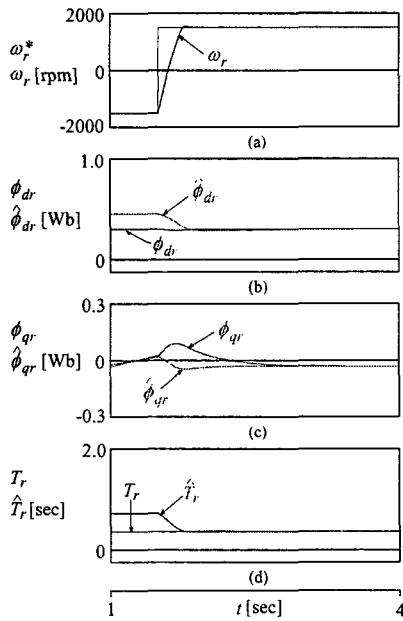


그림 7 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 2T_r$)

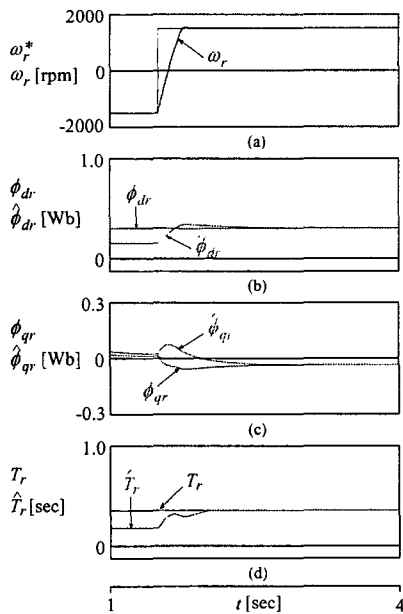


그림 8 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 0.5T_r$)

6 결 론

본 연구에서는 적응 퍼지 제어를 이용하여 회전자 시정수를 추정하는 방법을 제시하였다. 회전자 자속을 추정하는 방법으로 기준모델과 적응 회전자 모델을 이용하였다. 이 두 모델은 MRAS의 형태로 구성하며 두 모델의 오차를 영으로 근접하게 제어하였다

적응 퍼지 제어를 이용하여 다양한 지령속도의 변화와 추정 시정수의 초기상태를 변화하였을 경우에도 추정 자속과 시정수는 실제 자속과 시정수에 양호하게 추정하였다.

본 연구에서는 제시한 적응 퍼지 제어기는 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 회전자 시정수의 추정 및 보상에도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 적응 퍼지 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] L. Zhen and L. Xu, "Sensorless control of induction machines based on a mutual MRAS scheme," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no.5, pp.824-831, Oct. 1998.
- [2] T. Noguchi, S.Kondo and I. Takahashi, "Field-oriented control of an induction motor with robust on-line tuning of its parameter," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, no.1, pp.35-42, Jan. 1997.
- [3] K. Tungpimorut, F.Z. Peng, and T. Fukao, "Robust vector control of induction motor without using stator and rotor circuit time constants," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, no.5, pp.1241-1246, Sept. 1994.
- [4] L.C. Zai and T.A. Lipo, "An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives," in conf. Record IEEE Ind. Applications Society Ann. Meeting, Atlanta, GA, 1987, pp. 177-183.
- [5] S. Tamai et al., "Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system," in conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1987, pp. 189-195.