

MRAS 퍼지제어를 이용한 유도전동기 회전자의 시정수 추정

李廷喆*, 李洪鈞*, 鄭東和†, 車永斗**

Time Constant Estimation of Induction Motor rotor using MRAS Fuzzy Control

Jung-Chul Lee, Hong-Gyun Lee, Dong-Hwa Chung, and Young-Doo Cha

요 약

본 논문에서는 MRAS 퍼지제어를 이용한 회전자 시정수 추정 기법을 제안한다. 회전자 자속을 추정하는 방법은 기준모델과 적응 회전자 모델을 이용한다. 이 두 모델은 MRAS의 형태로 구성되며 두 모델의 오차를 영으로 근접하게 제어한다. 두 모델의 파라미터가 정확하면 동일한 결과를 얻는다. 그러나 회전자 시정수의 추정이 정확하게 이루어지지 않으면 두 회전자 자속의 추정은 서로 다른 각도를 가지게 된다. 두 모델의 오차와 오차 변화분을 입력으로 퍼지 제어기를 이용하여 회전자 시정수를 추정한다.

ABSTRACT

This paper presents time a constant estimation of induction motor using MRAS(model reference adaptive system) fuzzy control. The rotor time constant is enabled from the estimation of rotor flux, which has two methods. One is to estimate it based on the stator current and the other is to integrate motor terminal voltage. If the parameters are correct, these two methods must yield the same results. But, for the case where the rotor time constant is over or under estimated, the two rotor flux estimation have different angles. Furthermore their angular positions are related to the polarity of rotor time constant estimation error. Based on these observation, this paper develops a rotor time constant update algorithm using fuzzy control. This paper shows the theoretical analysis as well as the simulation results to verify the effectiveness of the new method.

Key Words : Induction Motor Drive, Fuzzy Control, MRAS, Time Constant Estimation

1. 서 론

유도전동기는 직류전동기와 비교하여 효율이 높고 강인하며 저렴한 가격의 특성을 가지고 있다. 그리고

체적이 작고 유지비가 적게 소요되며 실질적인 환경측면에서 안전하고 신뢰성이 있기 때문에 가변속 드라이브의 적용분야에서 매력을 느끼고 있다. 유도전동기의 간접 벡터제어에서 슬립 각속도는 요구되는 동기속도를 얻기 위하여 사용한다. 유도전동기의 토크와 자속이 결합되어 동특성으로 나타나기 때문에 슬립 각속도를 계산할 경우 오차가 나타나며 이 오차는 응답특성을 악화시킨다. 슬립 각속도는 회전자 시정수가 사용되며 이 시정수는 전동기가 과열될 경우 변화하게 된다. 따라서 회전자 시정수가 정확하게 추정이 되지 않으면 속도와

† 교신저자 : 정회원, 순천대 정보통신공학부 교수

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

* 정회원, 순천대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

** 정회원, (주)태성계전 대표이사

접수일자 : 2004. 6. 30

1차 심사 : 2004. 8. 24

2차 심사 : 2004. 10. 11

심사완료 : 2004. 12. 13

토크의 응답특성이 양호하게 나타나지 않는다¹⁻²⁾.

회전자 시정수를 추정하는 방법에 관한 연구가 다양하게 이루어지고 있다³⁻⁷⁾. 고정자와 회전자의 회로 시정수를 사용하지 않고 회전자 시정수를 추정하는 방법이 제시되었다³⁾. 그러나 이 방법에서는 자기 인덕턴스에 축적된 에너지를 사용하였다. 적응제어 기법을 사용하여 추정하는 방법도 제시되었으며 이는 MRAS(Model Reference Adaptive Sytatem)⁴⁻⁵⁾, EKF(Extended Kalman Filter)⁶⁾ 및 관측기⁷⁾를 이용한 방법이었다. 이러한 적응제어 기법은 부하토크 및 부하관성과 같은 광범위한 동작변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있는 우수한 기법으로 평가를 받았다. 그러나 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하다. 퍼지제어는 MRAS 속도 제어시스템에서 종래의 알고리즘 대신에 사용이 가능하다. 이러한 퍼지제어의 적응과정은 제어시스템의 동작과 내부 구조에서 지식을 기초로 수행되는 적절한 퍼지룰의 집합을 이용한다.

본 논문에서는 회전자 자속의 추정을 이용하여 회전자 시정수를 추정하는 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 파라미터가 정확하면 동일한 결과를 얻는다. 그러나 회전자 시정수의 추정이 정확하게 이루어지지 않으면 두 회전자 자속의 추정은 서로 다른 각도를 가지게 된다. 두 모델의 오차와 오차 변화분을 입력으로 퍼지제어기를 이용하여 회전자 시정수를 추정한다. 추정된 성능을 분석하고 본 논문의 타당성을 입증한다.

2. 자속계산 방법

그림 1은 동기 회전 좌표계에서 d-q 축 등가회로를 나타낸다.

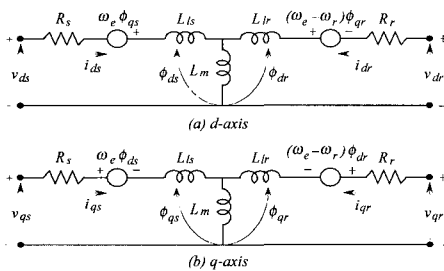


그림 1 동기회전 좌표계에서 d-q 등가회로
Fig. 1 d-q equivalent circuit at synchronously rotating reference frame

그림 1의 등가회로에서 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.

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

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

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

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

여기서, $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$

v_{ds}, v_{qs} : 고정자전압, i_{ds}, i_{qs} : 고정자전류

L_s, L_r : 고정자, 회전자의 인덕턴스

R_s, R_r : 고정자, 회전자의 저항, L_m : 상호 인덕턴스

유도전동기의 기계적인 방정식은 다음과 같다.

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

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

발생토크를 구하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\phi_{qs} \phi_{dr} - \phi_{ds} \phi_{qr}) \quad (11)$$

여기서, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: 누설계수

식 (1)과 (2)는 고정 좌표계에서 $\omega_e = 0$ 이며 이 식과

식 (5)-(8)을 연립하여 풀고 정리하면 다음 식과 같다.

$$p\Phi_r = \frac{L_r}{L_m} [v_s - R_s i_s - \sigma L_s p i_s] \quad (12)$$

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.

$$p\hat{\Phi}_r = \left(\frac{-1}{\hat{T}_r} \mathbf{I} + \hat{\omega}_r \mathbf{J}\right) \hat{\Phi}_r + \frac{L_m}{\hat{T}_r} i_s \quad (13)$$

여기서,

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

3. 회전자 시정수의 추정

그림 2는 적응제어인 MRAS 형태의 퍼지제어를 이용한 회전자 시정수의 추정에 대한 블록도를 나타낸다.

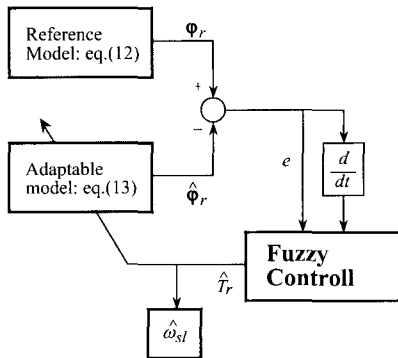


그림 2 시정수 추정을 위한 블록도
Fig. 2 Block diagram for time constant

기준 모델은 고정자 전압 식에서 구한 식 (12)을 사용하고 조절 모델은 회전자 전압 식에서 구한 식 (13)을 사용한다. 기준 모델에서 얻은 회전자 자속은 조절 모델에서 얻은 추정 회전자 자속과 비교한다. 오차와 오차 변화분은 퍼지제어기의 입력이 되어 회전자 시정수를 조절한다. 조절된 시정수는 슬립 각속도를 계산한다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\hat{T}_r} \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (14)$$

퍼지제어기의 입력은 회전자 자속오차 $e(kT)$ 와 회전자 자속오차의 변화분 $ce(kT)$ 는 다음 식으로 정의한다.

$$e(kT) = \Phi_r(kT) - \hat{\Phi}_r(kT) \quad (15)$$

$$ce(kT) = e(kT) - e(kT - T) \quad (16)$$

퍼지제어기의 출력은 $\Delta\hat{T}_r$ 이며 제어신호는 이를 적분하여 \hat{T}_r 를 얻는다. 각 룰 베이스는 7개의 퍼지집합

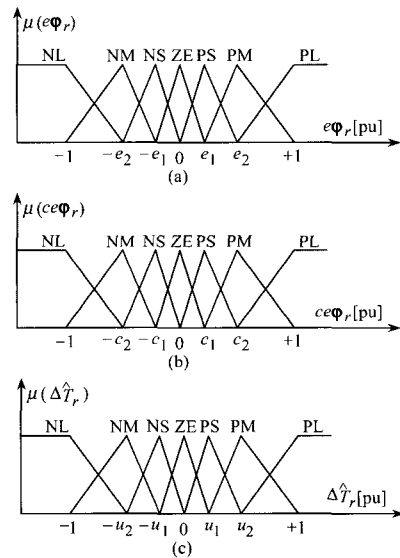


그림 3 퍼지변수의 멤버쉽 함수
Fig. 3 Membership function of the fuzzy variables

표 1 퍼지를 표
Table 1 Fuzzy rule table

$e\Phi_r \backslash ce\Phi_r$	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

으로 나눈다. 그림 3은 멤버쉽 함수를 나타내며 그림 3(a)는 자속오차, 그림 (b)는 자속오차의 변화분이며 그림 (c)는 제어변수를 나타낸다. 표 1은 퍼지의 룰 베이스를 나타낸다. 여기서 NL(Negative Large), NM (Negative Medium), NS(Negative Small), ZE(Zero), PS(Positive Small), PM(Positive Medium) 및 PL (Positive Large)이다.

4. 회전자 시정수의 경신 알고리즘

회전자 시정수를 새롭게 경신하는 알고리즘에 의한 유도전동기의 간접 벡터제어의 블록도는 그림 4와 같다.

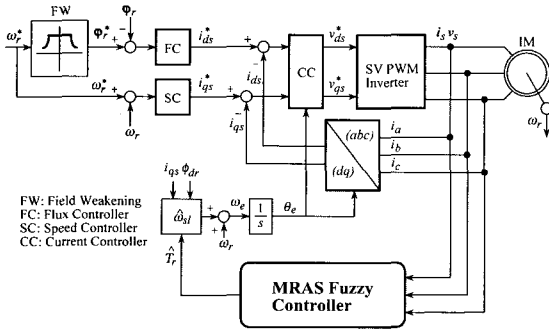


그림 4 제시된 \hat{T}_r 경신 알고리즘에 의한 블록도
Fig. 4 Block diagram with the proposed \hat{T}_r update algorithm

그림 5에서 퍼지제어기에서 입력 오차는 다음 식과 같다.

$$e = \text{sign}(i_{qs})(\phi_r - \hat{\phi}_r) \tag{17}$$

여기서 $\text{sign}(i_{qs})$ 는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \text{if } i_{qs} > 0, & \quad \text{sign}(i_{qs}) = 1 \\ \text{otherwise,} & \quad \text{sign}(i_{qs}) = -1 \end{aligned} \tag{18}$$

경신되는 추정 회전자 시정수는 다음 식과 같다.

$$\hat{T}_r(k) = \hat{T}_r(k-1) + \Delta\hat{T}_r(k) \tag{19}$$

여기서 $\Delta\hat{T}_r(k)$ 는 퍼지제어기의 출력을 나타낸다.

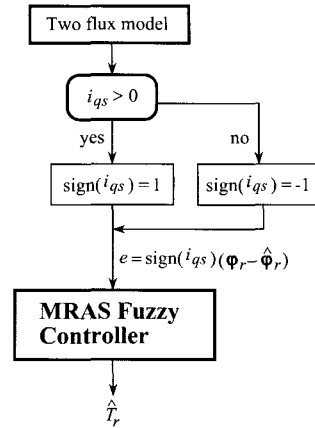


그림 5 시정수 경신 알고리즘
Fig. 5 Update algorithm of time constant

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 유도전동기의 파라미터는 표 2와 같다

표 2 유도전동기의 파라미터
Table 2 Parameter of induction motor

극수	4
고정자 저항 R_s	0.59[Ω]
회전자 저항 R_r	0.18[Ω]
정격 주파수	60[Hz]
고정자 인덕턴스 L_s	64.72[mH]
회전자 인덕턴스 L_r	64.72[mH]
상호 인덕턴스 L_m	61.91[mH]
정격 속도	1800[rpm]

그림 6은 초기추정 시정수를 실제 시정수의 2배로 설정하고 스텝 지령속도가 변화할 경우 시정수를 추정 한 응답특성이다. 부하토크를 4[N·m]인 가 한 상태에서 스텝 지령속도를 -1500[rpm]으로 운전 중 1.5[sec]에서 스텝 지령속도를 1500[rpm]으로 변화시켰다. 그림 6(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며, 그림 6(b)는 d 축 회전자 자속과 추정 d 축 회전자 자속을 나타낸다. 그림 6(c)는 q 축 회전자 자속과 추정 q 축 회전자 자속을 나타내고 그림 6(d)는 실제 시정수와 추정 시정수를 나타낸다. 스텝 지령속도 변화에서 추정 d-q 자속은 실제자속에 추정하며 추정 시정수도 실제 시정수에 매우 양호하게 추정하고 있다.

그림 7은 초기추정 시정수를 0.5배로 하여 그림 6과 같은 조건에서 지령속도를 스텝변화시켰을 경우의 응답특성이다. 초기추정 시정수를 변화시켰을 경우에도 추정 회전자 자속과 추정 시정수는 실제 회전자 자속과 실제 시정수에 양호하게 추정한다.

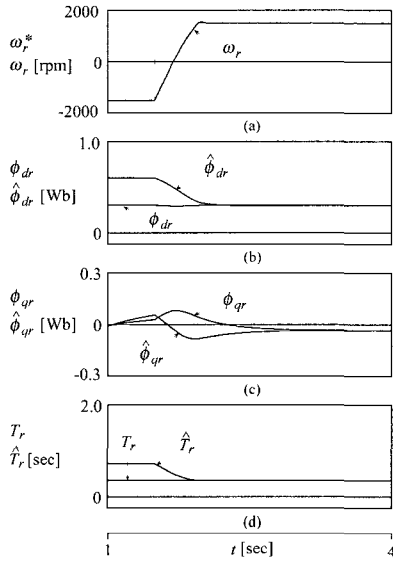


그림 6 스텝지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 2T_r$)
 Fig. 6 Response characteristics with change of step command speed

그림 8은 스텝 지령속도를 1500[rpm]로 하고 초기추정 시정수를 2배로 하여 운전 중, 1.5[sec]에서 스텝 지령속도를 -1500[rpm]으로 변화하였을 경우의 응답특성이다.

그림 9는 초기 시정수를 0.5배로 하여 그림 8과 같

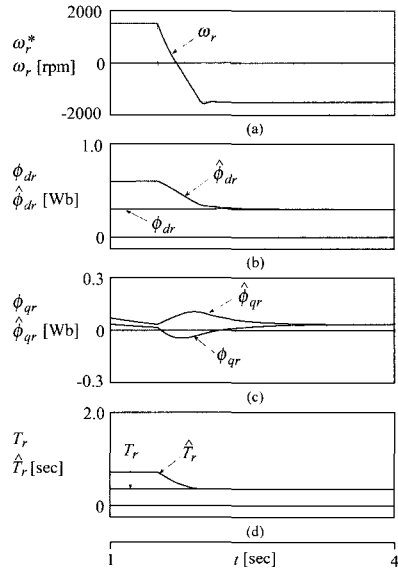


그림 8 스텝지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 2T_r$)
 Fig. 8 Response characteristics with change of step command speed

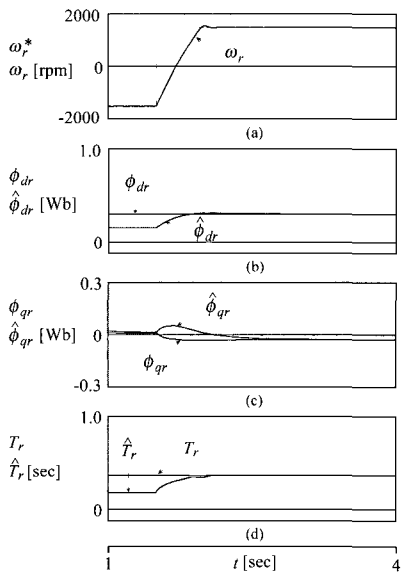


그림 7 스텝지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 0.5T_r$)
 Fig. 7 Response characteristics with change of step command speed

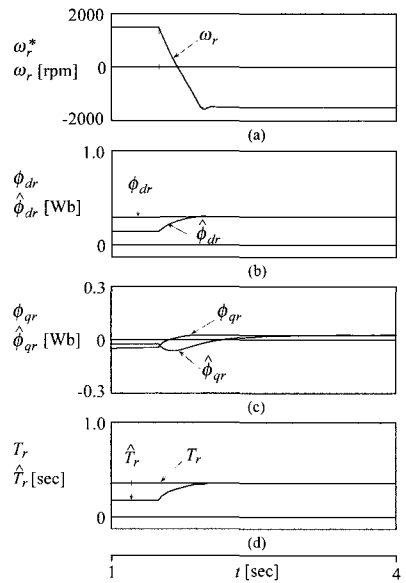


그림 9 스텝지령속도의 변화에 대한 응답특성 ($\hat{T}_r(0) = 0.5T_r$)
 Fig. 9 Response characteristics with change of step command speed

은 조건에서 운전하였을 경우의 응답특성이다. 스텝 지령속도를 역회전시켰을 경우 퍼지제어기의 입력오차에서 $\text{sign}(i_{qs}) = -1$ 이 되며 스텝 지령속도를 변화시켰을 경우에도 추정 회전자자속과 추정 시정수는 실제 회전자자속과 실제 시정수에 양호하게 추정한다.

그림 10은 무부하 상태에서 1500[rpm]으로 운전 중, 1.5[sec]에서 2.5[sec]까지 부하토크를 $4[N \cdot m]$ 인가할 경우 시정수를 추정한 응답특성이다. 그림 10(a)는 초기추정 시정수를 2배로 한 경우의 지령속도와 실제속도이며, 그림(b)는 실제 시정수와 추정 시정수이다. 그림 10(c)는 초기추정 시정수를 0.5배로 설정한 경우 실제속도와 추정속도이고, 그림 10(d)는 실제 시정수와 추정 시정수이다. 부하토크를 인가한 경우에도 의추정 시정수는 실제 시정수에 양호하게 추정한다.

따라서 본 논문에서 제시한 추정 회전자 시정수 알고리즘은 스텝 지령속도 변화, 부하토크 변화에도 양호한 추정성능을 얻을 수 있었다.

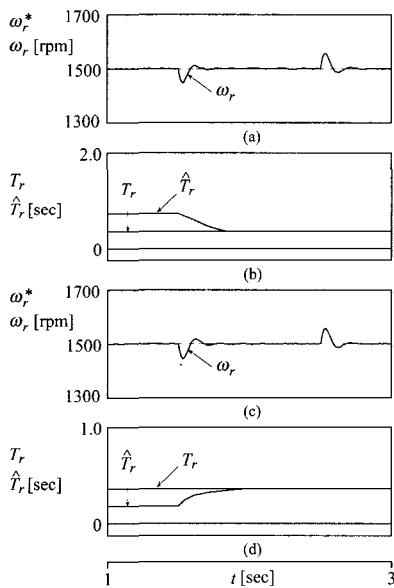


그림 10 부하토크의 변화에 대한 응답비교
Fig. 10 Response comparison with change of load torque

6. 결 론

본 연구에서는 적응제어인 MRAS 형태의 퍼지제어기를 이용한 회전자 시정수의 추정 방법을 제시하였다. 회전자 자속을 추정하는 방법으로 MRAS의 형태로 구성된 기준모델과 적응 회전자 모델을 이용하였

다. 기준 모델에서 얻은 회전자 자속과 조절 모델에서 얻은 추정 회전자 자속을 비교하여 오차를 구하고 오차와 오차 변화분을 퍼지제어기의 입력으로 하여 회전자 시정수를 조절하였다.

MRAS 퍼지제어기를 이용하여 정·역회전의 스텝 지령속도의 변화와 부하토크의 변화에 초기추정 시정수를 다양하게 변화시켜도 추정 회전자 자속과 추정 시정수는 실제 회전자 자속과 실제 시정수의 추정에 우수한 성능을 얻을 수 있었다.

본 연구에서 제시한 MRAS 퍼지 제어기는 회전자 시정수의 추정 및 보상에도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 MRAS 퍼지 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 연구는 2004년도 순천대학교 산·학·연 컨소시엄 사업에 의해 수행되었으며 이에 감사드립니다.

참 고 문 헌

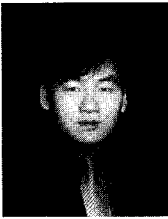
- [1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives," Oxford, Clarendon Press, 1998.
- [2] W. Leonard, "Control of electrical drives," Springer-Verlag, 1996.
- [3] K. Tungpimolrut, F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust vector control of induction motor without using stator and rotor circuit time constant," IEEE Trans. on IA, Vol. 30, No. 5, pp. 1241-1246, 1994.
- [4] L. Zhen and L. Xu, "Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme," IEEE Trans. on IE, Vol. 45, No. 5, pp. 824-831, 1998.
- [5] 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 IA, Vol. 24, No. 1, pp. 35-42, 1997.
- [6] L. Zai and T. A. Lipo, "An extended kalman filter approach to rotor time constant measurement in the PWM induction motor drives," IEEE Trans. on IA, Vol. 28, No. 1, pp. 96-104, 1992.
- [7] D. J. Atkinson P. P. Aramley and J. W. Finch, "Observers for induction motor state and parameter estimation," IEEE Trans. on IA, Vol. 27, No. 6, pp. 1119-1127, 1991.

저 자 소 개



이정철(李廷喆)

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 정보통신공학부 입학. 2003년 동 대학원 박사과정 수료.



이홍균(李洪鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 박사과정 수료.



정동화(鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대 정보통신공학부 교수.



차영두(車永斗)

1972년 조선대 공업전문대학 졸업. 1993년 연세대 산업대학원 수료. 1992년~현재 (주)태성계전 대표이사.