

유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위한 MRAC 퍼지제어

李 廷 詰, 鄭 東 和*

MRAC Fuzzy Control for High Performance of Induction Motor Drive

Jung-Chul Lee and Dong-Hwa Chung

요 약

본 논문은 벡터로 제어되는 유도전동기 드라이브를 위하여 퍼지논리에 기초한 속도 및 자속제어기의 적응제어를 제시한다. 적응 메카니즘에서 제시된 모델기준 적응방법은 전동기의 속도와 기준모델의 출력 사이에서 측정된 오차와 오차의 변화에 의하여 퍼지논리를 수행한다. MRAC(Model Reference Adaptive Control) 퍼지제어기는 다양한 동작조건을 위하여 시뮬레이션에 의해 평가한다. 제시한 MRAC 퍼지제어기의 타당성은 유도전동기 드라이브 시스템에 적용하여 성능 결과로 입증한다.

ABSTRACT

This paper investigates the adaptive control of a fuzzy logic based speed and flux controller for a vector controlled induction motor drive. A model reference adaptive scheme is proposed in which the adaptation mechanism is executed by fuzzy logic based on the error and change of error measured between the motor speed and output of a reference model. The control performance of the model reference adaptive control(MRAC) fuzzy controller is evaluated by simulation for various operating conditions. The validity of the proposed MRAC fuzzy controller is confirmed by performance results for induction motor drive system.

Key Word : Induction Motor, Fuzzy Control, MRAC, High Performance, Adaptive Mechanism

1. 서 론

최근 전문가 시스템, 퍼지제어 및 신경회로망을 이용한 지능제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 주요한 툴로서 인식되고 있다. 적응제어와 강인성 제어를 지능제어와 상호 결합한 형태는 드라이브 분야에서 가장 유망한 연구 성과로 나타나고 있다. 이는 적응성 및 강인성이 요구되는 교류전동기 드라이브에서 지능제어의 특성 및 실제적 구현이 최적화의 개발을 위한 최고의 연구로 각광을 받고 있다^{1, 2)}.

FOC(Field Orientation Control) 기법에 의한 유도전동기 드라이브는 고성능 제어의 적용에서 진가를 발휘하고 있다³⁻⁵⁾. 고속 과도응답은 토크와 자속의 비간섭 제어에 의해 가능하다. 그러나 종래의 PI 제어기는 동적 속도추정, 파라미터 변동 및 부하 외란을 취급하는데 어려움이 있었으며 제어 시스템의 동작은 성능이 양호한 결과로 나타나지 않았다.

퍼지논리는 각각 다른 데이터 집합과 의사결정에 관련된 다양한 문제점들을 근사 추론을 이용하여 해결할 수 있다. 그리고 다변 값 논리, 확률 및 휴먼 연구에 의한 인공지능 등이 상호 결합된 수학적 이론에 기초한다⁶⁾. 제어 시스템에서 수학적 모델링이 어렵고 불가능했던 복잡한 비선형 플랜트의 제어에 종래의 제어 이론을 퍼지논리로 대체하여 사용할 수 있게 되었다⁷⁾.

퍼지제어는 종래의 PI 제어기의 문제점은 다소 해결되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인

*순천대학교 전기제어공학과 교수

E-mail : hwa77@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2002. 1. 15

1차심사요청일 : 2002. 1. 22 2차심사요청일 : 2002. 3. 18

심사완료일 : 2002. 4. 15

성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.

유도전동기의 고성능 드라이브는 동적 특성에서 다양한 속도 추정능력, 부하 변화에 적응하여 조절할 수 있는 양호한 응답특성, 드라이브와 부하 파라미터의 변동에도 강인한 성능이 요구된다. 이러한 시스템에 양호한 성능을 얻기 위한 연구로 적응제어가 연구되었으며 적응제어는 종래의 PI 제어기에 비해 매우 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 최근 적응제어는 STC(Self Tuning Control), MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Control) 및 EKF(Extended Kalman Filter) 등의 다양한 기법들이 제시되었다^[8]. 이러한 적응제어 기법은 수학적인 모델링에 기초를 두고 있으며 다량의 알고리즘 때문에 매우 복잡하다.

본 연구에서는 MRAC 기법을 이용하여 유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지제어를 제시한다.

적응 퍼지제어는 종래의 퍼지제어 및 적응제어의 문제점을 보완하여 종래의 퍼지제어기에 기준 모델을 추가하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성한다. MRAC 퍼지제어는 2개의 퍼지제어의 블록으로 동작한다. 기준모델을 이용한 적응 메카니즘은 퍼지제어기의 지식 베이스를 수정 또는 퍼지제어기의 출력에 적응신호를 추가한 모델과 같이 시스템을 동작하게 된다. 종래의 퍼지제어기와 본 연구에서 제시한 MRAC 퍼지제어기의 응답특성의 결과를 비교한다. 지령속도의 변화, 스텝 부하토크의 변화 및 관성의 변화 등의 응답특성의 결과는 본 연구에서 제시한 MRAC 퍼지제어기가 종래의 퍼지제어기에 비해 매우 양호하게 나타났으며 그 결과들을 제시한다.

2. 드라이브 시스템과 모델링

그림 1은 간접 벡터제어에 의한 유도전동기 드라이브의 제어 블록도를 나타낸다. VSI(Voltage Source Inverter)는 광범위한 전압의 이용률과 전동기 전류의 고조파가 작게 나타나는 공간벡터 PWM 방식을 적용한다. 인버터의 입력 DC 전압은 220[V]의 일정한 값으로 설정하고 정격 속도와 최대 토크에서 양호한 전류제어를 수행하기 위하여 충분한 전압을 제공해준다. 고정자 4축 전류는 최대 허용 고정자 전류의 실효치에 의해서 제한된다. 속도 제어기는 퍼지제어기로 구성하여 응답특성을 구한다.

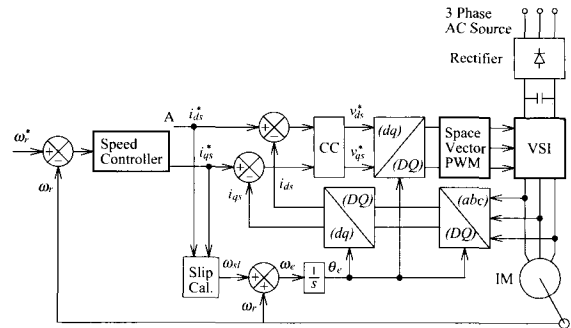


그림 1 간접 벡터제어에 의한 유도전동기 드라이브의 블록도

Fig. 1 Block diagram of indirect vector controlled IM drive

속도 및 자속제어기의 출력인 i_{qs}^* 와 i_{ds}^* 는 실제전류와 비교하여 CC(Current Controller)에서 제어하여 전압 v_{ds}^* 와 v_{qs}^* 를 얻는다. 슬립 각속도와 실제속도를 합하여 동기 각속도를 구하고 이를 적분하여 동기각을 구한다. 이 동기각은 좌표변환에 이용한다.

그림 2는 자속 제어기를 나타내며 그림 1에서 i_{ds}^* 에 있는 A 점에 연결된다. FW(Field Weakening) 제어에 의해 지령자속을 구한다. 실제자속을 계산하여 지령자속과 비교하여 자속제어기에서 제어한다. 자속제어기는 PI, Antiwindup PI 제어기 및 퍼지제어기로 구성되어 응답특성을 구한다. 속도제어기에서는 i_{qs}^* 가 제어되고 자속제어기에서는 i_{ds}^* 를 제어한다.

고정 기준축에서 PI 제어기는 위상지연 때문에 정상상태 오차를 발생시키므로 전류제어는 동기 기준축으로 변환한다. 유도전동기의 벡터제어 드라이브에서 전류와 자속에 관한 미분방정식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

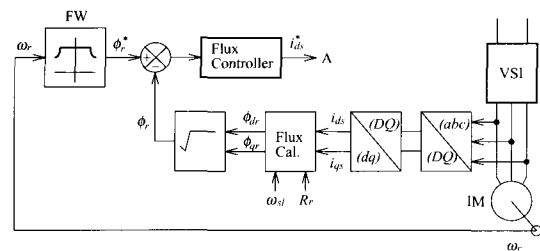


그림 2 자속제어기

Fig. 2 Flux controller

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_r}{L_r}\right) & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ \omega_e & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_r}{L_r}\right) & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, i_{ds}, i_{qs} : d, q 축 전류

ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : d, q 축 회전자 자속

v_{ds}, v_{qs} : d, q 축 고정자 전압

R_s, L_s : 고정자의 저항 및 자기인덕턴스

R_r, L_r : 회전자의 저항 및 자기인덕턴스

L_m : 상호인덕턴스

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

3. 퍼지제어기

퍼지집합 이론에 의한 퍼지제어는 1965년 Zadeh 교수에 의해 제시되었으며 최근에는 다양한 분야에서 요구되고 있다. 기술적인 관점에서 퍼지제어기는 두 적용분야에 사용된다. 첫째는 미지의 시스템을 위한 제어기 설계이며 둘째는 모델링 시스템을 위한 비선형 제어기에 적용된다. 첫째는 퍼지제어기의 설계에 필요한 수학적 모델링이 없으며 둘째는 선형으로 동작하는 종래의 제어기의 성능을 개선하기 위하여 퍼지제어기의 비선형 특성을 이용한다. 퍼지제어는 종래의 피드백 루프 제어를 교체한 연구가 검토되어 왔다^[9-10].

퍼지제어 시스템의 일반적인 구조는 그림 3에 나타내고 제어신호 U 는 두 상태변수인 오차 e 와 오차의 변화 ce 로부터 추론한다. 이 e 와 ce 는 실제 E 와 CE 신호를 알고 있는 각 이득요소를 나누어 유도한 pu 신호이다. 절대적인 의미로 퍼지제어기는 단지 퍼지량을 처리하기 위하여 설계한다. 따라서 모든 보통 입력값은 사용하기 전에 퍼지집합으로 변환시켜야 한다. 이 과정을 퍼지화 동작이라고 하며 싱글톤(Singleton)으로서 보통 입력값을 고려하여 수행할 수 있다. 여기서 싱글톤은 퍼지집합이 요구되는 입력값에 대해 1,

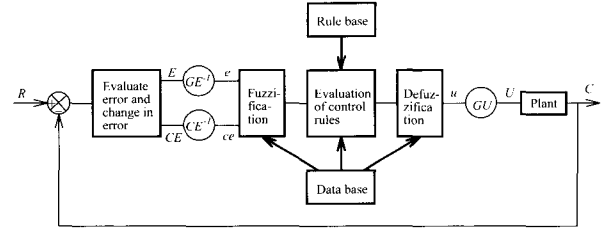


그림 3 퍼지제어기의 일반적인 구조
Fig. 3 General structure of a Fuzzy controller

전체집합의 모든 원소에서 모든 다른 점에 대해 0의 소속값을 가지는 것을 의미한다.

퍼지제어는 최소 오버슈트로서 고속 과도응답의 조건을 만족할 수 있다. 선정된 퍼지 제어기의 구조는 두 입력 변수인 오차 E 와 오차의 변화 CE , 하나의 출력변수인 제어설정에서의 변화를 처리한다.

입력변수는 퍼지집합을 사용하여 퍼지식으로 변환한다. 퍼지집합은 출력변수를 위한 퍼지집합을 발생하기 위하여 규칙베이스를 사용하여 추론에 의해 수행된다. 이 퍼지집합은 제어 시스템을 위한 보통 값으로 다시 변화한다. 퍼지집합은 다음과 같이 3, 5 또는 7 레벨로 구성한다. 퍼지집합 수의 선택은 퍼지제어기에 필요한 분해능과 조정에 의존한다.

- NL : Negative Large NM : Negative Medium
- NS : Negative Small ZE : Zero
- PS : Positive Small PM : Positive Medium
- PL : Positive Large

3.1 퍼지 속도제어기

그림 4는 퍼지제어기를 사용한 속도제어 시스템의 블록도를 나타낸다.

그림 5는 속도 및 자속 퍼지제어기의 블록을 나타낸다.

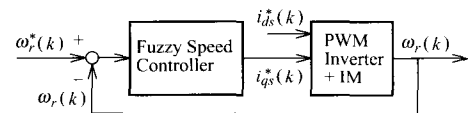


그림 4 퍼지 속도제어기의 블록도
Fig. 4 Block diagram of fuzzy speed controller

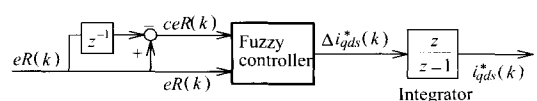


그림 5 퍼지제어기의 블록도
Fig. 5 Block diagram of fuzzy controller

퍼지제어기로 선정되어 입력되는 가장 중요한 변수는 속도오차와 속도오차의 시간 변화분이다. 속도제어에서 $eR(k)$ 는 $e\omega_r(k)$ 이며 $ceR(k)$ 는 $ce\omega_r(k)$ 이고 퍼지 제어기의 출력은 지령전류의 변화 Δi_{qs}^* 이다. 두 개의 입력변수는 $e\omega_r(k)$ 와 $ce\omega_r(k)$ 이며 매 샘플링 순간에서 다음과 같이 계산된다.

$$e\omega_r(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \quad (2)$$

$$ce\omega_r(k) = e\omega_r(k) - e\omega_r(k-1) \quad (3)$$

여기서, $\omega_r^*(k)$ 는 지령속도이며 $\omega_r(k)$ 는 실제 회전자 속도이다.

퍼지화 단계에서 보통변수 $e\omega_r(k)$ 와 $ce\omega_r(k)$ 는 삼각형 소속함수를 사용하여 퍼지변수 $e\omega_r$ 와 $ce\omega_r$ 로 변환한다. 소속함수는 그림 6에 나타낸다.

입력변수 $e\omega_r$ 와 $ce\omega_r$ 의 전체집합은 해석의 반복수행으로 설정한 $(-180, 180)[rad/s]$ 와 $(-5, 5)[rad/s]$ 이다. 출력변수 Δi_{qs}^* 의 전체집합은 $(-2, 2)[A]$ 이다. 각 퍼지변수는 0에서 $\pm[pu]$ 까지 변화하는 소속 μ 의 정도에 따라 부 집합수가 있다.

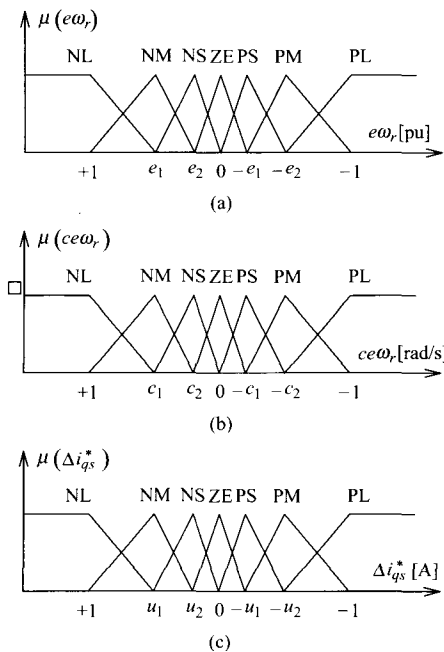


그림 6 퍼지변수의 소속함수
Fig. 6 Membership function of the fuzzy variables

표 1 속도제어기의 룰베이스
Table 1 Rule base for speed controller

$e\omega_r \backslash ce\omega_r$	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

변수 $e\omega_r$ 와 $ce\omega_r$ 는 표 1에서 49(7×7)개의 룰을 수행하는 추론에 의해 처리된다. 비 퍼지화 단계에서 출력변수 $\Delta i_{qs}^*(k)$ 의 보통 값을 얻는다. 간접 벡터제어 시스템에 적용하는 지령전류 $i_{qs}^*(k)$ 는 다음과 같다.

$$i_{qs}^*(k) = i_{qs}^*(k-1) + \Delta i_{qs}^*(k) \quad (4)$$

3.2 퍼지 자속제어기

그림 7은 유도전동기의 퍼지 자속제어기를 나타낸다. 자속제어에서 그림 5의 $eR(k)$ 는 $e\phi_r(k)$ 이며 $ceR(k)$ 는 $ce\phi_r(k)$ 이고 퍼지제어기의 출력은 지령전류의 변화 Δi_{ds}^* 이다. 자속제어기는 속도제어기와 유사한 방법으로 구성한다. 자속오차 $e\phi_r(k)$ 와 자속오차의 변화분 $ce\phi_r(k)$ 은 다음과 같다.

$$e\phi_r(k) = \phi_r^*(k) - \phi_r(k) \quad (5)$$

$$ce\phi_r(k) = e\phi_r(k) - e\phi_r(k-1) \quad (6)$$

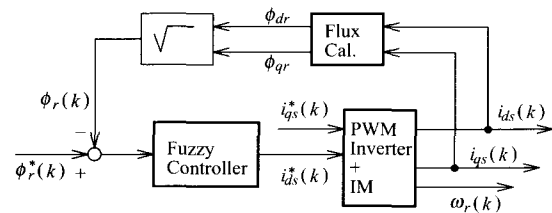


그림 7 퍼지 자속제어기의 블록도
Fig. 7 Block diagram of fuzzy flux controller

여기서, $\phi_r^*(k)$ 는 속도와 자속의 관계에서 얻을 수 있는 지령 회전자 자속이며 $\phi_r(k)$ 는 실제자속이다. $e\phi_r$ 와 $ce\phi_r$ 의 전체집합은 해석의 반복수행으로 설정한 $(-0.3, 0.3)[Wb]$ 와 $(-0.01, 0.01)[Wb]$ 이다. 출력변수 Δi_{ds}^* 의 전체집합은 $(-1.5, 1.5)[A]$ 이다. 제어 시스템에 적용하는 지령전류 $i_{ds}^*(k)$ 는 다음과 같다.

$$i_{ds}^*(k) = i_{ds}^*(k-1) + \Delta i_{ds}^*(k) \quad (7)$$

4. MRAC 퍼지제어기

MRAC는 그림 8에 나타난 특정 수학적 기준모델의 출력으로서 제어 시스템의 예측성능을 파악할 수 있다. 입력 r 는 지령속도 $\omega_r^*(k)$ 이며 플랜트는 PWM 인버터와 유도전동기이다. 그리고 플랜트의 출력 y 는 $\omega_r(k)$ 이며 기준모델의 출력은 m_y 는 $\omega_m(k)$ 이다.

MRAC 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 하나의 퍼지제어기는 그림 4의 종래의 퍼지 속도제어기가 사용되며 퍼지적응 알고리즘에 의해 출력은 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 이다. 다른 하나의 퍼지제어기는 기준모델을 사용하며 플랜트의 출력 y 는 기준모델의 출력 m_y 와 비교한 오차 e 는 퍼지적응 메카니즘을 수행하는데 사용된다. 기준모델은 안전화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 지연 시스템을 사용한다. 동일한 지령입력인 r 이 종래의 퍼지제어기와 기준모델에 공급된다. 기준모델의 출력은 지령신호에 요구되는 응답인 y_m 이다. 이 출력은 적응신호를 발생하는 시스템의 실질적인 응답 y 와 비교하여 오차를 감소하는 방향으로 퍼지 적응 메카니즘에 의해 동작된다. 그림 9는 기준모델에 의한 퍼지 적응 메카니즘을 나타낸다. 퍼지 적응 메카니즘의 루프는 종래의 퍼지제어기 루프와 병렬로 연결된다.

적응 메카니즘에 의한 출력은 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 과 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta i_{qs}^*(k)$ 를 구하고 이를 적분기를 통해 $i_{qs}^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

퍼지 적응 메카니즘의 입력은 기준모델의 출력과 실제속도의 오차($e\omega_m(k)$)와 오차의 변화분($ce\omega_m(k)$)을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

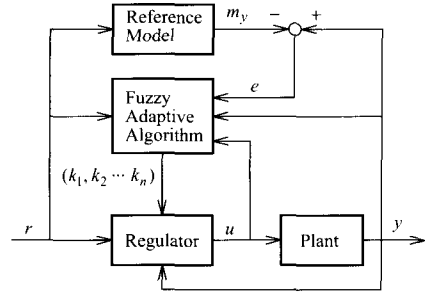


그림 8 MRAC 퍼지제어기의 블록도
Fig. 8 Block diagram of MRAC fuzzy controller

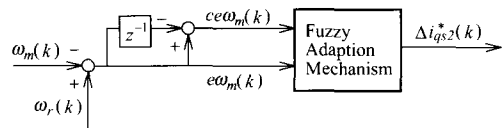


그림 9 기준모델에 의한 퍼지 적응 메카니즘
Fig. 9 Fuzzy adaption mechanism with reference model

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \quad (8)$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \quad (9)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q축 전류에 보상되는 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 가 발생되고 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 에 추가된다. 그러므로 퍼지제어기의 지령 q축 전류는 다음과 같다.

$$i_{qs}^*(k) = i_{qs}^*(k-1) + [\Delta i_{qs1}^*(k) + \Delta i_{qs2}^*(k)] \quad (10)$$

$e\omega_m$, $ce\omega_m$ 및 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 의 전체집합은 각각 $(-180, 180)[rad/s]$, $(-6, 6)[rad/s]$ 및 $(-1, 1)[A]$ 로 설정한다.

5. 결과 및 고찰

표 2는 유도전동기의 파라미터를 나타내며 이는 정적 값이다.

본 연구에서는 표 2와 같은 정적 파라미터를 갖는 유도전동기를 사용하였다. 샘플링 주기를 $T_s = [msec]$ 로 하였으며 기준모델에서 1차 지연요소의 시정수는 $\tau = 120[msec]$ 로 설정하였다.

그림 10은 퍼지제어기에 의한 유도전동기 드라이브의 응답 특성이다.

표 2 유도전동기의 파라미터

Table 2 Parameter of induction motor

Output	2.2[kW]	Torque	13.2[N·m]
Poles	4	Inertia (J)	0.056[kg·m ²]
Voltage	208[V]	R_s	0.59[Ω]
Current	15.9[A]	R_r	0.37[Ω]
Motor Speed	1770[rpm]	L_m	61.91[mH]
Frequency	60[Hz]	L_s, L_r	64.72[mH]

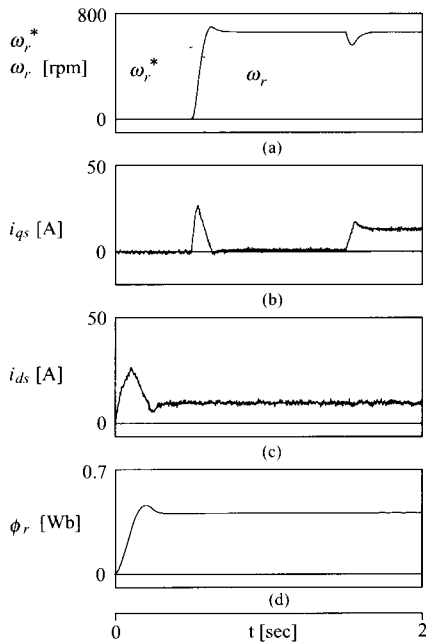


그림 10 퍼지제어기의 응답특성
Fig. 10 Response Characteristics of Fuzzy controller

속도의 2승에 비례하는 팬 부하를 인가한 상태에서 0.5[sec]에서 스텝 지령속도를 600[rpm]으로 운전하다가 1.5[sec]에서 부하토크를 1[pu]로 인가하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 10(a)에서 실제속도는 지령속도에 추종하고 있으나 오버슈트가 발생하고 부하를 인가할 경우에는 속도변화가 크게 나타나고 있다. 그림 (b)는 q축 전류를 (c)는 d축 전류를 나타낸다. 그림 (d)는 실제자속을 나타낸다.

그림 11은 그림 10과 같은 조건으로 운전할 경우, 본 연구에서 제시한 MRAC 퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 11(a)에서 실제속도는 오버슈트가 매우 작게 나타났으며 지령속도에 양호하게 추종하며 부하인가에 대한 속도변화도 양호하게 나타난다.

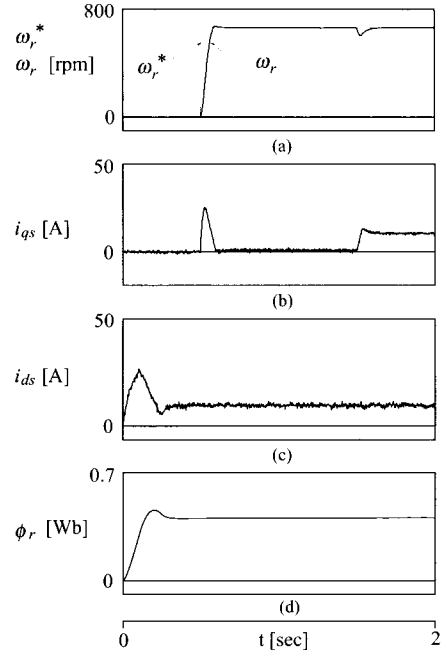


그림 11 MRAC 퍼지제어기의 응답특성
Fig. 11 Response Characteristics of MRAC Fuzzy controller

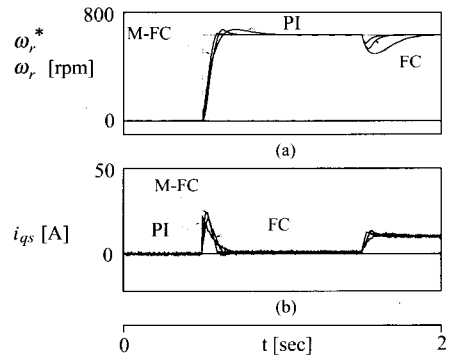


그림 12 PI, 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 응답특성의 비교
Fig. 12 The comparison of response characteristics with PI, Fuzzy Controller and MRAC Fuzzy Controller

그림 12는 PI, 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 속도와 q축 전류를 비교한 결과이다. 그림 12(a)에서 MRAC 퍼지제어기에서 속도는 종래의 PI 및 퍼지제어기의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타나며 부하변화에 대한 속도의 변화도 매우 양호하게 나타난다. 그림 12(b)에서는 MRAC 퍼지제어기의 q축 전류는 빠르게 추종하고 있다.

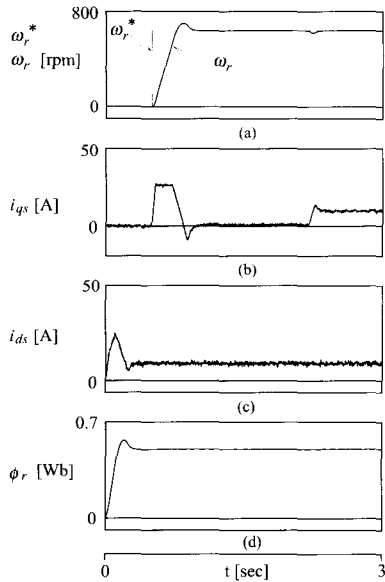


그림 13 퍼지제어기의 응답특성 ($J = 5J_n$)
 Fig. 13 Response Characteristics of Fuzzy controller

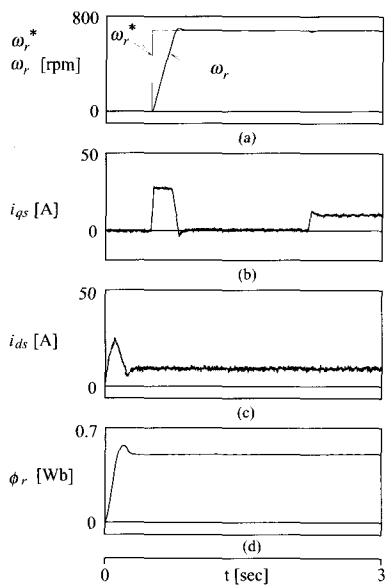


그림 14 MRAC 퍼지제어기의 응답특성 ($J = 5J_n$)
 Fig. 14 Response Characteristics of MRAC Fuzzy controller

그림 13은 관성을 5배 증가시켜 운전하였을 경우의 퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다. 관성을 증가시켰을 때 추종시간은 길어지고 오버슈트는 증가하지만 부하를 인가할 경우에는 속도의 변화가 작게 나타나고 있다.

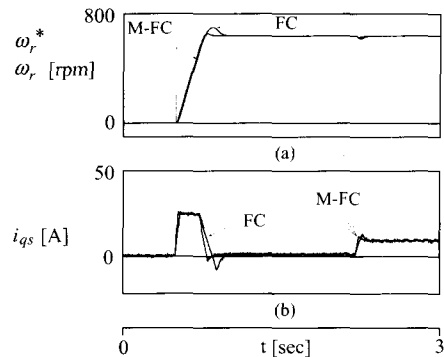


그림 15 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 응답비교
 Fig. 15 Response Comparison with Fuzzy Controller and MRAC Fuzzy Controller ($J = 5J_n$)

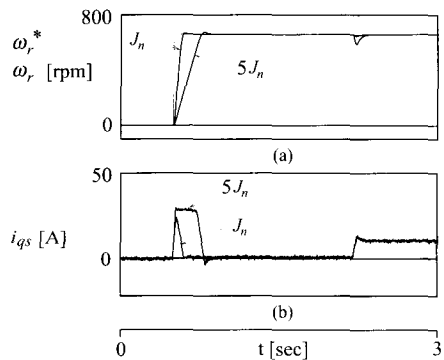


그림 16 관성에 의한 MRAC 퍼지제어기의 응답비교
 Fig. 16 Response Comparison of MRAC Fuzzy Controller with Inertia

그림 14는 그림 13과 같은 조건에서 MRAC 퍼지제어기의 응답 특성이다. 이는 종래의 퍼지제어기 보다 는 양호한 응답특성이 나타난다.

그림 15에서는 관성을 5배 증가시켰을 때 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 속도와 q축 전류를 비교한 결과이다. 관성을 증가시켰을 때 MRAC 퍼지제어기의 속도변화가 퍼지제어기에 비해 작게 나타나고 속도추종도 고속으로 나타나므로 MRAC 퍼지제어기의 응답특성이 매우 향상됨을 알 수 있다.

그림 16은 관성변화에 따른 MRAC 퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다. 관성이 증가하면 오버슈트가 크게 나타나지만 부하를 인가할 경우에는 속도의 변화가 감소한다. 그리고 q축 전류도 관성의 증가에 비례하여 큰 폭으로 증가하고 있다.

그림 17은 무부하 상태로 4상한 운전시 1.0[sec]에서 부하 1[pu]를 인가하였을 경우의 퍼지제어기와 MRAC

퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 17(a)는 퍼지 제어기의 지령속도와 실제속도를 나타내고 (b)는 MRAC 퍼지제어기의 지령속도와 실제속도를 나타내며 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 (c)는 퍼지제어기의 q축 전류, (d)는 MRAC 퍼지제어기의 q축 전류이다. 그림 (e)에서 MRAC 퍼지제어기의 속도오차는 퍼지제어기에 비해 매우 감소하고 있다.

그림 18은 관성을 10배 증가시키고 그림 17과 같은 조건에서 운전하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 관성의 증가에 따라 지령 속도변화에 대한 실제속도는 크게 변화하고 부하를 인가했을 경우에는 속도의 변화가 감소한다. 그러나 MRAC 퍼지제어기는 종래의 퍼지제어기 보다 속도변화의 폭은 감소되고 실제속도가 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 본 논문에서 제시한 MRAC 퍼지제어기가 속도의 변화, 부하변화 및 관성변화 등의 광범위한 운전조건에서 종래의 퍼지제어기보다 응답특성이 매우 향상된다. 따라서 제시한 MRAC 퍼지제어기의 타당성을 입증할 수 있다.

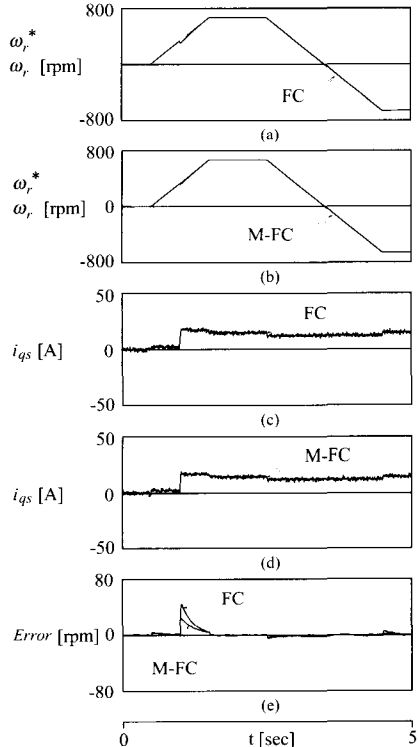


그림 17 4상한 동작에서 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 응답비교 ($J = J_n$)

Fig. 17 Response Comparison with Fuzzy Controller and MRAC Fuzzy Controller in trapezoidal operation

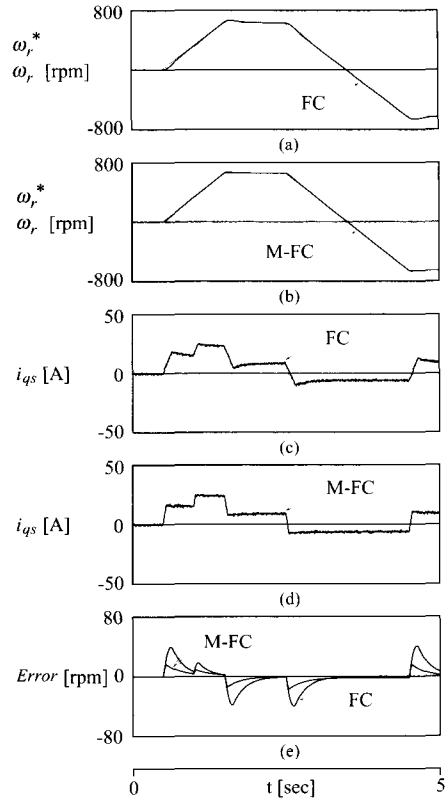


그림 18 4상한 동작에서 퍼지제어기와 MRAC 퍼지제어기의 응답비교

Fig. 18 Response Comparison with Fuzzy Controller and MRAC Fuzzy Controller in trapezoidal operation ($J = 10J_n$)

6. 결론

본 연구에서는 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위하여 퍼지추론을 이용한 MRAC 퍼지제어기를 제시하였다. 제시한 퍼지제어기는 기준모델과 적응 퍼지제어기의 2개 블록을 종래의 퍼지제어기에 추가하고 종래의 퍼지제어기에서 사용한 퍼지논리를 응용하였다.

MRAC 퍼지제어기는 유도전동기의 지령 속도 변화와 부하 변화에 대하여 종래의 퍼지제어기 보다 양호한 응답특성이 나타났다. 그리고 관성 증가에 따른 동작조건 변화에 MRAC 퍼지제어기가 매우 고속으로 속도를 추종하며 안정화 시간도 빠르게 나타났다. 본 연구에서 제시한 MRAC 퍼지제어기를 종래의 퍼지제어기보다 응답특성이 매우 우수하게 나타났으며 제시한 MRAC 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 연구는 2001년도 산·학·연 공동기술개발 컨소시엄의 지원으로 수행되었으며, 통상산업부 및 전남도청에 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

[1] H. Hong, et al., "A design of auto-tuning PID controller using fuzzy logic", in Proc. *IEEE IECON* Conf. Rec., San Diego, CA, Nov. 9-13, pp. 971~976, 1992.

[2] E. Cerruto, A. Consoil, P. Kucer, and A. Testa, "A fuzzy logic quasi sliding-mode controlled motor drive", in Proc. *IEEE ISIE* Conf. Rec., Budapest, Hungary, June 1-3, pp. 652~657, 1993.

[3] 이홍희, 박창근, 정의현, "권선형 유도전동기 제어 시스템의 유지·보수 성능 향상을 위한 센서리스 백터제어", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 1, pp. 57~63, 2001.

[4] 이재왕, 김상훈, "관성능률 추정과 가속도 전향보상을 이용한 유도전동기의 속도제어 성능향상", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 1, pp. 90~97, 2001.

[5] 조금배, 최연옥, 정삼용, "확장된 루엔버거 관측기를 이용한 유도전동기의 회전자 자속 추정", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 4, pp. 115~124, 2001.

[6] L.A. Zadeh, "Fuzzy sets", *Information and Control*, vol. 8, pp. 338~353, 1965.

[7] C.C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller Part I & Part II", *IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics*, vol. 20, pp. 404~435, 1990.

[8] K.J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control", Addison-Wesley, 1989.

[9] D.H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system", *KIEE*, vol. 47, no. 12, pp. 2171~2180, 1998.

[10] D.H. Chung, et al., "Efficiency optimization control of induction motor system using fuzzy control", *KIEE*, vol. 50-D, no. 7, pp. 318~324, 2001.

저 자 소 개



이정철(李廷喆)

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



정동화(鄭東和)

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