

유도전동기 드라이브 시스템의 강인성 제어를 위한 퍼지 제어기

A Fuzzy Controller for Robust Control of Induction Motor Drive System

정 동 화*

Dong-Hwa Chung

(1999년 11월 15일 접수, 1999년 12월 3일 채택)

ABSTRACT

This paper presents a study on fuzzy speed and flux controller used in a vector control of a CRPWM(Current Regulated PWM) induction motor drive. In this paper, an approach for an easier design of the fuzzy controller is presented in order to obtain the desired value for the response time with minimal overshoot and to improve the steady state performance for speed step commands. The fuzzy controller is constructed only upon the knowledge of the motor behaviour and the desired speed response, and provides fast and robust control by reducing the effects of nonlinearities, parameter changes and load disturbance.

The results of applying the fuzzy logic controller to an IM drive system are compared with those obtained by application of a conventional PI controller. The fuzzy controller provided a better response than the PI controller.

1. 서 론

최근 전력용 반도체소자의 진보, 마이크로프로세서 및 DSP의 응용으로 인해 전동기분야는 급속하게 발전하고 있다. 전동기 제어기는 공장 자동화의 핵심 전력전자 기기로 부상하면서 각종 산업기기의 자동화 추세를 가속시키고 있다. 고속 스위칭소자로 제어되는 자동화 기기의 오

동작 및 사고는 산업안전을 위협하고 있으며, 이를 예방할 수 있는 제어성능의 향상이 매우 중요하다.

일반 산업계에서는 소형 전동기 뿐만 아니라 제철과 제강 등 대형 전동기에 이르기까지 드라이브 시스템의 4상한 운전이 가능하고 고속 응답, 고성능 및 정밀제어의 적용분야가 광범위하게 요구되어 왔다. 이러한 조건을 만족시키기 위

* 순천대학교 공과대학 전기제어공학과

하여 종래에는 제어 컨버터로 구동되는 직류전동기 드라이브 시스템이 많이 적용되었으나 직류전동기는 고유의 브러시와 정류자의 부착으로 가격이 비싸고 유지비가 많이 소요되는 단점이 있다. 유도전동기는 가격이 싸고 견고하며 유지비가 작게 소요되는 고유의 장점을 유지하고 벡터제어를 적용하여 타여자 직류전동기와 동등하게 제어 성능을 발휘할 수 있다.

유도전동기 드라이브의 벡터제어는 고성능 제어가 요구되는 적용분야에서 그 진가를 유감 없이 발휘되어 산업계에 한층 더 매력을 느끼고 있다. 유도전동기 드라이브 시스템은 비선형성과 불안정성이 존재하고 토크와 자속제어가 종속적으로 동작하기 때문에 고속 과도응답을 성취하는데는 많은 어려움이 있었다. 종래에는 유도전동기 드라이브의 고성능 벡터제어를 위하여 간편하고 안정성이 있는 PI 제어기를 일반적으로 많이 사용해 왔다. 그러나 과도 속도추정, 파라미터 변동 및 부하토크가 변동할 경우 종래의 PI 제어기에서는 오버슈트, 속도의 진동, 토크의 진동 및 긴 안정시간이 소요되는 문제점을 야기 시켜 응답특성을 악화시키는 원인이 되었다.

전기 드라이브 시스템의 응답을 개선시키기 위하여 지능제어기가 적용되고 있으며, 드라이브 제어를 위한 퍼지제어 및 신경회로망 분야의 개발에 많은 매력을 느끼고 있다^{1~3)}. 특히 유도전동기 드라이브를 위한 강인하고 비선형제어 시스템을 개발하기 위하여 퍼지제어의 적용을 제시하고 있다^{4,5)}. 이 제어기의 설계는 단지 시스템의 동작과 요구되는 시스템의 성능에 기초하기 때문에 어떠한 파라미터의 변동에도 양호하게 적용되는 특성을 나타낸다.

본 연구에서는 고정자전류와 슬립주파수 제어에 의한 CRPWM(Current Regulated PWM) 유도전동기 드라이브의 강인한 제어를 성취하기 위하여 퍼지논리 알고리즘에 의한 속도 및 자속제어기를 제시한다. 특히 퍼지제어기의 동조과정을 위한 용이한 설계 및 최소 오버슈트에 의한 응답시간의 요구값을 얻고 정상상태의 성능을 개선한다. 시뮬레이션 결과는 퍼지제어기의 동작의 응답특성을 나타내며 종래의 PI 제어기와 비교하여 강인성을 입증한다.

2. 유도전동기 드라이브 시스템

유도전동기의 드라이브 시스템은 Fig. 1에 나타내며 3상 유도전동기는 CRPWM VSI(Voltage Source Inverter)에 의해 구동된다.

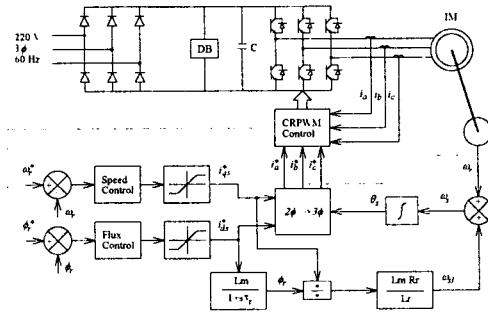


Fig. 1 The drive system of induction motor

속도 및 자속제어 블록은 종래에 PI 제어기를 많이 사용하였다. PI 제어기에 의한 속도 및 자속제어 기법은 몇 가지 문제점이 나타난다. 이는 시스템이 비선형성이기 때문에 PI 동조과정이 용이하지 않고 시간도 많이 소요된다. 그리고 비선형과 파라미터의 변동은 제어 시스템의 강인성 제어가 어렵다. 퍼지제어는 양호한 과도응답, 정확한 속도 및 자속제어, 동조과정이 용이하다. 유도전동기의 벡터제어 및 동적특성을 위하여 동기속도로 회전하는 기준축에서 d-q 등가회로는 Fig. 2와 같다.

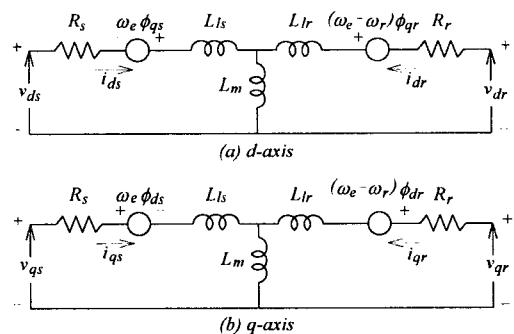


Fig. 2 d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

Fig. 2의 등가회로로부터 상태 미분방정식을

구하면 식 (1)과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_e + \omega_r \frac{1-\sigma}{\sigma} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} \\ -\omega_e - \omega_r \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_e - \frac{\omega_r}{\sigma} \\ \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_r} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & -\omega_e + \frac{\omega_r}{\sigma} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \dots \quad (1)$$

여기서,

기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m + T_1 \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

발생 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \dots \dots \dots (5)$$

3. 퍼지제어기

드라이브 시스템의 속도 및 자속제어 블록을
퍼지제어기를 사용한다. 속도 퍼지제어기의 입
력은 속도오차 E, 속도오차 변동 ΔE 이며 출력
은 요구되는 슬립주파수 DS이다.

입력은 k차 샘플링 구간에서 다음과 같이 정의하다

$$\Delta E(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{\tau} \quad \dots \dots \dots (7)$$

여기서 $N^*(k)$: 속도 집합점

$N(k)$: 실제 회전자 속도

Γ : 샘플링 시간

속도오차, 속도오차 변화 및 전동기 동작의 데이터에 관해 제어기법에 기초한 폐지논리는 요구되는 속도응답의 상승시간과 오버슈트를 최적화한다.

규칙베이스는 언어의 항으로 표현하며 Table 1과 같다.

Table 1 Rule base

ΔE	E	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	PS	PM	PB	
NM	NB	NB	NB	NM	PM	PM	PB	
NS	NB	NB	NM	NS	PM	PB	PB	
ZE	NB	NB	NM	ZE	PM	PB	PB	
PS	NB	NB	NM	PS	PM	PB	PB	
PM	NB	NM	NM	PM	PB	PB	PB	
PB	NB	NM	NS	PM	PB	PB	PB	

NB : Negative Big NM : Negative Medium

NB : Negative Big, NM : Negative Medium,
NS : Negative Small, ZE : Zero, PS : Positive Small

NS : Negative Small, ZE : Zero, PS : Pos

입출력 변수를 위해 선정된 소속함수는 삼각형 또는 사다리꼴 형이다. Fig. 3은 속도오차를 위하여 사용된 소속함수이며 Fig. 4는 속도오차 변화 및 요구 슬럼주파수를 위한 소속함수이다.

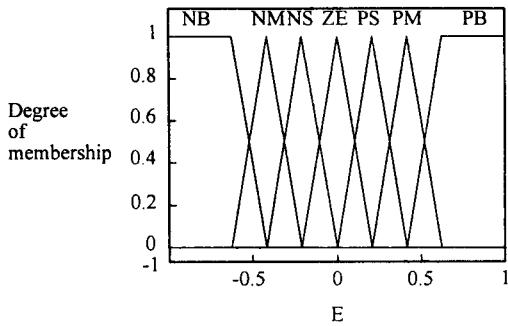


Fig. 3 Membership functions of the speed error

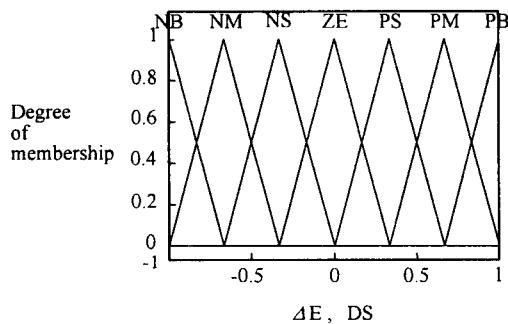


Fig. 4 Membership functions of the speed error change and the desired slip frequency

퍼지 집합수를 증가시키지 않고 정상상태 근방에서 정확한 제어동작을 얻기 위해서는 속도오차를 위한 소속함수는 비대칭 형태이며 영점 근방에 더욱 집중된다. 퍼지 조절기 입력의 모든 집합은 규격 인자를 사용하여 속도오차 및 오차변화의 최대값을 정규화한다. 이 방법에서 퍼지제어기의 동조과정은 고정된 조절기 파라미터의 수가 감소되기 때문에 더욱 용이하다.

퍼지출력 즉 슬립주파수의 요구값은 SUP-MIN 혼합법과 무게중심 비퍼지화법⁶⁾에 의해 구할 수 있다. 또한 물리적 영역으로 제어출력 변수의 정규화 값을 도시하기 위하여 규격 인자는 언어적 연구에 의해 결정된다.

정상상태 오차가 적분항에서 측정되면 다음의 새로운 규칙에 의하여 퍼지제어기를 추가한다.

- 1) IF ΔE is ZE and IE is NB THEN DS is PB

- 2) IF ΔE is ZE and IE is NM THEN DS is PM
- 3) IF ΔE is ZE and IE is NS THEN DS is PS
- 4) IF ΔE is ZE and IE is PS THEN DS is NS
- 5) IF ΔE is ZE and IE is PM THEN DS is NM
- 6) IF ΔE is ZE and IE is PB THEN DS is NB

제어표면을 이동은 속도오차 변화 ΔE 와 누적 속도오차 IE에 의해 결정된다. 누적된 속도오차를 위하여 사용된 소속함수는 속도오차 변화를 위하여 사용한 것과 같으며 Fig. 4에 나타낸다.

4. 시뮬레이션 결과

CRPWM 유도전동기 드라이브는 PI 제어기 및 퍼지제어기를 사용하여 시뮬레이션 한다. Table 2는 시뮬레이션에서 사용된 유도전동기의 파라미터이다.

Table 2 Induction motor parameters

Motor of Inertia	$J = 0.0658 [\text{kgm}^2]$
Stator Inductances	$L_s = 36.12 [\text{mH}]$
Rotor Inductance	$L_r = 35.34 [\text{mH}]$
Magnetizing Inductance	$L_m = 33.98 [\text{mH}]$
Rotor Resistance	$R_r = 1.87 [\Omega]$
Stator Resistance	$R_s = 0.099 [\Omega]$
Rated Power	$P_{\text{nom}} = 5 [\text{HP}]$
Rated Frequency	60 [Hz]
Phase and pole number	3 [Phase], 4 [Pole]

Fig. 5는 1초에서 부하토크를 갑자기 10[N·m]를 첨가했을 경우 종래의 PI 제어기와 퍼지제어기의 속도응답을 비교한다. 퍼지제어기는 부하토크의 변화에도 속도변동이 거의 나타나지 않고 있는 반면, PI 제어기는 상당한 오버슈트 및 안정시간이 길어짐을 알 수 있다.

Fig. 6은 속도 180 [rad/s]로 정상운전을 하고 있는 상태에서 0.5초에서 1초까지 부하토크를

스텝으로 8[N·m]를 첨가했을 경우 종래의 PI 제어기와 퍼지제어기의 속도응답을 비교한다. 부하토크의 스텝변화할 경우에 PI 제어기는 과도상태가 매우 크게 나타나지만 퍼지제어기에서는 거의 나타나지 않고 있다. 이는 부하변동에도 퍼지제어기는 고속 응답 및 장인성 제어가 가능함을 알 수 있다.

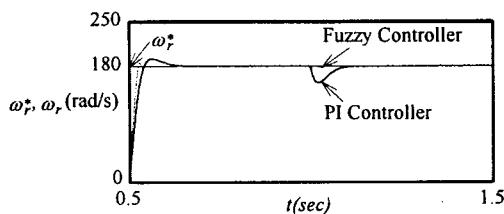


Fig. 5 The comparison of speed response with a 10[N·m] load torque at 1[sec]

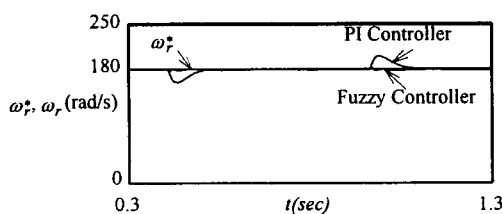


Fig. 6 The comparison of speed response with command step torque change

Fig. 7은 속도 100[rad/s]로 운전하고 있는 상태에서 갑자기 180[rad/s]로 상승하였을 경우 PI 제어기와 퍼지제어기의 속도응답의 비교를 나타낸다. 속도스텝 변화에서도 퍼지제어기의 실제 속도는 PI 제어기에 비해 매우 고속으로 지령속도를 추종하고 있다.

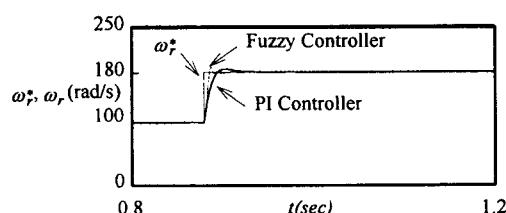


Fig. 7 The comparison of speed response with command step speed change

Fig. 8은 사다리꼴 형태의 지령속도에 실제속도가 추종하고 있는 응답특성을 나타내며 PI 제어기와 퍼지제어기의 실제속도는 지령속도에 매우 양호하게 추종하고 있다.

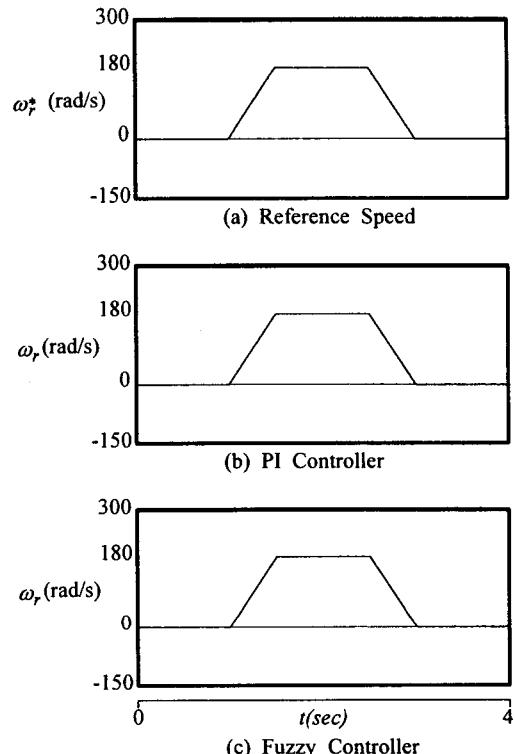


Fig. 8 The comparison of speed response with command echelon speed change

5. 결 론

CRPWM 유도전동기 드라이브의 고정자전류 및 슬립주파수 제어에 적용한 퍼지논리 제어기를 제시하였다. CRPWM 유도전동기 드라이브에서 제시한 퍼지제어기는 종래의 PI 제어기의 대체하여 사용가능하며 본 연구의 특징은 다음과 같다.

- 1) 퍼지제어기는 전동기 동작과 요구되는 속도 응답만으로 설계가 가능하기 때문에 제어기의 설계가 용이하다.
- 2) 개선된 과도 및 정상상태의 동작을 얻을 수

있다.

- 3) 어떠한 파라미터의 변동에도 민감하지 않기 때문에 강인성 제어가 가능하다.
- 4) 부하 및 속도의 갑작스런 변동에도 고속응답을 얻을 수 있다.
- 5) 지령 사다리꼴 속도변화에 대해서도 실제 속도는 양호하게 추종한다.

이 논문은 1998년도 순천대학교 공과대학 학술재단 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- 1) P. Vas, W. Drury and A.F. Stronach, "Recent developments in articial intelligence based drives-A review", Proc. Intelligent motion PCIM '96 Nurnberg, May, 1996.
 - 2) D.H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive
-

- system", KIEE Trans. Vol. 47, No. 12, pp. 2171~2180, 1998.
- 3) A.K.P. Toh, E.P. Nowicki and F. Ashraffzadeh, "A flux estimator for field oriented control of an induction motor using an artificial neural network", IEEE Conf. Rec. IAS, pp. 585~592, 1994.
- 4) G. D'Angelo, M. Lo Presti and G. Rizzotto, "Fuzzy controller design to drive an induction motor", Proc. IEEE Ind. Conf. on Fuzzy Systems, 1994.
- 5) C. Law, and J. Wang, "Design and implementation of a fuzzy controller for a high performance induction motor drive", IEEE Trans. on System, Man and Cybernetics, July/August 1991.
- 6) D. Driankov, H. Hellendoorn and M. Reinfrank, "An introduction to fuzzy control", Springer-Verlag, 1993.