

# 파라미터 변동을 고려한 유도전동기 드라이브의 퍼지제어기 설계

論 文

51P-3-1

## Design of Fuzzy Controller of Induction Motor Drive with Considering Parameter Variation

鄭 東 和\* · 李 廷 喆\*\* · 李 洪 鈞\*\*

(Dong-Hwa Chung · Jung-Chul Lee · Hong-Gyun Lee)

**Abstract** - This paper proposes a speed control system based on a fuzzy logic approach, integrated with a simple and effective adaptive algorithms. And this paper attempts to provide a thorough comparative insight into the behavior of induction motor drive with PI, direct and improved fuzzy speed controller. A indirect vector controlled induction motor is simulated under varying operating condition. The validity of the comparative results is confirmed by simulation results for induction motor drive system.

**Key Words** : PI control, Fuzzy controller, Induction motor drive, Space vector PWM, Indirect vector control

### 1. 서 론

유도전동기 드라이브에 벡터제어를 사용하여 고성능 적용이 가능하게 되었다. 일반적으로 전동기 드라이브는 동적 지령속도에 양호하게 추종해야 하며 드라이브 및 부하에서 변동하는 파라미터에 고속 추종할 수 있는 고성능 및 강인성 등이 요구된다.

종래에는 상태변수 제어[1], 최적제어[2] 및 적응제어[3] 등의 다양한 현대제어 기법을 이용하여 매우 양호한 성능의 드라이브를 개발하였다. 적응제어는 부하토크 및 부하 관성과 같은 광범위한 동작변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있는 우수한 기법으로 평가받았다. STC(Self Tuning Control), MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Control) 및 EKF(Extended Kalman Filter) 등의 다양한 적응제어 기법이 제시되었다. [3] 이러한 종래의 적응제어는 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하였다.

산업용 드라이브 시스템에서 속도제어를 위하여 PI 제어를 많이 사용한다. 최근에는 퍼지제어기가 개발되어 PI 속도제어기의 교체로 사용이 가능하였으며 퍼지제어기에 관한 연구가 관심의 대상이 되고 있다.[4]-[7] 전동기의 속도 및 위치제어를 위하여 퍼지제어의 적용은 종래의 제어기 [8],[9]보다 대부분의 성능이 개선된다. Masmoudi는 DFMS(Doubly fed Synchronous machine)의 고정자 자속을 제어하기 위하여 퍼지논리를 적용시켰다.[10] 그러나 직접

퍼지제어기를 사용하여 속도의 변화, 부하 및 관성의 변화 등에는 고속으로 추종하는 만족할만한 응답성능을 얻을 수 없었다.

본 연구에서는 직접 퍼지제어에 적응 메커니즘을 추가하여 응답성능을 더욱 향상시킬 수 있는 개선된 퍼지제어기를 제시한다. 퍼지논리는 드라이브의 물리적인 구조를 이용하여 시스템의 미지의 파라미터 변동을 보상하는데 사용한다. 개선된 퍼지제어기는 직접 퍼지제어에 기초하며 퍼지제어기의 출력은 적응블록의 입력이 된다. 종래의 PI, 직접 퍼지제어기와 본 연구에서 제시한 개선 퍼지제어기의 성능결과를 비교한다. 본 연구에서 제시한 개선 퍼지제어기가 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 성능이 매우 우수하게 나타났으며 그 결과들을 제시한다.

### 2. 드라이브 시스템

#### 2.1 드라이브 시스템과 모델링

그림 1은 간접 벡터제어에 의한 유도전동기 드라이브의 제어 블록도를 나타낸다. VSI는 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 9축 전류는 최대 허용 고정자 전류의 실효치에 의해서 제한된다. 속도제어기는 PI 및 직접 퍼지제어기를 적용하여 응답특성을 구하고 개선 퍼지제어기는 블록도를 개선하여 새롭게 구성한다.

\* 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 教 授

\*\* 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 博 士 課 程

接 受 日 字 : 2002 年 4 月 29 日

最 終 完 了 : 2002 年 9 月 6 日

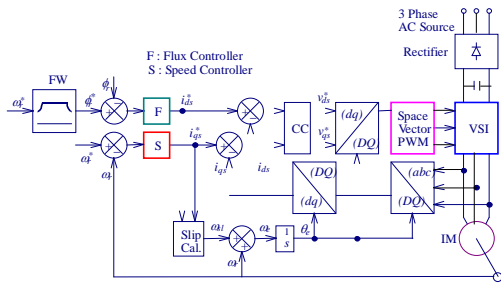


그림1 간접 벡터제어에 의한 유도전동기 드라이브의 블록도

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 자속을 계산하는 블록을 나타낸다. 자속 제어기에서는 약제자 제어에 의해 지령자속을 구한다. 지령자속과 실제자속을 비교하여 자속제어기에서 제어된다. 자속제어기는 PI, 직접 및 개선 퍼지제어기로 구성되어 응답특성을 구한다. 속도제어기에서는  $i_{qs}^*$  가 제어되고 자속제어기에서는  $i_{ds}^*$  가 제어된다.

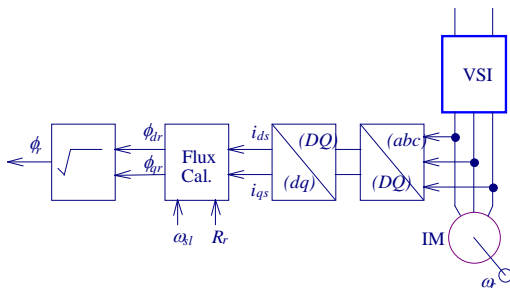


그림 2 실제자속 계산

Fig. 2 Calculation of actual flux

퍼지 속도제어기는 그림 3에 나타내고 속도오차와 속도오차 변화분을 입력으로 하는 구조이다.

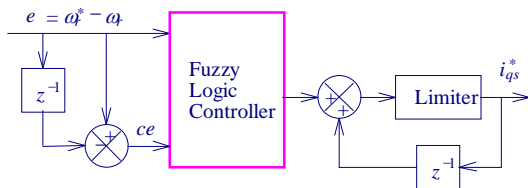


그림 3 퍼지 속도제어기

Fig. 3 Fuzzy speed controller

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

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

여기서,

$i_{ds}, i_{qs}$  :  $d, q$  축 전류

$\phi_{dr}, \phi_{qr}$  :  $d, q$  축 회전자 자속

$v_{ds}, v_{qs}$  :  $d, q$  축 고정자 전압

$R_s, L_s$  : 고정자의 저항 및 자기 인덕턴스

$R_r, L_r$  : 회전자의 저항 및 자기 인덕턴스

$L_m$  : 상호인덕턴스

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

### 3. 직접 퍼지제어기

종래의 직접 퍼지제어기는 일반적으로 3단계로 구성되며 그림 4는 퍼지화, 추론 및 비 퍼지화를 적용한 퍼지제어기의 일반적인 구조를 나타낸다.

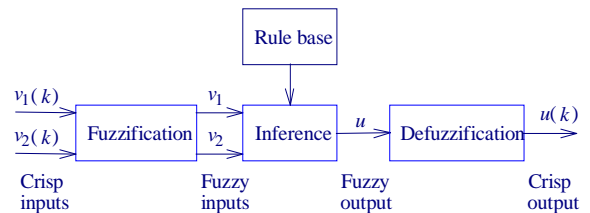


그림 4 직접 퍼지제어기의 일반적인 구조

Fig. 4 General structure of a direct fuzzy controller

입력변수는 퍼지집합을 사용하여 퍼지식으로 변환한다. 퍼지집합은 출력변수를 위한 퍼지집합을 발생하기 위하여 규칙베이스를 사용하여 추론에 의해 수행된다. 이 퍼지 집합은 제어 시스템을 위한 보통 값으로 다시 변화한다. 퍼지 집합은 다음과 같이 3, 5 또는 7 레벨로 구성한다. 퍼지

집합 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

그림 5는 직접 퍼지제어기를 사용한 속도제어 시스템의 블록도를 나타낸다. 퍼지제어기로 선정되어 입력되는 가장 중요한 변수는 속도오차와 속도오차의 시간 변화분이다. 퍼지제어기의 출력은 지령전류의 변화이다.

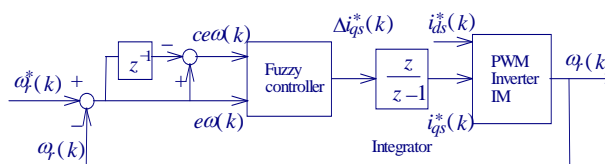


그림 5 유도전동기 드라이브를 위한 퍼지 속도제어기의 블록도  
 Fig. 5 Block diagram of Fuzzy speed controller for IM drive

두 개의 입력변수  $e\omega_r(k)$ 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  $(-1800, 1800)[rpm]$ 와  $(-8, 8)[rpm]$ 이다. 출력변수  $\Delta i_{ds}^*$ 의 전체집합은  $(-2, 2)[A]$ 이다. 각 퍼지변수는 0에서  $\pm 1[pu]$ 까지 변화하는 소속  $\mu$ 의 정도에 따라 부 집합수가 있다.

변수  $e\omega_r$ 와  $ce\omega_r$ 는 Table1에서  $49(7 \times 7)$ 개의 규칙을 수행하는 추론에 의해 처리된다. 비 퍼지화 단계에서 출력변수  $\Delta i_{ds}^*(k)$ 의 보통 값을 얻는다.

간접 벡터제어 시스템에 적용하는 지령전류  $i_{qs}^*(k)$ 는 다음과 같다.

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

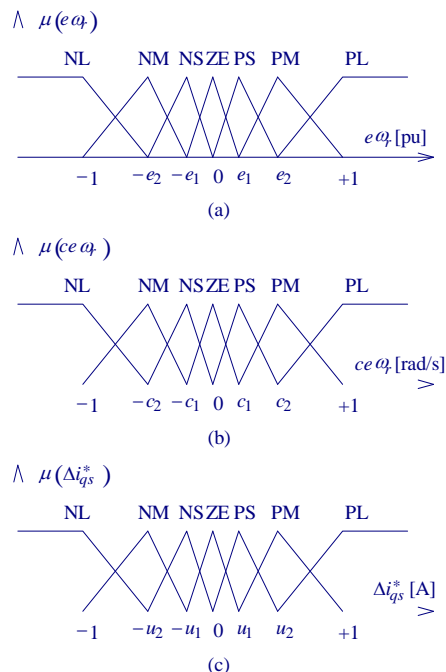


그림 6 퍼지변수의 소속함수  
 Fig. 6 Membership function of the fuzzy variables

속도제어기와 유사한 방법으로 자속제어기도 구성한다. 자속오차  $e\phi_r(k)$ 와 자속오차의 변화분  $ce\phi_r(k)$ 은 다음과 같다.

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

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

여기서  $\phi_r^*(k)$ 는 속도와 자속의 관계에서 얻을 수 있는 지령 회전자자속이며  $\phi_r(k)$ 는 실제자속이다.  $e\phi_r$ 와  $ce\phi_r$ 의 전체집합은 해석의 반복수행으로 설정한  $(-0.3, 0.3)[Wb]$ 와  $(-0.001, 0.001)[Wb]$ 이다. 출력변수  $\Delta i_{ds}^*$ 의 전체집합은  $(-1.5, 1.5)[A]$ 이다. 제어 시스템에 적용하는 지령전류  $i_{ds}^*(k)$ 는 다음과 같다.

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

표 1 속도제어기의 룰베이스

Table 1 Rule base for speed controller

$e\omega_r$ $ce\omega_r$	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

4. 개선된 퍼지제어기

본 논문에서 제시한 개선된 퍼지제어기는 유도전동기 드라이브의 속도제어에 적용을 한다. 그림 7(a)는 제형과 궤적을 선정된 지령속도를 나타내며 초기 영역에는 일정 가속으로 운전하고 중간 영역에서는 일정속도, 마지막 영역에서는 일정 감속으로 운전한다. 지령 가속도를 나타내는 궤적은 그림 7(b)와 같다.

최대 속도  $\omega_R^*$ 와 최대 가속도  $a_R^*$ 는 유도전동기의 기계적인 정격에 의해 설정된다. 속도궤적은 다양한 위치로부터 이동하는 시간을 최소화하는 로봇분야 등에 광범위하게 적용된다.

유도전동기 드라이브에서 지령속도의 궤적은 다음과 같이 모델링이 가능하다.

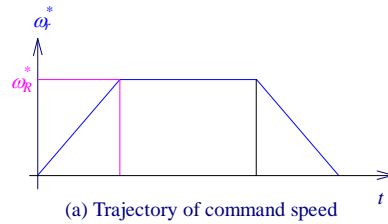
$$p\omega_r^* = \frac{K_T}{J^*} i_{qs}^* - \frac{T_L^*}{J^*} \quad (8)$$

$$p\omega_r^* = a_r^* \quad (9)$$

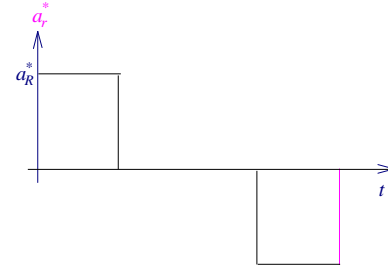
여기서  $a_r^*$ 는 지령 가속도를 나타낸다. 만약 전류  $i_{qs}^*$ 가 다음과 같다면 두 모델은 같은 동적 동작상태로 나타난다.

$$i_{qs}^* = \frac{J^*}{K_T} a_r^* + \frac{T_L^*}{K_T} \quad (10)$$

관성 모멘트, 부하토크 및 토크가 일정하다고 가정하면 식(10)에서 요구되는 동특성을 얻을 수 있다. 파라미터 값은 동작조건에 의해 결정되며 제어법칙을 이용하여 사용할 수 있다.



(a) Trajectory of command speed



(b) Trajectory of command acceleration

그림 7 지령속도와 가속도의 궤적

Fig. 7 Trajectory of command speed and acceleration

$$i_{qs}^* = K_P^* a_r^* + i_{qL}^* \quad (11)$$

$K_P^*$ 와  $i_{qL}^*$ 은 정격조건에서 각각  $J^*/K_T$ 와  $T_L^*/K_T$ 에 일치하는 적절한 제어 파라미터이다. 이러한 관계가 만족하면 제어기의 출력에서 오차는 영이며 식(10)과 (11)은 일치하게 되고 속도제어는 요구하는 방법으로 실현될 수 있다. 지령속도와 실제속도 사이에서 오차가 발생하면 속도를 정밀하게 하기 위하여 지령속도에서  $\Delta i_{qs}^*$ 를 퍼지제어기로 조절한다. 이러한 변화분은  $K_P^*$ 와  $i_{qL}^*$ 를 사용하여 정밀하게 제어할 수 있다. 식(11)을 미분하면 파라미터 변화의 영향을 고려할 수 있다.

$$\Delta i_{qs}^* = \Delta K_P^* a_r^* + \Delta i_{qL}^* \quad (12)$$

$\Delta i_{qs}^*$ 는 퍼지제어기의 출력이며 오차를 보상하는데 필요한 특정 전류의 변화분을 의미한다. 식(4), (11)과 (12)의 관계에서 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} i_{qs}^*(k) &= i_{qs}^*(k-1) + \Delta i_{qs}^*(k) \\ &= [K_P^*(k-1) + \Delta K_P^*(k)] a_r^*(k) \\ &\quad + i_{qL}^*(k-1) + \Delta i_{qL}^*(k) \end{aligned} \quad (13)$$

퍼지제어기에서 출력된 지령전류 변화분은 증분  $K_P^*$ 와  $i_{qL}^*$ 을 결정하는데 사용되며 이는 식(11)과 (12)의 값과 같다.

그러나 식(12)는 미지의  $K_p^*$ 와  $i_{qL}^*$ 를 위한 고정된 값이 아니므로 가능한 해는 Moore-Penrose 알고리즘에 의해 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Delta K_p^*(k) = \frac{h_p a_r^*(k)}{1 + a_r^{*2}(k)} \Delta i_{qs}^*(k) \quad (14)$$

$$\Delta i_{qL}^*(k) = \frac{h_{qL}}{1 + a_r^{*2}(k)} \Delta i_{qs}^*(k) \quad (15)$$

식(14)와 (15)는 제어 시스템에 적용할 수 있는 동작상태를 물리적으로 해석할 수 있다. 지령속도가 일정할 경우 나타나는 오차는 단지 부하변동에 의해 나타나므로 정확한 동작은  $\Delta i_{qL}^*$ 에 의해 결정된다. 지령속도를 매우 가속으로 변화하면 관성이 부하토크 보다 매우 크게 되어 오차는 크게 나타난다. 이러한 경우에는  $\Delta K_p^*$ 를 조절하여 정확한 동작을 얻을 수 있다. 특수한 경우인 부하토크와 관성이 연속적으로 변화하는 경우에 부하토크는 관성과 상호 연관되어 있으므로  $J^*/K_T$ 의 추종성능은 악화된다. 그러나 지령전류가 퍼지제어기에 의해 출력되므로 시스템은 강인성 제어의 성능을 유지할 수 있다. 일정속도에서 운전 중, 일정가속도로 증가하는 경우에  $J^*/K_T$ 가 연속적으로 조정하기 위하여 전류성분  $i_{qL}^*$ 을 정확하게 동정한다. 어떠한 파라미터의 변동이 없을 경우에는  $K_p^*$ 와  $i_{qL}^*$ 는 정확하게 설정되고 다음 과도상태에서 요구되는 성능을 얻기 위하여 정확한 전류 값은 파라미터 오차의 변화가 나타나지 않는 식(11)에 고정된다. 개선 퍼지제어기의 속도제어를 위한 블록은 그림 8과 같다.

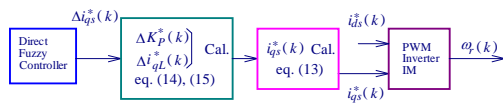


그림 8 개선 퍼지제어기의 블록도  
Fig. 8 Block diagram of improved fuzzy controller

직접 퍼지제어기의 출력에서  $\Delta i_{qs}^*(k)$ 를 얻고 식(14)와 (16)에서  $\Delta K_p^*(k)$ 와  $\Delta i_{qL}^*(k)$ 를 계산한다. 이를 이용하여 식(13)에서  $i_{qs}^*(k)$ 를 계산하며  $i_{qs}^*(k)$ 와 자속제어기에서 퍼지제어기의 출력으로 얻은  $i_{ds}^*(k)$ 는 그림 1에 나타난 전류제어기 및 공간벡터 PWM 인버터에 의해 유도전동기를 제어한다.

제시한 제어방법은 적응제어의 특수한 경우와 유사하며 퍼지시스템의 출력은 제어 파라미터를 새로운 값으로 변화

시킨다. 제시된 방법은 지령분과 시스템의 동특성 사이에 오차분을 최소화하기 위해 이득을 새로운 값으로 변화시키는 제어기와 지령속도를 포함한 적응제어의 특성구조로 구성된다.

### 5. 해석 결과

본 연구에서 사용한 농형 유도전동기의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 유도전동기의 파라미터  
Table 2 Parameter of induction motor

파라미터	유도전동기
정격전압	220[V]
정격전류	13.9[A]
출력	3.7[kW]
정격속도	1800[rpm]
극수	$P$
고정자 저항	$R_s$
회전자 저항	$R_r$
고정자 인덕턴스	$L_s$
회전자 인덕턴스	$L_r$
상호 인덕턴스	$L_m$
관성 모멘트	$J$

그림 9는 PI 제어를 적용하며 지령속도의 2승에 비례하는 팬 부하를 인가한 상태에서 0.5[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전하다가 1.2[sec]에서 부하토크를 1 [p · u]로 인가하여 운전하고 1.5[sec]에서 지령속도를 1600[rpm]으로 감소시켰을 경우의 응답특성이다. 그림(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 q축 전류, (c)는 a상 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다. 그림 10과 그림 11은 그림 9와 같은 조건에서 종래의 직접 퍼지제어기 및 본 연구의 개선 퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다.

그림 12는 그림 9~11의 응답성능을 명확하게 비교하기 위하여 지령속도의 변화 및 부하토크 인가한 구간을 확대하여 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도가 정격속도에 도달할 경우의 응답속도이며 그림 (b)는 12[N · m]를 인가했을 경우의 응답속도를 나타내고 그림 (c)는 지령속도를 10% 정도 감소시켰을 경우의 응답속도를 나타낸다.

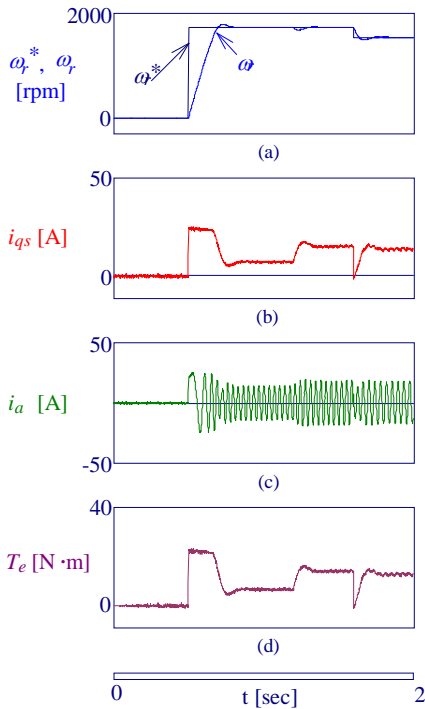


그림 9 PI 제어기의 응답특성  
 Fig. 9 Response characteristics of PI controller

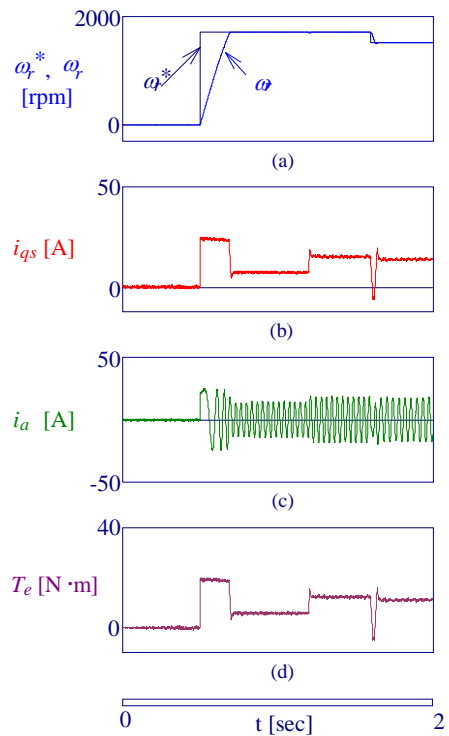


그림 11 개선 퍼지제어기의 응답특성  
 Fig. 11 Response Characteristics of improved fuzzy controller

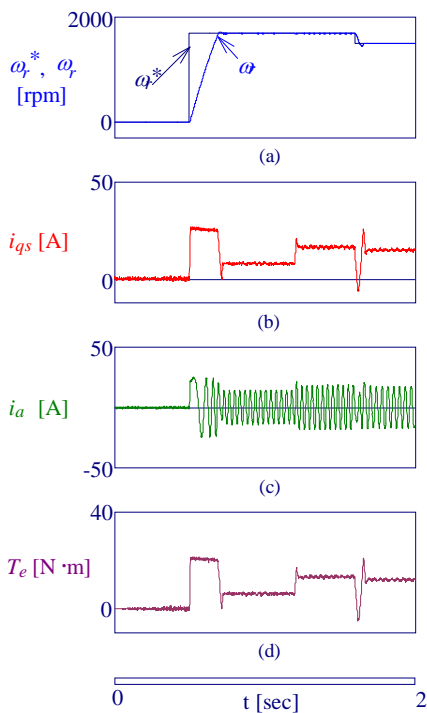


그림 10 직접 퍼지제어기의 응답특성  
 Fig. 10 Response characteristics of direct fuzzy controller

그림 12(a)에서 직접 퍼지제어기와 개선 퍼지제어기는 PI 제어기의 속도응답 보다 매우 양호한 성능으로 나타나며 개선 퍼지제어기는 직접 퍼지제어기 보다 오버슈트도 작게 나타나고 추종성능이 빠르게 나타난다. 그림 12(b)에서 PI 제어기는 속도변화가 크고 안정화 시간이 길어지며 직접 퍼지제어기와 개선 퍼지제어기의 성능은 유사하게 나타나지만 개선 퍼지제어기의 성능이 직접 퍼지제어기 보다 약간 우수하다. 그림 12(c)에서도 PI 제어기는 정상상태에 도달하는 속도가 느리며 직접 퍼지제어기는 오버슈트가 약간 크게 나타나며 개선 퍼지제어기는 응답성능이 양호하게 나타난다.

그림 13은 PI 제어기를 적용하며 무부하 상태로 0.5[sec]에서 관성은 5배로 증가시켜 4상한 운전하다가 1[sec]에서 부하토크를 1[p·u]로 인가하였을 경우의 응답특성이다. 그림(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 속도 오차, (c)는 발생 토크를 나타낸다. 그림 14와 그림 15는 그림 13과 같은 조건에서 직접 퍼지제어기 및 개선 퍼지제어기의 응답특성을 나타낸다. 본 연구에서 제시한 개선 퍼지제어기는 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 속도오차도 작게 나타난다. 이는 관성과 부하토크의 변화에도 고속으로 응답하며 파라미터의 변동에도 양호한 응답성능을 얻을 수 있다.

그림 16은 무부하 상태에서 관성의 변화에 대한 속도응답의 비교를 나타낸다. 관성이 증가함에 따라 PI 제어기와 직접 퍼지제어기는 오버슈트가 증가하고 안정화 시간이 길어진다. 그러나 개선 퍼지제어기는 상승시간은 길어지지만 오버슈트는 감소하고 빠르게 안정화된다.

그림 17은 무부하와 부하의 두 조건에 대한 속도응답의 비교를 나타낸다. 무부하 조건에서는 정상상태에 추종하는 시간은 부하 12[N·m]의 조건에서 보다 매우 고속 성능이 나타난다. 그러나 부하 12[N·m]의 조건에서는 정상상태에 추종하는 시간은 느리지만 오버슈트는 감소하고 빠르게 안정화된다. 개선 퍼지제어기는 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 성능이 우수하게 나타난다.

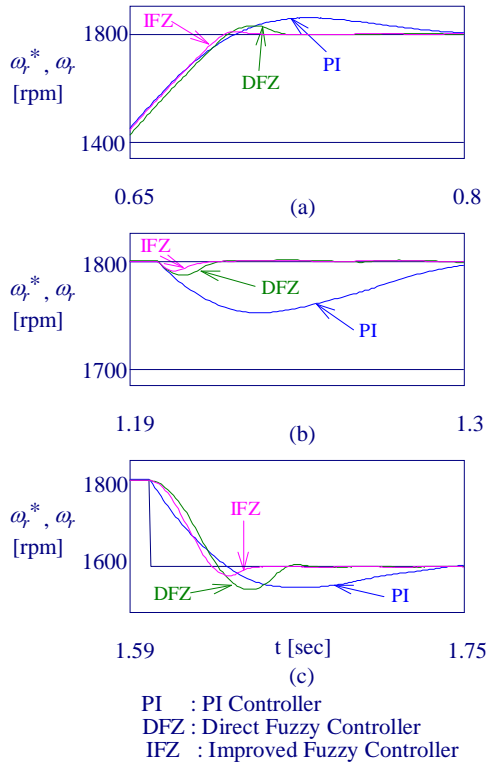


그림 12 PI, 직접 및 개선 퍼지제어기의 응답비교  
 Fig. 12 Comparison of responses with PI, direct and improved fuzzy controller

- (a) Response to step speed  $\omega_r^* = 1800[rpm]$
- (b) Response to step load torque  $T_L = 12[N \cdot m]$
- (c) 10% change of  $\omega_r^*$

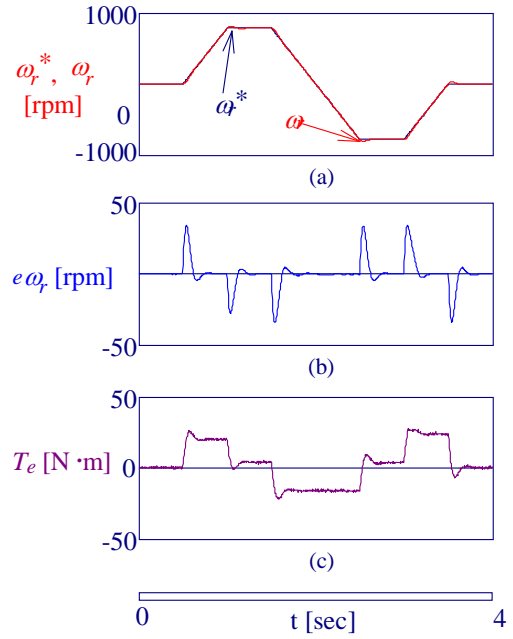


그림 13 4상한 동작에서 PI 제어기의 응답  
 Fig. 13 Response of PI controller in trapezoidal operation

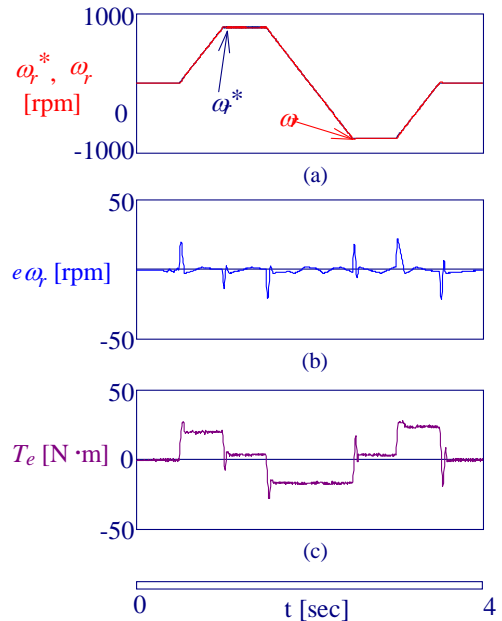


그림 14 4상한 동작에서 직접 퍼지제어기의 응답  
 Fig. 14 Response of direct fuzzy controller in trapezoidal operation

6. 결 론

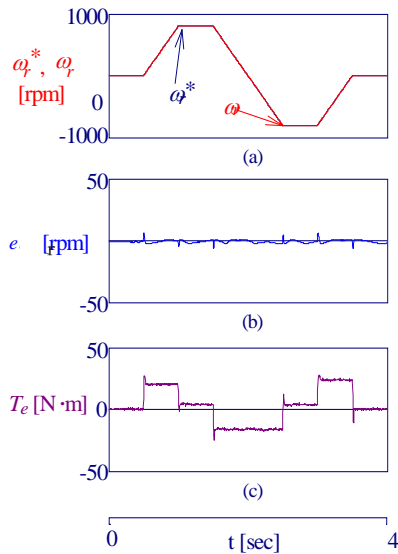


그림 15 4상한 동작에서 개선퍼지 제어기의 응답  
 Fig. 15 Response of improved fuzzy controller in trapezoidal operation

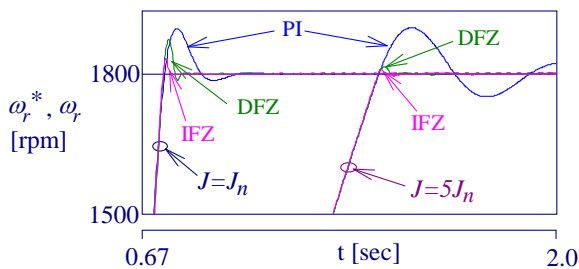


그림 16 관성변화에 대한 속도응답 비교  
 Fig. 16 Comparison of speed response for change Inertia

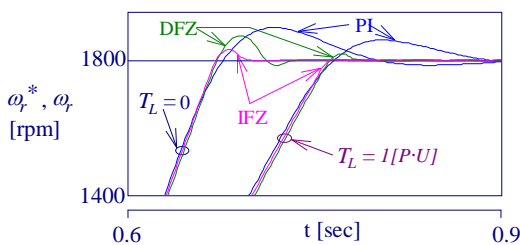


그림 17 두 부하조건에 대한 속도응답 비교  
 Fig. 17 Comparison of speed response for two load condition

본 연구는 유도전동기 드라이브의 성능향상을 위하여 개선된 퍼지제어기를 제시하였다. 퍼지제어는 미지의 동특성 및 다변 시스템의 요구에 양호하게 만족할 수 있는 특성 때문에 다양하게 적용되고 있다. 개선된 퍼지제어기는 드라이브의 정규동작 동안 변화하는 관성 모멘트와 부하토크의 변동을 보상하기 위하여 적용하였다. 그리고 개선된 퍼지제어기를 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기와 비교하여 양호한 성능을 얻을 수 있었으며 본 연구에서 얻은 결과는 다음과 같다.

- (1) 스텝 지령속도가 정격으로 인가될 경우 직접 퍼지제어기와 개선 퍼지제어기는 PI 제어기의 속도응답 보다 매우 양호한 성능으로 나타났다. 개선 퍼지제어기는 직접 퍼지제어기 보다 오버슈트도 작게 나타나고 추종성능이 빠르게 나타났다. 부하토크 인가와 속도변화에도 개선 퍼지제어기가 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 응답성능이 양호하게 나타났다.
- (2) 4상한 동작에서도 개선 퍼지제어기가 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 속도오차가 작고 성능결과는 양호하였다.
- (3) 관성을 5배로 증가시켰을 경우에는 PI 제어기와 직접 퍼지제어기는 오버슈트가 증가하고 안정화 시간이 길어졌다. 그러나 개선 퍼지제어기는 상승시간은 길어지지만 오버슈트는 감소하고 빠르게 안정화되었다.
- (4) 무부하 조건에서는 정상상태에 추종하는 시간은 부하 조건에서 보다 매우 고속 성능이 나타났다. 그러나 부하 조건에서는 정상상태에 추종하는 시간은 느리지만 오버슈트는 감소하고 빠르게 안정화되었다.
- (5) 관성과 부하토크 등의 파라미터의 변동에서 본 연구에서 제시한 개선 퍼지제어기는 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 전반적인 응답성능이 양호하게 나타났다.

따라서 본 연구에서 제시한 개선 퍼지제어기의 성능이 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다는 매우 우수하게 나타났으며 본 연구의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 2002년도 순천대학교 공과대학 학술연구비에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- [1] B.K. Bose, "Power electronics and AC drives," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
- [2] C. Foulard, S. Gentil and J.P. Sandraz, "Commande et regulation par calculateur numerique," Eyrolles, Paris, 1987.
- [3] K.J. Astron and B. Wittenmark, "Adaptive control,"



Addison-Wesley, 1989.

- [4] B.K. Bose, "Expert systems, fuzzy logic and neural network applications in power electronics and motion control," Proc. of the IEEE, 82, pp.1303-1323, 1994.
- [5] B.K. Bose, "Intelligent control and estimation in power electronics and drives," Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conf. TA2-2.1-TA2-2.6, 1997.
- [6] 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.
- [7] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," *KIEE*, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [8] Ichiro Michi, N. Nagai, S. Nishiyama and T. Yamada, "Vector control of induction motor with fuzzy PI controller," IEEE IAS, pp. 341-346, 1991.
- [9] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, "A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive," IEEE IAS, pp. 854-861, 1991.
- [10] A. Masmoudi, N. Derbel and A. Ouali, "Fuzzy logic based flux oriented control of DFSM," EPE'99, pp. 1-10, 1999.

## 저 자 소 개



**정 동 화 (鄭 東 和)**

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

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr



**이 정 철 (李 廷 喆)**

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정

E-mail : jcleee0123@hanmail.net



**이 흥 균 (李 洪 鈞)**

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

E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr