

## Adaptive Fuzzy Control for High Performance PMSM Drive

鄭 東 和\* · 李 廷 喆\*\* · 李 洪 鈞\*\*

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

**Abstract** - This paper proposes an adaptive fuzzy controller based fuzzy logic control for high performance of permanent magnet synchronous motor(PMSM) drive. In the proposed system, fuzzy control is used to implement the direct controller as well as the adaptation mechanism. 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 adaptive fuzzy controller is evaluated by simulation for various operating conditions. The validity of the proposed controller is confirmed by performance results for PMSM drive system.

**Key Words** : PMSM, Fuzzy Control, Adaptive Control, High Performance, Adaptive Mechanism

### 1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)는 토크 밀도가 크고 고 효율이며 규격이 작은 장점을 가지고 있다. 최근, PMSM은 로봇 및 전기자동차와 같은 고성능이 요구되는 분야에 적용되고 있으며 고 품질 및 고 생산성을 필요로 하는 자동화 제어기에 적용되어 한층 매력을 끌고 있다. PMSM의 전동기 축이 외부 부하에 직결될 경우 제어 성능은 파라미터의 변동 및 부하외란에 매우 민감하다. 이는 PMSM의 제어 시스템을 약화시키는 요인이 된다. 따라서 속도 및 위치 제어 시스템에서 파라미터 변동 및 부하외란에 강인성 제어가 매우 중요하다.

PMSM 드라이브의 백터제어를 위한 속도제어기는 일반적으로 PI 알고리즘을 사용한다.[1] PI 알고리즘에서는 플랜트의 동적 특성을 동정하기 위하여 연속적인 측정이 가능한 플랜트 파라미터의 자동동조 또는 적응 알고리즘을 추가하여 사용하기도 한다.[2] 그러나 PI 제어기는 플랜트의 변동이 발생하여 연속적으로 적응추종을 해야할 경우, 계산이 매우 복잡하고 응답특성이 저하된다. 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.[3] 이러한 적응제어 기법은 수학적 모델링에 기초를 두고 있으며 다량의 알고리즘 때문에 매우 복잡하다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 종래의 PI 제어기에 퍼지제어를 적용하였으며[4], PID 제어기에 퍼지제어를 혼합하여 사용하였다.[5] 퍼지동작은 기준 근방의 동작점을 근사화시키고 PID 동작은 채터링 퍼지의 영향에 의한 오차를 제거하기 위하여 사용하였다. 또한, 부동 소속함수[6], 퍼지를 변화[7] 및 초안정도 이론에 의한 시스템의 이득변화[8]의 기법이 제시되었다. 이러한 적응기법은 MRAC에 기초하며 프로세서에 적응제어를 수행하기 위하여 단지 직접 퍼지제어기만을 사용하였다.

본 연구에서는 PMSM 드라이브의 고성능을 위하여 MRAC 기법을 응용한 적응 퍼지제어기를 제시한다. 적응 퍼지제어기는 적응제어와 종래의 직접 퍼지제어의 문제점을 보완하여 종래의 퍼지제어기에 기준 모델을 추가하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성한다. 적응 퍼지제어기는 2개의 퍼지제어의 블록으로 동작한다. 하나의 블록은 종래에 사용했던 직접 퍼지제어기이며 PMSM 드라이브의 속도 제어를 위하여 고려한다. 다른 블록은 기준 모델을 사용하고 퍼지추론을 근거로 하여 퍼지적용 메카니즘을 구현한다. 이 두 블록의 출력인 제어신호의 변화를 합하여 전체 제어신호의 변화로 사용한다. 종래의 직접 퍼지제어기와 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기의 응답특성의 결과를 비교한다. 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어기 보다 응답특성이 매우 양호하게 나타났으며 그 결과들을 제시한다.

\* 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 2月 22日

最 終 完 了 : 2002年 10月 21日

### 2. PMSM 드라이브 시스템

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 PMSM의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

그림 1은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 PMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

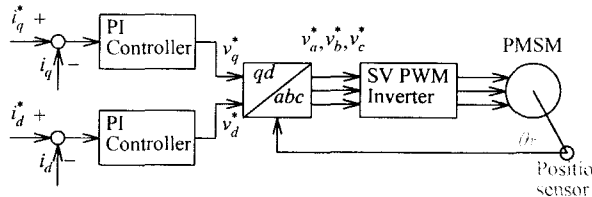


그림 1 PMSM의 벡터제어 시스템  
Fig. 1 Vector control system of PMSM

$i_q^*$ 와  $i_d^*$ 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류  $i_q$ 와  $i_d$ 와 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제어한다. PI 제어기의 출력은  $v_q^*$ 와  $v_d^*$ 이며 이는 좌표변환에 의해  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 PMSM을 제어한다. 회전자 위치 정보  $\theta_r$ 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 PMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.[9]

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \tag{1}$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \tag{2}$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \tag{3}$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{4}$$

### 3. 퍼지제어기

그림 2는 벡터제어 PMSM 드라이브의 퍼지 속도제어기의 블록도를 나타낸다.

퍼지제어기로 선정되어 입력되는 가장 중요한 변수는 속도오차와 속도오차의 시간 변화분이다. 두 개의 입력변수  $e_{\omega_r}(k)$ 와  $ce_{\omega_r}(k)$ 이며 매 샘플링 순간에서 다음과 같이 계산된다.

$$e_{\omega_r}(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \tag{5}$$

$$ce_{\omega_r}(k) = e_{\omega_r}(k) - e_{\omega_r}(k-1) \tag{6}$$

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

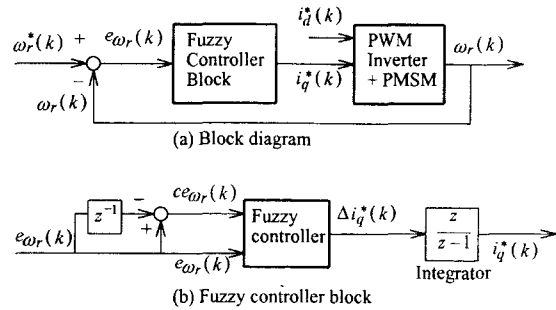


그림 2 벡터제어 PMSM의 퍼지 속도제어기  
Fig. 2 Fuzzy speed controller of a vector controlled PMSM

퍼지제어기는 퍼지화, 룰 평가 및 비퍼지화의 3단계로 나눈다. 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 3에 나타낸다.

입력변수  $e_{\omega_r}$ 와  $ce_{\omega_r}$ 의 전체집합은 해석의 반복수행으로 설정한  $(-180, 180)[\text{rad/s}]$ 와  $(-6, 6)[\text{rad/s}]$ 이다. 출력변수  $\Delta i_q^*$ 의 전체집합은  $(-2, 2)[\text{A}]$ 이다. 각 퍼지변수는 0에서  $\pm 1[\text{pu}]$ 까지 변화하는 소속  $\mu$ 의 정도에 따라 부 집합수가 있다.

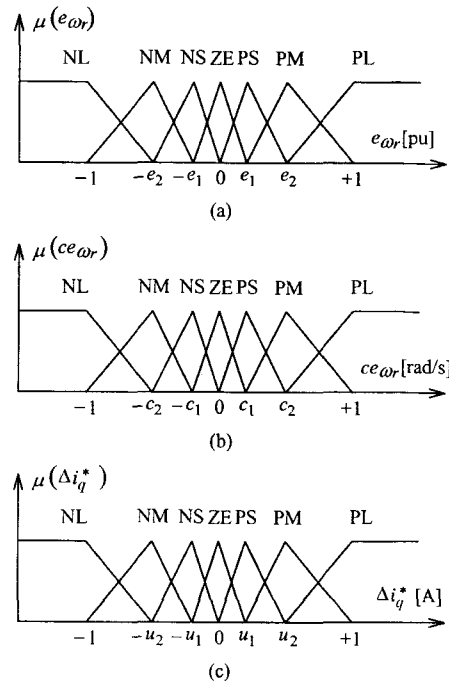


그림 3 퍼지변수의 소속함수  
Fig. 3 Membership function of the fuzzy variables

각 퍼지의 전체집합은 다음과 같이 7개의 퍼지집합으로 나눈다.

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

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

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + \Delta i_q^*(k) \quad (7)$$

출력변수  $\Delta i_q^*(k)$ 의 보통 값은 중심 비퍼지화의 방법을 이용하여 구할 수 있다.

$$\Delta i_q^*(k) = \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta i_q^*)_i \mu[(\Delta i_q^*)_i]}{\sum_{i=1}^n \mu[(\Delta i_q^*)_i]} \quad (8)$$

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. 적응 퍼지제어기

적응 퍼지제어기는 그림 4와 같고 퍼지제어 시스템에 적용되는 MRAC 형태를 나타내는 블록도이다. 기준모델과 퍼지적용 메카니즘의 2개의 중요한 블록은 종래의 퍼지제어기에 추가된다. 기준모델은 상승시간과 오버슈트와 같은 설계기준을 만족시키는 요구성능을 설정하는데 사용한다. 기준입력  $r$ 는 기준모델과 퍼지제어기에 동시에 공급된다. 입

력  $r$ 는 지령속도  $\omega_r^*(k)$ 이며 플랜트는 PWM 인버터와 PMSM이다. 시스템의 실제출력은 기준모델의 출력과 비교한다. 결과적인 오차와 오차의 변화는 FLAM(Fuzzy Logic Adaptation Mechanism)에 적용되며 이는 기준모델과 같이 동작하는 시스템을 강제화하기 위하여 FLC(Fuzzy Logic Controller)의 특성을 수정한다.

적응제어는 파라미터 적응과 신호 적응의 두 방법에 의해 실현될 수 있다. 파라미터 적응방법에서는 FLC의 지식 베이스가 소속함수와 규칙의 특성 또는 퍼지집합의 토폴로지 등을 변화시켜 수정한다. FLAM의 출력신호는 지식 베이스 수정자를 위한 입력신호로 사용되고 이 기능은 플랜트 입력  $u$ 에서 요구되는 변화를 발생하기 위하여 지식 베이스를 수정한다. 지식 베이스는 정규구간 동안 새롭게 수정하여 시스템의 메모리에 저장된다. 이 방법을 위하여 FLC는 자기진단을 하며 경험보다 더 우수한 내용을 학습한다. 그러나 지식 베이스가 필요한 정보의 양은 과대하기 때문에 구현하기는 복잡하다. 신호 적응방법은 적응 메카니즘은 보조 제어 신호를 발생시킨다. 이 신호는 동작의 변화와 부하조건에 의해 발생하는 성능의 오차를 보상하기 위하여 FLC 출력에 첨가한다. 이 메카니즘은 학습능력을 제공하지 않으며 지식 베이스의 수정이 필요 없게 되어 구현은 매우 간단하다.

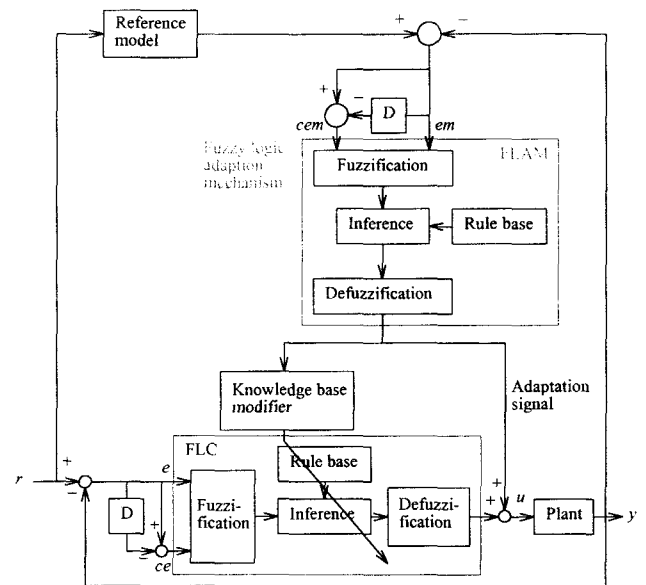


그림 4 MRAC 형태의 적응 퍼지제어기 시스템  
Fig. 4 Adaptive fuzzy controller system of MRAC type

FLAM의 내부구조는 퍼지화, 규칙수행 및 비퍼지화 등 직접 FLC와 동일하다. FLC와 FLAM 제어 규칙에 대하여 드라이브 지식과 일반적인 개념에 기초하여 형성한다. 기준모델은 요구되는 제어성능을 위한 성능목표로 나타나고 적응 메카니즘이 실제출력과 기준모델 출력사이의 오차를 최소화로 강제화할 수 있다면 요구되는 제어성능을 얻을 수 있다.

그림 5는 기준모델에 의한 적응 퍼지 메카니즘을 나타낸다. 적응 퍼지 메카니즘의 루프는 종래의 퍼지제어기 루프와 병렬로 연결된다.

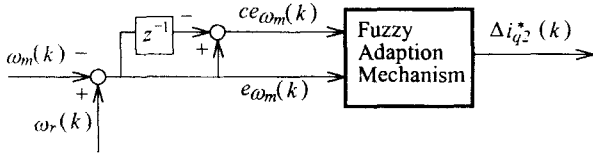


그림 5 기준모델에 의한 적응 퍼지 메카니즘  
Fig. 5 Adaptive fuzzy mechanism with reference model

적응 메카니즘에 의한 출력은  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 발생시킨다.  $\Delta i_{q1}^*(k)$ 과  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 합하여  $\Delta i_q^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해  $i_q^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

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

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \tag{9}$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \tag{10}$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q축 전류에 보상되는  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 가 발생되고  $\Delta i_{q1}^*(k)$ 에 추가된다. 그러므로 퍼지제어기의 지령 q축 전류는 다음과 같다.

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + [\Delta i_{q1}^*(k) + \Delta i_{q2}^*(k)] \tag{11}$$

$e\omega_m, ce\omega_m$  및  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 의 전체집합은 각각 (-180, 180) [rad/s], (-7, 7) [rad/s] 및 (-1, 1) [A]로 설정한다.

### 5. 결과 및 고찰

표 2는 PMSM의 파라미터를 나타낸다.

표 2 PMSM의 파라미터  
Table 2 Parameters of PMSM

$3(\text{Phase}), 60(\text{Hz}), P = 4, R = 1.4(\Omega), L_d = 6.6(\text{mH})$ $L_q = 15.8(\text{mH}), J = 0.00176(\text{Kg} \cdot \text{m}^2)$ $B = 0.00038818(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}/\text{rad})$
---

본 논문에서는 표 2와 같은 정격 파라미터를 갖는 PMSM을 사용하였다. 샘플링 주기를  $T_s = [m \text{ sec}]$ 로 하였으며 기준모델에서 1차 지연요소의 시정수는  $\tau = 120[m \text{ sec}]$ 로

설정하였다.

그림 6은 무부하 상태에서 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1000[rpm]으로 운전하다가 1.2[sec]에서 부하토크를 1[pu]로 인가하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 PI 제어기, (b)는 종래의 직접 퍼지제어기 및 (c)는 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기를 나타낸다. 적응 퍼지제어기의 실제속도는 지령속도의 스텝변화와 부하를 인가할 경우에 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 오버슈트가 매우 작게 나타났으며 추종성능도 양호하게 나타나고 있다. 적응 퍼지제어기의 q축 전류도 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

그림 7은 적응 퍼지제어기를 사용하고 0.25[sec]에서 지령속도의 스텝변화를 경우 다양한 관성 모멘트에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 정격 관성, (b)는 3배 증가 및 (c)는 6배를 증가시켰을 경우의 응답특성이다. 관성이 증가하면 안정화 시간이 길어지고 정상상태에 추종하는 성능이 매우 느리게 나타난다.

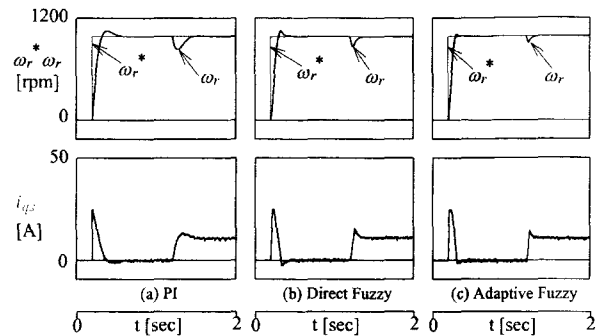


그림 6 지령속도의 스텝변화에 대한 과도응답  
Fig. 6 Transient responses on step change of command speed

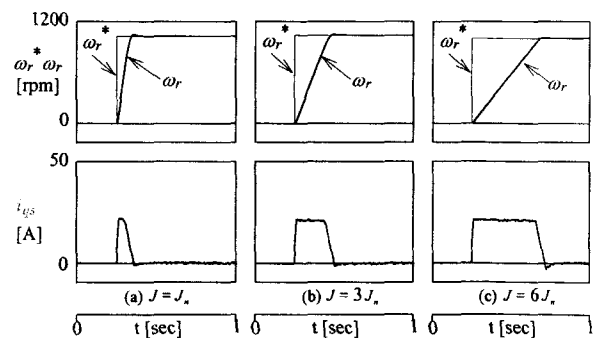


그림 7 다양한 관성 모멘트에 대한 지령속도의 스텝변화의 과도응답

Fig. 7 Transient responses on step change of command speed under various moment of inertia

그림 8은 다양한 부하토크에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성을 나타낸다. 산업계의 제어시스템에서 빈번하게 요구되는 부하토크인  $T_L = K_0 + K_1\omega_r + K_2\omega_r^2$ 를 인가한다. 본 논문의 적응 퍼지제어기를 사용하였으며 부

하토크 중 속도에 비례하는 상수  $K_1$ 을 변화시키며 그림 (a)  $K_1=0.001$ , (b)  $K_1=0.002$  및 (c)  $K_1=0.1$ 에 대한 응답특성이다. 부하가 커지면 오버슈트 및 채터링이 거의 나타나지 않지만 안정화 시간은 길어진다.

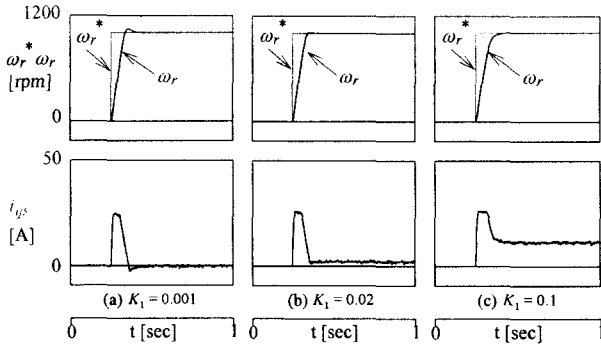


그림 8 다양한 부하토크에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성  
 Fig. 8 Transient responses on step change of command speed under various load torque

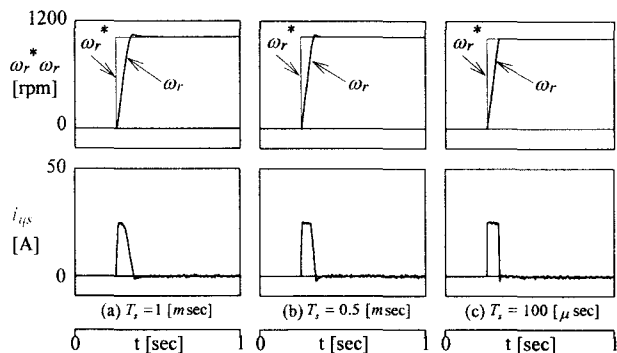


그림 9 다양한 샘플링 시간에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성  
 Fig. 9 Transient responses on step change of command speed under various sampling time

그림 9는 다양한 샘플링 시간에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성을 나타낸다. 적응 퍼지제어기를 사용하였으며 그림 (a)는  $T_s=1[s\ sec]$ , (b)  $T_s=0.5[m\ sec]$  및 (c)  $T_s=100[s\ \mu\ sec]$ 에 대한 응답특성이다. 샘플링 시간이 작아지면 속도는 오버슈트 및 채터링이 거의 나타나지 않으며  $q$ 축 전류는 증가하고 빠르게 정상상태에 도달한다.

그림 10은 (a)는 관성 모멘트  $3J_n$ , (b)는 부하토크의 상수  $K_1=0.02$  및 (c)는 샘플링 시간  $T_s=0.4[m\ sec]$ 일 경우의 PI, 직접 퍼지 및 적응 퍼지제어기의 응답특성을 비교한다. 그림 (a)에서 관성이 증가하면 PI와 직접 퍼지제어기에서는 오버슈트와 상승시간이 증가하며 적응 퍼지제어기는 상승시간은 약간 길어지지만 오버슈트가 감소되므로 빠르게 정상상태에 도달한다. 그림 (b)에서 부하가 증가하면 오버

슈트는 감소되지만 정상상태에 느리게 정상상태에 도달한다. 그림(c)에서 샘플링 시간이 짧아지면 직접 퍼지 및 적응 퍼지제어기는 정상상태에 빠르게 추종하지만 PI 제어기는 채터링이 증가하여 안정화 시간이 길어진다. 따라서 적응 퍼지제어기가 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 응답특성이 매우 양호하게 나타나고 있다.

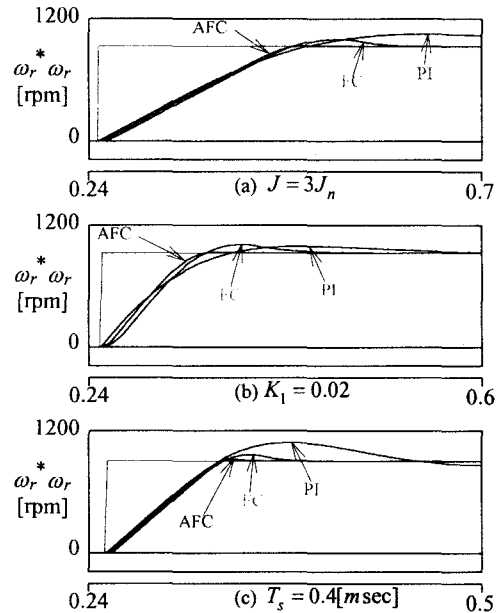


그림 10 다양한 파라미터에 대한 응답특성의 비교  
 Fig. 10 Comparison of transient responses under various parameters

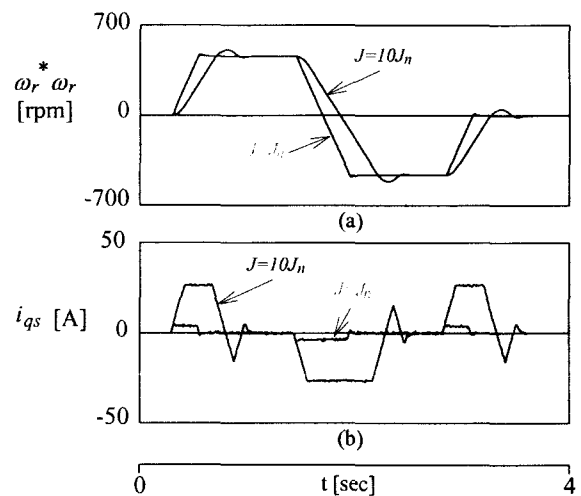


그림 11 직접 퍼지제어기의 제형파에 대한 응답특성  
 Fig. 11 Transient responses with trapezoidal wave of direct fuzzy controller

그림 11은 직접 퍼지제어기에 의한 응답특성이며 지령속도가 4상한 운전일 경우에 관성 모멘트의 변화에 대한

과도특성을 나타낸다. 관성 모멘트가  $J=J_n$ 일 경우에는 실제속도가 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그러나 관성을 10배로 증가시켜  $J=10J_n$ 으로 하였을 경우에는 오버슈트 및 채터링이 매우 크게 나타나며 안정화 시간도 매우 길어진다.  $q$ 축 전류도 관성을 10배로 증가하였을 경우에는 매우 큰 진동이 나타나고 제어기의 응답속도가 매우 느리게 나타난다.

그림 12는 그림 11과 같은 조건에서 적응 퍼지제어기에 의한 응답특성을 나타낸다. 관성 모멘트가  $J=J_n$ 일 경우에는 직접 퍼지제어기와 거의 유사한 응답특성의 결과를 얻을 수 있다. 그러나 관성을 10배로 증가시켰을 경우에는 직접 퍼지제어 보다 오버슈트 및 채터링이 작게 나타나며 빠르게 안정화하고 있다.  $q$ 축 전류도 관성을 10배로 증가하였을 경우에는 직접 퍼지제어보다 응답성능이 양호하게 나타난다.

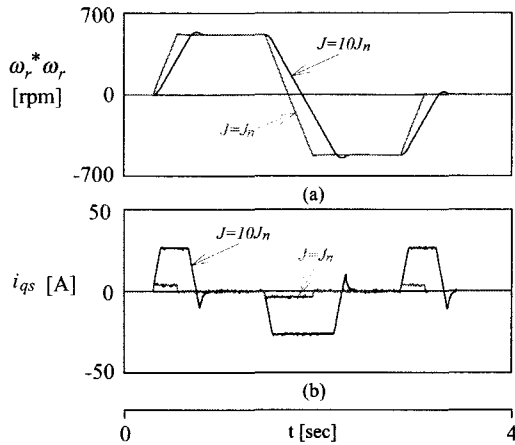


그림 12 적응 퍼지제어기의 제형파에 대한 응답특성  
Fig. 12 Transient responses with trapezoidal wave of adaptive fuzzy controller

### 6. 결 론

본 논문에서는 PMSM 드라이브의 고성능 제어를 위하여 퍼지추론을 이용한 적응 퍼지제어기를 제시하였다. 제시한 퍼지제어기는 기준모델에 기초한 적응 퍼지제어기를 종래의 직접 퍼지제어기에 추가하고 직접 퍼지제어기에서 사용한 퍼지논리를 응용하였다.

적응 퍼지제어기는 PMSM의 지령속도의 변화와 부하 변화에 대하여 종래의 직접 퍼지제어기 보다 양호한 응답특성이 나타났다. 그리고 관성 증가에 따른 동작조건의 변화에 적응 퍼지제어기가 오버슈트 및 채터링이 매우 작게 나타났으며 안정화 시간도 양호하게 나타났다. 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기를 종래의 PI, 직접 퍼지제어기 보다 응답특성이 매우 우수하게 나타났으며 제시한 적응 퍼지제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

### 감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2001-000-00301-0) 지원으로 수행되었음.

### 참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives," Englewood Cliffs. Ed. Prentice Hall, 1986.
- [2] P. E. Wellstead, D. L. Prager, "Self tuning multivariable regulators," in Self Tuning and Adaptive Control: Theory and Application, C. J. Harris and S. A. Billing eds. IEE Control Engineering Serie 15. Peter Peregrinus Ltd. London, 1985.
- [3] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.
- [4] 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.
- [5] S. Tzafestas, N. P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control," IEEE Trans, IA, vol. 37, no. 5, pp. 365-371, 1990.
- [6] A. G. Keskar, K. L. Asanare, "Floating membership fuzzy logic controller for adaptive control of AC drive," IEEE ISIE'97, pp. 1216-1221, 1997.
- [7] J. L. Silva Neto, H. Le-Suy, "A fuzzy rule changing algorithm for an adaptive fuzzy controller, IEEE ISIE'97, pp. 1157-1161, 1997.
- [8] E. Cerruto, A. Consoil, A. Raciti and A. Testa, "Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives," IEEE Trans. on PE, vol. 12, no. 6, pp. 1028-1040, 1997.
- [9] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.

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(공학박사). 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 홍 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



**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