

PMSM 드라이브의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지제어기의 설계

論文

53B-2-7

Design of Adaptive Fuzzy Control for High Performance of PMSM Drive

鄭東和* · 李洪鈞** · 李廷喆**

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

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

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

1. 서론

최근, 산업계에서는 고 품질과 고 생산성을 창출할 수 있는 다양한 자동화 제어기가 요구되고 있으며 이에 부응하여 최적 고성능을 발휘할 수 있는 전동기 드라이브의 기술적인 개발이 필수적이다. 저가격의 전력전자 소자의 이용과 전동기의 특성개선으로 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 요구되는 적용분야가 더욱 확산되고 있다. PMSM은 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고효율 고역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있으며 로봇, 전기자동차 및 공작기와 같은 고성능 분야에 적용되고 있다 [1]

자동화 시스템에서 사용되는 다양한 공정라인에서 동작조건이 빈번하게 변경될 경우가 있다. PMSM 드라이브의 제어성능은 전동기 축이 외부 부하에 직결될 경우 파라미터의 변동 및 부하외란에 매우 민감하다. 이러한 동작이 반복될 경우에는 제어 시스템의 성능을 악화시키는 요인이 된다. 따라서 속도 및 위치 제어 시스템에서 파라미터 변동 및 부하외란에 강인성 제어가 매우 중요하다.[2]

최근에 와서 동작조건에 적응기법과 드라이브 파라미터의 적응기법 등 적응제어가 호응을 받고 있다. 적응제어는 부하토크 또는 관성과 같은 동작의 다양한 변동에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있으며 종래의 PI 제어기 보다 매우 양

호한 성능을 얻을 수 있다. 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.

퍼지제어는 제어기의 설계를 위하여 요구되는 수학적 모델링이 필요하지 않으며 제어기의 동작은 시스템 관리자의 지식과 제어 공학자의 경험에 기초를 둔다. 퍼지제어는 파라미터가 고정되어 있기 때문에 성능은 적응제어 보다 우수하지만 동작조건 또는 환경변화에는 제어성능이 악화된다.[4] 따라서 광범위한 영역까지 동작조건이 변화할 경우 제어성능을 양호하게 유지할 수 있는 적응기법이 필요하다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 종래의 PI 제어를 퍼지 제어로 교체하여 사용하거나[5], PID 제어기에 퍼지제어를 혼합하여 사용하였다.[6] 퍼지동작은 기존 근방의 동작점을 근사화시키고 PID 동작은 채터링 퍼지의 영향에 의한 오차를 제거하기 위하여 사용하였다. 또한, 부동 소속함수[7], 퍼지를 변화[8] 및 초안정도 이론에 의한 시스템의 이득변화[9]의 기법이 제시되었다. 이러한 적응기법은 MRAC에 기초하며 프로세서에 적응제어하기 위하여 직접 퍼지제어기를 사용하였다.

본 논문에서는 고성능 PMSM 드라이브를 위한 적응 퍼지제어기를 제시한다. 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어와 적응제어의 문제점을 보완하여 직접 퍼지제어기에 기존 모델을 추가하여 MRAC 형태의 적응 퍼지제어기를 구성한다. 적응 퍼지제어기는 2개의 퍼지제어의 블록으로 동작한다. 하나의 블록은 종래에 사용했던 직접 퍼지제어기이며, PMSM 드라이브의 속도제어를 위하여 고려한다. 다

* II 會員 : 順川大 工大 電氣制御工學科 教授

** II 會員 : 順川大 工大 電氣制御工學科 博士課程

接受日字 : 2002年 7月 23日

最終完了 : 2003年 12月 21日

큰 블록은 기준 모델을 사용하고 퍼지추론을 근거로 하여 퍼지적용 메카니즘을 구현한 적응 퍼지제어기이다. 이 두 블록의 출력의 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.

2. PMSM의 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

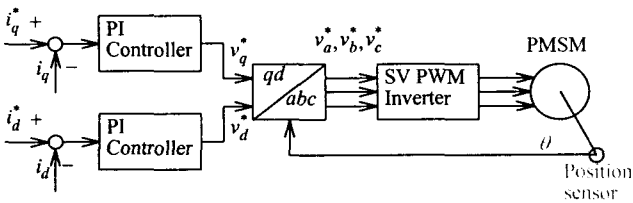


그림 1 PMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 1 Vector control system of PMSM

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. 회전자의 위치정보는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 PMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.[10]

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

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

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

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

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

3. 적응 퍼지제어기

종래의 직접 퍼지제어기는 고정된 파라미터를 사용하므로 동작조건이 광범위하게 변화는 적용분야에는 만족할 만한 성능을 발휘할 수 없다. 다양한 동작조건에 변화에도 적용할 수 있는 적응 퍼지제어기가 필요하다. 종래의 적응 제어기인 STC, MRAC 및 EKF 등은 매우 양호한 성능을 얻을 수 있다. 그러나 다량의 계산 알고리즘 때문에 복잡하고 수학적 모델링과 시스템의 구현에 기초한다. 퍼지논리를 이용한 적응 제어시스템은 종래의 적응 시스템과 유사한 방법을 사용하여 설계가 가능하다. 적응 퍼지제어기는 퍼지추론을 사용하여 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성된다. 퍼지적용 알고리즘은 수학적 처리가 필요하지 않으므로 매우 간단하다.

적용 퍼지제어기는 그림 2에 나타난 특정 수학적 기준모델의 출력으로서 제어 시스템의 예측성능을 파악할 수 있다.

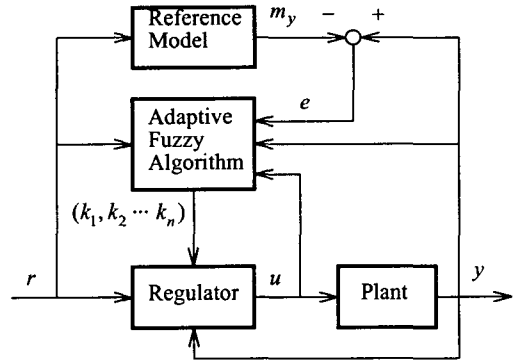


그림 2 적응 퍼지제어기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of adaptive fuzzy controller

입력 r 는 지령속도 $\omega_r^*(k)$ 이며 플랜트는 PWM 인버터와 PMSM이다. 그리고 플랜트의 출력 y 는 $\omega_r(k)$ 이며 기준모델의 출력은 m_y 는 $\omega_m(k)$ 이다. 적응 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 3은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC (Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC (Adaptive Fuzzy Controller)는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

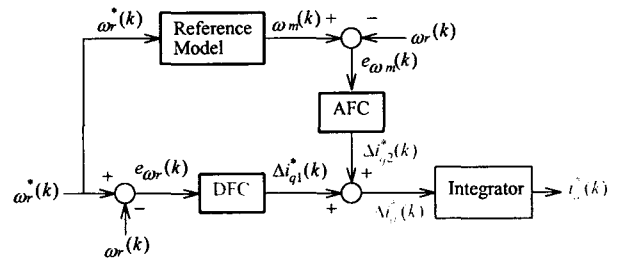


그림 3 제시한 적응 퍼지 알고리즘
Fig. 3 proposed adaptation fuzzy algorithm

DFC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다.

DFC는 종래의 퍼지제어 알고리즘을 사용하며 AFC는 기준모델을 사용하여 그림 2에서 플랜트의 출력 y 는 기준모델의 출력 m_y 와 비교하여 오차 e 는 적응퍼지 메카니즘에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 동일한 지령입력인 r 가 종래의 퍼지제어기와 기준모델에 공급된다. 기준모델의 출력은 지령신호에 요구되는 응답인 y_m 이다. 이 출력은 적응신호를 발생시키는 시스템의 실질적인 응답 y 와 비교하여 오차를 감소하는 방향으로 적응 퍼지 메카니즘에 의해 동작된다. 그림 4는 기준모델에 의한 적응 퍼지 메카니즘을 나타낸다. 적응 퍼지 메카니즘의 루프와 병렬로 연결된다.

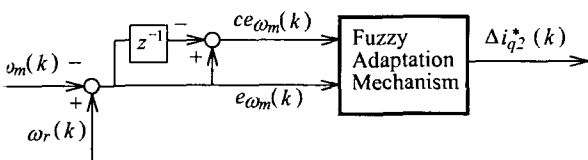


그림 4 기준모델에 의한 적응 퍼지 메카니즘
Fig. 4 Adaptive fuzzy mechanism with reference model

적용 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.

적용 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.

$$e_{\omega_m}(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \quad (5)$$

$$ce_{\omega_m}(k) = e_{\omega_m}(k) - e_{\omega_m}(k-1) \quad (6)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q 축 전류에 보상되는 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서 $\omega_m^*(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\omega_r(k)$ 는 실제 회전자속도이다.

퍼지제어기는 퍼지화, 룰 평가 및 비퍼지화의 3단계로 나뉜다. 퍼지화 단계에서 보통변수 $e_{\omega_m}(k)$ 와 $ce_{\omega_m}(k)$ 는 삼각함수 소속함수를 사용하여 퍼지변수 e_{ω_m} 와 ce_{ω_m} 로 변환한다. 소속함수는 그림 5에 나타낸다.

$e_{\omega_m}, ce_{\omega_m}$ 및 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 의 전체집합은 각각 $(-180, 180)$ [rad/s], $(-8, 8)$ [rad/s] 및 $(-1, 1)$ [A]로 설정한다. 각 퍼지변수는 0에서 ± 1 [pu]까지 변화하는 소속 μ 의 정도에 따라 7 집합수가 있다.

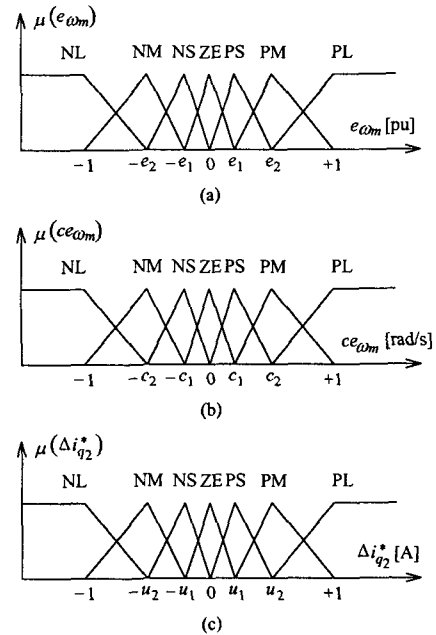


그림 5 퍼지변수의 소속함수
Fig. 5 Membership function of the fuzzy variables

각 퍼지의 전체집합은 다음과 같이 7개의 퍼지집합으로 나뉜다.

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

변수 e_{ω_m} 와 ce_{ω_m} 는 표 1에서 $49(7 \times 7)$ 개의 룰을 수행하는 추론에 의해 처리된다. 비 퍼지화 단계에서 출력변수 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 의 보통 값을 얻는다.

출력변수 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 의 보통 값은 중심 비퍼지화의 방법을 이용하여 구할 수 있다.

$$\Delta i_{q2}^*(k) = \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta i_{q2}^*)_i \mu[(\Delta i_{q2}^*)_i]}{\sum_{i=1}^n \mu[(\Delta i_{q2}^*)_i]} \quad (7)$$

표 1 속도제어기의 룰베이스
Table 1 Rule base for speed controller

$e_{\omega_m} \backslash ce_{\omega_m}$	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

그림 6은 벡터제어 PMSM 드라이브의 적응퍼지 속도제어기의 블록도를 나타낸다. 속도제어기를 위하여 DFC와 AFC의 두 개의 퍼지제어기가 동작하며 DFC의 퍼지제어기도 AFC와 같은 방법으로 설계가 가능하다. 자속제어기에서도 퍼지제어기를 설계하여 사용하며 AFC와 같은 방법으로 설계할 수 있다. 자속제어기의 출력에서는 $i_d^*(k)$ 를 얻는다.

DFC의 출력에서 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 q축 전류를 얻을 수 있다.

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + [\Delta i_{q1}^*(k) + \Delta i_{q2}^*(k)] \quad (8)$$

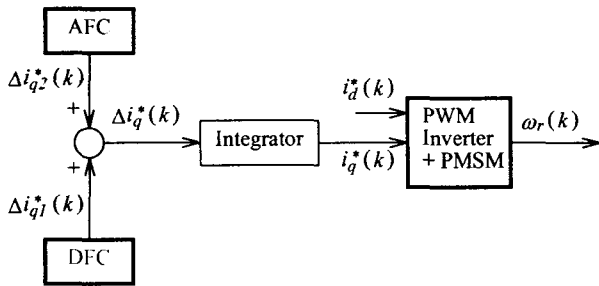


그림 6 벡터제어 PMSM의 적응퍼지 속도제어기
Fig. 6 Adaptive fuzzy speed controller of a vector controlled PMSM

4. 결과 및 고찰

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

표 2 PMSM의 파라미터
Table 2 Parameters of PMSM

<p>3(Phase), 60(Hz), $P = 4$, $R = 0.43(\Omega)$ $L_d = 16(mH)$, $L_q = 39.8(mH)$ $J = 0.0052(Kg \cdot m^2)$, $B = 0.002044(N \cdot m \cdot sec/rad)$</p>

그림 7은 무부하 상태에서 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[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 8은 적응 퍼지제어기를 사용하고 0.2[sec]에서 지령속도의 스텝으로 변화시킬 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.

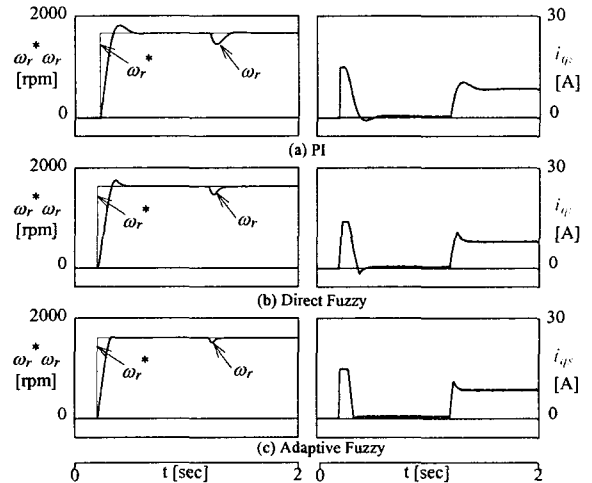


그림 7 지령속도의 스텝변화에 대한 과도응답
Fig. 7 Transient responses on step change of command speed

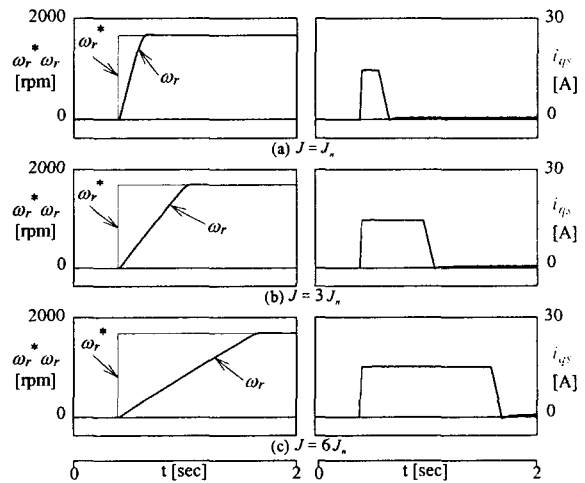


그림 8 다양한 관성 모멘트에 대한 지령속도의 스텝변화의 과도응답
Fig. 8 Transient responses on step change of command speed under various moment of inertia

그림 9는 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 연구의 적응 퍼지제어기를 사용하였으며 부하토크 중 속도에 비례하는 상수 K_1 을 변화시키며 그림 (a) $K_1 = 0.00$, (b) $K_1 = 0.005$ 및 (c) $K_1 = 0.02$ 에 대한 응답

특성이다. 부하가 커지면 오버슈트 및 채터링이 거의 나타나지 않지만 안정화 시간은 길어진다.

그림 10은 다양한 샘플링 시간에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성을 나타낸다. 적응 퍼지제어기를 사용하였으며 그림 (a)는 $T_s=1[msec]$, (b) $T_s=0.4[msec]$ 및 (c) $T_s=100[\mu sec]$ 에 대한 응답특성이다. 샘플링 시간이 작아지면 속도는 오버슈트 및 채터링이 거의 나타나지 않으며 q 축 전류는 증가하고 빠르게 정상상태에 도달한다.

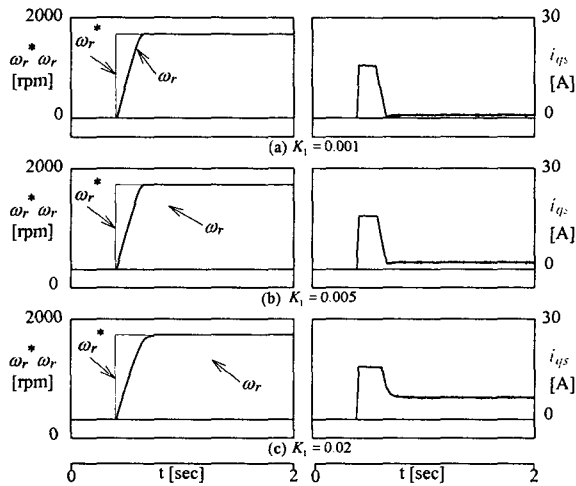


그림 9 다양한 부하토크에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성

Fig. 9 Transient responses on step change of command speed under various load torque

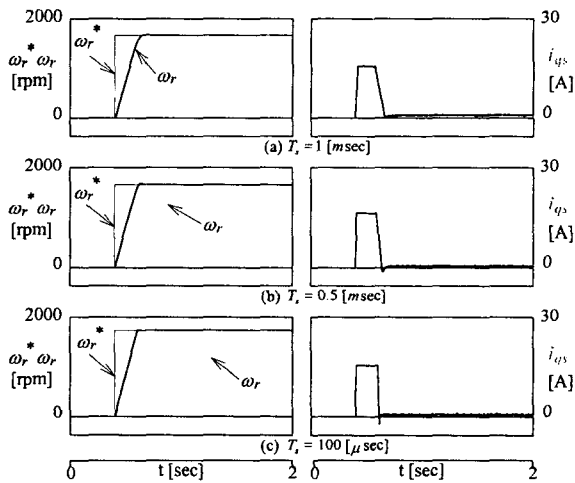


그림 10 다양한 샘플링 시간에 대한 지령속도의 스텝변화에 대한 응답특성

Fig. 10 Transient responses on step change of command speed under various sampling time

그림 11에서 (a)는 관성 모멘트 $3J_n$, (b)는 부하토크의 정수 $K_1=0.01$ 및 (c)는 샘플링 시간 $T_s=0.4[msec]$ 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 오버슈트는 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 12는 직접 퍼지제어기에 의한 응답특성이며 지령속도가 4상한 운전일 경우에 관성 모멘트의 변화에 대한 과도 특성을 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.

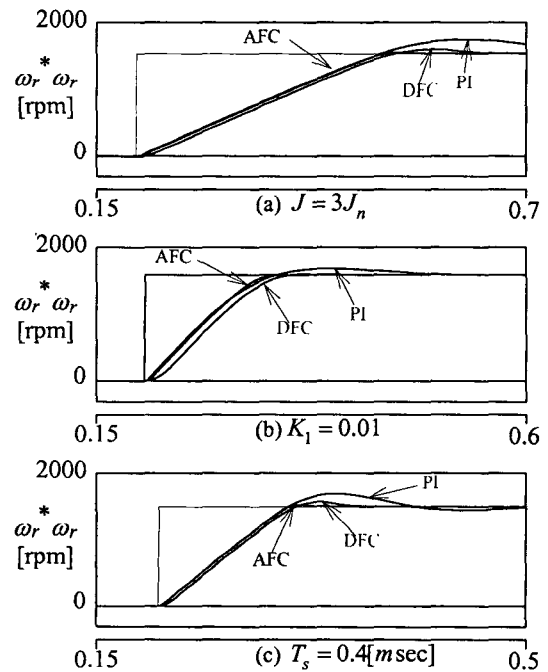


그림 11 다양한 파라미터에 대한 응답특성의 비교

Fig. 11 Comparison of transient responses under various parameters

그림 13은 그림 12와 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 응답능력이 양호하게 나타난다.

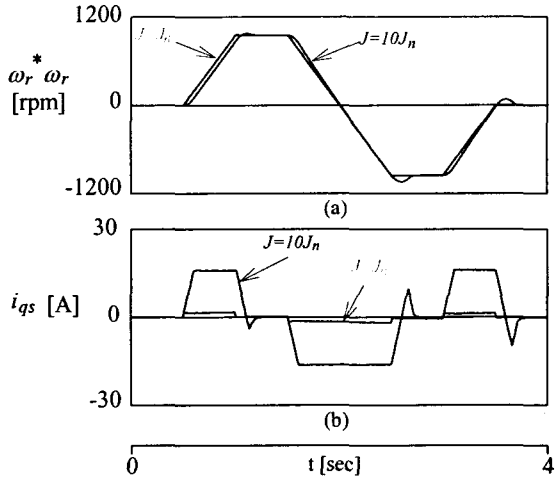


그림 12 직접 퍼지제어기의 제형파에 대한 응답특성
Fig. 12 Transient responses with trapezoidal wave of direct fuzzy controller

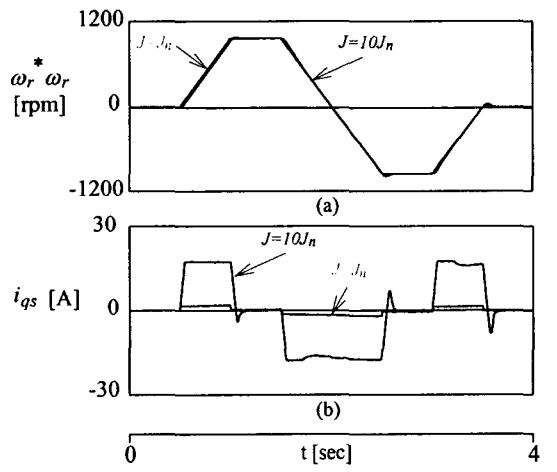


그림 13 적응 퍼지제어기의 제형파에 대한 응답특성
Fig. 13 Transient responses with trapezoidal wave of adaptive fuzzy controller

5. 결 론

본 논문에서는 PMSM 드라이브의 고성능 제어를 위하여 퍼지추론을 이용한 적응 퍼지제어기를 제시하였다. 제

시한 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 응답 특성이 나타났다. 그리고 관성 증가에 따른 동작조건의 변화에 적응 퍼지제어기가 오버슈트 및 채터링이 매우 작게 나타났으며 안정화 시간도 양호하게 나타났다. 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기는 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 (2002)) 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives," Englewood Cliffs. Ed. Prentice Hall, 1986.
- [2] F. Mrad, Z. Gao and N. Dhayagyagude, "Fuzzy logic control of automated screw fastening," *IEEE IAS Ann. Meet.*, pp. 1673-1680, 1985.
- [3] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.
- [4] D. H. Chung, et al., "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," *KIPE*, vol. 7, pp. 215-223, 2002.
- [5] 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.
- [6] S. Tzafestas, N. P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control," *IEEE Trans, IA*, vol. 37, no. 5, pp. 365-371, 1990.
- [7] A. G. Keskar, K. L. Asanare, "Floating membership fuzzy logic controller for adaptive control of AC drive," *IEEE ISIE'97*, pp. 1216-1221, 1997.
- [8] J. L. Silva Neto, H. Le-Suy, "A fuzzy rule changing algorithm for an adaptive fuzzy controller," *IEEE ISIE'97*, pp. 1157-1161, 1997.
- [9] 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.
- [10] 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(공학박). 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 수료

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 수료

E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr