

# 퍼지제어기를 이용한 영구자석 동기전동기의 강인한 속도제어

崔永植\*, 劉炯寧\*\*, 鄭鎮佑†

## Robust Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor using a Fuzzy Logic Controller

Young-Sik Choi, Dong-Young Yu, and Jin-Woo Jung

### 요 약

본 논문에서는 영구자석 동기전동기(PMSM)의 강인한 속도 제어를 위하여 Takagi-Sugeno 퍼지 기법을 이용한 퍼지 속도제어기를 제안한다. 또한 제안된 퍼지 속도제어기는 부하 토크의 정보를 필요로 하므로 2차 부하 토크관측기를 이용하여 부하 토크를 추정한다. 퍼지 속도제어기가 존재하기 위한 LMI 조건을 유도하고, 제어기의 이득이 주어진다. 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 포함하는 확장된 제어시스템의 안정도가 보장됨을 보인다. 본 연구에서 제안된 퍼지 속도제어기의 성능을 검증하기 위하여, 전동기 파라미터 변동 하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어졌다. 본 결과를 통하여 제안된 제어 기법은 영구자석 동기전동기의 속도를 정확하게 제어할 수 있음을 검증하였다.

### ABSTRACT

This paper proposes a new fuzzy speed controller based on the Takagi-Sugeno fuzzy method to achieve a robust speed control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The proposed controller requires the information of the load torque, so the second-order load torque observer is used to estimate it. The LMI condition is derived for the existence of the proposed fuzzy speed controller, and the gains of the controller are provided. It is proven that the augmented control system including the fuzzy speed controller and the load torque observer is exponentially stable. To evaluate the performance of the proposed fuzzy speed controller, the simulation and experimental results are presented under motor parameter variations. Finally, it is clearly verified that the proposed control method can accurately control the speed of a permanent magnet synchronous motor.

**Key Words** : Fuzzy speed control, Load torque observer, PM synchronous motor

## 1. 서 론

PMSM을 위한 다양한 종류의 비선형 제어방식이 제안되었지만, 대부분은 비선형 속도제어기와 함께 부

하 토크관측기를 사용하여 부하 토크의 변동을 억제하는 방식을 제안하였다.<sup>[1]-[7]</sup> 그러나 대부분의 기존 제어방식은 PMSM의 비선형성과 모델링 오차 및 불확실성을 해결하고자 선형관측기와 선형화된 모델을 사용하였다. 따라서 기존방식은 모터 파라미터와 부하 토크 변동 시에 PMSM의 안정성과 강인한 제어 성능을 보장할 수 없다. 한편 Takagi-Sugeno(T-S) 퍼지 모델을 사용하면 기존의 제어 기법에서는 해결하기 힘든 복잡한 비선형 또는 불확실한 시스템을 성공적으로 제어할 수 있었다.<sup>[8]-[11]</sup>

†교신저자 : 정회원, 동국대 전자전기공학부 조교수

E-mail : jinwojung@dongguk.edu

\*학생회원, 동국대 전자전기공학부 석·박사 통합과정

\*\*학생회원, 동국대 전자전기공학부 박사과정

접수일자 : 2010. 6. 25 1차 심사 : 2010. 7. 16

2차 심사 : 2010. 7. 26 심사완료 : 2010. 7. 28

본 논문에서는 PMSM의 강인한 속도 제어를 위하여 T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기를 제안한다. 또한 제안된 퍼지 속도제어기는 부하 토크의 정보를 필요로 하므로 2차 부하 토크관측기를 사용하여 부하토크를 추정한다. 제안된 부하 토크관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 안정도를 수학적으로 해석하여 증명한다. 마지막으로 제안된 퍼지제어기의 성능을 검증하기 위하여 기존 PI 제어방식과 비교하여 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

## 2. PMSM 모델링

표면 부착형 PMSM의 동적인 모델은 토크 및 전압 방정식으로 부터 아래 식 (1)과 같이 dq축 수식으로 표현되며, 이에 대한 등가회로는 그림 1에서 보는 바와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + k_6 V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $k_i$ 는 모터 파라미터값에 따라 결정되는 계수들이다. 식 (1)에서 보는 바와 같이 PMSM은 정밀한 속도 제어를 구현하기 위해서 속도( $\omega$ ) 및 전류( $i_{ds}, i_{qs}$ ), 그리고 부하 토크( $T_L$ )의 정보도 필요함을 알 수 있다. 또한, 속도제어기가 부하 토크의 변동을 고려하지 않는다면, 구동시스템의 제어 성능은 매우 저하될 수 있다. 따라서 대부분의 경우에는 부하 토크관측기를 이용하여 부하 토크를 추정한다.<sup>[1]-[7]</sup>

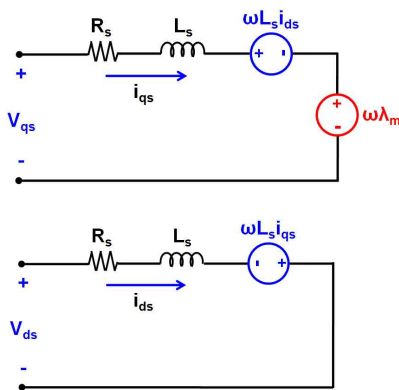


그림 1 PMSM의 등가회로  
Fig. 1 PMSM equivalent circuit

본 논문에서는 속도제어기와 토크관측기를 설계하기 위하여 다음의 가정을 사용한다.

- A1 :  $\omega, i_{ds}, i_{qs}$ 는 측정 가능하다.
- A2 :  $\dot{T}_L=0$ 으로 할 수 있다.
- A3 :  $\omega, \dot{\omega}, \ddot{\omega}$ 는 유한하다.

## 3. 퍼지 속도제어기 설계

T-S 퍼지 모델링 기법을 이용하면, 퍼지 속도제어기 설계 시에 식 (1)은 3차 r-rule 퍼지 모델로 근사화할 수 있다. 따라서 T-S 퍼지 모델의 i번째 시스템 규칙은 다음과 같이 주어진다.

System Rule i : IF  $i_s$  is  $F_i$ , THEN

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \omega I_{di} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + k_6 V_{ds} + \omega I_{qi} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $F_i (i=1, \dots, r)$ : 퍼지 집합(Fuzzy Set), r: 퍼지 규칙 수,  $(I_{qi}, I_{di})$ : i번째 동작점,  $i_s = [i_{qs}, i_{ds}]^T$ . 각 퍼지 집합  $F_i$ 는 i번째 System Rule에 대한 소속 함수  $m_i(i_s)$ 에 의해서 특성화되며, i번째 동작점에서는  $(i_{qs}, i_{ds}) = (I_{qi}, I_{di})$ 이다. 그러므로 표준 퍼지추론법을 사용함으로써 다음과 같은 전역적인 비선형 모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + k_6 V_{ds} + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{qi} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $m_i: R^2 \rightarrow [0,1]$ ,  $h_i(i_s) = m_i(i_s) / \sum_{j=1}^r m_j(i_s)$ ,  $h_i(i_s)$ 는 정규화 된 가중치를 의미하며, 항상 다음 조건  $\sum_{i=1}^r h_i(i_s) = 1, h_i(i_s) \geq 0$ 을 만족한다.

결국 위의 식 (3)은 아래 상태방정식 (4)로 단순화될 수 있다.

$$\dot{x}_c = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) A_{ci} x_c + B_T T_L + B_u u_c \quad (4)$$

여기서,

$$A_{ci} = \begin{bmatrix} -k_2 & k_1 & 0 \\ -k_5 - I_{di} & -k_4 & 0 \\ I_{qi} & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, B_T = \begin{bmatrix} -k_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_6 & 0 \\ 0 & k_6 \end{bmatrix}, x_c = \begin{bmatrix} \omega \\ i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}, u_c = \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \text{이다.}$$

A2와 A3에 의해서  $q$ 축 전류의 지령치( $i_{qsd}$ )와 도함수( $\dot{i}_{qsd}$ )는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$i_{qsd} = \frac{1}{k_1} (k_2 \omega_d + \dot{\omega}_d + k_3 T_L), \quad \dot{i}_{qsd} = \frac{1}{k_1} (k_2 \dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d) \quad (5)$$

또한 속도 오차( $\tilde{\omega}$ )와  $q$ 축 전류 오차( $\tilde{i}_{qs}$ )는 아래와 같이 정의된다.

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega_d, \quad \tilde{i}_{qs} = i_{qs} - i_{qsd} \quad (6)$$

영구자석 동기전동기의 제어 입력( $V_{qs}, V_{ds}$ )을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$V_{qs} = \frac{1}{k_6} (u_q + u_{qf}), \quad V_{ds} = \frac{1}{k_6} (u_d + u_{df}) \quad (7)$$

여기서,  $u_q$ 와  $u_d$ : 영구자석 동기전동기의 비선형성을 보상하기 위한 제어 입력,  $u_{qf}$ 와  $u_{df}$ : 오차 동역학을 안정화하기 위한 제어 입력이다.

식 (3)은 위의 (6)과 (7)을 이용하면 다음의 오차방정식으로 변환된다.

$$\dot{\tilde{\omega}} = k_1 \tilde{i}_{qs} - k_2 \tilde{\omega} \quad (8)$$

$$\dot{\tilde{i}_{qs}} = -k_4 \tilde{i}_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di} - \dot{i}_{qsd}$$

$$\dot{\tilde{i}_{ds}} = -k_7 \tilde{i}_{ds} + k_8 V_{ds} + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{qi}$$

T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기는 다음의 선형제어기를 이용하여 국부적인 제어기로 표현할 수 있다.

Controller Rule  $i$ : IF  $i_s$  is  $F_i$ , THEN

$$u_q = k_4 \dot{i}_{qs} + k_5 \omega + \omega I_{di} + (k_2 \dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d) / k_1,$$

$$u_d = k_7 \dot{i}_{ds} - \omega I_{qi}, u_{qdf} = K_i x \quad (9)$$

여기서,  $x = [\tilde{\omega}, \tilde{i}_{qs}, \tilde{i}_{ds}]^T$ ,  $u_{qdf} = [u_{qf}, u_{df}]^T$ ,  $K_i \in R^{2 \times 3}$ : 이득 행렬이다.

그러므로 전역적인 퍼지 속도제어기는 아래 (10)과 같이 표현되며, 그림 2는 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$u_q = k_4 \dot{i}_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di} + (k_2 \dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d) / k_1, \quad (10)$$

$$u_d = k_7 \dot{i}_{ds} - \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{qi}, \quad u_{qdf} = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) K_i x$$

결국 폐회로 제어시스템의 오차방정식 (8)은 (10)에 의해서 아래 상태방정식 (11)로 단순화 될 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) (A + BK_i) x \quad (11)$$

$$\text{여기서, } A = \begin{bmatrix} -k_2 & k_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{이다.}$$

이제 퍼지 속도제어기의 이득( $K_i$ )을 계산하기 위하여 다음의 LMI 조건을 고려하자.

$$X > 0, (A + \alpha I)X + X(A + \alpha I)^T + BY_{ci} + Y_{ci}^T B^T < 0, \quad \forall i \quad (12)$$

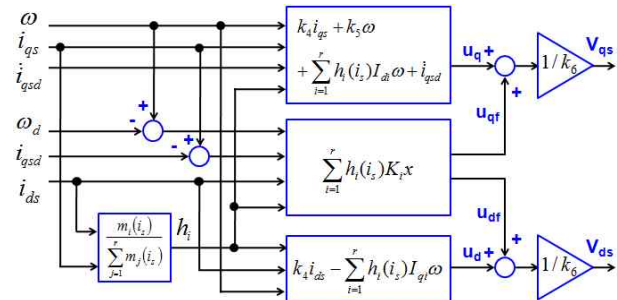


그림 2 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램  
Fig. 2 Block diagram of the proposed fuzzy speed controller

여기서,  $X \in R^{3 \times 3}$ ,  $Y_{\alpha} \in R^{2 \times 3}$ 은 결정 변수들이며,  $\alpha \geq 0$ 이다. LMI (12)의 해  $(X, Y_{\alpha})$ 는 Matlab의 LMI Toolbox를 이용하여 쉽게 얻어진다. 속도제어기의 이득( $K_i$ )은 다음에 의해 계산된다.

$$K_i = Y_{\alpha} X^{-1} \quad (13)$$

만약에 식 (12)를 만족하는 해  $(X, Y_{\alpha})$ 가 존재한다면, 아래 식 (14)를 만족시키는  $Q_c$ 가 존재함에 유의해야 한다.<sup>[12]</sup>

$$P_c A + A^T P_c + P_c B K_i + K_i^T B^T P_c \leq -Q_c < 0, \forall i \quad (14)$$

여기서,  $P_c = X^{-1}$ . 그러면 Lyapunov 함수  $V_c(x) = x^T P_c x$ 와 이전 결과 [8], [12]를 참조하여 다음 정리 1을 얻을 수 있다.

**정리 1 :** LMI (12)을 만족시키는 해  $(X, Y_{\alpha})$ 가 존재하고 제어기 (11)의 이득( $K_i$ )이 (13)처럼 주어지면 오차( $x$ )는 최소 감쇠율( $\alpha$ )을 가지고 0에 수렴한다.

본 논문에서 제안된 속도제어기 설계 방법은 LMI에 기반 하므로, 위에서 설명한  $\alpha$ -안정도 이외에 LQ 성능지수, 일반화된  $H_2/H_{\infty}$  성능지수 등 LMI 형태로 표현 가능한 다양하고 유용한 성능지수를 제어기 설계 시 쉽게 고려할 수 있다.<sup>[8], [12]</sup>

#### 4. 부하 토크관측기 설계

제안된 퍼지 속도제어기 (10)은 부하 토크 변동의 영향을 억제하기 위하여 토크의 정보를 필수로 하므로, 본 논문에서는 2차 부하 토크관측기를 사용하여 미지의 부하 토크를 추정한다.

부하 토크관측기를 설계하기 위하여 추정 속도( $\hat{\omega}$ )와 추정 토크( $\hat{T}_L$ )를 다음의 2차 동역학식으로 정의하자.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= k_1 i_{qs} - (k_2 + L_1)\omega - k_3 \hat{T}_L + L_1 \hat{\omega} \\ \dot{\hat{T}}_L &= L_2(\omega - \hat{\omega}) \end{aligned} \quad (15)$$

위의 식 (15)는 (1)과 A2에 의해서 아래와 같이 관측기 오차방정식으로 단순화 될 수 있으며, 그림 3은

부하 토크관측기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$\dot{z} = A_{oc} z \quad (16)$$

여기서,  $\bar{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ ,  $\bar{T}_L = T_L - \hat{T}_L$ ,  $z = [\bar{\omega}, \bar{T}_L]^T$ ,  $A_{oc} = \begin{bmatrix} L_1 & -k_3 \\ -L_2 & 0 \end{bmatrix}$ 이다.

식 (16)의 특성방정식은  $s^2 - L_1 s - k_3 L_2$ 으로 구해진다. 이는 만약에  $L_1 < 0$ ,  $L_2 < 0$ 이면  $A_{oc}$ 는 안정함을 의미한다. 이는 또한 임의의 양한정(Positive-Definite) 행렬  $Q_0 > 0$ 에 대하여 다음을 만족하는 Lyapunov 행렬  $P_o$ 가 존재함에 유의해야 한다.<sup>[10]</sup>

$$P_o A_{oc} + A_{oc}^T P_o \leq -Q_o < 0 \quad (17)$$

만약 주어진  $\alpha > 0$ 에 대하여 다음을 만족시키도록 이득  $L_1, L_2$ 을 선정해준다면 최소 감쇠율( $\alpha$ )을 보장하도록 할 수 있음에 유의해야 한다.

$$P_o(A_{oc} + \alpha I) + (A_{oc} + \alpha I)^T P_o \leq -Q_o < 0 \quad (18)$$

#### 5. 전체 제어시스템의 안정도 해석

본 장에서는 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 포함하는 전체 폐회로 시스템이 안정함을 보인다. 확장된 제어시스템(Augmented Control System)이 지수적으로 안정하고, 속도제어기와 토크관측기가 독립적으로 설계될 수 있음을 다음의 정리 2를 통해 알 수 있다.

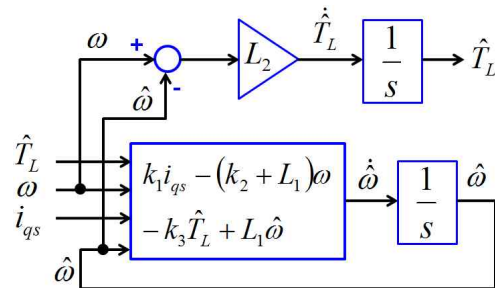


그림 3 제안된 2차 부하 토크관측기의 블록 다이어그램  
Fig. 3 Block diagram of the proposed second-order load torque observer

**정리 2 :** LMI (12)를 만족시키는 해  $(X, Y_{ci})$ 와 (18)을 만족하는  $P_o$ 가 존재하고, 부하 토크관측기 기반의 제어 입력이 다음과 같이 주어진다고 가정하자.

$$u_q = k_4 \dot{i}_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di} + (k_2 \dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d) / k_1, \quad (19)$$

$$u_d = k_7 \dot{i}_{ds} - \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{qi}, \quad u_{qdf} = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) K_i \bar{x}$$

여기서,  $\bar{x} = [\tilde{\omega}, \overline{i}_{qs}, i_{ds}]^T$ ,  $\overline{i}_{qs} = i_{qs} - \widehat{i}_{qs}$ .  $\widehat{i}_{qs} = \frac{1}{k_1}(k_2 \omega_d + \dot{\omega}_d + k_3 \widehat{T}_L)$ 이다. 또한  $\widehat{T}_L$ 은 토크관측기 (15)에 의해 추정된 부하 토크이다. 그러면 오차  $(x, z)$ 는 지수적으로 0에 수렴한다.

**증명 :** 조건  $(i_{qsd} - \widehat{i}_{qsd}) = \frac{k_3}{k_1}(T_L - \widehat{T}_L)$ 이 만족하므로,  $\bar{x}$ 는 다음처럼 표현할 수 있다.

$$\bar{x} = x + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & k_3/k_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} z \quad (20)$$

Lyapunov 함수를  $V(z, x) = \zeta z^T P_o z + x^T P_c x$ 로 정의하자. 여기서,  $\zeta$ 는 충분히 큰 값이며,  $P_c$ 와  $P_o$ 는 (12)와 (18)를 만족한다. 그러면 이전 결과 [8], [12]를 참조하여  $\dot{V} < 0, \forall (z, x) \neq 0$ 을 보일 수 있다.

### 6. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 퍼지 속도제어기와 2차 부하 토크관측기의 성능을 검증하기 위하여 Matlab/Simulink를 이용하여 다양한 조건하에서 시뮬레이션한 후, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 본 연구에서 사용된 표면 부착형 PMSM은 아래의 동역학방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= 3539.6 i_{qs} - 0.2484 \omega - 4968.8 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -170.1 i_{qs} - 13.6 \omega + 171.8 V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1 i_{ds} + 171.8 V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned} \quad (21)$$

본 연구에서는 최소 감쇠율( $\alpha=200$ )을 보장하는 토크관측기와 퍼지 속도제어기를 각각 설계하고자 한다. 4장에서 제안된 방법을 참조하여 다음처럼 부하 토크관측기 이득( $L_1, L_2$ )을 구할 수 있다.

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 800.23 \\ -32.22 \end{bmatrix}$$

다음으로, 퍼지 속도제어기를 설계하기 위하여 본 논문에서는 다음의 2-rule 퍼지 모델을 선정하였다.

**System Rule 1 :** IF  $(i_{qs}, i_{ds})$  is  $(I_{q1}, I_{d1})$ , THEN

$$\dot{x}_c = A_{c1} x_c + B_T T_L + B_u u_c$$

**System Rule 2 :** IF  $(i_{qs}, i_{ds})$  is  $(I_{q2}, I_{d2})$ , THEN

$$\dot{x}_c = A_{c2} x_c + B_T T_L + B_u u_c$$

여기서,

$$A_{ci} = \begin{bmatrix} -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ -13.6 - I_{di} & -170.1 & 0 \\ I_{qi} & 0 & -170.1 \end{bmatrix},$$

$$B_T = \begin{bmatrix} -4968.8 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 171.8 & 0 \\ 0 & 171.8 \end{bmatrix} \text{이다.}$$

정규화 된 소속 함수는 다음처럼 주어진다(그림 4 참조).

$$h_1(i_{ds}) = \frac{e^{-\mu(i_{ds} - I_{d1})^2}}{e^{-\mu(i_{ds} - I_{d1})^2} + e^{-\mu(i_{ds} - I_{d2})^2}}, \quad (22)$$

$$h_2(i_{ds}) = 1 - h_1(i_{ds})$$

여기서,  $\mu > 0$ 이다. 본 연구에서는 식 (22)에서 보여준 소속 함수의 변수들이  $\mu = 0.0625, I_{d1} = -I_{d2} = I_D, I_D = 4$ 으로 설계 되었다. 식 (12)를 풀어 다음의 제어기 이득( $K_1, K_2$ )을 계산할 수 있다.

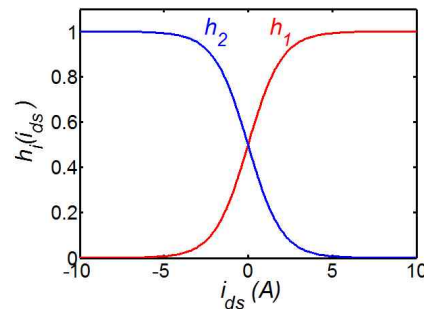


그림 4 소속 함수( $h_1(i_{ds}), h_2(i_{ds})$ )  
Fig. 4 Membership functions( $h_1(i_{ds}), h_2(i_{ds})$ )

$$K_1 = \begin{bmatrix} -183.88 & -1609.04 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -1000.0 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} -180.81 & -1600.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -1000.0 \end{bmatrix}$$

그림 5는 제안된 제어시스템의 성능을 검증하기 위한 전반적인 블록 다이어그램을 보여준다. 본 논문에서 각 제어기는 Matlab/Simulink를 이용하여 2 가지 조건하에서 시뮬레이션 하였다. 첫 번째는 파라미터 무변동시의 속도 응답, 그리고 두 번째는 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 150% 변동시의 속도 응답을 보여준다. 위의 조건에서 속도 지령치( $\omega_d$ )는 157.08[rad/sec]에서 314.15[rad/sec]로 증가 한 후, 다시 157.08[rad/sec]로 감소하며, 부하 토크( $T_L$ )는 1[N·m]로 일정하다.

그림 6과 7은 기존의 PI 제어방식에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 본 논문에서 PI 제어기의 이득은 제안된 퍼지제어기의 상승시간을 고려하여 선정하였다. 즉, 전류제어기의 비례 및 적분 이득은 각각  $K_p = 1.28, K_i = 217.5$ 로 설정하였고, 속도제어기의 비례 및 적분 이득은 각각  $K_p = 0.12, K_i = 1.1$ 로 설정하였다. 그림 6과 7은 각각 모터 파라미터 무변동시의 속도 응답과 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 150% 변동시의 속도 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다.

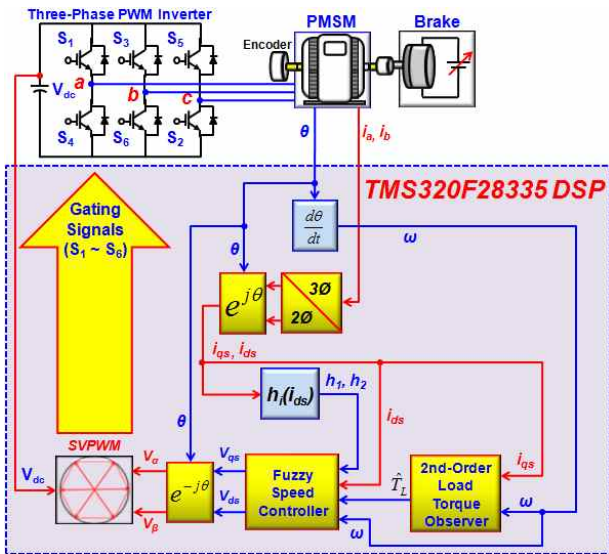


그림 5 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 갖는 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램  
 Fig. 5 Overall block diagram of the control system with the proposed fuzzy speed controller and load torque observer

그림 8과 9는 제안된 퍼지 제어방식에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 그림 8은 모터 파라미터 무변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 또한 제안한 퍼지 속도제어기의 강인성을 검증하기 위하여 그림 9는 모터 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 값이 모델링 오차와 온도 변화 등에 따라서 150% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 또한 그림 10은 기존의 PI 제어방식에

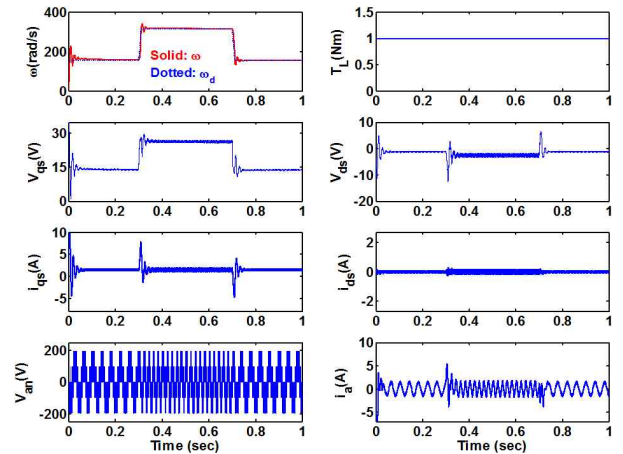


그림 6 기존의 PI 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 6 Simulation results with conventional PI control method under no parameter variation

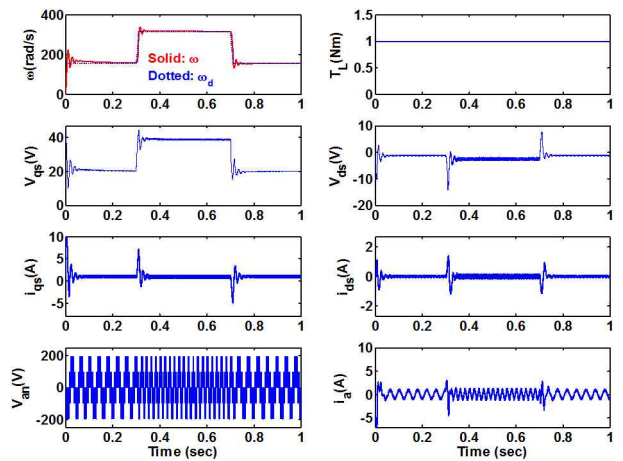


그림 7 기존의 PI 제어방식에 대한 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 150% 변동시의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 7 Simulation results with conventional PI control method under 150% variation of some parameters ( $R_s, L_s, J$ )

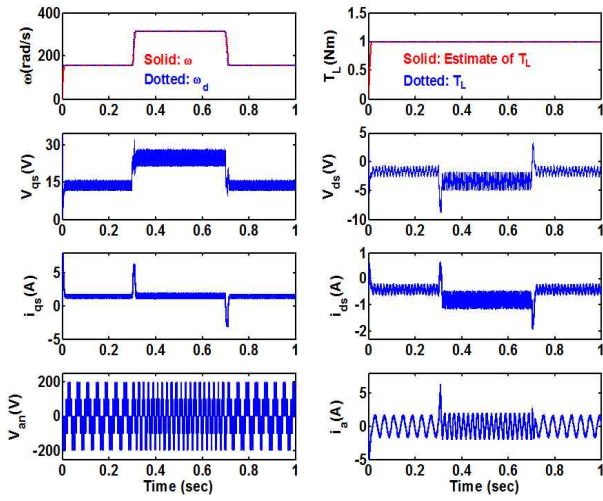


그림 8 제안된 퍼지 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 8 Simulation results with the proposed fuzzy control method under no parameter variation

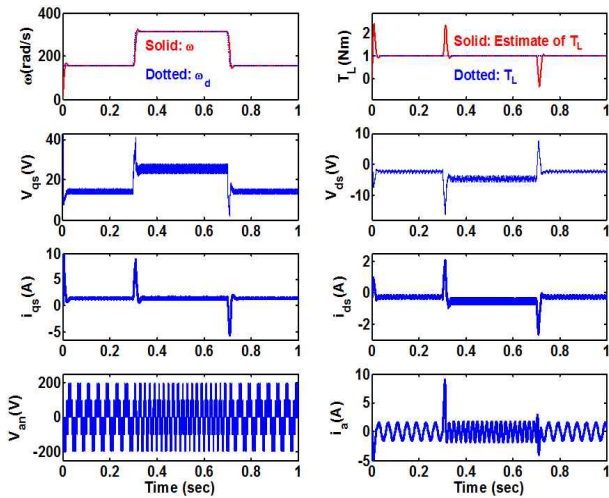
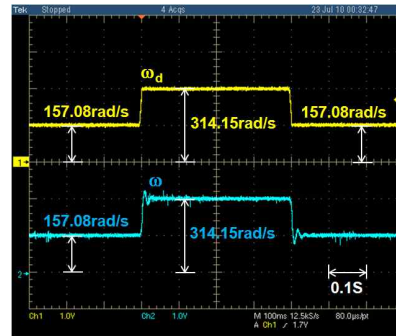


그림 9 제안된 퍼지 제어방식에 대한 일부 파라미터 ( $R_s, L_s, J$ )의 150% 변동시의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 9 Simulation results with the proposed fuzzy control method under 150% variation of some parameters( $R_s, L_s, J$ )

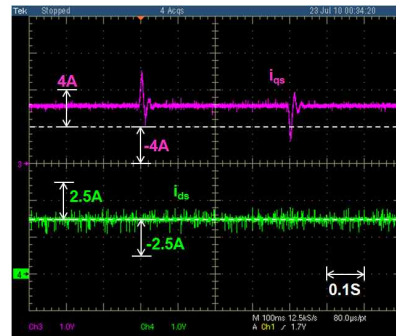
대한 실험결과를 보여주며, 그림 11은 제안된 방식에 대한 실험결과를 보여준다. 시뮬레이션 및 실험결과로부터 본 연구에서 제안한 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기는 모터 파라미터 변동 시에도 PMSM의 속도를 정확히 제어함으로써 기존의 PI 제어방식에 비해 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.



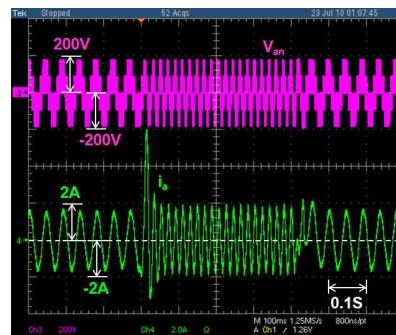
(a) 속도 ( $\omega_d, \omega$ )



(b) dq축 제어 입력 ( $V_{qs}, V_{ds}$ )

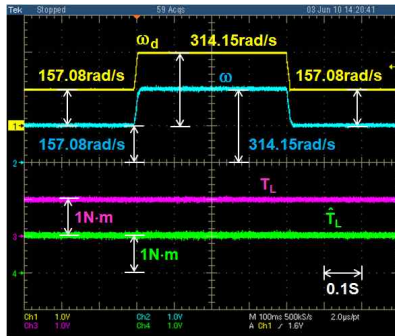


(c) dq축 전류 ( $i_{qs}, i_{ds}$ )

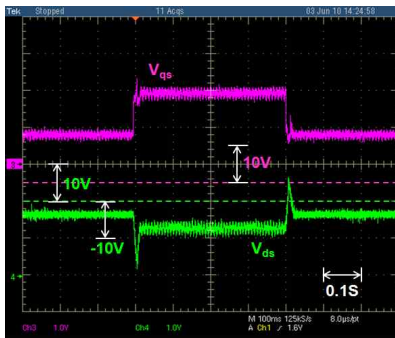


(d) 상전압 ( $V_{an}$ ) 및 상전류 ( $i_a$ )

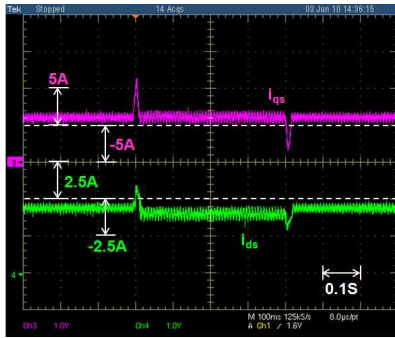
그림 10 기존의 PI 제어방식에 대한 실험 결과  
 Fig. 10 Experimental results with conventional PI control method



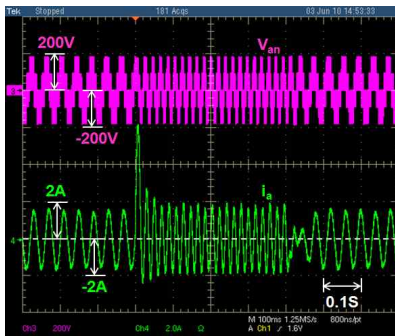
(a) 속도( $\omega_d, \omega$ ) 및 부하 토크( $T_L, \hat{T}_L$ )



(b) dq축 제어 입력( $V_{qs}, V_{ds}$ )



(c) dq축 전류( $i_{qs}, i_{ds}$ )



(d) 상전압( $V_{am}$ ) 및 상전류( $i_a$ )

그림 11 제안한 퍼지 제어 방식에 대한 실험 결과  
Fig. 11 Experimental results with the proposed fuzzy control method

## 7. 결 론

본 논문에서는 T-S 퍼지법을 이용한 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기에 대해 연구하였다. 제안된 퍼지 속도제어기는 2차의 부하 토크관측기를 사용한다. 본 논문의 가장 큰 기여사항은 2차 토크관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 제안과 함께 제안된 방법이 기존의 PI형 제어기에 비하여 속도 제어 성능이 매우 우수함을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인한 것이다.

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2010-0015428)

## 참 고 문 헌

- [1] 백인철, 김경화, 윤명중, “영구자석 동기전동기의 강인 비선형 속도제어기의 설계 및 DSP에 기반한 구현”, *전력전자학회 논문지*, 제4권, 제1호, pp. 1-12, 1999. 2.
- [2] 유제성, 황선모, 원충연, 김상훈, “퍼지제어기를 이용한 엘리베이터용 영구자석형 동기전동기 백터제어”, *전력전자학회 논문지*, 제10권, 제6호, pp. 534-542, 2005. 12.
- [3] K. B. Lee and F. Blaabjerg, “Robust and stable disturbance observer of servo system for low-speed operation”, *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 43, No. 3, pp. 627-635, 2007.
- [4] S. H. Choi, J. S. Ko, I. D. Kim, J. S., Park, and S. C. Hong, “Precise position control using a PMSM with a disturbance observer containing a system parameter compensator”, in *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 152, No. 6, pp. 1573-1577, 2005.
- [5] K. H. Kim and M. J. Youn, “A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 3, pp. 524-535, 2002.
- [6] Y. Zhang, C. M. Akujuobi, W. H. Ali, C. L. Tolliver, and L. S. Shieh, “Load disturbance resistance speed controller design for PMSM”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 4, pp. 1198-1208, 2006.
- [7] G. Zhu, L. A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, “Speed tracking control of a permanent magnet synchronous motor with state and load torque observer”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, No. 2, pp. 345-355, 2000.
- [8] H. H. Choi, “LMI-based nonlinear fuzzy observer-controller design for uncertain MIMO



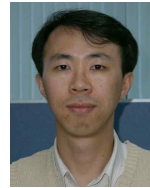
- nonlinear systems", *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 15, No. 5, pp. 956-971, 2007.
- [9] T. A. Johansen, R. Shorten, and R. Murray-Smith, "On the interpretation and identification of dynamic Takagi-Sugeno fuzzy models", *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 8, No. 3, pp. 297-313, 2000.
- [10] M. C. M. Teixeira and S. H. Zak, "Stabilizing controller design for uncertain nonlinear systems using fuzzy models", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, Vol. 7, No. 2, pp. 133-142, 1999.
- [11] T. Tagaki and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, Vol. 15, No. 1, pp. 116-132, 1985.
- [12] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory", SIAM, Philadelphia, PA, 1994.

저 자 소 개



**최영식(崔永植)**

1982년 3월 3일생. 2009년 8월 동국대 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전자전기공학부 석·박사통합과정.



**유동녕(劉炯寧)**

1969년 8월 18일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~2008년 삼성전기 전자부품개발팀 수석연구원. 2008년~2010년 한국IBM Energy&Utility 부문 컨설턴트. 2009년~현재 동국대 대학원 전자전기공학부 박사과정.



**정진우(鄭鎭佑)**

1969년 1월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 6월 The Ohio State Univ. 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소 연구원. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소/PDP개발팀 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수.