

## 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 퍼지 속도제어

(Fuzzy Logic Speed Control of a Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor)

정진우\* · 최영식 · 유동녕

(Jin-Woo Jung · Young-Sik Choi · Dong-Young Yu)

### Abstract

This paper proposes a new fuzzy speed controller to precisely regulate the speed of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor(SPMSM). The proposed fuzzy controller needs the knowledge of the load torque to realize its robust and accurate control, thus the first-order load torque observer is adopted to estimate it. It is analytically confirmed that the overall control system containing the fuzzy speed controller and the load torque observer is exponentially stable. To prove the validity of the proposed fuzzy speed controller, the simulation and experimental results are shown. It is concluded that the proposed control scheme can be employed to accurately control the speed of a SPMSM motor.

Key Words : Fuzzy Logic Control, Load Torque Observer, PM Synchronous Motor, Speed Control

### 1. 서 론

고속 스위칭이 가능한 전력용 반도체와 DSP 기술의 발달로 인하여 영구자석 동기전동기(PMSM)는 산업분야에서 속도 및 위치 제어 응용에 많이 사용되고 있다. 그러나 영구자석 동기전동기는 비선형이고 모터 파라미터 및 부하 토크 변동에 매우 민감하므로 기존의 PID 제어와 같은 선형 제어방식으로는 정확한 속도 제어가 쉽지 않다. 그러므로 이러한 문제를 해결

하기 위하여 다양한 비선형 제어방식이 제안되었으며, 대부분의 엔지니어들은 비선형 속도제어기와 함께 부하 토크관측기를 사용하여 부하 토크 변동을 억제하기 위한 다양한 설계방식을 제안하였다[1-5]. 그러나 대부분의 기존방식은 모터 파라미터와 부하 토크 변동 시에는 PMSM의 안정도뿐만 아니라 강인한 제어 성능을 보장할 수 없다. 반면에 Takagi-Sugeno(T-S) 퍼지 모델은 기존의 제어 기법에서는 해결하기 힘든 복잡한 비선형 또는 불확실한 시스템을 성공적으로 제어할 수 있었다[6-9].

본 논문에서는 SPMSM의 강인한 속도 제어를 위하여 T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기와 1차 부하 토크관측기를 제안한다. 제안된 퍼지 속도제어기의 해가 존재하기 위한 LMI 조건을 유도하며, 이로

\* 주저자 : 동국대(서울캠퍼스) 전자전기공학부 조교수  
Tel : 02-2260-3348, Fax : 02-2275-0162  
E-mail : jinwjung@dongguk.edu  
접수일자 : 2010년 9월 3일  
1차심사 : 2010년 9월 7일  
심사완료 : 2010년 10월 6일

부터 제어기 이득을 계산한다. 본 연구에서는 제안된 부하 토크관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 안정도를 수학적으로 해석하여 증명한다. 마지막으로 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 모터 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

## 2. 영구자석형 동기전동기 모델링

표면 부착형 영구자석 3상 동기전동기의 동적인 모델은 아래 식 (1)과 같이 dq축 수식으로 표현된다.

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

여기서  $k_i$ 는 모터 파라미터에 따라 결정되는 상수들이다. 그리고  $T_L$ : 부하토크,  $\theta$ : 전기적인 회전자 각도,  $\omega$ : 전기적인 회전자 각속도,  $i_{qs}$ : q축 전류,  $i_{ds}$ : d축 전류,  $V_{qs}$ : q축 전압,  $V_{ds}$ : d축 전압.

위의 식 (1)을 보면 속도제어기가 부하 토크의 변동을 적절하게 고려하지 않는다면, 시스템의 제어 성능은 현저히 저하될 수 있음을 알 수 있다. 그러나 부하 토크를 측정하기 위하여 고가의 토크 센서를 사용할 수 없으므로, 대부분의 경우에는 부하 토크관측기를 설계하여 부하 토크를 추정한다. 본 논문에서는 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 설계하기 위하여 대부분의 논문에서처럼 다음의 가정을 사용한다.

- A1 :  $\omega, i_{ds}, i_{qs}$ 는 측정 가능하다.
- A2 :  $\dot{T}_L=0$ 으로 가정할 수 있다.
- A3 : 속도 지령치( $\omega_d$ )는 일정하며,  $\dot{\omega}_d=\ddot{\omega}_d=0$ 이다.

## 3. 퍼지 속도제어기 설계

제안된 T-S 퍼지 속도제어기의 기본 개념은 다음과

같다. 먼저 비선형 시스템을 위한  $r$ 개의 동작점을 선정 한 후, 선형화 기법을 이용하면 각 동작점에서  $r$ 개의 국부적인 선형 서브시스템(Local Linear Subsystem) 모델의 집합이 얻어진다. 각 선형 서브시스템 모델에 대한 국부적인 선형제어기를 구하고 퍼지추론법(Fuzzy Inference Rule)을 사용함으로써 전역적인 비선형제어기로 구현된다[6-9]. T-S 퍼지 모델링 기법을 이용하면, 비선형 속도제어기 설계 시에 식 (1)과 A2에 의해서 다음과 같은 3차 r-rule 퍼지 모델로 근사화할 수 있다.

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

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

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

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

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 각 IF-THEN 규칙의 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

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

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

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

$$i_{qsd} = (k_2 \omega_d + k_3 T_L) / k_1, \quad \dot{i}_{qsd} = 0 \quad (5)$$

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

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

표면 부착형 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 식 (6)과 (7)을 이용하면 다음의 오차 방정식으로 변환된다.

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

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

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

T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기는 다음의 선형제어기를 이용하여 국부적인 제어기로 표현

할 수 있다.

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

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \omega I_{di}, \quad u_d = k_7 i_{ds} - \omega I_{qi}, \quad u_{qdf} = K_i x \quad (9)$$

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

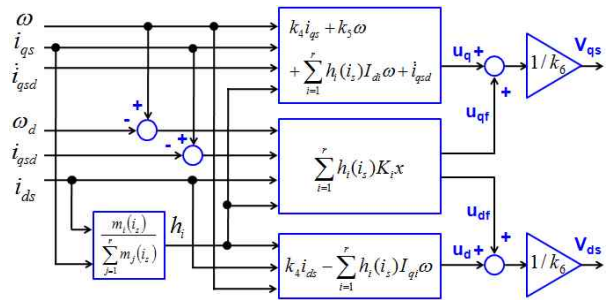


그림 1. 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram of the proposed fuzzy speed controller

그러므로 전역적인 퍼지 속도제어기는 아래 (10)과 같이 표현되며, 그림 1은 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di}, \quad (10)$$

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

다음으로 폐회로 제어시스템의 오차방정식 (8)은 (7)과 (10)에 의해서 다음과 같이 변환된다.

$$\dot{\tilde{\omega}} = -k_2 \tilde{\omega} + k_1 \tilde{i}_{qs}, \quad \dot{\tilde{i}_{qs}} = u_{qf}, \quad \dot{i}_{ds} = u_{df} \quad (11)$$

결국 위의 식 (11)은 아래 상태방정식 (12)로 단순화 될 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) (A + BK_i) x \quad (12)$$

여기서  $A = \begin{bmatrix} -k_2 & k_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ . 그리고 [6]

의 결과를 이용하여 다음을 보일 수 있다.

정리 1 : 다음의 LMI 조건 (13)을 만족시키는 해  $(X, Y_{\alpha})$ 가 존재한다고 가정하자.

$$X > 0, (A + \alpha I)X + X(A + \alpha I)^T + BY_{\alpha} + Y_{\alpha}^T B^T < 0, \forall i \quad (13)$$

여기서  $X \in R^{3 \times 3}$ ,  $Y_{\alpha} \in R^{2 \times 3}$ 은 결정 변수들이며,  $\alpha \geq 0$ 이다. 제어기 (12)의 이득( $K_i$ )이 다음 식 (14)처럼 주어지면 오차( $x$ )는 최소 감쇠율( $\alpha$ )을 가지고 0에 수렴한다.

$$K_i = Y_{\alpha} X^{-1} \quad (14)$$

본 논문에서 제안된 속도제어기 설계 방법은 LMI에 기반 하였기 때문에, 위에서 보여준  $\alpha$ -안정도뿐만 아니라, LQ 성능지수, 일반화된  $H_2/H_{\infty}$  성능지수와 같은 LMI 형태로 표현 가능한 다양하고 유용한 성능지수를 제어기 설계 시 쉽게 고려할 수 있다[6],[10].

#### 4. 부하 토크관측기 설계

부하 토크 변동 시에 속도제어기가 부하 토크의 변동을 적절하게 고려하지 않는다면, 영구자석 동기전동기의 제어 성능은 현저하게 저하될 수 있다. 이를 고려하여 본 논문에서는 1차 부하 토크관측기를 사용하여 미지의 부하 토크를 추정한다.

부하 토크관측기를 설계하기 위하여 다음을 정의하자.

$$z = T_L + \beta\omega \quad (15)$$

여기서  $\beta$ : 관측기 이득,  $\beta > 0$ . 그러면 위의 식 (15)는 (1)에 의해서 다음의 동적인 방정식으로 표현된다.

$$\dot{z} = -\beta k_3 z + \beta k_1 i_{qs} + (\beta^2 k_3 - \beta k_2)\omega \quad (16)$$

따라서 (15)와 (16)으로부터 토크관측기는 다음의 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{T}_L = \hat{z} - \beta\omega \quad (17)$$

$$\dot{\hat{z}} = -\beta k_3 \hat{z} + \beta k_1 i_{qs} + (\beta^2 k_3 - \beta k_2)\omega$$

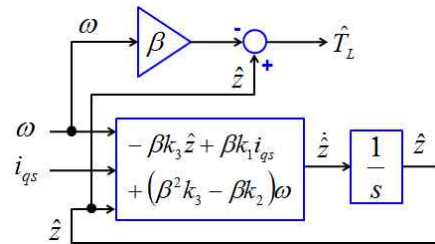


그림 2. 제안된 1차 부하 토크관측기의 블록 다이어그램  
Fig. 2. Block diagram of the proposed first-order load torque observer

위의 식 (17)은 아래와 같이 관측기 오차방정식으로 단순화 될 수 있으며, 그림 2는 부하 토크관측기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$\dot{\bar{z}} = -\beta k_3 \bar{z} \quad (18)$$

여기서  $\bar{z} = z - \hat{z} = T_L - \hat{T}_L$ . 위의 식은 만약에  $\beta > 0$ 이면 부하관측기는 안정함을 의미하며, 추정 토크( $\hat{T}_L$ )의 감쇠율은  $\beta k_3$ 에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

#### 5. 전체 폐회로시스템의 안정도 해석

정리 2 : LMI (13)을 만족시키는 해  $(X, Y_{\alpha})$ 가 존재하며 관측기 오차방정식 (18)에서  $\beta > 0$ 이고, 부하 토크관측기 기반의 제어 입력을 아래와 같이 가정하자.

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(i_s) \omega I_{di} \quad (19)$$

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

여기서  $\bar{x} = [\bar{\omega}, \bar{i}_{qs}, \bar{i}_{ds}]^T$ ,  $\bar{i}_{qs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$ ,  $\hat{i}_{qs} = (k_2 \omega_d + k_3 \hat{T}_L) / k_1$ . 또한  $\hat{T}_L$ 은 토크관측기 (17)에 의해

추정된 부하 토크이다. 그러면 제어기와 관측기의 각 오차( $x, \bar{z}$ )는 지수적으로 0에 수렴한다.

$$\text{증명 : 다음의 조건 } (i_{qsd} - \widehat{i_{qsd}}) = \frac{k_3}{k_1}(T_L - \widehat{T}_L) = \frac{k_3}{k_1} \overline{T}_L$$

이 만족하므로,  $\bar{x}$ 는 아래와 같이 주어진다.

$$\bar{x} = x + E\bar{z} \tag{20}$$

여기서  $E = [0, k_3/k_1, 0]^T$ . [6]의 결과를 참조하면  $V(x, \bar{z}) = \zeta \bar{z}^2 + x^T P x$ 로 정의하여 ( $x, \bar{z}$ )는 지수적으로 안정함을 보일 수 있다.

### 6. 이산화된 제어기 및 관측기

식 (19)와 같이 연속시간으로 주어진 부하 토크관측기 기반의 제어 입력( $V_{qs}, V_{ds}$ )을 DSP를 이용한 디지털 구현을 위하여 이산화 하고자 한다. 식 (7)과 (19)는 아래와 같이 다시 쓰여 질 수 있다.

$$V_{qs}(t) = \frac{1}{k_6}(u_q(t) + u_{qf}(t)) \tag{21}$$

$$V_{ds}(t) = \frac{1}{k_6}(u_d(t) + u_{df}(t))$$

여기서

$$u_q(t) = k_4 i_{qs}(t) + k_5 \omega(t) + \sum_{i=1}^r h_i(i_s(t)) I_{di} \omega(t),$$

$$u_d(t) = k_7 i_{ds}(t) - \sum_{i=1}^r h_i(i_s(t)) I_{qi} \omega(t),$$

$$u_{qdf}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(i_s(t)) K_i \bar{x}(t).$$

그리고 충분히 작은 샘플링 시간을  $T$ 로 정의하면, 샘플링 순간  $kT$ 에서의 이산화된 제어 입력( $V_{qs}, V_{ds}$ )은 다음과 같이 직관적으로 계산된다.

$$V_{qs}(k) = \frac{1}{k_6}(u_q(k) + u_{qf}(k)) \tag{22}$$

$$V_{ds}(k) = \frac{1}{k_6}(u_d(k) + u_{df}(k))$$

여기서

$$u_q(k) = k_4 i_{qs}(k) + k_5 \omega(k) + \sum_{i=1}^r h_i(i_s(k)) I_{di} \omega(k),$$

$$u_d(k) = k_7 i_{ds}(k) - \sum_{i=1}^r h_i(i_s(k)) I_{qi} \omega(k),$$

$$u_{qdf}(k) = \sum_{i=1}^r h_i(i_s(k)) K_i \bar{x}(k),$$

$$\bar{x}(k) = [\bar{\omega}(k), \bar{i}_{qs}(k), i_{ds}(k)]^T.$$

또한 식 (17)과 같이 연속시간으로 주어진 토크관측기는 다음의 이산화된 방정식으로 변환된다[11].

$$\widehat{T}_L(k) = \hat{z}(k) - \beta \omega(k) \tag{23}$$

$$\hat{z}(k) = \hat{z}(k-1) + (T + \rho)\xi(k) - \rho\xi(k-1)$$

여기서  $\rho$ 는 미분 성분의 노이즈에 대한 민감도를 제한할 수 있을 만큼의 충분히 작은 필터 시상수이며,  $\xi(k) = -\beta k_3 \hat{z}(k) + \beta k_1 i_{qs}(k) + (\beta^2 k_3 - \beta k_2)\omega(k)$ 이다. 본 논문에서 필터 시상수  $\rho$ 는 0으로 선정한다.

### 7. 실험 결과 및 고찰

제안된 토크관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 성능을 검증하고자 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션하고, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 본 논문에서 사용된 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 영구자석 동기전동기의 파라미터  
Table 1. PMSM Parameters

극수( $p$ )	12
고정자 저항( $R_s$ )	0.99[Ω]
고정자 인덕턴스( $L_s$ )	5.82[mH]
영구자석 자속( $\lambda_m$ )	0.0792[V · sec/rad]
등가 관성( $J$ )	0.0012[kg · m <sup>2</sup> ]
점성 마찰 계수( $B$ )	0.0003[N · m · sec/rad]
부하 토크( $T_L$ )	1[N · m]

먼저 식 (18)에서 보는 바와 같이 추정 토크( $\hat{T}_L$ )의 수렴률이  $\beta k_3$ 에 의해서 결정되며  $\beta > 0$ 을 만족해야 하므로, 본 논문에서는 토크관측기의 수렴율을 고려하여  $\beta = 0.05$ 로 선정되었다. 다음으로 최소 감쇠율( $\alpha = 600$ )을 보장하는 퍼지 속도제어기를 설계하기 위하여 본 논문에서는  $A_{c1}, A_{c2}$ 가 다음처럼 주어지는 2-rule 퍼지 모델을 선정하였다.

$$A_{c1} = \begin{bmatrix} -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ -13.6 - I_{d1} & -170.1 & 0 \\ I_{q1} & 0 & -170.1 \end{bmatrix},$$

$$A_{c2} = \begin{bmatrix} -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ -13.6 - I_{d2} & -170.1 & 0 \\ I_{q2} & 0 & -170.1 \end{bmatrix}$$

또한 본 논문에서는 아래와 같이 단지  $q$ 축 전류를 스케줄링(Scheduling) 변수로 하는 소속 함수를 선정하였다.

$$m_1(i_{qs}) = e^{-\mu(i_{qs} - I_{q1})^2}, \quad m_2(i_{qs}) = e^{-\mu(i_{qs} - I_{q2})^2} \quad (24)$$

여기서  $\mu > 0$ . 식 (24)의 소속 함수에 의해서 다음의 정규화 된 소속 함수를 구할 수 있으며, 그림 3은 식 (25)에서 주어진 정규화된 소속 함수를 도식적으로 보여 준다.

$$h_1(i_{qs}) = \frac{m_1(i_{qs})}{m_1(i_{qs}) + m_2(i_{qs})} = \frac{e^{-\mu(i_{qs} - I_{q1})^2}}{e^{-\mu(i_{qs} - I_{q1})^2} + e^{-\mu(i_{qs} - I_{q2})^2}},$$

$$h_2(i_{qs}) = 1 - h_1(i_{qs}) \quad (25)$$

본 연구에서는 식 (25)에서 보여준 소속 함수의 변수들이  $\mu = 0.0028$ ,  $I_{q1} = -I_{q2} = I_Q$ ,  $I_Q = 18$ 으로 설계되었으며, 식 (13)을 풀어 해( $X, Y_{\alpha}$ )를 구한 후 (14)를 이용하면 다음의 제어기 이득( $K_1, K_2$ )을 계산할 수 있다.

$$K_1 = \begin{bmatrix} -406.58 & -2399.52 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -1000.0 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} -406.58 & -2399.52 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -1000.0 \end{bmatrix}$$

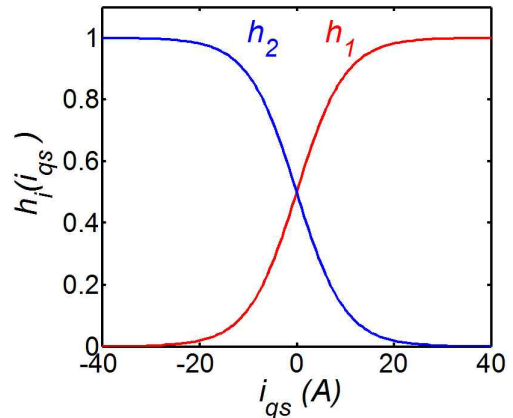


그림 3. 정규화 된 소속 함수( $h_1(i_{qs}), h_2(i_{qs})$ )  
Fig. 3. Normalized membership functions ( $h_1(i_{qs}), h_2(i_{qs})$ )

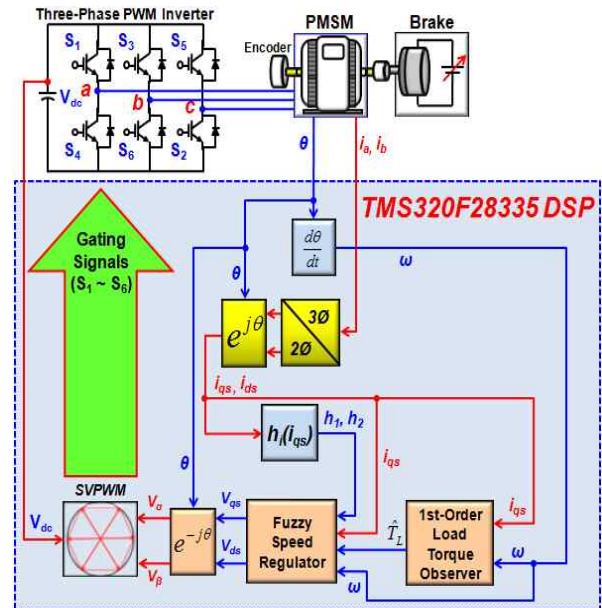


그림 4. 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 갖는 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램  
Fig. 4. Overall block diagram of the control system with the proposed fuzzy speed controller and load torque observer

그림 4는 제안된 퍼지 속도제어기와 1차 부하 토크관측기를 갖는 제어시스템의 성능을 검증하기 위한 전반적인 블록 다이어그램을 보여준다. 그리고 그림 4에서 보는 바와 같이 구동시스템은 PMSM, 증가형 엔코더, 부하 토크를 위한 브레이크, TI

TMS320F28335 DSP, 그리고 3상 PWM 인버터를 구성하고 있다.

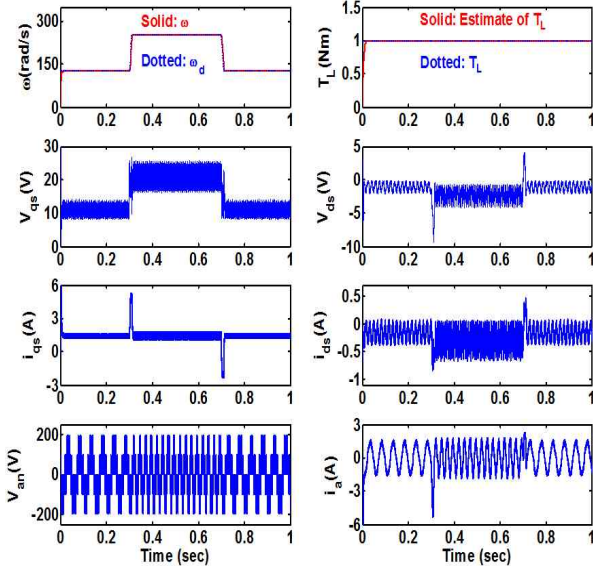


그림 5. 파라미터 무변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과

Fig. 5. Simulation results about the speed change under nominal parameters

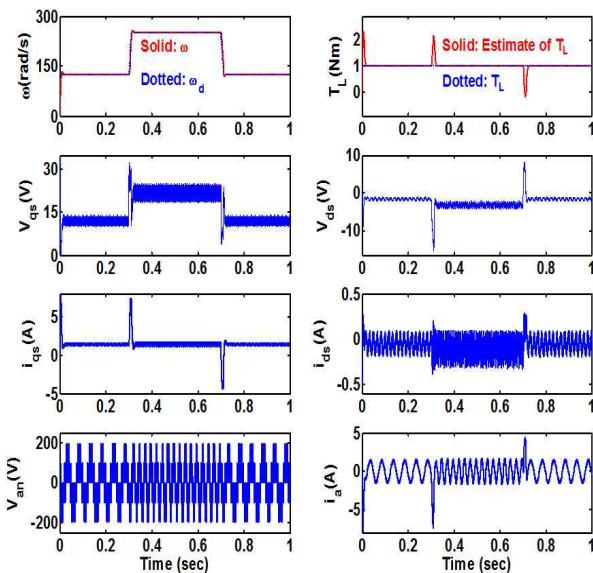


그림 6. 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 150% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulation results about the speed change under 150% variation of some parameters( $R_s, L_s, J$ )

또한 본 논문에서는 스위칭 손실과 전류 리플을 고려하여 PWM 주파수 및 샘플링 주파수가 5[kHz]로 선정되었으며, 또한 공간전압벡터 PWM 방식이 사용되었다. 본 연구에서는 Matlab/Simulink를 이용하여 제안된 제어 알고리즘을 2가지 조건하에서 시뮬레이션하였다. 즉 첫 번째는 파라미터 무변동시의 속도 응답, 그리고 두 번째는 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 150[%] 변동시의 속도 응답을 보여준다. 이때 속도 지령치( $\omega_d$ )는 125.66[rad/sec]에서 251.32[rad/sec]로 증가한 후, 다시 125.66[rad/sec]로 감소하며, 이때 부하 토크( $T_L$ )는 1[N·m]로 일정하다.

그림 5는 전동기 파라미터 무변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 또한 그림 6은 제안한 토크 관측기의 강인성을 검증하기 위하여 전동기 일부 파라미터( $R_s, L_s, J$ )의 값이 모델링 오차와 온도 변화 등에 따라서 150[%] 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 7은 제안된 제어시스템을 검증하기 위한 실험 장치를 보여준다. 그림 8은 그림 5와 같은 조건하에서의 실험결과를 보여준다. 그림 5~8은 속도 지령치( $\omega_d$ ), 속도 측정치( $\omega$ ), 부하 토크( $T_L$ ), 부하 토크 추정치( $\hat{T}_L$ ), 제어 입력전압( $V_{qs}, V_{ds}$ ), dq축 전류( $i_{qs}, i_{ds}$ ), 모터 상전압( $V_{an}$ ) 및 상전류( $i_a$ )를 보여준다.

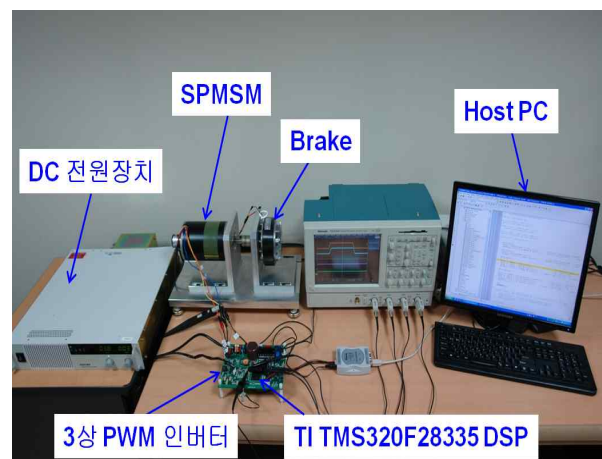
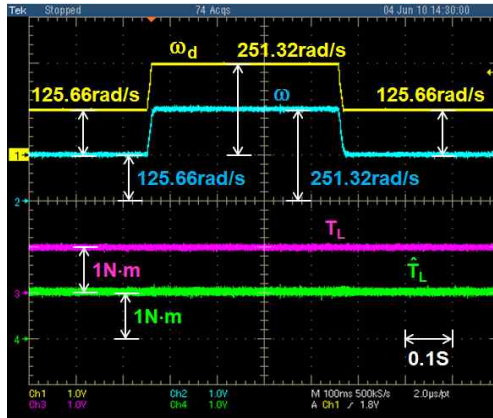
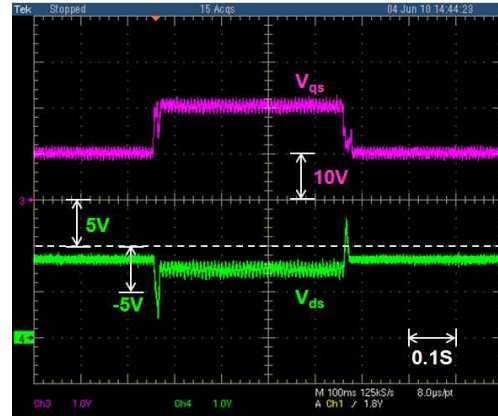


그림 7. 실험 장치

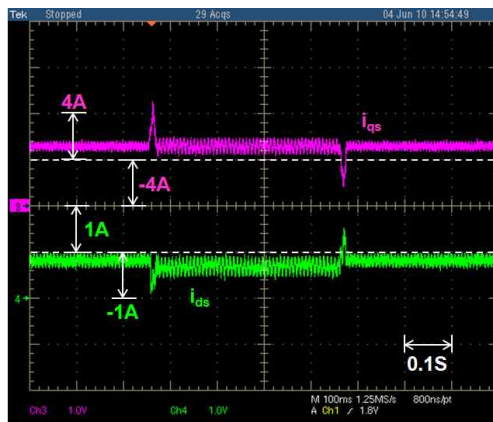
Fig. 7. Experimental setup



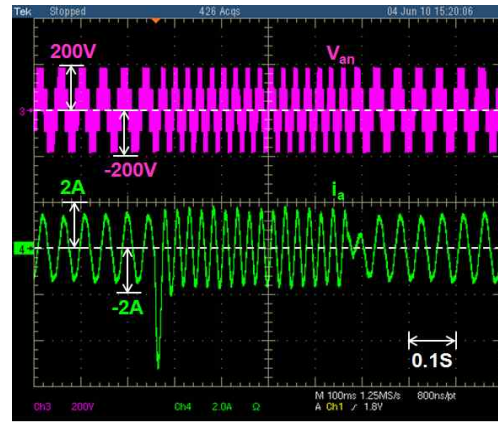
(a) 속도( $\omega_d, \omega$ ) 및 부하 토크( $T_L, \hat{T}_L$ )



(b) dq축 제어 입력( $V_{qs}, V_{ds}$ )



(c) dq축 전류( $i_{qs}, i_{ds}$ )



(d) 상전압( $V_{an}$ ) 및 상전류( $i_a$ )

그림 8. 제안한 제어방식에 대한 실험 결과  
Fig. 8. Experimental results of the proposed control method

위에서 보여준 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 본 논문에서 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크 관측기는 모터 파라미터 및 부하 토크 변동 시에도 영구자석 동기전동기의 속도를 정확히 제어함을 확인할 수 있다.

## 8. 결 론

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 정확한 속도 제어를 위하여 T-S 퍼지법을 이용한 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기에 대해 연구하였다.

본 연구에서 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 전동기 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험결과를 제시하였다. 결과로부터 제안된 부하 토크관측기 기반의 퍼지 속도제어기는 속도 지령치를 빠르고 정확하게 추종함을 확인하였다.

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임. (2010-0009577)



## References

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Y. Zhang, C. M. Akujubi, 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory," *SIAM*, Philadelphia, PA, 1994.
- [11] K. J. Astrom and B. Wittemmark, "Computer-Controlled Systems-Theory and Design," *Prentice Hall Inc.*, Englewood Cliffs, NJ, 1990.

## ◆ 저자소개 ◆



### 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(박사). 1997~2000년 LG전자 DA 연구소 연구원. 2005~2008년 삼성SDI 중앙연구소 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수.



### 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). 1993~2008년 삼성전기 전자부품개발팀 수석연구원. 2008~2010년 한국IBM Energy&Utility부문 컨설턴트. 2009년~현재 동국대 대학원 전자전기공학부 박사과정.