

영구자석 동기전동기의 벡터 제어를 위한 퍼지 각가속도 관측기 기반의 퍼지 속도제어기

논 문
60-2-16

Fuzzy Speed Regulator based on a Fuzzy Acceleration Observer for Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors

정진우*
(Jin-Woo Jung)

Abstract - This paper presents a new fuzzy speed controller based on a fuzzy angular acceleration observer to realize a robust speed control of permanent magnet synchronous motors(PMSM). The proposed speed controller needs the information of the angular acceleration, thus the first-order fuzzy acceleration observer is designed. The LMI existence condition is given for the proposed fuzzy speed controller, and the gain matrices of the controller are calculated. It is verified that the augmented control system consisting of the fuzzy speed controller and the fuzzy acceleration observer is mathematically stable. To validate the effectiveness of the proposed acceleration observer-based fuzzy speed controller, the simulation and experimental results are shown under motor parameter variations. It is definitely proven that the proposed control scheme can precisely track the speed of a permanent magnet synchronous motor.

Key Words : Acceleration observer, Fuzzy logic control, PM synchronous motor, Speed control

1. 서 론

전력전자 및 DSP 분야의 급속한 발달로 인하여 영구자석 동기전동기(PMSM)는 속도 및 위치 등의 고정밀 제어를 필요로 하는 산업분야에 폭넓게 사용되고 있다. PMSM은 고효율, 저소음, 저관성, 강인성 등의 많은 장점이 있다. 그러나 PMSM은 비선형이고 시스템 파라미터 및 부하 토크 변동에 매우 민감하므로 속도 제어가 쉽지 않다. 그래서 기존의 PID 제어와 같은 선형 제어방식은 비선형인 PMSM 시스템의 제어에 만족스러운 성능을 보장할 수 없다. 그러므로 이러한 문제를 해결하기 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 PMSM의 비선형성과 불확실성을 해결하기 위하여 선형관측기와 선형화된 모델을 사용하였으므로, 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 PMSM의 강인한 속도 제어를 위하여 T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기를 제안한다. 또한 제안된 퍼지 속도제어기는 각가속도의 정보를 필요로 하므로 1차 퍼지 각가속도 관측기를 사용하여 각가속도를 추정

한다. 제안된 퍼지 속도제어기의 해가 존재하기 위한 LMI 조건을 유도하며, 이로부터 제어기 이득을 계산한다. 본 연구에서는 제안된 각가속도 관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 안정도를 수학적으로 해석하여 증명한다. 마지막으로 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 모터 파라미터 변동 하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

2. 영구자석 동기전동기 모델링

표면 부착형 영구자석 3상 동기전동기의 동적인 모델은 토크 및 전압방정식으로 부터 아래 식 (1)과 같이 dq 축 수식으로 표현된다.

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

여기서, $k_1 = \frac{3}{2} \frac{1}{J} \frac{p^2}{4} \lambda_m$, $k_2 = \frac{B}{J}$, $k_3 = \frac{p}{2J}$, $k_4 = \frac{R_s}{L_s}$, $k_5 = \frac{\lambda_m}{L_s}$, $k_6 = \frac{1}{L_s}$. 또한, T_L : 부하토크, θ : 전기적인 회전자 각도, ω : 전기적인 회전자 각속도, i_{qs} : q 축 전류, i_{ds} : d 축 전류, V_{qs} : q 축 전압, V_{ds} : d 축 전압, p : 극수, R_s : 고정자 상 저항, L_s : 고정자 상 인덕턴스, J : 회전자 관성, B : 점성 마찰 계수, λ_m : 영구자석 자속을 의미한다.

식 (1)에서 보는 바와 같이 영구자석 동기전동기는 정확한 속도 제어를 위해서 속도(ω) 및 전류(i_{ds}, i_{qs})의 정보뿐만

* 정 회 원 : 동국대 전자전기공학부 조교수

E-mail : jinwojung@dongguk.edu

접수일자 : 2010년 9월 2일

최종완료 : 2011년 1월 25일

아니라 부하 토크(T_L)의 정보도 필요함을 알 수 있다. 특히, 속도 제어가 부하 토크의 변동을 적절하게 고려하지 않는다면, 시스템의 제어 성능은 현저히 저하될 수 있다. 그러나 부하 토크를 측정하기 위하여 고가의 토크 센서를 사용할 수 없으므로, 대부분의 경우에는 부하 토크관측기를 설계하여 부하 토크를 추정한다.

본 논문에서는 부하 토크 변동에 매우 강인한 제어 성능을 보장하기 위해서 토크관측기 대신에 각각속도 관측기를 사용하고자 한다.

3. 퍼지 속도제어기 설계

본 논문에서는 퍼지 각각속도 기반의 퍼지 속도제어기를 설계하기 위하여 다음의 가정을 사용한다.

A1 : ω, i_{ds}, i_{qs} 는 측정 가능하다.

A2 : T_L 의 정확한 값을 알 수는 없으나, \dot{T}_L 은 무시할 수 있다. 즉, $\dot{T}_L=0$ 으로 정할 수 있다.

A3 : 속도 지령치(ω_d)는 일정하며, $\dot{\omega}_d=\ddot{\omega}_d=0$ 이다.

퍼지 제어기를 설계하기 전에 식 (1)은 회전자 각각속도를 상태 변수로 하는 방정식으로 변환하자. 즉, 전기적인 회전자 각각속도를 $\beta=\dot{\omega}$ 로 정의하고, A3을 이용하면 식 (1)은 아래 식 (2)로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta \\ \dot{\beta} &= -k_1k_5\omega - k_1\omega i_{ds} - k_2\beta - k_1k_4i_{qs} + k_1k_6V_{qs} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4i_{ds} + \omega i_{qs} + k_6V_{ds} \end{aligned} \quad (2)$$

다음으로 영구자석 동기전동기의 제어 입력(V_{qs}, V_{ds})을 아래 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= \frac{1}{k_1k_6}(V_{qf} + V_{qbf}), \quad V_{ds} = \frac{1}{k_6}(V_{df} + V_{dbf}) \\ V_{qf} &= k_1k_4i_{qs} + k_1k_5\omega_d + k_1\omega_d i_{ds}, \quad V_{df} = -\omega i_{qs} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, V_{qf} 와 V_{df} : 영구자석 동기전동기의 비선형성을 보상하기 위한 제어 입력, V_{qbf} 와 V_{dbf} : 오차 동역학을 안정화하기 위한 제어 입력이다. 그러므로 식 (2)는 식 (3)에 의해서 아래의 식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta \\ \dot{\beta} &= -k_1k_5\omega - k_1\omega i_{ds} - k_2\beta + V_{qbf} + k_1k_5\omega_d + k_1\omega_d i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4i_{ds} + V_{dbf} \end{aligned} \quad (4)$$

제안된 T-S 퍼지 속도제어기는 다음과 같이 설계된다. 먼저 비선형 시스템을 위한 r 개의 동작점을 선정하고, 선형화 기법을 이용하면 각 동작점에서 r 개의 국부적인 선형 서브시스템(Local Linear Subsystem) 모델의 집합이 얻어진다.

다. 이러한 서브시스템 모델은 퍼지추론법(Fuzzy Inference Rule)을 이용하여 전역적인 비선형 제어기로 구현된다[6-9]. 따라서 영구자석 동기전동기의 모델 (4)는 3차 r -rule 퍼지 모델로 근사화할 수 있으므로, T-S 퍼지 모델의 i 번째 플랜트 규칙은 다음과 같이 표현된다.

Plant Rule i : IF i_{ds} is F_i , THEN

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta \\ \dot{\beta} &= -k_1k_5\omega - k_1\omega I_{di} - k_2\beta + V_{qbf} + k_1k_5\omega_d + k_1\omega_d I_{di} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4i_{ds} + V_{dbf} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, F_i ($i=1, \dots, r$): 퍼지 집합(Fuzzy Set), r : 퍼지 규칙 수, I_{di} : i 번째 동작점. 각 퍼지 집합 F_i 는 i 번째 Plant Rule에 대한 소속 함수 $m_i(i_{ds})$ 에 의해서 특성화되며, i 번째 동작점에서는 $i_{ds} = I_{di}$ 이다.

그러므로 Singleton Fuzzifier, Product Fuzzy Inference와 Weighted Average Defuzzifier로 구성되어 있는 표준 퍼지 추론법을 이용하면 전역적인 비선형 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta \\ \dot{\beta} &= -k_1k_5\omega - k_1\sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})\omega I_{di} - k_2\beta + V_{qbf} \\ &\quad + k_1k_5\omega_d + k_1\sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})\omega_d I_{di} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4i_{ds} + V_{dbf} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, $m_i: R \rightarrow [0,1]$, $h_i(i_{ds}) = m_i(i_{ds}) / \sum_{j=1}^r m_j(i_{ds})$, $h_i(i_{ds})$ 는 각 IF-THEN 규칙의 정규화 된 가중치를 의미하며, 항상 다음 조건 $\sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) = 1, h_i(i_{ds}) \geq 0$ 을 만족한다. 결과적으로 위의 식 (6)은 아래 상태방정식 (7)로 단순화 될 수 있다.

$$\dot{x}_c = \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})A_i x_c + B(u + u_d) \quad (7)$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_i &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1k_5 - k_1I_{di} & -k_2 & 0 \\ 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ x_c &= \begin{bmatrix} \omega \\ \beta \\ i_{ds} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} V_{qbf} \\ V_{dbf} \end{bmatrix}, \quad u_d = \begin{bmatrix} k_1k_5\omega_d + k_1I_{di}\omega_d \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

그리고 속도 오차(ω_e)와 각각속도 오차(β_e)는 아래 식 (8)과 같이 정의된다.

$$\omega_e = \omega - \omega_d, \beta_e = \dot{\omega}_e = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d = \beta = k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \quad (8)$$

따라서 식 (6)은 식 (8)에 의해서 다음의 오차방정식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e &= \beta_e & (9) \\ \dot{\beta}_e &= -k_1 k_5 \omega_e - k_1 \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) \omega_e I_{di} - k_2 \beta_e + V_{qbf} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + V_{dbf} \end{aligned}$$

위의 식 (9)는 $x = [\omega_e, \beta_e, i_{ds}]^T$ 를 사용하여 아래 상태방정식 (10)으로 간단하게 표현될 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) A_i x + B u \quad (10)$$

T-S 퍼지 모델 기반의 퍼지 속도제어기는 식 (3)과 (9)에 의해서 다음의 선형제어기를 이용하여 국부적인 제어기로 표현된다.

Controller Rule i : IF i_{ds} is F_i , THEN

$$\begin{aligned} V_{qf} &= k_1 k_4 i_{qs} + k_1 k_5 \omega_d + k_1 \omega_d I_{di}, & (11) \\ V_{df} &= -\omega i_{qs}, \quad u = [V_{qbf} \quad V_{dbf}]^T = K_i x \end{aligned}$$

여기서, $K_i \in R^{2 \times 3}$: 제어기 이득 행렬. 그러므로 전역적인 퍼지 속도제어기는 각각의 국부적인 제어기의 가중평균에 의해서 아래 (12)와 같이 표현되며, 그림 1은 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$\begin{aligned} V_{qf} &= k_1 k_4 i_{qs} + k_1 k_5 \omega_d + k_1 \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) \omega_d I_{di}, & (12) \\ V_{df} &= -\omega i_{qs}, \quad u = [V_{qbf} \quad V_{dbf}]^T = \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) K_i x \end{aligned}$$

그러므로 폐회로 제어시스템의 오차방정식 (9)는 식 (12)에 의해서 다음의 상태방정식 (13)으로 간단히 표현된다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds}) (A_i + B K_i) x \quad (13)$$

또한 아래의 LMI 조건을 고려함으로써 퍼지 속도제어기의 이득(K_i)을 계산할 수 있다.

$$X > 0, (A_i + \alpha I) X + X(A_i + \alpha I)^T + B Y_i + Y_i^T B^T < 0, \quad \forall i \quad (14)$$

여기서, $X \in R^{3 \times 3}$, $Y_i \in R^{2 \times 3}$ 은 결정 변수들이며, $\alpha \geq 0$ 이다. 또한 식 (14)의 해 (X, Y_i)는 Matlab의 LMI

Toolbox를 이용하여 구할 수 있으며, 속도제어기의 이득(K_i)은 해 (X, Y_i)를 이용하여 아래와 같이 계산된다.

$$K_i = Y_i X^{-1} \quad (15)$$

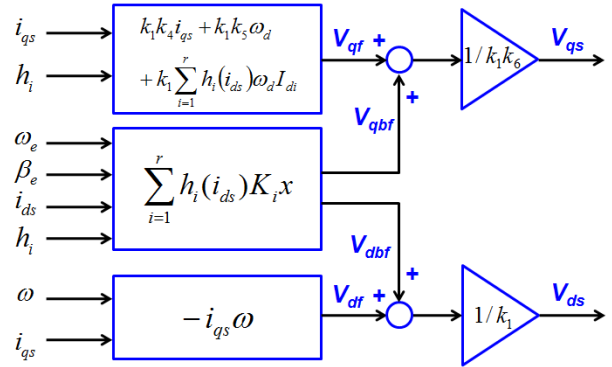


그림 1 제안된 퍼지 속도제어기의 블록 다이어그램
Fig. 1 Block diagram of the proposed fuzzy speed controller

만약에 식 (14)를 만족하는 해 (X, Y_i)가 존재한다면, 식 (16)을 만족하는 Q_c 가 존재함에 유의해야 한다[10].

$$P_c A_i + A_i^T P_c + P_c B K_i + K_i^T B^T P_c \leq -Q_c < 0, \quad \forall i \quad (16)$$

여기서, $P_c = X^{-1}$. Lyapunov 함수를 $V_c(x) = x^T P_c x$ 으로 정의하면, \dot{V}_c 는 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_c(x) &= \frac{d}{dt} x^T X^{-1} x = 2x^T \sum_{i=1}^r h_i(\omega) X^{-1} [A_i + B K_i] x & (17) \\ &\leq -2\alpha x^T P_c x \leq 0 \end{aligned}$$

따라서 식 (13)에서 주어진 오차(x)는 최소 감쇠율(α)을 가지고 지수적으로 0에 수렴하므로 식 (14)의 조건을 만족하는 제어기는 안정함을 알 수 있다. 결과적으로 다음의 정리 1이 얻어진다.

정리 1 : 식 (14)를 만족시키는 해 (X, Y_i)가 존재하고 제어기 (13)의 이득(K_i)이 (15)와 같이 계산된다면 오차(x)는 최소 감쇠율(α)을 가지고 0에 수렴한다.

본 논문의 제어기 설계 방법은 α -안정도뿐만 아니라, LQ 성능지수, 일반화된 H_2/H_∞ 성능지수와 같은 다양하고 유용한 성능지수를 제어기 설계 시 쉽게 고려할 수 있다. 즉, 설계자가 LMI 형태의 구속조건을 부가적으로 포함하여 해를 구함으로써 쉽게 해당 성능을 보장하는 제어기를 설계할 수 있다[6], [10].

4. 퍼지 각가속도 관측기 설계

퍼지 속도제어기 (12)를 갖는 제안된 폐회로 제어시스템은 부하 토크와 완전히 독립적이므로, 제어 성능은 부하 토크 변동에 매우 강인하다. 그러나 제안된 퍼지제어기는 각가속도의 정보를 필수로 하며, 대부분의 경우에는 측정하기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 1차 퍼지 각가속도 관측기를 사용하여 미지의 각가속도를 추정한다. 먼저 각가속도 관측기를 설계하기 위하여 양수 $\xi > 0$ 에 대하여 다음을 정의하자.

$$v = \beta_e + \xi\omega_e \quad (18)$$

그러면 위의 식 (18)은 식 (9)에 의해서 다음의 동적인 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{v} &= \dot{\beta}_e + \xi\dot{\omega}_e \\ &= -(k_2 - \xi)v + [\xi(k_2 - \xi) - k_1k_5]\omega_e - k_1\omega_e I_{di} + V_{qbf} \end{aligned} \quad (19)$$

T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 각가속도 관측기는 다음의 선형관측기를 이용하여 국부적인 관측기로 표현할 수 있다.

Observer Rule i : IF i_{ds} is F_i , THEN

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -(k_2 - \xi)v_o + [\xi(k_2 - \xi) - k_1k_5]\omega_e - k_1\omega_e I_{di} + V_{qbf}, \quad (20) \\ \beta_o &= v_o - \xi\omega_e \end{aligned}$$

여기서, v_o : v 의 추정치, β_o : β_e 의 추정치. 그러므로 전역적인 퍼지 관측기는 각각의 국부적인 관측기의 가중평균에 의해서 아래 식 (21)과 같이 주어지며, 그림 2는 제안된 퍼지 각가속도 관측기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -(k_2 - \xi)v_o + [\xi(k_2 - \xi) - k_1k_5]\omega_e \\ &\quad - k_1 \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})\omega_e I_{di} + V_{qbf} \\ \beta_o &= v_o - \xi\omega_e \end{aligned} \quad (21)$$

따라서 식 (19), (20)의 동적인 방정식으로부터, 아래와 같은 관측기 오차방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{z} = -(k_2 - \xi)z \quad (22)$$

여기서, $z = v - v_o = \beta_e - \beta_o$. 위의 식은 만약에 $\xi < k_2$ 이면 각가속도 관측기는 안정함을 의미하며, 추정 각가속도의 (β_o)의 감쇠율은 $(k_2 - \xi)$ 에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

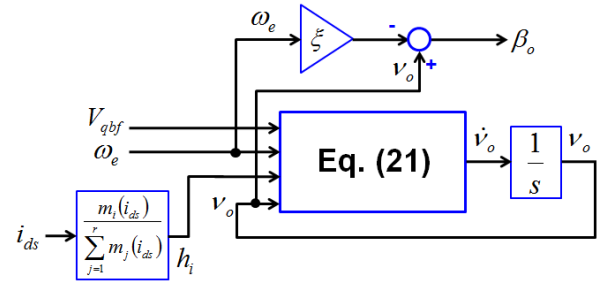


그림 2 제안된 퍼지 각가속도 관측기의 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of the proposed fuzzy angular acceleration observer

5. 전체 제어시스템의 안정도 해석

본 장에서는 제안된 퍼지 속도제어기와 퍼지 각가속도 관측기를 포함하는 전체 제어시스템의 안정도가 보장됨을 증명한다. 전체 제어시스템이 지수적으로 안정하고, 속도제어기와 각가속도 관측기가 독립적으로 설계될 수 있다면, 다음의 정리 2를 얻을 수 있다.

정리 2 : LMI (14)를 만족시키는 해 (X, Y_i)가 존재하며 관측기 오차방정식 (22)에서 $\xi < k_2$ 이고, 각가속도 관측기 기반의 제어 입력을 아래와 같이 가정하자.

$$\begin{aligned} V_{qf} &= k_1k_4i_{qs} + k_1k_5\omega_d + k_1 \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})\omega_d I_{di}, \quad (23) \\ V_{df} &= -\omega i_{qs}, \quad u = [V_{qbf} \ V_{dbf}]^T = \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})K_i x_o \end{aligned}$$

여기서, $x_o = [\omega_e, \beta_o, i_{ds}]^T$. 또한 β_o 는 관측기 (21)에 의해 추정된 각가속도이다. 그러면 오차(x, z)는 지수적으로 0에 수렴한다.

증명 : 다음의 조건 $z = v - v_o = \beta_e - \beta_o$ 이 만족하므로, x_o 는 아래와 같이 주어진다.

$$x_o = x - Ez \quad (24)$$

여기서, $E = [0 \ 1 \ 0]^T$. 먼저 Lyapunov 함수를 $V(z, x) = x^T X^{-1}x + \eta z^2$ 로 정의하자. 여기서, η 는 충분히 큰 값이며, P_c 는 (16)을 만족한다. 그러므로 V 의 시간에 대한 도함수 \dot{V} 는 다음의 (25)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(z, x) &= 2x^T X^{-1}\dot{x} + 2\eta z\dot{z} \\ &= 2x^T X^{-1} \sum_{i=1}^r h_i(i_{ds})[A_i x + BK_i(x - Ez)] - 2\eta(k_2 - \xi)z^2 \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q_c)\|x\|^2 - 2\eta(k_2 - \xi)\|z\|^2 + 2\delta\|x\| \cdot \|z\| \end{aligned} \quad (25)$$

여기서, $\delta = \sum_{i=1}^r \|P_c B K_i E\|$. 만약에 η 가 $\eta > \delta^2 / \lambda_{\min}(Q_c) / 2(k_2 - \xi)$ 을 보장할 만큼 충분히 크다면, $\dot{V} < 0, \forall (z, x) \neq 0$ 이다. 따라서 (x, z) 는 지수적으로 안정함을 알 수 있다.

6. 실험 결과

본 논문에서 제안된 퍼지 속도제어기와 1차 퍼지 각가속도 관측기의 성능을 평가하기 위하여 유용한 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램인 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션한 후, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다.

표 1은 본 연구에서 사용된 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 기준 파라미터를 보여준다. 그러므로 표 1에서 주어진 모터 파라미터를 이용하면 식 (1)은 아래의 모델방정식 (26)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= 3539.6i_{qs} - 0.2484\omega - 4968.8T_L & (26) \\ \dot{i}_{qs} &= -170.1i_{qs} - 13.6\omega + 171.8V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1i_{ds} + 171.8V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned}$$

위의 식 (26)은 회전자 각가속도를 상태 변수로 하는 아래 식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e &= \beta_e & (27) \\ \dot{\beta}_e &= -48138.6\omega_e - 3539.6\omega_e i_{ds} - 0.2484\beta_e + V_{qbf} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1i_{ds} + V_{dbf} \end{aligned}$$

표 1 영구자석 동기전동기의 기준 파라미터

Table 1 PMSM nominal parameters

극수(p)	12
고정자 저항(R_s)	0.99[Ω]
고정자 인덕턴스(L_s)	5.82[mH]
영구자석 자속(λ_m)	0.079153[V·sec/rad]
등가 관성(J)	0.00120754[kg·m ²]
점성 마찰 계수(B)	0.0003[N·m·sec/rad]
부하 토크(T_L)	0.6[N·m]

먼저, 식 (21)에서 보는 바와 같이 추정 각가속도(β_o)의 감쇠율은 $(k_2 - \xi)$ 에 의해서 결정되며 $\xi < 0.2484$ 을 만족해야 하므로, 본 논문에서는 각가속도 관측기의 수렴율을 고려하여 $\xi = -60.5$ 로 선정되었다.

다음으로, 최소 감쇠율($\alpha=500$)을 보장하는 퍼지 속도제어기를 설계하기 위하여, 본 논문에서는 다음의 2-rule 퍼지 모델을 선정하였다.

Plant Rule 1 : IF i_{ds} is I_{d1} , THEN

$$\dot{x} = A_1 x + B u$$

Plant Rule 2 : IF i_{ds} is I_{d2} , THEN

$$\dot{x} = A_2 x + B u$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -48138.6 - 3539.6I_{d1} & -0.2484 & 0 \\ 0 & 0 & -170.1 \end{bmatrix}, \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -48138.6 - 3539.6I_{d2} & -0.2484 & 0 \\ 0 & 0 & -170.1 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

또한 본 연구에서는 다음과 같은 정규화 된 소속 함수를 선정하였다.

$$\begin{aligned} h_1(i_{ds}) &= \frac{m_1(i_{ds})}{m_1(i_{ds}) + m_2(i_{ds})} = \frac{e^{-\mu(i_{ds} - I_{d1})^2}}{e^{-\mu(i_{ds} - I_{d1})^2} + e^{-\mu(i_{ds} - I_{d2})^2}}, \\ h_2(i_{ds}) &= 1 - h_1(i_{ds}) \end{aligned} \quad (28)$$

본 연구에서는 위의 식 (28)에서 보여준 소속 함수의 변수들이 $\mu = 1.25 \times 10^{-1}$, $I_{d1} = -I_{d2} = I_D$, $I_D = 2$ 으로 설계되었으며, 식 (14)에 의해서 아래의 해를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} X &= \begin{bmatrix} 0.0003 & -0.0002 & 0.0 \\ -0.0002 & 0.1361 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0014 \end{bmatrix}, \\ Y_1 &= \begin{bmatrix} -321.0256 & -68.2753 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.8933 \end{bmatrix}, \\ Y_2 &= \begin{bmatrix} -321.0256 & -68.2753 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.8933 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

그리고 식 (15)에 의해서 다음의 제어기 이득(K_1, K_2)을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_1 &= 10^5 \times \begin{bmatrix} -9.9984 & -0.02 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.0066 \end{bmatrix}, \\ K_2 &= 10^5 \times \begin{bmatrix} -9.9984 & -0.02 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -0.0066 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

그림 3은 제안된 퍼지 속도제어기와 1차 퍼지 각가속도 관측기를 갖는 제어시스템의 성능을 검증하기 위한 전반적인 블록 다이어그램을 보여주며, 그림에서 보는바와 같이 구동시스템은 영구자석 동기전동기, 엔코더, 부하 토크를 위한 브레이크, TI TMS320F28335 DSP, 그리고 3상 PWM 인버터를 구성하고 있다. 또한 본 논문에서는 인버터의 효율과 토크 리플을 고려하여 5[kHz]의 스위칭 주파수가 선정되었으며, 또한 전동기에 인가되는 전압을 가변하기 위하여 공간전압벡터(Space Vector) PWM 방식이 사용되었다.

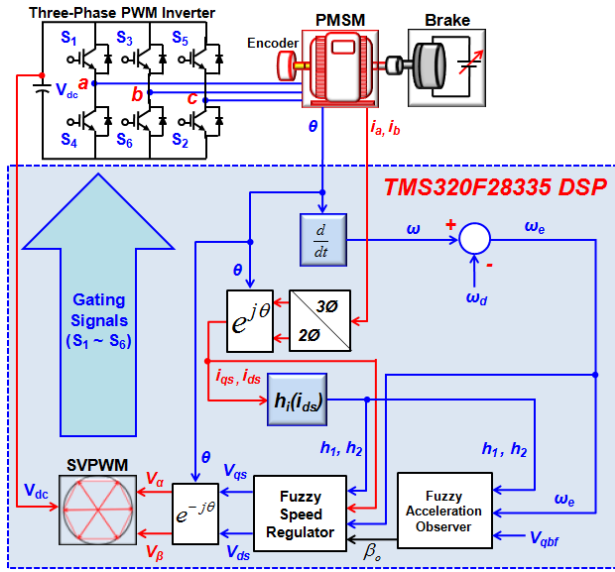


그림 3 제안된 퍼지 속도제어기와 퍼지 각가속도 관측기를 갖는 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램
 Fig. 3 Overall block diagram of the control system with the proposed fuzzy speed controller and fuzzy acceleration observer

제안된 제어 알고리즘은 Matlab/Simulink를 이용하여 다음의 2 가지 조건하에서 시뮬레이션 되었다. 즉, 첫 번째는 표 1에서 보여준 기준 파라미터하의 속도 응답, 그리고 두 번째는 일부 파라미터(R_s, L_s, J)의 150% 변동시의 속도 응답을 보여준다. 이때 속도 지령치(ω_d)는 125.66[rad/sec]에서 251.32[rad/sec]로 증가 한 후, 다시 125.66[rad/sec]로 감소 하며, 부하 토크(T_L)는 0.6[N·m]으로 일정하다.

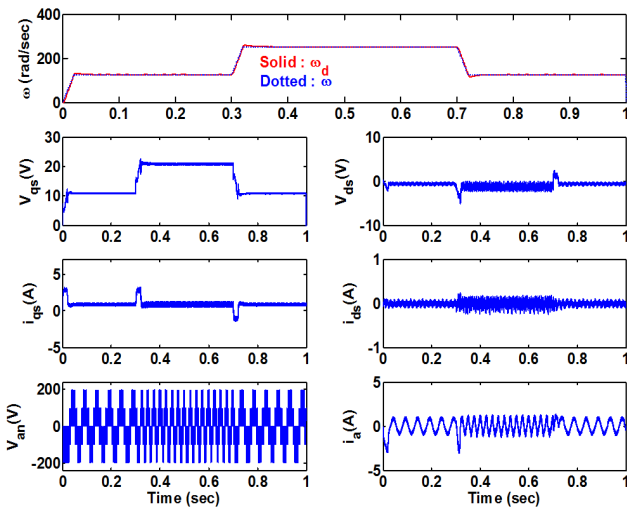


그림 4 기준 파라미터하의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 4 Simulation results about the speed change under nominal parameters

그림 4는 전동기 기준 파라미터하의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주며, 그림 5는 제안한 퍼지 각가속도 관측기 기반의 퍼지 속도제어기의 강인성을 검증하고자 전동기 일부 파라미터(R_s, L_s, J)의 값이 주변 환경에 따라서 150% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여 준다.

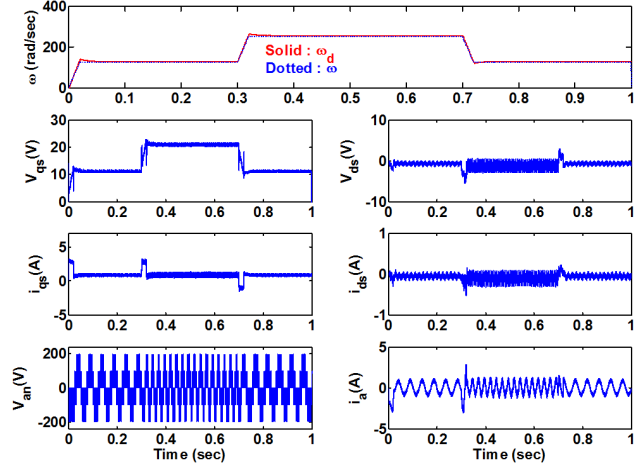
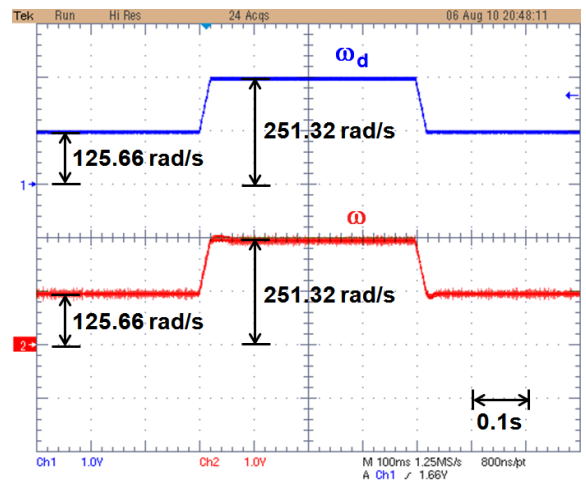
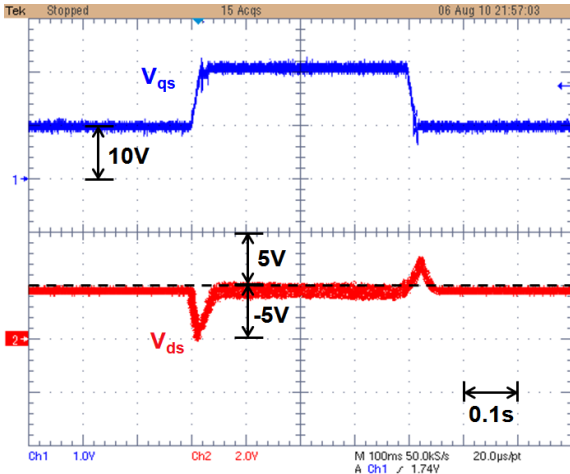


그림 5 일부 파라미터(R_s, L_s, J)의 150% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 5 Simulation results about the speed change under 150% variation of some parameters(R_s, L_s, J)

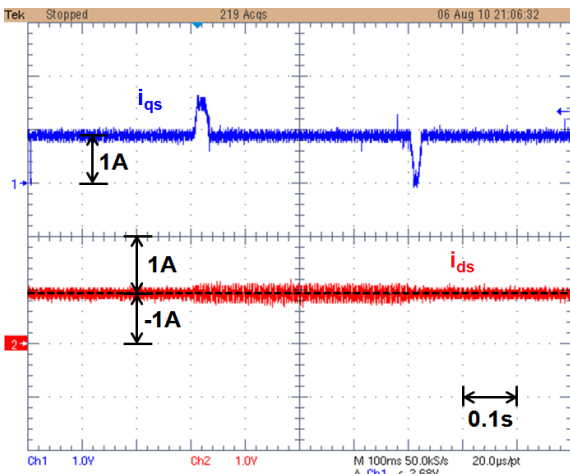
그림 6은 그림 4와 같은 조건하에서의 실험결과를 보여준다. 그림 4 ~ 6은 속도 지령치(ω_d), 속도 측정치(ω), 제어 입력전압(V_{qs}, V_{ds}), dq축 전류(i_{qs}, i_{ds}), 모터 상전압(V_{an}) 및 상전류(i_a)를 보여준다.



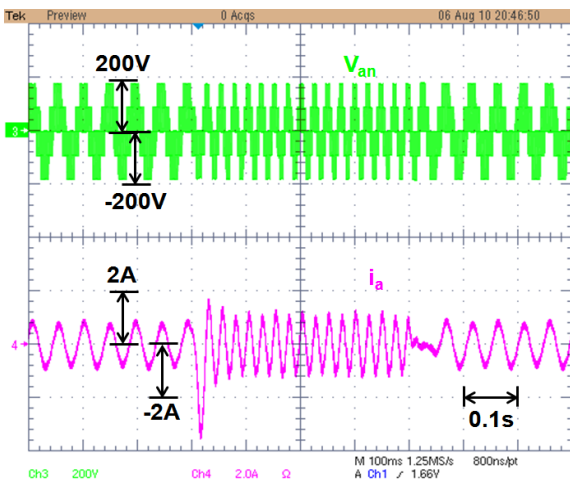
(a) 속도(ω_d, ω)



(b) dq축 제어 입력 (V_{qs} , V_{ds})



(c) dq축 전류 (i_{qs} , i_{ds})



(d) 상전압 (V_{an}) 및 상전류 (i_a)

그림 6 제안한 제어방식에 대한 실험 결과
Fig. 6 Experimental results of the proposed control method

위에서 보여준 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 본 논문에서 제안된 퍼지 각가속도 관측기 기반의 퍼지 속도제어기는 모터 파라미터 변동 시에도 영구자석 동기전동기의 속도를 정확하고 빠르게 제어함을 확인하였다.

7. 결 론

본 논문에서는 퍼지 각가속도 기반의 퍼지 속도제어기를 제안하였다. 제안된 퍼지 속도제어기와 퍼지 각가속도 관측기가 존재하기 위한 조건과 각 이득의 공식을 제시하였다. 또한 본 연구에서 보여준 시뮬레이션 및 실험결과로부터 제안된 퍼지 각가속도 관측기 기반의 퍼지 속도제어기는 속도 지령치를 정확하고 신속하게 추종함을 확인하였다.

감사의 글

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

참 고 문 헌

- [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. Akujuboi, 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] 정진우, 김태형, "영구자석 동기전동기의 퍼지 속도제어기 설계," 전기학회논문지, 제 59 권, 제 10 호, pp. 1797-1802, 2010년 10월.
- [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.

저 자 소 개



정진우 (鄭鎮佑)

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

Tel : (02) 2260-3348

E-mail : jinwjung@dongguk.edu