

영구자석 동기전동기의 비선형 속도 제어기 및 퍼지 토크관측기 설계에 대한 연구

鄭鎮佑[†]

A Study on the Design of a Nonlinear Speed Controller and a Fuzzy Load Torque Observer for a PM Synchronous Motor

Jin-Woo Jung

요 약

본 논문에서는 영구자석 동기전동기(PMSM)를 위한 비선형 속도제어기와 Takagi-Sugeno 퍼지 기법을 이용한 퍼지 부하 토크관측기를 제안한다. 또한 제안된 비선형 속도제어기와 퍼지 토크관측기가 존재하기 위한 LMI 조건을 유도하고, 제어기와 관측기의 이득 행렬을 계산하기 위한 선형 행렬 부등식(LMI) 매개변수화가 주어진다. 제안된 비선형 속도제어기와 퍼지 부하 토크관측기의 성능을 검증하기 위하여, 모터 파라미터 및 부하 토크 변동 하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어졌다.

ABSTRACT

This paper proposes a new nonlinear speed controller with a fuzzy load torque observer based on the Takagi-Sugeno fuzzy method for a permanent magnet synchronous motor(PMSM). The LMI conditions are derived for the existence of the proposed nonlinear speed controller and fuzzy load torque observer, and the LMI parameterization to obtain the gain matrices of the controller and observer is given. In this paper, to verify the performance of the proposed nonlinear speed controller and fuzzy load torque observer, and the simulation and experimental results are demonstrated under motor parameter and load torque variations.

Key Words : Fuzzy load torque observer, Nonlinear control, PM synchronous motor, Speed control

1. 서 론

기존의 PID 제어와 같은 선형 제어방식은 비선형인 영구자석형 동기전동기 시스템의 제어에 만족스러운 성능을 보장할 수 없다. 그러므로 이러한 문제를 해결하기 위하여 다양한 비선형 제어방식이 제안되었으며^{[1]-[3]} 대부분의 엔지니어들은 비선형 속도제어기와 함

께 부하 토크관측기를 사용하여 부하 토크 변동을 억제하기 위한 다양한 설계방식을 제안하였다.^{[4]-[8]} 그러나 대부분의 기존방식은 선형관측기와 선형화된 모델을 사용하였으므로, 모터 파라미터와 부하 토크 변동 시에는 동기전동기의 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.^[9]

본 논문에서는 영구자석형 동기전동기의 속도 제어를 위하여 비선형 속도제어기와 T-S 퍼지 모델을 이

[†]교신저자 : 정회원, 동국대 전자전기공학부 조교수

E-mail : jinwojung@dongguk.edu

접수일자 : 2010. 6. 4 1차 심사 : 2010. 6. 22

심사완료 : 2010. 6. 28

용한 비선형 부하 토크관측기를 제안한다. 제안된 비선형 속도제어기의 해가 존재하기 위한 LMI 조건을 유도하며, 이로부터 제어기 이득을 계산한다. 제안된 비선형 부하 토크관측기의 설계에서는 각 국부 서브시스템(Local Subsystem)을 위하여 국부적인 선형관측기(Local Linear Observer)가 설계되며, 이들은 표준 퍼지추론법(Standard Fuzzy Inference Method)을 사용함으로써 전역적인 비선형관측기(Global Nonlinear Observer)로 구현된다. 또한 퍼지 관측기의 이득을 LMI를 이용하여 매개변수화한다. 마지막으로 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

2. 모델링

표면 부착형 영구자석 3상 동기전동기의 동적인 모델은 토크 및 전압방정식으로 부터 아래 식 (1)과 같이 dq축 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 T_L : 부하토크, θ : 전기적인 회전자 각도, ω : 전기적인 회전자 각속도, i_{qs} : q축 전류, i_{ds} : d축 전류, V_{qs} : q축 전압, V_{ds} : d축 전압이다. k_i 는 극수, 고정자 상 저항, 인덕턴스, 회전자 관성 등과 관련된 계수이다. 식 (1)에서 보는 바와 같이 영구자석 동기전동기는 정확한 속도 제어를 위해서 속도(ω) 및 전류(i_{ds}, i_{qs})의 정보뿐만 아니라 부하 토크(T_L)의 정보도 필요함을 알 수 있다. 본 논문에서는 비선형 속도제어기와 퍼지 부하 토크관측기를 설계하기 위하여 대부분의 논문에서 사용하고 있는 다음의 가정을 설정한다.

- 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.

3. 비선형 속도제어기 설계 및 해석

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

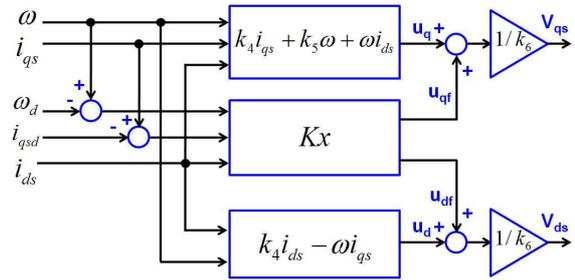


그림 1 제안된 속도제어기의 블록 다이어그램
Fig. 1 Block diagram of the proposed regulator

$$\begin{aligned} i_{qsd} &= \frac{1}{k_1}(k_2 \omega_d + \dot{\omega}_d + k_3 T_L) = \frac{1}{k_1}(k_2 \omega_d + k_3 T_L) \\ \dot{i}_{qsd} &= \frac{1}{k_1}(k_2 \dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d + k_3 \dot{T}_L) = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

또한 속도 오차($\tilde{\omega}$)와 q축 전류 오차(\tilde{i}_{qs})는 $\tilde{\omega} = \omega - \omega_d$, $\tilde{i}_{qs} = i_{qs} - i_{qsd}$ 로 정의된다. 영구자석 동기전동기의 비선형 제어 입력(V_{qs}, V_{ds})은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{qs} = \frac{1}{k_6}(u_q + u_{qf}), \quad V_{ds} = \frac{1}{k_6}(u_d + u_{df}) \quad (3)$$

여기서, u_q 와 u_d : 동기전동기의 비선형성을 보상하기 위한 제어 입력, u_{qf} 와 u_{df} : 오차 동역학을 안정화하기 위한 제어 입력이다. 식 (1)은 식 (2)와 (3)으로부터 다음의 오차방정식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= k_1 \tilde{i}_{qs} - k_2 \tilde{\omega} \\ \dot{\tilde{i}_{qs}} &= -k_4 \tilde{i}_{qs} - k_5 \omega + u_q + u_{qf} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + u_d + u_{df} + \omega i_{qs} \end{aligned} \quad (4)$$

제어 입력을 아래와 같이 정의하자(그림 1 참조).

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \omega i_{ds}, \quad u_d = k_4 i_{ds} - \omega i_{qs}, \quad u_{qdf} = Kx \quad (5)$$

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

결국 식 (4)는 아래 (6)으로 단순화 될 수 있다.

$$\dot{x} = (A + BK)x \quad (6)$$

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

[9]를 이용하여 다음의 정리 1을 얻을 수 있다.

정리 1 : 다음 LMI (7)을 만족시키는 해 (X, Y_c) 가 $\alpha \geq 0$ 에 대하여 존재한다고 가정하자.

$$X > 0, (A + \alpha I)X + X(A + \alpha I)^T + BY_c + Y_c^T B^T < 0, \forall i \quad (7)$$

제어기 이득(K)가 다음 식 (8)처럼 주어지면 오차 (x)는 최소 감쇠율(α)을 가지고 0에 수렴한다.

$$K = Y_c X^{-1} \quad (8)$$

본 논문에서 제안한 방법은 LMI에 기반 하였기 때문에 위에서 보여준 α -안정도뿐만 아니라, LQ 성능지수, 일반화된 H_2/H_∞ 성능지수와 같은 LMI 형태로 표현 가능한 다양하고 유용한 성능지수를 제어기 설계 시 쉽게 고려할 수 있다.^{[9], [10]}

4. 퍼지 부하 토크관측기 설계 및 해석

T-S 퍼지 모델링 기법을 이용하면, 비선형 토크관측기 설계 시에 식 (1)과 A2에 의해서 4차 r -rule 퍼지 모델로 근사화 할 수 있다. 따라서 T-S 퍼지 모델의 i 번째 플랜트 규칙은 다음과 같이 주어진다.

Plant Rule i : IF i_s is F_i , THEN

$$\begin{aligned} \dot{\hat{T}}_L &= 0 \\ \dot{\omega} &= k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \omega I_{di} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + k_6 V_{ds} + \omega I_{qi} \end{aligned} \quad (9)$$

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 Rule*에 대한 소속 함수 $m_i(i_s)$ 에 의해서 특성화되며, i 번째 동작점에서는 $(i_{qs}, i_{ds}) = (I_{qi}, I_{di})$ 이다. 그러므로 Singleton Fuzzifier, Product Fuzzy Inference와 Weighted Average Defuzzifier로 구성되어 있는 표준 퍼지추론법을 사용함으로써 다음과 같은 전역적인 비선형 모델을 얻을 수 있다.

$$\dot{x}_o = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) A_{oi} x_o + u_o \quad (10)$$

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. $x_o = [T_L, \omega, i_{qs}, i_{ds}]^T$ 이며 A_{oi}, u_o 는 다음처럼 주어진다.

$$A_{oi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_3 & -k_2 & k_1 & 0 \\ 0 & -k_5 - I_{di} & -k_4 & 0 \\ 0 & I_{qi} & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, u_o = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_6 V_{qs} \\ k_6 V_{ds} \end{bmatrix} \quad (11)$$

T-S 퍼지 모델을 이용한 부하 토크관측기는 다음의 선형관측기를 이용하여 국부적인 관측기를 표현할 수 있다.

Observer Rule i : IF i_s is F_i THEN

$$\dot{\hat{x}}_o = A_{oi} \hat{x}_o + L_i (y_o - C_o \hat{x}_o) + u_o, \hat{T}_L = C_T \hat{x}_o \quad (12)$$

여기서, $L_i \in R^{4 \times 3}$ 은 관측기 이득 행렬이고 $\hat{x}_o = [\hat{T}_L, \hat{\omega}, \hat{i}_{qs}, \hat{i}_{ds}]^T$ 는 x_o 의 추정치이며 y_o, C_T, C_o 는 다음처럼 주어진다.

$$y_o = C_o x_o, C_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, C_T = [1, 0, 0, 0].$$

그러므로 전역적인 비선형 퍼지관측기는 다음처럼 표현된다(그림 2 참조).

$$\dot{\hat{x}}_o = \sum_{i=1}^r h_i(i_s) ([A_{oi} - L_i C_o] \hat{x}_o + L_i y_o) + u_o, \hat{T}_L = C_T \hat{x}_o \quad (13)$$

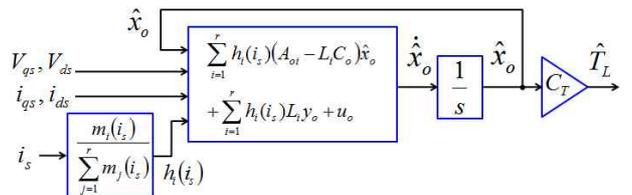


그림 2 제안된 퍼지 토크관측기의 블록 다이어그램
Fig. 2 Block diagram of the proposed observer

그러면 [9]를 이용하여 다음의 정리 2를 얻을 수 있다.

정리 2 : 다음 LMI (14)를 만족시키는 해 (P_o, Y_{oi}) 가 존재한다고 가정하자.

$$P_o > 0, P_o(A_{oi} + \alpha I) + (A_{oi} + \alpha I)^T P_o - Y_{oi} C_o - C_o^T Y_{oi}^T < 0, \forall i \quad (14)$$

관측기 이득(L_i)이 다음 (15)처럼 주어지면 오차($\bar{x}_o = x_o - \hat{x}_o$)는 최소 감쇠율(α)을 가지고 0에 수렴한다.

$$L_i = P_o^{-1} Y_{oi} \quad (15)$$

부하 토크관측기도 LMI에 기반하였기 때문에 α -안정도뿐만 아니라, LQ 성능지수, 일반화된 H_2/H_∞ 성능지수를 이용하여 구속조건을 부가적으로 포함하여 해를 구함으로써 쉽게 해당 성능을 보장하는 관측기를 설계할 수 있다.^{[9], [10]}

5. 안정도 해석

본 장에서는 제안된 비선형 속도제어기와 퍼지 부하 토크관측기를 포함하는 전체 폐회로 시스템의 안정도가 보장됨을 보인다.

정리 3 : LMIs (7)과 (14)을 만족시키는 해 (X, Y_c) 와 (P_o, Y_{oi}) 가 존재하면, 부하 토크관측기 기반의 제어 입력은 다음과 같이 얻어진다.

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \omega i_{ds}, \quad u_d = k_7 i_{ds} - \omega i_{qs}, \quad u_{qdf} = K \bar{x} \quad (16)$$

여기서, $\bar{x} = [\tilde{\omega}, \bar{i}_{qs}, \bar{i}_{ds}]^T$, $\bar{i}_{qs} = i_{qs} - \hat{i}_{qsd}$, $\hat{i}_{qsd} = \frac{1}{k_1}(k_2 \omega_d + k_3 \hat{T}_L)$ 이다. 그리고 \hat{T}_L 은 퍼지 부하 토크관측기 (13)에 의해 추정된 부하 토크이다. 그 결과로 제어기와 관측기의 각 오차(x, \bar{x}_o)는 지수적으로 0에 수렴한다.

위의 정리 3은 다음과 같이 증명된다. 다음의 조건 $k_3(T_L - \hat{T}_L) = k_1(i_{qsd} - \hat{i}_{qsd})$ 이 만족하므로, \bar{x} 는

$$\bar{x} = x + E \bar{x}_o \quad (16)$$

여기서, $E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_3/k_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 그러면 이전 결과

[9]와 Lyapunov 함수를 $V(\bar{x}_o, x) = \zeta \bar{x}_o^T P_o \bar{x}_o + x^T X^{-1} x$ 이용하여 응답이 지수적으로 안정함을 보일 수 있다.

6. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 비선형 속도제어기와 퍼지 부하 토크관측기의 성능을 검증하기 위하여 Matlab/Simulink를 이용하여 다양한 조건하에서 시뮬레이션 한 후, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 본 연구에서 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(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]

최소 감쇠율($\alpha=50$)을 보장하는 퍼지 토크관측기와 비선형 속도제어기를 각각 설계하고자 한다. 먼저, 퍼지 토크관측기를 설계하기 위하여 본 논문에서는 현재까지의 경험과 지식을 바탕으로 A_{o1}, A_{o2} 가 다음처럼 주어지는 2-rule 퍼지 모델을 선정하였다.

$$A_{o1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4968.8 & -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ 0 & -13.6 - I_{d1} & -170.1 & 0 \\ 0 & I_{q1} & 0 & -170.1 \end{bmatrix},$$

$$A_{o2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4968.8 & -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ 0 & -13.6 - I_{d2} & -170.1 & 0 \\ 0 & I_{q2} & 0 & -170.1 \end{bmatrix}$$

또한 본 논문에서는 다음의 정규화 된 소속 함수를 사용한다.

$$h_1(i_{qs}, i_{ds}) = \frac{m_1(i_{qs}, i_{ds})}{m_1(i_{qs}, i_{ds}) + m_2(i_{qs}, i_{ds})} \quad (17)$$

$$h_2(i_{qs}, i_{ds}) = \frac{e^{-\mu_q(i_{qs}-I_{q1})^2 - \mu_d(i_{ds}-I_{d1})^2}}{e^{-\mu_q(i_{qs}-I_{q1})^2 - \mu_d(i_{ds}-I_{d1})^2} + e^{-\mu_q(i_{qs}-I_{q2})^2 - \mu_d(i_{ds}-I_{d2})^2}}$$

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

그리고 $I_{q0} = 10$, $I_{d0} = 1$, $\mu_q = 6.9 \times 10^{-3}$, $\mu_d = 6.9 \times 10^{-1}$ 으로 설계 되었다. 따라서 식 (14)와 (15)에 의해서 다음의 부하 토크관측기 이득(L_1, L_2)을 계산할 수 있으며, 그림 2에서 보는 바와 같이 이로부터 부하 토크의 추정치(\hat{T}_L)를 계산할 수 있다.

$$L_1 = \begin{bmatrix} -0.4 & 50.7 & 0 \\ 8.5 & -1013.3 & 0.3 \\ -0.5 & 74.2 & 0 \\ 0.3 & -50.7 & 0 \end{bmatrix},$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} -0.5 & 49.8 & 0 \\ 10.7 & -1134.3 & -0.5 \\ -0.6 & 71.8 & 0 \\ -0.5 & 56.8 & 0 \end{bmatrix}$$

다음으로 비선형 속도제어기를 설계하기 위하여, 식 (7)과 (8)을 이용하여 다음을 얻을 수 있다.

$$K = \begin{bmatrix} -37.29 & -623.43 & 0 \\ 0 & 0 & -100.0 \end{bmatrix}$$

제안된 제어 알고리즘은 크게 2 가지 조건하에서 Matlab/Simulink로 구현되었다. 즉, 첫 번째는 파라미터 무변동시의 속도 응답, 그리고 두 번째는 일부 파라미터(R_s, L_s)의 125% 변동시의 속도 응답을 보여준다. 이때 속도 지령치(ω_d)는 125.66[rad/sec]에서 251.33[rad/sec]로 증가 한 후, 다시 125.66[rad/sec]로 감소하며, 이때 부하 토크(T_L)는 0.6[N·m]로 일정하다.

그림 3은 전동기 파라미터 무변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 또한 그림 4는 전동기 일부 파라미터(R_s, L_s)의 값이 모델링 오차와 온도 변화 등에 따라서 125% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 5는 그림 3과 같은 조건하에서의 실험결과를 보여준다.

위에서 보여준 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 본 논문에서 제안된 비선형 속도제어기와 퍼지 부하 토크 관측기는 모델 파라미터 및 부하 토크 변동 시에도 동기전동기의 속도를 정확히 제어함으로써 아주 우수한 성능을 보여주었다. PI제어기를 사용하여서도 어느 정도 우수한 성능을 얻을 수도 있을 것이나 [4], [7]에서 토론된 것처럼 이들의 성능은 외란 관측기를 사용하는 방법에 비해 제한적임에 유의해야 한다.

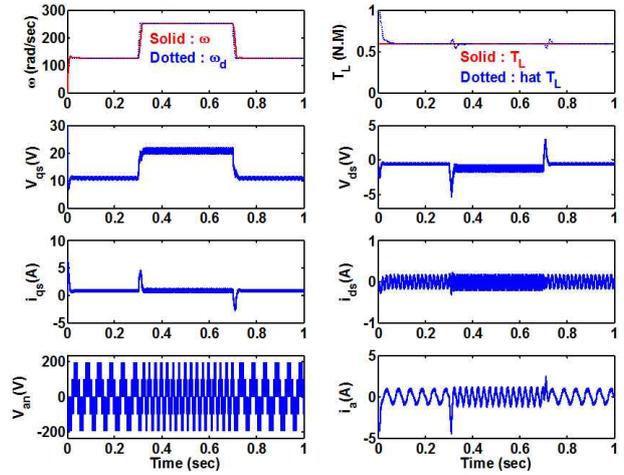


그림 3 파라미터 무변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Simulation results about the speed change under no parameter variation

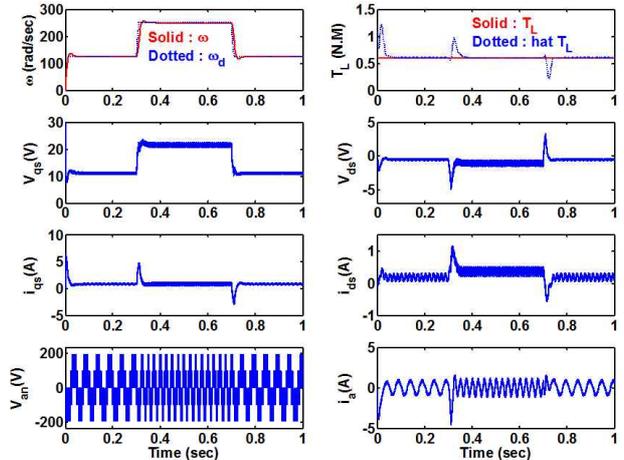
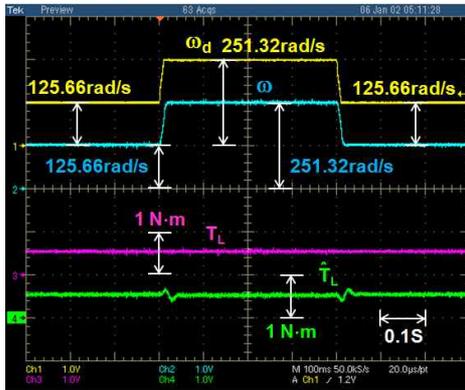


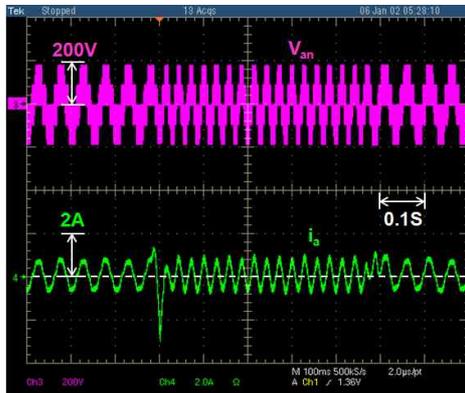
그림 4 일부 파라미터(R_s, L_s)의 125% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation results about the speed change under 125% variation of some parameters(R_s, L_s)

7. 결론

본 논문에서는 비선형 속도제어기와 T-S 퍼지법을 이용한 퍼지 부하 토크관측기를 제안하였다. 모터 파라미터 변동 및 부하 변동 등 조건하에서 보여준 시뮬레이션 및 실험결과는 제안된 퍼지 관측기 기반의 비선형 속도제어기의 성능이 우수함을 확인하였다.



(a) 속도(ω_d, ω) 및 부하 토크(T_L, \hat{T}_L)



(b) 상전압(V_{an}) 및 상전류(i_a)

그림 5 제안한 제어방식에 대한 실험 결과
Fig. 5 Experimental results of the proposed control method

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

참고 문헌

[1] 백인철, 김경화, 윤명중, “영구자석 동기전동기의 강인 비선형 속도제어기의 설계 및 DSP에 기반한 구현”, *전력전자학회 논문지*, pp. 1-12, 1999. 2.
 [2] 유재성, 황선모, 원충연, 김상훈, “퍼지제어기를 이용한 엘리베이터용 영구자석형 동기전동기 벡터제어”, *전력전자학회 논문지*, pp. 534-542, 2005. 12.
 [3] 백인철, “시간지연 제어를 이용한 영구자석형 동기전동기의 개선된 비선형 속도제어”, *전력전자학술대회 논문집*, pp. 299-304, 1998.

[4] K. B. Lee and F. Blaabjerg, “Robust and stable disturbance observer of servo system for low-speed operation”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, No. 3, pp. 627-635, 2007.
 [5] 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.
 [6] 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.
 [7] 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.
 [8] 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.
 [9] 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.
 [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(공학박). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소 연구원. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소/PDP개발팀 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수.