

Design of a Fuzzy Speed Controller for a Permanent Magnet Synchronous Motor

정진우* · 김태형†
(Jin-Woo Jung · Tae Heung Kim)

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 LMI parameterization to calculate the gain matrices of the controller is 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 and load torque variations. Finally, it is clearly verified that the proposed control method can be used to accurately control the speed of a permanent magnet synchronous motor.

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

1. 서론

영구자석 동기전동기(PMSM)는 고효율, 저소음, 저관성, 강인성 등의 장점 때문에 산업분야에서 속도 및 위치 제어 응용에 많이 사용되고 있으며, 부하 토크관측기를 사용하여 부하 토크 변동을 억제하기 위한 [1-2]등과 같은 다양한 설계방식을 제안하였다. 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. 이를 고려하여 본 논문에서는 PMSM의 강인한 속도 제어를 위하여 T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기를 제안한다. 또한 제안된 퍼지 속도 제어기는 부하 토크의 정보를 필요로 하므로 2차 부하 토크 관측기를 사용하여 부하토크를 추정한다. 제안된 퍼지 속도 제어기의 설계에서는 각 국부 서브시스템(Local Subsystem)을 위하여 국부적인 선형 속도제어기(Local Linear Speed Controller)가 설계되며, 이들은 표준 퍼지추론법(Standard Fuzzy Inference Method)을 사용함으로써 전역적인 비선형 제어기(Global Nonlinear Controller)로 구현된다. 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 모터 파라미터 변동 하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

2. PMSM 모델링

표면 부착형 영구자석 3상 동기전동기는 (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_i 는 자속, 인덕턴스, 저항 등 전동기의 파라미터에 의존하는 계수들이다. 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 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 설계하기 위하여 대부분의 논문에서처럼 ω, i_{ds}, i_{qs} 는 측정 가능하며, $\dot{T}_L=0$ 으로 정할 수 있고, 속도 지령치(ω_d)는 일정하며, $\dot{\omega}_d = \ddot{\omega}_d = 0$ 이라는 가정을 사용한다.

3. 퍼지 속도제어기 설계

T-S 퍼지 모델링 기법[3-4]을 이용하면, 비선형 속도제어기 설계 시에 식 (1)과 A2에 의해서 3차 r-rule 퍼지 모델로 근사화할 수 있다. 따라서 T-S 퍼지 모델의 i 번째 시스템 규칙은 다음과 같이 주어진다.

* 정 회 원 : 동국대 전자전기공학부 조교수
† 교신저자, 정회원 : 경상대 전기공학과 조교수
E-mail : ktheoung@gnu.ac.kr
접수일자 : 2010년 6월 7일
최종완료 : 2010년 9월 6일

System Rule i : IF ω is F_i , THEN

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

여기서, F_i ($i = 1, \dots, r$): 퍼지 집합(Fuzzy Set), r : 퍼지 규칙 수, W_i : i 번째 동작점이다. 각 퍼지 집합 F_i 는 i 번째 System Rule에 대한 소속 함수 $m_i(\omega)$ 에 의해서 특성화되며, i 번째 동작점에서는 $\omega = W_i$ 이다. 그러므로 표준 퍼지 추론법[3-4]을 사용함으로써 다음과 같은 전역적인 비선형 모델을 얻을 수 있다.

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

여기서, $m_i: R \rightarrow [0, 1]$, $h_i(\omega) = m_i(\omega) / \sum_{j=1}^r m_j(\omega)$, h_i 는 각 IF-THEN 규칙의 정규화 된 가중치를 의미한다. 결국 위의 식 (3)은 아래 상태방정식 (4)로 단순화 될 수 있다.

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

여기서,

$$A_{ci} = \begin{bmatrix} -k_2 & k_1 & 0 \\ -k_5 & -k_4 & -W_i \\ 0 & W_i & -k_4 \end{bmatrix}, \quad B_T = \begin{bmatrix} -k_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_6 & 0 \\ 0 & k_6 \end{bmatrix},$$

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

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

$$i_{qsd} = \frac{1}{k_1} (k_2 \omega_d + k_3 T_L), \quad \dot{i}_{qsd} = 0 \quad (5)$$

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

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

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 : PMSM의 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 오차 방정식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= k_1 \tilde{i}_{qs} - k_2 \tilde{\omega} & (8) \\ \dot{\tilde{i}_{qs}} &= -k_4 \tilde{i}_{qs} - k_5 \omega + u_q + u_{qf} - \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{ds} \\ \dot{\tilde{i}_{ds}} &= -k_4 \tilde{i}_{ds} + u_d + u_{df} + \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{qs} \end{aligned}$$

T-S 퍼지 모델을 이용한 퍼지 속도제어기는 다음처럼 주어진다 하고 하자.

$$\begin{aligned} u_q &= k_4 \tilde{i}_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{ds}, & (9) \\ u_d &= k_4 \tilde{i}_{ds} - \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{qs}, \quad u_{qdf} = \sum_{i=1}^r h_i(\omega) K_i x \end{aligned}$$

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 행렬. 결국 폐회로 제어시스템의 오차방정식 (8)은 (9)에 의해서 아래 상태방정식 (10)로 단순화 될 수 있다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(\omega) (A + BK_i) x \quad (10)$$

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

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

$$X > 0, \quad (A + \alpha I)X + X(A + \alpha I)^T + BY_{ci} + Y_{ci}^T B^T < 0, \quad \forall i \quad (11)$$

여기서, $X \in R^{3 \times 3}$, $Y_{ci} \in R^{2 \times 3}$ 은 결정 변수들이며, $\alpha \geq 0$ 이다. LMI (11)의 해 (X, Y_{ci})는 Matlab의 LMI Toolbox를 이용하여 쉽게 얻어진다. 속도제어기의 이득(K_i)은 해 (X, Y_{ci})를 이용하여 다음 공식에 의해 계산된다.

$$K_i = Y_{ci} X^{-1} \quad (12)$$

그러면 [3], [5]를 이용하여 다음을 얻을 수 있다.

정리 1 : LMI (11)을 만족시키는 해 (X, Y_{ci})가 존재하고

제어기 (10)의 이득(K_i)이 (12)처럼 주어지면 오차(x)는 최소 감쇠율(α)을 가지고 0에 수렴한다.

[3], [5]의 결과를 참조하여 α -안정도뿐만 아니라, LQ 성능지수, 일반화된 H_2/H_∞ 성능지수와 같은 LMI 형태로 표현 가능한 다양하고 유용한 성능지수를 제어기 설계 시 쉽게 고려할 수 있음에 유의해야 한다.

4. 부하 토크관측기 설계

제안된 퍼지 속도제어기 (9)는 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 동적인 방정식으로 정의하자.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= k_1 i_{qs} - (k_2 + L_1)\omega - k_3 \hat{T}_L + L_1 \hat{\omega} \\ \dot{\hat{T}}_L &= L_2(\omega - \hat{\omega}) \end{aligned} \quad (13)$$

그러면 이전 결과 [3], [5]를 이용하여 다음을 얻을 수 있다.

정리 2 : $L_1 < 0$, $L_2 < 0$ 이라고 가정하자. 그러면 오차 $z = [\bar{\omega}, \bar{T}_L]^T$ 는 안정하다.

5. 전체 시스템 안정도

이전 결과 [3]을 이용하여 확대된 제어시스템(Augmented Control System)이 지수적으로 안정하면 다음 정리가 성립함을 알 수 있다.

정리 3 : LMI (11)를 만족시키는 해 (X, Y_{α})가 존재하며 $L_1 < 0$, $L_2 < 0$ 이라고 가정하자. 부하 토크관측기 기반의 제어 입력이 다음처럼 주어진다고 하자.

$$u_q = k_4 i_{qs} + k_5 \omega + \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{ds}, \quad (14)$$

$$u_d = k_4 i_{ds} - \sum_{i=1}^r h_i(\omega) W_i i_{qs}, \quad u_{qdf} = \sum_{i=1}^r h_i(\omega) K_i \bar{x}$$

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

6. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 퍼지 속도제어기와 2차 부하 토크관측기의 성능을

검증하기 위하여 TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 본 연구에서 사용된 표면부착형 영구자석 동기전동기의 사양은 아래 표 1과 같으며, 모델방정식은 아래 식 (15)로 표현된다.

표 1 영구자석 동기전동기의 사양

Table 1 Specifications of PMSM

극수(p)	12
정격전력(P)	750[W]
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)	1[N·m]

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= 3539.6 i_{qs} - 0.2484 \omega - 4968.8 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -170.1 i_{qs} - 13.6 \omega + 171.8 V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1 i_{ds} + 171.8 V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned} \quad (15)$$

본 논문에서는 최소 감쇠율($\alpha=50$)을 보장하는 토크관측기와 퍼지 속도제어기를 각각 설계하고자 한다. 4장에서 제안된 방법을 참조하여 다음처럼 부하 토크관측기 이득(L_1, L_2)을 설정하면 관측기의 오차동역학 시스템 행렬의 고유치들이 -50보다 작고 최소 감쇠율($\alpha=50$)을 보장함을 쉽게 알 수 있다.

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 205.3072 \\ -2.1656 \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{aligned} A_{c1} &= \begin{bmatrix} -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ -13.6 & -170.1 & -W_1 \\ 0 & W_1 & -170.1 \end{bmatrix}, \\ A_{c2} &= \begin{bmatrix} -0.2484 & 3539.6 & 0 \\ -13.6 & -170.1 & -W_2 \\ 0 & W_2 & -170.1 \end{bmatrix}, \\ B_T &= \begin{bmatrix} -4968.8 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 171.8 & 0 \\ 0 & 171.8 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (16)$$

또한 본 연구에서는 가우시안 함수를 소속 함수로 사용하였다. 식 (12)를 풀면 다음의 제어기 이득(K_1, K_2)을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_1 &= \begin{bmatrix} -18.0809 & -471.4848 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -100.0 \end{bmatrix}, \\ K_2 &= \begin{bmatrix} -18.0809 & -471.4848 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & -100.0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

그림 1은 제안된 제어시스템의 성능을 검증하기 위한 전반적인 블록 다이어그램을 보여주며, 그림 1에서 보는 바와 같이 구동시스템은 PMSM, 증가형 엔코더, 부하 토크를 위한 브레이크, TI TMS320F28335 DSP, 그리고 3상 PWM 인버터를 구성하고 있다. 또한 본 논문에서는 스위칭 손실과 전류 리플을 고려하여 5[kHz]의 스위칭 주파수가 선정되었으며, 또한 공간전압벡터 PWM 방식이 사용되었다.

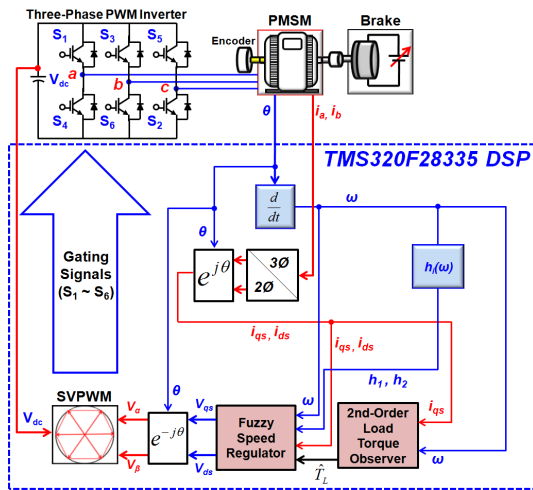


그림 1 제안된 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기를 갖는 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램

Fig. 1 Overall block diagram of the control system with the proposed fuzzy speed controller and load torque observer

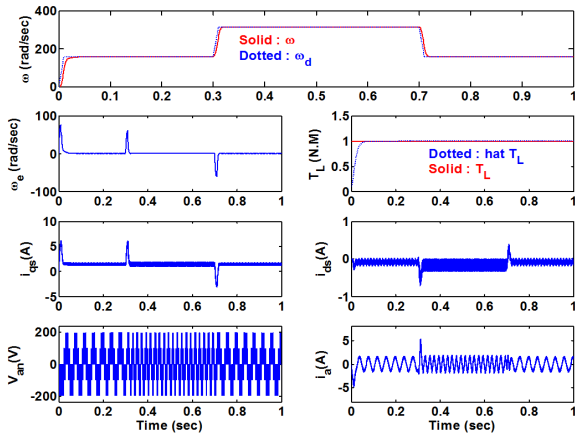


그림 2 제안된 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과

Fig. 2 Simulation results about the proposed control method under no parameter variation

제안된 퍼지제어기의 성능을 비교하기 위하여 기존의 PI 제어기에 대한 시뮬레이션 결과도 보여준다. 본 논문에서 각 제어기는 3 가지 조건하에서 Matlab/Simulink로 구현되었다. 즉, 첫 번째는 파라미터 무변동시의 속도 응답, 두 번째는 전동기 파라미터 중에서 R_s, L_s, J, T_L 이 125% 변동시

의 속도 응답을 보여주며, 세 번째는 일정한 속도 하에서 부하토크가 스텝으로 150% 변환 때의 토크 응답을 보여준다. 첫 번째와 두 번째의 경우는 속도 지령치(ω_d)는 157.07[rad/sec]에서 314.15[rad/sec]로 증가 한 후, 다시 157.07[rad/sec]로 감소하며, 이때 부하 토크(T_L)는 1[N·m]로 일정하다. 그리고 세 번째의 경우는 부하토크는 1[N·m]에서 1.5[N·m]로 증가 한 후, 다시 1[N·m]로 감소하며, 이때 속도는 157.07[rad/sec]로 일정하다.

그림 2는 제안된 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 또한 그림 3과 4는 제안된 퍼지제어기의 강인성을 검증하기 위하여 전동기 파라미터(R_s, L_s, J, T_L)가 125% 변동시의 속도 응답, 그리고 일정한 속도에서 부하토크가 스텝으로 150% 변환 때의 시뮬레이션 결과를 각각 보여준다.

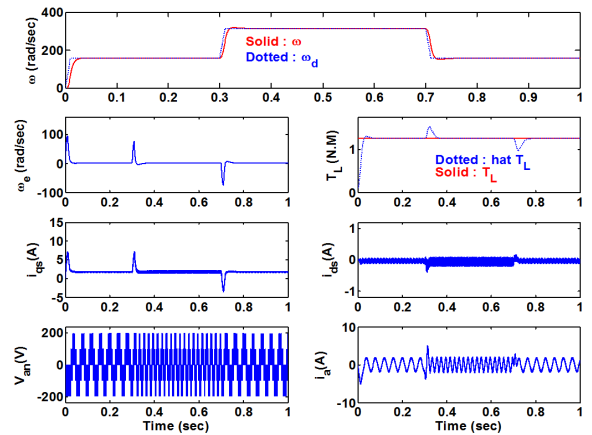


그림 3 제안된 제어방식에 대한 일부 파라미터(R_s, L_s, J, T_L)의 125% 변동시의 시뮬레이션 결과

Fig. 3 Simulation results about the proposed control method under 125% variation of some parameters(R_s, L_s, J, T_L)

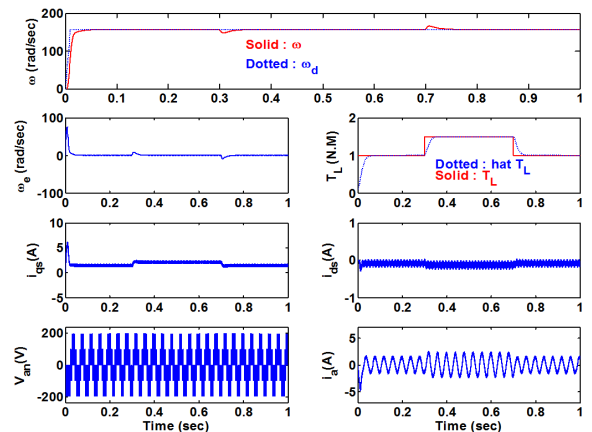


그림 4 제안된 제어방식에 대한 부하토크 변동시의 시뮬레이션 결과

Fig. 4 Simulation results about the proposed control method under the load torque change

제안된 퍼지제어기의 성능 비교를 위하여 그림 5 ~ 7은 기존의 PI 제어 방식에 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 $K_p = 0.07$, $K_i = 1.0$ 로 설정하였다. 그림 5는 PI 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과를 보여주며, 그림 6과 7은 PI 제어 방식에 대한 전동기 파라미터(R_s, L_s, J, T_L)의 125% 변동시의 속도 응답과 일정속도에서 부하토크가 150% 변동시의 시뮬레이션 결과를 각각 보여준다. 그림 8은 그림 2와 같은 조건하에서의 실험결과를 보여준다. 그림 2 ~ 7은 속도 지령치(ω_d), 속도 측정치(ω), 속도 오차(ω_e), 부하 토크(T_L), 부하 토크 추정치(\hat{T}_L), dq축 전류(i_{qs}, i_{ds}), 모터 상전압(V_{an}) 및 상전류(i_a)를 보여준다.

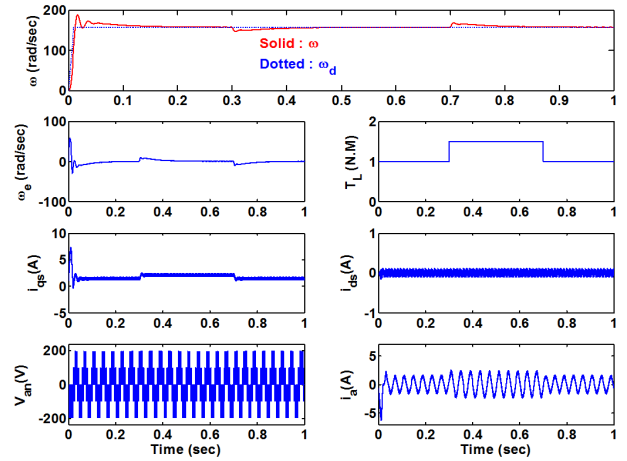


그림 7 PI 제어방식에 대한 부하토크 변동시의 시뮬레이션 결과
 Fig. 7 Simulation results about the PI control method under the load torque change

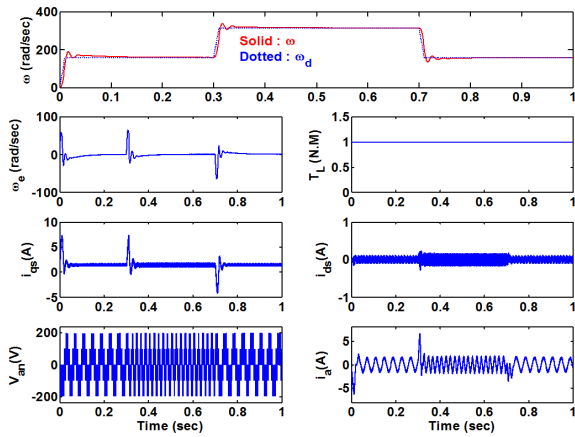
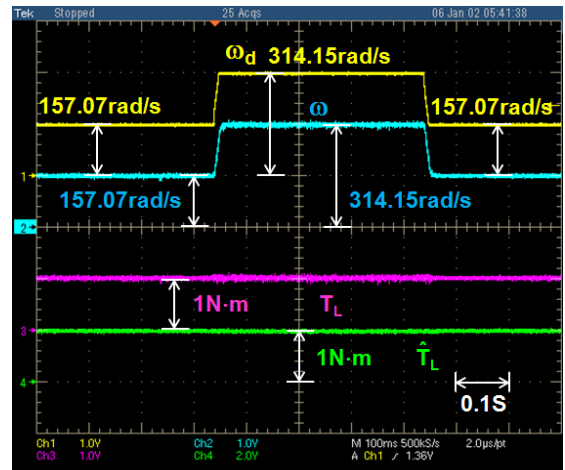


그림 5 PI 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과
 Fig. 5 Simulation results about the PI control method under no parameter variation



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

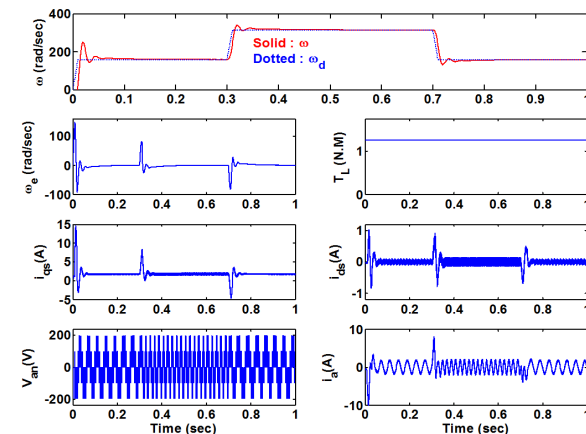
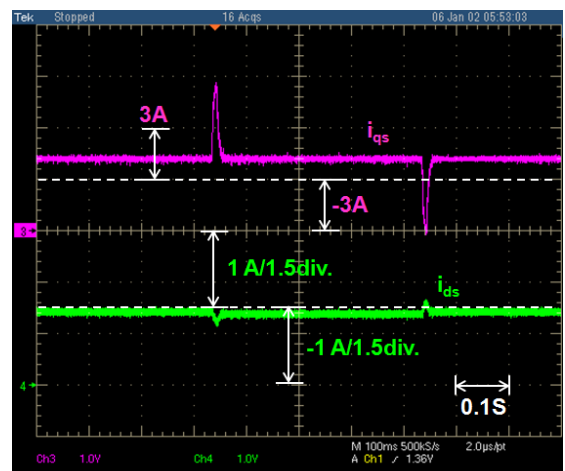
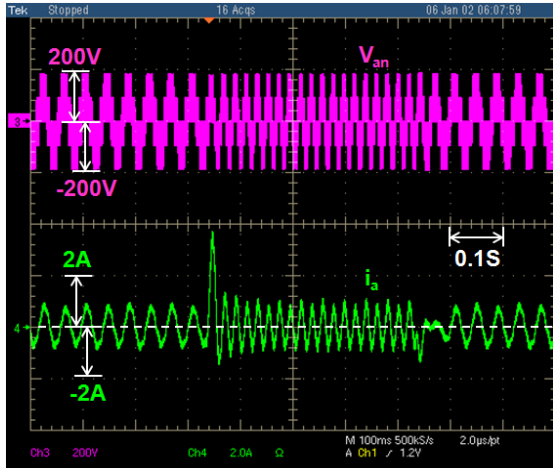


그림 6 PI 제어방식에 대한 일부 파라미터(R_s, L_s, J, T_L)의 125% 변동시의 시뮬레이션 결과
 Fig. 6 Simulation results about the PI control method under 125% variation of some parameters(R_s, L_s, J, T_L)



(b) dq축 전류(i_{qs}, i_{ds})



(c) 상전압(V_{an}) 및 상전류(i_a)

그림 8 제한한 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 토크관측기는 기존의 PI 제어기에 비해 가변 속도조건에서는 모델 파라미터가 변화더라도 속도 지령치를 빠르고 정확하게 추종하며, 일정 속도하에서 부하토크가 급변하더라도 거의 속도 변화가 없이 매우 안정적임을 알 수 있다. 따라서 제안된 방식은 모터 파라미터 및 부하토크 변동 시에도 영구자석 동기전동기의 속도를 정확히 제어함으로써 기존의 PI 제어 방식에 비해 우수한 제어성능을 가짐을 확인하였다.

7. 결 론

본 논문에서는 T-S 퍼지법을 이용한 퍼지 속도제어기와 부하 토크관측기에 대해 연구하였다. 제안된 퍼지 속도제어기가 존재하기 위한 LMI 조건을 제시하였고, 제어기 이득의 공식을 제시하였다. 또한 전체 퍼지 제어시스템의 안정성을 수학적으로 증명하였으며, 본 연구에서 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 전동기 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험결과를 제시하였다.

감사의 글

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

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] 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.
 [3] 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.
 [4] 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.
 [5] 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(공학박). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소 연구원. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소/PDP개발팀 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수.

Tel : (02) 2260-3348

E-mail : jinwjung@dongguk.edu



김태형 (金泰亨)

1969년 4월 3일생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년~2002년 LG전자 DA 연구소 선임연구원. 2005년~현재 경상대 전기공학과 조교수.

Tel : (055) 751-5349

E-mail : ktheoung@gnu.ac.kr