

◆ 특집 ◆ 직선 · 회전모터 구동 이송 · 회전체 연구 VII

가중적분을 이용한 IPMSM의 T-S 퍼지 제어

T-S Fuzzy Control of IPMSM using Weighted Integral Action

황태환¹, 김태규¹, 박승규^{1,✉}, 안호균¹, 윤태성¹, 곽군평¹
Tae Hwan Hwang¹, Tae Kue Kim¹, Seung Kyu Park^{1,✉}, Ho Gyun Ahn¹,
Tae Sung Yoon¹, and Gun Pyong Kwak¹

¹ 창원대학교 전기공학과 (Department of Electrical Engineering, Changwon Univ.)
✉ Corresponding author: skpark@changwon.ac.kr, Tel: +82-55-213-3634

Manuscript received: 2013.12.26 / Revised: 2013.12.31 / Accepted: 2013.1.14

This paper proposes a novel H^∞ T-S Fuzzy controller with a weighted integral action for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) which have nonlinear dynamics. The H^∞ T-S Fuzzy controller is used for the robustness of nonlinear systems and the weighted integral action is used for the tracking problem and the improvement of control performance. A T-S Fuzzy controller is designed by combining the local controllers with the overall stability, and LMI(Linear Matrix Inequality) is used to determine the gains of linear controllers. The tracking problem of IPMSM is changed into regulator problem by introducing the integral action and the weighting factor gives flexibility to a H^∞ fuzzy controller.

Key Words: T-S Fuzzy (T-S 퍼지), Integral action (적분동작), H^∞ control (H^∞ 제어), IPMSM (영구자석 매입형 동기전동기)

1. 서론

영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)는 백터제어 기법 하에서 서보모터로 여러 가지 제어기법들이 적용되어 사용되고 있다.¹⁻⁵ PMSM에는 S(Surface Mounted) PMSM과 I(Interior)PMSM 두 종류가 있으며 SPMSM은 d축 전류를 영으로 제어함으로써 직류모터와 같이 제어되어 사용되고 있다.⁶⁻⁸ 반면에 IPMSM은 최대토크 특성을 얻기 위해서 d축 전류도 같이 제어되어야만 한다. d축 전류가 영이 아닌 경우에는 PMSM의 비선형성이 그대로 유지되며 비선형 제어가 설계되어야 함을 의미한다.

IPMSM의 비선형성과 더불어 파라미터 불확실성과 부하에 대한 고려가 필요하므로 강인한 제어

성능을 갖는 제어기법들과 결합되어 사용되고 있는데 H^∞ 제어,^{9,10} 슬라이딩 모드 제어기법들^{11,12}이 여기에 해당된다. 이러한 연구들과 더불어 IPMSM의 비선형성과 파라미터 불확실성 등을 조금 더 고려해서 더 나은 성능을 얻도록 하기 위해서 퍼지 제어기의 사용도 가능하다.

퍼지제어 기법 중에서 모델을 기반으로 하는 제어기로 T-S 퍼지 제어가 있다.^{13,14} T-S 퍼지 제어는 비선형 시스템을 여러 동작점에서의 선형 모델로 나타내어 제어기를 선형 제어기의 퍼지 결합으로 구성하는 제어기법으로 비선형 시스템의 제어에 대해서 다양한 형태의 제어구성을 가능하게 해주는 방법이다.¹⁵ 전형적인 T-S 퍼지 제어기로 PDC(Pararell Distributed Compensation) 제어가 있다. 이것은 상태 궤환 형태의 선형 제어기의 퍼지

결합으로 제어를 사용함에 있어서 전체 안정도를 보장하는 상태 궤환 이득을 구하여 사용하는 방식이다.¹⁶⁻²¹ 본 연구에서는 유도전동기의 비선형 형성을 고려하고 강인제어성능을 위해서 H ∞ T-S 퍼지 제어를 사용하였으며 기준 모델이나 오차 모델을 사용하지 않음과 동시에 제어 성능의 향상을 위하여 가중치가 포함된 적분 제어를 제안하여 함께 사용하였다.

본 논문에서는 IPMSM의 비선형성을 고려하기 위해 T-S 퍼지제어를 이용해 비선형 시스템을 선형화시켜 제어할 수 있는 방법과 별도의 오차 모델을 필요로 하지 않는 적분 제어를 도입함으로써 우수한 제어성능을 가지고 비선형 시스템을 제어하는 방법을 제안한다. 또한 시스템의 외란에 대한 영향을 최소화시키기 위해 강인제어기법 중 하나인 H ∞ 제어(H Infinity Control)를 사용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 IPMSM의 T-S퍼지모델에 대해서 설명하였으며 3장에서는 IPMSM의 H ∞ T-S 퍼지 제어기에 관하여, 4장에서는 새롭게 제안된 가중 적분 T-S 퍼지 H ∞ 제어에 대해서 설명하였으며5장에서는 제안된 제어기법의 성능을 검증하기 위한 시뮬레이션 결과를 나타내었고 6장에서 결론을 서술하였다.

2. PMSM 의 T-S 퍼지모델

FOC(Field Oriented) 기법을 적용한 PMSM의 동특성은 식(1)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{K_t}{J} & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\omega \frac{L_d}{L_q} \\ 0 & \omega \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

이러한 비선형 시스템의 제어에는 여러가지 방법이 있지만 본 논문에서는 T-S 퍼지 제어를 사용하기로 한다. T-S 퍼지 제어기는 비선형 시스템을 여러 동작점에서의 선형 모델로 나타냄으로써 선형제어를 설계하여 퍼지결합으로 제어를 구성함으로써 선형제어이론을 비선형계통의 제어에 도입할 수 있는 장점을 가지고 있다.

IPMSM의 T-S 퍼지모델에 대해서 살펴보면 다음과 같다.

T-S 퍼지 모델은 비선형 시스템을 국부적인 (local) 선형 동특성들의 퍼지 결합으로써 나타낼 수 있으며 IPMSM의 퍼지모델은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^2 \mu_i(z(t)) A_i x(t) + B_i u(t)}{\sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))} \\ &= \sum_{i=1}^2 h_i(z(t)) A_i x(t) + B_i u(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{k_t}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & \omega_{\max} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \omega_{\max} \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{k_t}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & \omega_{\min} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \omega_{\min} \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \end{bmatrix}$$

μ_i 는 각 부 시스템의 소속정도이고 $h_i(z(t))$ 는 다음과 같이 정규화된 소속정도이다.

$$h_i(z(t)) = \frac{\mu_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))} \quad (3)$$

$z(t)$ 는 퍼지 규칙에 대한 전건부 변수로 IPMSM의 퍼지모델에서는 속도의 크기에 해당한다. 전체 제어 입력은 각 부시스템의 상태궤환 제어 입력을 퍼지적으로 결합하여 식(4)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{\sum_{j=1}^2 \mu_j(z(t)) F_j x(t)}{\sum_{j=1}^2 \mu_j(z(t))} \\ &= -\sum_{j=1}^2 h_j(z(t)) F_j x(t) \end{aligned} \quad (4)$$

그리고 식(4)의 입력을 갖는 폐루프 시스템은 식(5)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 h_i(z(t))h_j(z(t))(A_i - B_i F_j)x(t) \quad (5)$$

지금까지 비선형성을 같은 IPMSM의 T-S 퍼지 모델과 제어기의 형태에 대해서 설명했다. 일반적인 T-S 퍼지 제어의 경우 이 단계에서 리아프노프 안정도법을 이용하여 제어이득을 구하여 시스템을 제어한다. 대표적인 예가 PDC 제어기이다. PDC 제어의 경우 외란에 대한 고려를 하지 않아서 외란에 대한 강인성이 부족하다. 따라서 본 논문에서는 외란에 대한 영향을 최소화하여 제어시스템의 강인성을 보장받기 위한 H ∞ 강인제어이론을 적용하기로 한다.

3. T-S 퍼지 H ∞ 제어

H ∞ 제어의 목적은 외란의 영향을 최소화하여 외란이 원하는 출력에 미치는 영향을 최소화하고, 외란과 원하는 출력사이의 전달함수를 최소화하여 외란 입력과 출력 간 전달함수의 H ∞ 놈(norm)을 최소화 하는 것이다. 여기서 H ∞ 놈을 최소화 한다는 것은 H ∞ 놈의 입장에서 외란이 시스템 출력에 미치는 영향을 최소화 한다는 것으로 외란이 미치는 경우를 최악의 경우라 할 때 이 경우를 최소화 한다는 것이다.

H ∞ 제어의 제어기준이 식(6)에 나타나있다.

$$\frac{\int_0^T x^T(t)Qx(t)dt}{\int_0^T w^T(t)w(t)dt} < \rho^2 \quad (6)$$

여기서 식(6)을 만족하는 최소의 ρ 값이 H ∞ 놈이다.

시스템의 안정도를 보장받기 위해 리아프노프 안정도법을 이용하여 H ∞ 제어성능을 만족시키는 조건을 구하면 식(7)과 같다.

$$A_i^T P + P A_i + P B_i K_j + K_j^T B_i^T P + \left(2 + \frac{1}{\rho^2}\right) P P + Q < 0 \quad (7)$$

여기서 $P = P^T > 0$ 인 양정칙 행렬이다.

식(7)의 형태는 LMI 형태가 아니다. 따라서 변수치환을 이용해서 LMI 형태로 만들어 주어야 한다. 식(7)에 $W = P^{-1}$ 와 $Y_j = K_j W$ 를 대입하여 식(8)과 같이 정리할 수 있다.

$$W A_i^T + A_i W + B_i Y_j + Y_j^T B_i^T + \left(2 + \frac{1}{\rho^2}\right) I + W^T Q W < 0 \quad (8)$$

식(8)도 우변의 마지막 항이 선형항이 아니기 때문에 다음과 같은 슈어 보수(Schur Complement)를 이용하여 식(9)와 같은 LMI조건으로 변환시다. 식(9)는 MATLAB의 LMI 툴박스를 이용하여 해를 이득을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} S & W^T \\ W & Q \end{bmatrix} < 0 \quad (9)$$

여기서 S는 다음과 같다.

$$S = W A_i^T + A_i W + B_i Y_j + Y_j^T B_i^T + \left(2 + \frac{1}{\rho^2}\right) I$$

식(8)은 다음과 같이 식(10)으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} W A_i^T + A_i W + B_i Y_j + Y_j^T B_i^T + \left(2 + \frac{1}{\rho^2}\right) I & 0 & W \\ 0 & -I & 0 \\ W & 0 & Q^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

T-S 퍼지 시스템에 대한 H ∞ 제어기의 설계는 식(10)을 만족하면서 최소의 H ∞ 놈을 갖는 해를 구하는 문제가 된다.

리아프노프 안정도법을 사용하는 H ∞ T-S 퍼지 제어기는 조정기 문제(Regulator Problem)에만 적용이 가능하다. 그러나 전동기제어의 대부분의 문제는 추적문제(Tracking Problem)이며 오차 모델을 구하여 조정기 문제로 바꿀 수 있다. 그러나 비선형 모델의 경우 오차 모델을 구하기가 매우 어렵고 번거롭기 때문에 오차 모델을 구하지 않고 제어할 수 있는 방법이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 적분제어기를 제안하여 오차 모델을 구하지 않고 비선형 모델을 제어할 수 있게 한다. 적분 제어기를 사용하면 오차 모델을 구할 필요가 없으며 가중치를 도입할 수 있는 가능성을 열어준다.

4. 가중 적분 T-S 퍼지 H ∞ 제어

제안되는 가중적분 제어기는 원래의 상태방정식에 출력과 기준입력간의 오차에 적분항을 추가한 새로운 상태방정식의 정의한 후 그에 대한 제어기를 설계함으로써 추적 문제를 조정기 문제로 다룰 수 있도록 한다.

새로운 적분상태는 다음 식과 같이 정의된다.

$$\frac{dx_e}{dt} = g(Cx - y_r) \quad (11)$$

여기서 y_r 은 기준출력 나타낸다.

IPMS의 제어목적이 각속도가 기준각속도를 추종하는 경우는 다음과 같다.

$$Cx = w, \quad y_r = w_r$$

위와 같은 상태를 추가하여 전체 시스템 동특성을 고려한다면 추종문제를 생각하지 않고 단순히 전체 시스템의 안정도만을 고려해도 정상상태에서 각속도가 기준속도에 도달하게 되어 추종 목적을 달성할 수 있게 된다.

적분상태가 추가된 i번째 부시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다

$$\dot{x}_a(t) = \sum_{i=1}^n A_{ai}x_a(t) + B_{ai}u(t) + B_{ai}y_d \quad (12)$$

여기서

$$x_a(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_e(t) \end{bmatrix}, \quad A_{ai} = \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ gC & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{ai} = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_{y_d} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$$

이다.

식(12)의 T-S퍼지 모델에 적분상태가 추가된 T-S 퍼지모델은 다음과 같다

$$\dot{x}_a(t) = \sum_{i=1}^r h_i(w(t)) \{A_{ai}x_a(t) + B_{ai}u(t) + B_{y_d}d(t)\} \quad (13)$$

제안된 적분상태 식(11)와 IPMSM의 동특성 방정식 식(1)을 모두 고려한 전체 동특성 방정식은 식(14)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{k_t}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & \omega \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \omega \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_q \\ i_d \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} T_L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{J} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} \omega_r \quad (14)$$

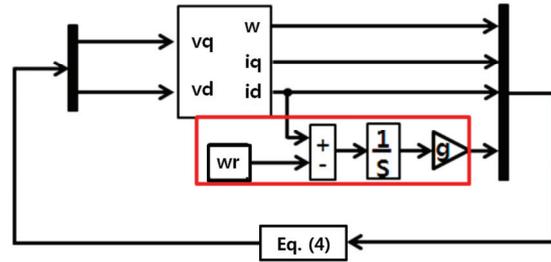


Fig. 1 Integral H ∞ T-S Fuzzy control system including weighting factor

이 경우 IPMSM에 대한 T-S퍼지모델을 구성함에 있어 두개의 국부 선형모델을 사용하기로 할 경우, A_i 와 B_i 는 식(15)과 같다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{k_t}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & \omega_{\max} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \omega_{\max} \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{k_t}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\lambda}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & \omega_{\min} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \omega_{\min} \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

가중치적분을 추가한 시스템에 대한 H ∞ 제어기 이득을 구하기 위한 LMI식은 식(10)로부터 다음과 같이 바로 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} WA_{ai}^T + A_{ai}W + B_{ai}Y_j + Y_j^T B_{ai}^T + (2 + \frac{1}{\rho^2})I & 0 & W \\ 0 & -I & 0 \\ W & 0 & Q^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

가중 적분을 고려한 IPMSM에 대한 전체제어 시스템을 Fig. 1에 나타내었다.

제안된 제어기는 국부 선형모델 식(16)의 파라미터를 이용하여 H ∞ T-S 퍼지 제어를 설계하여 시스템을 구동하게 되며 가중치 g의 값에 따른 제

어 성능의 향상이 가능하다. 이는 다음 절에서 시뮬레이션을 통해 입증한다.

5. 시뮬레이션

본 절에서는 본 논문에서 제안한 제어기를 IPMSM에 적용시켜 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 파라미터는 Table 1 과 같다.

Table 1에 나타난 파라미터를 식(15)에 대입하여 가중치를 갖는 국부 선형 모델의 파라미터들이 식(17)와 같다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.33 & 366.66 & 0 & 0 \\ -7.32 & -45.47 & 7 & 0 \\ 0 & 7 & -45.4760 & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 23.56 & 0 \\ 0 & 23.56 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -0.33 & 366.66 & 0 & 0 \\ -7.32 & -45.47 & 4 & 0 \\ 0 & 4 & -45.47 & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = B_1$$

국부 선형 모델을 결정함에 있어서 중요한 요소는 비선형 요소의 범위이다. IPMSM의 경우 각속도가 그 비선형 요소이고 본 논문에서 정한 각속도의 변화 범위는 4~7사이이다. 따라서 식(15)의 ω_{max} 항에는 7을, ω_{min} 항에는 4를 각각 국부 선형 모델의 파라미터로써 부여하여 이를 이용한다.

국부 선형 모델을 이용함에 있어서 퍼지 규칙 또한 중요한 요소이다. 이 퍼지 규칙에 의해 소속되는 소속 정도에 따라 시스템이 결정되기 때문이다.

본 논문에 사용된 퍼지 규칙은 출력되는 출력 각속도를 기준으로 계산된다. 출력 각속도가 7보다 큰 경우에 1번 규칙은 1을 2번 규칙은 0을 각각 1,2번 시스템에 부여한다. 출력 각속도가 4보다 작은 경우에는 1번 규칙은 0을 2번 규칙은 1을 각각 1,2번 시스템에 부여한다. 출력 각속도가 4와 7 사이에 있는 경우 각속도 5.5를 기준으로 5.5보다 큰 각속도가 출력된다면 1번 시스템에는 0.5보다 큰 소속 정도가, 2번 시스템에는 0.5보다 작은 소속 정도가 부여되며 반대의 경우도 마찬가지이다.

Table 1 PMSM parameters

Parameter	Value
R_s	1.93[Ω]
L_d	42.44[mH]
L_q	75.22[mH]
k_t	1.1[N/m]
λ	0.311[volts/rad/sec]
B	0.001[Nm/rad/sec]
J	0.003[kgm^2]

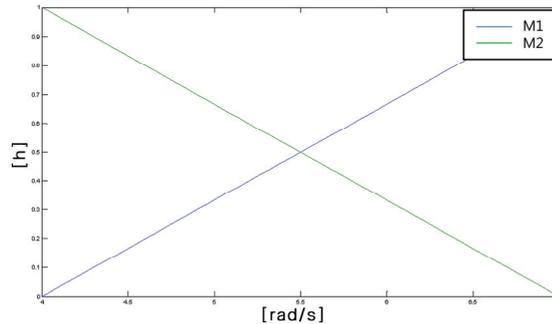


Fig. 2 Membership function h_i

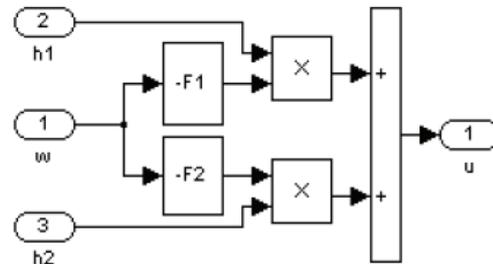


Fig. 3 Simulink block of T-S fuzzy input

이러한 소속 정도는 둘의 합이 1을 항상 유지하며 이 소속 정도를 국부 선형 모델과 곱하여 시스템의 이득을 구하는데 이용한다.

정해진 퍼지 규칙을 이용하여 소속 정도를 나타내면 Fig. 2와 같다.

T-S 퍼지 제어를 구현하는 MATLAB의 시뮬링크 블록도는 Fig. 3과 같다.

가중치가 시스템에 미치는 영향을 알아보기 위해 가중치에 따른 출력 각속도의 변화를 알아보고자 한다. 가중치 $g=1$ 이면 가중치가 부여되지 않은 H_{∞} T-S 퍼지 제어를 사용하게 되는 것이며, 가

중치가 1 이외의 다른 숫자인 경우에는 가중치가 포함된 H_∞ T-S 퍼지 제어기가 된다. 따라서 가중치가 1, 5 그리고 10일 때를 비교하여 이를 검증한다.

가중치가 1인 경우의 국부 상태 궤환 이득들은 LMI 툴박스를 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$F_1 = \begin{bmatrix} -25.19 & -3.80 & -0.06 & -136.81 \\ -0.04 & -0.48 & -0.05 & -0.26 \end{bmatrix}$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} -25.19 & -3.80 & 0.33 & -136.81 \\ -0.14 & -0.90 & -0.05 & -0.78 \end{bmatrix}$$

가중치가 50인 경우의 국부 상태 궤환 이득들 또한 마찬가지로 다음과 같이 구해진다.

$$F_1 = \begin{bmatrix} -176.04 & -101.01 & -0.39 & -201.15 \\ 0.38 & 0.003 & -7.98 & 0.45 \end{bmatrix}$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} -176.04 & -101.01 & -0.40 & -201.15 \\ 0.42 & 0.02 & -7.98 & 0.50 \end{bmatrix}$$

제안된 제어기는 외란에 대한 강인성을 갖기 위해 H_∞ 제어를 갖는다. 외란의 영향을 최소화 한다는 것은 외란과 상태간의 전달함수의 크기를 최소화 한다는 것이며 전달함수의 크기인 ρ 값이 작을수록 외란에 대한 영향이 적다는 것을 의미한다. 제안된 제어기를 사용함에 있어 가중치와는 별개로 H_∞ 제어를 만족시키는 최소의 H_∞ 놈을 구해야 한다.

Table 2에는 가중치에 따른 H_∞ 놈의 변화를 나타낸다. 위의 표에서 나타나듯 가중치가 증가함에 따라 H_∞ 놈의 크기가 줄어들며 이것은 외란의 영향이 감소한다는 것을 의미한다.

이제 출력 각속도를 이용하여 제안된 제어기의 성능을 살펴보기로 한다. 가중치가 시스템에 어떤 영향을 미치는지 알아보기 위해 가중치가 1일 때와 5, 그리고 10일 때의 출력 각속도를 비교한다. Fig. 4, 5에서 나타나듯 가중치가 1일 때 보다 가중치가 있을 때 정상상태로 도달하는 시간이 줄어든다. 이는 가중 적분 제어기를 도입함으로써 시스템의 응답속도를 향상시킬 수 있다. 하지만 가중치를 너무 증가시키면 시스템 입력이 너무 커지므로 시스템에 알맞은 가중치를 결정하는 것이 중요하다.

외란에 대한 강인성을 갖는 H_∞ 제어기의 성능을 확인하기 위해 시뮬레이션 시간 2초에 단위 계단 입력을 이용하여 외란을 인가하였다. 또한 PDC 제어기와 비교를 통해 제안된 제어기의 강인성

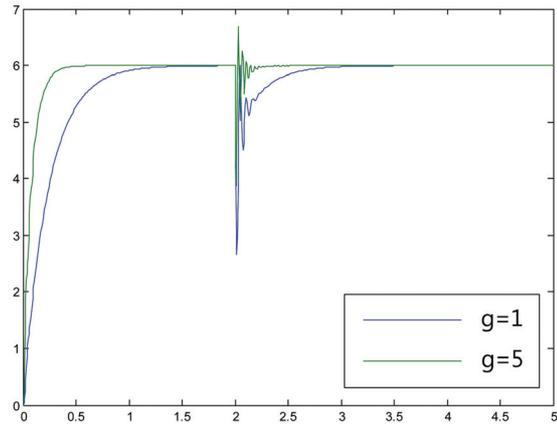


Fig. 4 Angular velocity response with g=1 and g=5

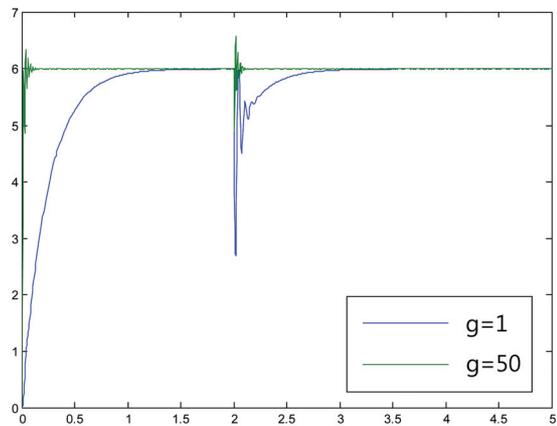


Fig. 5 Angular velocity response with g=1 and g=50

을 확인하였다.

Fig. 4, 5에서 나타나듯 가중치가 1인 경우의 기존 제어기와 가중치를 가지는 경우의 제안된 제어기의 성능을 비교했을 때 가중치를 가질 경우 과도응답과 외란에 대한 대처능력이 향상됨을 알 수 있다.

Fig. 6, 7에서는 q축 입력 전압을 나타내었다. 가중치를 증가시킬수록 성능이 향상됨과 동시에 입력의 크기가 증가함을 볼 수 있었다. 가중치의 크기는 입력의 크기가 허용하는 내에서 가장 큰값으로 설정할 수 있음을 알 수 있다.

기존의 적분 제어기를 사용하는 경우 T-S 퍼지 제어기는 LMI에 의해 결정되는 한 가지의 이득만을 사용할 수 있었으나 가중치를 도입한 적분 제어기의 경우 제어이득의 다양성을 제공함으로써 제어성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

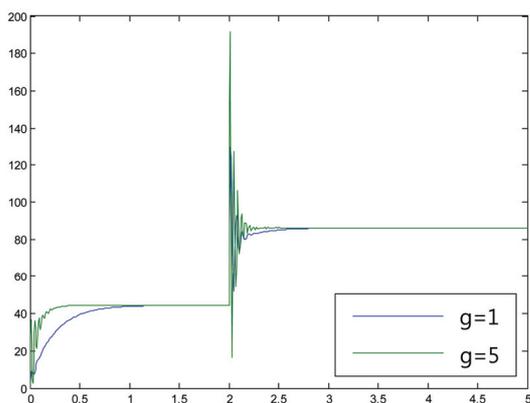


Fig. 6 Input Voltage of Vq when g=1, g=5

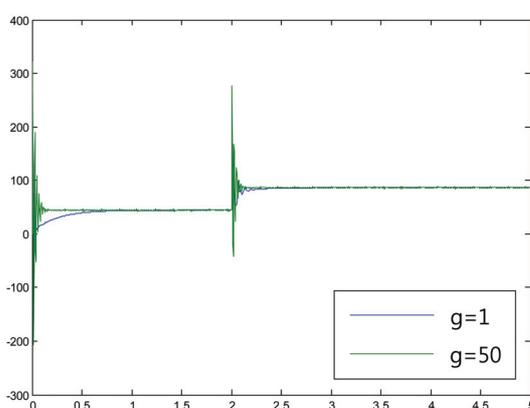


Fig. 7 Input Voltage of Vq when g=1 and g=50

6. 결론

본 논문에서는 비선형 요소를 갖는 IPMSM 시스템을 제어하기 위해 적분 H_{∞} T-S 퍼지 제어를 제안하였다. 제안된 제어기는 가중치의 선택에 따라 비선형계통의 H_{∞} 제어기의 이득이 선택되고 이에 따라 IPMSM의 제어성능을 향상시킬 수 있었다. 그리고 제안된 적분 제어기법을 사용함으로써 별도의 오차 모델을 구성하지 않고 IPMSM의 속도 추종이 가능해졌으며 시스템에 알맞은 적분 가중치 및 H_{∞} 놈을 변화시켜 시스템에 적용할 수 있으므로 제어기 구성의 다양성 또한 확보할 수 있다.

후 기

본 논문은 교육부의 재원으로 지원을 받아 수행된 산학협력 선도대학(LINC) 육성사업의 연구결

과입니다.

참고문헌

1. Richter, E. and Neumann, T., "Saturation Effects in Salient Pole Synchronous Motors with Permanent Magnet Excitation," Proc. Of Int. Conf. Electrical machines, Vol. 2, pp. 603-606, 1984.
2. El-Serafi, A., Abdallah, A., El-Sherbiny, M., and Badawy, E., "Experimental Study of the Saturation and the Cross-Magnetizing Phenomenon in Saturated Synchronous Machines," IEEE Trans. Energy Conv., Vol. 3, No. 4, pp. 815-23, 1988.
3. Uddn, M. N. and Azizur Rahman, M., "High-Speed Control of IPMSM Drives Using Improved Fuzzy Logic Algorithms," IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 54, No. 1, 2007.
4. Yang, Y. and Zhou, C., "Robust Adaptive Fuzzy Control for Permanent Magnet Synchronous Servomotor Drives," International journal of intelligent systems, Vol. 20, pp. 153-171, 2005.
5. Rajesh Kumar, R. A. G. and Rajesh, S. S., "High-Performance SVPWM-VCIM Drive with Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Controller," International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 2, No. 1, pp. 1793-8163, 2010.
6. Boldea, I., Paicu M. C., Andreescu G. D., and Blaabjerg, F., "Active Flux Orientation Vector Sensorless Control of IPMSM," Proc. of IEEE Optimization of Electrical and Electronic Equipment 2008, pp. 161-168, 2008.
7. Chy, M. M. I. and Uddin, M. N., "Nonlinear Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Incorporating Flux Control," Proc. of IEEE Electrical and Computer Engineering, pp. 815-818, 2006.
8. Lee, T. S., Lin, C. H., and Lin, F. J., "An Adaptive H_{∞} Controller Design for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," Control Engineering Practice, Vol. 13, No. 4, pp. 425-439, 2005.
9. Ghafarri, A., Yazdanpanah, M. J., and Javad F., "ROBUST SPEED CONTROL OF PMSM Mixed NONLINEAR H_{∞} /SMC Techniques," Proc. of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control, Vol. 17, Part# 1, 2008.
10. Aissaoui, A. G., Abid, M., Tahour, A., and Megherbi,

- A. C., "A Fuzzy Logic and Variable Structure Control for Permanent Magnet Synchronous Motors," *International Journal of Systems Control*, Vol. 1, No. 1, pp. 13-21, 2010.
11. Luo, Y., Chen, Y. Q., Ahn, H. S., and Pi, Y., "Fractional Order Robust Control for Cogging Effect Compensation in PMSM Position Servo Systems: Stability Analysis and Experiments," *Control Engineering Practice*, Vol. 18, No. 9, pp. 1022-1036, 2010.
12. Kuo, C. F. J., Hsu, C. H., and Tsai, C. C., "Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with a Fuzzy Sliding-Mode Controller," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 32, No. 7-8, pp. 757-763, 2007.
13. Chen, B. S., Tseng, C. S., and Uang, H. J., "Robustness Design of Non Linear Dynamic Systems via Fuzzy Linear Control," *IEEE Transactions on fuzzy control*, Vol. 7, No. 5, pp. 571-585, 1999.
14. Tanaka, K., Hori, S., and Wang, H. O., "Multiobjective Control of a Vehicle with Triple Trailers," *IEEE Transactions on mechatronics*, Vol. 7, No. 3, pp. 357-368, 2002.
15. Tseng, C., Chen, B. S., and Uang, H. J., "Fuzzy Tracking Control Design for Nonlinear Dynamic System via T-S Fuzzy Model," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 9, No. 3, pp. 381-392, 2001.
16. Guerra, T. M. and Lauber, J., "Control Laws for Takagi-Sugeno Fuzzy Models," *Fuzzysets and systems*, Vol. 120, No. 1, pp. 95-108, 2001.
17. Lin, C., Wang, Q. G., and Lee, T. H., " H_∞ Output Tracking Control for Nonlinear Systems via T-S Fuzzy Model Approach," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 36, No. 2, pp. 450-457, 2006.
18. Zheng, F., Wang, Q. G., and Lee, T. H., "Output Tracking Control of MIMO Fuzzy Nonlinear Systems Using Variable Structure Control Approach," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 10, No. 6, pp. 656-697, 2002.
19. Taniguchi, T., Tanaka, K., Yamafuji, K., and Wang, H. O., "A New PDC for Fuzzy Reference Models," *Proc. of IEEE international fuzzy systems conference Korea*, Vol. 2, pp. 898-903, 2001.
20. Marino, R., Tomei, P., and Verrelli, C. M., "A Global Tracking Control for Speed-Sensorless Induction Motors," *Automatica*, Vol. 40, No. 6, pp. 1071-1077, 2004.
21. Khiar, D., Lauber, J., Floquet, T., and Guerra, T. M., "Robust Takagi-Sugeno Fuzzy Control of a Spark Ignition Enging," *Control Engineering Practice*, Vol. 15, No. 2, 2007.