T-S 퍼지를 사용한 유도전동기의 가중적분 H_∞ 제어

김민찬* · 박승규** · 윤태성*** · 곽균평*** · 안호균****

Weighted Integral H_∞ Control of Induction Motor using T-S fuzzy

Min-chan Kim* · Seung-kyu Park** · Tae-sung Yoon*** · Gun-pyong Kwak*** · Ho-gyun Ahn****

이 논문은 산업자원부 지방기술혁신사업[RTI04-01-03]과 2011-2013년도 창원대학교 연구비를 지원받았음

요 약

본 논문은 유도전동기의 제어에 있어서 성능향상을 위하여 가중치를 도입한 새로운 적분제어기법을 제안하여 H_∞ T-S 퍼지제어기와 함께 사용하였다. H_∞ T-S 퍼지제어기는 유도전동기의 비선형성과 강인성을 위하여 사용되었고 가중치를 도입한 적분제어기는 추적문제를 조정기문제로 바꾸어 줌과 동시에 제어성능을 향상시키기 위해서 사용되었다. H_∞ T-S 퍼지제어기는 국부선형모델을 기반으로 구해지는 국부선형제어기들의 선형결합으로 구성되며 각각의 국부 선형제어기들은 LMI(Linear Matrix Inequality)를 이용하여 계산된다. 본 논문에서는 가중치에 따라 결정되는 다양한 LMI해의 선택을 가능하게 함으로써 제어성능을 향상시켰다.

ABSTRACT

This paper proposes a new H_∞ T-S fuzzy controller with a novel integral control for induction motors which have nonlinear dynamics. The H_∞ T-S fuzzy controller is used for the nonlinearity and robustness and weighted integral is used for tracking problem and control performance. A T-S Fuzzy controller is the fuzzy combination of local linear controllers considering the overall stability, and LMI(Linear Matrix Inequality) is used for determining the gains of linear controllers. The tracking problem of an induction motor is changed into regulator problem by introducing the integral control technique with weighting factor, diminishing the conservatism of H_∞ T-S fuzzy controller.

키워드

유도전동기, 비선형 시스템, H_∞ T-S 퍼지 제어기, 가중 적분 제어

Key word

Induction motor, Nonlinear system, H_∞ T-S fuzzy control, Weighted integral control

* 정회원 : 경남도립남해대학 전기과
** 정회원 : 창원대학교 전기공학과(교신저자, skpark@changwon.ac.kr)
*** 중신회원 : 창원대학교 전기공학과
**** 정회원 : 창원대학교 전기공학과

접수일자 : 2013. 02. 06
심사완료일자 : 2013. 05. 31

I. 서 론

유도전동기는 저가격과 유지보수가 쉽다는 장점을 가지고 있기 때문에 널리 사용되고 있다. 그러나 다른 전동기에 비해서 많은 비선형성과 측정이 불가능한 상태를 가지고 있기 때문에 제어하기가 매우 어려우며 이러한 어려움을 극복하기 위해서 다양한 제어기법들이 유도전동기 제어에 사용되고 있다.

유도전동기에 있어서 주된 제어문제는 속도제어와 위치제어로 추적제어 문제이며 대부분 기준모델이나 오차모델을 사용해서 조정기 문제로 바꾸어 해결을 하고 있다. 기준모델을 사용하는 제어기법으로는 적응 기준모델제어가 있으며 비선형성을 해결하기 위해서 궤환 선형화기법과 같이 사용되고 있다[1]-[3]. 이러한 제어기를 유도전동기에 적용해서 좋은 제어성능을 얻기 위해서는 유도전동기의 파라미터 불확실성과 부하에 대한 고려가 필요하다. 그러므로 강인한 제어성능을 갖는 제어기법들과 결합되어 사용되고 있는데 H_∞ 제어[4]-[6], 슬라이딩모드 제어기법들[7]-[9]이 여기에 해당된다. 이러한 연구들과 더불어 유도전동기의 비선형성과 파라미터 불확실성 등을 좀 더 고려해서 더 나은 성능을 얻도록 하기 위해서 퍼지제어기의 사용도 가능하다. 그중에서 모델을 기반으로 하는 제어기로 T-S 퍼지제어기가 있다[10][11].

T-S 퍼지제어기는 비선형시스템을 여러 개의 동작점에서의 선형모델로 나타내어 제어기를 선형제어기의 퍼지결합으로 구성하는 제어기법으로 비선형시스템의 제어에 대해서 다양한 형태의 제어기 구성을 가능하게 해주는 방법이다[12]. 전형적인 T-S 퍼지제어기로 PDC(Pararell Distributed Compensator) 제어기가 있다. 이것은 상태궤환형태의 선형제어기의 퍼지결합으로 제어기를 사용함에 있어서 전체안정도를 보장하는 상태궤환 이득을 구하여 사용하는 방식이다[13]-[18].

본 연구에서는 유도전동기의 비선형성을 고려하고 강인제어성능을 위해서 H_∞ T-S 퍼지제어기를 사용하였으며 기준모델이나 오차모델을 사용하지 않음과 동시에 제어성능의 향상을 위하여 가중치가 포함된 적분제어기를 제안하여 함께 사용하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 유도전동기의 모델에 대해서 설명하였으며 3장에서는 유도전동

기의 H_∞ T-S 퍼지 제어기에 대해서 서술하였다. 4장에서는 새롭게 제안된 적분제어기에 대해서 설명하였으며 5장에서는 제안된 제어기법을 성능을 검증하기 위한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그리고 6장에서는 결론을 서술하였다.

II. 유도전동기 모델

유도전동기의 동특성은 다음식과 같이 표현되며 고정자와 회전자 상호간의 결합효과 때문에 많은 비선형성을 가지고 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} &= \frac{PL_m}{JL_r}(\phi_{ra}i_{sb} - \phi_{rb}i_{sa}) - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\phi_{ra}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r}\phi_{ra} - Pw\phi_{rb} + \frac{R_r}{L_r}L_m i_{sa} \\ \frac{d\phi_{rb}}{dt} &= Pw\phi_{ra} - \frac{R_r}{L_r}\phi_{rb} + \frac{R_r}{L_r}L_m i_{sb} \\ \frac{di_{sa}}{dt} &= \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}\phi_{ra} + \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r}w\phi_{rb} - \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}i_{sa} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sa} \\ \frac{di_{sb}}{dt} &= \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r}w\phi_{ra} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_r} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 i , ϕ , u_s 는 각각 전류와 자속, 고정자 전압이다. a와 b는 고정 2상을 의미하며, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ 이다. T_L 은 부하토크를 의미하며, R_r 은 회전자 저항을 나타낸다. w 는 각속도이고 L_m , L_s , L_r 은 각각 상호 인덕턴스, 자기 인덕턴스, 누설 인덕턴스이며 J 는 전동기의 관성모멘트이다.

식(1)의 유도전동기 모델은 많은 비선형 항을 가지고 있으며 T-S 퍼지 모델을 적용하기 전에 별다른 좌표변환 없이 제거될 수 있는 비선형 항을 부분적으로 선형화시키는 과정이 필요하다. 우선 유도전동기 모델을 d-q축 모델로 변환한다.

회전자계의 위치를 자계 (ϕ_a , ϕ_b)를 사용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\rho = \arctan \frac{\phi_b}{\phi_a} \quad (2)$$

위 식으로부터 d 축, q 축 전류와 자속은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서

$$\cos \rho = \frac{\phi_a}{|\phi|}, \sin \rho = \frac{\phi_b}{|\phi|}, |\phi| = \sqrt{\phi_a^2 + \phi_b^2}$$

이므로 식(2)와 식(3)을 이용해 전류와 자속을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} w &= w \\ \rho &= \arctan \frac{\phi_b}{\phi_a} \\ i_d &= \frac{\phi_a i_a + \phi_b i_b}{|\phi|} \\ i_q &= \frac{\phi_a i_b - \phi_b i_a}{|\phi|} \\ \phi_d &= \sqrt{\phi_a^2 + \phi_b^2} = |\phi| \\ \phi_q &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

위의 관계를 사용하면 유도전동기의 동특성방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} &= \mu \phi_d i_q - \frac{T_L}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} &= -\alpha \phi_d + \alpha L_m i_d \\ \frac{di_d}{dt} &= -\gamma i_d + \alpha \beta \phi_d + P w i_q + \alpha L_m \frac{i_q^2}{\phi_d} + \frac{1}{\alpha L_s} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\gamma i_d - \beta P w \phi_q - P w i_d - \alpha L_m \frac{i_d i_q}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} u_q \end{aligned} \quad (5)$$

여기서

$$\mu = \frac{P L_m}{J L_r}, \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \text{ 그리고 } \gamma = \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}$$

이다.

식(5)의 동특성방정식으로부터 i_d 와 i_q 의 동특성에 대해 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\gamma i_d & 0 \\ 0 & -\gamma i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \alpha \beta \phi_d + P w i_q + \alpha L_m \frac{i_q^2}{\phi_d} \\ -\beta P w \phi_q - P w i_d - \alpha L_m \frac{i_d i_q}{\phi_d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\alpha L_s} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

위의 동특성방정식에서 i_d 와 i_q 의 동특성에 존재하는 비선형 항들이 다음과 같은 비선형 케환입력 u_d 와 u_q 를 사용하여 직접적으로 제거될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sigma L_s \begin{bmatrix} -\alpha L_m \frac{i_q^2}{\phi_d} - P w i_q - \alpha \beta \phi_d + v_d \\ \beta P w \phi_q + P w i_d + \alpha L_m \frac{i_d i_q}{\phi_d} + v_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 v_d 와 v_q 는 위의 비선형성이 제거된 시스템에 대한 입력이다.

위의 입력을 적용한 페루프 시스템은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mu \phi_d \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{T_L}{J} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_q \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_d \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha & \alpha L_m \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_d \quad (9)$$

식(8)과 식(9)에서 자속과 전류에 대한 비선형요소가 제거되었지만 각속도 동특성에 있어서 비선형 항이 포함되어 있음을 알 수 있다. 선형 동특성을 가진 부분 식(8)의 제어에 있어서는 PI제어기를 사용하기로 하며 비선형성을 가지고 있는 식(9)에 대해서는 T-S퍼지 제어를 사용하기로 한다.

III. T-S 퍼지제어기의 설계

일반적인 비선형 시스템은 다음과 같은 미분 방정식으로 표시된다.

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \quad (10)$$

여기서 $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T \in R^{n \times 1}$ 는 상태벡터를 나타내고 $u(t) \in R$ 는 제어입력이 된다.

T-S 퍼지 모델은 비선형 시스템을 국부적인(local) 선형 동특성들의 퍼지결합으로 낸다. 국부적인 선형 모델을 이용한 비선형 시스템에 대한 퍼지모델의 i 번째 규칙은 식(10)과 같이 표현된다.

Plant Rule i :

IF $w_1(t)$ is F_{i1} and $\dots$ and $w_g(t)$ is F_{ig}

THEN $\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t)$

For $i = 1, 2, \dots, r$ (11)

여기서 $w_1(t), w_2(t), \dots, w_g(t)$ 는 퍼지 규칙에 대한 전건부 변수이고, F_{ig} 는 퍼지 집합이며, $A_i \in R^{n \times n}$, $B_i \in R^{n \times m}$ 이다. 그리고 r 은 IF-THEN 규칙의 개수이다.

주어진 비선형 시스템을 여러 동작점에서의 선형 부시스템들로 분할한 다음 부시스템들은 퍼지적으로 결합한 전체 퍼지 시스템은 식(12)와 같이 추론된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \mu_i(w(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \mu_i(w(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r h_i(w(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \end{aligned} \quad (12)$$

식(12)의 μ_i 는 각 부 시스템의 소속정도이고 전체 퍼지규칙의 소속정도 $h_i(w(t))$ 는 다음과 같다.

$$h_i(w(t)) = \frac{\mu_i(w(t))}{\sum_{i=1}^r \mu_i(w(t))} \quad (13)$$

이때 전체 제어 입력은 IF-THEN 규칙에 의거 각 부 시스템의 상태 궤한 제어 입력을 퍼지적으로 결합하여 식(13)과 같이 추론된다.

Controller i :

IF $w_1(t)$ is $-F_{i1}$ and $\dots$ and $w_g(t)$ is $-F_{ig}$

THEN $u(t) = -F_j x(t)$

$$\begin{aligned} u(t) &= -\frac{\sum_{j=1}^r \mu_j(w(t)) F_j x(t)}{\sum_{j=1}^r \mu_j(w(t))} \\ &= -\sum_{j=1}^r h_j(w(t)) F_j x(t) \end{aligned} \quad (14)$$

식(14)의 입력을 사용한 폐루프 시스템은 식(15)와 같이 얻어진다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(w(t)) h_j(w(t)) (A_i - B_i F_j) x(t) \quad (15)$$

본 논문에서는 제어시스템의 강인성을 보장받기 위해서 H_∞ 강인제어 이론을 바탕으로 제어이득을 구하기로 한다.

H_∞ 제어의 제어기준은 다음과 같다.

$$\frac{\int_0^{t_f} x^T(t) Q x(t) dt}{\int_0^{t_f} w^T(t) w(t) dt} < \rho^2 \quad (16)$$

여기서 최소의 ρ 값이 H_∞ norm이다.

리아프노프 안정도법을 이용하여 위의 H_∞ 제어성능을 만족시키는 조건을 구하면 다음과 같다.

$$A_i^T P + P A_i + P B_i K_j + K_j^T B_i^T P + (2 + \frac{1}{\rho^2}) P P + Q < 0 \quad (17)$$

여기서 $P = P^T > 0$ (양정칙행렬)

그러므로 위의 조건을 만족시키는 제어입력을 구하면 된다. 즉 제어이득들 F_i 를 구하는 문제이다.

위의 식은 새로운 변수들 $W = P^{-1}$ 과 $Y_j = K_j W$ 를 도입하면 다음 행렬부등식으로 표현된다.

$$WA_i^T + A_i W + B_i Y_j + Y_j^T B_i^T + (2 + \frac{1}{\rho^2})I + W^T Q W < 0 \quad (18)$$

위의 조건을 사용하여 해를 구하기는 어려우므로 Schur 보수[19]를 이용하여 다음과 같이 LMI조건으로 변화한 다음 매트랩 툴을 사용해서 해를 구한다.

$$\begin{bmatrix} WA_i^T + A_i W + B_i Y_j + Y_j^T B_i^T + (2 + \frac{1}{\rho^2})I & 0 & W \\ 0 & -I & 0 \\ W & 0 & Q^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (19)$$

그러므로 T-S 퍼지시스템에 대한 H_∞ 제어기의 설계는 위의 식을 만족하면서 ρ^2 을 최소화시키는 해를 구는 문제이다. 위의 LMI의 해는 국부모델을 파라메터가 결정되면 매트랩 툴박스를 이용해서 쉽게 구할 수 있다.

이제까지 설명된 H_∞ T-S 퍼지제어기는 리아프노프 안정도법을 기반으로 하기 때문에 조정기(Regulator) 문제에만 적용할 수 있다. 그러나 대부분의 문제는 추적(Tracking)이며 오차모델을 구하여 조정기 문제로 바꿀 수 있다. 그러나 비선형 모델인 경우에는 오차모델을 구하기가 번거롭기 때문에 본 연구에서는 새로운 적분제어기를 제안하여 오차모델을 구하지 않고 제어할 수 있으면 제어성능을 더욱 향상시킬 수 있도록 한다.

IV. 유도전동기의 적분 H_∞ T-S 퍼지 제어

적분제어기는 원래의 상태방정식에 출력과 기준입력간의 오차의 적분을 추가한 새로운 상태방정식을 정의한 후 그 계통에 대한 제어기를 설계함으로써 추적이

문제를 조정기 문제로 다룰 수 있도록 사용되고 있다. 본 논문에서는 다음과 같이 가중치를 도입한 적분상태를 제안한다.

$$\dot{x}_e(t) = g(y(t) - y_d) \quad (20)$$

여기서 $y(t) = Cx(t)$ 이고 g 는 새롭게 도입된 가중치이다.

식 (11)로부터 적분상태가 추가된 i번째 부시스템은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{x}_a(t) = \sum_{i=1}^n A_{ai} x_a(t) + B_{ai} u(t) + B_{ai} y_d \quad (21)$$

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

$B_{yd} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$ 이다.

위 식에서 y_d 항에 상관없이 폐루프계통을 안정하도록 하는 입력을 인가하면 기준입력에 상관없이 평형상태에 도달하게 되며 x_e 가 영으로 수렴하게 되며 결국 오차가 영으로 수렴한다.

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

$$\dot{x}_a(t) = \sum_{i=1}^r h_i(w(t)) \{ A_{ai} x_a(t) + B_{ai} u(t) + B_{yd} d(t) \} \quad (22)$$

여기서 $d(t)$ 는 외란입력이다.

본 연구에서는 유도전동기 전체의 T-S 퍼지모델에 대하여 안정함과 동시에 외란이 상태에 미치는 영향을 최소화하는 H_∞ 제어기를 설계하는데 있어서 가중치가 도입된 적분제어의 사용을 제안하였다.

새로운 T-S 퍼지모델 식(22)에 대한 H_∞ 제어기를 구성하기 위한 LMI식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} WA_{ai}^T + A_{ai} W + B_{ai} Y_j + Y_j^T B_{ai}^T + (2 + \frac{1}{\rho^2})I & 0 & W \\ 0 & -I & 0 \\ W & 0 & Q^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

그러므로 $W=P^{-1}$ 과 $Y_j=F_jW$ 의 관계를 이용하여 국부제어이득 F_i 를 구할 수 있고 식(14)와 같이 제어기가 구성된다. 위의 식에서 A_{ai} 에 적분가중치 g 가 포함되어 있으며 그 값에 따라 제어기의 이득이 달라짐을 알 수 있다.

유도전동기에 대한 가중치 적분 H_∞ T-S 퍼지 제어에 대한 설계과정은 다음과 같다.

제어목적이 각속도가 기준각속도를 추종하는 것이라고 할 때 다음과 같은 새로운 적분상태를 도입한다.

$$\frac{dw_e}{dt} = g(w - w_r) \quad (24)$$

여기서 w_r 은 기준입력이다.

위의 식과 같은 상태를 추가하여 전체시스템을 동특성을 고려하면 추종문제를 생각하지 않고 단순히 전체시스템을 안정도만을 고려해도 정상상태에서는 각속도와 기준 각속도와 차이가 없어짐으로써 추종목적을 달성할 수 있다.

새롭게 제안된 동특성 식(24)과 식(8)을 모두 고려한 전체 동특성은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{w}(t) \\ \dot{i}_q(t) \\ \dot{w}_e(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \mu\phi_d & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 \\ g & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t) \\ i_q(t) \\ w_e(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} w_r \\ &+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{T_L}{J} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_q(t) \end{aligned} \quad (25)$$

위의 새롭게 구성된 시스템에 대해서 H_∞ T-S 퍼지제어기를 구성한다.

비선형 요소가 포함되어 있는 식(25)에 대한 T-S 퍼지 모델을 살펴보면 다음과 같다. 두개의 국부 선형모델을 사용하기로 결정했을 때, A_i 와 B_i 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \mu\phi_{\max} & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 \\ g & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \mu\phi_{\min} & 0 \\ 0 & -\gamma & 0 \\ g & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = B_1 \end{aligned} \quad (26)$$

여기서 소속함수는 $\phi_{\min} \leq \phi_d \leq \phi_{\max}$ 에 대해서 결정된다.

식(9)의 선형모델에 대한 입력 v_d 의 구성에는 PI제어기를 사용하였고, 비선형모델 식(8)에 대한 입력 v_q 의 구성에는 제안된 적분 T-S 퍼지 제어기가 사용되었다. 전체 제어시스템에 대한 블록선도는 다음과 같다.

그림 1. 가중치를 포함한 적분 H_∞ T-S 퍼지제어 시스템

Fig. 1 Integral H_∞ T-S fuzzy control system including weighting factor

식(26)의 국부 선형모델의 파라미터를 사용하여 H_∞ T-S 퍼지제어기를 설계하면 되며 가중치 g 의 값에 따라 제어성능을 향상시킬 수 있으며 다음 절에서 시뮬레이션을 통해서 입증하기로 한다.

V. 컴퓨터 시뮬레이션

본 절에서는 제안된 제어기를 유도전동기에 적용시켜 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용된 모터의 사양은 다음과 같다.

표 1. 유도전동기 파라미터
Table. 1 Induction motor parameters

항목	사양
R_s	0.18[Ω]
R_r	0.15[Ω]
P	1
$L_s = L_r$	0.0699[H]
L_m	0.068[H]
J	0.0586[kg · m ²]

가중치를 포함한 적분제어가 적용된 국부 선형모델의 파라미터들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 21.58 & 0 \\ 0 & -85.89 & 0 \\ g & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 13.28 & 0 \\ 0 & -85.89 & 0 \\ g & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = B_1 \end{aligned} \quad (27)$$

퍼지규칙은 다음과 같다. 자속이 약하면 첫 번째 부시스템을 기반으로 설계한 제어를 사용하고 자속이 강한 경우에는 두 번째 부시스템을 기반으로 설계된 제어를 사용한다. 전체 T-S 퍼지제어기는 식(14)에서와 같이 두 개의 제어기에 각각 해당하는 소속정도를 곱하여 합하여 결정된다. 위의 관계로부터 ϕ_d 가 범위 $0.8 \leq \phi_d \leq 1.3$ 에서 변화할 때, 각 국부모델에 속하는 정도를 나타내는 소속정도 h_i 는 다음과 같다.

그림 2. 소속함수 h_i

Fig. 2 Membership function h_i

T-S 퍼지제어기를 구현하는 시뮬링크 프로그램은 다음과 같다.

그림 3. T-S fuzzy 입력 시뮬링크 블록도
Fig. 3 Simulink block of T-S fuzzy input

가중치 g 는 가중치가 고려되지 않은 경우의 1를 기준으로 해서 10까지 변화시켜 시뮬레이션을 행하였다.

가중치가 1인 경우의 국부 상태궤환 이득들은 LMI 툴박스를 통해 다음과 같이 구해진다.

$$F_1 = [30.06 \quad -84.56 \quad 9.29]$$

$$F_2 = [18.50 \quad -84.95 \quad 5.71]$$

가중치 g 가 10인 경우의 국부 상태궤환 이득들은 다음과 같이 구해진다.

$$F_1 = [534.60 \quad -75.10 \quad 17.87]$$

$$F_2 = [328.99 \quad -79.12 \quad 10.92]$$

다음 표는 g 의 변화에 따른 외란과 상태간의 전달함수의 크기를 나타내고 있다. 외란의 영향을 최소화 한다는 것은 외란과 상태간의 전달함수의 크기를 최소화 한다는 것이며 전달함수의 크기인 ρ 값이 작을수록 외란에 대한 영향이 적다는 것을 의미한다.

가중치가 g 가 1인 경우는 가중치를 도입하지 않는 경우의 적분 H_∞ T-S 퍼지제어기를 사용하는 것과 마찬가지이다.

표 2. 가중치에 따른 H_∞ 놈의 변화

Table. 2 H_∞ norms depending on weightings

g	1	5	10	20	50
ρ	0.10	0.22	0.013	0.01	0.008

위의 표에서 g 가 1인 경우보다 가중치가 큰 경우의 제어 성능이 우수함을 확인할 수 있으며 참고적으로 두 가지 경우에 대해서 각속도 w 에 대한 시간응답특성을 비교해 보면 다음과 같다.

외란에 대한 영향을 살펴보기 위해서 2초에서 단위계단 외란을 인가하였다.

그림 4. 속도응답
Fig. 4 Velocity response

위의 그림에서 보이는 바와 같이 시간응답에서 기존의 적분제어기를 사용한 경우에 비해 적분 가중치가 10인 경우 과도응답특성과 외란의 영향에 대한 관점에서 볼 때 우수한 제어성능을 가질 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 5. 제어입력
Fig. 5 control inputs

그림 5는 각각의 경우에 대한 제어입력 파형이다. 제어입력의 크기는 200으로 제한하였다.

기존의 적분제어기를 사용하는 경우 T-S 퍼지제어기는 LMI 툴박스에서 결정되는 한 가지 경우의 제어이득만 사용할 수 있었으나 가중치를 도입한 적분제어기는 제어이득의 다양성을 제공함으로써 제어성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 가중치가 포함된 적분 H_∞ T-S 퍼지제어기를 제안함으로써 유도전동기의 제어성능을 향상시켰다. 제안된 제어기법을 사용함으로써 별도의 오차모델을 구성하지 않고 유도전동기의 속도추종이 가능해졌으며 적분가중치를 변화시켜 다양한 LMI 해를 구할 수 있도록 함으로써 T-S 퍼지 H_∞ 제어기 구성의 선택폭을 넓힐 수 있었다. 유도전동기의 비선형성은 해결하기 위해서는 T-S 퍼지제어기가 사용되었고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 제어기법의 우수성을 입증하였다.

참고문헌

- [1] R J Wal, and L J Chang, "Decoupling and tracking control of induction motor drive," *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems.*, vol.38, pp.1357-1369, 2002.
- [2] R Marino, S Peresada, and P Tomei, "Adaptive output feedback control of Current-Fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque," *Automatica*, vol.34, no.5, pp.617-24, 1998.
- [3] R Marino, S Peresada, and P Tomei, "Global adaptive output feedback control of inductions motors with uncertain rotor resistance," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol.44, no.5, pp.967-983, 1993.
- [4] E Prempaina, I Postlethwaitea, and A Bouchaib, "A linear parameter variant H_∞ control design for an induction motor," *Control Engineering Practice*, vol.10, pp.633-644, 2002.
- [5] S Chiaverini, and G Fusco, "Bandwidth vs. gains design of H_∞ tracking controllers for currentfed-induction motors," *Automatica*, vol.38, pp.1575-81, 2002.
- [6] S Cautet, L Rambault, O Bachelier, and D Mehdi, "Robust control and stability analysis of linearised system with parameter variation: Application to induction motor," *Proceedings on the 40th IEEE*

- Conference on decision and control*. Orlando, florida USA, vol.3, pp.2645-2650, Dec. 2001.
- [7] H Rehman, and R Dhaouadi, "A fuzzy learning-Sliding mode controller for direct field-oriented induction machines," *neurocomputing*, vol.71, pp.2693-2701, 2008.
- [8] T Floquet, J P Barbot, and W Perruquetti, "Second order sliding mode control for induction motor," *Proceedings of the 39th. IEEE Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, Dec. 2000.
- [9] M Comanescu, L Xu, and T D Batzel, "Decoupled Current Control of Sensorless Induction-Motor Drives by Integral Sliding Mode," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol.55, no.11, Nov. 2008.
- [10] B S Chen, C S Tseng, and H J Uang, "Robustness design of non linear dynamic systems via fuzzy linear control," *IEEE Transactions on fuzzy control*, vol.7, no.5, Oct. 1999.
- [11] T Kazuo, H Shigeki, and H O Wang, "Multiobjective control of a vehicle with triple trailers," *IEEE Transactions on mechatronics*, vol.7, no.3, Sept.2002.
- [12] C Tseng, B S Chen, and H J Uang, "Fuzzy tracking control design for non linear dynamic system via TS fuzzy model," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol.9, pp.381-392, 2001.
- [13] T M Guerra, and J Lauber, "Control laws for Takagi-Sugeno fuzzy models," *Fuzzysets and systems*, vol.120, pp.95-108, 2001.
- [14] C Lin, Q G Wang, and T H Lee, " H_∞ -output tracking control for nonlinear via T-S fuzzy model approach," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol.36, no.2, Apr. 2006.
- [15] F Zheng, Q G Wang, and T H Lee, "Output Tracking Control of MIMO Fuzzy Nonlinear Systems Using Variable Structure Control Approach," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol.10, no.6, Dec. 2002.
- [16] T Taniguchi, K Tanaka, K Yamafuji, and H O Wang "A new PDC fuzzy reference models," *Proceedings IEEE international fuzzy systems conference Korea*, vol.2, pp.898-903, 2001.
- [17] R Marino, P Tomei, and C M Verrelli, "A global tracking control for speed-sensorless inductions motors," *Automatica*, vol.40, pp.1071-1077, 2004.
- [18] D Khlar, J Lauber, T Floquet, and T M Guerra, "Robust Takagi-Sugeno fuzzy control of a spark ignition engine," *Control Engineering Practice*, 2007.
- [19] Bor-Sen Chen, Chung-Shi Tseng, and Huey- Jian, "Robustness design of nonlinear dynamic systems via fuzzy linear control," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol.7, no.5, pp.571-585, 1999.

저자소개

김민찬(Min-Chan Kim)

1996년 창원대학교 전기공학과 (공학사)
 1998년 창원대학교 전기전자제어 공학과(공학석사)
 2003년 창원대학교 전기공학과(공학박사)
 2006년~2009년 창원대학교 BK21 메카트로닉스·로봇 사업단 연구교수
 2009년~2012년 창원대학교 녹색기술기반해양 플랜트 인재양성센터 전담교수
 2012년~현재 경남도립남해대학 전기과 산학협력 중점교수
 ※ 관심분야: H_∞ 제어, 슬라이딩모드제어, 적응제어, 시스템 모델링

박승규(Seung-Kyu Park)

1984년 고려대학교 전기공학과 (공학사)
 1986년 고려대학교 전기공학과 (공학석사)
 1990년 고려대학교 전기공학과(공학박사)
 1995년~1996년 영국 Strathclyde대학 Visiting Scholar
 2003년~2004년 미국 Wisconsin대학 Visiting Professor
 2011년~2012년 미국 Texas Austin대학 Visiting Scholar
 1990년~현재 창원대학교 전기공학과 교수
 ※ 관심분야: 강인제어, T-S퍼지제어, Whole Body Control

윤태성(Tae-Sung Yoon)

1978년 연세대학교 전기공학과
(공학사)

1980년 연세대학교 전기공학과
(공학석사)

1988년 연세대학교 전기공학과(공학박사)

1994년~1995년 미국 Vanderbilt대학 방문교수

1989년~현재 창원대학교 전기공학과 교수

※ 관심분야: 지능제어, 이동로봇제어

곽군평(Gun-Pyeong Kwak)

1982년 고려대학교 전기공학과
(공학사)

1985년 고려대학교 전기공학과
(공학석사)

1990년 고려대학교 전기공학과(공학박사)

1990년~1997년 LG산전 연구소 CNC팀 팀장

1998년~현재 창원대학교 전기공학과 교수

※ 관심분야: 제어 알고리즘, Motion Controller

안호균(Ho-Gyun Ahn)

1981년 고려대학교 전기공학과
(공학사)

1989년 고려대학교 전기공학과
(공학석사)

1992년 고려대학교 전기공학과(공학박사)

1992년~현재 창원대학교 전기공학과 교수

※ 관심분야: 전력전자, 전력변환, 대체에너지