

# 변형된 PDC 방식을 이용한 능동형 자기 베어링 시스템의 퍼지 제어

## Fuzzy Control of Active Magnetic Bearing Systems Using a Modified PDC Algorithm

조중선 · 이상민 · 김광태\*

Joong-Seon Joh, Sang-Min Lee and Kwang-Tae Kim\*

창원대학교 제어계측공학과, \*두원공과대학 전자과

### 요 약

본 논문에서는 능동형자기베어링(Active Magnetic Bearing, AMB)시스템의 제어를 위한 새로운 퍼지제어 알고리즘을 제안한다. 이 방법은 AMB 시스템의 비선형 특성을 효과적으로 다루기 위하여 Joh 등[4,5]이 제안한 LMI에 근거한 PDC 알고리즘과 퍼지 싱글톤을 사용하는 Mamdani 형의 퍼지제어기를 복합한다. 이들은 각각 fine mode control과 coarse mode control이라고 구분하였다. coarse mode control은 회전축의 위치오차가 큰 경우 빠른 중심복귀 응답특성을 보이며, fine mode control은 회전축의 위치오차가 작을 때 요구되는 과도응답특성을 제공한다. 본 논에서 제안된 방법은 그 성능을 입증하기 위하여 AMB 시스템의 제어에 적용되었으며, 선형제어기와 일반적인 PDC 알고리즘으로 제어된 결과와의 비교를 통해 제안된 방법의 우수성을 보인다.

### ABSTRACT

A new fuzzy control algorithm for the control of active magnetic bearing (AMB) systems is proposed in this paper. It combines PDC algorithm based on the LMI design of Joh et al. [4,5] and Mamdani-type control rules using fuzzy singletons to handle the nonlinear characteristics of AMB systems efficiently. They are named fine mode control and coarse mode control, respectively. The coarse mode control yields fast response for large deviation of the rotor and the fine mode control gives desired transient response for small deviation of the rotor. The proposed algorithm is applied to an AMB system to verify the performance of the proposed method. The comparison of the proposed method with a linear controller using a linearized model about the equilibrium point and the PDC algorithm show the superiority of the proposed algorithm.

## 1. 서 론

베어링은 회전체 지지뿐만 아니라 각종 윤활을 필요로 하는 장치들을 지지하여 주는 중요한 필수 기계요소이다. 이상적인 베어링은 마찰에 의한 에너지 손실이 작고 수명이 영구적이며, 단위 면적당 감당할 수 있는 하중이 높고, 고속 회전에서도 잘 구동이 되어야 한다. 특히 현대와 같은 고도 산업사회에서는 각종 회전기계의 고성능화 및 고속화 경향에 따른 초고속회전에 대한 요구가 높다. 따라서 비접촉 베어링인 능동형 자기베어링(Active Magnetic Bearing, AMB)은 초고속회전에 적합하며, 에너지 손실이 적고, 마모가 발생하지 않으므로 기계의 유지, 보수가 경감되어 수명이 연장되는 등의 장점을 가지고 있다.

그러나 능동형 자기 베어링은 전자석에 의한 자력을 이용함으로써 그 동작특성이 매우 비선형적이라는 특징을 가지고 있다. 그러므로 능동형 자기 베어링에 선형제어이론을 적용할 경우, 평형점 부근에서의 제어

성능은 좋으나 동작영역이 평형점에서 멀어짐에 따라 제어성능은 급격히 떨어진다[1]. 이에 따라 비선형 시스템의 제어에 적합한 퍼지제어를 적용하여 능동형 자기 베어링의 모델링 오차에 대한 감도를 줄이고, 제어 성능을 향상시킨 방법이 제안되었다[2]. 그러나 제안된 퍼지 제어기 설계방식이 체계적이지 못하며, 이 또한 선형제어기의 한계를 완전히 극복하지는 못하였다. 이후 모델 기반의 퍼지 제어 기법을 이용한 능동형 자기 베어링의 퍼지제어[3]가 제안되었는데, 이는 T-S(Takagi-Sugeno) 형태의 퍼지모델을 기반으로 한 능동형 자기 베어링시스템의 퍼지 모델을 구한 뒤, 각각의 모델 규칙에 따른 부분 선형모델을 바탕으로 선형제어기를 구성하였으며, 이렇게 구성된 제어기는 각 부분 선형모델의 성능을 설정할 수 있다. 그러나 이렇게 구성된 제어기는 제한 이득을 구한 후 전체 시스템의 안정도를 다시 판별해야 하므로 안정된 원하는 성능의 제어기를 설계하기 위해서는 결국 많은 시행착오가 요구될 수 있다. 이에 Joh 등[4,5]이

새로운 정형화된 설계기법으로, 포괄적인 점근적 안정성의 확보와 원하는 성능을 만족하는 퍼지 제어를 설계할 수 있는 방법을 제시하였다. 본 논문에서는 이러한 Joh 등의 설계기법을 능동형 자기베어링의 제어에 적합하도록 변형하여, 공극에서의 자력의 비선형성을 보다 효과적으로 제어할 수 있는 변형된 PDC 알고리즘을 제시하고 그 성능을 살펴본다.

## 2. 능동형 자기 베어링 시스템의 모델링

본 논문에서 사용되는 AMB 시스템 모델의 형태는 그림 1과 같다[2,6].

이 모델은 y축에 대칭인 2개의 전자석(stator)을 가지고 있으며, 회전자(rotor)는 강성체이다. 회전자의 질량은  $m$ 이고 x축 방향으로만 변위(displacement)를 가지며 회전은 하지 않는다고 가정한다. 2개의 고정자에는 같은 회전수만큼의 코일이 감겨있고, 극(pole) 면적은 동일하다. 회전자와 고정자 사이의 공극(air gap)은 좌측 공극과 우측 공극으로 나뉘어져 있으며 좌측과 우측 공극의 합은  $G$ 이다. 회전자가 중심에 있을 경우 회전자의 변위  $x$ 는 0이 된다. 코일에 흐르는 전류는 바이어스 전류  $i_b$ 와 섭동전류  $i_p$ 로 구성된다. 이러한 AMB 시스템 모델의 매개변수들은 표 1과 같다. 회전자의 거동은 전류  $i$  및 회전자와 고정자 사이의 공극에 의해, 두개의 전자석에서 생성되는 자력의 영향을 받는다. 이러한 경우에 회전자에 대한 뉴턴의 제2법칙은 다음과 같다.

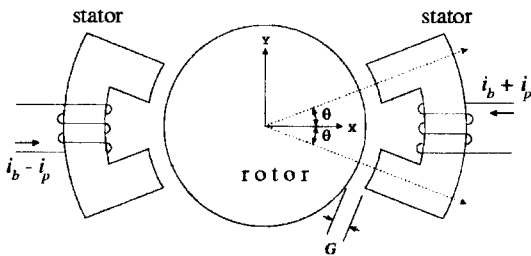


그림 1. AMB 시스템의 간략화된 형태

표 1. AMB 시스템 모델의 매개변수

Symbol	Parameters	Value	Unit
K	force constant	0.00186	lb · in <sup>2</sup> /amp <sup>2</sup>
$\beta$	sensitivity of air gap to shaft disp. ( $\partial g/\partial x$ )	0.974	
$i_b$	bias current	0.3	amp
G	nominal air gap	0.02	in
M	mass of the rotor	0.0126	lb · sec <sup>2</sup> /in

$$\sum F_x = m\ddot{x} \quad (1)$$

여기서  $\sum F_x$ 는 두개의 전자석에 의해 발생하는 힘이다. 자기 베어링의 각 극들은  $i_p$ 의 제곱에 비례하고 변위  $x$ 에 반비례하는 인력을 발생하며 따라서 (1)은 다음과 같이 근사화 된다[2,13].

$$\sum F_x = k \frac{(i_b + i_p)^2}{(G - \beta x)^2} - k \frac{(i_b - i_p)^2}{(G + \beta x)^2} \quad (2)$$

## 3. 능동형 자기 베어링의 제어를 위한 변형된 PDC

AMB 시스템 제어에서 가장 중요한 문제는 중심에서 벗어난 회전자를 가급적 빨리 베어링 중심부근으로 이동시켜 안정한 제어성능을 얻는 것이라고 말할 수 있을 것이다. 본 논문에서는 AMB 시스템의 제어 영역을 크게 두 구간으로 분할하여 회전자의 변위가 큰 구간인 coarse region과 회전자의 변위가 비교적 작은 구간인 fine region의 두 구간으로 제어 영역을 나누어 제어를 수행하는 방식을 제안한다. coarse region에서는 퍼지 singleton 방식을 이용하여 강제적으로 큰 제어 입력이 인가되도록 하여 회전자를 베어링 중심 부근으로 빨리 이동시키고 회전자가 fine region에 위치하면 PDC-type의 T-S 퍼지 제어 방식으로 AMB 시스템에 대한 안정한 제어를 수행하는 것이다. 이와 같은 제어 방식은 coarse region에서는 시스템의 빠른 응답 특성을 얻을 수 있고 fine region에서는 Joh등의 T-S 퍼지 제어 방법[4]을 이용하여 시스템의 안정성 확보 및 원하는 성능을 얻을 수 있게 됨으로써 비선형성이 매우 강한 AMB 시스템의 제어에 적합한 제어를 설계할 수 있다.

### 3.1 AMB 시스템의 T-S 퍼지모델

동적 시스템에 대한 T-S 퍼지 모델은 각 부분 선형화 모델들로 구성되는 비선형 입출력 관계를 나타낸다. 연속시간계 시스템에 대한 r번째 규칙은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\text{if } x_1(t) \text{ is } M_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_r(t) \text{ is } M_r^i \text{ then } \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (3)$$

여기서  $x_j(t)$ 는 j번째 상태변수,  
 $M_j^i$ 는  $x_j(t)$ 의 퍼지집합,  
 $M_j^i$ 는 플랜트 규칙 i에 대한  $M_j^i$ 의 퍼지 집합,  
 $x(t) = [x_1(t) \dots x_r(t)]^T \in R^n$ ,  
 $u(t) = [u_1(t) \dots u_m(t)]^T \in R^m$ ,

$$A_i \in R^{n \times n},$$

$$A_i \in R^{n \times m},$$

이다.

AMB에 대한 T-S퍼지 모델은 (1)과 (2)를 조합하여 Taylor 급수로 전개하여 얻을 수 있다. 이러한 모델은 회전자 변위  $x_1(t)$ 와 회전자 각속도  $x_2(t)$ 를 상태변수로 갖는 상태공간 방정식이 된다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + d$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{4}$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{1}{m} \frac{\partial F_x}{\partial x}(x^*, i_p^*) & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \frac{\partial F_x}{\partial i_p}(x^*, i_p^*) \end{bmatrix}$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \left( F_x(x^*, i_p^*) - \left[ \frac{\partial F_x}{\partial x}(x^*, i_p^*) \right] x^* - \left[ \frac{\partial F_x}{\partial i_p}(x^*, i_p^*) \right] i_p^* \right) \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0]$$

이다. 몇 개의 국부적으로 선형화된 모델은 원하는 동작점  $(x^*, i_p^*)$ 에 대하여 (4)로부터 얻을 수 있다. 이와 같이 얻어진 모델들은 (3)의 if-then 규칙에서  $r$ 개의 후건부 선형식을 이룬다.

그림 2와 같은 이차원적인 자력 특성 곡선으로부터 제어영역을 분할하고 회전자 변위와 전류에 대한 동

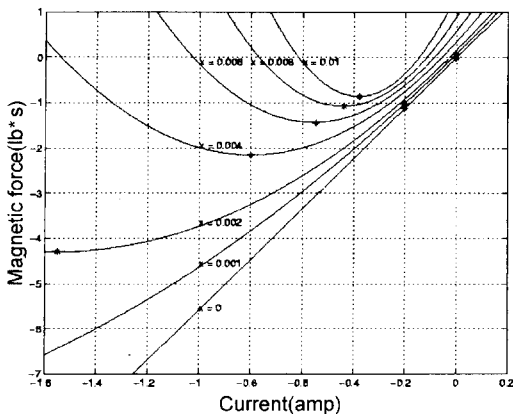


그림 2. 자력 특성곡선의 2차원적 관찰 및 동작점

작점을 설정한다. 우선 회전자 변위 전체에 대한 7개의 제어 대상 변위를 선택하였다. 이중 중심 부근의 2개의 변위( $x=0, 0.001$ )에서는 전류 대 자기력 특성 곡선이 대체로 선형성을 유지하고 있다. 이와 반면에 다른 5개의 변위( $x=0.002, 0.004, 0.006, 0.008, 0.01$ )에서는 전류 대 자기력 특성 곡선이 변곡점을 가지면서 심한 비선형적 특성을 보여주고 있다. 따라서 이러한 능동형 자기 베어링이 가지는 자력의 비선형적인 특성을 고려하여 제어하기 위하여 앞의 2개의 변위에 대해서는 fine region으로, 뒤의 5개의 변위에 대해서는 coarse region으로 구분하였다. 또한, 회전자 변위 및 전류의 세기에 따른 동작점 9개(\*)를 선정하였다.

fine region에서의 변위  $x$ 에 대한 멤버십 함수 ZE, PO<sub>1</sub>과 전류  $i_p$ 에 대한 멤버십 함수 ZE, NE들은 그림 3과 같이 설정하였다. 따라서 fine region내에서 변위  $x$ 와 전류  $i_p$ 에 대한 4개의 동작점에서의 T-S 퍼지 모델은 (5)와 같다.

Plant Rule 1: IF  $x = ZE$  and  $i_p = ZE$ ,

$$\text{THEN } \dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 6470.1 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 442.9 \end{bmatrix} \tilde{u}(t)$$

Plant Rule 2: IF  $x = PO_1$  and  $i_p = ZE$ ,

$$\text{THEN } \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 6562.8 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 446.0 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ -0.06 \end{bmatrix}$$

Plant Rule 3: IF  $x = ZE$  and  $i_p = NE$ ,

$$\text{THEN } \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 9645.8 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 442.9 \end{bmatrix} \tilde{u}$$

Plant Rule 4: IF  $x = PO_1$  and  $i_p = NE$ ,

$$\text{THEN } \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 8209.1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 417.1 \end{bmatrix} \tilde{u} + \begin{bmatrix} 0 \\ -4.6 \end{bmatrix} \tag{5}$$

따라서 T-S 퍼지 모델의 출력은 다음과 같다.

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i [A_i x(t) + B_i u(t) + d_i]}{\sum_{i=1}^r \omega_i} \tag{6}$$

여기서

$$\omega_i = \prod (M_{ix}(x) \cdot M_{iu}(\tilde{u})) \tag{7}$$

또한 그림 2에서는 5개의 공칭변위( $x=0.002, 0.004, 0.006, 0.008, 0.01$ )들을 보여주고 있다. 각각의 공칭 변위의 변곡점에서 최대의 자력을 갖는다. 따라서 coarse region에서 이러한 5개의 공칭 변위에

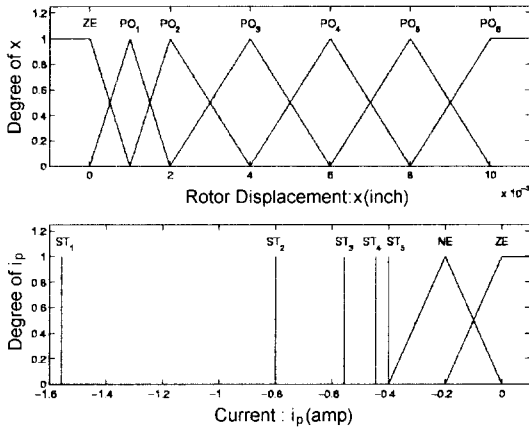


그림 3. 멤버십 함수

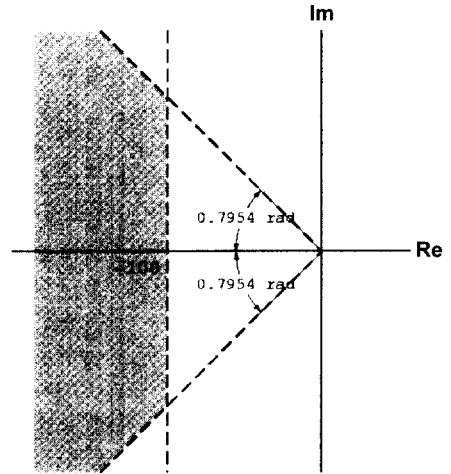


그림 4. 원하는 극배치 구축 영역

대한 제어 출력은 퍼지 singleton(ST1, 1/4, ST5)으로 할당하였다. 그림 3에 이들에 대한 멤버십 함수들이 나타나 있다.

### 3.2 변형된 PDC 알고리즘

PDC 알고리즘은 T-S 퍼지모델과 동일한 구조의 T-S 퍼지 제어로 구성된다. 그러나 그림 2와 같이 비선형 특성이 매우 강한 시스템은 PDC 알고리즘에 의하여 효과적인 제어를 구성하기가 곤란하며, 특히 본 논문에서 채택한 AMB 시스템은 회전축이 베어링 중심으로부터 벗어난 경우 가능하면 빠른 시간 내에 중심으로의 복귀가 요구되므로 회전축의 위치 에러가 큰 영역(coarse region)과 작은 영역(fine region)에서의 제어 개념을 달리할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 변형된 PDC 알고리즘은 coarse region에서는 최대의 복귀력이 가능하도록 Mamdani 형의 퍼지제어를 구성하였고, fine region에서는 안정도와 요구 성능이 보장되는 PDC 알고리즘을 사용하여 퍼지제어를 구성하였다. 이 두 가지 형태가 복합된 변형된 PDC 퍼지제어기는 AMB 시스템과 같은 큰 비선형 특성과 빠른 응답을 동시에 가지는 시스템의 제어에 적합하다. 먼저 fine region에서 PDC 알고리즘에 따른  $i$ 번째 퍼지 제어 규칙은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} &\text{IF } x \text{ is } M_i^1 \text{ and } i_p \text{ is } M_i^2 \\ &\text{Then } u(t) = -K_i x(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (8)$$

(4)의 상수항  $d$ 를 제거하기 위해 제어입력  $u$  대신에 다음과 같이  $\tilde{u}(t)$ 를 사용한다.

$$\tilde{u}(t) = -K_i x(t) - k_0 \quad (9)$$

여기서  $k_0 = B^{-1}d$ 이다. 따라서 fine region에 대한 제어는 (8)과 (9)의 추론 결과에 따라 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{u}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i^* K_i x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega_i^*} \quad (10)$$

각 T-S 퍼지 모델과 제어 입력에 대한 페루프 pole들이 위치할 영역을 그림 4와 같이 설정하였다. 즉, 제어기 설계 사양은 다음과 같음을 의미한다.

$$\xi > 0.7 \text{ or } \%OS < 4.6\% \text{ and } T_s < 0.04(\text{sec}) \quad (11)$$

캐환이득  $K_i$ 는 다음의 LMI식들로 종합되는 Joh등의 방법을 이용하여 결정될 수 있다[8,9].

$$\begin{aligned} &A_i Q + Q A_i^T + B_i V_i + V_i^T B_i^T < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \\ &A_i Q + Q A_i^T + A_j Q + Q A_j^T + B_j V_j + V_j^T B_j^T + B_i V_i + V_i^T B_i^T < 0, \quad i < j \leq r \\ &[\lambda_{sk} Q + \mu_{sk} A_i Q + \mu_{sk} B_i V_i + \mu_{sk} Q A_i^T + \mu_{sk} V_i^T B_i^T]_{1 \leq k \leq m} < 0, \\ & \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (12)$$

$$Q > \alpha I, \quad \alpha = \text{positive constant}$$

여기서  $Q = P^{-1}$  and  $V_i = K_i Q$ 이다. 공통 대칭 양 한정 행렬  $P$ 와 캐환이득  $K_i$ 는 (12)를 풀어서 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} P &= \begin{bmatrix} 3473.8 & 29.2 \\ 29.2 & 0.3 \end{bmatrix} \\ K_1 &= [-808.3 \quad -7.0], \quad K_2 = [-803.7 \quad -7.0] \end{aligned} \quad (13)$$

$$K_3 = [-814.7 \ -7.0], \quad K_4 = [-853.2 \ -7.4] \quad (14)$$

(13)으로부터 행렬  $P$ 는 대칭이며 고유치가 3474.1과 0.008로 양 한정 행렬임을 알 수 있다. (13)과 (14)의 행렬  $P$ 와 케환이득  $K_i$ 는 다음과 같은 Wang등이 제시한 퍼지 시스템이 평형상태에서 포괄적인 점근적 안정성을 확보하기 위한 조건을 만족한다.

$$\begin{aligned} P(A_i+B_iK_i)+(A_i+B_iK_i)^T P < 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \\ PG_{ij}+G_{ij}^T P < 0, \quad i < j \leq r \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $G_{ij} = \frac{(A_i+B_iK_j)+(A_j+B_jK_i)}{2}, i < j \leq r$ 이다.

한편 Coarse region에 대한 퍼지 제어 규칙은 퍼지 singleton을 이용한 Mamdani 형태로 표현된다. 그림 3의 각각의 singleton들은 그림 2의 자력 특성 곡선으로부터 알 수 있듯이 각 공칭 변위에 대한 최대 자력과 같다. 따라서 coarse region에 대한 퍼지 제어 규칙은 각 규칙들의 보간 결과가 되며 다음과 같다.

$$\tilde{u}(t) = \frac{\sum_{i=5}^9 \omega_i^* c_i}{\sum_{i=5}^9 \omega_i^*} \quad (16)$$

따라서 제안한 변형된 PDC 알고리즘에 따른 AMB 시스템 제어를 위한 전체 제어 규칙은 다음과 같다.

AMB 시스템의 Fine region 제어규칙

- Control Rule 1: IF  $x_1 = ZE$  and  $i_p = ZE$ , THEN  $\tilde{u} = -808.3x_1 - 7.0x_2$
- Control Rule 2: IF  $x_1 = PO_1$  and  $i_p = ZE$ , THEN  $\tilde{u} = -803.7x_1 - 7.0x_2$
- Control Rule 3: IF  $x_1 = ZE$  and  $i_p = NE$ , THEN  $\tilde{u} = -814.7x_1 - 7.0x_2$
- Control Rule 4: IF  $x_1 = PO_1$  and  $i_p = NE$ , THEN  $\tilde{u} = -853.7x_1 - 7.4x_2 + 0.001$

AMB 시스템의 Coarse region 제어규칙

- Control Rule 5: IF  $x_1 = PO_2$ , THEN  $\tilde{u} = -1.5556$
- Control Rule 6: IF  $x_1 = PO_3$ , THEN  $\tilde{u} = -0.7988$
- Control Rule 7: IF  $x_1 = PO_4$ , THEN  $\tilde{u} = -0.5566$
- Control Rule 8: IF  $x_1 = PO_5$ , THEN  $\tilde{u} = -0.4444$
- Control Rule 9: IF  $x_1 = PO_6$ , THEN  $\tilde{u} = -0.4$

**4. 시뮬레이션**

앞 절에서 설계된 퍼지 제어기의 시뮬레이션 응답은 그림 5에서 보듯이 능동형 자기베어링의 모든 공

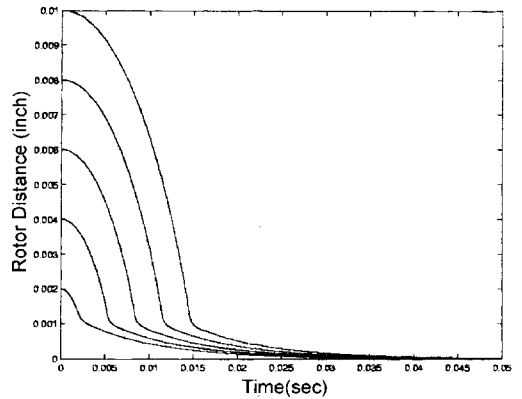


그림 5. 초기조건들에 대해 제안한 퍼지 제어기의 응답

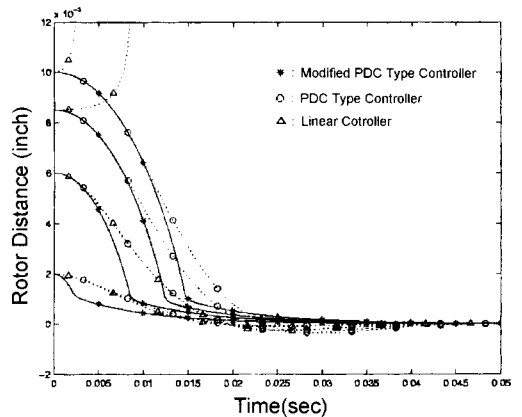


그림 6. 선형제어기 및 PDC 제어기와 제안된 제어기와의 성능 비교

극내에서, 어떠한 초기 위치를 설정하더라도 만족할 만한 응답을 보여주고 있다. 또한 퍼지 제어기 설계시 LMI 구속조건으로 주었던 계동계수 및 응답조건 또한 훌륭하게 만족하고 있다.

그림 6에서는 동일한 조건에서, 제안한 방법과의 응답 특성 비교를 위해 평형상태에 대해 선형화하여 설계된 선형제어기와 [3]에서 제시되었던 케환 루프의 근을 지칭함으로써 케환 이득을 얻는 전형적인 PDC 형태의 퍼지 제어기의 응답특성을 나타내고 있다.

coarse region에서 빠른 응답 특성을 가지면서 fine region에서는 안정한 제어를 얻고자 하는 본 논문의 취지에 따라 제안한 퍼지 제어 방법의 응답 특성은 다른 제어 방법에 비해 과도 응답 특성이 월등히 개선 되었음을 알 수 있다. 또한, 기존의 PDC 형태의 제어기와 변형된 PDC 형태의 제어기의 성능을 다음의 지수 (index)로 측정하여 보았다.

표 2. 기존의 PDC 형태의 제어기와 변형된 PDC 형태의 제어기의 성능지수 비교

성능 지수	PDC 형태 퍼지제어기	변형된 PDC 형태 퍼지제어기
비교 영역	전 영역	전 영역
$I(\times 10^{-3} \text{ inch})$	9.4	8.0

$$I = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( \int_0^T e(\tau)^2 d\tau \right) \quad (17)$$

(17)은 변위 오차를 평균한 것으로, 여기서  $n$ 은 테스트한 초기 변위의 수이다. 표 2는 두 제어기의 성능 지수의 결과를 정리한 것으로서, 변형된 PDC 형태의 제어기가 성능 지수면에서 더 나은 성능을 보여주고 있다.

이는 본 논문에서 퍼지 제어기 설계시 능동형 자기 베어링의 비선형성을 최대한 보상해주기 위해 사용한 fuzzy singleton의 사용이 매우 적절했으며, Joh [5] 등이 제안한 LMI와 극배치 기법을 통한 케환 루프 이득의 선정 및 안정도 확보 역시 매우 유용하며 효과적임을 알 수 있다.

### 5. 결론 및 고찰

본 논문에서는 능동형 자기베어링의 비선형성을 보다 효과적으로 제어할 수 있는 변형된 PDC-type 퍼지 제어기를 제시하였다. 제어 구간을 fine region과 coarse region으로 구분하여, coarse region에서는 최대한 자력의 특성곡선을 활용하여 퍼지 singleton에 의한 제어 규칙을 첨가함으로써 능동형 자기베어링 시스템이 빠른 응답 특성을 갖게 하였으며, fine region에서는 극배치 구속 조건에 따른 PDC 제어 방법을 적용하여 시스템의 설계 사양을 만족하는 안정된 제어가 되도록 하였다. 또한 제어 구간을 fine region과 coarse region으로 나누어 제어함으로써 제어기의 규칙의 수가 증가되었으나, 퍼지 singleton의 사용으로 계산량의 증가는 극히 미소하며, 따라서 하드웨어적인 제어기 구현시에도 부담을 주지 않는다. 즉 능동형 자기베어링의 제어에 있어서는 변형된 PDC 기법이 매우 적절하였다고 사료되며, 이는 시뮬레이션 결과에서도 살펴볼 수 있다. 따라서 제안한 방법은 시스템의 속응성 향상 및 안정성을 확보할 수 있어 능동형 자기베어링의 제어기 설계뿐만 아니라 보다 많은 비선형 시스템의 제어기 설계에도 적용이 가능 할 것으로 생각된다.

### 후 기

본 연구는 한국과학기술원 지정 창원대학교 공작기계 기술연구센터의 지원에 의한 것입니다.

### 참고문헌

- [1] R. R. Humphris, R. D. Kelm, D. W. Lewis, and P. E. Allaire, "Effect of Control Algorithms on Magnetic Journal Bearing Propertie" *J. Eng. Gas Turbines and Power*, vol. 108, pp. 624-632, 1986.
- [2] J. Y. Hung, "Magnetic Bearing Control Using Fuzzy Logic," *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 31, No. 6, PP. 1492-1497, 1995.
- [3] S. K. Hong, R. Langari, and J. Joh, "Fuzzy Modeling and Control of a Nonlinear Magnetic Bearing System," *Proc. IEEE International Conf. on Control Applications*, Hartford, CT, pp. 213-218, 1997.
- [4] J. Joh, R. Langari, and W. J. Chung, "A New Design Method for Continuous Takagi-Sugeno Fuzzy Controller with Pole Placement Constraints: An LMI Approach," *Proc. 1997 IEEE Int. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics*, Orlando, Florida, pp. 2969-2974, 1997.
- [5] J. Joh, S. K. Hong, Y. Nam, and W. J. Chung, "On the Systematic Design of Takagi-Sugeno Fuzzy Control Systems," *Proc. Int. Symp. on Engineering of Intelligent Systems/EIS'98*, Tenerife, Spain, pp. 113-119, 1998.
- [6] E. H. Maslen, P. Hermann, M. Scott, and R. R. Humphris, "Practical Limits to the Performance of Magnetic Bearings : Peak Force, Slew Rate and Displacement Sensitivity," *ASME J. of Tribology*, vol. 111, pp. 331-336, 1989.
- [7] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. Griffin, "An Analytical Framework of Fuzzy Modeling and Control of Nonlinear Systems: Stability and Design Issues," *Proc. American Control Conference*, Seattle, Washington, pp. 2272-2276, 1995.
- [8] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory," *SIAM Studies in Applied Mathematics*, 1994.
- [9] M. Chilali and P. Gahinet, "Design with Pole Placement Constraints : an LMI Approach," *Proc. 33rd Conf. Decision and Control*, Lake Buena Vista, Florida, pp. 553-558, 1994.
- [10] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. J. Laub, and M. Chilali, "LMI Control Toolbox: For Use with MATLAB," *The MATH WORKS Inc.*, 1995.
- [11] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control," *IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics*, Vol. SMC-15, No. 1, pp. 116-132, 1985.



**조 종 선 (Joog-Seon Joh)**( 정회원 )  
제 9권 3호 참조



**이 상 민 (Sang-Min Lee)**  
1996년 2월 : 창원대학교 제어계측공학과  
(공학사)  
1998년 8월 : 창원대학교 전기전자제어  
공학과 대학원(공학석사)  
1998년 9월~현재 : 동 대학원 박사과정  
관심분야 : 퍼지시스템 및 제어, 신경회  
로망, 진화이론, 이동로봇

---

**김 광 태 (Kwang-Tae Kim)**

제 9권 3호 참조

---