

뉴로-퍼지를 이용한 플라이휠 제어에 관한 연구

양원석*, 김영배#

Control of Magnetic Flywheel System by Neuro-Fuzzy Logic

Won-Seok Yang* and Young-Bae Kim#

ABSTRACT

Magnetic flywheel system utilizes a magnetic bearing, which is able to support the shaft without mechanical contacts, and also it is able to control rotational vibration. Magnetic flywheel system is composed of position sensors, a digital controller, actuating amplifiers, an electromagnet and a flywheel. This work applies the neuro-fuzzy control algorithm to control the vibration of a magnetic flywheel system. It proposes the design skill of an optimal controller when the system has structured uncertainty and unstructured uncertainty, i.e. it has a difficulty in extracting the exact mathematical model. Inhibitory action of vibration was verified at the specified rotating speed. Unbalance response, a serious problem in rotating machinery, is improved by using a magnetic bearing with neuro-fuzzy algorithm.

Key Words : Magnetic Bearing(자기베어링), ANFIS(적응 뉴로-퍼지 제어), Unbalance(불균형), Uncertainty(불확실성).

기호설명

M = Magneto Motive Force
 α_g = Geometric Compensation Coefficient
 μ_g = Permeability of air
 R = Reluctance
 A = Area of electro magnet
 h = Gap
 c = Clearance
 N = Number of turn
 L = Inductance of coil
 K = Stiffness

1. 서론

제어분야는 그간 많은 연구가 거듭되어 정교한 현대제어 이론들이 발표되어 이론적인 연구는 많은 연구자들에 의해 수행되어 왔지만, 실용적인 측면에서는 시스템 모델링 및 실시간 제어에 필요한 컴퓨터 처리속도 및 용량에 대한 제한성과 제품화했을 경우의 경제성 등으로 제약이 많았다. 특히 시스템이 복잡하고 비선형성이 강하여 부정확한 정보를 처리해야 하는 경우는 더욱 제약 조건이 많을 수 밖에 없다. 회전이나 왕복운동을 하는 물체들에서 진동을 피하기란 매우 힘이 들고 회전축계의 진동에 있어서 가장 위험한 진동은 회전체의 원주방향 진동이라 불리는 휠(Whirl)이

* 접수일: 2004년 6월 20일; 게재승인일: 2005년 4월 15일

* 전남대학교 기계공학과

교신저자: 전남대학교 기계공학과

E-mail: ybkim@chonnam.ac.kr Tel. (062) 530-1677

다.¹ 휠이 발생하는 원인으로서는 질량의 불평형, 부품들 사이의 제작 오차, 마찰, 회전접촉 등의 동력학적 영향으로 발생한다. 또한 휠에 의한 진동이 매우 작다고 해서 무시하면 다른 구조물이나 부품과의 공진으로 소음 및 파괴의 주요 원인이 될 수 있다. 회전축계의 주축은 기계적 성능을 높이기 위해서 고속화, 고정밀화 및 고강성화 되어가고 있으며 운전 속도에 있어 임계 값 증가가 필수적이고 이를 위해서는 능동적인 제어가 필요하다.² 회전체가 고속화 됨에 따라 불평형 질량 등에 의한 가진력이 속도의 제곱에 비례하여 증가되므로 진동을 감소시키는 대책이 더욱더 중요하게 되었다. 고속으로 회전하기 위해서는 진동을 억제하는 기술이 필수인데 과거의 진동 억제 기술은 수동적인 것으로 저어널 베어링이나 오일 베어링에 댐퍼를 붙이거나 제작 시 정밀도를 향상시키는 방향으로 연구되어 왔다.^{3,4} 하지만 현재의 기술은 능동적인 제어방식을 택하고 있다. 또한 대부분의 마그네틱 댐퍼 제어에 대하여는 PID 및 퍼지를 사용하여 회전체 진동을 억제하는데 사용하였다.^{5,6} 퍼지를 사용한 마그네틱 댐퍼의 제어는 효과적으로 진동 억제가 가능함을 알 수 있으나, 시스템의 비선형성으로 인하여 퍼지 규칙을 결정하는 어려움이 있고, 따라서 많은 시행착오가 필연적이다.⁶

한편, Lum 등은 Adaptive 개념을 도입하여 매회전 rpm 마다 회전체 변수들을 계측하여 On-line 으로 마그네틱 베어링을 제어하였다.^{7,8} 그러나, 이 방법은 회전체의 정확한 모델링이 필수이고 많은 모델링 계산이 필요한 단점이 있다.

본 논문에서는 모델링을 단순히 하고, 퍼지 제어의 단점을 보완하기 위해 퍼지 규칙을 미리 학습하여 마그네틱 마그네틱 플라이휠 시스템에 사용되는 제어로서 뉴로-퍼지 제어기를 설계하고, 이를 직접 플라이휠 지지에 사용되는 전자기 베어링에 적용하여 그 특성을 고찰하는 것을 주요 목표로 한다. 즉, 본 논문에서는 회전체 시스템 제어를 위해 경험 지식을 기반으로 퍼지제어기를 설계하고, 이 제어 규칙을 신경회로망으로 변환한 후 학습을 통해서 제어기를 최적화하는 과정을 거치게 된다. 따라서, 본 논문의 방법은 지금까지 연구 방법보다 시스템의 진동을 보다 빠르고 효과적으로 극대화할 수 있는 방법이며, 이는 실험을 통하여 입증하였다.

2. 시스템 구성

2.1 마그네틱 액츄에이터 구성

전자기 플라이휠 시스템에 사용되는 전자기 베어링은 Fig. 1 과 같이 상, 하의 전자석이 한 쌍, 좌, 우의 전자석이 한 쌍을 이룬다. 그러므로 x 와 y 에 대한 전자기력 방정식이 필요하다

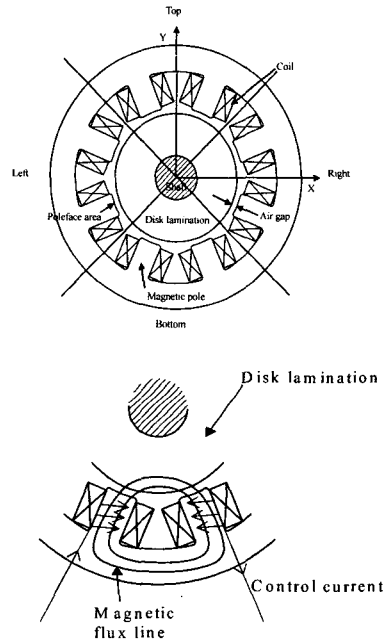


Fig. 1 Schematic of magnetic bearing

전자석과 디스크에 작용하는 힘은 인력이므로 전자석과 디스크에 작용하는 힘은 식 (1)로 표현된다.

$$F_q = \alpha_g (F_l + F_r) \\ = \alpha_g \frac{\mu_g}{c^2} (A_l N_l^2 i_l^2 - A_r N_r^2 i_r^2) \quad (1)$$

여기서 아래첨자 l 과 r 은 각각 왼쪽의 성분과 오른쪽의 성분을 나타낸다.

중심 축에 대한 미소변위와 힘의 관계인 변위 강성(K_q : position stiffness)과 전류의 미소 변화에 따른 힘의 변화인 전류강성(K_{iq} : current stiffness)

은 식 (2), 식 (3)과 같다.

$$K_q = -\frac{\Delta F}{\Delta q} = -\frac{\alpha_g \mu_g}{c^2} (A_l N_l^2 i_{ls}^2 + A_r N_r^2 i_{rs}^2) \quad (2)$$

$$K_{iq} = -\frac{\Delta F}{\Delta i} = -\frac{\alpha_g \mu_g}{c^2} (A_l N_l^2 i_{ls} + A_r N_r^2 i_{rs}) \quad (3)$$

i_{ls} 와 i_{rs} 는 각각 평형상태에서 왼쪽과 오른쪽 코일에 흐르는 전류의 세기이다.

마그네틱 액츄에이터는 자기력을 발생시키는 스테이터(stator)와 디스크로 구성되어 있다. 회전체가 회전할 때, 회전체의 각 지점은 회전속도의 제곱에 비례하는 동적 힘을 받게 되므로 회전 속도 설정시, 재료의 파괴강도를 넘지 않도록 주의해야 한다. 디스크는 S45C 강(steel)으로 제작하였다. S45C 강은 4300kg/cm²의 파괴강도를 가지며 Whirl에 의한 회전체의 편심과 Whirling 회전 속도, 회전체의 질량은 마그네틱 액츄에이터의 용량에 영향을 미친다. 본 연구에서 회전체의 최대 설계 회전 속도는 3,000rpm 이고 축의 최대 공전 회전 속도는 3,000rpm 이다. 회전체의 질량은 6.8kg 이다. 전자석과 디스크사이의 최대 거리는 평형상태의 공극과 편심 거리를 더한 값으로 1.2mm 이다. 마그네틱 액츄에이터에서 생성된 최대 전자기 힘이 동적힘과 회전체의 정적 하중을 더한 값 이상이 되도록 마그네틱의 용량을 결정하였다. 또한 와전류(eddy current)에 의한 손실을 막기위해 전자석의 코어는 0.35T 의 규소강판을 적층시켜 제작하였다. Table 1 에 액츄에이터의 용량에 영향을 미치는 매개변수와 제작된 사양을 나타내었다.

Table 1 Specification of Magnetic Actuator

Area of one Pole (mm ²)	220
Number of coil winding (turn/pole)	250
Clearance (mm)	0.7
Mass (kg)	1.2
Maximum Eccentricity (mm)	0.5
Maximum Whirl Speed(rpm)	2,500
Maximum centrifugal Force (N)	98.7
Maximum Current (A)	4
Maximum Magnetic Force (N)(h=1.2mm)	192.0

2.2 마그네틱 액츄에이터 구동 앰프부

구동 앰프는 코일에 전류를 공급하는 역할을 하며 제작의 편리함을 위하여 Power Operational Amplifier를 사용하였다. 사용된 Power Op Amp는 APEX MICRO TECHNOLOGY사의 PA12 모델을 사용하였다. PA12의 특성은 Table 2와 같다. 앰프는 전압을 입력으로 하고 출력을 전류로 하는 VCCS(voltage controlled current sources)형으로 구성하였다. 이러한 형의 앰프를 사용함으로써 코일의 인덕턴스로 인한 위상지연(Phase lag)를 감소시키고 귀환 경로의 안정성을 쉽게 향상시킬 수 있다.

2.3 앰프의 전원 전압

Fig.2 은 제작된 앰프의 기본 회로이다. OP Amp 에 공급하는 전원 전압은 입력 전압에 대한 출력 전류의 응답속도를 결정하는 주요이다. 앰프에 인가하는 전원 전압은 부하의 성격에 따라 다르며 그 관계는 다음과 같다.

$$V_s = \frac{dI \times L}{dt} + V_{drop} + (V_s - V_o) \quad (4)$$

여기서,

I = 부하에 흐르는 최대 전류

$V_{drop} = I(R_s + R_L)$

$V_s - V_o =$ 공급전압과 출력 전압 differential rating

위의 식에서 시스템 설계 때 부하의 인덕턴스와 저항은 결정되므로 입력 전압에 대한 출력 전류의 응답 속도를 빠르게 하기 위해서는 높은 전원 전압이 필요함을 알 수 있다

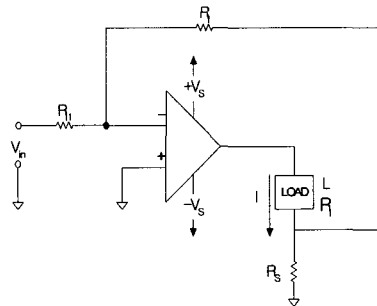


Fig. 2 Basic circuit of Amplifier

Table 2 Electrical Specification of Amplifier

전자석	인덕턴스 (mH)	앰프	전원전압(±V)	출력전류 (A _{p-p})
상	11.153	상	30	4
하	12.260	하	30	4
좌	11.128	좌	30	4
우	11.570	우	30	4

2.4 입출력부

입출력은 회전체의 위치를 측정하는 근접 센서부와 D/A 변환기의 신호를 받아 앰프로 제어 전압을 공급하는 부분을 말한다. 본 논문에서 사용한 A/D, D/A 보드는 2 개의 D/A(Digital to Analog)단자를 가진 반면 마그네틱 액츄에이터에는 4 개의 독립된 전자석을 가진다. 그러므로 액츄에이터 상, 하 전자석을 한쌍, 좌,우전자석을 각 한 쌍으로 묶고 한쪽의 전자석에는 양의 제어전압이 반대쪽의 전자석에는 음의 제어 전압이 인가되도록 분리해 주어야 한다. 회전체가 평형상태에서 위로 이동을 하였을 때 위쪽 전자석의 코일에 흐르는 전류는 감소시키고 아래쪽 전자석의 코일에 흐르는 전류는 증가시켜야 한다.

3. 뉴로 - 퍼지 제어기의 설계

3.1 뉴로 - 퍼지 제어기 설계 과정

일반적인 퍼지 제어는 1) 설명지식을 추론화 하는데 표준화된 방법이 없고 2) 성능을 극대화하기 위하여 Membership Function 을 입력-출력 관계에 적응적으로 갱신할 필요가 있는 등의 단점이 있다. 따라서, 이를 보완하기 위하여, 퍼지 추론 시스템과 ANFIS(Adaptive Neuro Fuzzy Inference System)회로망 사이의 기능 및 구조적 유사성에 착안하여 신경회로망을 학습을 이용하여 퍼지 제어 시스템을 최적화하는 형태의 뉴로-퍼지 제어 알고리즘을 도입, 설계하였으며, 설계과정은 다음과 같다.

- 1) 숙련된 경험자의 지식과 제어공학적 지식을 이용하여 퍼지 제어기를 설계한다.
- 2) 설계한 퍼지 제어기를 ANFIS 회로망으로 변환한다.
- 3) 학습을 통해서 퍼지 논리 시스템을 근사화한 신경회로망을 최적화한다.

3.2 퍼지 제어기 설계

회전체 시스템 제어 블록 선도는 Fig.3 과 같다. 센서에서 입력된 회전체의 X, Y 방향의 위치정보는 A/D 변환기를 거쳐 퍼지 제어기로 입력된다. 제어기 A 는 회전체의 운전상황에 따라 기준 위치를 조정하며, 제어기 B 는 기준 위치에 대한 오차를 감소시킨다. 제어기 A 는 X,Y 변위를 표시하는 두 개의 입력과 X,Y 축의 기준 변위를 출력하는 두 개의 출력 변수를 가진다. 입력, 출력 각 변수는 3 개의 소속함수(membership function)를 가진다. 또한 각 축은 서로 독립을 유지하도록 6 개의 rule 를 결정한다. 그리고 제어기 B 는 기준 위치에 대한 X,Y 축에 제어 전압을 출력하는 4 개의 입력(X,Y 변위와 속도) 과 X,Y 축에 제어 전압을 출력하는 2 개의 출력 변수를 가진다. 이 제어기 역시 입력, 출력 각 변수는 3 개의 소속함수를 가지며, 각 축이 서로 독립을 유지하도록 6 개의 rule 를 결정하였다.

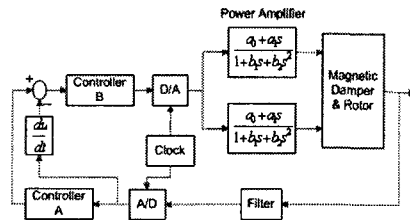


Fig.3 Rotor system control block diagram

3.3 퍼지화

퍼지 제어기의 입력변수 위치와 오차는 Negative, Zero, Positive 의 3 구간으로 분할된 소속 함수로 표현된다. 일반적으로 삼각형(triangle) 형태의 소속함수가 많이 사용되나 이 논문에서는 Positive 와 Negative 영역에서는 사다리꼴(trapezoidal) 형태의 소속함수를 사용하였고 Zero 영역에서는 삼각형 형태의 소속함수를 사용하였다.

Fig.4 는 퍼지 제어기 A,B 의 입력 소속함수를 나타내고 있다. 전제 입력 영역은 [-0.6E-3, 0.6E-3]으로써 축이 전자석에 접촉하지 않으면서 움직일 수 있는 최대 거리를 mm 단위로 나타낸 것이다. 미소 변위가 발생하는 초기의 오차를 제거하도록 입력 전 영역 중에서 [-0.1E-3, 0.1E-3] 구간을 세분화 시켰다

Table 3 Input Range of Controller A

입력변수	최소값(mm)	최대값(mm)
Position X	-0.6	0.6
Position Y	-0.6	0.6

Table 4 Input Range of Controller B

입력변수	최소값	최대값
Position X	-0.6(mm)	0.6(mm)
Velocity X	-0.3(m/s)	0.3(m/s)
Position Y	-0.6(mm)	0.6(mm)
Velocity Y	-0.3(m/s)	0.3(m/s)

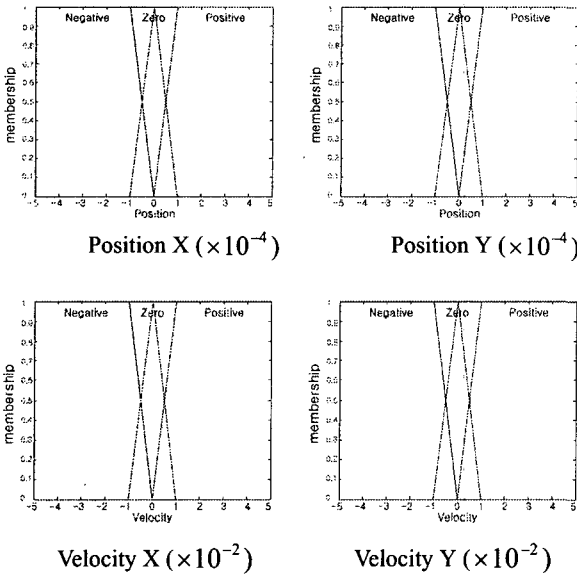


Fig.4 Input Membership Function

3.4 출력함수

기준 위치를 조정하는 제어기 A 와 기준 위치에 오차를 감소시키기 위한 제어기 B 의 출력 변수 영역은 Table 5 과 Table 6 에 나타나 있다. 본 논문의 제어기는 1 차 Sugeno 형으로써 출력 변수에 대한 소속함수는 입력에 대한 소속함수와는 달리 일정한 형태를 가지지 않는 상수의 배열로 표시된다. Sugeno 형은 퍼지 추론 과정에서 implication, aggregation 그리고 defuzzification 의 세 단계를 통합하기 때문에 계산 속도가 빨라 실시간 제어에 알맞기 때문에 선정되었다.

Table 5 Controller A

출력변수	소속함수	값
Reference X	Negative	[0 0 -0.0004]
	Zero	[0 0 0]
	Positive	[0 0 0.0004]
Reference Y	Negative	[0 0 -0.0004]
	Zero	[0 0 0]
	Positive	[0 0 0.0004]

Table 6 Controller B

출력변수	소속함수	값
Voltage X	Negative	[0 0 -2]
	Zero	[0 0 0]
	Positive	[0 0 2]
Voltage Y	Negative	[0 0 -2]
	Zero	[0 0 0]
	Positive	[0 0 2]

3.5 의사 결정 로직

의사 결정 로직 단계에서는 구축한 지식 기초를 참고로 퍼지화된 입력변수를 퍼지 추론의 합성규칙을 이용하여 출력변수를 어떻게 구할 것인가를 결정한다. 이 과정을 퍼지 추론이라고 한다. 이 논문의 제어기는 2 개의 입력, 출력 변수를 가지며 각 변수는 3 개의 소속함수를 가진다. X,Y 축이 서로 독립적으로 제어되며 세개의 소속함수가 있으므로 입력을 출력에 매핑하는 rule 은 제어기당 6 개이다. 아래의 Table 7 과 Table 8 은 제어 rule 를 나타낸 것이다. (Positive=PO, Zero=ZE, Negative = NE)

Table 7 The Rules of Controller A

	Input	Output
Position	NE	NE
	ZE	ZE
	PO	PO

Table 8 The Rules of Controller B

	NE	ZE	PO
NE	NE	NE	NE
ZE		ZE	PO
PO		PO	

이러한 Rule 를 바탕으로 입력값에 따른 출력값을 구하는 방법은 Fig.5 에서 보여준다. 만약 입력변수 Position 값이 5.98e-5.0(mm) 이고 Velocity 값이 0.00638(m/s)이라면 출력변수 Voltage 값은 1.71(V)임을 알 수 있다.

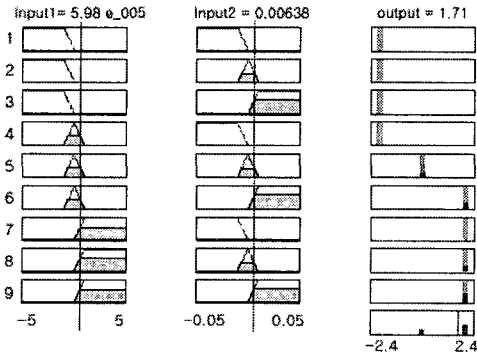


Fig.5 Fuzzy Control Inference

3.6 퍼지 제어기를 ANFIS 회로망으로 변환

ANFIS 회로망은 제한된 조건에서 Sugeno 추론법의 퍼지 시스템을 응용하므로 쉽게 신경회로망으로 전환하기가 용이하다. 이는 많은 시간을 소모하여 신경회로망으로 제어기를 훈련시킬 필요없이 초기의 회로망 구축이 가능하다. 또한 최적화 기법을 통하여 신경회로망 제어기의 제어 평면이 퍼지 제어기의 제어 평면과 가능한 한 동일 하도록 구성할 수 있다.⁷ 이러한 최적화를 위해 ANFIS 알고리즘을 이용한다. 본 논문에서는 혼합된 학습 규칙을 사용하여 ANFIS 훈련 반복을 위해 두 개의 패스로 구성하였고 결론부 파라메타들은 최소제곱법을 사용하는 전진 패스 중에서 얻어지고, 조건부 파라메타들은 구배 감소 알고리즘을 사용하여 갱신하였다. 전진 패스 중에 모든 뉴런 출력들은 층 4 에 이르기까지 계산된다. 층 4 에서 결론부 파라메타들은 새로운 결론부 파라메타들을 사용하여 계산되고 제어기 B 의 오차 신호는 조건부 파라메타들의 갱신을 결정하기 위해 층들을 통해 역전파된다. 이러한 과정을 통해 결론부의 가중치들을 훈련 단계 중에 각 반복에서 풀어지게 된다. Fig.6 은 ANFIS 알고리즘의 뉴런 층을 나타내고 있다.

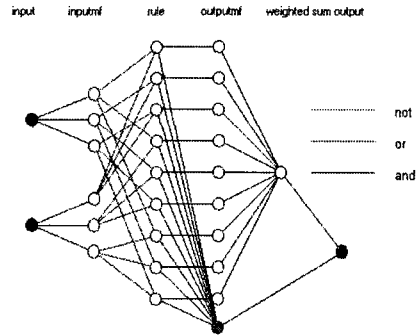


Fig.6 ANFIS Structure

4. 시뮬레이션

뉴로-퍼지 제어기의 Rule Bases 를 설계하는 방법은 사람의 경험을 직접적으로 퍼지 모델링하여 구축한 후에 자동 학습 시키는 방법이다. 본 연구에서는 경험과 자동 학습을 통해 시스템의 정성적 특성을 이용해 뉴로-퍼지 제어기를 설계하였다. 시스템의 정성적 특성은 회전체 시스템을 Matlab Simulink 모델로 만들어 다양한 뉴로 퍼지 제어 규칙에 대한 시스템의 응답 특성을 관찰한 후 가장 적절한 제어 규칙을 도출하여 실제 시스템에 적용하였다. Fig.7 은 뉴로 퍼지 제어기를 이용한 Simulink 를 나타낸 것이다.

Fig. 8 (a)와 (b)는 스텝 펄스에 대한 퍼지 응답과 뉴로-퍼지 응답을 나타내고 있는데 뉴로-퍼지 제어기에서 샘플링 타임과 과도응답을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

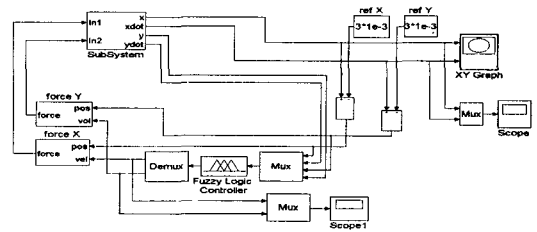
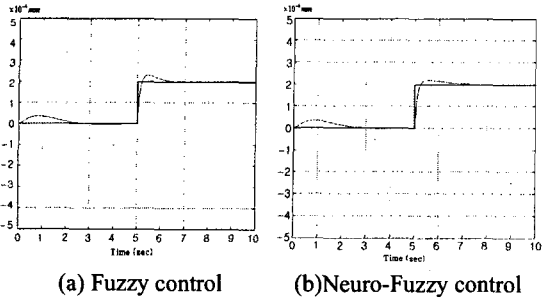


Fig.7 Matlab Simulink Model

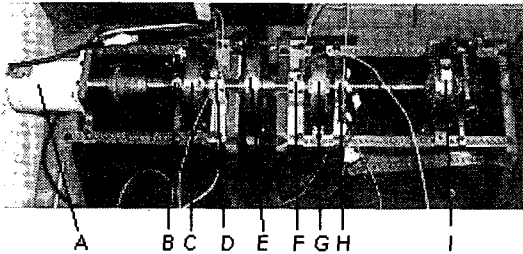


(a) Fuzzy control (b) Neuro-Fuzzy control

Fig.8 Simulink response for the step function

5. 실험결과 및 고찰

본 연구에서 실험을 위해 사용된 실험 장치는 Fig.9 와 같다.

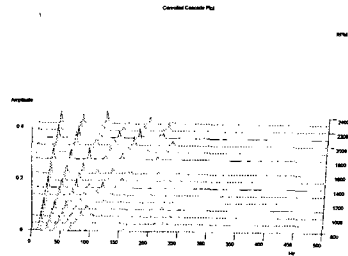


A: electric motor, B,H: Back-up bearing, C,G: Magnetic damper, D,F: four proximity eddy current transducers mounted in XY configuration, I: Generator

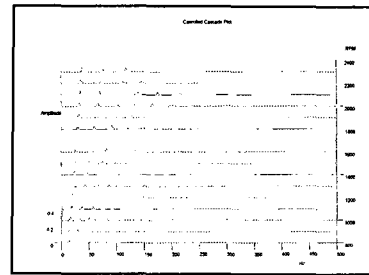
Fig.9 Magnetic Flywheel System

Fig.10 은 회전체의 위험속도를 알기 위한 Cascade plot 이다. Fig.10(a)에서 회전체의 진동은 퍼지 제어를 사용하였는데 약간의 급작스러운 증가를 나타내고 있으며 Fig.10(b)는 뉴로-퍼지 제어를 사용함으로써 위험 속도를 전후로 해서 진동 효과가 있음을 확인할 수 있다.

Fig. 11(a)는 퍼지 제어 후 그리고 Fig.11(b)는 뉴로-퍼지 제어후의 회전체 선회 궤적(whirl orbit)을 위험속도 영역(2,000rpm)에서 측정한 결과이다.

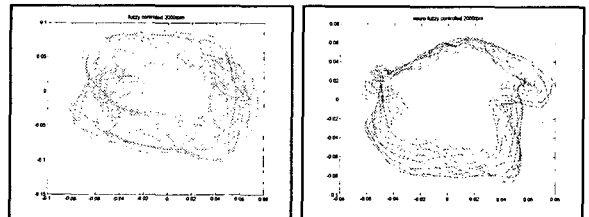


(a) Under Fuzzy control



(b) Under Neuro-fuzzy control

Fig.10 Cascade Plot of Rotor System



(a) Fuzzy control(mm)

(b) Neuro-fuzzy control(mm)

Fig. 11 Orbit Plot at 2,000rpm

6. 결론

Fig. 11 에서 알 수 있듯이 회전체의 진동 및 whirl 현상은 퍼지 및 뉴로-퍼지 제어를 이용하여 제어 가능함을 보여준다.

에너지 저장 장치인 마그네틱 플라이휠 시스템의 제어를 위해 전자기 베어링을 사용하였다. 이러한 플라이휠 시스템을 구성함에 있어 회전체에서 파생되는 진동과 같은 불안정성

을 제거하기 위해 마그네틱 액츄에이터를 제작 장착하였다. 마그네틱 액츄에이터는 뉴로-퍼지 제어기에 의해 제어되어 플라이휠 회전체 시스템에 적절한 외력을 제공하여 회전체의 안정성을 구현 시키며 뉴로-퍼지 제어기의 적절한 학습 효과에 의하여 회전체 진동을 효과적으로 감쇄 시킴을 실험을 통하여 증명하였다.

후기

본 논문은 2003 년도 전남대학교학술연구비 지원에 의하여 연구되었음을 알립니다.

참고문헌

1. Salm, J.R., "Active Electromagnetic Suspension of an Elastic Rotor: Modeling, Control, And Experimental Results," ASME J, of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design, Vol.110, pp. 493-501, 1988.
2. Okada, Y. and Saitoh, T., "Vibration Control of Flexible Rotor Supported by Inclination Control Magnet Bearings," Proceeding of the 1999 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp.788-793, 1999.
3. Park, C.S., Oh, S.K. and Pedrycz, W., "Fuzzy Identification by means of Auto-Tuning Algorithm and Weighting Factor," AFFS, pp. 701-706, 1998.
4. Oh, S.K. and Pedrycz, W., "Identification of Fuzzy Systems by means of an Auto-Tuning Algorithm and Its Application to Nonlinear Systems," Fuzzy Sets and Systems, 1999.
5. Kim, Y.B., Yi, H.B. and Lee, B.K., "Design and Application of Magnetic Damper for Reducing Rotor Vibration," KSME A, Vol.24, No.2, pp. 355-361, 2000.
6. Yi, H.B. and Kim, Y.B., "A Study of Rotor Vibration Reduction using Fuzzy Magnetic Damper System," KSME A, Vol.25, No.4, pp. 748-755, 2001.
7. Lum, K.Y., Coppola, V. and Bernstein, D.S., "Adaptive Virtual Autobalancing for a Rigid Rotor with Unknown Mass Imbalance Supported by Magnetic Bearings," ASME J, of Vibration and Acoustics, Vol.120, pp. 4557-570, 1998.
8. Lum, K.Y., Bernstein, D.S. and Coppola, V., "Adaptive Autocountering Control for an Active Magnetic Bearing Supporting a Rotor with Unknown Mass Imbalance," IEEE Transactions on Control System Technology, Special Issue on Magnetic Bearing Control, 1996,
9. Hwang, H.S., Oh, S.K. and Woo, B.K., "Synthesis of Genetic Algorithm and Fuzzy Inference system," Journal of the KIEE, Vol.41, No.9, pp. 1095-1103, 1992.
10. Jang, J., Roger, S. and Gulley, N., Fuzzy, J. and Zamudia, C., "Operation Planning Based on Cutting Process Model," Annals of the CIRP, Vol. 39, pp. 517 - 521, 1990.
11. Paul, Y. K., "Rotor Dynamics of the Present Condition and Problems," KSNVE Journal of the Springtime Scientific Conference, pp. 11-19, 1997.
12. Ahn, Sang Chul and Kwon, Wook Hyun, "A Construction of Fuzzy Controller using Learning," J. of the KACC, pp. 484-489, 1992.
13. Jeon, Yong Sung, Park, Sang Bae and Lee, Kyun Kyung, "Identification of Fuzzy Rule and Implementation of Fuzzy controller using Neural Network," J. of the KACC, pp. 856-860, 1991.
14. Kim, Hyung Tae, "Study of Fuzzy Logic Controller for Reducing Rotor Vibration," M.S. Thesis Chonnam University, 1998.
15. Oh, S.K., Ahn, T.C., Hwang, H.S., Park, J.J. and Woo, K.B., "Design of a Hybrid Fuzzy Controller with the Optimal Auto-tuning Method," Journal of Control, Automation and Systems Engineering, Vol.1, No.1, pp. 63-70, 1995.