

반복적 설계 방식을 사용한 다중입출력 자기베어링 시스템의 식별 및 제어기 성능 향상

한동철* · 이상욱** · 안형준*** · 이상호***

Iterative Control-Relevant Identification and Controller Enhancement of MIMO Magnetic Bearing Rigid Rotor

Dong-Chul Han, Sang-Wook Lee, Hyeong-Joon Ahn and Sang-Ho Lee

Key Words : magnetic bearing, control-relevant identification, rigid rotor

Abstract

The magnetic bearing systems are intrinsically unstable, and need the feedback control of electromagnetic forces with measured displacements. So the controller design plays an important role in constructing high performance magnetic bearing system. In case of magnetic bearing systems, the order of identified model is high because of unknown dynamics included in closed loop systems - such as sensor dynamics, actuator dynamics - and non-linearity of magnetic bearings itself. "Identification for control" - joint optimization of system identification and controller design - is proposed to get the limited-order model which is suited for the design of high-performance controller. We applied the joint identification/controller design scheme to MIMO rigid rotor system supported by magnetic bearings. First, we designed controller of a nonlinear simulation model of MIMO magnetic bearing system with this scheme and proved its feasibility. Then, we performed experiments on MIMO rigid rotor system supported by magnetic bearings, and the performance of closed-loop system is improved gradually during the iteration.

1. 서론

자기베어링 시스템은 물리적인 접촉 없이 전자석 작동기에 의한 전자기력으로 대상체를 지지하므로 윤활 시스템이 필요하지 않고, 거의 모든 비자성 유체 내에서 사용이 가능하며, 고속 회전이 가능하다는 등의 다양한 장점들을 지니고 있다. 자기베어링은 기본적으로 대상체의 안정적인 부상을 위해서 되먹임제어가 필요하고, 적용된 제어기에 의하여 자기베어링의 주요 특성들이 결정된다. 그러므로 고성능 자기베어링 시스템의 설계에 있어, 적절한 제어기의 선정이 매우 중요한 역할을 한다.

제어기의 설계에 있어서는 일차적으로 제어할 시스템의 정확한 수학적 전달함수 모델을 얻어내

는 것이 중요하다. 일반적으로 자기베어링의 수학적 공칭 모델은 자기베어링 자체의 비선형성 및 센서와 전자석 작동기의 동적 특성 등을 고려하지 않으므로, 실험에 의해 자기베어링 시스템을 식별(Identification)함으로써 적합한 전달함수 모델을 도출해내는 것이 필요하다. 기존의 자기베어링 시스템의 식별은 변위 강성, 전류 강성 등 베어링의 물리적 계수들을 얻어내는 데에 국한되어 왔다. 그러나 시스템의 성능 향상을 위해서는, 제어기 설계에 사용되는 가격 함수 및 조건들을 고려한 식별이 필요하게 된다.

‘제어기 설계를 고려한 식별 (Control-relevant identification)’에 대한 연구는 최근 들어 활발하게 진행되고 있다. 이 방식의 기본적인 개념은, 시스템 식별이 제어기 설계를 위해 이루어질 경우에는 식별과 제어기 설계 과정이 개별적으로 분리되어 이루어질 것이 아니라, 통합된 하나의 구조 안에서 수행되어야 한다는 생각으로부터 출발하였다.

* 서울대학교 기계항공공학부

** 서울대학교 정밀기계설계공동연구소

*** 서울대학교 대학원 기계항공공학부

일반적인 식별 방식이 정확한 모델을 얻어내는데 중점을 두었다면, 제어기 설계를 고려한 식별은 고성능의 제어기를 설계할 수 있게 하는 전달함수 모델을 얻어내는데 그 목적이 있다. 근래 다양한 제어기 설계 고려 식별 방식들이 제시되어 왔으며 [1-2], 또한 여러 산업 분야에 적용되어 왔다[3-4].

본 논문에서는 다중입출력 자기베어링 강제축 시스템에 대해 제어기 설계 고려 식별 방식을 적용하였다. 시스템의 이론적 모델을 유도하였고, LQG 제어 설계기준을 바탕으로 한 반복적 식별 방식을 설명하였다. 이와 같이 제시된 반복적 제어기 고려 식별 방식을 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였으며 다중 입출력 자기베어링 강제축 시스템에 적용하여 실제 실험을 수행함으로써 전체 시스템의 성능이 점진적으로 향상됨을 보였다.

2. 이론

2.1 자기베어링

자기베어링의 작동점 근방에서의 자기력 방정식은 다음과 같이 선형화하여 나타낼 수 있다.

$$F = k_i \cdot i + k_z \cdot z \quad (1)$$

$$k_i = \frac{\mu_0 N_c^2 A}{g_0} i_b, \quad k_z = \frac{\mu_0 N_c^2 A}{g_0} i_b^2 \quad (2)$$

이때, z 는 변위, i 는 전류, μ_0 는 진공에서의 투자율, N_c 는 코일 턴수, A 는 작동기 코어의 면적, g_0 는 평형상태의 간극, i_b 는 바이어스 전류를 나타낸다.

자기베어링 강제축의 개략도를 Fig.1에 나타내었으며, 자기력 방정식 (1)을 이용한 강제축의 이론적 모델은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_b \ddot{z}_b + C_b \dot{z}_b + K_b z_b = f_b \quad (3)$$

이때 m 은 축의 질량, J 는 관성모멘트, K 는 변위 강성, Ω 는 회전 속도, f_b 는 베어링 힘, z_b 는 베어

$$M_b = \begin{bmatrix} (m l_1^2 + J_x)/(l_1 + l_2)^2 & (m l_1 l_2 - J_x)/(l_1 + l_2)^2 & 0 & 0 \\ (m l_1 l_2 - J_x)/(l_1 + l_2)^2 & (m l_2^2 + J_x)/(l_1 + l_2)^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (m l_1^2 + J_y)/(l_1 + l_2)^2 & (m l_1 l_2 - J_y)/(l_1 + l_2)^2 \\ 0 & 0 & (m l_1 l_2 - J_y)/(l_1 + l_2)^2 & (m l_2^2 + J_y)/(l_1 + l_2)^2 \end{bmatrix}$$

$$C_b = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} J_z \Omega, \quad K_b = \begin{bmatrix} -K_{x1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{x2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{y1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_{y2} \end{bmatrix}, \quad z_b = [x_1 \ x_2 \ y_1 \ y_2]^T$$

$$f_b = [K_{ix1} i_{x1} \ K_{ix2} i_{x2} \ K_{iy1} i_{y1} \ K_{iy2} i_{y2}]^T$$

링에서의 축의 변위를 나타낸다.

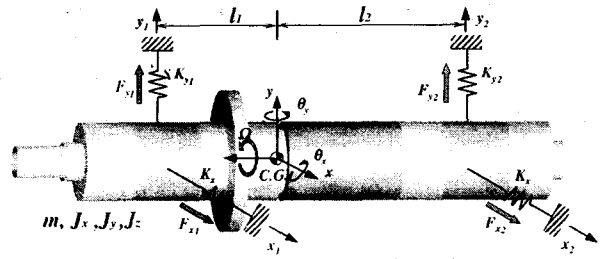


Fig. 1 The model of a rigid rotor AMB system

2.2 제어기 설계 고려 식별

제어기 설계 고려 식별 문제의 기본 원리는 Schrama[5]에 의해 제시된 바와 같이 다음 삼각부 등식에 의해 설명될 수 있다.

$$\|J(G_0, C)\| \leq \|J(\hat{G}, C)\| + \|J(G_0, C) - J(\hat{G}, C)\| \quad (4)$$

$$\|J(G_0, C)\| = J^{ach} : \text{the achieved performance} \quad (4-a)$$

$$\|J(\hat{G}, C)\| = J^{des} : \text{the desired performance} \quad (4-b)$$

$$\|J(G_0, C) - J(\hat{G}, C)\| = J^{id} : \text{the identification criterion} \quad (4-c)$$

이때 G_0 는 실제 시스템의 정확한 모델, \hat{G} 는 실제 시스템을 추정된 모델, C 는 제어기를 나타낸다.

모든 제어기 설계의 목표는 실제 시스템과 제어기로 이루어진 가격함수 (4-a), 즉 식 (4)의 좌변을 최소화 시키는 것이다. 하지만, 이것은 실제 시스템의 정확한 모델 G_0 를 알 수 없으므로 실제적으로 불가능하다. 제어기 설계 고려 식별은 기본적으로 (4-a)의 상한값인 식 (4)의 우변을 최소화 시킴으로써 궁극적으로 가격함수 (4-a)를 간접적으로 최소화 시키는 데에 그 목적을 두고 있다.

이는 (4-b)와 (4-c)을 최소화 시킴으로써 얻어질 수 있는데, 이때 동시에 이 두 항을 최소화 시키는 것은 일반적인 식별이나 제어기 설계 방법으로는 불가능하다. 그러므로, 각각에 대해 독립적으로

최소화 시키는 과정이 연속적인 방식으로 이루어지게 된다. i 번째 반복 과정에서 모델과 제어기는 각각 다음 식에 의해 얻어지게 된다.

$$\hat{G}_{i+1}(\theta) = \arg \min_{\theta} \|J(G_0, C_i) - J(\hat{G}(\theta), C_i)\| \quad (5-1)$$

$$C_{i+1} = \arg \min_C \|J(G_{i+1}(\theta), C)\| \quad (5-2)$$

이때 θ 는 식별과정에서 얻어진 모델을 설명하는 인자 벡터(parameter vector)이다. 식(5-1)에서 볼 수 있듯이 시스템 모델의 식별은 단순한 실제 시스템 모델과 추정 모델의 차이를 최소화하는 것이 아니라, 각 모델에 의한 제어기 설계 가격함수의 차이가 최소화 되도록 하는 방향으로 이루어진다.

이와 같은 연속적 제어기 고려 식별 및 제어기 설계 과정은, LQ 기준을 사용하여 제어기를 설계할 경우 다음과 같은 과정을 거쳐 유도될 수 있다. LQG 제어기의 상태공간 방정식은 식(6)과 같다.

$$\dot{\hat{x}} = A_c \hat{x} + H y, \quad u = -K \hat{x} \quad (6)$$

이때 \hat{x} 는 추정상태변수, y 는 시스템의 출력, H 는 관측기 이득, K 는 LQ 이득, 그리고 A_c 는 제어기의 시스템 행렬을 나타낸다.

LQ 제어기 설계는 식(7)과 같이 정의된 가격함수를 최소화하는 것을 목표로 한다.

$$J_{LQG} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} E \{ \hat{x}^T Q \hat{x} + u^T R u \} \quad (7)$$

그러므로, 이 LQ 가격함수의 차이를 최소화 시키도록 하는 식별 기준은 식(8)과 같이 주어진다.

$$J^m = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} \{ W_1(z)(y(t) - \hat{y}(t, \theta)) \}^T \{ W_2(z)(y(t) - \hat{y}(t, \theta)) \} \quad (8)$$

(8)식에서 주어진 시간영역의 가격함수를 주파수 영역에서의 식으로 나타내면, 식(9)와 같은 주파수 영역에서의 가격함수로 정의할 수 있다.

$$J^m = \left\| W(j\omega)(G_0(j\omega) - \hat{G}(j\omega, \theta)) \right\|_2^2 \quad (9)$$

$W(s)$ 는 주파수 영역에서의 제어기 고려 가중 함수(weighting function)이며, 이는 식(10-1)에 의하여 계산된다.

$$W(s) = W_{CR}(s)(I + \hat{G}(s, \theta)C(s))^{-1} \quad (10-1)$$

$$W_{CR}^T(s)W_{CR}(s) = H^T(sI - A_c)^{-T}(Q + K^T R K)(sI - A_c)^{-1}H \quad (10-2)$$

식(10-2)는 슈어 분해(Schur decomposition)를 통하여 계산할 수 있다.

이러한 연속적 식별 및 제어기 설계 과정에 대한 흐름선도를 Fig. 2 에 나타내었다.

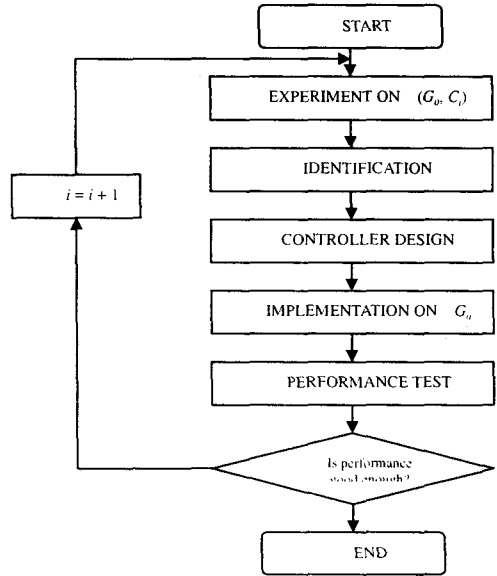


Fig. 2 Flowchart of iterative scheme

2.3 주파수 영역 식별

일차적으로 시스템의 주파수 응답 함수(FRF)를 얻기 위해 시스템의 입력 및 출력 신호의 주파수 스펙트럼을 평균하여 사용한다. 실험은 8 개의 각각 다른 가진 신호를 이용하여 8 번 수행된다. i 번째 실험에서의 입력과 출력 신호의 주파수 스펙트럼을 각각 $U^{(i)}(j\omega) \in C^{m \times 1}$, $Y^{(i)}(j\omega) \in C^{m \times 1}$ ($i=1,2,\dots,8$) 과 같이 나타내며, 이때 m_u , m_y 는 각각 시스템의 입력과 출력 개수를 나타낸다. 입력/출력 행렬을 식(11)(12)와 같이 정의할 때, 시스템의 주파수 응답 함수 행렬 $G(j\omega) \in C^{m_y \times m_u}$ 은 식 (13)에 의해 얻을 수 있다[6].

$$Y(j\omega) = [Y^{(1)}(j\omega) Y^{(2)}(j\omega) \dots Y^{(8)}(j\omega)]^T \in C^{m_y \times 8} \quad (11)$$

$$U(j\omega) = [U^{(1)}(j\omega) U^{(2)}(j\omega) \dots U^{(8)}(j\omega)]^T \in C^{m_u \times 8} \quad (12)$$

$$G(j\omega) = Y(j\omega)U(j\omega)^* \quad (13)$$

이때, 첨자 *는 무어-펜로즈 의사 역행렬 연산(Moore-Penrose pseudo inverse)을 나타낸다.

이렇게 얻어진 다중 입출력 시스템의 주파수 응답 함수를 사용하여 시스템의 식별을 수행하기 위해, 다항 행렬 부분 표현 방법(Polynomial Matrix Fractional Descriptions, MFD)에 의한 주파수 영역 곡선 보간 알고리즘을 사용하였다. 시스템의 전달 함수 $\hat{G}(\omega, \theta)$ 를 MFD 로 표현하면 식(14)와 같으며, A 와 B 는 식(15)에 의해 표현되는 다항 행렬이다.

$$\hat{G}(\omega, \theta) = A(\omega, \theta)^{-1}B(\omega, \theta) \quad (14)$$

$$B(\xi, \theta) = \sum_{i=d}^{d+\alpha_b-1} B_i p(\xi)^i, \quad B_i \in R^{n \times n \times n} \quad (15)$$

$$A(\xi, \theta) = I_{p \times p} + \xi \sum_{i=d}^{\alpha_a} A_i p(\xi)^i, \quad A_i \in R^{n \times n \times n}$$

식(15)의 다항 행렬들은 식(16)에 주어진 다항 기반 함수(polynomial basis)로 나타낼 수 있다.

$$p(\xi) \equiv p_0 + p_1 \xi + p_2 \xi^2 + \dots + p_n \xi^n \quad (16)$$

모델 인자(parameter)의 식별은 식(17)과 같이 실제 플랜트와 추정모델 간의 오차 행렬에 가중치를 부여한 행렬의 2-놈(2-norm)을 최소화 시킴으로써 이루어진다.

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in \mathcal{X}} \sum \|E^{(i)}(\theta)\|_F^2 \quad (17)$$

가중치가 부여된 오차 행렬의 (i, j) 번째 요소는 식(18)과 같이 표현된다.

$$E(\omega, \theta) = [W(\omega)A(\omega, \theta)^{-1}] \cdot [G^w(\omega) - \bar{A}^w(\omega, \theta)G^{pc}(\omega) - B^w(\omega, \theta)]W^w(\omega) \quad (18)$$

이때, $A(\xi, \theta) = I_{p \times p} - \bar{A}$

$$\bar{A}^w(\omega_k) = \phi(\omega_k) \cdot [A_0^w \quad A_1^w \quad \dots \quad A_n^w]^T$$

$$B^w(\omega_k) = \psi(\omega_k) \cdot [B_0^w \quad B_1^w \quad \dots \quad B_n^w]^T$$

$$\psi(\omega_k) = [p^0(\xi(\omega_k)) \quad p^1(\xi(\omega_k)) \quad \dots \quad p^n(\xi(\omega_k))],$$

$$\phi(\omega_k) = -\xi(\omega_k) [p^0(\xi(\omega_k)) \quad p^1(\xi(\omega_k)) \quad \dots \quad p^n(\xi(\omega_k))]$$

식(17)은 식(19)와 같은 일반적인 최소자승오차법의 형태로 변환할 수 있다.

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in \mathcal{X}} \sum \|Y_w - P_w \cdot \theta\|_F^2 \quad (19)$$

이때, Y_w 와 P_w 는 식(20)(21)에 의하여 계산된다.

$$Y_w^{ij} = [W_{or}^{i1} \quad W_{or}^{i2} \quad \dots \quad W_{or}^{in}] \begin{bmatrix} G^{1j} & G^{12} & \dots & G^{1n} \\ G^{21} & G^{22} & \dots & G^{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G^{n1} & G^{n2} & \dots & G^{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_i^{1j} \\ W_i^{2j} \\ \vdots \\ W_i^{nj} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$P_w(\omega_k) = \begin{bmatrix} \{P_w^*(\omega_k)\}^T \\ \vdots \\ \{P_w^*(\omega_k)\}^T \end{bmatrix} = W_{or} \otimes (W_i)^T \otimes \psi \quad \{G \cdot W_i\}^T \otimes \phi \quad (21)$$

여기서,

$$W_{or}(\omega_k) = W_o(\omega_k)A(\xi, \theta)^{-1},$$

$$\{P_w^*(\omega_k)\}^T = W_{or}^* \otimes (W_i)^T \otimes \psi \quad \{G \cdot W_i\}^T \otimes \phi, \quad \text{그리고}$$

\otimes 는 크로넨커 곱(Kronecker product)을 나타낸다.

전체적인 식별 과정은 다음과 같다. 우선 QR 인수화(QR factorization)에 기반한 SK 알고리즘을 사용하여 대략적인 시스템 모델 인자 벡터의 값을 구한다[7-8]. 이렇게 구해진 값을 초기값으로 사용

하여, MATLAB Optimization Toolbox의 비선형 최소자승 오차 알고리즘을 통해 최종 모델을 구한다[9].

3. 실험 및 결과

3.1 시뮬레이션

임의 위상을 가지는 8개의 각기 다른 다중정현 함수(multi-sine)를 가진 신호로 사용하였다. 충분한 신호 대 잡음비(SNR)를 가질 수 있게 하기 위해, 일반적으로 가진 신호의 크기는 가능한 한 크게 해주는 것이 좋다. 하지만 자기배어링의 경우 안정성이나 경제적인 요인과 같은 부가적인 사항들을 차치하더라도 가진 신호의 크기를 제한하는 두 가지 중요한 요인이 있는데, 그것은 자기배어링의 선형 영역과 전자식 작동기의 슬루율(slew rate)이다. 자기배어링 시스템의 슬루율은 식(22)와 같이 나타내어진다.

$$\frac{di}{dt} = \frac{2g_o}{\mu_n N_c A} [V_s - (i_b + i)(R_c + R_f + R_{FET})] \quad (22)$$

이때, V_s 는 공급전압, R_c 는 코일의 저항, R_f 는 FET에 연결된 저항, 그리고 R_{FET} 는 FET의 저항을 나타낸다. 자기배어링의 슬루율 값을 식(22)에 의해 계산하여, 가진 신호의 최대값을 자기배어링의 최대 슬루율 범위 내로 제한하였다.

비선형 자기배어링 축 모델을 MATLAB Simulink를 사용하여 구성하여, Fig.2의 흐름선도에 나타나 있는 순서에 따라 제어기 고려 식별 방식을 적용하였다. 식별 및 제어기 설계의 단계가 반복됨에 따라 식별되는 모델의 인자 벡터 값이 수렴하였다. 이렇게 제어기 고려 식별 방식에 의해 식별된 모델은 실제 모델과 차이가 있으나, 이는 제어기 설계 관점에서 보았을 때 적합하도록 근사된 모델로 생각할 수 있다. 이렇게 식별된 시스템의 고유치(eigenvalue)를 Table 1에 나타내었으며, 각 단계에서의 가격함수 J^{ach} 와 J^{id} 의 값을 Table 2에 나타내었다.

Table 1. Eigenvalue of identified system matrix \hat{A}

	1 st eigenvalue	2 nd eigenvalue	3 rd eigenvalue	4 th eigenvalue
Nominal	627.68	-627.58	493.05	-493.05
1 st step	649.27	-737.29	550.50	-608.09
2 nd step	648.83	-791.93	552.66	-633.86
3 rd step	648.83	-791.93	552.63	-633.87

Table 2. The cost function value (Simulation)

	1 st step	2 nd step	3 rd step
J^{ach}	4.69	4.58	4.58
J^{nd}	0.63	0.58	0.58

모델 인자 벡터값은 식별 및 제어기 설계 과정이 3번 반복되었을 때 수렴하였으며, 이 과정에서 전체 페루프 시스템의 성능을 나타내는 가격함수 J^{ach} 가 단계별로 감소하였다. 이는 Table 2에서 볼 수 있듯이 식별 가격함수 J^{nd} 가 감소하는 것에 기인한다.

시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 식별 및 제어기 과정이 3번 반복되었을 때 식별된 모델 인자 벡터 값이 수렴하였는데, 이것은 일반적으로 제어기 고려 식별 과정이 적용된 경우들에 비추어 볼 때 상대적으로 적은 반복 회수이다. 이는 제어기 고려 식별 방식이 주로 고차의 시스템을 저차의 모델로 근사화할 때에 사용되며, 이러한 경우 전체 반복 회수는 상대적으로 많아진다. 그렇지만, 본 논문에서 시뮬레이션에 사용된 모델은 2차의 모델로 쉽게 근사화 될 수 있는 비교적 간단한 구조를 가지고 있기 때문에, 수렴 회수가 3회로 감소한 것이다. 제어기 설계 고려 식별 방식은 고차의 모델에 사용될 제어기의 설계를 위한 시스템의 저차 모델을 근사시켜 얻어내는 경우에 보다 효과적인 방법이며, 이때 전체 가격함수의 감소 또한 확연하게 드러나게 된다.

3.2 실험

실험에 사용된 자기베어링 강체축 시스템은 원통형 정전용량 센서가 내장된 2개의 자기베어링 유닛과 추력 베어링, 강체축, 그리고 유도 모터 (Induction motor)로 이루어져 있으며, 그 형상이 Fig. 3에 나타나 있다. 일반 상용 베어링과 같이 조립 및 분해가 간편하도록 자기베어링은 유닛화 하여 제작하였으며, 원통형 정전용량 센서와 전자석 작동기가 자기베어링 유닛의 하우징에 조립되어진 형상이 Fig. 3(c)에 나타나 있다. 최고 회전 속도는 60,000rpm 이며, 3KW의 유도 모터가 사용되었다. 또한 제어부에는 PC에 장착된 TMS320 C44 40MHz DSP 보드가 8 채널, 16 비트, 200kHz의 AD/DA 보드와 함께 사용되었다.

실험은 시뮬레이션과 동일한 방법으로 수행하였으며, 식별된 모델의 고유치를 Table 3에, 가격함수의 변화를 Table 4에 나타내었다.

실험을 통하여 측정된 FRF와 수학적 해석에 의

한 공칭 모델의 형상, 그리고 식별된 전달함수들의 형상을 Fig.4에서 비교하였다. 시스템에 포함된 알려지지 않은 동역학, 모델링 오차, 기타 여러 요소 등에 의해 공칭 모델의 형상은 측정된 FRF 값과 잘 들어맞지 않는다. Fig. 4에서 볼 수 있듯이, 전달 함수 자체만을 비교했을 때 제어기 설계 고려 식별 방식에 의해 얻어진 모델(step 7)은 가중 함수 없이 처음의 일반 식별방식에 의해 얻어진 모델(step 1)에 비하면 오히려 오차가 큰 것을 볼 수 있다. 그러나 Table 4에서 보듯이 전체 시스템의 성능을 나타내는 가격함수 J^{ach} 의 값은 과정이 반복됨에 따라 감소함을 보았을 때, 제어기 고려 식별 방식에 의해 얻어진 모델이 보다 나은 성능의 제어기를 설계하기에 적합한 것임을 알 수 있다. 또한 Fig. 5는 실제 모델의 전체 페루프 전달 함수 $T(s)$ 와 식별된 모델들로 구성된 페루프 전달 함수들의 상대오차를 비교한 것으로, 단계가 반복될수록 전체 페루프 전달함수 간의 상대오차가 감소한다. 즉, 제어기 설계 고려 식별 방식은 전달함수 자체보다 제어기가 포함된 전체 시스템의 성능 향상 및 식별에 중점을 두고 있는 것임을 알 수 있다. 결과적으로 실험 결과 제어기 설계 고려 식별 방식에 의해 얻어진 모델에 의해 전체 시스템의 성능이 향상됨을 보였다.

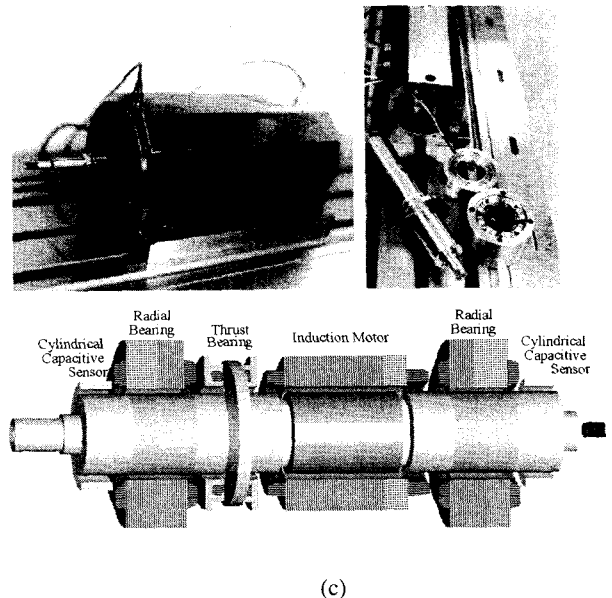


Fig. 3 Fig. 3 Rigid rotor AMB system
(a) assembled (b) elements (c) schematics

Table 3. Eigenvalue of identified system matrix \hat{A}

	1 st eigenvalue	2 nd eigenvalue	3 rd eigenvalue	4 th eigenvalue
Nominal	627.68	-627.58	493.05	-493.05
1 st step	629.12	-618.82	559.66	-565.99
2 nd step	612.84	-588.46	533.88	-544.18
5 th step	613.82	-588.07	541.99	-533.62
8 th step	616.58	-587.55	535.76	-537.47
10 th step	615.90	-592.75	534.38	-533.95

Table 4. The cost function value (Experiment)

	Nominal	1 st step	2 nd step	5 th step	8 th step	10 th step
J^{ach}	9.33	7.28	7.26	7.24	7.24	7.22
J^{fd}	1.25	0.813	0.591	0.544	0.551	0.539

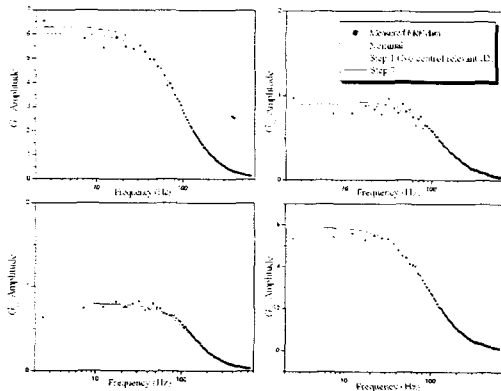


Fig. 4 Measured FRF and identified model

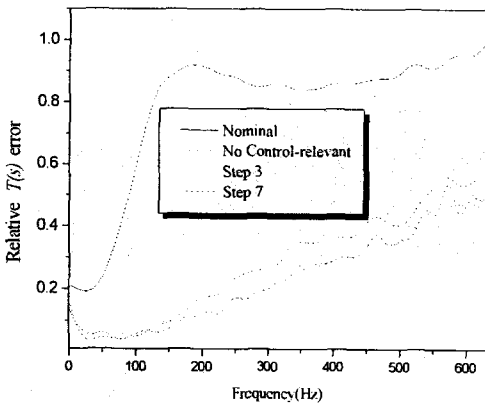


Fig. 5 Relative error of closed-loop transfer function

4. 결론

본 논문에서는 자기베어링으로 지지되는 다중 입출력 강체축 시스템에 제어기 고려 식별 방식을 적용하여, 반복적 단계가 증가함에 따라 시스템의 성능 가격 함수가 감소하여 전체 성능이 개선됨을 보였다. 비록 자기베어링 강체축 모델이 비교적

낮은 차수의 모델임에도 불구하고, 제어기 고려 설계 방식이 효과적인 방법이 될 수 있음을 알 수 있었다. 그러므로 자기베어링 연성축과 같은 고차의 시스템에 이 방법을 적용한다면, 시스템의 성능 향상이 보다 확연하게 나타날 것이라 기대할 수 있다.

향후 연구 방향은 크게 두 가지로 나타낼 수 있는데, 첫째 앞서 언급했듯이 자기베어링 연성축에 제어기 설계 고려 식별 방식을 적용하는 것이며, 두번째는 LQG 이외의 강인제어 방식 - H_{∞} 제어나 μ 제어 방식 - 을 제어기 설계 식별 방식과 연결시켜 적용하여 보다 나은 성능 및 강인성을 가질 수 있도록 시스템을 개선하고자 한다.

후 기

본 연구는 서울대학교 정밀기계설계공동연구소의 후원으로 이루어졌습니다.

참고문헌

- (1) Z. Zang, R. Bitmead, and M. Gevers, "Iterative Weighted Least-squares Identification and Weighted LQG Control Design", *Automatica*, 1995
- (2) R. G. Hakvoort, R. J. P. Schrama, and P. M. J. Van den Hof, "Approximate Identification with Closed-loop Performance Criterion and Application to LQG Feedback Design", *Automatica*, 1994
- (3) R. A. de Callafon, P. M. J. Van den Hof, and M. Steinbuch, "Control Relevant Identification of a Compact Disc Pick-up Mechanism", *Proc. of the IEEE Conference on Decision and Control*, 1993
- (4) P. Michelberger, J. Bokor, L. Palkovics, E. Nandori and P. Gaspar, "Iterative Identification and Control Design for Uncertain Parameter Suspension System", *IFAC Transportation Systems*, 1997
- (5) R. J. P. Schrama, "Approximate Identification and Control Design with Application to a Mechanical System", Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, 1992
- (6) R. Pintelon, P. Guillaume, G. Vandersteen, and Y. Rolain, "Analyses, Development and Applications of TLS Algorithms in Frequency Domain System Identification", *SIAM J. Matrix Anal. Appl.*, 1998
- (7) D. S. Bayard, "High-order Multivariable Transfer Function Curve Fitting: Algorithms, Sparse Matrix Methods and Experimental Results", *Automatica*, 1994
- (8) R. A. de Callafon, D. de Roover, and P. M. J. Van den Hof, "Multivariable Least Squares Frequency Domain Identification Using Polynomial Matrix Fraction Descriptions", *Proc. of IEEE Conference on Decision and Control*, 1996
- (9) *MATLAB Optimization Toolbox: User's Guide*, MathWorks, 1997