

적분형 LQR 설계 기법을 이용한 능동자기베어링의 오버슈트 방지용 입력필터에 관한 연구

강성구*, 이기석⁺, 홍준희⁺⁺, 정준모⁺, 신우철⁺⁺⁺

(논문접수일 2006. 1. 27, 심사완료일 2007. 1. 2)

A Study on the Prefilter to Protect Overshoot of Active Magnetic Bearing using Integral Type LQR-design Method

Seong-gu Kang*, Kee-seok Lee⁺, Jun-hee Hong⁺⁺, Jun-mo Chung⁺, Woo-cheol Shin⁺⁺⁺

Abstract

Active magnetic bearing has been adopted to support the rotor by electromagnetic force without mechanical contact and lubrication process. A property of the control system for magnetic bearing is improved in accordance with making higher system gain. If the control system has integral part, an excessive overshoot response is shown by making higher integral gain. Therefore, this paper suggests a PID control system in order to eliminate the overshoot at the first stage and improve response characteristics to an impact disturbance at the status of levitation. The control gain was obtained by LQR design method which has the structure of I-PD control system in the state space. The PID control system containing prefilter has the same structure as the I-PD control system. Therefore, the PID control system adopted is able to be tuned by LQR design method. Finally, this paper shows the effect of the prefilter on the active magnetic bearing system through response experiments for levitation responses.

Key Words : Magnetic Bearing(자기베어링), LQR-design method(선형 최적 레귤레이터 설계 기법), Prefilter(입력 필터), I-PD control(적분-비례미분 제어)

* 광주과학기술원 기전공학과 대학원

+ 충남대학교 기계공학과

++ 교신저자, 충남대 기계공학과, 충남대학교 BK21 메카트로닉스 사업단 (hongjh@cnu.ac.kr)

주소: 305-764 대전광역시 유성구 궁동 충남대학교 220

+++ 한국기계연구원

1. 서론

자기베어링은 부상방식에 따라 크게 초전도체를 이용한 방식과 상전도 흡인식 등이 있다. 산업계에서는 일반적으로 상전도 흡인식을 주로 사용하고 있다. 전자석의 전자기적 특성 때문에 전자석 자체만으로는 비접촉 부상이 불가능하므로 능동제어를 통한 위치제어가 필수적이다⁽¹⁾.

일반적으로 PID(proportional integral derivative) 제어를 사용하는 자기베어링 시스템의 가장 큰 단점은 외란과 잡음^(1,2)에 취약한 특성을 가지고 있다.

이러한 단점을 보완하기 위하여 기존의 연구에서는 저역 통과 필터⁽¹⁾, LMS적응피드포워드제어^(3,4), 노치 필터^(3,5), 교차제어기⁽⁶⁾ 등 다양한 필터와 제어를 부착하여 잡음과 외란으로부터 시스템을 안정화시키고자 하였다. 제어시스템의 경우에는 제어 이득을 높일수록 그 특성이 개선되나 시스템 전달함수의 형이 복잡해지고 적분제어의 경우에는 이득 값을 높일수록 오버슈트 응답 특성이 크게 나타난다⁽¹⁾. 이 때 오버슈트가 시스템의 최대 변위 안에서 발생하면 크게 문제 시 되지 않지만 그 이상으로 크게 발생한다면 고속 환경에서 수 마이크로 정밀도에서 작동하는 자기베어링의 축에 큰 충격을 주게 되어 변형을 발생시키고 고속 작동 시에 고장의 요인으로 작용할 수가 있게 된다. 따라서 사용자 요구가 초기 과도응답 시간에 무관하다면 이러한 오버슈팅을 미리 방지하는 제어가 더욱더 효과적일 것이다.

따라서 본 연구에서는 적분형 LQR설계기법을 이용하여 제어이득을 구하고, I-PD제어 시스템의 구조를 가진 적분형 LQR제어시스템과 등가인 입력필터를 가진 PID제어기의 자기베어링 시스템에 적용을 제안하고, 이를 활용하여 자기베어링시스템의 초기 오버슈트에 대한 응답특성을 개선하고자 한다.

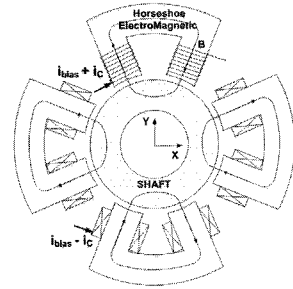
2. 이론적 배경

2.1 자기베어링 전자석의 전자기력

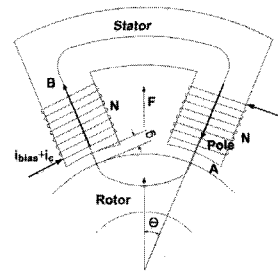
Fig. 1 (a)는 일반적인 반경방향 자기베어링의 형태이며, Fig. 1 (b)에서와 같이 하나의 전자석에서 생성되는 전자기력은 식 (1)과 같다.

$$F = \frac{\mu_0 AN^2 i^2}{g^2} \cos\theta (\theta = 22.5^\circ) \quad (1)$$

$$i = I \pm i_c$$



(a) Radial Magnetic Bearing



(b) Geometry of Electromagnet and rotor

Fig. 1 Schematic of electromagnet and rotor

여기서, μ_0 는 자유공간 투자율, A 는 자극면적, N 은 코일의 감은 수, I 는 바이어스 전류, g 는 정상상태 공극(Air gap), i_c 와 x 는 전류와 변위의 미소 변화량이다.

2.2 자기베어링의 상태방정식

본 논문에서는 2방향의 병진운동과 2방향의 회전운동을 하는 4자유도 자기베어링 시스템으로 가정하였다.

Fig. 2는 4자유도 전자식 베어링의 강체 회전자 모형이다.

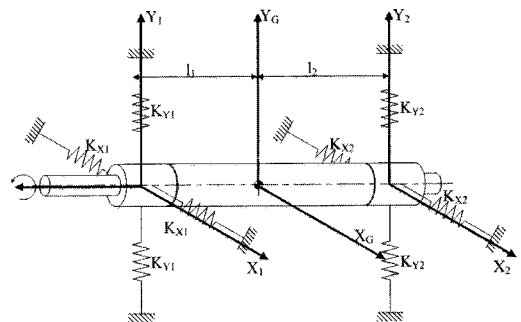


Fig. 2 Rigid body on two active magnetic bearings

이때 자기베어링의 위치(앞 또는 뒤)에 따라 식 (2)에서 볼 수 있듯이 l_1 과 l_2 의 기하학적인 연관성에 의해 축에 대해서 작용하는 질량관성모멘트와 회전에 의해 발생하는 회전방향 질량 관성 모멘트가 결정된다.

q 를 변위, i_q 를 제어입력이라 할 때, x_i, y_i 는 각 축의 변위이며, i_{q_i} 는 각 축에 공급되는 제어전류이다. K_q 를 위치강성, K_{θ} 를 전류강성, M 을 질량행렬, G_m 을 자이로스코픽행렬, J_p 는 회전방향 질량관성 모멘트(Polar mass moment of inertia), J_t 는 반경방향 질량관성 모멘트(Diametral mass moment of inertia), Ω 는 회전주파수(Rotational frequency), k_a 는 증폭기이득 그리고 l_i 는 회전축의 질량 중심과 자기베어링 사이의 거리를 나타낸다. 자기베어링 시스템의 상태방정식은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다⁽⁷⁾.

$$\frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} \{q\} \\ \{i_q\} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} [M^{-1}][G_m][M^{-1}][K_q] & \\ [1] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{q\} \\ \{i_q\} \end{Bmatrix} + k_a \begin{bmatrix} [M^{-1}][K_{cq}] \\ [0] \end{bmatrix} \{i_q\} \quad (2)$$

$$\{q\} = \{x_1, x_2, y_1, y_2\}^T,$$

$$\{i_q\} = \{i_{x_1}, i_{x_2}, i_{y_1}, i_{y_2}\}^T,$$

$$[K_q] = [\text{diag}(K_{x_1}, K_{x_2}, K_{y_1}, K_{y_2})],$$

$$[K_{cq}] = [\text{diag}(K_{ix_1}, K_{ix_2}, K_{iy_1}, K_{iy_2})],$$

$$[M] = \frac{1}{l_1 + l_2} \begin{bmatrix} ml_2^2 + J_t & ml_1 l_2 - J_t & 0 & 0 \\ ml_1 l_2 - J_t & ml_1^2 + J_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ml_2^2 + J_t & ml_1 l_2 - J_t \\ 0 & 0 & ml_1 l_2 - J_t & ml_1^2 + J_t \end{bmatrix},$$

$$[G_m] = \frac{\Omega}{(l_1 + l_2)^2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & J_p & -J_p \\ 0 & 0 & -J_p & J_p \\ -J_p & J_p & 0 & 0 \\ J_p & -J_p & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

3. 제어기 설계

3.1 정상상태 오차를 이용한 적분 제어기 설계

기준입력에 대해서 정상상태 오차를 영으로 만들 수 있는 방법이 적분 제어이다. 식 (3)은 식 (2)를 정리한 자기베어링 시스템의 상태방정식이다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \\ x &= [q_{x1} \ q_{x2} \ q_{y1} \ q_{y2} \ q_{x1} \ q_{x2} \ q_{y1} \ q_{y2}]^T \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} [M^{-1}][G_m][M^{-1}][K_q] \\ [1] \end{bmatrix} \\ B &= k_a \begin{bmatrix} [M^{-1}][K_{cq}] \\ [0] \end{bmatrix}, \quad C = K_x [I \ 0] \end{aligned}$$

v 를 제어 입력으로 하고, q 를 변위 행렬, K_p 를 비례이득 행렬, K_D 를 미분이득 행렬이라 할 때, PD제어를 이용한 식 (4)와 같이 유도되어진다.

$$\begin{aligned} u &= -K_D dq/dt - K_p q \\ &= -K_D \dot{q} - K_p q \\ &= -[K_p \ K_D] \begin{bmatrix} \dot{q} \\ q \end{bmatrix} \\ &= -[K_p \ K_D] x = -K_{PD} x \end{aligned} \quad (4)$$

$$q = [q_{x1} \ q_{x2} \ q_{y1} \ q_{y2}]^T,$$

$$K_p = \begin{bmatrix} K_{px1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{px2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{py1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{py2} \end{bmatrix},$$

$$K_D = \begin{bmatrix} K_{dx1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{dx2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{dy1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{dy2} \end{bmatrix}$$

적분상태 x_e 를 플랜트 상태에 조합시킴으로써, 플랜트의 상태 x 뿐만 아니라 오차 $e = y - r$ 의 적분을 피드백 할 수 있으며, 여기서 적분상태 x_e 는 식 (5)의 미분방정식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_e &= r - Cx (= e) \\ x_e &= [e_{x1} \ e_{x2} \ e_{y1} \ e_{y2}] \\ r &= [r_{x1} \ r_{x2} \ r_{y1} \ r_{y2}]^T \end{aligned} \quad (5)$$

그러므로 x_e 는 에러에 대해 적분을 하는 적분기의 형태로 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_e = \int^t e \, dt \quad (6)$$

이렇게 해서 얻어진 식 (4)와 식 (5)를 이용하여 식 (7)과 같이 추가된 벡터식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ x_e &= -Cx + r \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)의 상태항을 다시 정리하면 조합된 상태방정식인 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (8)$$

$$y = [C \ 0] \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}$$

v 를 적분기가 포함된 제어입력으로 하였을 때, 식 (4)에 적분기가 추가되어진 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v = -K_{PD}x + K_I x_e = -[K_{PD} \ -K_I] \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} \quad (9)$$

따라서, 식 (8)에 식 (9)를 대입하면 식 (10)과 같이 단순화된 행렬식을 구할 수 있게 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - BK_{PD}) & BK_I \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (10)$$

$$y = [C \ 0] \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}$$

3.2 적분형 LQR 설계 기법을 이용한 제어기 설계

LQR 설계 기법은 CARE(Continuous-time Algebraic Riccati Equation)에서 설계파라미터인 상태가중행렬 Q 와 제어가중행렬 R 을 선정하는 문제가 된다. 이 논문에서는 Bryson⁽⁸⁾이 제안한 다음과 같은 방법을 응용하여 튜닝을 위한 설계파라미터 Q 와 R 의 초기 값을 정하기로 한다.

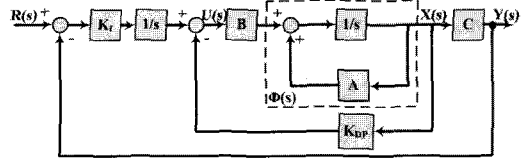
$$Q = \begin{bmatrix} (1/x_{1m})^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & (1/x_{nm})^2 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$R = \begin{bmatrix} (1/u_{1m})^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & (1/u_{nm})^2 \end{bmatrix}$$

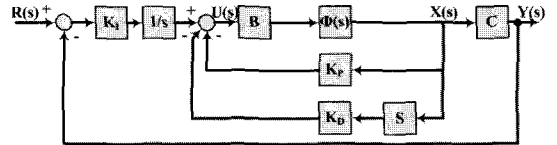
x_{im} 은 i 번째 최대 허용 상태변수 값이고 u_{im} 은 i 번째 최대 허용 제어량을 의미한다⁽⁹⁾.

식 (9)는 피드백 신호 v 를 가지고 있는 레귤레이터 문제로 볼 수 있는데, Fig. 3과 같이 LQR 제어시스템과 I-PD 제어시스템은 등가로 볼 수 있다.

그리고 최적 레귤레이터(Optimal Regulator) 문제 중의 하나로 고려할 때, 식 (12)의 특정한 성능지수 J 를 최소화시키는 식 (13)의 최적 피드백 행렬(Feedback Matrix)을 구할 수 있다⁽¹⁰⁾.



(a) LQR control system



(b) I-PD control system

Fig. 3 Control system structure of magnetic bearing system

$$J = \int_0^{\infty} (x^T Q x + v^T R v) dt, \quad v = du/dt \quad (12)$$

$$v_o = -R^{-1} G^T P \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix} \quad (13)$$

축소행렬 Riccati방정식은 식 (14)와 같다.

여기서 F 는 12×12 인 행렬이며, G 는 12×4 인 행렬이다.

$$PF + F^T P - PGR^{-1}G^T P + Q = 0 \quad (14)$$

$$F = \begin{bmatrix} (A - BK_{PD}) & BK_I \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix},$$

$$Q = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta \end{bmatrix}, \quad R = \gamma I$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad \beta = \begin{bmatrix} \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta \end{bmatrix}$$

$$\alpha = 1, \beta = \frac{1}{x_{max}^2}, \gamma = \frac{1}{u_{max}^2}$$

여기서 Q 는 12×12 인 양의 한정인 Hermite행렬이고, R 은 4×4 인 양의 한정인 Hermite행렬이며, P 는 Riccati 방정식의 해인 양의 한정행렬이다. x_{max} 는 최대 오차이며, u_{max} 는 최대 제어입력이다. 본 논문에서 x_{max} 는 자기베어링 시스템의 최대 오차인 0.6mm를 사용하고, u_{max} 는 R 의 일반적인 튜닝 값인 1로 놓았다.

마지막으로 식 (9)와 식 (13)을 비교하여 식 (15)의 피드

백 행렬 K_{PD} 와 K_I 를 구할 수 있다.

$$K = [K_{PD} K_I] = R^{-1} G^T P \quad (15)$$

β 의 값을 $1/\text{최대변위}^2 (=1/(0.6 \times 10^3)^2)$ 로 하였을 때, $\alpha = 1, \gamma = 1$ 이다. 이렇게 해서 얻어진 Q 와 R 을 Riccati방정식에 대입하여 최적피드백 행렬을 식 (16)과 같이 구하였다.

$$K_{PD} = \begin{bmatrix} 4.4987 & 0.3631 & -0.0000 & -0.0000 \\ 0.3534 & 4.2817 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.0000 & 0.0000 & 4.3036 & 0.3047 \\ -0.0000 & 0.0000 & 0.3783 & 3.9831 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} 0.0062 & 0.0010 & -0.0000 & -0.0000 \\ 0.0010 & 0.0057 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.0000 & 0.0000 & 0.0058 & 0.0008 \\ -0.0000 & 0.0000 & 0.0009 & 0.0050 \end{bmatrix},$$

$$K_I = 1 \times 10^3 \times \begin{bmatrix} 1.6667 & 0.0019 & -0.0000 & -0.0000 \\ -0.0019 & 1.6667 & 0.0000 & 0.0000 \\ -0.0000 & 0.0000 & 1.6666 & -0.0136 \\ -0.0000 & 0.0000 & 0.0136 & 1.6666 \end{bmatrix}$$

3.3 입력 필터를 가진 PID제어기로의 변환

I-PD 제어시스템의 페루프 전달함수 $C(s)/R(s)$ 는 식 (17)과 같다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{K_i}{s} G_p(s)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) G_p(s)} \quad (17)$$

$$G_p = \frac{K_{pi}}{m^2 - K_{qi}}, \quad K_{pi} = k_a K_{ci} K_{si}$$

여기에서 G_p 는 $B\hat{b}(s)C$ 의 대각성분이며, K_{pi} 는 각 축에 대한 전류강성(K_{ci}), 센서이득(K_{si}) 그리고 증폭기이득(k_a)의 곱을 의미한다.

페루프 전달함수인 식 (17)에서 분모항은 PID제어기를 가진 시스템의 전달함수의 분모항과 유사하다는 것에 착안하여 PID제어식이 시스템 전달함수의 계수에 분모항으로, 전달함수의 분자항으로 각각 곱하여 식 (18)과 같이 나타내었다.



Fig. 4 PID Control System with Prefilter

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K_i}{K_i + K_p s + K_d s^2} \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) G_p(s)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) G_p(s)} \quad (18)$$

두 시스템의 페루프 전달함수는 같으며, 두 시스템은 등가이다⁽¹¹⁾. 따라서 위의 적분형 LQR기법을 이용하여 구한 제어 이득을 입력필터를 가진 PID제어기에 적용할 수 있다.

3.4 시뮬레이션

Fig. 5는 입력필터의 유무에 따른 PID시스템의 부상응답에 대하여 Mathworks사의 Matlab simulink를 활용하여 시뮬레이션 한 결과이다. 이 때, PID 제어이득은 β 의 값을 $1/\text{최대변위}^2 (=1/(0.6 \times 10^3)^2)$ 로 하였을 때, 얻어진 식 (16)의 대각성분을 이용하여 PD값을 대입하고 나머지 요소에 대한 값들은 실제 시스템의 성능 값을 활용하여 시뮬레이션 하였다.

시뮬레이션 결과 Fig. 5에서 볼 수 있듯이 입력필터가 없는 PID제어의 경우 자기배어링에 일정하게 공급되는 바이어스 전류의 영향으로 인하여 오버슈트의 효과가 극대화되어 시스템의 최대 변위 부근(0.6mm)인 0.46mm까지 부상한 후 수렴한다. 하지만 입력필터가 있는 PID제어의 경우 초기 바이어스 전류의 영향을 받으나 입력필터에서 초기 오버슈트를 보상해주기 때문에 오버슈트가 발생하지 않고 정상상태로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 시뮬레이션을 통하여 입력필터가 있는 PID제어를 하는 실제 시스템에서 초기 부상 응답에서 오버슈트가 감소할 것을 예상할 수 있다.

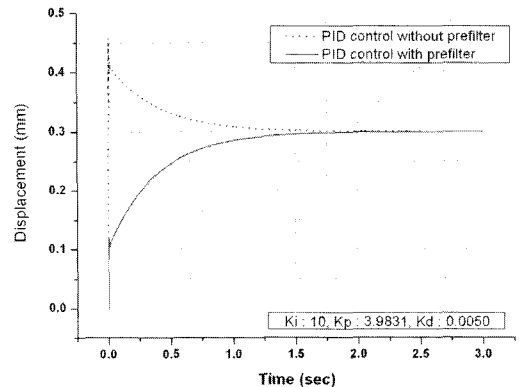


Fig. 5 Simulation about levitation of AMB

4. 실험 고찰

4.1 장치 구성

자기베어링 시스템의 실험장치 구성은 Fig. 6과 같다. 시스템 각 장치의 파라미터 값들은 Table 1과 같으며, K_{cq} , K_q , K_s 는 실험에 의해 얻어진 값이다.

4.1 부상 실험

LQR기법에서 β 값이 2777800(=1/최대변위²)일 때를 기준으로 β 값을 튜닝하여 네 가지의 PD값을 얻어내었다. LQR기법에서 파라미터 튜닝을 위한 β 값이 커지면 이에 따라 커지게 된 PD이득값을 얻게 된다. 이렇게 하여 얻어낸

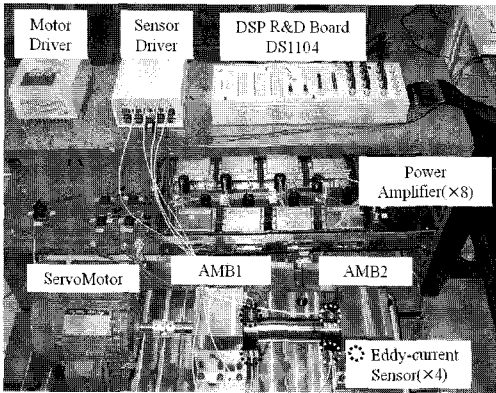


Fig. 6 Experimental setup of AMB system

Table 1 Parameters of Active magnetic bearing system

Parameters	value
Air gap, g_0 [mm]	0.3
Pole area, A [m ²]	0.00035
Number of turn, N	110
Angle of pole, θ [°]	22.5
Mass of rotor, m [kg]	5.774
Mass moment of inertia, J_t [kg/m ²]	0.0737
Polar moment of inertia, J_p [kg/m ²]	0.0017
Current stiffness, K_{cq} [N/A]	66.87
Position stiffness, K_q [N/m]	134460
Amplifier gain, k_a [A/V]	2
Sensor gain, K_s [V/m]	9068

제어이득 값들이 시스템에서 작동하는지에 대해 검증하고 작동성능을 확인하기 위하여 자기베어링을 이용하여 축 부상 실험을 수행하였다.

그 결과 Fig. 7의 응답을 얻었으며, 일반적으로 비례이득은 그 값이 커짐에 따라 상승시간이 빨라지며, 미분이득은 그 값이 커짐에 따라 시스템의 오버슈트, 과도응답 특성을 향상시킨다⁽¹⁾. 따라서 본 실험에서도 β 값이 커짐에 따라 PD이득값이 커지게 되어 상승시간과 오버슈트의 특성이 향상되는 결과를 보였다. β 값이 2777800(=1/최대변위²)으로부터 얻어낸 PD이득값에서 오버슈트가 발생하지 않고 정착시간이 가장 빠른 응답특성을 보여 LQR제어를 이용하여 자기베어링의 이득값을 튜닝할 때, 축의 최대변위에 대해 β 값을 정하는 것이 적절함을 확인하였다.

Fig. 8은 자기베어링 시스템에 의한 축의 부상에서 입력필

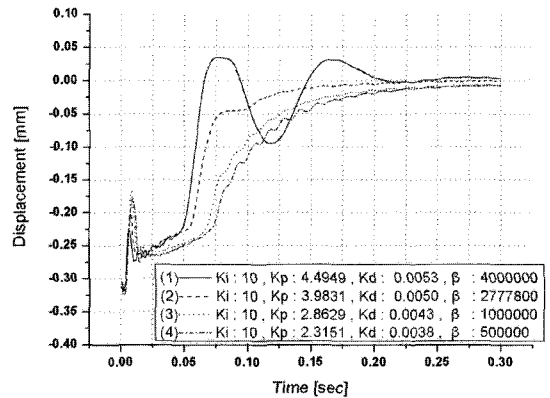


Fig. 7 Levitation response according β

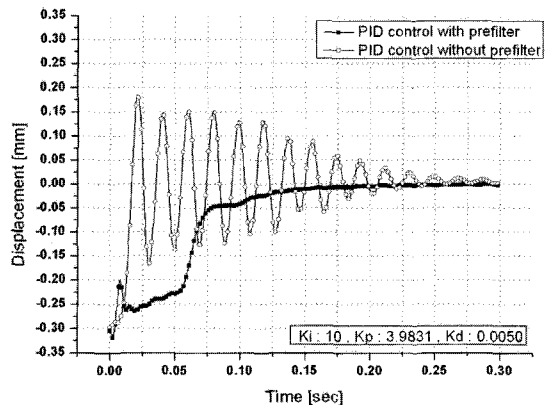


Fig. 8 Levitation response

터의 유무에 따른 PID제어기의 성능에 대해서 비교한 결과이다. 결과에서 볼 수 있듯이 입력 필터를 사용한 PID제어기가 필터가 없는 PID제어기보다 초기 진동이 적음을 확인할 수 있었다.

그 이유는 입력필터에서 시스템의 오버슈트가 일어나지 않도록 기준입력을 미리 일정하게 보상하여 시스템에 입력시켰기 때문에 실제 과도응답이 감쇄되어 나타나게 된 것으로 해석할 수 있다.

5. 결론

본 연구에서는 능동자기베어링 시스템에 대하여 적분형 LQR 설계 기법을 이용하여 제어기의 이득을 얻었으며, I-PD 제어기와 등가되는 입력필터를 가진 PID제어기를 설계하고, 부상실험을 수행하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 적분형 LQR 기법의 Q파라미터의 적분항에 대한 시스템의 정상상태오차를 넣어 얻은 튜닝 값으로 부상 실험을 통해 실제 적용 가능함을 보였다.
- (2) 입력필터를 가졌을 경우가 일반 PID에 비하여 초기 부상 응답에서 기준 입력을 미리 일정하게 보상되어 오버슈트가 발생되지 않았음을 시뮬레이션을 통해 확인하였으며, 실제 실험에서 입력필터를 가졌을 경우 일반 PID에서보다 응답속도가 약 0.1초 느리지만 과도응답 특성이 나타나지 않았음을 확인하였다.

따라서 실제 PID제어기를 사용한 자기베어링에 적분형 LQR 설계 방법을 통하여 PID제어기를 튜닝하고, 본 논문에서 제안한 입력필터를 부착함으로써 초기 부상응답의 오버슈트 방지를 통해 시스템의 고장을 예방할 것으로 기대된다.

참고 문헌

- (1) Kim, J. S. and Kyung, J. H., 1991, "Design of PID controllers for active magnetic bearing system", *Annual Report of the Research Inst. of Mfg. and Prod. KIT*, Vol. 7, pp. 37-52.
- (2) Kang, H. S. and Song, O. S., 2004, "Robust Control of Disturbed Magnetic Bearing Rotor Systems", *Trans. of KSMTE*, Vol.13, No. 2, pp. 40-46.
- (3) Ro, S. K., Kyung, J. H. and Park, J. K., 2004, "Digital Controller Design of a Magnetic Bearing System for High Speed Milling Spindle", *Proceedings of the KSMTE Autumn Conference*, pp. 398-403.
- (4) Ro, S. K., Kyung, J. H. and Park, J. K., 2005, "Runout Control of Magnetically Suspended High Speed Grinder Spindle Using Adaptive Feedforward Method", *Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, Vol. 6, No. 3, pp. 10-14.
- (5) Herzog, R., Buhler, P., Gahler, C. and Larsonneur, R., 1996, "Unbalance compensation using linearized notch filters in the multivariable feedback of magnetic bearings," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, Vol. 4, No. 5, pp. 580-586.
- (6) Pae, W. S., Ro, S., K. Kyung, J. H., Park, J. K. and Hong, J. H., 2004, "Design of a precession controller of a magnetic bearing system for a high vacuum TMP", *Proceedings of the KSMTE Autumn Conference*, pp. 298-303.
- (7) Carabelli, S., Delprete, C. and Genta, G., 1998, "Rotor on active magnetic suspension, Part 1: Theoretical Considerations," *European journal Mech. Eng. M*, Vol. 43, No. 3, pp. 123-128.
- (8) Bryson, A. E. and Martens, H. R., 1970, *Discrete-Time and Computer Control Systems*, Prentice-Hall, pp. 156-171.
- (9) Kim, J. S., 2001, *Linear Control System Engineering*, Cheong Moon Gak, pp. 258-280.
- (10) Lang, O., 1997, *Vibration Control of a self-Excited Rotor by Active Magnetic Bearings*, Technician University Wien Fakultät für Maschinenbau, Doctor Thesis, pp. 49-65.
- (11) Ogata, K., 1997, *Modern Control Systems*, Prentice Hall, p. 697.