

자기부상 시스템의 부상제어기 설계

A Levitation Controller Design for a Magnetic Levitation System

金 鍾 文* · 姜 道 鉉** · 朴 民 國* · 崔 榮 奎***

(Jong-Moon Kim · Do-Hyun Kang · Min-Kook Park · Young-Kiu Choi)

Abstract - In this paper, a levitation controller for a magnetic levitation(MagLev) system is designed and implemented. The target to be controlled is PEM(permanent and electromagnet) type with 4-corners levitation which is open-loop unstable, highly non-linear and time-varying system. The digital control system consists of a VME-based CPU board, AD board, PWM board, 4-quadrant chopper, and gap sensor, accelerometer as feedback sensors. In order to estimate the velocity of the magnet, we used 2nd-order state observer with acceleration and gap signal as input and output, respectively. Using the estimated states, a state feedback control law for the plant is designed and the feedback gains are selected by using the pole-placement method. The designed controller is experimentally validated by step-type gap reference change and force disturbance test.

Key Words : Magnetic Levitation System, Contact Power Supply System, Observer-based State Feedback Control.

1. 서 론

자기부상 기술은 지난 수 십 년 동안 매우 다양하게 산업 현장에 적용되어 왔다. 그 중에서도 자기부상열차, 플라이휠 등의 분야에서는 기존 시스템의 문제점을 보완하는 동시에, 자기부상의 장점을 살려 지속적으로 발전되어 왔다.[1] 최근에는 그 적용 범위가 더 넓어져서 반도체 장비[2]에도 적용하기 위한 연구가 많이 수행되고 있다. 이 반도체 장비가 있는 청정실은 항상 어느 일정 청정도를 유지시켜야 제품의 질을 극대화할 수 있게 된다. 청정도를 높이기 위한 기술은 여러 가지가 있으나 그 중의 하나가 비접촉 전원장치(contact power supply: CPS)이라고 할 수 있다. 이 CPS 시스템은 기존의 반도체 시스템에서의 이송장치가 갖는 문제점 즉, 이동체에 전원을 공급하기위해서 전력 케이블을 항상 끌고 이동함으로써 청정실의 청정도를 떨어뜨리는 단점을 해결할 수 있다. 그 개념은 이동체에 연결된 전력 케이블 대신에 변압기에 의해 어떠한 접촉도 없이 1차측 전력을 2차측으로 전달하는 것이다. 이와 같이 비접촉으로 구현하면서도 효율을 어느 값 이상으로 유지하기 위해서는 전력을 전송하기 위한 변압기 및 전력변환 회로의 최적설계가 요구되어진다. 이러한 CPS 시스템을 이용한 이송시스템은 청정실의 청정도를 개선에 큰 역할을 하였지만, 이 방식은 이송체의 지지를 위한 기계적 베어링 때문에 윤활 장

치를 필요로 하는 문제점이 아직도 있어서 청정실 오염의 하나의 원인이 된다. 따라서 이러한 문제점을 극복하고, 청정실의 청정 효과를 극대화하기 위한 방안 중의 하나는 CPS 시스템에 자기부상 기술을 적용하는 것이고, 이 기술이 상업화가 되면 고부가가치의 반도체 장비를 개발하는 것이 된다.

앞서 언급한 CPS 시스템은 이송체에서 필요로 하는 전력을 지상의 1차측으로부터 변압기를 통하여 전달받기 때문에 이송체가 쓰는 전력 소비를 가능하면 작게 해야만 한다. 따라서 자기부상 기술을 적용하여 CPS 시스템을 구축하더라도 전력 소비를 작게 하기 위한 최적 설계가 요구된다. 이를 위해서는 자기부상 시스템의 부상용 마그네트, 파워 스위칭 앰프 및 부상 제어기 각각의 요소 기술의 최적 설계가 필요하게 된다.

이 논문에서는 CPS 시스템에 대한 자기부상 시스템의 부상제어기를 설계하고, 제작된 PEM형 자기부상 장치에 적용하고자 한다. CPS 시스템에서의 이송체의 무게는 수 백 kg 정도이고, 이것을 비접촉으로 지지하기 위해서는 영구자석을 이용하여 부상 마그네트를 설계하는 것이 소비전력을 작게 필요로 한다. 즉 동작점에서의 부하를 영구자석에 의한 부상력으로 모두 지지하고, 마그네트 코일의 전류는 거의 0이 된다. 그리고 마그네트 코일의 전류는 부하 변동 및 추진시의 갭 변화가 있을 때 항상 일정한 갭을 유지하기 위해서 사용된다. 파워 스위칭 앰프는 마그네트 양단에 전압 및 전류를 +, - 방향으로 흘릴 수 있는 전상환 초퍼를 사용하였고, 부상 제어기는 관측자를 이용한 상태제환 제어 방식 외에 갭의 정상상태오차를 0으로 하기 위한 갭 적분기를 추가하였다. 또한 상태제환 제어를 구현하기 위해 갭 및 가속도 센서 신호를 이용해서 옵셋 및 드리프트가 없는 속도 신호를 추정 한 후, 갭, 속도 및 가속도를 피드백하였다.

* 正 會 員 : 韓 國 電 氣 研 究 院 計 測 制 御 研 究 組 先 任 研 究 員
 ** 正 會 員 : 韓 國 電 氣 研 究 院 매 카 트 로 니 크 스 研 究 組 責 任 研 究 員 · 工 博
 *** 正 會 員 : 釜 山 大 電 子 電 氣 情 報 컴 퓨 터 工 學 部 教 授 · 工 博
 接 受 日 字 : 2002 年 12 月 5 日
 最 終 完 了 : 2003 年 4 月 24 日

이 논문의 내용은 다음과 같다. 먼저 영구자석을 포함한 자기부상 시스템에 대한 수학적 모델링을 해서 얻은 비선형 방정식을 동작점에서 선형화 과정을 거쳐 선형 상태방정식 및 전달함수를 구하여 시스템의 특성에 대해 분석을 하고, 구해진 선형 모델을 이용해서 관측자 및 상태 궤환 제어기를 설계하였다. 또한 자기부상 시스템의 파라미터를 이용하고, 설계된 제어기를 포함한 폐루프 시스템에 대해 시뮬레이션을 하였다. 그리고 제작된 실험장치와 제어 하드웨어에 대해 설명을 한 후, 기준입력 추종 성능 및 외란제거 성능 실험을 통하여 설계된 제어기가 안정된 부상성능을 유지하면서도 힘 외란에 대해서도 양호한 제어 성능을 가진다는 것을 보였다. 마지막으로 결론에서는 CPS용 저전력 자기부상 시스템을 구현하기 위해 이 논문을 통하여 설계된 부상 마그네트 및 제어기의 제어 성능의 전체적인 분석 및 추후 과제에 대해 언급을 하였다.

2. 자기부상 모델링

이 장에서는 그림 1과 같이 레일이 강체이고, 누설 자속이 없다고 가정한 후, 영구자석을 포함한 마그네트-레일 시스템에 대한 수학적 모델링을 하여 비선형 상태방정식을 유도하고, 동작점에서 선형화 과정을 거쳐 선형 상태방정식 및 전달함수를 구하기로 한다. 영구자석이 포함된 자기부상 마그네트의 형태는 매우 다양하지만, 이 논문에서 다루는 CPS용 자기부상 마그네트는 U자형 코어에다가 코일을 감고 코어 사이에 영구자석을 박은 형태이다. 관심의 대상인 이 부상 방식은 흡인식이며, 영구자석은 전체 자기회로에서 일정한 기자력만 발생하고, 시간적으로 변하는 제어용 기자력은 코일에 의해서 발생된다. 그림 1에서 공극자속밀도 $B(t)$ 는 다음과 같이 전류 $i(t)$ 와 공극 $z(t)$ 의 함수가 된다.

$$B(t) = \frac{\phi(t)}{S} = \frac{c_1 i(t) + B_r}{c_2 z(t) + 1} \quad (1)$$

여기서 B_r 는 잔류자속밀도, S 는 공극에서의 철심의 극 단면적이고, 계수 c_1 와 c_2 는 다음과 같다.

$$c_1 = \frac{\mu_r \mu_0 N}{l_p} = \frac{1.05 \mu_0 N}{l_p} \quad (2)$$

$$c_2 = \frac{2\mu_r}{l_p} = 2 \frac{1.05}{l_p} \quad (3)$$

여기서 l_p 는 영구자석의 자로길이인데, 영구자석의 높이와 같다. 그리고 코일과 영구자석에 의한 공극에서의 흡인력 $F_a(t)$ 는 자기 축적에너지 $W(t)$ 를 공극에 대해 편미분 형태로 표현되고, 전류의 자승에 비례하고, 공극의 자승에 반비례한다.

$$\begin{aligned} F_a(t) &= -\frac{\partial W(t)}{\partial z(t)} \\ &= \frac{S}{\mu_0} B(t)^2 = \frac{S}{\mu_0} \left(\frac{c_1 i(t) + B_r}{c_2 z(t) + 1} \right)^2 \end{aligned} \quad (4)$$

그림 1에서 흡인력 $F_a(t)$ 와 가속도 $\ddot{z}(t)$ 사이의 관계는

$$m\ddot{z}(t) = mg - F_a(t) + F_d(t) \quad (5)$$

가 되고, m 은 전체 질량이고, g 는 중력가속도, $F_d(t)$ 는 외부로부터의 힘 외란이다. 힘 외란의 소스는 CPS 시스템에서는 부상 후 추진할 때의 추진 모터에서 발생하는 수직력이 가장 크고, 작업 중에 부하가 수시로 변하는 것도 부상계에서의 외란이라 할 수 있다. 그림 1에서 인덕턴스 $L(t)$ 은

$$L(t) = \frac{c_3}{c_4 + 2z(t)} \quad (6)$$

이 된다. 여기서 c_3 과 c_4 는 각각 $\mu_0 N^2 S$, $l_c/\mu_c + l_p/\mu_p$ 이고, μ_c 와 μ_p 는 각각 철심과 영구자석의 비투자율이고, μ_0 는 진공속의 비투자율이다. l_c 는 철심의 자로길이이고, N 은 코일의 권선수이다. 만약 영구자석 없이 순수하게 코일만 있는 경우 l_p 가 0이 되고, 코어의 비투자율 μ_c 는 2000 보다 큰 값이므로 인덕턴스 $L(t)$ 은 다음과 같이 근사화된다.

$$L(t) \approx \frac{\mu_0 N^2 S}{2z(t)} \quad (7)$$

식 (5)의 기계적 방정식과 별도로 전기적 방정식은 다음과 같이 전압 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} v(t) &= Ri(t) + \frac{d}{dt} [L(z, i)i(t)] \\ &= Ri(t) + L(z, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dz} \left(\frac{dz}{dt} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

따라서 코일과 영구자석으로 이루어진 자기부상 시스템의 비선형 상태방정식은 식 (10)~(12)이 되고, 상태 벡터는

$$x_{nl}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t)]^T = [z(t) \ \dot{z}(t) \ i(t)]^T \quad (9)$$

와 같고, 상태변수는 공극 $z(t)$, 속도 $\dot{z}(t)$ 그리고 전류 $i(t)$ 가 된다. 그리고 제어전압 $v(t)$ 는 입력 신호이다.

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (10)$$

$$\dot{x}_2(t) = g - \frac{1}{m} \left(\frac{S}{\mu_0} \left(\frac{c_1 x_3(t) + B_r}{c_2 x_1(t) + 1} \right)^2 + F_d(t) \right) \quad (11)$$

$$\dot{x}_3(t) = \frac{1}{L(t)} \left(v(t) - Rx_3(t) - x_3(t) \frac{dL(t)}{dx_1(t)} x_2(t) \right) \quad (12)$$

여기서 인덕턴스 $L(t)$ 은 식 (6)과 같고, 공극에 대한 인덕턴스의 변화율 $dL(t)/dx_1(t)$ 는 다음과 같다.

$$dL(t)/dx_1(t) = -2c_3/(c_4+2x_1(t))^2 \quad (13)$$

이제 비선형 상태방정식으로부터 선형 상태방정식을 구하기 위해 동작점 부근에서 테일러 근사화 방법을 사용한다. 전류 $i(t)$, 공극 $z(t)$ 그리고 제어전압 $v(t)$ 는 다음과 같이 놓는다.

$$\begin{aligned} i(t) &= i_0 + \Delta i(t), \\ z(t) &= z_0 + \Delta z(t), \\ v(t) &= v_0 + \Delta v(t) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 i_0, z_0, v_0 는 동작점에서의 각각 전류, 공극 그리고 제어전압이 된다. 여기서 다루는 영구자석이 있는 자기 부상 시스템은 동작점에서 전류는 0이 되므로, $i_0 = 0$ 이 된다. 기계적인 운동인 식 (5)를 선형화시키면 다음과 같이 된다.

$$\Delta \ddot{z}(t) = \frac{K_z}{m} \Delta z(t) - \frac{K_i}{m} \Delta i(t) + \frac{F_d(t)}{m}, \quad (15)$$

여기서 계수 K_z 와 K_i 는 다음과 같이 동작점에서 각각 공극과 전류에 대한 흡인력의 변화율로 정의된다.

$$K_z = \left. \frac{\partial F_a(t)}{\partial z(t)} \right|_{(z_0, i_0)} = \frac{2Sc_2 (c_1 i_0 + B_r)^2}{\mu_0 (c_2 z_0 + 1)^3} \quad (16)$$

$$K_i = \left. \frac{\partial F_a(t)}{\partial i(t)} \right|_{(z_0, i_0)} = \frac{2Sc_1 (c_1 i_0 + B_r)}{\mu_0 (c_2 z_0 + 1)^2} \quad (17)$$

그리고 계수 K_z 와 K_i 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\frac{K_z}{K_i} = \frac{c_2}{c_1} \left(\frac{c_1 i_0 + B_r}{c_2 z_0 + 1} \right) \quad (18)$$

한편, 전압 방정식 (8)을 전개하면

$$v_0 + \Delta v(t) = R(i_0 + \Delta i(t)) + \frac{d}{dt} \left(\frac{c_3}{c_4 + 2z(t)} i(t) \right)$$

이 되고, 우변의 두 번째 항은

$$\begin{aligned} \frac{c_3}{c_4 + 2z(t)} \dot{i}(t) &= \frac{c_3 i_0}{c_4 + 2z_0} \\ &+ \left(\frac{c_3}{c_4 + 2z_0} \right) \Delta i(t) + \left(\frac{-2c_3 i_0}{(c_4 + 2z_0)^2} \right) \Delta z(t) \end{aligned}$$

이 되어, 전압 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} v_0 + \Delta v(t) &= R i_0 + R \Delta i(t) \\ &+ \left(\frac{c_3}{c_4 + 2z_0} \right) \Delta i(t) + \left(\frac{-2c_3 i_0}{(c_4 + 2z_0)^2} \right) \Delta \dot{z}(t) \end{aligned}$$

이제, $\Delta i(t)$ 에 대해 정리하면

$$\Delta i(t) = -\frac{R}{L_0} \Delta i(t) + \frac{2i_0}{c_4 + 2z_0} \Delta \dot{z}(t) + \frac{1}{L_0} \Delta v(t)$$

이 되는 데, i_0 를 0으로 놓으면,

$$\Delta i(t) = -\frac{R}{L_0} \Delta i(t) + \frac{1}{L_0} \Delta v(t), \quad (19)$$

여기서 $L_0 = c_3/(c_4 + 2z_0)$ 는 동작점에서의 인덕턴스이다.

그 결과, 선형 상태방정식은

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + B_1 F_d(t) + B_2 u(t) \\ y(t) &= C x(t) \end{aligned} \quad (20)$$

이 된다. 여기서 상태변수 $x(t) = [\Delta z(t) \Delta \dot{z}(t) \Delta i(t)]^T$, 입력 $u(t) = \Delta v(t)$, 출력 $y(t) = \Delta z(t)$ 이고, 각 행렬 A, B_1, B_2 및 C 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ K_z/m & 0 & -K_i/m \\ 0 & 0 & -R/L_0 \end{bmatrix}, \\ B_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1/m \\ 0 \end{bmatrix}, \\ B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_0 \end{bmatrix}, \\ C &= [1 \ 0 \ 0] \end{aligned} \quad (21)$$

그리고 그림 2는 위 상태방정식에 대한 블록도가 된다. 식 (20)을 전달함수 형태로 표현하면

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Z(s)}{\Delta V(s)} &= \frac{-K_i}{(ms^2 - K_z)(L_0s + R)} \\ &= \frac{-K_i/mL_0}{s^3 + \frac{R}{L_0}s^2 - \frac{K_z}{m}s - \frac{RK_z}{L_0m}} \end{aligned} \quad (22)$$

이 되고, 이 시스템의 극점은 다음과 같이 주어진다.

$$s = -\frac{R}{L_0}, \pm \sqrt{\frac{K_z}{m}} \quad (23)$$

따라서 극점은 s -평면에서 두 개는 좌반면에, 한 개는 우반면에 있어서 불안정한 시스템이 된다. 결국 피드백 게인을 조절하여 이 불안정한 극점을 안정한 좌반면으로 이동시켜야만 한다. 부상제어기와 플랜트를 결합한 페루프 시스템의

극점의 위치는 피드백 계인을 변화시키면서 확인할 수 있고, 그 결과는 나중에 시뮬레이션 결과에서 보이고자 한다.

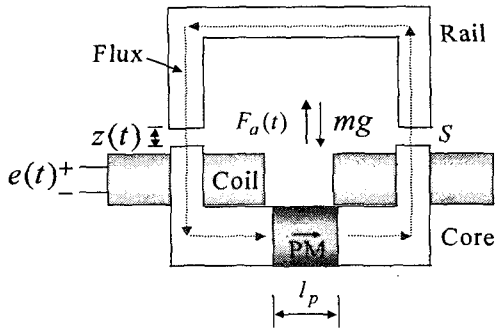


그림 1 영구자석이 있는 자기부상 시스템
Fig. 1 PEM-type Maglev system

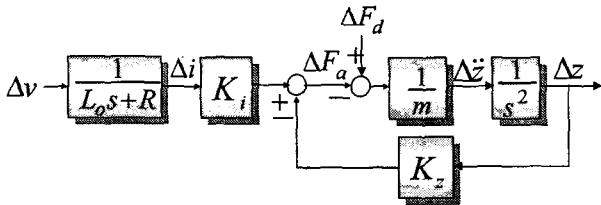


그림 2 자기부상 시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of PEM-type Maglev system

3. 부상 제어기 설계

이 논문에서는 CPS용 자기부상 시스템의 부상제어를 위하여 상태폐환 제어를 구현하고자 한다. 상태폐환 제어는 자기부상 시스템에서 구할 수 있는 상태변수를 직접 측정 또는 추정한 후, 그 신호를 피드백 계인과 곱하는 형태를 기본적으로 하고 있다. 여기서 다루고 있는 자기부상 시스템은 부상 및 추진이 가능한 차량 형태로서, 센서로는 갭 센서, 가속도계 및 전류 센서를 사용한다. 앞서 언급하였지만, 이 논문에서 상태변수로서, 갭, 속도 및 전류를 사용한다. 상태폐환 제어시, 피드백 신호는 갭, 속도 및 가속도를 사용하는 데 갭과 가속도는 센서로부터 직접 측정하고, 속도 신호는 갭과 가속도로부터 관측자를 통하여 추정한다. 속도 신호는 가속도 신호를 적분해서 구하면 드리프트 문제가 발생할 가능성이 있고, 반면에 갭 신호를 미분하면 노이즈에 약하다는 약점이 있다. 그러나 관측자를 통하면 드리프트 문제와 노이즈 문제를 모두 해결할 수 있다.

그림 3은 관측자 모델[4]의 일반적인 형태를 보여 준다. 여기서 관측자는 그림 2의 자기부상 시스템의 블록도에서 가속도부터 갭까지의 전달함수 즉, 이중적분을 모델로 하였다. 즉, 관측자의 입력은 가속도 신호이며, 출력은 갭 추정치가 된다. 이 추정된 출력 신호는 실제 출력 신호인 갭 센서 신호와 비교를 한 후, 그 오차는 다시 추정 상태변수를 수정한다. 정상상태에 도달하면 그 오차는 0이 되며, 만약 외란이 들어와서 과도 상태가 발생된다 하더라도 수 msec 이내에 오차는 0으로 수렴할 수 있다.

관측자의 추정 상태변수를 $\hat{x}_i(t) = [\Delta \hat{z} \Delta \hat{\dot{z}}]^T$, 추정 출력을 $\hat{y}_i(t) = \Delta \hat{z}$ 그리고 관측자 입력 $u_i = \Delta \ddot{z}$ 및 시스템 출력 $y_i = \Delta z$, 관측자 계인을 L 이라 하면, 추정 상태변수의 미분형은 다음과 같다.

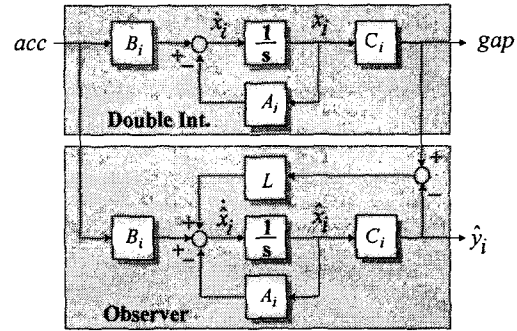


그림 3 자기부상 시스템의 관측자 모델
Fig. 3 Observer model of Maglev system

$$\dot{\hat{x}}_i(t) = A_i \hat{x}_i(t) + B_i u_i(t) + L(y_i(t) - \hat{y}_i(t)) \quad (24)$$

여기서 $A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B_i = [0 \ 1]^T$ 이고, 관측자 계인 L 은 $[L_1 \ L_2]^T$ 와 같고, 관측자의 설계 파라미터가 된다.

여기서 상태관측오차를 $e(t) = x_i(t) - \hat{x}_i(t)$ 로 정의하면, 오차방정식은 다음과 같게 된다.

$$\dot{e}(t) = (A_i - LC_i)e(t) \quad (25)$$

여기서 오차방정식의 행렬 $A_i - LC_i$ 가 안정하면, $t \rightarrow \infty$ 일 때, $\hat{x}_i(t) \rightarrow x_i(t)$ 가 된다. 그림 3의 관측자는 차수가 2가 되므로, $A_i - LC_i$ 의 특성방정식은 다음과 같은 형태가 된다.

$$\Delta_o(s) = s^2 + 2\zeta_o w_{no} s + w_{no}^2 \quad (26)$$

따라서 이 특성방정식의 ζ_o 와 w_{no} 를 결정하면 L_1 과 L_2 는 다음과 같이 구해진다.

$$L_1 = 2\zeta_o w_{no}, \quad L_2 = w_{no}^2 \quad (27)$$

여기서 w_{no} 와 ζ_o 는 각각 200π (rad/sec)와 0.8이다.

이 관측자를 통해서 자기부상 시스템의 갭 $\hat{z}(t)$, 속도 $\dot{\hat{z}}(t)$, 그리고 가속도 $\ddot{\hat{z}}(t)$ 를 추정하게 되고, 이 추정된 신호를 상태폐환 제어기에서 사용된다. 여기서 추정된 갭 $\hat{z}(t)$ 와 가속도 $\ddot{\hat{z}}(t)$ 는 각각 갭 센서와 가속도 센서 신호를 차단주파수가 100Hz인 2차 필터를 통과한 것으로, 실제 신호와 추정된 신호는 근사적으로 같다.

한편, 자기부상 시스템에서 마그네트의 응답속도는 전류를 의해 결정되므로 마그네트 전류를 피드백하여 코일의 시정수를 작게 만든다. 전류제어 루프는 내부 루프로 구현되며, 코일의 전달함수는 다음과 같이 변한다.

$$G_{coil}(s) = K_{ch}/(L_0s + R + K_cK_{ch}) \quad (28)$$

앞서 설계한 관측자를 이용해서 드리프트 없는 속도 신호를 추정된 후, 자기부상 제어기로서 상태제환 제어기를 다음과 같이 설계한다.

$$\Delta v(t) = K_p(\hat{z}(t) - z_r(t)) + K_1 \int (\hat{z}(t) - z_r(t))dt + K_v \Delta \dot{\hat{z}}(t) + K_a \Delta \ddot{\hat{z}}(t)$$

(29)여기서, K_p 는 위치 게인, K_1 는 겹 적분 게인, K_v 는 속도 게인, K_a 는 가속도 게인이다. 그리고 겹, 속도 및 가속도 피드백을 한 페루프 시스템의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\Delta Z(s)}{\Delta Z_r(s)} = \frac{K_{ch}K_i(K_p s + K_1)/mL_0}{\Delta(s)} \quad (30)$$

$$\frac{\Delta Z(s)}{F_a(s)} = \frac{s(L_0s + R + K_cK_{ch})/mL_0}{\Delta(s)} \quad (31)$$

여기서 특성방정식 $\Delta(s)$ 는

$$\Delta(s) = s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (32)$$

이고, 각 계수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_3 &= (m(R + K_cK_{ch}) + K_aK_{ch}K_i)/mL_0, \\ a_2 &= (K_vK_{ch}K_i - K_zL_0)/mL_0, \\ a_1 &= (K_pK_{ch}K_i - K_z(R + K_cK_{ch}))/mL_0, \\ a_0 &= K_1K_{ch}K_i/mL_0. \end{aligned}$$

원하는 특성방정식은 다음과 같이 정하면,

$$\begin{aligned} \Delta_d(s) &= (s + \alpha_1)(s + \alpha_2)(s^2 + 2\zeta u_n s + u_n^2) \\ &= s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0 \end{aligned} \quad (33)$$

결국 특성방정식의 계수 d_0, d_1, d_2, d_3 는 설계 파라미터인 $\alpha_1, \alpha_2, \zeta, u_n$ 에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$d_3 = 2\zeta u_n + \alpha_1 + \alpha_2, \quad (34)$$

$$d_2 = u_n^2 + 2\zeta u_n(\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_1\alpha_2, \quad (35)$$

$$d_1 = u_n^2(\alpha_1 + \alpha_2) + 2\zeta u_n\alpha_1\alpha_2, \quad (36)$$

$$d_0 = u_n^2\alpha_1\alpha_2. \quad (37)$$

두 특성방정식의 각 계수를 같게 하면, 피드백 게인 K_p, K_v, K_a, K_1 는 다음과 같이 된다.

$$K_a = (d_3mL_0 - m(R + K_{ch}K_c))/K_iK_{ch}, \quad (38)$$

$$K_v = (d_2mL_0 + K_zL_0)/K_iK_{ch}, \quad (39)$$

$$K_p = (d_1mL_0 + K_z(R + K_{ch}K_c))/K_iK_{ch}, \quad (40)$$

$$K_1 = \frac{d_0mL_0}{K_iK_{ch}}. \quad (41)$$

4. 부상 시뮬레이션

4.1 시스템 파라미터

제작된 PEM형 자기부상 시스템의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 시스템 파라미터

Table 1 System parameters

파라미터	값	단위
대차 무게	305	kg
마그네트 갯수	8	개
마그네트 저항	9	Ω
공칭 인덕턴스	0.093	H
코일 권선수	1200	턴
코일 굵기	1.0	mm
초기 공극	5	mm
공칭 공극	3	mm
영구자석 재료	NdFeB	
영구자석 등급	N35SH	
영구자석 B_r	1.17	T

앞에서 언급된 페루프 시스템의 설계 파라미터 $\alpha_1, \alpha_2, \zeta, u_n$ 는 다음과 같이 정하였다.

$$\alpha_1 = 439.6, \alpha_2 = 1.28, \zeta = 0.86, u_n = 90.3 \quad (42)$$

피드백 게인 K_p, K_v, K_a, K_1 의 값은 다음과 같다.

$$K_p = 8,000 \text{ (V/m)},$$

$$K_v = 140 \text{ (V/(m/sec))},$$

$$K_a = 0.5 \text{ (V/(m/sec}^2\text{))},$$

$$K_1 = 8,000 \text{ (V/(m \cdot sec))}$$

4.2 시뮬레이션 결과

이 절에서는 CPS용 자기부상 시스템의 부상 특성을 확인하기 위하여 Matlab S/W[5]를 이용하였다. 자기부상

시스템의 입출력 신호는 여러 가지가 있으나, 제일 중요한 입력 신호는 기준 갭과 힘 외란이고, 출력은 마그네트 갭이 된다. 따라서 기준 갭에 대한 마그네트 갭과 힘 외란에 대한 마그네트 갭의 시간 응답과 주파수 응답을 통해 입출력 특성을 알아본다.

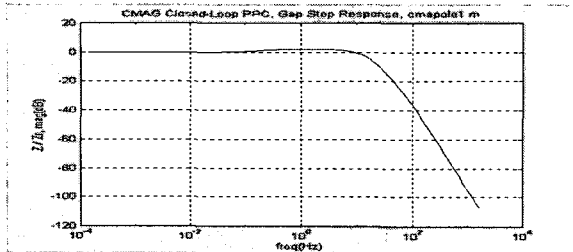


그림 4 $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$ 이득 선도
Fig. 4 Gain plot of $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$

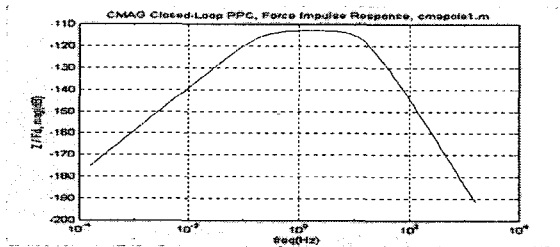


그림 5 $\Delta Z(s)/F_d(s)$ 이득 선도
Fig. 5 Gain plot of $\Delta Z(s)/F_d(s)$

그림 4는 기준 갭에 대한 출력 갭의 전달함수 $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$ 의 이득 선도이다. 대역폭은 약 10Hz 정도 이어서 응답이 비교적 빠르다고 볼 수 있고, 최대 크기도 약 3dB 정도이어서 오버슈트도 적당하다. 그리고 부상제어기에서 적분기에 의해 저주파 대역에서 크기가 0dB이 되어 정상 상태오차는 0이 된다. 그림 5는 힘 외란에 대한 갭의 전달함수 $\Delta Z(s)/F_d(s)$ 의 이득 선도를 보여 준다. 여기서 저주파와 고주파 대역에서는 게인이 작고, 2Hz 주변에서는 상대적으로 크다는 것을 알 수 있는데, 이것은 부상제어기에서 적분기를 사용하였기 때문이며, 부하를 가하면 정상상태에서는 갭 오차가 0이 되기 때문이다. 부상제어기 설계에서는 이 보드 선도가 제일 중요하며 이 피크값에 의해 실제 대차가 추진할 때, 선형 모터에서 오는 수직방향의 힘 외란에 의한 갭의 변화를 얼마나 작게 유지할 수 있는지를 예측할 수 있게 된다.

이 그림에서 $\Delta Z(s)/F_d(s)$ 의 최대값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \max \left| \frac{\Delta Z(s)}{F_d(s)} \right| &= -113 \text{ dB} \quad @ 2\text{Hz} \\ &= 2.25 \frac{\mu\text{m}}{\text{N}} \quad @ 2\text{Hz} \end{aligned}$$

만약 자기부상 시스템에 2Hz 주파수를 갖는 100N의 힘 외란이 가해지면, 갭은 최대 0.225mm 정도 변화게 된다. 이 논문에서 개발된 자기부상 시스템은 부상 및 추진을 하며, 이 때 추진 중에 선형 모터로부터 오는 힘 외란의 크기가 총 2500N 정도된다. 그리고 이 자기부상 시스템에는 총 8개의 마그네트가 있으므로 마그네트 하나당 약 310N 정도가 가해지게 된다. 그러면 갭의 최대 변화는 0.7mm 정도 된다.

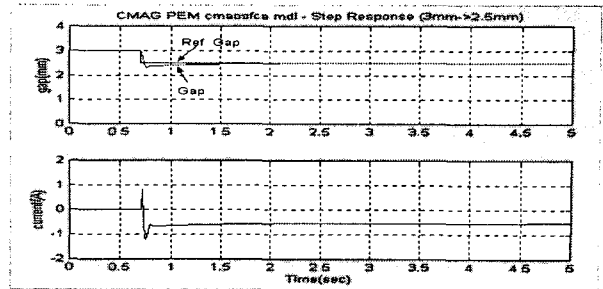


그림 6 시뮬레이션 결과: 스텝 응답(3 -> 2.5mm)
Fig. 6 Simulation result: step res.(3 -> 2.5mm)

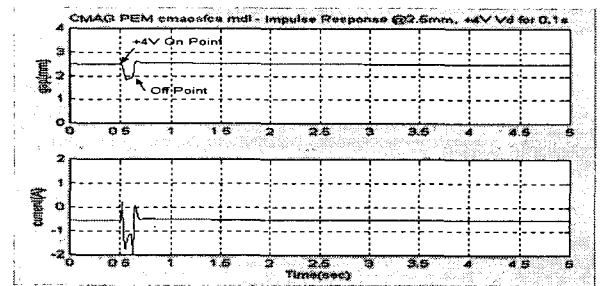


그림 7 시뮬레이션 결과: 코너 1의 임펄스 응답
Fig. 7 Simulation result: impulse res. at corner 1

그림 6과 7은 스텝 응답과 임펄스 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 6은 공칭 갭 3mm에서 부상 중에 기준 갭을 2.5mm로 줄였을 때의 응답인데, 약간의 오버슈트가 있지만 양호한 댐핑 특성을 보여 준다. 그리고 그림 7은 2.5mm에서 부상 중에 약 0.1초 동안 마그네트 전압을 최대한으로 가했을 때의 응답으로서, 역시 양호한 댐핑 특성을 보여 준다.

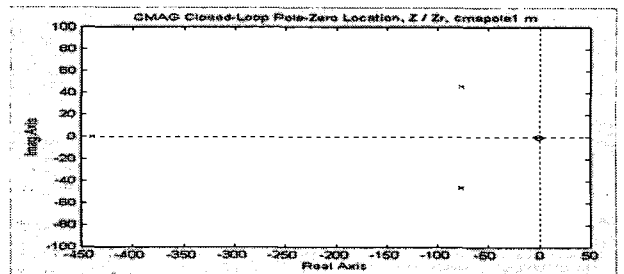


그림 8 $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$ 극-영점 위치
Fig. 8 Pole-zero location of $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$

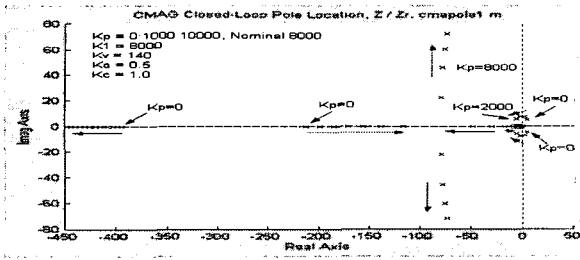


그림 9 K_p 가 변할 때의 극-영점 위치

Fig. 9 Pole-zero location varying with K_p

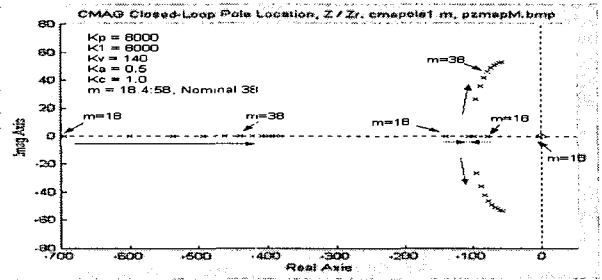


그림 13 질량 m이 변할 때의 페루프 극-영점 위치

Fig. 13 Pole-zero location varying with mass m

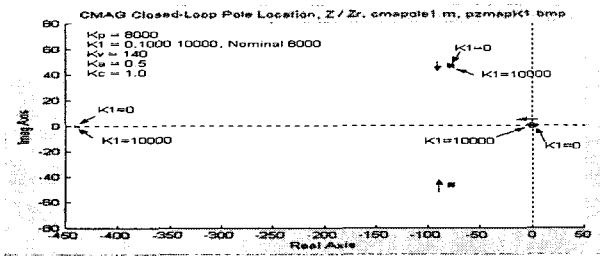


그림 10 K_1 이 변할 때의 극-영점 위치

Fig. 10 Pole-zero location varying with K_1

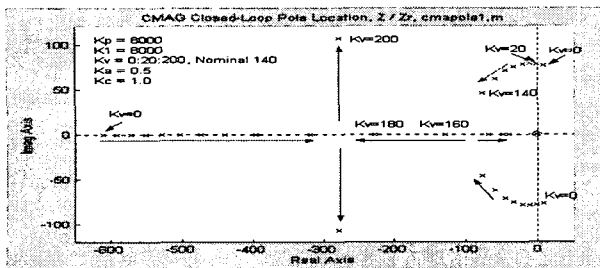


그림 11 K_v 가 변할 때의 극-영점 위치

Fig. 11 Pole-zero location varying with K_v

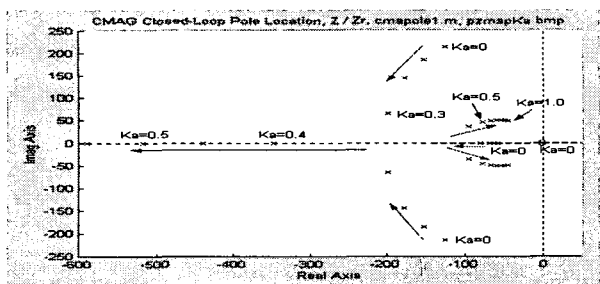


그림 12 K_a 가 변할 때의 페루프 극-영점 위치

Fig. 12 Pole-zero location varying with K_a

그림 8은 전달함수 $\Delta Z(s)/\Delta Z_r(s)$ 의 페루프 극-영점의 위치를 보여 준다. 극점의 위치는 각각 -439.6 , $-77.5+46.0i$, $-77.5-46.0i$, -1.27 가 되고, 영점의 위치는 -1.0 이다. 원래 자기부상 시스템의 차수는 3이지만 부상제어기의 적분기에 의해 하나가 증가하여 극점의 수는 4가 된다.

그림 9는 위치 게인 K_p 가 변할 때의 페루프 극-영점의 위치를 보여 준다. K_p 가 0일 때는 불안정하지만 2000이 넘으면 안정해지고, 점점 더 커지면 응답이 빨라진다는 것을 알 수 있다.

그림 10은 적분 게인 K_1 이 변할 때의 극-영점의 위치를 보여 주는 데, K_p 와는 달리 K_1 가 변해도 극-영점의 변화가 크지 않다는 것을 알 수 있다. 따라서 동적 특성을 개선시키려면 K_1 보다는 다른 게인을 변화시키는 것이 효과적이라고 할 수 있다.

그림 11은 K_v 가 변할 때의 극-영점의 위치를 보여 준다. K_v 가 20이상이면 페루프 안정해지고, 점점 커지면 댐핑이 개선된다는 것을 알 수 있다.

그림 12는 K_a 가 변할 때의 극-영점의 위치를 보여 주며, K_a 가 커질수록 지배근은 허수축에 접근하고, 나머지 하나는 허수축에서 멀리 음의 방향으로 멀리 떨어지게 된다.

이상의 그림들은 피드백 게인들이 변할 때의 페루프 극-영점의 위치를 보여 주는 데 반하여 그림 13은 자기부상 시스템의 질량이 변할 때의 극-영점의 위치를 보여 준다. 질량 m 이 증가하면 극점들이 허수축으로 접근하게 되어 응답이 느려지고, 댐핑이 작아지게 된다. 하지만 m 이 커질수록 마그네트의 전류의 크기는 커지게 되고, 여기에 따르는 제어전압도 커지게 되어 크기 제한값에 도달하게 된다. 결국 시뮬레이션에서의 해석적인 결과와 실제 응답 사이에 차이가 발생하게 된다는 것을 항상 유념해야 한다. 따라서 제어기를 설계할 때에는 페루프 시스템의 각 요소에서의 비선형성을 최소한으로 줄이는 것도 좋은 설계라고 할 수 있다.

5. 실험 결과

5.1 실험 장치 설명

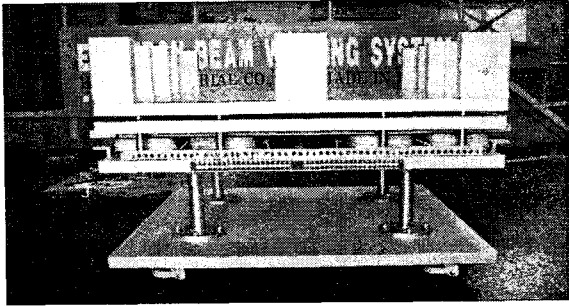


그림 14 자기부상 실험 장치 사진

Fig. 14 Photo of MagLev test-rig

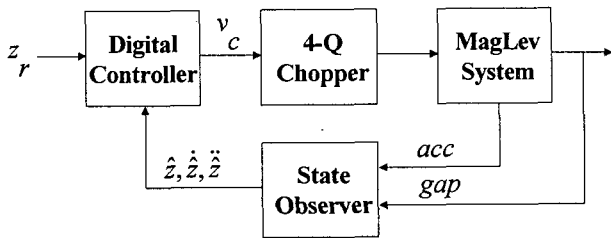


그림 15 디지털 부상제어 시스템

Fig. 15 Digital levitation control system

이 절에서는 제작된 영구자석이 포함된 자기부상 시스템의 하드웨어에 대하여 설명한다. 그림14는 제작된 자기부상 시스템에 대한 사진이며, U자형 상전도 마그네트와 영구자석이 함께 있다. 그리고 센서로는 갭 센서, 전류 센서 및 가속도계를 사용하였고, 마그네트는 2개가 병렬로 연결되어 한 코너를 담당하여 모두 8개의 마그네트가 있다. 따라서 네 코너가 비접촉으로 공중에 떠있는 형태가 되며, 마그네트 사이는 강제로 연결되었다. 부하를 가변하기 위하여 그림 14에서 보듯이 마그네트 위에 부하를 실을 수 있도록 하였다. 그림 15는 구현된 디지털 자기부상 시스템에 대한 블록도로서, VME 버스 기반의 미국 Motorola사의 300MHz 클럭 주파수의 PPC604 CPU 보드를 사용하였다. 이 보드는 이더넷 포트와 시리얼 포트가 각각 하나씩 있고, 메모리는 보드 상에 마련되어 있어서 추가로 구할 필요는 없다. 제어 프로그램에서 샘플링 주파수는 4kHz이고, 실시간 운영체제인 VxWorks[4] 환경에서 C 코드로 구성되어 있다. 또한 태스크 형태로 프로그램 되어 있어서 여러 태스크가 병렬로 처리가 가능하며, 여러 태스크 중에서 제어 루틴은 4 kHz마다 call된다. 이 제어 프로그램은 DEC 워크스테이션에서 먼저 개발되어 컴파일 된 후, 이더넷을 통하여 VME CPU 보드에 다운로드 된 후, 실행된다. 제어 프로그램에서 사용된 피드백 센서는 미국 KAMAN사의 갭 센서와 Dytran 사의 가속도계 그리고 전류 센서를 사용하였다. VME AD 보드는 12 bit의 정밀도를 가지며, -5~+5[V]까지 변환이 가능하고, 최대 32채널까지 변환이 가능하다.

디지털 제어기는 AD 보드로부터 읽은 디지털 값을 이용하여 제어 알고리즘을 계산한 후, 제어기 출력 신호를 초퍼에 PWM 형태로 광케이블을 통하여 전송된다. 초퍼는 4상한 방식으로서, 부하에 전압 및 전류를 양방향으로 인가할 수 있다. 스위칭 소자는 IGBT, 스위칭 주파수는 10 kHz, DC 입력전압은 100V이다. 이 초퍼방식은 전력소비가 작아 효율은 좋지만, 잡음이 많이 발생하는 단점이 있어서, 자기부상을 정밀 위치 제어에 적용을 할 때에는 선형 증폭기를 사용하는 것이 바람직하다.

이 시스템에서 부상 마그네트는 모두 8개인 데, 초기 부상에 필요한 전체 전류는 약 10A가 된다. 그러나 정상상태에서는 거의 0A가 되며, 이 때, 전체 부하는 영구자석에 의해 지지된다. 물론 부하가 변하면 부상제어기는 갭을 일정한 값으로 유지하기 위하여 마그네트 전류를 증가 혹은 감소시키게 된다. 그러나 제어 목적에 따라서 그 반대로 할 수도 있다. 즉, 마그네트 전류는 항상 0A로 유지하고, 부하에 따라 갭을 바꿀 수도 있는 데, 이것은 영구자석을 쓰는 응용분야에 따라 제어기 구조를 변화시키면 된다.

5.2 제어 실험결과

이 절에서는 제작된 자기부상 대차에 대한 전체 부상 실험에 대한 결과에 대해 언급하고자 한다. 대차의 전체 무게는 305kg이고, 코너 하나당 두 개의 마그네트, 총 8개의 마그네트에 의해 부상한다.

시뮬레이션 결과를 참고로 한 후, 실제 자기부상 시스템에 적용하기 위해, 시뮬레이션과 똑같이 기준 갭 스텝 응답과 제어전압 임펄스 응답 그리고 힘 스텝 응답을 구하였다. 그림 16은 전체 마그네트가 3mm에 떠있을 때, 기준공극을 2.5mm로 스텝 형태로 가변했을 때의 응답인 데, 0.2초

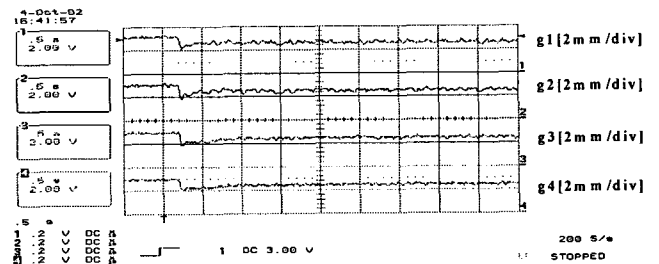


그림 16 스텝 응답(3 -> 2.5mm)

Fig. 16 Step response(3 -> 2.5mm)

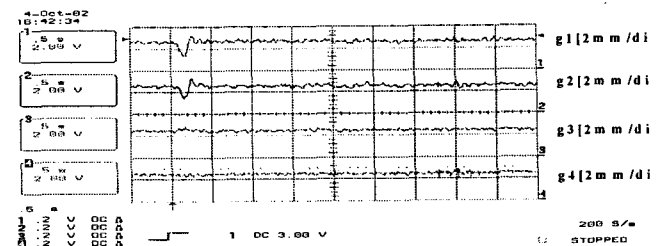


그림 17 코너 1의 전압 임펄스 응답

Fig. 17 Voltage impulse response at corner 1

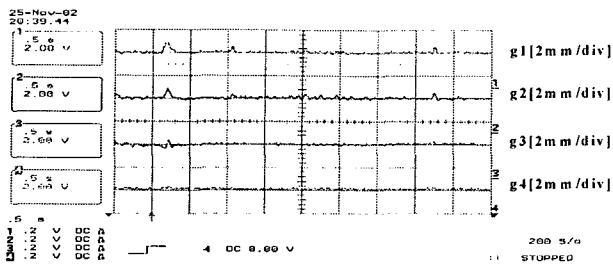


그림 18 코너 1에 부하 20kg을 더했을 때의 응답

Fig. 18 Response for load of 20kg at corner 1

이내에 수렴하여 응답 특성이 양호하다. 이러한 응답 특성은 전달함수 $\Delta Z(s)/\Delta Z_c(s)$ 의 보드 선도에서 대역폭이 약 12Hz 정도라는 것에서도 확인할 수 있다. 그림 17은 2.5mm에 부상 중에 코너 1에 0.1초 동안 제어전압에 +4V를 더하여 마그네트에 최대 전압을 가하였을 때의 응답이다. 이 역시 약 0.3초 이내에 수렴한다는 것을 알 수 있다. 이 그림에서 코너 1과 2의 공극 파형이 거의 같은 것은 코너 1과 2가 가깝게 있어서 커플링이 매우 크다는 것을 보여 준다. 하지만 코너 3과 4는 영향이 거의 없다는 것을 알 수 있다. 그림 18은 설계된 자기부상 시스템의 힘 외란 특성에 대한 그림으로서, 제작된 대차 전체의 무게가 305kg인 데, 20kg의 부하를 한 쪽 코너에 더했을 때의 응답이다. 부하를 가해도 약 0.25초 이내에 댄핑이 된다는 것을 알 수 있다. 이것은 실제로 추진 중에 선형 모터로부터 수직 힘 외란이 발생하여도 항상 안정하다는 것을 보여 준다. 이 때의 갭 피크값의 크기는 전달함수 $\Delta Z(s)/F_d(s)$ 의 계인 최대값과 직접적으로 관계가 있고, 부상제어기는 이 피크값과 이 때의 주파수를 잘 조절해야만 한다.

6. 결 론

지금까지 CPS용 PEM형 자기부상 시스템의 부상제어기 설계 및 구현에 대해 언급을 하였다. 전체 대차의 비접촉 지지를 위해 4코너, 305kg의 자기부상 장치를 제작하였으며, 이를 부상시키기 위한 디지털 제어기를 설계 및 제작하였고, 판촉자를 이용한 상태궤환 제어방식의 제어성능을 확인하기 위하여 부상실험을 하였다.

그 결과, 입력 추종 성능과 외란 제거 성능 시험에서 모두 0.3초 이내에 수렴하여 비교적 양호한 결과를 얻었고, 이 연구에서 개발된 자기부상 기술을 CPS 시스템에 적용할 수 있다는 가능성을 확인할 수 있었다. 하지만 네 코너의 마그네트가 강제로 연결되어 있어 기계적 구속으로 인하여 부상 제어에 악영향을 미치게 되며, 이것은 실험 때, 진동을 유발하게 된다.

앞으로 할 일은 앞에서 지적된 기계적 문제를 고려하여 실제 산업 현장에서 적용하는 규모의 부상 및 추진 통합 시스템을 개발하는 것이고, 추진 때, 선형 모터로부터 오는 힘 외란과 부하 변동에 대해서도 안정한 부상 제어성능을 유지하는 제어기를 설계하는 것이다.

참 고 문 헌

- [1] P.K. Sinha, Electromagnetic suspension: dynamics and control. Stevenage, U.K. Peregrinus, 1987.
- [2] Dick de Roover, Motion control of a wafer stage, Delft University Press, 1997.
- [3] Matlab Control TB, ver2.0.6, The Mathworks, 1998.
- [4] J. D’Azzo, Linear control system analysis and design, McGraw-Hill Company.
- [5] VxWorks User’s Guide, The WindRiver, 1996.

저 자 소 개



김 종 문 (金 鍾 文)

1965년 6월 6일생. 1988년 인하대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년~현재 한국전기연구원 선임연구원.
Tel:(055) 280-1443, Fax:(055) 280-1476
E-mail: jmkim@keri.re.kr



강 도 현 (姜 道 鉉)

1958년 9월 21일 생. 1981년 한양대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 독일 Braunschweig대 졸업(공학박). 1989년~현재 한국전기연구원 전기연구단 Mec-hatronics 연구그룹장
Tel:055-280-1480, Fax:055-280-1547
E-mail : dhkang@keri.re.kr



박 민 국 (朴 民 國)

1962년 1월 10일생. 1999년 경남대학교 전기공학과 졸업. 1985년~현재 한국전기연구원 선임연구원.
Tel:(055) 280-1444, Fax:(055) 280-1476
E-mail: mkpark@keri.re.kr



최 영 규 (崔 榮 奎)

1957년 6월 18일생. 1980년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1990~1991년 CALTECH Visiting Scholar. 1998~1999년 Univ. of Southwestern Louisiana Visiting Scholar. 현재 부산대 공대 전자전기정보컴퓨터공학부 교수.
Tel : 051-510-2371, Fax : 051-513-0212
E-mail:ykichoi@pusan.ac.kr