자기력 부상 시스템인 평형빔의 Integral Sliding Mode 제어기 : 이론과 실험적 평가

論 文
49D-9-5

Integral Sliding Mode Controller for Magnetically Suspended Balance Beam : Theory and Experimental Evaluation

李 浚 豪* · 李 政 奭** · 朴 泳 秀** · 李 在 熙** · 李 基 西***
(Jun-Ho Lee · Jung-Suk Lee · Young-Soo Park · Jae-Hoon Lee · Key-Seo Lee)

Abstract - This paper deals with a sliding mode controller with integral compensation in a magnetic suspension system. The control scheme comprises an integral controller which is designed for achieving zero steady-state error under step disturbance input, and a sliding mode controller which is designed for enhancing robustness under plant parametric variations. A procedure is developed for determining the coefficients of the switching plane and integral control gain such that the overall closed-loop system has stable eigenvalues. A proper continuous design signal is introduced to overcome the chattering problem. The performance of a magnetically suspended balance beam using the proposed integral sliding mode controller is illustrated. Simulation and experimental results also show that the proposed method is effective under the external step disturbance and input channel parametric variations.

Key Words : Integral sliding mode control, Suspension, Magnetic bearings, Parametric variations, Disturbance

1. 서 론

자기 베어링 시스템은 본질적으로 비선형 특성을 갖고 있다 [1]. 이러한 비선형 특성을 적절히 취급하기 위한 제어기들 중의 하나로서 슬라이딩 모드 제어기가 고려되어 질 수 있다. 적분형 슬라이딩 모드 제어 방식은 서보 제어 방식의 하나로서 최근 많은 저자들에 의해서 보고되어 지고 있다 [2-4]. 적분형 슬라이딩 모드 제어 방식은 2개의 보상기로 구성되어 있다. 하나는 계단 입력형 외부 외란력이 시스템에 작용할 때 영 정상상태 오차를 달성하기 위한 적분 보상기이고, 다른 하나는 플랜트 매개변수 변동에 대해서 강건성(robustness)을 보장하는 슬라이딩 모드 제어기이다. 슬라이딩 모드 제어기는 일반적으로 위상 평면(phase plane)내에서 전환평명(switching plane)이라고 불리는 선형 초평면(hyperplane)을 선택하며, 제어입력이 이 초평면 위에서 연속 혹은 불연속 적으로 전환하도록 한다 [5,6]. 이때 제어입력은 슬라이딩 표면 주변의 상태궤적이 도달조건(슬라이딩 모드를 달성시키는 조건)을 만족하는 어떤 표면을 직접 향하도록 선택되어진다. 일단 시스템이 이 표면에 올라오면, 시스템의 폐루프 동특성은 이 표면을 정의하는 방정식에 의해서 완전히 지배를 받게된다. 슬라이딩 모드 제어기를 이용하여 설계된 시스템의 폐루프 동특성은 입력 채널의 매개변수 변동에 대해서 불감(insensitive)하며, 제어기의 강건성을 보장한다. 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 설계문제는 3개의 항목으로 나누어진다. 첫 번째 항목은 공칭 시스템(nominal system)에 대해서 바람직한 동특성이 보장되어 지도록 전환 평면(switching surface) σ 를 설계하는 것이다. 두 번째 항목은 부상을 위해서 자기력을 이용하는 시스템이 본질적으로 갖고 있는 초기상태의 강한 비선형성을 다루기 위한 적절한 비선형 제어 법칙을 선택하는 것이다. 마지막 항목은 실험에 의한 적절한 적분기의 이득을 선택하는 것이다.

본 논문은 계단 입력형 외란에 대한 영 정상상태 오차와 입력 채널의 매개변수 변동에 대한 제어기의 강건성을 입증하기 위해서 적분형 슬라이딩 모드 제어기를 자기력에 의한 부상 시스템인 평형빔에 적용한다. 먼저 적분기를 갖는 평형빔의 비선형 모델을 공칭 점(nominal point)에 대한 선형화 모델로 표현하고, 설계된 전환 평면에 대해서 극 배치법(pole placement method)을 이용하여 적분형 슬라이딩 모드 제어기를 구축한다. 마지막으로 시뮬레이션 과 실험결과를 이용하여 제안된 적분형 슬라이딩 모드 제어기는 정확한 추적(tracking)과 플랜트 매개변수 변동과 외부 외란에 대해서 상당히 강건함을 보인다.

2. 수학적 모델

그림 1은 두 개의 자기 베어링을 갖는 평형 빔(balance beam)의 대칭 구조를 나타내며, 표 1은 평형빔의 각 매개변수 값을 나타낸다.

* 正 會 員 : Virginia 주립대 機械工學科 ROMAC Postdoc. Fellow
** 正 會 員 : 光云大 制御計測工學科 博士課程
*** 正 會 員 : 光云大 制御計測工學科 正教授
接受日字 : 2000年 2月 17日
最終完了 : 2000年 8月 25日

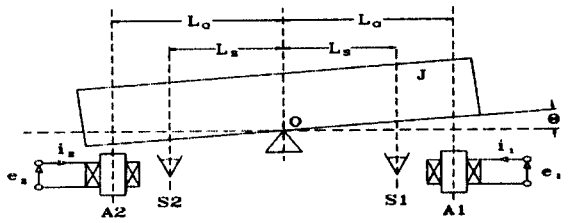

그림 1 전자석으로 지지되는 평형빔의 기본구조

Fig. 1 Symmetric balance beam with magnetic bearings

그림 1 의 평형빔은 2차 역학 방정식과 전압 방정식에 의해서 모델화 되어질 수 있다.

$$J\ddot{\theta} = L_a(f_1 - f_2) + f_d \tag{1}$$

$$e' = Ri' + L\frac{di'}{dt} \tag{2}$$

여기서 J 는 피벗 점에 대한 질량의 관성 모멘트, L_a 는 베어링의 반지름, f_1 은 베어링 1의 전자석 흡인력, f_2 는 베어링 2의 전자석 흡인력, f_d 는 외부 외란력, R 은 코일 저항, L 은 코일 인덕턴스, $e' = e_1 - e_2$ 은 제어 전압, $i' = i_1 - i_2$ 은 순간 코일 전류를 나타낸다. 방정식 (1) 과 (2)는 동작점 $\theta = 0$, $e' = 0$, $i' = 0$ 에 대해서 Taylor 급수 전개법을 이용하여 선형화되어질 수 있다. 방정식 (3)은 평형빔의 선형화된 상태공간 방정식을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + f_d \\ y &= cx \end{aligned} \tag{3}$$

여기서

$$x = \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ i' \end{bmatrix},\ A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \dfrac{2K_xL_a^2}{J} & 0 & \dfrac{K_iL_a}{J} \\ 0 & -2K_i\dfrac{1}{L} & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dfrac{1}{L} \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},\ u = e'$$

$$K_x = \frac{\mu_0 N^2 A_g I^2}{2G^3},\quad K_i = \frac{\mu_0 N^2 A_g I}{2G^2} \tag{4}$$

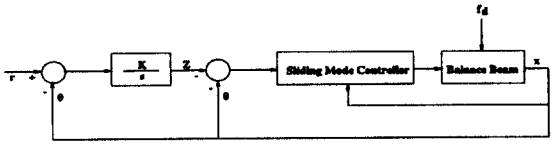

그림 2 적분형 슬라이딩 모드 평형빔 블록선도

Fig. 2 Block diagram of an integral sliding mode controlled balance beam

(4)식에서 A_g는 전자석 극의 단 면적을 나타낸다.

적분기를 방정식 (3)에서 상태변수로 이용하기 위해서 그림 2에 보이는 다음의 블럭선도를 설계한다. 여기서 적분기 출력 Z는 다음의 방정식처럼 기준 각 변위 r과 현재의 각 변위 θ와의 차로 표현되어 진다.

$$Z = \int (r - \theta)dt \tag{5}$$

여기서 $r = 0$. 방정식 (5)를 이용해서 상태변수로서 적분기가 포함되어 있는 새로운 상태공간 방정식을 도입한다.

3. 제어기 설계

적분형 슬라이딩 모드 제어기를 설계하기 위해서 새로운 상태변수들 $x = [\, Z\ \theta\ \dot{\theta}\ i' \,]^T$ 를 정의한다. 이것을 이용하여 다음의 새로운 상태공간 행렬을 구성한다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \dfrac{2K_xL_a^2}{J} & 0 & \dfrac{K_iL_a}{J} \\ 0 & 0 & -2K_i\dfrac{1}{L} & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dfrac{1}{L} \end{bmatrix},\ C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{6}$$

여기서 (6)의 A, B, C 행렬들을 분해하는 것에 의해서 슬라이딩 모드 상태공간 방정식을 다음과 같이 정식화할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \tag{7}$$

여기서

$$x_1 = \begin{bmatrix} Z \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix},\ x_{2=i'}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & \dfrac{2K_xL_a^2}{J} & 0 \end{bmatrix},\ A_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dfrac{K_iL_a}{J} \end{bmatrix}$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -2K_i\dfrac{1}{L} \end{bmatrix},\ A_{22} = -\frac{R}{L}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},\ B_2 = \frac{1}{L},\ u = e' \tag{8}$$

슬라이딩 표면을 다음과 같이 $\sigma = Sx$로 정의한다.

$$\sigma = [\, S_1\ \ S_2 \,] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{9}$$

만약 (9) 가 0 과 같거나 또는 $\sigma = Sx = 0$일 때 시스템 동특성은 이상적인 슬라이딩 모드 동특성에 의해서 표현되어 질 수 있다고 말한다. 이러한 특성을 이용해서 등가 선형 제어 입력(equivalent linear control input)을 (9)로부터 유도할 수 있다. (9)로부터 x_2 는

$$x_2 = \frac{\sigma - S_1 x_1}{S_2} \tag{10}$$

이 된다. (10)을 (7)에 대입하면 다음의 (11)를 얻을 수 있다.

$$\dot{x_1} = (A_{11} - A_{12} S_2^{-1} S_1) x_1 + A_{12} S_2^{-1} \sigma \tag{11}$$

슬라이딩 표면은 $\sigma = S_1 x_1 + S_2 x_2 = 0$으로 정의되어 지므로 방정식 (11)은 다음과 같이 된다.

$$\dot{x_1} = (A_{11} - A_{12} S_2^{-1} S_1) x_1 = (A_{11} - A_{12} k) x_1 \tag{12}$$

여기서 $k = S_2^{-1} S_1$. 슬라이딩 모드 표면의 극점의 위치는 적절히 k를 선택하는 것에 의해서 결정된다. 슬라이딩 표면에 대한 방정식은 $S = [\ S_1 \ \ S_2\ ] = [\ S_2 k \ \ S_2\ ] = S_2\ [\ k \ \ 1\ ]$ 이 된다.

슬라이딩 모드 제어 입력은 $u = u_l + u_{nl}$ 와 같이 선형부분과 비 선형부분의 2부분으로 나뉘어 진다. 선형부분 제어 입력은 다음의 방정식들에 의해서 구해질 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{13}$$

$$\dot{\sigma} = S\dot{x} = 0 \tag{14}$$

(13), (14)로부터 등가 선형 제어 입력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u = u_l = -(SB)^{-1} SAx \tag{15}$$

$\sigma\dot{\sigma} < 0$ 에 의해서 정의되어지는 슬라이딩 모드 도달조건은 평형빔의 동특성이 슬라이딩 표면에 존재하도록 한다. 만약 비선형 제어 측이 $u_{nl} = -(SB)^{-1} \rho sgn(\sigma)$ ($\rho > 0$, $(SB)^{-1} = I$)로 주어질 때 슬라이딩 모드 도달조건은 다음과 같이 된다.

$$\sigma\dot{\sigma} = -\rho sgn(\sigma) < 0 \tag{16}$$

따라서 전체 제어입력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$u = -(SB)^{-1}[SAx + \rho sgn(\sigma)] \tag{17}$$

그러나 실질적으로는 (17)에 포함되어 있는 비선형 불연속 제어입력은 $sgn(\sigma)$함수가 채터링 문제를 일으키는 원인이 되기 때문에 바람직한 제어입력이라고 말할 수 없다. 따라서 제어노력은 σ를 확실히 0에 수렴시키거나 또는 0 근처에 도달시키고 유지 되도록 해야한다. 이상적으로 시스템 동특성이 σ 근처에 존재하도록 하는 것이며 또한 이상적인 슬라이딩 모드 동특성의 근처에 가능한 가깝게 존재하도록 하는 것이다. 이와 같은 관점에서 최근의 설계 방식은 σ를 포함하는 어떤 영역 안에 시스템 동특성이 존재하도록 하는 비선형 연속 제어 측을 도입하고 있다. 비선형 제어입력을 다음과 같은 연속함수로 정의한다.

$$u_{nl} = -\rho \frac{\sigma}{|\sigma| + \delta} \tag{18}$$

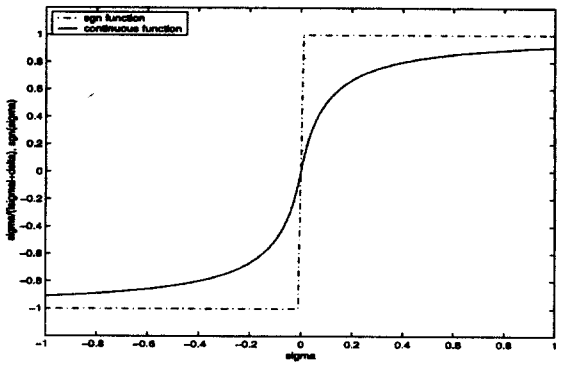

그림 3 연속함수와 불연속 함수를 사용하는 슬라이딩 표면

Fig. 3 Sliding surface using discontinuous and continuous function

여기서 δ는 채터링 문제를 감소시키기 위해서 선택되어지는 경계 층이고 ρ는 설계 매개변수이다. 그림 3은 비선형 sgn함수와 연속함수와의 관계를 보여준다. 이 그림에서 연속함수의 기울기는 δ값에 종속되어 있는 것을 알 수 있다. 그림 4는 적분 보상기와 연결된 슬라이딩 모드 제어기의 블록선도를 보여준다.

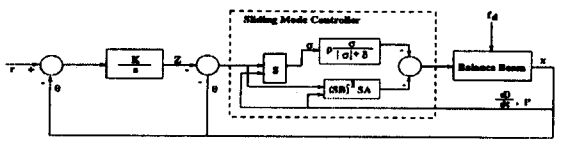

그림 4 적분형 슬라이딩 모드 제어 블록선도

Fg. 4 Block diagram of integral sliding mode control implementation

4. 모의 실험 결과

제안된 제어기의 효율성을 보이기 위하여 적분기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드 제어기를 이용하여 적분형 슬라이딩 모드 제어기와 모의실험 결과를 비교 검토한다. 적분기를 갖지 않는 슬라이딩 모드 제어기는 본 논문에서 제시한 적분형 슬라이딩 모드 제어기와 설계방식이 동일하다. 그러나 적분기를 포함하지 않기 때문에 제어기의 설계를 위해서 식(3)과 (4)를 이용한다. 플랜트 매개변수 변동을 만들기 위해서 공칭 인덕턴스 값($L=7.2727\times10^{-4}[H]$)을 $0.5\times L$로 변화 시켰다. 슬라이딩 표면을 정의하는 벡터 S, 비선형 제어의 설계 매개변수, 선형제어의 이득 행렬 $Fl=(SB)^{-1}SA$ 는 다음과 같다.

a. 공칭 인덕턴스가 적용되었을 때 ($x=[\,Z\ \theta\ \dot{\theta}\ i\,]^T$)

$$S=[\,3.517\times10^5\ \ 9886.579\ \ 91.453\ 1.0]$$
$$Fl=[\,0\ \ 395.9667\ \ 6.6511\ -0.511]$$
$$\rho=10,\ \delta=0.4$$

b. 공칭 인덕턴스의 0.5배가 적용되었을 때 ($x=[\,Z\ \theta\ \dot{\theta}\ i\,]^T$)

$$S=[\,3.517\times10^5\ \ 9886.579\ \ 91.453\ 1.0]$$
$$Fl=[\,0\ \ 197.983\ \ 3.0560\ -0.6055]$$
$$\rho=10,\ \delta=0.4$$

적분기를 갖지 않는 슬라이딩 모드 제어기의 매개변수 값들은 위의 제어기 매개변수 값들에서 적분 항에 해당하는 매개변수 값을 제외한 나머지 매개변수들에 의해서 구성된다.

4.1 공칭 인덕턴스

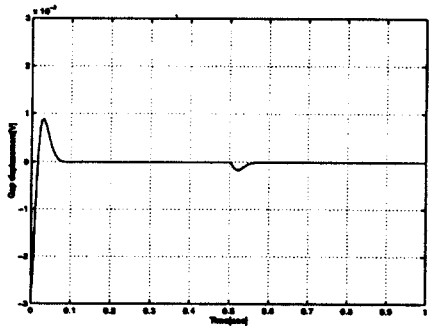

그림 5 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 5 Gap deviations of the integral sliding mode controller

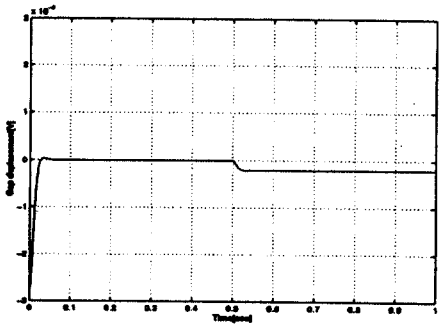

그림 6 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 6 Gap deviations of the conventional sliding mode controller

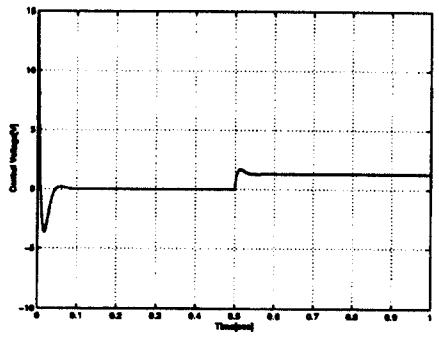

그림 7 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 7 Control voltage of the integralsliding mode controller

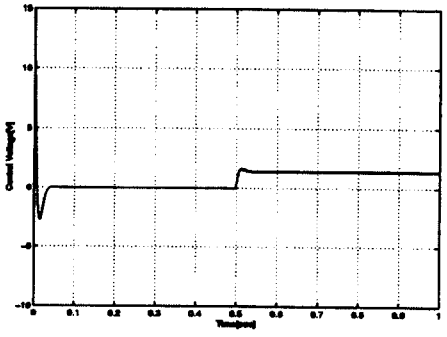

그림 8 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 8 Control voltage of the conventional sliding mode controller

그림 5-8은 외부 계단 입력 외란(0.5[sec], 0.5[N])을 평형빔의 왼쪽에 인가했을 때 공칭 인덕턴스에 대한 적분 보상기를 갖는 슬라이딩 모드 제어기(그림 5, 그림 7)와 적분 보상기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드 제어기(그림 6, 그림 8)에 의한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 갭의 변화 정도를 보

여주는 그림 5와 그림 6으로부터 외란인가 시 적분 보상기를 갖는 슬라이딩 모드 제어기는 외란의 영향을 효율적으로 억제하고 있음을 알 수 있다.

4.2 공칭 인덕턴스의 0.5배

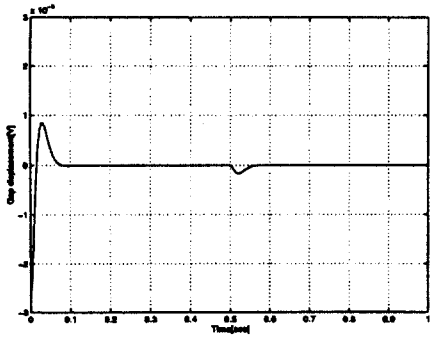

그림 9 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 9 Gap deviations of the integral sliding mode controller(L×0.5)

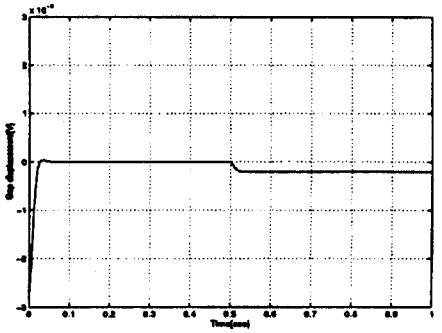

그림 10 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 10 Gap deviations of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

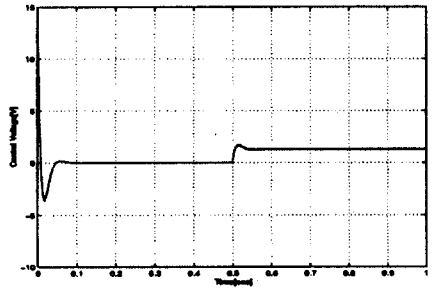

그림 11 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 11 Control voltage of integral sliding mode controller(L×0.5)

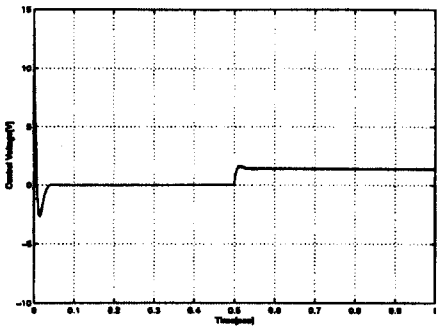

그림 12 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 12 Control voltage of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

그림 9-12는 외부 계단 입력 외란(0.5[sec], 0.5[N])과 파라미터 변동이 존재하는 경우의 모의실험 결과를 보여준다. 이 그림들로부터 매개변수 변동에 대한 각 변위의 변화는 큰 차이를 보이고 있지 않음을 알 수 있다. 이것은 입력 채널의 매개변수 변동에 대해서 슬라이딩 모드 제어기가 불감(insensitive) 하다는 것을 나타낸다. 이들 두 종류의 시뮬레이션 결과로부터 제안된 적분 보상형 슬라이딩 모드 제어기는 외부 계단 입력 외란과 플랜트 매개변수 변동에 대해서 상당히 강건하다는 것을 알 수 있다.

5. 실험 장치

그림13은 본 논문에 이용된 전체 실험장치의 블록선도이다. 평형빔의 자기 베어링의 가까운 근처에 두 개의 에디 전류형 위치 센서를 장착시킨다. 실험기는 PC 기반 디지털 제어 시스템에 의해서 제어된다. 프로세서는 450[MHz] Intel Pentium II를 이용하였으며 OS(Operating System)은 Real Time Linux(version Beta 16)를 이용하였다. 이 OS는 Real Time Control Laboratory (http://www.people.virginia.edu/~efh4v)이라는 실시간 제어용 프로그램을 운용한다. A/D, D/A는 12bits 상용 보드를 이용하였으며 코일 전류 감지를 위해서 1.2[Khz] 차단주파수를 갖는 LPF(Low Pass Filter)를 이용했다. 증폭기는 H-bridge(4HEXFETS, International Rectifier Co.)를 이용했다. 이 증폭기는 20[Khz]의 동작주파수를 갖으며 ±15[V]의 전원공급기에 의해서 운용된다. 또한 아날로그 신호를 이산화하기 위한 샘플링 주파수는 6[Khz]이다.

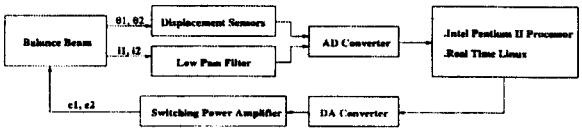

그림 13 실험장치의 블록선도

Fig. 13 Block diagram of experimental setup

6. 실험 결과

플랜트 매개변수 변동을 만들기 위해서 공칭 인덕턴스를 $0.5\times L$로 변화 시켰다, 여기서 L은 플랜트 A, B 행렬에 포함되어 있는 공칭 인덕턴스이다. 이 공칭 인덕턴스의 변화에 따라서 플랜트 A, B 행렬도 변화하게 된다. 실험의 전 과정에서 제어기의 이득 값은 공칭 인덕턴스에서 설계된 값을 사용하였으며 매개변수 변동에 대한 실험을 위해서는 공칭 인덕턴스의 변화에 의해서 나타나는 각기 다른 2종류의 A, B 행렬을 각각 사용했다. 본 논문에서는 외부 외란 실험을 위해서 200[g]의 부하를 평형빔의 왼쪽부분에 부가했으며 임펄스 응답 실험을 위해서 100[g]의 부하를 약 10[cm]의 높이에서 평형빔의 왼쪽 부분에 낙하 시켰다. 실험 결과는 제안된 적분 보상형 슬라이딩 모드 제어기의 효율성을 보이기 위하여 적분 보상기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드 제어기와 비교된다. 적분 보상형 슬라이딩 모드 제어기의 구현을 위해서 다음의 제어기 이득 행렬과 설계 매개변수들을 이용했다.

$$S=[\ 10\ \ 6000\ \ 300\ \ 1.0]$$
$$\rho=10.0\quad \delta=0.4$$

또한 기존의 슬라이딩 모드 제어기에는 다음의 제어기 이득 행렬과 설계매개변수를 이용했다.

$$S=[\ 6000\ \ 300\ \ 1.0]$$
$$\rho=10.0\quad \delta=0.4$$

시뮬레이션에서 사용된 벡터 S 값이 실험에서 사용된 값과 다른 이유는 평형빔의 구동기가 본질적으로 갖고 있는 비선형 성이 제어기의 설계를 위해서 선형화되었기 때문에 시뮬레이션을 위한 모델에는 플랜트의 불확실성(uncertainty)이 포함되어 있지 않기 때문이다.

6.1 공칭 인덕턴스에 대한 외란 및 임펄스 응답 실험

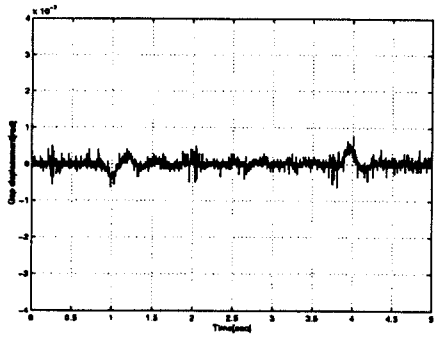

그림 14 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 14 Gap deviations of the integral sliding mode controller

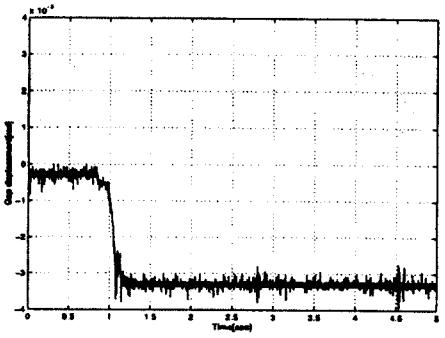

그림 15 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 15 Gap deviations of the conventional sliding mode controller

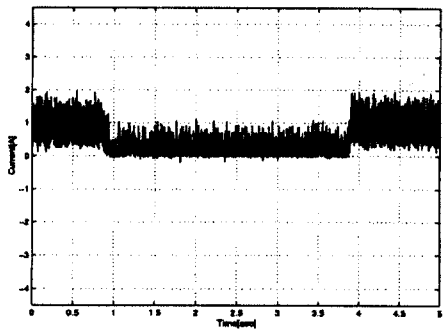

그림 16 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 코일 전류

Fig. 16 Coil current of the integral sliding mode controller

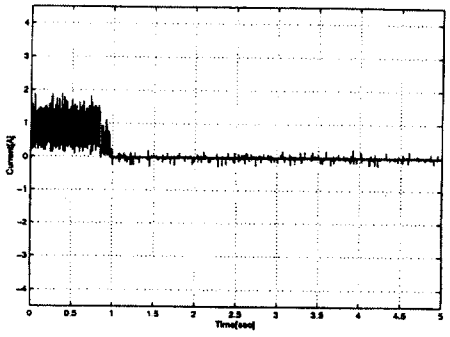

그림 17 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 코일 전류

Fig. 17 Coil current of the conventional sliding mode controller

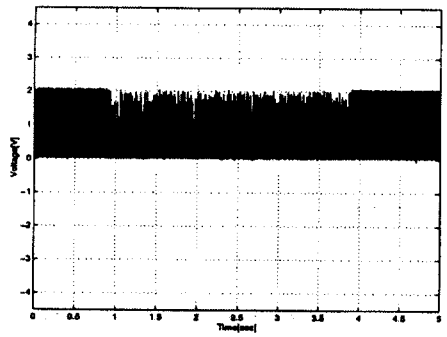

그림 18 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 18 Control voltage of the integral sliding mode controller

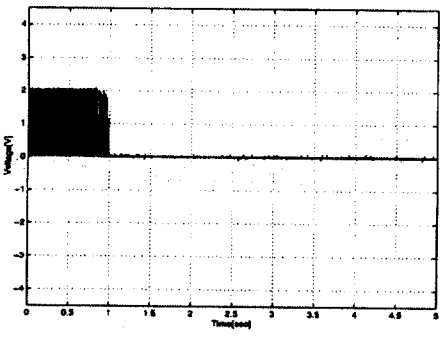

그림 19 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 19 Control voltage of the conventional sliding mode controller

그림 14-19는 공칭 인덕턴스에 대한 적분형 슬라이딩 모드 제어기(그림 14, 그림 16, 그림 18)와 적분 보상기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드(그림 15, 그림 17, 그림 19)제어기에 의한 외부 외란 실험의 결과를 보여준다. 외부 외란을 약 1초인 시점에서 200[g]의 부하를 평형빔의 왼쪽 부분에 인가했으며 약 3.7초인 시점에서 외부 외란을 제거했다. 위 그림들에서 알 수 있는 것처럼 적분 보상기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드 제어기는 외부 외란이 인가되었을 때 평형빔은 불안정한 상태로 전이되는 것을 볼 수 있다. 반면에 적분 보상기를 갖는 슬라이딩 모드 제어기는 외부 외란에 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 이것은 적분 보상형 슬라이딩 모드 제어기가 외부 외란에 대해서 robust 하다는 것을 의미한다.

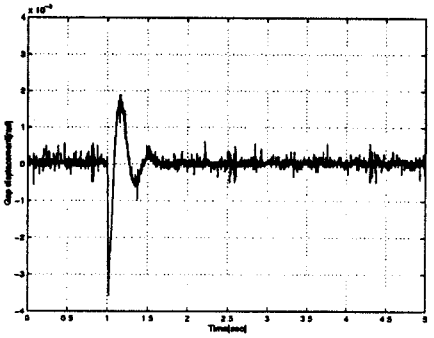

그림 20 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 20 Gap deviations of the integral sliding mode controller

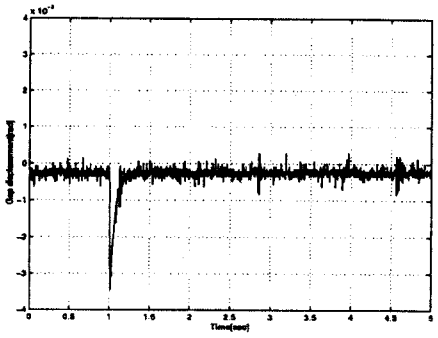

그림 21 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 갭 변화

Fig. 21 Gap deviations of the conventional sliding mode controller

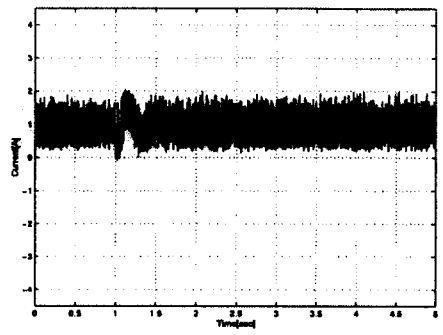

그림 22 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 코일 전류

Fig. 22 Coil current of the integral sliding mode controller

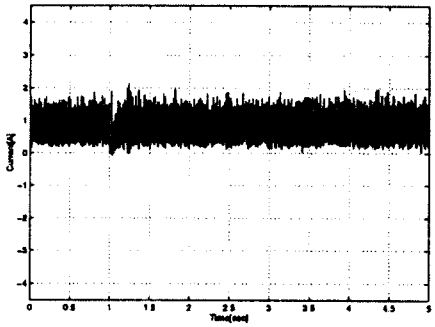

그림 23 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 코일 전류

Fig. 23 Coil current of the conventional sliding mode controller

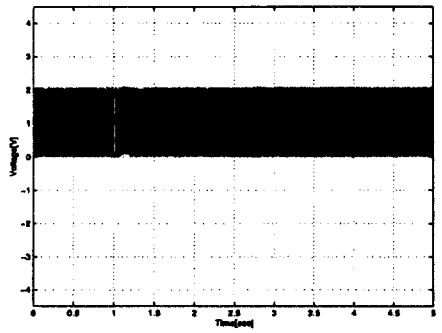

그림 24 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 24 Control voltage of the integral sliding mode controller

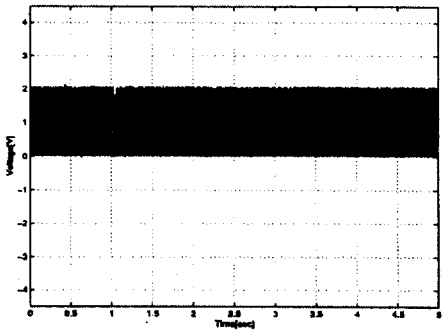

그림 25 일반적인 슬라이딩 모드 제어기의 제어 전압

Fig. 25 Control voltage of the conventional sliding mode controller

그림 20-25는 공칭 인덕턴스에 대한 두 종류 제어기의 임펄스 응답 특성을 나타낸다. 임펄스응답 실험을 위해서 100[g]의 부하를 약 1초인 시점에서 평형빔으로부터 약 10[cm]의 높이에서 낙하 시켰다. 위 그림들에서 볼 수 있듯이 두 종류의 제어기 모두 양호한 응답 특성을 나타내는 것을 볼 수 있다.

6.2 공칭 인덕턴스의 0.5배에 대한 외란 및 임펄스 응답 실험

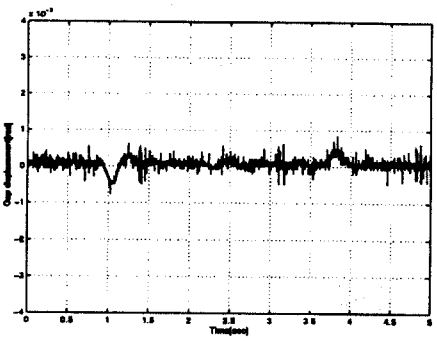

그림 26 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 26 Gap deviations of the integral sliding mode controller(L×0.5)

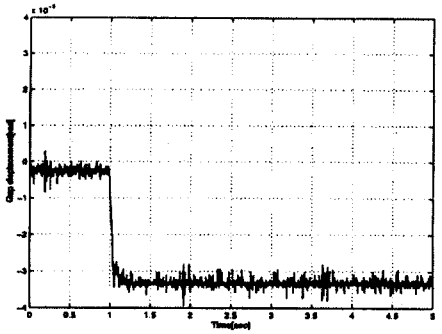

그림 27 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 27 Gap deviations of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

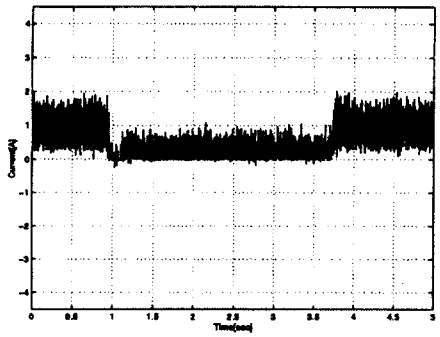

그림 28 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 코일 전류

Fig. 28 Coil current of the integral sliding mode controller(L×0.5)

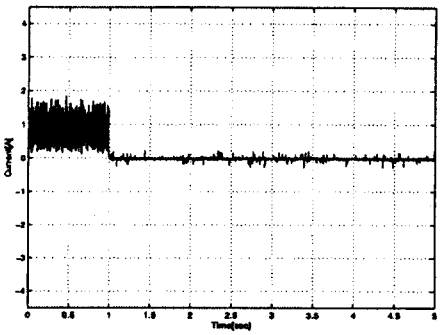

그림 29 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 코일 전류

Fig. 29 Coil current of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

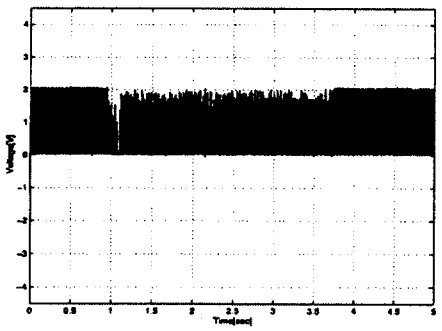

그림 30 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 30 Control voltage of the integral sliding mode controller(L×0.5)

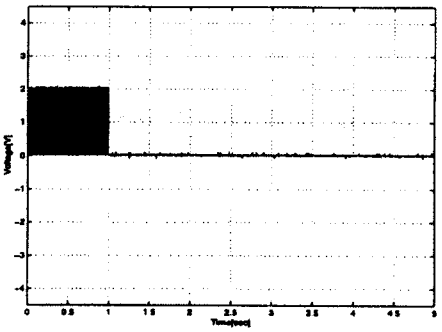

그림 31 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 31 Control voltage of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

그림 26-31은 공칭 인덕턴스의 0.5배에 대한 적분형 슬라이딩 모드 제어기(그림 26, 그림 28, 그림 30)와 적분 보상기를 갖지 않는 기존의 슬라이딩 모드(그림 27, 그림 29, 그림 31)제어기에 의한 외부 외란 실험의 결과를 보여준다. 실험 방법은 앞에서 행한 외부 외란 실험의 방법과 같다. 이들 실험결과들은 슬라이딩 모드 제어기는 입력 채널 매개변수 변동에 대해서 불감(insensitive)하며 또한 적분형 슬라이딩 모드 제어기는 외부 외란과 입력 채널 매개변수 변동에 대해서 상당히 강건하다는 것을 보여준다.

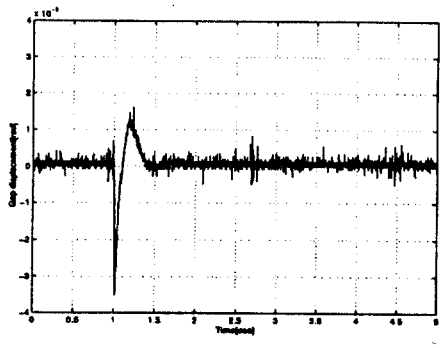

그림 32 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 32 Gap deviations of the integral sliding mode controller(L×0.5)

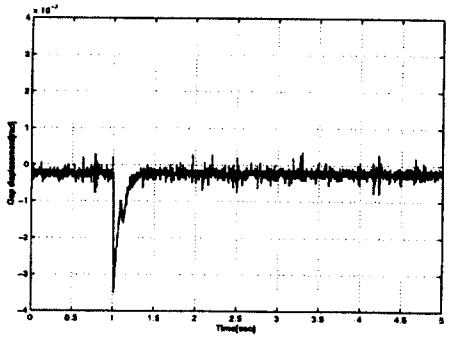

그림 33 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 갭 변화

Fig. 33 Gap deviations of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

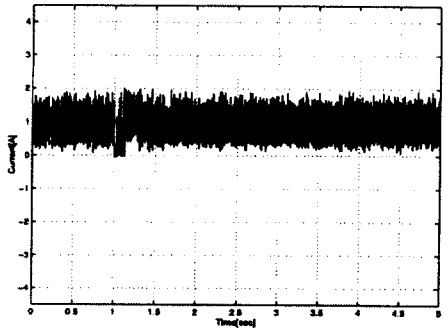

그림 34 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 코일 전류

Fig. 34 Coil current of the integral sliding mode controller(L×0.5)

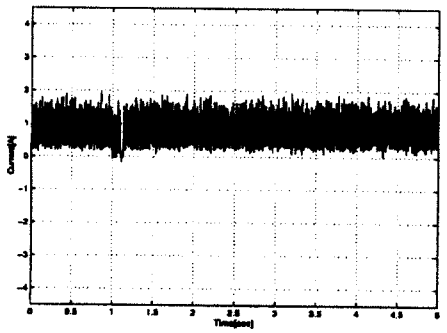

그림 35 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 코일 전류

Fig. 35 Coil current of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

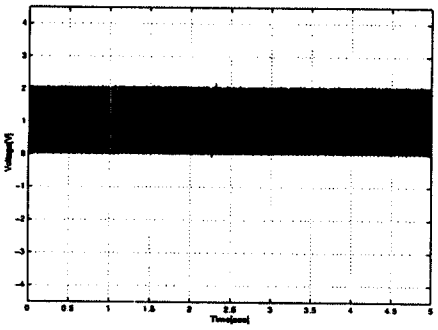

그림 36 적분형 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 36 Control voltage of the integral sliding mode controller(L×0.5)

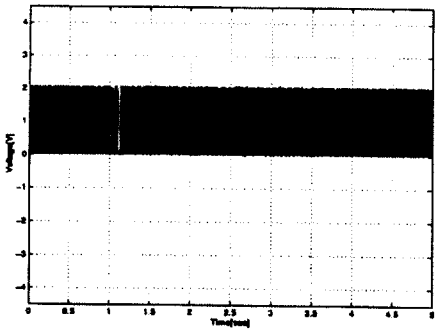

그림 37 일반적인 슬라이딩 모드 제어기(L×0.5)의 제어 전압

Fig. 37 Control voltage of the conventional sliding mode controller(L×0.5)

그림 32-37은 공칭 인덕턴스의 0.5배에 대한 두 종류 제어기의 임펄스 응답 특성을 나타낸다. 실험은 앞에서 행한 임펄스 실험과 같은 방법으로 실시됐다. 입력 채널 매개변수

변동에 대한 임펄스 응답 특성 역시 두 종류의 제어기 모두 양호한 특성을 나타내고 있다.

7. 결 론

본 논문은 자기적으로 부상된 평형빔에 매개변수 변동과 외부 외란이 존재할 때 각 변위(angular displacement)를 제어하는 방법에 대해서 보였다. 매개변수 변동의 영향을 극복하고 외부 계단 입력형 외란력(disturbance force)을 억제하기 위해서 적분형 슬라이딩 모드 제어기가 사용되었다. 먼저 적분 보상기를 포함하는 평형빔의 수학적 모델을 유도했으며 선형, 비선형 슬라이딩 모드 제어 측(control law)을 설계했다. 다음으로 모의실험을 통하여 외란 제거와 매개변수 변동에 대한 제어기의 비감도성을 보였다. 마지막으로 실험을 통하여 적분형 슬라이딩 모드 제어기의 효율성을 입증했다. 본 논문은 플랜트의 불확실성에 대한 제어기의 강건성과 주기외란의 억제 특성에 대해서 직접 다루지는 않았다. 따라서 다음의 연구과제는 불확실성과 주기외란 억제를 위한 새로운 제어 알고리즘을 개발하는 것이다.

감사의 글

이 연구는 1999년도 광운대학교 학내학술연구비에 의하여 이루어졌음.

참 고 문 헌

[1] S. Ueno, J. H. Lee, P. E. Allaire, Y. Okada, "Sliding Mode Control of Magnetic Bearings: Compensation of Sensed and Self Sensing Performance", *Conference on The American Society of Mechanical Engineering (ASME), Indianapolis, Indiana, June 7- June 10, 1999.*

[2] P. E. Allaire and A. Sinha, "Robust Sliding Mode Control of a Planar Rigid Rotor System on Magnetic Bearings", *6th International Symposium on Magnetic Bearings, Cambridge, Mass, August 5-7, 1998*

[3] T. L. Chen, Y. C Wu, "Integral variable structure control approach for robot manipulators", *IEE Proceedings-D, Vol. 138, No. 2, March, 1992.*

[4] T. L. Chen, Y. C Wu, "Design of integral variable structure controller and application to electrohydraulic velocity servosystems", *IEE Proceedings-D, Vol. 138, No. 5, September, 1991.*

[5] C. Edwards, S. K. Spurgeon, "Sliding Mode Control - Theory and Application", *Taylor and Francis Ltd., 1998.*

[6] K. Nonami, K. Den, "Sliding Mode Control - Design Theory of Nonlinear Robist Control(In Japanese)", *Corona, Tokyo, 1994.*

[7] S. K. Spurgeon, R. Davies, " A nonlinear control strategy for robust sliding mode performance in the presence of unmatched uncertainty", *INT. J. CONTROL, Vol. 57, No. 5, pp. 1107-1123, 1993.*

[8] E. Hilton, M. Humphrey, V. Stankovic and P. Allaire, "Real Time Control of a Magnetic Bearing Suspension System for Flexible Rotors", *Proceedings of the 5th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Santa Barbara, CA, USA, December 1-3, 1999*

저 자 소 개

이 준 호 (李 浚 豪)

1964년 7월 3일생. 1987년 광운대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과대학원 졸업(석사). 동 대학원 전기공학과 박사과정수료. 1998년 일본 나가자와 국립대학교 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(공박) 1998년-현재 Univ. of Virginia주립대 기계공학과 ROMAC. Postdoc. Fellow

이 정 석 (李 政 奭)

1963년 6월 10일생. 1985년 광운대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990-1997년 국방과학연구소 선임연구원 1999년 광운대 대학원 제어계측공학과 박사과정

Tel : 02-940-5154, Fax : 02-911-3930

E-mail : jslee97@explore.kwangwoon.ac.kr

박 영 수 (朴 泳 秀)

1961년 1월 8일생. 1987년 대전산업대 전자공학과 졸업. 1994년 광운대 제어계측공학과 대학원 졸업(석사). 1998년 동 대학원 제어계측공학과 박사과정. 1983-현재 철도청 전기국 신호제어과 과원

Tel : 02-940-5154, Fax : 02-911-3930

E-mail : lyspark98@mail.korail.go.kr

이 재 훈 (李 在 焄)

1962년 11월 30일생. 1992년 한국방송통신대 전자계산학과 졸업. 1995년 광운대 제어계측공학과 대학원 졸업(석사). 1999년 광운대 대학원 제어계측공학과 박사과정. 1983-현재 철도청 전기국 신호제어과 과원

Tel : 02-940-5154, Fax : 02-911-3930

E-mail : ljh1130@mail.korail.go.kr

이 기 서 (李 基 西)

1951년 1월 18일생. 1977년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1979년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과졸업(공박). 1988-1989년 Yale Univ. 교환교수 1981년-현재 광운대학교 제어계측공학과 정교수

Tel : 02-940-5154, Fax : 02-911-3930

E-mail: keyslee@daisy.kwangwoon.ac.kr