

Decentralized H_∞ Control of Multiple Magnetic Levitation System

金 鍾 文[†] · 李 相 赫^{*} · 崔 瑩 奎^{**}

(Jong-Moon Kim · Sang-Hyuk Lee · Young-Kiu Choi)

Abstract - In this paper, an application of a decentralized H_∞ controller(DHC) to multiple controlled-permanent magnet(CMAG) magnetic levitation(Maglev) systems is presented. The designed DHC using two Riccati equations iteratively has simpler structure and needs less computational loads than conventional centralized H_∞ controller. A target plant is a hybrid-type CMAG system with permanent magnet and coil, and its mathematical model is firstly derived to design the DHC. To implement the designed algorithm, a real Maglev vehicle system including digital controller, chopper, sensor, etc., is manufactured. To compare the performances of the DHC method with an observer-based state feedback control(OSFC), the input tracking and disturbance rejection characteristics are experimentally tested. As performance indices(PI), integral of squared error(ISE), integral of absolute error(IAE), integral of time multiplied by absolute error(ITAE) and integral of time multiplied by squared error(ITSE) are used. From the experimental results, it can be seen that the input tracking and disturbance rejection performances of the DHC are better than those of the conventional controller.

Key Words : Decentralized H_∞ Control, Multiple Controlled-Permanent Magnet System, Magnetic Levitation System State Feedback Control, Performance Indices.

1. 서 론

지난 수 십 년간 세계적으로 자기부상 열차에 관한 연구를 해왔다. 이 중에서 독일의 Transrapid[1], 일본의 HSST (high speed surface transport)는 이미 상업 운전 중에 있고, 한국에서도 UTM(Urban Transit Maglev)[2] 시스템이 개발되어 실용화를 목전에 두고 있다. 이러한 차량들은 자기력에 의해 부상되며, 안내와 추진력 역시 자기력에 의해 생성된다. 자기부상 열차는 기존의 바퀴식 열차와 달리 마모 및 마찰이 없어 소음과 진동이 없고, 분진이 전혀 없는 장점이 있어 친환경 교통수단이라고 할 수 있고, 보수 및 운용비용이 작아 상업 운전이 적합하다.

자기부상 시스템은 부상 방식에 따라 크게 두 종류가 있는데, 하나는 차량을 부상시키기 위해 흡인력을 사용하는 EMS(electromagnetic suspension) 시스템이고, 다른 하나는 반발력을 사용하는 EDS(electrodynamic suspension) 시스템이다. EDS 시스템은 자체가 안정하므로 별도의 제어가 불필요하지만, EMS 시스템은 불안정하고, 비선형이며 시변 시스템인 마그네트와 레일 사이의 공극을 일정하게 유지하

기 위해 안정화 제어가 필요하다. 그래서 자기부상 제어기는 제어 대상 모델의 불확실성과 외란의 존재에 대해 항상 강인하고, 안정도를 유지해야만 한다. 또한, 자기부상 차량은 다중의 마그네트가 모듈 프레임에 의해 단단하게 연결되어 있기 때문에 마그네트 간의 커플링 영향으로 인해 다중 마그네트 차량의 부상제어 성능은 나빠질 수 있다. 따라서 위의 다중 자기부상 시스템의 커플링 문제를 제어하기 위해서는 다변수 제어기 형태의 제어가 필요하다. 하지만 집중형 제어기는 계산량이 많고, 구조가 복잡하다는 단점이 있다.

이 논문은 다중 마그네트를 포함하고 있는 다변수 CMAG 시스템을 제어대상으로 하고 있다. 기존의 부상제어기로서, 주로 PID(proportional-integral-derivative) 제어기[3]나 관측자 기반의 상태 피드백 제어기(observer-based state-feedback controller, OSFC)[4] 형태의 제어기가 사용되어 왔다. 이러한 제어기들은 단일 마그네트 시스템에서는 제어기 구조가 간단하여 적용이 쉬우면서도 좋은 성능을 보일 수 있으나, 다중 마그네트 시스템에서는 커플링 영향으로 인해 다른 서브 시스템으로부터의 외란이 그 서브 시스템으로 전달되어 성능이 나빠질 수 있다. 따라서 다중 마그네트 자기부상 시스템에서는 다른 서브 시스템에서의 외란의 영향을 최소화 하는 강인성 제어기 설계가 매우 중요하다.

한편, 강인성 문제를 해결하기 위한 방법 중 이 논문에서는 대표적으로 다음과 같은 논문을 고려하였다. 논문 [5]에서는 단일 자기부상 시스템에서 강인성 제어기를 구현하였는데, 시간 지연 기반의 외란 추정자와 슬라이딩 모드 관측

[†] 교신저자, 正會員 : 韓國電氣研究院 計測制御研究그룹 先任 研究員 · 工博

E-mail : jmkim@keri.re.kr

^{*} 正會員 : 釜山大 電子電氣情報컴퓨터工學部 教授 · 工博

^{**} 正會員 : 釜山大 電子電氣情報컴퓨터工學部 教授 · 工博
接受日字 : 2005年 6月 15日

最終完了 : 2005年 11月 21日

자를 도입했으며, 단일 입출력 모델로 특성화한 자기부상 시스템을 다루었다. 그러나 실제의 자기부상 차량은 많은 마그네트로 구성되어 있기 때문에 실제 차량에 적용하기 위해서는 서브 시스템 간의 상호 작용을 해결하기 위한 방안이 추가로 필요하다. 또한, 논문 [6]에서는 H_2 와 H_∞ 출력 피드백 제어를 자기부상 열차에 적용했으나, 제어기는 단일 입출력 형태이므로, 다변수 시스템에 적용에 한계가 있다.

앞서 언급을 하였지만, 다변수 집중형 제어기는 계산량이 많기 때문에 제어 주기가 짧아야만 하는 다변수 시스템에서 실시간 실행에는 부적합하다. 따라서 서로 단단하게 연결된 시스템의 경우, 제어 계산량을 덜기 위해 각각의 서브 제어기가 서로 디커플링된 구조로 된 분산형 제어기가 유리하다. 논문 [7]과 [8]에서는 이중 입출력 시스템에서 다변수 강인성 제어기에 대해 두 개의 리카티 방정식을 사용한 설계 절차가 DHC 형태로 제안되었다. 특히 논문 [8]에서는 다변수 DHC를 설계하기 위한 반복수행 방법이 제안되었다. 그러나 위의 두 논문은 제어 성능의 타당성 검증을 위한 실험 결과는 없어서 이점을 보완할 필요가 있다.

이 논문에서는 논문 [8]의 다변수 DHC의 제어 특성의 우수성을 확인하기 위하여 다변수 시스템중의 하나이고, 서브 시스템 사이에 심하게 커플링된 이중 CMAG 시스템에 설계된 DHC 알고리즘을 적용한다. 설계된 제어기는 실제 자기부상 시스템에 적용하여 실험하였고, 실험 결과로부터 DHC의 성능이 기존의 OSFC의 성능보다 향상된 것을 알 수 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 시스템 모델링을 유도하고, 3절에서는 다변수 분산형 H_∞ 제어기 설계에 대해 논하고, 4절에서는 실험결과를 보여주고 설명하며 5절에서 결론을 맺는다.

2. 시스템 모델링

이 절에서는 이중 CMAG 시스템에 대한 모델링에 앞서, 먼저 영구자석이 있는 단일 CMAG 시스템의 수학적 모델을 유도한다[9]. 그림 1과 2는 각각 단일 CMAG 시스템과 자기 등가회로를 보여준다. 자기 등가회로에서는 누설 자속이 없다고 가정한다. 그림 1에서 코일에 전류가 흐르면 자속이 발생하고, 이 자속과 영구자석의 자속이 합쳐져서 전체 자속이 된다. 이 전체 자속에 의해 마그네트와 레일 사이의 공극에서 흡인력이 발생되어 마그네트는 수직 방향으로 움직이게 된다. 영구자석과 코일이 혼용된 하이브리드 방식은 개루프 시스템이 불안정하므로 일정한 공극을 유지하기 위해서 피드백 제어기가 필요하게 된다. 또한 외부에서 외란이 들어오면 제어성능이 나빠질 수 있으므로 외란 제거 성능이 자기부상 시스템에서는 가장 중요한 성능의 기준이 된다. 그림 2.1의 영구자석의 재료는 NdFeB이며 잔류 자속밀도 B_r 은 1.17T이다. 레일과 자기 코어의 재료는 S20C이고, 영구자석의 기자력 Θ_p 는 $B_r h_p / \mu_0 \mu_p$ 과 같다. 여기서 h_p 는 영구자석의 높이, μ_0 는 공기 투자율, μ_p 는 영구자석의 상대 투자율을 말한다.

그림 2.2에서 전체 자기저항 R_t 는 다음과 같다.

$$R_t = 2R_\delta + R_r + R_c + R_p \approx 2R_\delta + R_p \tag{2.1}$$

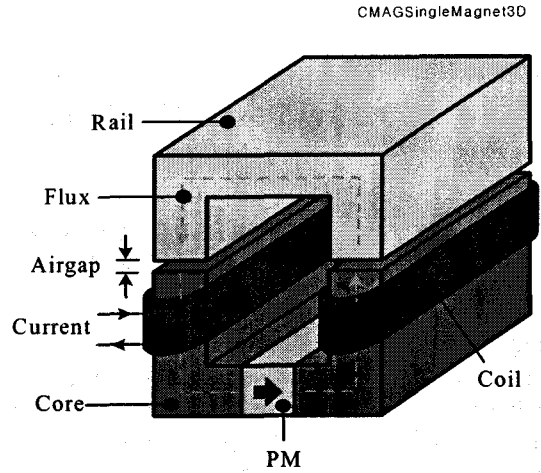


그림 2.1 단일 CMAG 시스템
Fig. 2.1 Single CMAG system

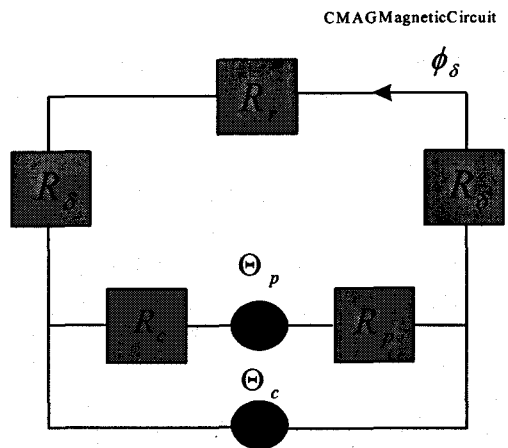


그림 2.2 자기 등가회로
Fig. 2.2 Magnetic equivalent circuit

여기서 $R_\delta = \frac{\delta}{\mu_0 A_\delta}$, $R_r = \frac{l_r}{\mu_0 \mu_r A_\delta}$, $R_c = \frac{l_c}{\mu_0 \mu_c A_\delta}$, $R_p = \frac{l_p}{\mu_0 \mu_p A_p}$ 이고, R_c 는 마그네트 코어의 자기저항, R_r 은 레일의 자기저항, δ 는 마그네트와 레일간의 공극, A_δ 는 마그네트 자극의 단면적, l_c 는 마그네트 코어의 등가 길이, l_r 은 레일의 등가 길이, μ_r 은 레일의 상대 투자율, μ_c 은 마그네트 코어의 상대 투자율이다.

공극 자속 ϕ_δ 는

$$\phi_\delta = \frac{\Theta_p + \Theta_c}{2R_\delta + R_p} = \frac{\Theta_p + Ni}{2\delta / \mu_0 A_\delta + R_p} \tag{2.2}$$

이고, Θ_c 는 Ni 와 등가인 코일의 기자력이고, N 는 코일의 권선수, i 는 코일 전류를 의미한다.

흡인력 f 는 자속밀도 B 의 자승 그리고 단면적 A_δ 에 비례하며, 영구자석과 코일의 기자력에 의해 결정된다.

$$f = \frac{B^2}{\mu_0} A_\delta = \frac{\phi_\delta^2}{\mu_0 A_\delta} = \frac{1}{\mu_0 A_\delta} \left(\frac{\Theta_p + Ni}{2\delta / \mu_0 A_\delta + R_p} \right)^2 \quad (2.3)$$

이 식에서 알 수 있듯이, 코일 전류가 감소하면 부상력은 감소하지만, 최소 한계치보다 작으면 오히려 부상력이 다시 증가하게 된다. 따라서 부상제어 할 때, 전류가 최소 한계치보다 작게 되지 않도록 보호 장치를 설치해야 한다. 부상력은 전류의 제곱에 비례하며, 갭의 제곱에 반비례한다. 따라서 갭이 커질수록 부상력이 떨어져 시스템이 불안정하다.

코일에서의 전압 방정식은

$$v = Ri + N \frac{d\phi_\delta}{dt} = Ri + N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial i} \frac{di}{dt} + N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} \quad (2.4)$$

과 같고, v 는 코일 양단에 인가된 전압이고, R 는 코일 저항이다.

식 (2.4)를 다음과 같이 정리한다.

$$i = (v - Ri - N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt}) \frac{1}{N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial i}} \quad (2.5)$$

여기서 $N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial i} = \frac{N^2}{\frac{2\delta}{\mu_0 A_\delta} + R_p}$, $N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial \delta} = \frac{-2(N\Theta_p + N^2 i)}{\mu_0 A_\delta \left(\frac{2\delta}{\mu_0 A_\delta} + R_p \right)^2}$

이고, $N \frac{\partial \phi_\delta}{\partial i}$ 는 코일의 인덕턴스이다.

그림 2.1에서 전류 i 에 의해 발생하는 힘은 다음 식처럼 시스템의 수직 동특성을 제어한다.

$$m\ddot{\delta} = -f(i, \delta) + f_d + mg \quad (2.6)$$

여기서 $mg = f_0(i_0, \delta_0)$ 이고, (i_0, δ_0) 과 f_d 는 각각 i 와 δ 의 평형 값과 외란 힘이다. $\ddot{\delta}$ 는 마그네트의 수직 방향의 가속도이고, m 과 g 는 각각 마그네트 무게와 중력가속도를 의미한다.

부상 동특성의 정확한 해석을 위해 식 (2.1)~(2.6)의 해가 필요하지만, 정확한 선형 모델은 평형점 (i_0, δ_0) 주변에서 변위 운동을 유발하는 흡인력의 선형 근사화를 통해 구할 수 있다. 이것은 평형점에서 많이 벗어나면 오차가 크게 되므로 선형 근사화를 위해 동작점이 평형점 부근이라는 가정을 한다. 그 결과, 선형화된 기계 방정식은 다음과 같다.

$$\Delta \ddot{\delta} = \frac{C_\delta}{m} \Delta \delta - \frac{C_i}{m} \Delta i + \frac{f_d}{m} \quad (2.7)$$

여기서 $C_i = \frac{2N\Theta_p(\mu_0 A_\delta)^{-1}}{\left(\frac{2\delta}{\mu_0 A_\delta} + R_p \right)^2}$, $C_\delta = \frac{4\Theta_p^2(\mu_0 A_\delta)^{-2}}{\left(\frac{2\delta}{\mu_0 A_\delta} + R_p \right)^3}$ 이다.

그리고 $\delta = \delta_0 + \Delta\delta$, $i = i_0 + \Delta i$, $v = v_0 + \Delta v$ 이고, $\Delta\delta$, Δi 과 Δv 는 각각 갭, 전류, 전압의 미소 변화, v_0 는 전압의 평형상태 값이다.

또한 선형화된 전압 방정식은 아래와 같다.

$$\Delta i = \frac{C_i}{L_0} \Delta \delta - \frac{R}{L_0} \Delta i + \frac{1}{L_0} \Delta v \quad (2.8)$$

여기서 $L_0 = N^2 \left(\frac{2\delta_0}{\mu_0 A_\delta} + R_p \right)^{-1}$ 이다. 인덕턴스는 전류의 응답 속도를 결정하므로 가급적 작아야 한다. 따라서 코일의 권선수를 작게 해야만 한다.

이제, 단일 CMAG 시스템의 식 (2.7)과 (2.8)을 사용해서 이중 마그네트 시스템의 모델을 유도한다. 자기부상 차량은 차량을 지지하기 위하여 최소한 4개의 마그네트가 필요하다. 이 마그네트는 차량 하부의 좌측과 우측에 각각 2개가 있어 각각 하나의 모듈을 구성하고 있고, 각 모듈 사이는 기계적으로 분리되어 있다. 여기서는 2개의 모듈 중 하나의 모듈만을 제어 대상으로 한다. 자기적으로 부상 및 안내하는 차량은 레일에 대하여 CMAG 시스템에서 발생된 힘에 의해 제어되는 위치 및 방향성을 가지는 자유 운동체이다. 시스템의 해석을 위해 제어되는 자유도의 고려와 차량의 기구를 정의함으로써 움직임의 정확한 방정식의 공식화가 필요하다. 각 마그네트의 힘 방정식과 전압 방정식은 단일 마그네트일 때의 방정식들과 동일하다.

이중 마그네트로 구성된 모듈 시스템의 비선형 동특성은 아래와 같다.

$$M\ddot{\delta} = -f_1 - f_2 + Mg \quad (2.9)$$

여기서 M 은 모듈의 무게이고, f_1 과 f_2 는 각각 마그네트 1과 2에서 발생한 흡인력이다.

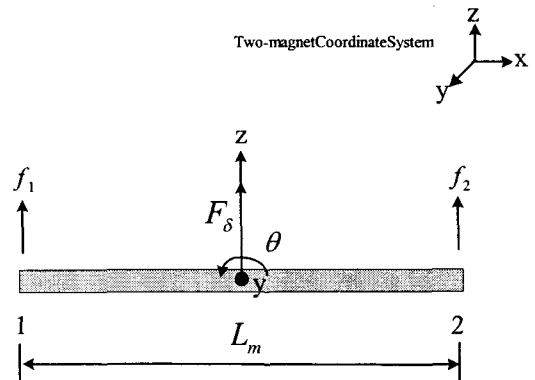


그림 2.3 이중 마그네트 좌표 시스템
Fig. 2.3 Coordinate of double magnet

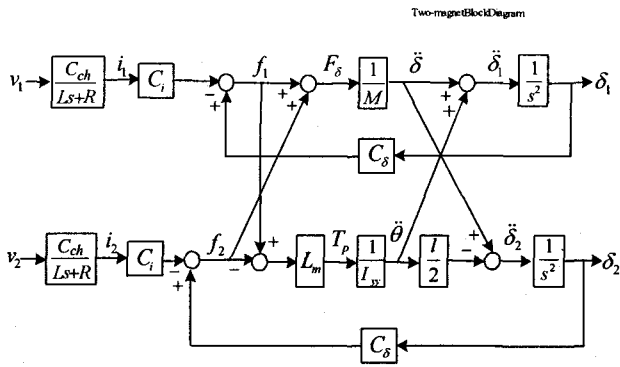


그림 2.4 이중 CMAG 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 2.4 Block diagram of double CMAG system

부상체의 자유도는 6이지만 차량의 움직임은 어느 특정 방향으로만 제한될 수 있다. 그림 2.3처럼 자기부상 모듈에서, 요잉 운동은 히브 운동에 비해 작다고 가정하고, 추진 운동을 무시하면, 평형점에서 작은 섭동에 대해 Euler 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$F_\delta = M\ddot{\delta} = f_1 + f_2 \tag{2.10}$$

$$T_p = I_{yy}\ddot{\theta} = L_m(f_1 - f_2) \tag{2.11}$$

$$\ddot{\delta} = F_\delta / M = (\ddot{\delta}_1 + \ddot{\delta}_2) / 2 \tag{2.12}$$

$$\ddot{\theta} = T_p / I_{yy} = (\ddot{\delta}_1 - \ddot{\delta}_2) / 2l \tag{2.13}$$

$$\ddot{\delta}_1 = \ddot{\delta} + l\ddot{\theta} \tag{2.14}$$

$$\ddot{\delta}_2 = \ddot{\delta} - l\ddot{\theta} \tag{2.15}$$

여기서 F_δ 는 지지하는 전체 힘, θ 는 피칭 각, T_p 는 피칭 토크, I_{yy} 는 피칭 관성모멘트, L_m 와 $2l$ 은 각각 모듈의 길이와 공극 센서 사이의 길이이다. 작은 섭동에 대한 히브(δ), 피칭(θ)의 움직임은 두 공극의 관계 $\delta = (\delta_1 + \delta_2) / 2$, $\theta = (\delta_1 - \delta_2) / 2l$, $\delta_1 = \delta + l\theta$, $\delta_2 = \delta - l\theta$ 로부터 유도된다.

그림 2.4는 이중 CMAG 시스템의 블록 다이어그램을 보여주고 있으며, 단일 마그네트 사이에 기계적인 간섭 때문에 상호결합이 있다는 것을 알 수 있다. 유도된 선형 방정식을 이용하면 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_g(t) &= A_g x_g(t) + B_g u_g(t) \\ y_a(t) &= C_g x_g(t) + D_g u_g(t) \end{aligned} \tag{2.16}$$

여기서 상태변수 $x_g(t)$, 입력 $u_g(t)$, 출력 $y_g(t)$, 그리고 행렬 A_g, B_g, C_g, D_g 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} x_g(t) &= (\Delta\delta_1 \ \Delta\delta_2 \ \Delta\dot{\delta}_1 \ \Delta\dot{\delta}_2 \ \Delta i_1 \ \Delta i_2)^T \\ u_g(t) &= (\Delta v_1 \ \Delta v_2) \\ y_g(t) &= (\Delta\delta_1 \ \Delta\delta_2)^T \end{aligned}$$

$$A_g = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & 0 & 0 & a_{35} & a_{36} \\ a_{41} & a_{42} & 0 & 0 & a_{45} & a_{46} \\ 0 & 0 & C_i/L_0 & 0 & -R/L_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_i/L_0 & 0 & -R/L_0 \end{pmatrix}$$

$$B_g = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & C_{ch}/L_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{ch}/L_0 \end{pmatrix}^T$$

$$C_g = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$D_g = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } a_{31} &= \left(\frac{C_\delta}{M} + \frac{lL_m C_\delta}{I_{yy}} \right), & a_{32} &= \left(\frac{C_\delta}{M} - \frac{lL_m C_\delta}{I_{yy}} \right), \\ a_{35} &= -\left(\frac{C_i}{M} + \frac{lL_m C_i}{I_{yy}} \right), & a_{36} &= -\left(\frac{C_i}{M} - \frac{lL_m C_i}{I_{yy}} \right), \\ a_{41} &= \left(\frac{C_\delta}{M} - \frac{lL_m C_\delta}{I_{yy}} \right), & a_{42} &= \left(\frac{C_\delta}{M} + \frac{lL_m C_\delta}{I_{yy}} \right), \\ a_{45} &= -\left(\frac{C_i}{M} - \frac{lL_m C_i}{I_{yy}} \right), & a_{46} &= -\left(\frac{C_i}{M} + \frac{lL_m C_i}{I_{yy}} \right). \end{aligned}$$

위 상태 방정식에서 코너 1과 2사이에 커플링이 있다는 것을 알 수 있으며, 이것으로 인해 한 쪽 코너에서 외란이 발생하면 다른 코너에 영향을 미치는 문제가 있다.

3. 분산형 H_∞ 제어기 설계

기존의 자기부상 알고리즘의 대부분은 지정된 페루프 요구조건을 만족하면서 단일 마그네트 시스템을 모델로 하여 설계되었다. 그러나 단일 입출력 부상제어기가 다중 마그네트 시스템에 적용될 때 페루프 시스템의 안정도는 모델링되지 않은 동특성으로 인해 보장될 수가 없고, 제어 성능도 나빠지게 된다. 그래서 강인한 제어기는 다변수 시스템의 안정도를 보장해야만 하고, 제어 성능도 일정한 요구에 맞게 유지해야만 한다. 이 절에서는 CMAG 시스템에 다변수 관측자 기반의 DHC를 적용하기위해 그 제어기를 설계하고, 설계과정을 요약한다[8].

이제, 이중 CMAG 시스템의 DHC 설계 문제를 고려한다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_w w + B_1 u_1 + B_2 u_2, \\ z &= C_z x + D_{121} u_1 + D_{122} u_2, \\ y_1 &= C_1 x + D_{211} w, \\ y_2 &= C_2 x + D_{212} w, \end{aligned} \tag{3.1}$$

여기서 $x \in R^n$ 은 상태 변수, $w \in R^{n^*}$ 는 다른 외부신호나 외란, $z \in R^r$ 는 최소화하려는 에러 출력, $u_i \in R^{m_i}$ 와 $y_i \in R^{r_i}$ 는 각각 제어 입력과 $m = m_1 + m_2$ 이고, $r = r_1 + r_2$ 일 때, 채널 $i \in \{1, 2\}$ 에서 측정된 출력을 말한다. 입출력 형태로 표시하면, 시스템은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{pmatrix} \hat{z} \\ \hat{y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{z} \\ \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} \hat{w} \\ \hat{u}_1 \\ \hat{u}_2 \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} \hat{w} \\ \hat{u} \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

여기서 전달함수의 행렬의 형태는 아래와 같다.

$$P(s) = \begin{pmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B_w & B \\ C_z & 0 & D_{12} \\ C & D_{21} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B_w & B_1 & B_2 \\ C_z & 0 & D_{121} & D_{122} \\ C_1 & D_{211} & 0 & 0 \\ C_2 & D_{212} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

다음에서 아래와 같이 가정한다:

- A1. (A, B) 는 안정화가가능하고 (C, A) 는 측정가능하다.
- A2. $D_{12}^T D_{12} = I$ 과 $D_{21} D_{21}^T = I$.
- A3. $\begin{pmatrix} A - \lambda I & B \\ C_z & D_{12} \end{pmatrix}$ 과 $\begin{pmatrix} A - \lambda I & B_w \\ C & D_{21} \end{pmatrix}$ 은 각각 모든 $\lambda, \lambda + \bar{\lambda} = 0$ 일 때 풀 랭크를 가진다.

이 때, 다변수 DHC $K_d(s)$ 은 아래와 같은 구조를 갖는다.

$$\hat{u} = \begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{u}_2 \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} K_1(s) & 0 \\ 0 & K_2(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \end{pmatrix} = -K_d(s) \hat{y} \quad (3.4)$$

여기서 $K_i \in R_p^{m_i \times r_i}, i=1,2$.

분산형 제어 구조에서 시스템이 불안정한 분산된 고정 고 유값을 가지지 않는다고 가정한다. 이것은 제어 불가능한 시스템 모드는 없고 시스템 모드는 제어기가 설계되기 전에 안정화되어야만 한다는 것을 의미한다. 집중형 보상기 $K(s)$ 와 분산형 보상기 $K_d(s)$ 를 사용할 때 시스템의 페루프 전달함수로서 $T_{zw}(K(s)) = T_{zw}$ 와 $T_{zw}(K_d(s)) = T_{zw}^d$ 으로 표현한다. H_∞ 최적제어 문제는 아래식과 같이 γ_{opt} 를 결정하는 것이다.

$$\gamma_{opt} = \min_{K(s) \in S(P)} \|T_{zw}\|_\infty \quad (3.5)$$

여기서 $S(P)$ 는 P 를 안정화 하기위한 모든 보상기들의 집합이다. 분산형 H_∞ 제어에서 모든 양의 ϵ 에 대해 $\|T_{zw}^d\|_\infty \leq \gamma_{opt} + \epsilon := \gamma$ 을 만족하는 분산된 제어기를 결정한다. 이제 다변수 관측자 기반의 DHC를 설계하는데, J -spectral 인수분해 접근방법[10]에서부터 리카티 방정식 두 개를 포함한 아래의 방정식들을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_Y^T &= \begin{pmatrix} A^T - C^T D_{21} B_w^T & \gamma^{-2} C_z^T C_z - C^T C \\ -B_w B_w^T + B_w D_{21}^T D_{21} B_w^T & -A + B_w D_{21}^T C \end{pmatrix}, \\ Y_\infty &= Ric(H_Y) \geq 0, \\ H_X^T &= \begin{pmatrix} A - B D_{21}^T C_z & \gamma^{-2} B_w B_w^T - B B^T \\ -C_z^T C_z + C_z^T D_{12} D_{12}^T C_z & -A^T + C_z^T D_{12} B^T \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$X_\infty = Ric(H_X^T) \geq 0,$$

그리고 $\lambda_{\max}(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$ 이 된다. 여기서 아래의 변수들을 정의한다.

$$\begin{aligned} \bar{Z}_\infty &= (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1}, \quad F = (D_{12}^T C_z + B^T X_\infty) \bar{Z}_\infty, \\ L &= Y_\infty C^T + B_w D_{21}^T, \quad \hat{C} = (C + \gamma^{-2} D_{21} B_w^T X_\infty) \bar{Z}_\infty, \\ \hat{A} &= A + \gamma^{-2} Y_\infty C_z^T C_z - L(C - \hat{C}), \\ \hat{B} &= B + \gamma^{-2} Y_\infty C_z^T D_{12}. \end{aligned}$$

주어진 시스템 $P^\gamma(s) = \hat{C}(sI - \hat{A})^{-1} \hat{B}$ 에서 $\hat{A} - \hat{B}F$ 와 $\hat{A} - L\hat{C}$ 이 점근적으로 안정한 것처럼 전상태 피드백 이득 $F = (F_1 \ F_2)$ 와 관측자 이득 $L = (L_1 \ L_2)^T$ 이 존재하는 것을 알 수 있다. F 를 분산형 제어기의 피드백 이득으로 하면, 관측자 기반의 DHC $K_d(s)$ 이 아래와 같이 되고,

$$K_d(s) = \begin{pmatrix} \hat{A} - \hat{B}F - L_1^d \hat{C}_1 & 0 & L_1^d & 0 \\ 0 & \hat{A} - \hat{B}F - L_2^d \hat{C}_2 & 0 & L_2^d \\ -F_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -F_2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

이 때 $\|T_{zw}^d\|_\infty \leq \gamma$ 을 만족한다. 여기서

$$\begin{aligned} Q^d(s) &= \begin{pmatrix} A_Q & B_Q \\ C_Q & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_L & \bar{L} - \bar{L} \\ \bar{F} & 0 \end{pmatrix}, \quad \hat{B} = (\hat{B}_1 \ \hat{B}_2), \\ \hat{C} &= (\hat{C}_1 \ \hat{C}_2), \quad \bar{F} = \begin{pmatrix} F_1 & 0 \\ 0 & F_2 \end{pmatrix}, \quad \hat{L} = \begin{pmatrix} L \\ L \end{pmatrix}, \\ \bar{L} &= \begin{pmatrix} L_1^d & 0 \\ 0 & L_2^d \end{pmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{pmatrix} \hat{C}_1 & 0 \\ 0 & \hat{C}_2 \end{pmatrix}, \\ \bar{A}_L &= \begin{pmatrix} \hat{A} - \hat{B}_2 F_2 & \hat{B}_2 F_2 \\ \hat{B}_1 F_1 & \hat{A} - \hat{B}_1 F_1 \end{pmatrix} - \bar{L} \bar{C} = \bar{A} - \bar{L} \bar{C}. \end{aligned}$$

주어진 γ 에서 아래 식처럼 $P > 0$ 이고 $\epsilon > 0$ 가 존재하면,

$$\begin{aligned} P(\bar{A} - \hat{L} \bar{C})^T + (\bar{A} - \hat{L} \bar{C})P \\ + P(\gamma^{-2} F^T F - \bar{C}^T \bar{C} + \epsilon I)P + R = 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

여기서

$$\begin{aligned} R = f(P) &= \begin{pmatrix} 0 & L_2 + P_{12} \hat{C}_2^T \\ L_1 + P_{21} \hat{C}_1^T & 0 \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} 0 & L_2 + P_{12} \hat{C}_2^T \\ L_1 + P_{21} \hat{C}_1^T & 0 \end{pmatrix}^T \end{aligned}$$

$$P(0) = I_m \bar{A}$$

관측자 이득 L_1^d, L_2^d 은 $\|Q^d\|_\infty < \gamma$ 처럼 $L_1^d = L_1 + P_{11} \hat{C}_1^T$

와 $L_2^d = L_2 + P_{22} \hat{C}_2^T$ 에서부터 구할 수 있다. 반복 알고리즘은 다음과 같이 구현된다. R 과 f_P 의 초기 상태를 다음과 같이 둔다.

$$R^{(0)} = f_P([0]) = \begin{pmatrix} 0 & L_2 \\ L_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & L_2 \\ L_1 & 0 \end{pmatrix}^T, \quad R^{(i+1)} = f_P(P^{(i)})$$

또한 $H_P^{(i)}$ 는

$$H_P^{(i)} = \begin{pmatrix} (\bar{A} - \hat{L}\bar{C})^T & \gamma^{-2} F^T F - \bar{C}^T + \epsilon I \\ -R^{(i)} & -(\bar{A} - \hat{L}\bar{C}) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

이고, $P^{(i)} = Ric(H_P^{(i)})$ 이다.

충분히 작은 η_0 에서 $\|P^{(i+1)} - P^{(i)}\| < \eta_0$ 일 때 까지 반복 수행한다. 결국, 식 (3.7)에서처럼 분산형 관측자 기반의 H_∞ 제어기를 설계할 수 있게 된다.

4. 실험 결과

다변수 DHC의 제어 성능을 확인하기 위하여 4개의 CMAG로 이루어진 자기부상 차량을 설계, 제작하였다. 이 시스템은 서브 시스템 사이에 강하게 커플링된 특성을 가지고 있어서 설계된 DHC의 제어 효과를 쉽게 확인할 수가 있다. 그림 4.1은 제작된 CMAG 모듈 시스템을 보여 준다. 전체 시스템은 마그네트와 레일, 선형 모터, 센서, 부상 제어기 및 초퍼로 구성된다. 추진 시스템은 이 논문의 범위를 벗어나므로 여기서는 다루지 않기로 한다. 프레임의 왼쪽 모듈은 기계적으로 오른쪽 모듈과 디커플링 되어있다. 따라서 한쪽 부분의 기계적인 움직임이 다른 부분에 영향을 미치지 않는다. 부하가 균일하게 분포한다고 가정하면 들어 올리는 힘은 각 코너에서 250kg이 필요하다. 사용된 메인 CPU 보드는 모토롤라 MVME2305 Versa Module Europa (VME) 프로세서 모듈이다. 마그네트 코일은 120V의 출력을 내는 전상한 초퍼에 의해 구동된다. 공극 센서와 가속도 측정기는 각각 위치와 가속도 신호 측정에 사용된다. 공극 센서는 KAMAM사의 와전류형 센서이고, 가속도 센서는 Dytran Instruments사의 3192A 제품이며, 압전형이다. 사용된 제어 소프트웨어 프로그램은 실시간 오퍼레이팅 시스템 (Real-time operating system, RTOS)의 하나인 PC 기반의 VxWorks[11]이다. RTOS의 개발 틀은 WindRiver사에서 제작된 Tornado 2[12]를 사용하였다. 또한 디지털 제어기의 샘플링 주기는 4kHz이다.

일반적으로 자기부상 열차에서는 운행 시 외부로부터의 외란이 들어올 경우 동작에 결정적으로 영향을 미치므로 외란 제거 성능은 동작하는 동안 가장 중요한 동특성중 하나가 된다. 따라서 여기서는 그 코너에서 발생한 외란으로 인해 다른 코너에 미치는 영향을 최소화시키기 위해 외란 제거 특성에 중점을 두었다. 실험은 기존의 알고리즘인 OSFC와 제안된 DHC를 동일한 조건하에서 수행하였고, 기준 입력 추종성과 외란 제거 성능을 살펴보았다. 그리고 실험결

과는 4 개의 성능 지수를 통하여 비교, 분석하였다.

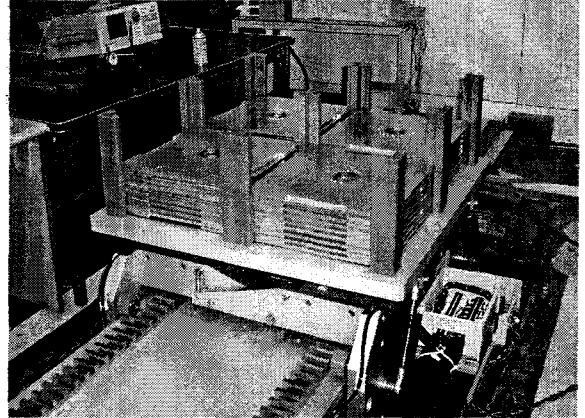


그림 4.1 CMAG 모듈 시스템

Fig. 4.1 CMAG module system

표 4.1 CMAG 파라미터

Table 4.1 CMAG parameters

파라미터	값	단위
전체 무게 M	1000	kg
피칭 관성 모멘트 I_{yy}	11.4	kg m ²
자극 단면적 A_s	5400	mm ²
코일 권선수 N	600	turns
전류 계수 C_i	691	N/A
갭 계수 C_g	2680	N/mm
정상상태 갭 δ_0	3	mm
정상상태 전류 i_0	0.0	A
코일 저항 R	7	Ω
인덕턴스 L_0	0.26	H

A. OSFC

표 4.1은 시스템 파라미터를 나타낸다. CMAG 시스템에서 기존의 단일 입출력 부상 제어기의 구조는 그림 4.2와 같다. 마그네트 수직 방향의 속도를 직접 측정할 수가 없기 때문에 그 속도는 공극 신호와 가속도 신호를 이용한 상태 관측자를 통해 추정해 낸다. 공극 신호와 가속도 신호로부터 추정된 속도 신호를 구하기 위한 전달 함수는 아래와 같다.

$$\dot{\delta} = \frac{s}{s^2 + H_1 s + H_2} \ddot{\delta} + \frac{H_2 s}{s^2 + H_1 s + H_2} \delta \quad (4.1)$$

여기서 $\dot{\delta}$ 는 추정된 속도, $\ddot{\delta}$ 는 가속도, δ 는 갭이고, H_1 와 H_2 는 관측자 이득이다. OSFC의 구조는 다음과 같다.

$$v_c = K_p(\delta - \delta_r) + K_i \int (\delta - \delta_r) dt + K_v \dot{\delta} - K_c \dot{i} \quad (4.2)$$

여기서 K_p 는 비례 이득, K_i 는 적분 이득, K_v 는 속도 이득,

K_c 는 전류 이득이고, δ_r 는 기준 갭이다.

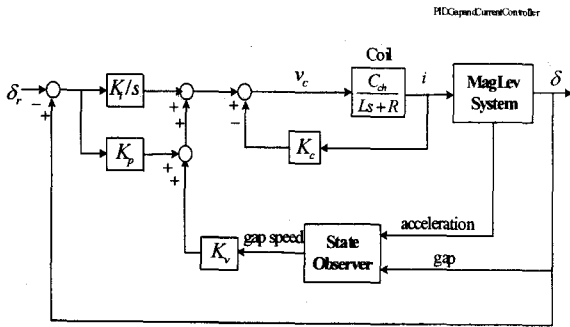


그림 4.2 OSFC 블록 다이어그램
Fig. 4.2 Block diagram of the OSFC

피드백 이득은 최적화 방식인 유전자 알고리즘[13]을 이용하여 구하였으나, 그 설계 과정에 대해서는 생략한다. 각 이득 값은 $K_p = 7900 \text{ V/m}$, $K_i = 550 \text{ V/(m sec)}$, $K_v = 120 \text{ Vsec/m}$, $K_c = -1.0 \text{ V/A}$ 이다.

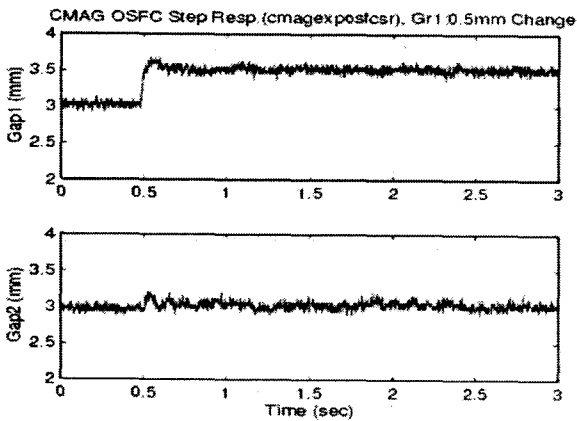


그림 4.3 OSFC를 적용했을 때의 스텝 응답
Fig. 4.3 Step response of the OSFC

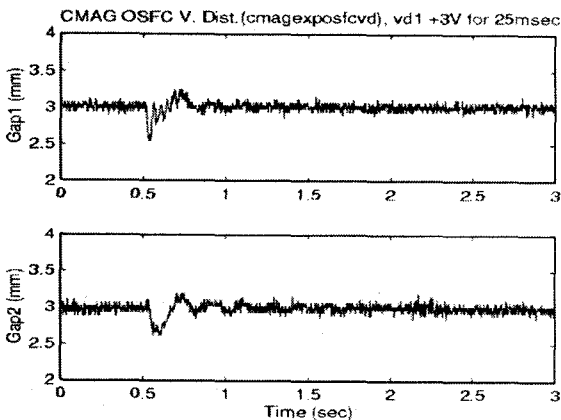


그림 4.4 OSFC 적용했을 때의 외란 응답
Fig. 4.4 Disturbance response of the OSFC

그림 4.3과 4.4는 OSFC를 적용했을 때, 각각 스텝 응답과 외란 응답을 보여 준다. 자기부상 시스템에서의 외란은 외부 전장품으로 인해 발생되거나, 센서에서의 임펄스 형태의 잡음 또는 추진계로부터의 외란 등을 의미한다. 그림 4.3에서 코너 1에서의 기준 공극이 3.0mm에서 3.5mm로 변할 때, 출력 공극이 30%의 최대 오버슈트를 보이며 기준공극 신호를 따라가는 것을 볼 수 있으나, 코너 2에서는 작은 공극 섭동이 있는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 4.4에서 +3V의 플랜트 입력 외란이 25msec 동안 코너 1의 제어 전압에 더해진다. 이 결과에서, 3.4mm의 최대치를 지닌 큰 공극 진동이 있고, 코너 2에서 0.6sec의 정착 시간이 코너 1에서의 임펄스 전압 신호에 기인한 것을 알 수 있다.

B. DHC

관측자 기반의 H_∞ 제어를 구현하기 위해 두 개의 리카티 방정식을 풀어야 한다. 잘 알려져 있듯이 X_∞ 과 Y_∞ 을 구하기 위해 해밀토니안 행렬은 안정된 개루프 플랜트가 요구된다. 제어 대상인 CMAG 시스템이 개루프 시스템이 불안정하므로, 내부 루프 안정화기가 원래의 플랜트에 추가되어야 하고, 동시에 폐루프 시스템의 성능과 강인성을 고려해야만 한다. 결국, 다변수 DHC의 가장 중요한 역할은 커플링된 서브 시스템을 디커플링하면서 외란 감쇠와 강인성을 향상시키는 것이다.

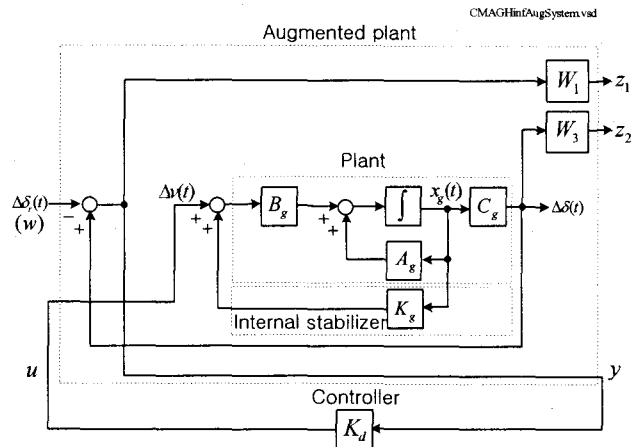


그림 4.5 플랜트, 가중함수 및 제어기
Fig. 4.5 Plant, weighting functions and controller

그림 4.5는 CMAG 시스템과 가중치 함수가 포함된 플랜트를 보여준다. 이중 개루프 CMAG 시스템의 상태방정식 (2.16)에서 알 수 있으며, K_g 는 내부 루프 안정화기이다. 안정화된 플랜트의 동특성은 아래와 같다:

$$\begin{aligned} \dot{x}_g(t) &= A_g x_g(t) + B_g u_g(t) \\ &= A_g x_g(t) + B_g (\Delta v(t) + K_g x_g(t)) \\ &= (A_g + B_g K_g) x_g(t) + B_g \Delta v(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

여기서 x_g, u_g 등은 식 (2.16)에서 이미 정의했다.

내부 루프 안정화기 K_g 는 상태 피드백 제어의 형태로써 아래와 같이 주어진다.

$$K_g = \begin{pmatrix} K_{p1} & 0 & K_{v1} & 0 & K_{c1} & 0 \\ 0 & K_{p2} & 0 & K_{v2} & 0 & K_{c2} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

여기서 K_{p1}, K_{v1}, K_{c1} 은 서브 시스템 1의 공극, 속도, 전류 이득이고, K_{p2}, K_{v2}, K_{c2} 는 서브 시스템 2의 공극, 속도, 전류 이득이다. 내부 피드백 이득은 $K_{p1} = 7000 \text{ V/m}$, $K_{v1} = 110 \text{ Vsec/m}$, $K_{c1} = -1.0 \text{ V/A}$, $K_{p2} = 7000 \text{ V/m}$, $K_{v2} = 110 \text{ Vsec/m}$, $K_{c2} = -1.0 \text{ V/A}$ 이다. CMAG 시스템에서의 가중치 함수 $W_1(s)$ 와 $W_3(s)$ 는 아래와 같다.

$$W_1(s) = \begin{pmatrix} k_1/(\tau_1 s + 1) & 0 \\ 0 & k_1/(\tau_1 s + 1) \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$W_3(s) = \begin{pmatrix} k_3 G_{W_3} & 0 \\ 0 & k_3 G_{W_3} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

$$G_{W_3}(s) = (\tau_{31}s + 1)(\tau_{32}s + 1)(\tau_{33}s + 1) \quad (4.7)$$

여기서 k_1 은 가중치 함수 $W_1(s)$ 의 이득이고, $1/\tau_1$ 은 $W_1(s)$ 의 대역폭, k_3 은 가중치 함수 $W_3(s)$ 의 이득이다. 식 (4.5), (4.6)에서 알 수 있듯이 가중치 함수 $W_1(s)$ 와 $W_3(s)$ 는 각각 저역통과필터와 고역통과필터의 형태가 된다. 설계된 가중치파라미터 값은 $k_1 = 300$, $\tau_1 = 1/(2\pi \times 0.05) \text{ sec}$, $k_3 = 10^{-8}$, $\tau_{31} = 1/(2\pi \times 0.05) \text{ sec}$, $\tau_{32} = 1/(2\pi \times 10) \text{ sec}$, $\tau_{33} = 1/(2\pi \times 100) \text{ sec}$ 이다.

그림 4.6과 4.7은 DHC를 적용했을 때, 각각 스텝 응답과 외란 응답을 보여 준다. 그림 4.6에서 기준 공극이 3.0mm에서 3.5mm로 변할 때, 공극의 최대 오버슈트가 40%라는 것을 알 수 있고, 약간의 진동이 있다는 것을 알 수 있다. OSFC와 달리, DHC를 적용 시, 코너 2에서의 공극의 진동은 매우 작다는 것을 알 수 있는데, 이것은 DHC가 디커플링 효과가 크다는 것을 알 수 있다. 그림 4.7은 외란 제거 성능을 보여 주는데, +3V의 플랜트 입력 외란이 25msec 동안 코너 1의 제어 전압에 더해진다. 이 결과에서 3.2mm의 최대치를 지닌 작은 공극 진동이 있고, 코너 2에서의 정착 시간은 0.25sec이다. 두 실험 결과에서 정착 시간뿐만 아니라 공극의 최대값도 OSFC에 비해 DHC가 작다는 것을 알 수 있다. 자기부상 열차가 고속으로 추진할 때, 외부로부터 다양한 외란이 시스템에 인가될 수 있다. 그래서 외란 감쇠 특성은 자기부상 제어 시스템이 갖추어야 할 가장 중요한 성능이며, 앞의 결과는 다변수 DHC가 부상 제어기로서 유용하다는 것을 의미한다.

이제, DHC와 OSFC의 성능을 정확히 비교하기 위해 ISE, IAE, ITAE 및 ITSE 등 총 4개의 성능 지수를 사용한다. 표 4.2는 스텝 응답에 대한 DHC와 OSFC의 성능 지수를 보여주고 표 4.3은 외란 응답에 대한 DHC와 OSFC의 성능 지수를 보여준다. 4개의 성능 지수로부터 DHC의 성능이

OSFC보다 좋다는 것을 알 수 있다. 이것은 DHC가 기존의 부상제어 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 의미한다.

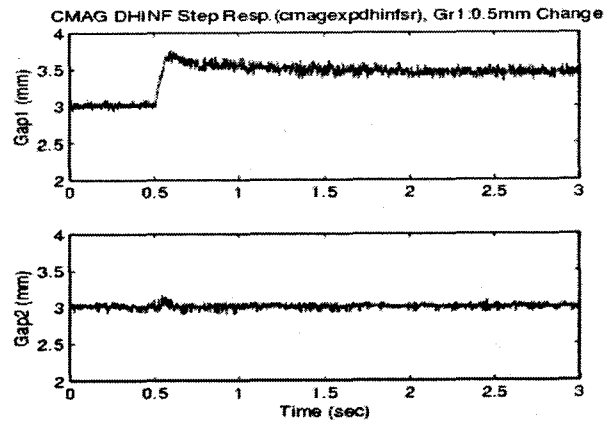


그림 4.6 DHC 적용했을 때의 스텝 응답
Fig. 4.6 Step response of the DHC

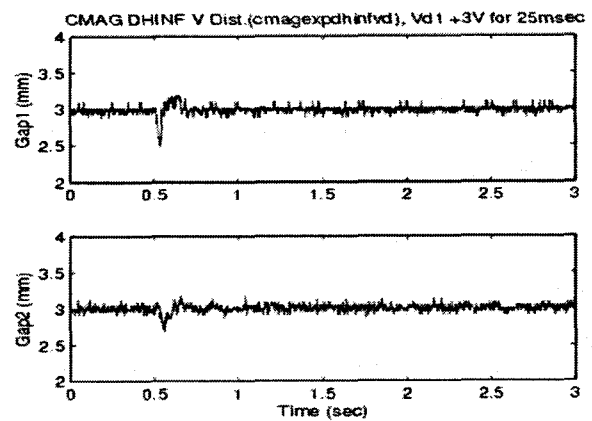


그림 4.7 DHC 적용했을 때의 외란 응답
Fig. 4.7 Disturbance response of the DHC

표 4.2 OSFC와 DHC 스텝 응답에 대한 성능 지수
Table 4.2 PI of the OSFC and DHC step responses

공극	제어기	성능 지수			
		ISE	IAE	ITAE	ITSE
1	OSFC	0.22	0.74	2.02	0.60
	DHC	0.13	0.57	1.61	0.36
2	OSFC	1.45	2.09	5.23	3.64
	DHC	1.07	1.79	4.73	2.82

표 4.3 OSFC와 DHC의 외란 응답에 대한 성능지수
Table 4.3 PI of the OSFC and DHC disturbance responses

공극	제어기	성능 지수			
		ISE	IAE	ITAE	ITSE
1	OSFC	0.65	1.40	2.66	1.24
	DHC	0.60	1.34	2.15	0.96
2	OSFC	0.65	1.40	2.75	1.28
	DHC	0.47	1.19	1.99	0.79

5. 결 론

이 논문에서는 설계된 분산형 H_∞ 제어를 다변수 시스템인 이중 CMAG 시스템에 적용 및 실험하여 실제로 입력 추종 및 외란 제거 성능의 우수성을 확인하였다. 여기서 설계된 분산형 제어기는 마그네트의 수가 두 개 이상인 경우에도 쉽게 일반화가 가능하다는 장점이 있다. 이중 마그네트 시스템에 대한 수학적 모델링을 하였고 선형 상태 방정식도 구했다. 또한 실험장치는 디지털 제어 시스템과 초퍼 및 센서를 포함하여 제작되었으며, 다변수 시스템 모델을 이용해 관측자 기반의 DHC를 설계하였다. 이로 인해 간단하고 디커플링된 강인한 다변수 제어를 설계할 수 있었다. 실험 결과로부터 DHC의 입력에 대한 추종 성능과 외란 제거 특성이 기존의 OSFC보다 더 좋다는 것을 성능지수를 통하여 알 수 있었다.

결론으로써, 모델링 되지 않은 동특성에 대한 강인성과 외란 제거 문제처럼 다변수 자기부상 시스템에서의 제어 문제를 H_∞ 제어를 적용해서 개선하였다. 또한 개발된 다변수 분산형 제어를 실차형 자기부상 시스템의 적용 가능성을 실험을 통해 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] G.Bohn and G. Steinmetz, "The elctromagnetic levitation and guidance technology of the TRANSRAPID test facility emsland," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 20, no 5, pp. 1666-1671, 1984.
 [2] K.H. Kim, et al, A study on the Development of Control System for levitation and Propulsion, KERI report, 1998.
 [3] G. Schweitzer, H. Bleuler and A. Traxler, *Active Magnetic Bearing*, ETH Zurich, 1994.
 [4] J.M. Kim and D.H. Kang, Development of 1 tonne Lossless Hybrid-Type Magnetic Levitation System, KERI report, 2004.
 [5] H.K. Sung, A Study on the Design of Robust and Reliable Controller for Electromagnetic Suspension System, Ph.D. Thesis, KAIST, 2001.
 [6] A. Bittar and R.M. Sales, " H_2 and H_∞ control applied to and electromagnetically levitation system," *Proc. of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 773-778, October, 1997.
 [7] J.H. Seo, J.S. Kong and S.H. Lee, "Decentralized H_∞ controller design," *1st Asian Control Cong.*, Tokyo, pp. 539-542, 1994.
 [8] J.H. Seo, J.S. Kong and S.H. Lee, "Decentralized controller design," *Automatica*, 35, pp. 965-876, 1999.
 [9] P.K. Sinha, *Electromagnetic Suspension: Dynamics and Control*, U.K. Peregrinus, 1987.
 [10] M. Green, K. Glover, B.J.M. Limebeer and J.C. Doyle, "A J-spectral factorization approach to H_∞ control," *SIAM J. Control Optim.*, 28, pp. 1350-1371, 1990.

[11] *VxWorks User's Guide*, The WindRiver, 1996.
 [12] *Tornado 2 User's Guide*, The WindRiver, 2000.
 [13] C.F. Ostia and O.Y. Chuy, "Genetic tuning of fuzzy controller," *Mindanao Journal XXVII*, pp. 197-239, 2003.

저 자 소 개



김 종 문 (金 鍾 文)

1965년 6월 6일생. 1988년 인하대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 한국전기연구원 선임연구원.

Tel : (055)280-1443,
 Fax : (055)280-1476
 E-mail : jmkim@keri.re.kr



이 상 혁 (李 相 赫)

1963년 3월 10일생. 1988년 충북대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(공학). 1997-1999 (주) 하우 책임 연구원, 1999-2000 (주) 지엔티씨 기술이사, 2000-현재 부산대학교 산업자동화 및 정보통신 분야 인력양성사업단 기금교수.

Tel : 051-510-2497
 Fax : 051-513-0212
 E-mail : leehyuk@pusan.ac.kr



최 영 규 (崔 瑩 奎)

1957년 6월 18일 생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 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