

무게 변화를 고려한 자기부상열차의 비선형 적응제어기법

論 文

49D-10-2

Nonlinear Adaptive Control of EMS Systems with Mass Uncertainty

趙南熏* · 朱性俊** · 徐鎮憲***

(Nam-Hoon Jo · Sung-Jun Joo · Jin-Heon Seo)

Abstract - In this paper, a nonlinear adaptive control method for an EMS(Electro-Magnetic Suspension) system with mass uncertainty is proposed. Using the coordinate transformation and feedback linearizing control, EMS system has been transformed into the form of parametric strict-feedback system with unknown virtual control coefficients. With this transformed system, tuning functions approach, which is an advanced form of adaptive backstepping, has been applied in order to stabilize the system against mass uncertainty. Computer simulation is also carried out in order to compare the performance of the proposed controller with that of feedback linearizing controller.

Key Words : EMS System, Parametric uncertainty, Feedback Linearization, Nonlinear Adaptive Control, Backstepping

1. 서 론

EMS(Electromagnetic Suspension)방식을 사용한 자기부상시스템은 모형식이 비선형으로 표현되며, 무제환시 불안정하기 때문에 제어기의 개발이 매우 중요하다. 참고문헌 [1]에서는 자기부상 시스템이 비선형 궤환 선형화기법(nonlinear feedback linearization)의 조건을 만족함을 보이고, 이를 이용한 상태궤환 제어기(state feedback controller)를 구성하였다. 또한 기존의 테일러 전개에 의한 선형 근사화 모델에 기반을 둔 상태궤환(state feedback) 제어기와 비교를 통하여 비선형궤환 선형화 제어기가 매우 좋은 성능을 나타냄을 보였다. 참고문헌 [3]에서는 미지의 파라미터 변화를 갖는 비선형 시스템을 안정화시키기 위한 강인한 비선형궤환 선형화 제어기법이 연구되었다. 즉, 불확실성이 있는 비선형시스템에 파라미터의 공칭점(nominal point)에서 설계한 비선형궤환 선형화 제어입력을 인가하여 비선형모델의 파라미터 변화를 선형모델의 파라미터 변화로 해석할 수 있는 조건을 제시하였다. 또한 자기부상시스템이 이 조건을 만족함을 보이고, Kharitonov 정리를 이용하여 무게 변화에 관계없이 항상 안정성을 보장하는 제어기를 제안하였다. 하지만 자기부상시스템의 무게변화에 의하여 시스템의 정상상태 오차가 발생하는데, 이를 해결하지는 못했다. 무게변화와 같은 시스템 파라미터의 변화에 대해 항상 일정한 공극(air gap)을 유지하기 위해서는 적응제어기법을 필요로 하는데,

이러한 적응제어 기법은 대부분 선형시스템에 국한되어 있었다. 비선형 적응제어 기법에 대한 연구는 [9], [11]로부터 시작되는데, 이들은 비선형궤환 선형화(nonlinear feedback linearization) 가능한 시스템이 선형 파라미터화(linear parameterization) 조건을 만족하는 경우에 대해서 적응제어기법을 제시하였다. 이러한 결과들은 [4]에서 삼각 불확실성(triangular uncertainty)을 갖는 비선형 시스템에 대한 적응제어기법으로 더욱 확장되었다. 또한 최근에는 [7]에서 삼각 불확실성뿐만 아니라 미지의 가상제어계수(virtual control coefficient)를 갖는 시스템에 대해서 조율함수기법(tuning function method)을 이용한 비선형 적응제어기법이 제안되었다.

본 논문에서는 비선형 적응제어 기법중 하나인 조율함수기법(tuning function method)을 사용하여 자기부상시스템의 무게변화에 관계없이 항상 일정한 기준궤적(reference trajectory)을 추종하는 제어기 구성에 관해 연구하였다. 먼저 2장에서는 기존의 비선형 궤환 선형화 제어기와 강인성을 보장하는 궤환선형화 제어기에 대해서 알아보고, 본 논문에서 필요로 하는 몇 가지 정의와 정리를 소개하였다. 3장에서는 무게변화가 존재하는 자기부상시스템에 대해서 항상 일정한 공극을 유지하는 비선형 적응 제어기를 조율함수 기법을 이용하여 제시하였다. 4장에서는 기존의 궤환 선형화 기법 제어기와 본 논문에서 제시한 비선형 적응 제어기의 성능을 모의실험에 의해 비교 검토하였다. 마지막으로 5장에서는 본 논문에 대한 결론을 제시하였다.

* 正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學部 自動化시스템共同研究所 博士後 研究員 · 工博

** 正 會 員 : A&D 半導體株式會社 企劃室長 · 工博

*** 正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2000年 5月 24日

最終完了 : 2000年 10月 23日

2. 기존 제어기에 대한 고찰

자기부상 시스템의 수학적 모형식은 다음과 같이 주어

진다.[1][10]

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\mu_0 N^2 A \frac{x_2}{4m} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2 + G \\ \frac{x_2 x_3}{x_1} - \frac{2R}{\mu_0 N^2 A} x_3 x_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{2x_1}{\mu_0 N^2 A} \end{pmatrix} u \quad (2.1a)$$

$$y = x_1 \quad (2.1b)$$

상기 식에서,

x_1 : 수직 방향 공극(air gap)

x_2 : 수직 방향 속도

x_3 : 전자석에 흐르는 전류

m : 전자석의 유효 질량

G : 중력가속도

μ_0 : 투자율

A : 전자석의 유효 단면적,

N : 전자석의 권수

R : 전자석 코일의 저항

(2.1)과 같은 비선형 모형식을 갖는 자기부상열차를 제어하기 위해서 참고문헌[1]에서는 비선형 제한 선형화 제어 기법을 이용한 다음과 같은 제어를 제시하였다.

$$u = R x_3 - m \frac{x_1}{x_3} \left[-k_1(x_1 - r_0) - k_2 x_2 - k_3 \left\{ \frac{-\mu_0 N^2 A}{4m} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2 + G \right\} \right] \quad (2.2)$$

여기서 r_0 는 기준공극(reference air gap)이며, 제어 이득(gain) $K=[k_1, k_2, k_3]$ 는 다항식 (2.3)이 Hurwitz가 되도록 선택한다.

$$s^3 + k_3 s^2 + k_2 s + k_1 \quad (2.3)$$

제어기 (2.2)는 시스템에 불확실성이 없을 경우 좋은 성능을 나타내나, 무계변화와 같은 불확실성이 있을 경우 시스템의 안정성을 보장할 수 없다. 즉, 비선형 제한 선형화 기법은 시스템의 비선형성을 제어입력과 상태변환을 이용하여 완벽히 상쇄시키는데 기초를 두고 있는데 시스템에 불확실성이 존재할 경우, 이러한 비선형성을 완벽히 상쇄시킬 수 없으므로, 시스템의 안정성을 보장할 수 없게 되는 것이다.

무계 변화에 대한 자기부상시스템의 안정성을 분석하기 위해서 [3]에서는 강인한 비선형제한 선형화 제어기법이 연구되었다. 즉, 비선형제한 선형화기법을 이용할 경우 불확실성 때문에 완벽히 없어지지 않은 비선형성이 새로운 좌표계에서 미지의 파라미터를 갖는 선형시스템으로 변환되는 조건을 제시하였다. 또한 자기부상시스템이 이 조건을 만족함을 보이고 Kharitonov 정리를 이용하여 제어기 (2.2)의 이득을 잘 조절하여 시스템의 안정성을 보장할 수 있음을 보였다. 즉, 자기부상시스템의 무계 m 값이 am 으로 (단, $a \in [a^{\min}, a^{\max}]$, $0 < a^{\min} < 1 < a^{\max}$) 변화했다고 가정할 경

우 시스템의 안정성을 보장하는 제어기 (2.2)의 이득 $K=[k_1, k_2, k_3]$ 는 다음과 같음을 보였다.

$$k_1 > 0, \quad k_2 > 0, \quad k_3 > 0, \quad \frac{a^{\min}}{a^{\max}} k_2 k_3 > k_1.$$

이러한 제어기를 인가하였을 경우, 무계변화에 의한 정상상태오차(steady state error)는

$$G(a-1) \frac{k_3}{k_1}$$

이 되며, 따라서 정상상태오차를 최소화하기 위해서는 가능한 한 k_3 값을 작게 하고 k_1 값을 크게 하여야 한다.

하지만, 위와 같이 제어이득을 잘 조절하더라도, 정상상태 오차는 항상 존재하며, 이를 줄이기 위해서는 k_3 값을 최대한 줄여야 되는데, 이는 다시 제어기의 강인성을 떨어뜨리게 되는 문제를 안고 있다. 따라서 정상상태오차를 줄이는 궁극적인 방법은 시스템의 미지의 파라미터에 대한 식별기(identifier)를 이용한 적응제어 기법이 될 것이다. 다음 장에서는 실제로 조율함수기법을 이용한 비선형적응제어 기법을 사용하여, 자기부상시스템의 무계 변화에 관계없이 항상 정상상태오차가 0이 되는 제어기를 제시한다. 이를 위해서 필요한 몇 가지 정의와 정리를 다음에 소개한다.

정의 2.1 (2.4)와 같은 시스템에 대해서

$$\dot{x} = f(x) \quad (2.4)$$

(2.5)를 만족하는 집합 M 을 (2.4)의 불변(invariant) 집합이라고 한다.

$$x(t_1) \in M \Rightarrow x(t) \in M, \quad \forall t \in R \quad (2.5)$$

또한 (2.6)의 조건을 만족하는 집합 Ω 을 양불변(positively invariant)이라 한다.

$$x(t_1) \in \Omega \Rightarrow x(t) \in \Omega, \quad \forall t \geq t_1 \quad (2.6)$$

□

정리 2.2 (LaSalle's Invariance Principle)[8] Ω 를 (2.4)의 양불변 집합이라 하고, $V: \Omega \rightarrow R_+$ 가 연속미분가능한 함수이며 $\dot{V}(x) \leq 0, \quad \forall x \in \Omega$ 를 만족한다고 하자. 또한 $E = \{x \in \Omega \mid \dot{V}(x) = 0\}$ 이라 정의하고, M 을 E 에 포함되는 최대 불변 집합(largest invariant set)이라 하자. 그러면, Ω 에서 출발한 모든 유한한(bounded) 해 $x(t)$ 는 $t \rightarrow \infty$ 임에 따라 M 에 수렴한다. □

3. 비선형 적응제어기의 구성

승객 등을 태우는 자기부상열차는 시스템의 무계변화가 심하며, 이러한 무계변화에 대해서도 일정한 공극을 유지하는 제어기의 구성은 필수적이라 하겠다. 이러한 무계 변화를 고려하기 위해서 무계에 무관한 계수를 다음과 같이 정의하면

$$k = \frac{\mu_0 N^2 A}{2}$$

자기부상열차식 (2.1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -\frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G \\ \frac{x_2 x_3}{x_1} - \frac{R}{k} x_3 x_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{x_1}{k} \end{pmatrix} u \quad (3.1)$$

$y = x_1$

자기부상열차의 무게 m 이 am 으로 ($a > 0$ 는 미지의 상수) 변화되었다고 하면 (3.1)식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ -\frac{k}{2am} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G \\ \frac{x_2 x_3}{x_1} - \frac{R}{k} x_3 x_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{x_1}{k} \end{pmatrix} u \quad (3.2)$$

참고문헌[1]에서 사용한 좌표변환 (3.3)을 (3.2)에 적용하면,

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} = T(x) = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ -\frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

다음과 같은 새로운 좌표계의 동력학식을 얻을 수 있다.

$$\dot{z}_1 = \dot{z}_2 = \dot{z}_3 \quad (3.4a)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = \dot{x}_2 &= -\frac{k}{2am} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G \\ &= -\frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G + \frac{a-1}{a} \frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 \\ &= z_3 - \frac{a-1}{a} \left(-\frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2 + G\right) + \frac{a-1}{a} G \\ &= z_3 \left(1 - \frac{a-1}{a}\right) + \frac{a-1}{a} G \\ &= \frac{1}{a} z_3 + \frac{a-1}{a} G \end{aligned} \quad (3.4b)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= -\frac{k}{m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right) \frac{\dot{x}_3 x_1 - x_3 \dot{x}_1}{x_1^2} \\ &= -\frac{k}{m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right) \frac{1}{x_1} \left(\frac{x_2 x_3}{x_1} - \frac{R}{k} x_1 x_3 + \frac{x_1}{k} u\right) \\ &\quad + \frac{k}{m} \left(\frac{x_3}{x_1}\right) \frac{x_3}{x_1^2} x_2 \\ &= \frac{R}{m} \frac{x_3^2}{x_1} - \frac{1}{m} \frac{x_3}{x_1} u \end{aligned} \quad (3.4c)$$

또한, (3.5)와 같은 비선형계환 선형화 입력

$$u = R x_3 - m \frac{x_1}{x_3} v \quad (3.5)$$

을 (3.4c)에 인가하면,

$$\dot{z}_3 = v$$

를 얻을 수 있다. 이를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{a} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{a-1}{a} G \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} v \quad (3.6)$$

편의상 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} b &\triangleq \frac{1}{a} \\ \theta &\triangleq \frac{a-1}{a} G \end{aligned} \quad (3.7)$$

(3.6)식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= b z_3 + \theta \\ \dot{z}_3 &= v \\ y &= z_1 \end{aligned} \quad (3.8)$$

이제, 미지의 계수(unknown coefficient) b , θ 가 존재하는 시스템 (3.8)의 출력 y 가 주어진 기준궤적(reference trajectory) $y_r(t)$ 를 점근적으로 추적하는 적용제어기를 구성하도록 하자. 시스템 (3.8)에서 $b=1$ 인 경우는 잘 알려져 있는 백스테핑(backstepping)을 이용하여 제어기를 설계할 수 있다. 하지만, 실제로는 시스템 (3.8)이 b 의 값을 알지 못하는 미지의 가상 제어 계수(virtual control coefficients)를 갖는 파라미터 업밀 케환 시스템(parametric strict-feedback systems)의 형태이므로 [6], [7]에서 제시한 조율함수(tuning function)기법을 이용한 비선형 적용 제어 기법을 이용할 수 있다. 최근에 제시된 백스테핑(backstepping)과 유사한 조율함수기법의 기본 개념은 다음과 같다: 먼저 (3.8)의 첫 번째 식과 z_2 를 각각 독립된 시스템과 제어입력으로 간주하여 이 시스템을 안정화시킬 수 있도록 z_2 를 z_1 만의 함수로 표현한다. 두 번째 단계에서는 (3.8)식의 첫째 식과 둘째 식으로 구성되는 부시스템을 안정화시킬 수 있도록 z_3 을 가상제어입력으로 사용한다. 마지막 단계에서는 첫 번째와 두 번째 단계의 결과를 이용하여 (3.8)전체를 안정화시킬 수 있는 제어입력 u 를 설계한다.

조율함수기법을 이용한 실제 설계방법은 다음과 같다.

제 1단계) 먼저 (3.9), (3.10)과 같은 오차변수(error variable)를 도입하자.

$$\zeta_1 \triangleq z_1 - y_r \quad (3.9)$$

$$\zeta_2 \triangleq z_2 - \alpha_1 - \dot{y}_r, \quad (3.10)$$

여기서 α_1 은 나중에 정의할 안정화함수(stabilizing function)이다.

(3.9)와 (3.10)을 이용하면 (3.8)의 첫 번째 식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\zeta}_1 = \dot{z}_1 - \dot{y}_r = z_2 - \dot{y}_r = \zeta_2 + \alpha_1 \quad (3.11)$$

(3.11)을 안정화시키기 위해서 (3.12)와 같은 리아프노프(Lyapunov) 함수를 잡으면

$$V_1 = \frac{1}{2} \zeta_1^2 \quad (3.12)$$

(3.12)의 시간에 대한 미분은 다음과 같다

$$\dot{V}_1 = \zeta_1(\zeta_2 + a_1),$$

안정화함수 a_1 을 (3.13)과 같이 잡으면

$$a_1 = -c_1 \zeta_1, \tag{3.13}$$

다음을 얻을 수 있다.

$$\dot{V}_1 = -c_1 \zeta_1^2 + \zeta_1 \zeta_2, \tag{3.14}$$

여기서 $c_1 > 0$ 인 상수이다.

(3.14)식에서 ζ_2 가 0이라면 리아프노프 정리에 의해서 시스템 (3.11)은 점근적으로 안정함을 알 수 있다. 하지만, 실제로는 ζ_2 는 0이 아니므로, (3.14)의 두 번째항 $\zeta_1 \zeta_2$ 를 고려해주어야 하는데, 이는 다음단계에서 상쇄된다.

제 2단계) 이제 (3.8)의 두 번째 식에서 z_3 을 제어입력으로 생각하고, (3.15)와 같은 오차변수를 도입하자.

$$\zeta_3 \triangleq z_3 - a_2 - \hat{a} \ddot{y}_r, \tag{3.15}$$

여기서 a_2 는 나중에 정하게 될 안정화함수이며 \hat{a} 는 미지의 계수 a 의 추정치(estimate)이다.

(3.15)를 이용하면 (3.8)의 두 번째 식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_2 &= b z_3 + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \dot{\zeta}_1 \\ &= b \zeta_3 + b a_2 + b \hat{a} \ddot{y}_r + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \dot{\zeta}_1 \end{aligned} \tag{3.16}$$

(3.11)과 (3.16)으로 구성되는 (ζ_1, ζ_2) 시스템을 안정화시키기 위해서 (3.17)과 같은 리아프노프 함수를 고려하자.

$$V_2 \triangleq V_1 + \frac{1}{2} \zeta_2^2 + \frac{1}{2\gamma_\theta} \tilde{\theta}^2 + \frac{1}{2\gamma_b} \tilde{b}^2 + \frac{1}{2\gamma_a} \tilde{a}^2, \tag{3.17}$$

여기서

$$\begin{aligned} \tilde{\theta} &\triangleq \theta - \hat{\theta} \\ \tilde{b} &\triangleq b - \hat{b} \\ \tilde{a} &\triangleq a - \hat{a} \end{aligned} \tag{3.18}$$

는 파라미터 오차(parameter error)이고, $\gamma_\theta > 0, \gamma_b > 0, \gamma_a > 0$ 는 적응이득(adaptation gain)이다. (3.15)식과 (3.17)식에서 $a = \frac{1}{b}$ 임에도 불구하고 b 의 추정치 \hat{b} 외에 a 의 추정치 \hat{a} 를 고려하는 이유는 $\frac{1}{\hat{b}}$ 항을 제어기 설계시 이용하는 데 이때 \hat{b} 가 0이 될 때 나타나는 문제를 피하기 위해서이다.

(3.14)와 (3.16)을 이용하여 (3.17)의 시간에 대한 미분을 구하여 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 \dot{\zeta}_1^2 + \zeta_1 \dot{\zeta}_2 + \zeta_2 (b \dot{\zeta}_3 + b a_2 + b \hat{a} \ddot{y}_r + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \dot{\zeta}_1) \\ &\quad - \frac{1}{\gamma_\theta} \dot{\tilde{\theta}} \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_b} \dot{\tilde{b}} \dot{\tilde{b}} - \frac{1}{\gamma_a} \dot{\tilde{a}} \dot{\tilde{a}} \end{aligned} \tag{3.19}$$

윗식에서 a, b, θ 는 상수이므로 이들의 시간에 대한 미분은 0이라는 사실이 이용되었다. 또한 $\tilde{b}, \tilde{\theta}$ 의 정의에 의하여

$$\begin{aligned} b \dot{\zeta}_3 &= \hat{b} \dot{\zeta}_3 + \tilde{b} \dot{\zeta}_3, \\ \dot{\zeta}_2 &= \dot{\tilde{\theta}} \zeta_2 + \tilde{\theta} \dot{\zeta}_2 \end{aligned}$$

을 얻을 수 있으며, 이를 이용하면 (3.19)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 \dot{\zeta}_1^2 + \zeta_2 (\zeta_1 + \tilde{\theta} \zeta_3 + b a_2 + b \hat{a} \ddot{y}_r + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \dot{\zeta}_1) \\ &\quad + \tilde{\theta} \left(\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_\theta} \dot{\tilde{\theta}} \right) + \tilde{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \dot{\tilde{b}} \right) - \frac{1}{\gamma_a} \dot{\tilde{a}} \dot{\tilde{a}} \end{aligned} \tag{3.20}$$

$\overline{a_2}$ 를 (3.21)과 같이 정의하면

$$a_2 \triangleq \overline{a_2} \tag{3.21}$$

(3.7)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} b a_2 + b \hat{a} \ddot{y}_r &= b \hat{a} (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) \\ &= b a (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) - b \tilde{a} (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) \\ &= (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) - b \tilde{a} (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) \end{aligned} \tag{3.22}$$

(3.22)를 (3.20)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 \dot{\zeta}_1^2 + \zeta_2 (\zeta_1 + \tilde{\theta} \zeta_3 + \overline{a_2} + \ddot{y}_r + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \dot{\zeta}_1) \\ &\quad + \tilde{\theta} \left(\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_\theta} \dot{\tilde{\theta}} \right) + \tilde{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \dot{\tilde{b}} \right) \\ &\quad + \tilde{a} \left(-\zeta_2 b (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) - \frac{1}{\gamma_a} \dot{\tilde{a}} \right) \\ &= -c_1 \dot{\zeta}_1^2 + \zeta_2 (\zeta_1 + \overline{a_2} + \theta + c_1 \dot{\zeta}_1) \\ &\quad + \tilde{\theta} \left(\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_\theta} \dot{\tilde{\theta}} \right) + \tilde{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \dot{\tilde{b}} \right) \\ &\quad + \tilde{a} \left(-\zeta_2 b (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) - \frac{1}{\gamma_a} \dot{\tilde{a}} \right) + \tilde{\theta} \zeta_2 \zeta_3 \end{aligned} \tag{3.23}$$

파라미터 추정치의 갱신법칙(update)을 (3.24)와 같이 잡으면

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= \gamma_\theta \zeta_2 \\ \dot{\tilde{b}} &= \gamma_b \zeta_2 \zeta_3 \\ \dot{\tilde{a}} &= -\gamma_a \operatorname{sgn}(b) \zeta_2 (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) \end{aligned} \tag{3.24}$$

(3.23)으로부터 $\tilde{\theta}, \tilde{b}, \tilde{a}$ 항을 상쇄시킬 수 있으며, (3.23)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{V}_2 = -c_1 \dot{\zeta}_1^2 + \zeta_2 (\zeta_1 + \overline{a_2} + \theta + c_1 \dot{\zeta}_1) + \tilde{\theta} \zeta_2 \zeta_3$$

따라서 $\zeta_3 = 0$ 인 경우 $\overline{a_2}$ 를 (3.25)와 같이 잡으면

$$\overline{a_2} = -\zeta_1 - c_2 \zeta_2 - \theta - c_1 \dot{\zeta}_1 \tag{3.25}$$

V_2 의 시간에 대한 미분은

$$\dot{V}_2 = -c_1 \dot{\zeta}_1^2 - c_2 \zeta_2^2$$

이 되고, 리아프노프 정리에 의해서 시스템 (3.11), (3.16)은 안정하게 된다.

실제로는 제어기의 차수를 줄이기 위해서 갱신 법칙을 (3.24)와 같이 택하지는 않으며, 제3단계에서 택하게 된다. 따라서 갱신법칙 (3.24)을 이용하지 않을 경우 V_2 의 시간에 대한 미분은 (3.26)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 \dot{\zeta}_1^2 - c_2 \zeta_2^2 + \tilde{\theta} \left(\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_\theta} \dot{\tilde{\theta}} \right) + \tilde{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \dot{\tilde{b}} \right) \\ &\quad + \tilde{a} \left(-\zeta_2 b (\overline{a_2} + \ddot{y}_r) - \frac{1}{\gamma_a} \dot{\tilde{a}} \right) + \tilde{\theta} \zeta_2 \zeta_3 \end{aligned} \tag{3.26}$$

제 3단계) (3.25)로부터 (3.27)을 얻을 수 있으며

$$\begin{aligned} \bar{a}_2 &= -\zeta_1 - c_2 \zeta_2 - \hat{\theta} - c_1(\zeta_2 + \alpha_1) \\ &= -\zeta_1 - c_2 \zeta_2 - \hat{\theta} - c_1(\zeta_2 - c_1 \zeta_1), \quad (3.27) \\ &= (c_1^2 - 1)\zeta_1 - (c_1 + c_2)\zeta_2 - \hat{\theta} \end{aligned}$$

따라서 다음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{\bar{a}}_2 &= (c_1^2 - 1)\ddot{\zeta}_1 - (c_1 + c_2)(b z_3 + \theta - \ddot{y}_r + c_1 \ddot{\zeta}_1) - \ddot{\hat{\theta}} \\ &= c_1^2 \ddot{\zeta}_1 - \ddot{\zeta}_1 - (c_1 + c_2)(b z_3 + \theta) + (c_1 + c_2)\ddot{y}_r \\ &\quad - c_1^2 \ddot{\zeta}_1 - c_1 c_2 \ddot{\zeta}_1 - \ddot{\hat{\theta}} \\ &= -(1 + c_1 c_2)\ddot{\zeta}_1 - (c_1 + c_2)(b z_3 + \theta) \\ &\quad + (c_1 + c_2)\ddot{y}_r - \ddot{\hat{\theta}} \quad (3.28) \end{aligned}$$

(3.15)로부터

$$\zeta_3 = z_3 - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r)$$

이므로 (3.28)을 이용하면 다음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{\zeta}_3 &= v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \hat{a}y_r^{(3)} - \hat{a}\ddot{\bar{a}}_2 \\ &= v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{a}(c_1 + c_2)(b z_3 + \theta) \\ &\quad - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)\ddot{\zeta}_1 + \hat{a}\ddot{\hat{\theta}} \quad (3.29) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} \hat{a}(c_1 + c_2)(b z_3 + \theta) &= \hat{a}\hat{b}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{a}(c_1 + c_2)\hat{\theta} \\ &\quad + \hat{a}\hat{b}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{a}(c_1 + c_2)\hat{\theta} \end{aligned}$$

을 이용하면, (3.29)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \ddot{\zeta}_3 &= v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 \\ &\quad + \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)\ddot{\zeta}_1 \\ &\quad + \hat{a}\hat{\theta} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{\theta}\hat{a}(c_1 + c_2) \\ &= v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 \\ &\quad + \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)(\zeta_2 - c_1 \zeta_1) \\ &\quad + \hat{a}\hat{\theta} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{\theta}\hat{a}(c_1 + c_2) \quad (3.30) \end{aligned}$$

이제, 시스템 (3.8)을 안정화하기 위해서 (3.31)과 같은 리아프노프 함수를 고려한다.

$$V_3 \triangleq V_2 + \frac{1}{2} \zeta_3^2 \quad (3.31)$$

(3.26)과 (3.30)을 이용하여 (3.31)의 시간에 대한 미분을 구하여 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -c_1 \zeta_1^2 - c_2 \zeta_2^2 + \zeta_3 \left[\hat{b}\zeta_2 + v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \right. \\ &\quad - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) \\ &\quad - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)(\zeta_2 - c_1 \zeta_1) + \hat{a}\hat{\theta} \\ &\quad + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{\theta}\hat{a}(c_1 + c_2) \left. \right] \\ &\quad + \hat{\theta} \left(\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_\theta} \hat{\theta} \right) + \hat{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \hat{b} \right) \\ &\quad + \hat{a} \left(-\zeta_2 \hat{b}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \frac{1}{\gamma_a} \hat{a} \right) \\ &= -c_1 \zeta_1^2 - c_2 \zeta_2^2 + \zeta_3 \left[\hat{b}\zeta_2 + v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \right. \\ &\quad - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) \\ &\quad - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)(\zeta_2 - c_1 \zeta_1) + \hat{a}\hat{\theta} \left. \right] \\ &\quad + \hat{\theta} \left(\zeta_2 + \hat{a}(c_1 + c_2)\zeta_3 - \frac{1}{\gamma_\theta} \hat{\theta} \right) \\ &\quad + \hat{b} \left(\zeta_2 \zeta_3 + \hat{a}(c_1 + c_2)z_3 \zeta_3 - \frac{1}{\gamma_b} \hat{b} \right) \\ &\quad + \hat{a} \left(-\zeta_2 \hat{b}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) - \frac{1}{\gamma_a} \hat{a} \right) \end{aligned}$$

\dot{V}_3 로부터 $\hat{\theta}$, \hat{b} , \hat{a} 항을 없애기 위해서 파라미터 갱신법칙을 (3.32)와 같이 택한다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}} &= \gamma_\theta (\zeta_2 + \hat{a}(c_1 + c_2)\zeta_3) \\ \dot{\hat{b}} &= \gamma_b (\zeta_2 \zeta_3 + \hat{a}(c_1 + c_2)z_3 \zeta_3) \\ \dot{\hat{a}} &= -\gamma_a \operatorname{sgn}(\hat{b}) \zeta_2 (\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \quad (3.32) \end{aligned}$$

이때, V_3 의 시간에 대한 미분은 다음과 같으며

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -c_1 \zeta_1^2 - c_2 \zeta_2^2 + \zeta_3 \left[\hat{b}\zeta_2 + v - \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \right. \\ &\quad - \hat{a}y_r^{(3)} + \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 + \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) \\ &\quad - \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r + \hat{a}(1 + c_1 c_2)(\zeta_2 - c_1 \zeta_1) + \hat{a}\hat{\theta} \left. \right] \end{aligned}$$

ζ_3 에 곱해지는 괄호안 항을 $-c_3 z_3$ 으로 만들어 주기 위해서 제어입력 v 를 (3.33)으로 택한다.

$$\begin{aligned} v &= -\hat{b}\zeta_2 - c_3 \zeta_3 + \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \\ &\quad + \hat{a}y_r^{(3)} - \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 - \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) \\ &\quad + \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r - \hat{a}(1 + c_1 c_2)(\zeta_2 - c_1 \zeta_1) - \hat{a}\hat{\theta} \quad (3.33) \end{aligned}$$

이 경우

$$\dot{V}_3 = -c_1 \zeta_1^2 - c_2 \zeta_2^2 - c_3 \zeta_3^2$$

가 된다. 따라서 리아프노프 정리로부터 $(\zeta, \hat{\theta}, \hat{b}, \hat{a})$ 는 전역적으로 안정(globally stable)하다.

마지막으로 $y = z_1 = x_1$ 이 y_r 로 수렴함을 보이면 된다.

정리 2.2로부터 $(\zeta, \hat{\theta}, \hat{b}, \hat{a})$ 는 $E = \{(\zeta, \hat{\theta}, \hat{b}, \hat{a}) \in R^6 \mid \zeta = 0\}$ 에 속하는 최대불변집합 M 에 수렴하게 된다. 따라서 $t \rightarrow \infty$ 임에 따라 $\zeta(t) \rightarrow 0$ 가 되고, 이는 특히 ζ_1 의 정의에 의하여 $z_1(t) \rightarrow y_r$ 이 된다. 따라서 자기부상열차의 공극이 무게변화에 관계없이 항상 기준궤적 y_r 로 수렴함을 알 수 있다.

지금까지의 결과를 요약하면 다음의 정리를 얻을 수 있다.

정리 3.1 미지의 상수 a 가 존재하는 (3.34)와 같은 자기부상시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} x_2 \\ -\frac{k}{2am} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2 + G \\ \frac{x_2 x_3}{x_1} - \frac{R}{k} x_3 x_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{x_1}{k} \end{pmatrix} u \quad (3.34) \\ y &= x_1 \end{aligned}$$

이때, 주어진 기준궤적 y_r 에 대해서 전역적 점근적 추적(global asymptotic tracking) (3.35)를 보장하는

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - y_r(t)] = 0 \quad (3.35)$$

비선형 적응제어기는 다음과 같이 주어진다 :

$$\begin{aligned}
 u &= Rx_3 - m \frac{x_1}{x_3} \left[-\hat{b}\zeta_2 - c_3\zeta_3 + \hat{a}(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r) \right. \\
 &\quad + \hat{a}y_r^{(3)} - \hat{b}\hat{a}(c_1 + c_2)z_3 - \hat{a}\hat{\theta}(c_1 + c_2) \\
 &\quad \left. + \hat{a}(c_1 + c_2)\ddot{y}_r - \hat{a}(1 + c_1c_2)(\zeta_2 - c_1\zeta_1) - \hat{a}\hat{\theta} \right] \\
 \hat{\theta} &= \gamma_\theta(\zeta_2 + \hat{a}(c_1 + c_2)\zeta_3) \\
 \hat{b} &= \gamma_b(\zeta_2\zeta_3 + \hat{a}(c_1 + c_2)z_3\zeta_3), \\
 \hat{a} &= -\gamma_a \operatorname{sgn}(b)\zeta_2(\bar{a}_2 + \ddot{y}_r)
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

상기식에서

$$\begin{aligned}
 \bar{a}_2 &= (c_1^2 - 1)\zeta_1 - (c_1 + c_2)\zeta_2 - \hat{\theta} \\
 \zeta_1 &= x_1 - y_r \\
 \zeta_2 &= x_2 + c_1\zeta_1 - \dot{y}_r \\
 \zeta_3 &= z_3 - \hat{a}\bar{a}_2 - \hat{a}\ddot{y}_r \\
 z_3 &= -\frac{k}{2m} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2 + G
 \end{aligned}$$

이며, $c_1, c_2, c_3, \gamma_\theta, \gamma_b, \gamma_a$ 는 모두 양의 상수이다. □

위의 정리 3.1에서 제시한 제어기에서는 $c_1, c_2, c_3, \gamma_\theta, \gamma_b, \gamma_a$, 모두 6개의 설계변수(design parameter)가 존재한다. 이들은 정리의 증명에서 알 수 있듯이 모두 양수이지만 하 면 시스템의 안정성과 추적오차(tracking error)가 0으로 수렴함을 보장하고 있다. 따라서 이들의 선택은 초기동작시 오버슛(overshoot)과 같은 과도상태의 성능을 최적화 할 수 있도록 하는 것이 바람직하며, 이는 모의실험에 의한 시행착 오를 통하여 가능하리라 생각된다.

4. 모의 실험

기존의 비선형 궤환 선형화 제어기[1]와 제안된 비선형 적응제어기의 성능을 모의실험을 통하여 비교하였다. 모의 실험에 사용된 데이터값[1]은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 k &= 4.95 \times 10^{-5} \\
 m &= 4.39 [Kg] \\
 R &= 7 [\Omega].
 \end{aligned}$$

또한 시스템의 초기조건은 다음과 같이 가정하였으며

$$\begin{aligned}
 x_1 &= 0.01 [m] \\
 x_2 &= 0 [m/s] \\
 x_3 &= 10 [A]
 \end{aligned}$$

본 모의실험의 제어 목적은 자기부상 시스템의 공극(x_1)을 지정간극 6[mm]으로 맞추는 것으로 정하였다. 따라서 기준 궤적 y_r 에 대한 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 y_r &= 0.006 \\
 \dot{y}_r &= 0 \\
 \ddot{y}_r &= 0
 \end{aligned}$$

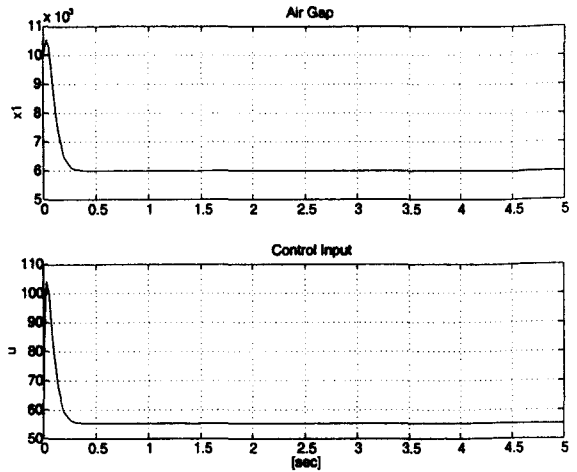


그림 1 비선형 궤환 선형화 제어기의 동작 파형
Fig. 1 Response of Nonlinear Feedback linearization(NFL) Controller

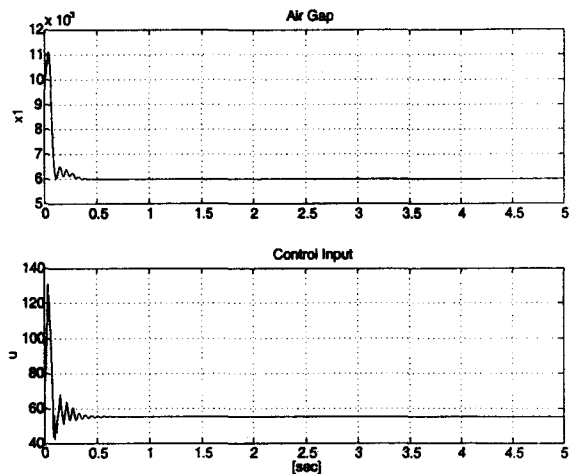


그림 2 비선형 적응 제어기의 동작 파형
Fig. 2 Response of Nonlinear Adaptive(NA) Controller

비선형 궤환 선형화제어기 (2.2)의 제어이득은 (4.1)과 같이 선택하였으며

$$\begin{aligned}
 k_1 &= 27000 \\
 k_2 &= 2700 \\
 k_3 &= 90
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

제안된 비선형 적응제어기 (3.36)의 제어이득은 (4.2)와 같이 정하였다.

$$\begin{aligned}
 c_1 &= c_2 = c_3 = 30 \\
 \gamma_\theta &= \gamma_b = \gamma_a = 10
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

각각의 결과에서 위의 그림은 공극(air gap)의 변화를 나타내며 아래그림은 제어입력을 나타낸다. 먼저 시스템의 무게변화가 없는 경우, 즉 $a=1$ 인 경우에 대한 모의실험을 행하였다. 그림1과 그림2는 시스템 질량을 정확히 알고 있을 때, 즉 $a=1$ 인 경우에 대한 비선형 궤환 선형화 제어기

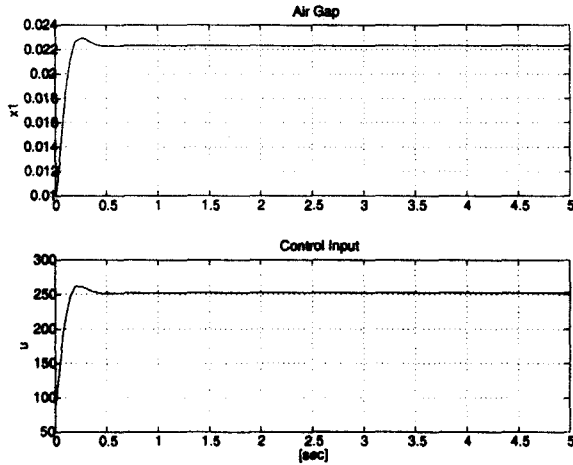


그림 3 무게가 변한 경우($a=1.5$), 비선형 궤환 선형화 제어기 응답
 Fig. 3 Response of NFL Controller with mass uncertainty($a=1.5$)

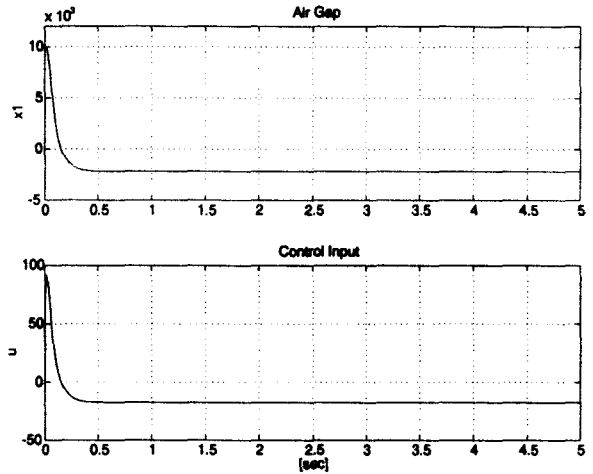


그림 5 무게가 변한 경우($a=0.75$), 비선형 궤환 선형화 제어기 과형
 Fig. 5 Response of NFL Controller with mass changes($a=0.75$).

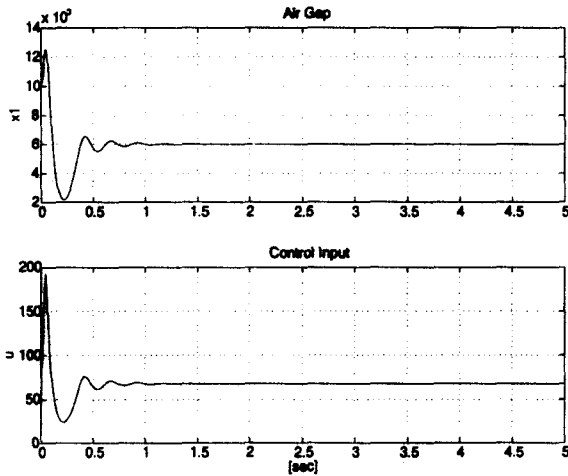


그림 4 무게가 변한 경우($a=1.5$), 비선형 적응 제어기 응답
 Fig. 4 Response of NA Controller with mass uncertainty($a=1.5$)

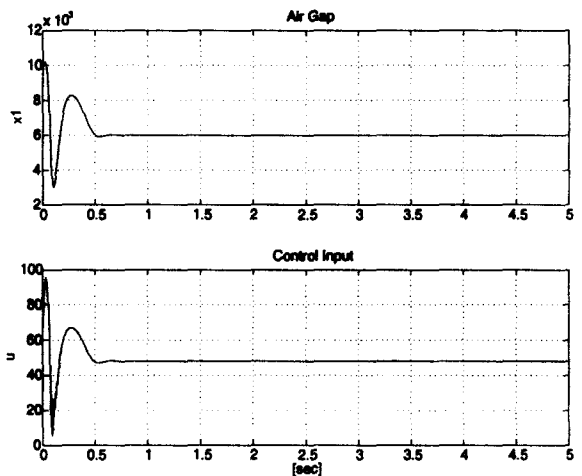


그림 6 무게가 변한 경우($a=0.75$), 비선형 적응 제어기 과형
 Fig. 6 Response of NA Controller with mass changes($a=0.75$).

와 제안된 비선형 적응 제어기와의 비교이다. 시스템에 불확실성이 없는 경우이므로 비선형 궤환 선형화 제어기와 제안된 비선형 적응제어기의 응답특성이 비슷함을 알 수 있다.

그림3과 그림4는 자기부상시스템의 무게가 4.39Kg에서 6.58Kg로 50% 증가하였을 경우 ($a=1.5$)의 제어기의 응답특성을 나타내고 있다. 앞서 언급하였듯이[3] 비선형 궤환 선형화 제어기도 안정성을 잃지 않지만, 무게 변화에 의한 정상상태 오차가 16[mm] (0.022-0.006[m])임을 알 수 있다. 그러나 비선형 적응제어기에서는 무게변화가 없는 경우(그림2)에 비해서 오버슈트(overshoot)이 커지긴 했지만 바로 원하는 지정간극 6[mm]으로 수렴함을 알 수 있다.

그림5와 그림6은 자기부상시스템의 무게가 4.39Kg에서 3.29Kg으로 변한 경우로 앞서의 경우와는 반대로 무게가 감소한 경우이다. 비선형 궤환 선형화 제어기도 안정성을 잃지 않았지만, 정상상태에 이르렀을 때 공극이 -2[mm]가 되어서 열차가 레일에 완전히 달라 붙었음을 의미한다. 반면에 비선형 적응제어기의 경우, 무게가 증가하였을 때와 같이 오버슈트 어느정도 있지만, 0.5초후 원하는 지정간극으로 수렴함을 알 수 있다.

마지막으로 자기부상열차의 무게가 처음에는 잘 알고 있는 값이었지만 어느 순간부터 서서히 증가하는 경우를 고려해 보도록 하자. 예를 들어, 자기부상열차의 무게가 그림7

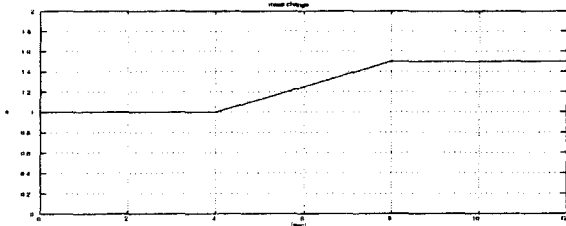


그림 7 4-8초 사이에 무게가 변하는 경우
Fig. 7 linear mass change for 4-8[sec]

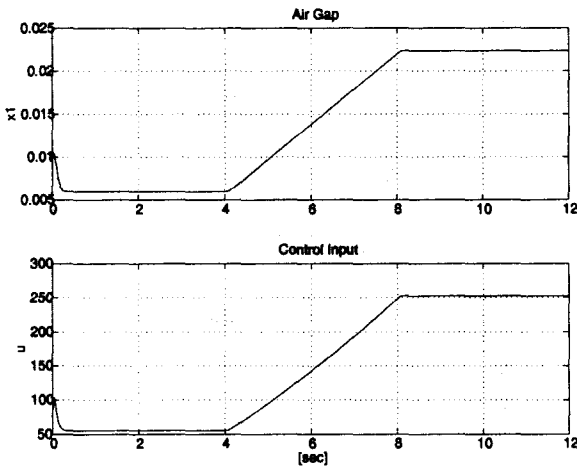


그림 8 무게가 선형으로 변하는 경우 비선형
계환 선형화 제어기 파형
Fig. 8 Response of NFL Controller for linear
mass change

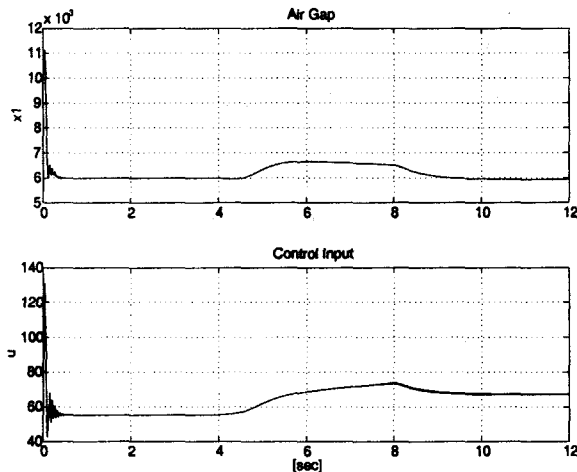


그림 9 무게가 선형으로 변하는 경우 비선형
적용 제어기 파형
Fig. 9 Response of NA Controller for linear
mass change

과 같이 선형으로 변하는 경우를 가정하자. 이와 같은 무게 변화에 대한 모의실험 결과가 그림8과 그림9에 나타나 있다. 비선형 적응제어기의 경우, 그림6과 비교하여 공극 x_1

의 과도상태오차가 훨씬 줄었음을 그림9에서 볼 수 있다.

5. 결 론

비선형으로 모형화(modelling)되는 자기부상시스템은 모형식을 정확히 알고 있는 경우 비선형 계환 선형화 제어기를 이용하여 만족할 만한 성능을 얻을 수 있다. 하지만 승객의 승하차와 같은 무게의 변화에 대해서, 비선형 계환 선형화 제어기는 강인 안정성을 보장하지만, 정상상태 오차가 발생할게 된다. 이와 같은 정상상태 오차를 없애기 위해서 본 논문에서는 자기부상열차에 대한 비선형 적응제어기를 제시하였다. 우선 상태변환을 이용하여 자기부상시스템이 미지의 가상제어 입력을 갖는 파라미터 엄밀 계환 시스템(parametric strict-feedback system)으로 변환됨을 보였으며, 이 새로운 시스템을 제어하기 위해서 적응 백스테핑(adaptive backstepping)의 일종인 조율함수(tuning function) 기법을 이용하였다. 또한 제시된 비선형 적응제어기의 성능을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 행하였다. 모의실험 결과, 제안된 비선형 적응제어기는 무게변화에 관계없이 항상 원하는 공극을 유지시키지만, 기존의 비선형 계환 선형화 제어기는 정상상태오차가 발생함을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] 진주화, 서진현, 김국현, "비선형계환 선형화 기법을 사용한 단일자석 자기부상 시스템의 제어기 개발," 전기학회 논문지 제 41권 3호, pp. 292-299, 1992
- [2] A. Isidori, Nonlinear Control Systems, Springer-Verlag, New-York, 1989
- [3] S.J. Joo, and J.H. Seo, "Design and analysis of the nonlinear feedback linearizing control for an electromagnetic suspension system," IEEE Trans. Control System Technology, vol. 5, no. 1, pp. 135- 144, 1997
- [4] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic and A. S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems", IEEE Trans. Autom. Contr., Vol. 36, No. 11, pp. 1241-1253, November 1991.
- [5] H.K. Khalil, Nonlinear Systems, Macmillan, 1992
- [6] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P.V. Kokotovic, "Adaptive nonlinear control without overparametrization," Systems & Control Letters, vol. 19, pp. 177-185, 1992
- [7] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P.V. Kokotovic, Nonlinear and Adaptive Control Design, John Wiley & Sons, New York, 1995
- [8] J.P. LaSalle, "Stability theory for ordinary differential equations," Journal of Differential Equations, vol. 4, pp. 57-65, 1968
- [9] S.S. Sastry, and A. Isidori, "Adaptive Control of Linearizable Systems," IEEE Trans. Autom. Contr., Vol. 34, pp. 1123-1131, 1989.
- [10] P.K. Sinha, Electromagnetic Suspension Dynamics

& Control, Peter Peregrinus Ltd., 1987

[11] D.G. Taylor, P.V. Kokotovic, R. Marino, and I. Kanellakopoulos, "Adaptive Regulation of Nonlinear Systems with Unmodeled Dynamics," IEEE Trans. Autom. Contr., Vol. 34, pp. 405-412, 1989.

저 자 소 개



조 남 훈 (趙南勳)

1970년 3월 18일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 2000년~현재 서울대 자동화시스템공동연구소 박사후 연

구원. 주요관심분야 : H_{∞} 제어 및 강인 제어, 비선형 제어, 미분게임이론을 이용한 유도 제어

Tel : 02-880-1786, Fax : 02-8833-251

E-mail : nhjo@dreamwiz.com



서 진 헌 (徐鎭憲)

1952년 11월 30일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 미국 U.C.L.A 전기공학과 졸업(공학박). 1985년 미국 Texas Tech Univ. 조교수. 현재 서울대

공대 전기공학부 교수

Tel : 02-880-7250, Fax : 02-8833-251

E-mail : jhseo@snu.ac.kr



주 성 준 (朱性俊)

1965년 10월 5일생. 1989년 서울대 전기공학과 졸업. 1997년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1997~1999 삼성전자 선임연구원. 1999~2000 Fairchild Korea 반도체 공장. 2000~현재 AND 반도체 기획

실장

Tel : , Fax : 031-991-8547

E-mail : sosdrjoo@orgio.net