

논문 2009-46SC-4-1

# 제어불가능 불안정 선형화를 가지는 비선형 시스템에 대한 다이나믹 안정화

(Dynamic Stabilization for a Nonlinear System with Uncontrollable  
Unstable Linearization)

서 상 보\*, 심 형 보\*, 서 진 현\*

(Sangbo Seo, Hyungbo Shim, and Jin Heon Seo)

## 요 약

본 논문에서 우리는 비선형 시스템에 대한 다이나믹 스무스 상태 궤환 안정화기를 설계한다. 이 시스템은 우반평면에 고유 값이 존재함으로 제어불가능 모드를 가질 수 있다. 이 시스템을 지수적으로 안정화하기 위해서 우리는 추가 다이나믹스를 고려한 다이나믹 제어를 제안한다. 추가 다이나믹스의 설계 후에 다이나믹 차수 보정법과 역진기법을 이용하여 안정화와 미분 가능, positive definite, proper인 리아푸노프 함수를 설계한다. 설계된 제어기의 수렴성은 차수 지표자라는 새로운 개념의 도입으로 증명될 것이다.

## Abstract

In this paper, we design a dynamic state feedback smooth stabilizer for a nonlinear system whose Jacobian linearization may have uncontrollable mode because its eigenvalues are on the right half-plane. After designing an augmented system, a dynamic exponent scaling and backstepping enable one to explicitly design a smooth stabilizer and a continuously differentiable Lyapunov function which is positive definite and proper. The convergence of the designed controller is proved by the new notion 'degree indicator'.

**Keywords :** dynamic state feedback, exponent scaling, uncontrollable unstable linearization, backstepping

## I. Introduction

본 논문에서는 아래의 시스템을 고려한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2^3 + x_1 \\ \dot{x}_2 &= u \end{aligned} \quad (1)$$

이 시스템의 자코비안(Jacobian) 선형화는 양의 고유

값(eigenvalue)을 가지므로 제어불가능(uncontrollable)함을 알 수 있다. 그러므로 어떠한 스무스(smooth)한 정적 상태 궤환 제어기로도 이 시스템을 안정화 할 수 없다.<sup>[1]</sup>

시스템 (1)은 어떠한 스무스한 국소 상태 궤환 제어기로도 안정화 할 수 없으므로 이 제약점을 극복하기 위한 다양한 연구들이 이루어져왔다.<sup>[2-9]</sup> 그 한 연구로 동차 근사화(homogeneous approximation)을 이용한 안정화 연구가 있는데, 이는 근사화 방법에 의존하기 때문에 국소 안정화와 저차 시스템에 대한 결과로 제한이 있었다.<sup>[2-5]</sup> 반면 고차 하삼각 시스템(lower triangular systems)에 대해서 연속인 제어기의 설계에 의한 국소 안정화가 이루어졌다.<sup>[6]</sup> 특히 특정한 조건을 만족하는

\* 정희원, 서울대학교 전기공학부  
(ASRI, School of Electrical Engineering,  
Seoul National University)

※ 본 연구는 교육과학기술부의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임  
(KRF-2008 -314-D00160)

접수일자 : 2009년6월26일, 수정완료일: 2009년7월17일

드리프트 항을 가지는 고차 하삼각 시스템에 대한 연속인 안정화 제어를 결과 또한 발표되었다.<sup>[7]</sup>

위의 연구들이 동차성에 기반한 연구들인 반면, 역진(backstepping) 기법을 이용한 연구들도 있었다.<sup>[8-10]</sup> 결과<sup>[8]</sup>에서는 고차 하삼각 시스템에서 점차 감소하는 차수를 가진다는 조건을 가정한 후에 스무스한 제어를 설계하였고, 결과<sup>[9]</sup>에서는 이 조건 없이 일반적인 고차 시스템에 대한 연속 제어를 설계하였다. 그리고 시간함수를 이용한 스케일링 방법을 사용한 스무스한 다이나믹 안정화기의 설계 방법 또한 소개되었다.<sup>[10]</sup>

이 논문에서는 (1)의 시스템에 대해서 다이나믹 광역안정화 제어를 설계하고자 한다. 이를 위해 추가 다이나믹스를 설계한 다음, 역진 기법을 이용한 가상 제어(virtual control)와 제어를 설계하기 위해서 다이나믹 차수 보정법(exponent scaling)을 사용한다. 설계된 제어기들은 추가 다이나믹스의 상태변수가 분모 부분에 들어가므로 원점 근처에서 발산가능성을 지니고 있다. 우리는 이 문제를 해결하기 위해서 차수 지표자(degree indicator)의 개념을 도입한다. 최종 설계된 제어기를 (1)의 시스템에 적용한 페루프 시스템은 스무스하므로 해의 존재성과 유일성을 쉽게 증명할 수 있다. 연속 제어기들의 결과들에서는 해가 많이 존재할 수 있음에도 원점이 안정화 될 수 있다는 global strong stability의 개념을 도입하였고,<sup>[8-9]</sup> 시변 제어기에 대해서는 존재성과 유일성을 증명하기에 어려움이 있었다.<sup>[10]</sup> 이에 반해 본 논문에서 제시되는 제어기에 의한 페루프 시스템은 원점주변에서 스무스하므로 쉽게 해의 존재성과 유일성을 증명할 수 있다.

## II. Motivational Example

이 장에서는 간단한 예제로 이 논문의 주요 아이디어를 소개하고자 한다. 다음의 1차 시스템을 고려하자.

$$\dot{x} = u^3 + x \quad (2)$$

이 시스템은 일반적인 스무스 상태 궤환법으로는 안정화 될 수 없다. 그러므로  $u = -(2x)^{1/3}$ 와 같은 연속인 제어기의 설계를 통해 안정화될 수 있다. 그러나 고차의 시스템에 역진 기법(backstepping)을 적용하기 위해서는 미분 가능한 가상의 입력이 설계되어야만 한다. 왜냐면 어떤 단계에서 설계된 가상의 입력은 다음 단계에서 그 미분에 관계된 항들을 포함하기 때문이다. 이

장에서는 이 문제를 해결하기 위한 무한 미분이 가능한 다이나믹 제어기의 설계 방법을 제시한다.

시스템 (2)에 대해서 다음의 다이나믹 제어를 제시한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_0 &= -k_0 x_0 + \frac{\gamma x^4}{x_0} =: f_0(x_0, x), \\ u &= -x \left( \frac{\gamma + (k+1)^2}{x_0} \right)^{1/3} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $k, \gamma$ 는 양의 이득값들이고 추가 다이나믹스  $f_0(x_0, x)$ 의 초기값은  $x_0(0) > 0$ 으로 설정한다. 물론 상태변수  $x$ 가 초기값이 0일 때는  $x_0(0) = 0$ 으로 설정한다. 이 제어기는 추가 다이나믹스의 상태변수  $x_0(t)$ 가 원점을 제외한 영역에서는 항상 양수이므로 영역  $R^{(+,1)} := \{(x_0, x) : x_0 > 0\}$ 에서 잘 정의됨을 알 수 있다. 그러므로 시스템의 상태변수  $(x_0, x)$ 는 원점으로 수렴해가는 동안 항상  $R^{(+,1)}$ 의 영역에 머무르게 된다.

이후로는 (3)의 제어기가 (2)의 시스템에 대해서 지수적으로 안정한(exponentially stable) 제어기임을 보일 것이다. 이를 위해 다음 항목들을 고려하자.

< 1 > 초기값  $x(0)$ 와  $x_0(0) > 0$ 에 대해서  $(x_0(0), x(t)) \in R^{(+,1)}$ 의 영역에서 (2)과 (3)의 페루프 시스템의 해  $(x_0(t), x(t))$ 는 유일한 해이다.

< 2 > 해  $(x_0(t), x(t))$ 는 다이나믹 제어기 (3)에 의해서 지수적으로 안정화 된다.

< 3 >  $f_0(x_0, x)$ 와  $u(x_0, x)$ 는 해가 원점으로 수렴하는 동안 유한하다.

항 <1>의 증명은 영역  $R^{(+,1)}$ 에서의 스무스한 성질 때문에 쉽게 이루어진다.<sup>[11]</sup> 항 <2>의 증명은 다음과 같이 리아푸노프 안정화 이론에 의해서 이루어진다. Positive definite, proper한 미분가능한 리아푸노프 함수  $V = x_0 + x^2/2$ 로 다음이 유도된다.

$$\dot{V} = -k_0 x_0 + \frac{\gamma x^4}{x_0} + x u^3 + x^2 + (-k x^2 + k x^2)$$

여기서 항  $k x^2$ 의 합차가 이루어졌고  $k > 0$ 는 이득값이다. 여기서  $-k x^2$ 는 지수적 안정함을 증명할 부분이고,  $+k x^2$ 는 차수 보정법을 통해서 차수를 4로 상승시킬 것이다. 스무스한 입력  $u$ 를 설계하기 위해서는 제

거될 항들  $x^2$ ,  $kx^2$ 이 차수를 4로 가져야 한다. 이를 위해 다음의 차수 보정법을 소개한다.

$$(k+1)x^2 \times \frac{x_0^{1/2}}{x_0^{1/2}} \leq \frac{x_0}{4} + \frac{x^4(k+1)^2}{x_0} \quad (4)$$

위의 보정법을 통해서 우리는

$$\dot{V} \leq -(k_0 - 0.25)x_0 - kx^2 + xu^3 + \frac{x^4(\gamma + (k+1)^2)}{x_0}$$

를 얻고, 제어기 (3)에 의해서

$$\dot{V} \leq -(k_0 - 0.25)x_0 - kx^2$$

의 결론에 도달하게 되어,  $k_0 = 1.25$ ,  $k = 1/2$ 의 설정으로 원점 이외의 영역에서  $\dot{V} + V/2 < 0$ 의 조건을 만족하게 된다. 그러므로 페루프 시스템의 원점이 지수적 안정임을 알 수 있다.

마지막으로 항 <3>의 증명을 위해 영역  $P := \{(x_0, x) : k_0 x_0^2 \geq \gamma x^4, x_0 > 0\}$ 와  $P_R := P \cap B_R$ 을 정의하자. 여기서  $B_R$ 은 원점이 중심인 반지름이  $R$ 인 열린(open) 구이다. 시스템의 해가 이 구에 도달하는 시간을  $T_R$ 이라고 했을 때, 시간  $t \in [0, T_R]$  동안  $f_0$ 와  $u$ 가 유계함은 쉽게 증명할 수 있다. 대신  $t \in [T_R, \infty)$  시간 동안, 즉 영역  $P_R$  내에서 유계함을 증명해주어야 한다. 이 증명은 차수 지표자  $D$  개념의 도입으로 쉽게 해결된다.

$$D(g(x_0, x)) := \inf \beta \quad \text{subject to} \\ \lim_{x_0 \rightarrow +0} \sup \bar{g}(x_0) x_0^\beta < \infty$$

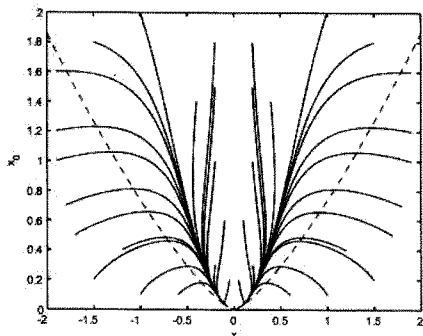


그림 1. (2)와 (3)의 페루프 시스템의 궤적  
Fig. 1. Trajectories of the closed-loop system (2) and (3).

여기서  $\bar{g}(x_0) := \max_{\sqrt{\gamma x^4/k_0} \leq x_0} |g(x_0, x)|$ 이다. 이 정의에 의해서 함수  $g(x_0, x)$ 는 영역  $P_R$ 내에서 0으로 수렴함은  $D(g(x_0, x)) < 0$ 과 동치조건이다. 즉,  $D(f_0) = -1$ ,  $D(u) = -1/6$ 이므로 수렴성을 쉽게 알 수 있다.

### III. Dynamically Exponential Stabilization

본 논문의 주요 정리는 다음과 같다.

정리 1. 시스템 (1)에 대해서 다이내믹 제어기

$$\begin{aligned} \dot{x}_0 &= f_0(x_0, x_1, x_2), \quad x_0(0) > 0 \\ u &= u(x_0, x_1, x_2) \end{aligned}$$

가 존재하고, 이 제어기는 페루프 시스템의 원점을 광역적으로 지수적 안정화한다. 그리고  $f_0(x_0, x_1, x_2)$ 와  $u(x_0, x_1, x_2)$ 는 상태변수  $(x_0, x_1, x_2)$ 가 원점으로 수렴함에 따라 0으로 수렴한다.

정리 1의 증명은 제어기의 설계 부분, 설계된 제어기의 수렴성, 그리고 증명의 마무리 부분으로 구성된다.

#### 1. Construction of the controller

이 절에서는 시스템 (1)에 대해서 역진 기법을 사용한 다이내믹 제어기를 설계할 것이다. 우선 추가 다이내믹스를 다음과 같이 정의한다.

$$\dot{x}_0 = -k_0 x_0 + \frac{\gamma_1 x_1^4}{x_0} + \frac{\gamma_2 \bar{p}_2}{x_0^2}, \quad x_0(0) > 0 \quad (5)$$

여기서  $k_0 > 0$ 는 이득값,  $\bar{p}_2$ 는 짝수인 양의 정수,  $q_2$ 는 음이 아닌 실수이다. 그리고  $\bar{x}_2 = x_2 - x_2^*$ 이고  $x_2^*$ 는 첫 단계에서 설계될 가상의 입력이다.

단계 1: 이 단계에서의 설계는 앞 장에서 설계된 제어로 대체될 수 있다. 즉,

$$x_2^* = -x_1 \left( \frac{\gamma + (k+1)^2}{x_0} \right)^{1/3}, \quad \bar{x}_2 = x_2 - x_2^* \quad (6)$$

이 되고, 이 단계에서의 리아푸노프 함수는

$$\dot{V}_1 \leq -(k_0 - 0.25)x_0 - kx^2 + \frac{\gamma_2 \bar{x}_2^{\bar{p}_2}}{x_0^{q_2}} + x_1(x_2^3 - x_2^{*3})$$

가 된다.

단계 2: 이 단계에서는 제어 입력  $u$ 를 설계할 것이다. 리아푸노프 함수를  $V_2 = V_1 + \bar{x}_2^2/2$ 로 잡으면,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -(k_0 - 0.25)x_0 - kx^2 + \frac{\gamma_2 \bar{x}_2^{\bar{p}_2}}{x_0^{q_2}} + x_1(x_2^3 - x_2^{*3}) \\ & + \bar{x}_2 u - \bar{x}_2 \left( \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_2^*}{\partial x_0} \dot{x}_0 \right) \end{aligned}$$

가 되고, 앞 단계에서의 항  $x_1(x_2^3 - x_2^{*3})$ 는 아래와 같이 입력에 의해 제거될 수 있는 형태로 유도된다.

$$x_1(x_2^3 - x_2^{*3}) = x_1 \bar{x}_2 (x_2^2 + x_2 x_2^* + x_2^{*2}) \quad (7)$$

(7)의 관계를 위의 리아푸노프 함수에 적용하면 아래와 같이 다이나믹 제어를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} u = & -k_2 \bar{x}_2 - x_1(x_2^2 + x_2 x_2^* + x_2^{*2}) + \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 \\ & + \frac{\partial x_2^*}{\partial x_0} \dot{x}_0 - \frac{\gamma_2 \bar{x}_2^{\bar{p}_2 - 1}}{x_0^{q_2}}. \end{aligned} \quad (8)$$

그러면

$$\dot{V}_2 \leq -(k_0 - 0.25)x_0 - k_1 x_1^2 - k_2 \bar{x}_2^2$$

가 얻어진다.  $k_0 > 0.25$ ,  $k_1, k_2 > 0$ 인 이득값들의 설정으로 (1)과 (7)의 폐루프 시스템의 원점이 지수적 안정임을 쉽게 알 수 있다.

## 2. Convergence of the controller

이 절에서는 설계된 제어기 (8)이 유한함을 유지한 채 상태변수들이 원점으로 수렴함에 따라 0으로 수렴함을 증명할 것이다. II장에서와 같이 영역  $P_R$  내에서의 유한함을 보이는 것으로 제어기의 유한함을 보이는 것이 충분할 것이다. 차수 지표자는

$$D(g(x_0, x)) := \inf_{\beta} \text{subject to} \limsup_{x_0 \rightarrow +0} \bar{g}(x_0) x_0^\beta < \infty$$

와 같이 정의되고, 여기서  $\bar{g}(x_0) := \max_{P_R} |g(x_0, x)|$ 이다. 차수 지표자에 관계된 다양한 성질들은 최근 연구 결과에서 참고할 수 있다.<sup>[12]</sup> 앞 장에서와 같이  $f_0$ 와 가상의 입력  $x_2^*$ 의 차수 지표자값은  $D(f_0) = -1$ ,  $D(x_2^*) = -1/6$ 이다. 이로부터  $D(x_2) = D(\bar{x}_2 + x_2^*) \leq \max\{-(q_2 + 1)/\bar{p}_2, -1/6\}$ 가 얻어진다. 또한  $u$ 의 마지막 항으로부터  $D(\bar{x}_2^{\bar{p}_2 - 1}/x_0^{q_2}) \leq -1 + (q_2 + 1)/\bar{p}_2$ 가 얻어진다. 이 두 조건을 바탕으로  $\bar{p}_2$ ,  $q_2$ 의 범위를  $1 > (q_2 + 1)/\bar{p}_2 \geq 1/6$ 로 설정한다. 이로부터  $D(x_2) \leq -1/6$ ,  $D(\bar{x}_2^{\bar{p}_2 - 1}/x_0^{q_2}) < 0$ 를 만족하게 된다. 제어 입력  $u$ 의 두 번째 항  $x_1(x_2^2 + x_2 x_2^* + x_2^{*2})$ 의 차수 지표자는

$$\begin{aligned} & D(x_1(x_2^2 + x_2 x_2^* + x_2^{*2})) \\ & \leq -\frac{1}{2} + \max\{D(x_2^2), D(x_2 x_2^*), D(x_2^{*2})\} \\ & \leq -\frac{1}{2} + \max\left\{2\left(-\frac{1}{6}\right), -\frac{1}{6} - \frac{1}{6}, 2\left(-\frac{1}{6}\right)\right\} \\ & \leq -\frac{5}{6} \end{aligned}$$

와 같이 된다.

다음으로 제어 입력  $u$ 의 세 번째 항과 네 번째 항은 가상의 입력  $x_2^*$ 의 편미분들을 포함하므로 이에 대한 차수 지표자를 먼저 계산할 필요가 있다. 각각의 차수 지표자들은

$$\begin{aligned} D\left(\frac{\partial x_2^*}{\partial x_1}\right) &= D\left(-\left(\frac{\gamma + (k+1)}{x_0}\right)^{1/3}\right) = \frac{1}{3}, \\ D\left(\frac{\partial x_2^*}{\partial x_0}\right) &= D\left(\frac{x_1(\gamma + (k+1)^2)^{1/3}}{3x_0^{4/3}}\right) = \frac{5}{6} \end{aligned}$$

이다. 이를 바탕으로 각 항들의 차수 지표자들을 조사하면

$$D\left(\frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1\right) \leq \frac{1}{3} - \frac{1}{2} = -\frac{1}{6},$$

$$D\left(\frac{\partial x_2^*}{\partial x_0} \dot{x}_0\right) \leq \frac{5}{6} - 1 = -\frac{1}{6}$$

의 결론에 도달하게 된다. 마지막으로 제어 입력 (8)의 모든 항들의 차수 지표자들을 고려하면 다음과 같이 제어기의 차수 지표자가 계산된다.

$$D(u) \leq \max \left\{ -\frac{1}{6}, -\frac{5}{6}, -\frac{1}{6}, -\frac{1}{6}, -1 + \frac{q_2 + 1}{p_2} \right\} \\ \leq -1 + \frac{q_2 + 1}{p_2} < 0.$$

여기서  $\bar{p}_2, q_2$ 의 값들은 앞서 언급한 것과 같이  $1 > (q_2 + 1)/\bar{p}_2 \geq 1/6$ 을 만족하는 짝수와 양의 실수이다. 이 결과로부터 우리는 제어 입력 (8)의 차수 지표  $\alpha$ 가 음의 값을 가지므로 영역  $P_R$  내에서 상태변수들  $(x_0, x_1, x_2)$ 가 원점으로 수렴해 감에 따라 유한한 범위 내에서 0으로 수렴함을 알 수 있다.

### 3. Summary of the proof

초기값  $x(0), x_0(0) > 0$ 에 대해서 (1), (5), (8)의 페루프 시스템은  $(x_0(t), x_1(t), x_2(t)) \in R^{(+,2)}$ 에서 그스무한 설계에 의해서 유일한 해를 가진다. 그리고 리아푸노프 안정화 정리에 의해서 페루프 시스템의 원점이 지수적 안정임을 알 수 있다. 더욱이 추가 다이내믹스  $f_0(x_0, x_1, x_2)$ 와 제어기  $u(x_0, x_1, x_2)$ 는 상태변수가 원점으로 수렴함에 따라 0으로 수렴한다.

## IV. Simulation

페루프 시스템 (1), (5), (8)에 대한 시뮬레이션은 초기값  $(x_0(0), x_1(0), x_2(0)) = (2, -4, 2)$ 에서 시행되었다. 그리고 파라미터값들은  $k_0 = 3, k_1 = 1, k_2 = 2, \gamma_1 = \gamma_2 = 0.1, \bar{p}_2 = 12, q_2 = 1$ 로 설정되었다. 그림 2에

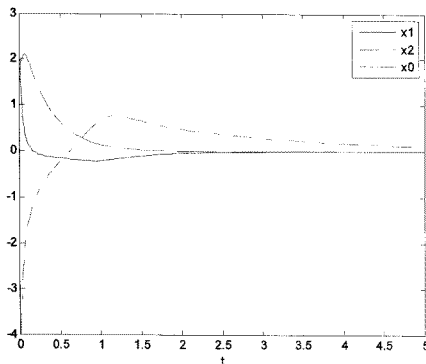


그림 2. (1), (5), (8)의 페루프 시스템의 궤적  
Fig. 2. Trajectories of the closed-loop system (1), (5), and (8).

서 상태변수들은 각 초기값에서 출발하여 원점으로 잘 수렴함을 알 수 있다.

## V. Conclusion

본 논문에서는 자코비안 선형화가 제어불가능하고 불안정한 시스템에 대한 다이내믹 안정화 제어를 제시하였다. 추가된 다이내믹스의 상태변수를 이용한 지수 보정법을 통한 역전 기법을 사용하여 가상의 입력과 제어 입력을 설계하였고, 원점 주변에서 제어기의 수렴성을 보이기 위해서 차수 지표자의 개념을 통해서 제어기들이 유한함을 보였다. 차후의 연구는 일반적인 고차의 시스템으로 확장이 될 것이다.

## 참고 문헌

- [1] R.W. Brockett, Asymptotic stability and feedback stabilization, *Differential Geometric Control Theory*, Birkauer, Basel, pp. 181-191, 1983.
- [2] M. Kawski, "Stabilization of nonlinear systems in the plane", *Systems and Control Lett.*, vol. 12, no. 2, pp. 169-175, 1989.
- [3] M. Kawski, "Homogeneous stabilizing feedback laws", *Control Theory Adv. Technol.*, vol. 6, pp. 497-516, 1990.
- [4] W.P. Dayawansa, "Recent advances in the stabilization problem for low dimensional systems", *Proceedings of second IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems Design Symposium*, Bordeaux, pp. 1-8, 1992.
- [5] W.P. Dayawansa, C.F. Martin, G. Knowles, "Asymptotic stabilization of a class of smooth two dimensional systems", *SIAM J. Control Optim.*, vol. 28, pp. 1321-1349, 1990.
- [6] J.M. Coron, L. Praly, "Adding an integrator for the stabilization problem", *Systems and Control Lett.*, vol. 17, pp. 89-104, 1991.
- [7] M. Tsiniias, J. Tsiniias, "Explicit formulas of feedback stabilizers for a class of triangular systems with uncontrollable linearization", *Systems and Control Lett.*, vol. 38, pp. 115-126, 1999.
- [8] W. Lin, C. Qian, "Adding one power integrator: a tool for global stabilization of high-order lower-triangular systems", *Systems and Control Lett.*, vol. 28, pp. 339-351, 2000.
- [9] C. Qian, W. Lin, "Non-Lipschitz continuous stabilizers for nonlinear systems with

uncontrollable unstable linearization”, *Systems and Control Lett.*, vol. 42, pp. 185 -200, 2001.

- [10] D.B. Dačić, P.V. Kokotović, “A scaled feedback stabilization of power integrator triangular systems”, *Automatica*, vol. 54, pp. 645-653, 2005.
- [11] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, NJ: Prentice-Hall, 3rd edition, 2002.
- [12] S. Seo, H. Shim, J.H. Seo, “Global finite-time stabilization of a nonlinear system using dynamic exponent scaling”, *Proc. 47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, Mexico, pp. 3805- 3810, 2008.

---

저 자 소 개



서 상 보(정회원)

2003년 부산대학교 전기공학과  
학사 졸업.

2006년 서울대학교 전기컴퓨터  
공학부 석박사통합과정  
박사 수료.

2009년 서울대학교 전기컴퓨터  
공학부 박사 과정

<주관심분야 : 비선형 시스템 제어 및 해석>



심 형 보(정회원)

1993년 서울대학교 전기공학과  
학사 졸업.

1995년 서울대학교 전기공학부  
석사 졸업

2000년 서울대학교 전기공학부  
박사 졸업.

2009년 서울대학교 전기컴퓨터공학부 부교수

<주관심분야 : 비선형 시스템 제어 및 해석>



서 진 현(정회원)

1978년 서울대학교 전기공학과  
학사 졸업.

1980년 서울대학교 전기공학과  
석사 졸업.

1985년 캘리포니아 주립대학교  
전기공학과 박사 졸업.

2009년 서울대학교 전기공학부 교수

<주관심분야 : 비선형 시스템 제어 및 해석>