

외란을 포함한 카오스시스템의 강인 적응 백스테핑 제어기 설계

論 文

54P-3-2

Design of a Robust Adaptive Backstepping Controller for a Chaos System with Disturbances

玄根浩[†]·賈出鉉^{*}

(Keun-Ho Hyun · Chool-Hyun Ka)

Abstract - In this paper, a robust adaptive backstepping controller is proposed for the chaos system with disturbances. This controller will be applicable to the chaos system of strict-feedback form and utilize the saturation function for decreasing the effect of disturbances derived from unmodelled dynamics and external noise. It shows that backstepping algorithm can be used to solve the problems of nonlinear system very well and robust controller can be designed without the variation of adaptive law. Simulation results are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed controller.

Key Words : Chaos System, strict-feedback, Adaptive Backstepping, Robust Control, Disturbances

1. 서 론

카오스시스템은 출력의 형태가 불규칙하지만 다른 관점에서 보았을 경우 규칙성이 있는 몇 가지의 현상을 말한다. 비선형시스템의 제어에 관한 연구에 있어서 카오스시스템은 연구 대상으로 많이 이용되고 있으며 특히, 저차(lower-dimensional)의 여러 카오스시스템은 제어이론을 입증하는데 활용되고 있다. 그 대표적인 경우로는 Lorenz system, Van der Pol oscillator, Chua's circuit 등이 있으며 카오스시스템을 제어하고자 하는 경우 출력의 형태가 불규칙하여 수식 전개 및 제어기 설계가 어려운 단점이 있으나 관측기 설계 및 통신 동기화(synchronization) 등에 활용 가치가 있어 이에 대한 연구가 활발하다.[1][2]

시스템을 비선형 적응제어로 설계 가능하게 해준 것은 백스테핑(backstepping)기법의 도입이었다. 적응 백스테핑 기법을 이용한 적응제어기 설계는 비선형 시스템뿐만 아니라 선형 시스템에도 적용 가능하며 기존의 적응제어기에 비하여 특성이 우수한 것으로 알려져 있다. 최근에는 적응 백스테핑 기법에서 더욱 진보된 형태로써 과다추정(over-parametrization)을 없앨 수 있는 동조(tuning)함수 설계 방법도 사용되고 있다. 적응 백스테핑 방법은 상대차수 제한조건, 과다추정과 같은 비선형 적응제어 연구 초기의 몇 가지 기술적인 문제를 해소하였다. 또한, 근래에는 백스테핑

제어기의 과도특성에 관한 연구들이 행하여지고 있다.[3][4][5]

산업 현장의 실제 시스템에 있어서는 외란이나 비모형화 특성 및 잡음의 영향을 많이 받는다. 정확하게 알고 있는 모델을 기본으로 설계된 적응 시스템이라도 매우 작은 외란에 불안정하게 될 수 있다. 지난 몇 십년간 외란을 갖는 선형시스템에 대한 강인한 적응제어기를 설계하는 다양한 기법들이 제시되었으나 최근에 설계되고 있는 비선형 시스템의 적응제어 알고리즘은 선형시스템의 적응제어 알고리즘과는 설계구조에 있어서 완전히 다르다. 또한 시변 외란이나 비모형화 특성을 가지는 비선형 시스템 문제에 있어서 강인제어와 적응제어가 결합된 많은 제어 기법들이 제안되고 있다[6][7].

본 논문에서는 외란을 갖는 카오스시스템을 위한 강인한 적응 백스테핑 제어기를 설계하고자 한다. 본 제어기는 strict-feedback 형태의 카오스시스템에 적용 가능하며 비모형화특성 및 잡음으로 인한 외란의 영향을 포화함수를 사용하여 감소시킬 수 있음을 보여 주고자 한다. 또한, 비선형시스템의 제어 문제를 해결하는데 백스테핑 기법의 우수성을 확인하고 적응치의 변화 없이 제어기를 설계할 수 있음을 증명하고자 하며 제시된 제어기의 효용성을 모의실험으로 입증하고자 한다.

2. 본 론

“Strict-feedback”형태의 카오스시스템을 대상으로 기본적인 형태의 적응 백스테핑 제어기를 구성한 후 외란을 포함한 제어대상 카오스시스템의 출력이 기준모델로 설정한 카오스시스템의 출력을 추종할 수 있는 제어기를 제시하였다. 또한, 제시된 제어기의 타당성을 모의실험으로 입증하였다.

[†] 교신저자, 正會員 : 新星大學 디지털電氣系系列 助教授 · 工博
E-mail : hyunkh@shinsung.ac.kr

^{*} 正會員 : 新星大學 디지털電氣系系列 副教授 · 工博
接受日字 : 2005年 6月 2日
最終完了 : 2005年 7月 3日

2.1 “Strict-Feedback” 형태의 카오스시스템

비선형시스템의 제어에 관한 연구에 있어서 카오스시스템은 연구 대상으로 많이 이용되고 있으며 특히, 저차(lower-dimensional)의 여러 카오스시스템은 제어이론을 입증하는데 활용되고 있다. 예를 들어, Duffing oscillator, van der Pol oscillator, Rossler system, Chua’s circuit 및 Lorenz system 등의 카오스시스템이 연구 대상으로 활용되고 있으며 이들 중 일부는 다음과 같이 non-autonomous “strict-feedback” 형태의 동특성 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= g_i(\bar{x}_i, t)x_{i+1} + \theta^T F_i(\bar{x}_i, t) + f_i(\bar{x}_i, t) \\ \dot{x}_n &= g_n(\bar{x}_n, t)u + \theta^T F_n(\bar{x}_n, t) + f_n(\bar{x}_n, t) \\ y &= x_1 \end{aligned} \tag{2.1}$$

여기서, $\bar{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_i]^T \in \mathbb{R}^i$, $i=1, 2, \dots, n$, $u \in \mathbb{R}$, $y \in \mathbb{R}$ 은 각각 시스템의 상태, 입력 및 출력을 나타낸다. 또한, $\theta \in \mathbb{R}^p$ 는 미지의 상수파라미터이며 $g_i \neq 0$, F_i , f_i ($i=1, 2, \dots, n-1$)과 $g_n \neq 0$, F_n , f_n 은 알고 있는 비선형함수이다. 예를 들어, Duffing oscillator는 다음과 같이 2차의 동특성 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= u - p_1 x_2 - p_2 x_1 - p_3 x_1^3 + p_4 \cos \omega t \end{aligned} \tag{2.2}$$

여기서, ω 는 알고 있는 주파수파라미터이고, p_1, p_2, p_3 및 p_4 는 미지의 상수파라미터이다. 식(2.2)의 Duffing oscillator는 식(2.1)과 같은 일반적인 non-autonomous “strict-feedback” 형태를 따르고 있으며 각각의 함수와 파라미터는 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} g_1(x_1, t) &= 1, \quad g_2(x_1, x_2, t) = 1, \\ f_1(x_1, t) &= 0, \quad f_2(x_1, x_2, t) = 0, \\ F_1(x_1, t) &= [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \\ F_2(x_1, x_2, t) &= [-x_2 \ -x_1 \ -x_1^3 \ \cos \omega t]^T, \\ \theta &= [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4]^T = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4]^T \end{aligned} \tag{2.3}$$

또 다른 예로써, van der Pol oscillator의 동특성 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_1 - \frac{1}{3}x_1^3 - x_2 + p_1 + p_2 \cos \omega t \\ \dot{x}_2 &= u + p_3(x_1 + p_4 - p_5 x_2) \end{aligned} \tag{2.4}$$

식(2.4) 역시 다음과 같이 non-autonomous “strict-feedback” 형태를 따르고 있다.

$$\begin{aligned} g_1(x_1, t) &= -1, \quad g_2(x_1, x_2, t) = 1, \\ f_1(x_1, t) &= x_1 - \frac{1}{3}x_1^3, \quad f_2(x_1, x_2, t) = 0, \\ F_1(x_1, t) &= [1 \ \cos \omega t \ 0 \ 0 \ 0]^T, \\ F_2(x_1, x_2, t) &= [0 \ 0 \ x_1 \ 1 \ -x_2]^T, \\ \theta &= [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_3 p_4 \ p_3 p_5]^T = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5]^T \end{aligned} \tag{2.5}$$

위에서 다루었던 카오스시스템 이외에도 많은 카오스시스템이 “strict-feedback”형태로 변환 가능하지만 Lorenz system 등을 비롯한 일부의 카오스시스템 중에는 “strict-feedback”형태로의 변환이 불가능한 시스템도 존재한다. 본 논문에서 제시한 제어기는 제어대상 카오스시스템이 “strict-feedback”형태를 갖춘 경우만을 대상으로 하였다.

2.2 적응 백스테핑 제어기 설계

이제 non-autonomous “strict-feedback”형태를 갖는 제어대상 카오스시스템에 대한 추종 제어를 설계하고자 한다. 다루고자 하는 카오스시스템 자체에 불확실성(미지 파라미터 θ)을 포함하고 있으므로 기존의 입출력 선형화 기법을 활용할 수 없으며 적응 백스테핑 기법을 활용하기로 한다. 식(2.1)과 같은 형태의 카오스시스템에 대하여 다음과 같은 기준모델(reference model)을 고려하자.

$$\dot{x}_r = f_r(x_r, t), \quad y_r = x_{r1} \quad (1 \leq i \leq m, \quad n \leq m) \tag{2.6}$$

여기서, $x_r = [x_{r1}, x_{r2}, \dots, x_{rm}]^T \in \mathbb{R}^m$ 및 $y_r \in \mathbb{R}$ 은 각각 시스템의 상태 및 출력을 나타내며 $f_r(x_r, t)$ 는 알고 있는 비선형 시스템이다. 제어 목적은 제어대상 카오스시스템-식(2.1)의 출력 $y = x_1(t)$ 이 기준모델 식(2.6)의 출력 $y_r = x_{r1}(t)$ 을 점근적으로 추종하는 것이며 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y(t) - y_r(t)| = 0 \tag{2.7}$$

백스테핑 설계 절차는 매 단계별로 수행되며, 각 단계에서의 부시스템(subsystem)이 Lyapunov함수(V_i) 안정도 측면에서 안정화될 수 있도록 안정화함수 α_i 와 오차변수 z_i 를 설계해야 한다.[12]

단계 1 : 우선 첫 번째 오차변수 $z_1 = x_1 - x_{r1}$ 으로 설정하면 이에 대한 미분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{r1} = g_1(x_2 - x_{r2}) + \theta^T F_1 + f_1 - f_{r1} + g_1 x_{r2} \\ &= g_1 z_2 + g_1 \alpha_1 + \theta^T F_{1s} + f_{1s} \end{aligned} \tag{2.8}$$

여기서, $z_2 = x_2 - x_{r2} - \alpha_1$ 이며 α_1 은 차후 정의될 첫 번째 안정화함수이다. 차후 설계단계에서 표현의 간략화 및 일관성을 위하여 회귀(regressor)함수 F_{1s} 및 f_{1s} 를 다음과 같이

정의한다.

$$F_{1s} = F_1, \quad f_{1s} = f_1 - f_{n1} + g_1 x_{n2} \quad (2.9)$$

식(2.8)에서 θ 는 알지 못하는 파라미터이므로 안정화함수 α_1 은 추정된 첫 번째 파라미터 $\hat{\theta}_{1st}$ 을 사용하여 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_1} (-c_1 z_1 - \hat{\theta}_{1st}^T F_{1s} - f_{1s}) \quad (2.10)$$

여기서, $c_1 > 0$ 은 양수의 설계 파라미터이다. 식(2.10)을 식(2.8)에 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + g_1 z_2 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T F_{1s} \quad (2.11)$$

알지 못하는 파라미터 $\hat{\theta}_{1st}$ 을 추정하기 위한 적응칙(adaptive law)을 설계하기 위하여 다음과 같이 Lyapunov함수를 설정한다.

$$V_1(z_1, \hat{\theta}_{1st}) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{1st}) \quad (2.12)$$

여기서, $\Gamma = \Gamma^T > 0$ 는 적응이득행렬이다. 식(2.12)의 V_1 을 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st} \\ &= g_1 z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T (F_{1s} z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

식(2.13)의 마지막 항을 없애기 위해서는 적응칙을 다음과 같이 설정한다.

$$\dot{\hat{\theta}}_{1st} = \Gamma F_{1s} z_1 \quad (2.14)$$

따라서, 식(2.13)은 다음과 같이 정리되며 식(2.15)로부터 전역적(globally)인 시스템의 안정을 위해서는 다음 단계에서 $g_1 z_1 z_2$ 항을 없애야 할 것이다.

$$\dot{V}_1 = g_1 z_1 z_2 - c_1 z_1^2 \quad (2.15)$$

단계 i ($2 \leq i \leq n-1$) : 각 단계별 오차변수는 $z_i = x_i - x_n - \alpha_{i-1}$ 로 정의하고, 미분값을 구하면 다음과 같다.

$$\dot{z}_i = \dot{x}_i - \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{i-1} = g_i z_{i+1} + \theta^T F_{is} + f_{is} \quad (2.16)$$

여기서, $z_{i+1} = x_{i+1} - x_{n(i+1)} - \alpha_i$ 이며 α_i 는 차후 정의될 단계별 안정화함수이다. 또한, 회귀함수는 단계별로 다음과 같이 정의된다.

$$F_{is} = F_i - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} F_k$$

$$\begin{aligned} f_{is} &= f_i - f_{ni} + g_i x_{n(i+1)} - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} (f_k + g_k x_{k+1}) \\ &\quad - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \theta_{kth}} \Gamma F_{ks} z_k - \sum_{k=1}^m \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_{rk}} f_{rk} - \dot{\alpha}_{i-1} \end{aligned} \quad (2.17)$$

미지 파라미터 θ 의 추정값을 이용하여 안정화함수는 다음과 같이 설정한다.

$$\alpha_i = \frac{1}{g_i} (-c_i z_i - g_{i-1} z_{i-1} - \hat{\theta}_{i_s}^T F_{is} - f_{is}) \quad (2.18)$$

이제 추정해야 할 미지 파라미터 $\hat{\theta}_i$ 에 대한 적응칙을 구하기 위해 각 단계별로 Lyapunov함수를 다음과 같이 설정한다.

$$V_i(z_i, \hat{\theta}_{i_s}) = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^2 + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{i_s})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{i_s}) \quad (2.19)$$

식(2.19)를 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i \dot{z}_i - (\theta - \hat{\theta}_{i_s})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{i_s} \\ &= z_i (g_{i-1} z_{i-1} + g_i z_{i+1} + g_i \alpha_i + \theta^T F_{is} + f_{is}) \\ &\quad - \sum_{k=1}^{i-1} c_k z_k^2 - (\theta - \hat{\theta}_{i_s})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{i_s} \end{aligned} \quad (2.20)$$

식(2.18)을 식(2.16) 및 식(2.20)에 대입하면 오차변수 및 Lyapunov 도함수는 다음과 같이 정리된다.

$$\dot{z}_i = -c_i z_i - g_{i-1} z_{i-1} + g_i z_{i+1} + (\theta - \hat{\theta}_{i_s})^T F_{is} \quad (2.21)$$

$$\dot{V}_i = - \sum_{k=1}^{i-1} c_k z_k^2 + g_i z_k z_{k+1} + (\theta - \hat{\theta}_{i_s})^T (F_{is} z_i - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{i_s}) \quad (2.22)$$

식(2.22)에서 마지막 항을 없애기 위해서는 다음과 같이 적응칙을 설계해야 한다.

$$\dot{\hat{\theta}}_{i_s} = \Gamma F_{is} z_i \quad (2.23)$$

따라서, 식(2.22)는 다음과 같이 간략화 된다.

$$\dot{V}_i = - \sum_{k=1}^{i-1} c_k z_k^2 + g_i z_k z_{k+1} \quad (2.24)$$

여기서, $g_k z_k z_{k+1}$ 항은 마지막 단계에서 제거될 것이다.

단계 n : 이제 마지막 단계로서, 실제 제어입력 u 가 오차변수 미분식에 다음과 같이 나타난다.

$$\dot{z}_n = \dot{x}_n - \dot{x}_m - \dot{\alpha}_{n-1} = g_n u + \theta^T F_{ns} + f_{ns} \quad (2.25)$$

여기서, 마지막 단계의 회귀함수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_{ns} &= F_n - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_k} F_k \\ f_{ns} &= f_n - f_m - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_k} (f_k + g_k x_{k+1}) \\ &\quad - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial \theta_{nth}} IF_{kz_k} - \sum_{k=1}^m \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_{nk}} f_{nk} - \alpha_{n-1} \end{aligned} \quad (2.26)$$

제어입력 u 를 결정하는 제어칙(control law)과 미지 파라미터의 추정값 $\hat{\theta}_{nth}$ 를 결정하는 적응칙을 설계하기 위해 마지막 단계의 Lyapunov함수를 다음과 같이 설정하고 미분한다.

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} z_n^2 + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{nth}) \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_{n-1} + z_n \dot{z}_n - (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{nth} \\ &= z_n (g_{n-1} z_{n-1} + g_n u + \theta^T F_{ns} + f_{ns}) \\ &\quad - \sum_{k=1}^{n-1} c_k z_k^2 - (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{nth} \end{aligned} \quad (2.28)$$

이제 제어입력을 다음과 같이 설계한다.

$$u = \frac{1}{g_n} (-c_n z_n - g_{n-1} z_{n-1} - \hat{\theta}_{nth}^T F_{ns} - f_{ns}) \quad (2.29)$$

식(2.29)를 식(2.25)와 식(2.28)에 대입하면 최종 단계의 오차변수 및 Lyapunov함수에 대한 미분은 다음과 같다.

$$\dot{z}_n = -c_n z_n - g_{n-1} z_{n-1} + (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T F_{ns} \quad (2.30)$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{k=1}^n c_k z_k^2 + (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T (F_{ns} z_n - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{nth}) \quad (2.31)$$

따라서, 식(2.31)에서 두 번째 항을 제거하기 위해 적응칙을 다음과 같이 설계한다.

$$\dot{\hat{\theta}}_{nth} = IF_{ns} z_n \quad (2.32)$$

이제 식(2.31)은 최종적으로 다음과 같이 간략화 된다.

$$\dot{V}_n = -\sum_{k=1}^n c_k z_k^2 \quad (2.33)$$

설계의 각 단계에서 식(2.8)~식(2.32)의 함수 및 제어칙, 적응칙을 적용하면 오차변수에 대한 부시스템은 다음과 같은 동특성을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -c_1 z_1 + g_1 z_2 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T F_{1s} \\ \dot{z}_i &= -c_i z_i - g_{i-1} z_{i-1} + g_i z_{i+1} + (\theta - \hat{\theta}_{ist})^T F_{is} \\ \dot{z}_n &= -c_n z_n - g_{n-1} z_{n-1} + (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T F_{ns} \end{aligned} \quad (2.34)$$

at $i=2, 3, \dots, n-1$

또한, 마지막 n 단계에서의 Lyapunov함수는 다음과 같이 음함정(negative definite)하게 된다.

$$\dot{V}_n = -\sum_{i=1}^n c_i z_i^2 \leq 0 \quad (2.35)$$

식(2.1)의 제어대상 카오스 시스템과 식(2.6)의 기준모델 카오스 시스템, 그리고 식(2.29)의 제어기와 식(2.23)의 파라미터 적응칙을 모두 포함한 전체 폐루프 시스템은 평형점 $z=[z_1, z_2, \dots, z_n]^T=0$ 에서 안정(globally uniformly stable)하며 Barbalat 보조정리 및 LaSalle 이론에 의하여 전체 폐루프 시스템의 모든 신호가 유계임이 보장된다.[8]

2.3 외란을 고려한 강인 적응 백스테핑 제어기 설계

앞 절에서 설계된 적응 백스테핑 제어기는 제어대상 카오스 시스템이 strict-feedback 형태이고 파라미터 불확실성만을 갖는 경우에 적용된다. 즉, 시스템의 비선형성을 알고 있고 미지의 파라미터는 알고 있는 비선형 함수와 선형적으로 곱해진 형태임을 전제로 하고 있다. 그러나, 파라미터의 불확실성과 함께 미지의 비선형함수나 외부의 잡음, 모델링 오차 등이 존재한다면 앞 절의 제어기로는 제어 목적을 달성하기 힘들다. 즉, 외란 및 모델링 오차 등의 영향을 감안한 강인한 제어기의 설계가 요구된다. 이제, 식(2.1)의 제어 대상 카오스 시스템에 외란이 포함된 경우를 고려한다. 외란은 비모형화 동특성(unmodelled dynamics) 및 잡음(noise)을 모두 가정하여 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= g_i(\bar{x}_i, t)x_{i+1} + \theta^T F_i(\bar{x}_i, t) + f_i(\bar{x}_i, t) + \eta_i(\bar{x}_n, t) \\ \dot{x}_n &= g_n(\bar{x}_n, t)u + \theta^T F_n(\bar{x}_n, t) + f_n(\bar{x}_n, t) + \eta_n(\bar{x}_n, t) \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (2.36)$$

여기서, $\eta_i(\bar{x}_n, t) \in R^n$ 는 외란에 의한 비선형함수이며 실제 물리적 시스템에서 발생할 수 있는 동특성의 변화 및 외부 잡음 등을 의미한다. 이러한 외란들은 미지의 값이지만 다음과 같이 유한한 미지의 값 $\zeta_i(\bar{x}_i)$ 보다 작다고 가정한다.

$$|\eta_i(\bar{x}_n, t)| \leq \zeta_i(\bar{x}_i), \quad 1 \leq i \leq n \quad (2.37)$$

이제, 앞 절에서와 같은 방법으로 외란을 포함한 카오스 시스템이 기준모델 카오스 시스템을 유한한 범위 내로 추종하도록 적응 백스테핑 제어기를 설계하자.

단계 1 : 첫 번째 오차변수 $z_1 = x_1 - x_n$ 으로 하고 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = g_1 x_2 + \theta^T F_1 + f_1 + \eta_1 - \dot{f}_{1d} \\ &= g_1 z_2 + g_1 \alpha_1 + \theta^T F_{1s} + f_{1s} + \eta_1 \end{aligned} \quad (2.38)$$

여기서, 회귀함수 F_{1s} 및 f_{1s} 는 앞 절의 식(2.17)과 동일하게 계산되며 $z_2 = x_2 - x_{2d} - \alpha_1$ 로 한다. 첫 번째 안정화함수 α_1 은 다음과 같이 설정한다.

$$\alpha_1 = -\frac{1}{g_1} (-c_1 z_1 - \hat{\theta}_{1st}^T F_{1s} - f_{1s} - \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_1)) \quad (2.39)$$

여기서, 식(2.39)의 $-\hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_1)$ 항은 η_1 의 영향을 최소로 줄이기 위하여 본 연구에서 삽입한 것이며 포화함수 $\text{sat}(z_1)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{sat}(z_k) = \begin{cases} 1, & \text{if } z_k \geq \nu_k \\ -1, & \text{if } z_k \leq -\nu_k \\ \frac{z_k}{\nu_k}, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad k=1, 2, \dots, n \quad (2.40)$$

여기서, ν_k 는 포화함수 경계층의 크기를 의미하며 그림 1과 같이 경계층 내에서는 선형적으로 값이 주어진다. 포화함수를 사용한 이유는 외란의 영향을 최소로 줄이고자 한 것이다. 스위칭함수를 사용하면 수식적으로 외란의 영향을 완벽하게 없앨 수 있지만 스위칭함수 자체가 비연속적이고 출력 오차 $z_1 = x_1 - x_{1d} = y - y_d = 0$ 에서 미분하면 발산하므로 안정화함수에서 사용 불가능할 뿐만 아니라 제어입력의 떨림현상(chattering)을 발생시킨다. 따라서, 연속적이면서 제어입력의 떨림 현상을 방지할 수 있는 포화함수를 사용하였다.

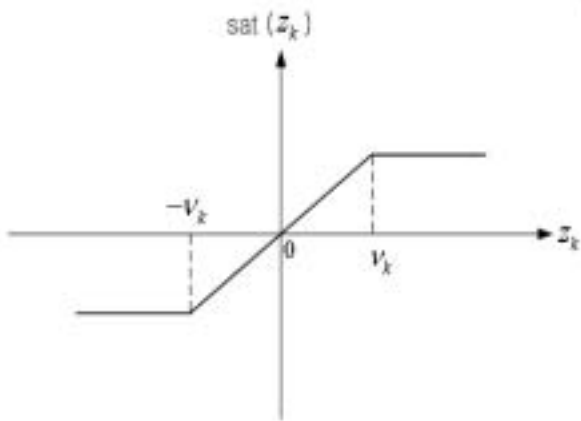


그림 1 포화함수 $\text{sat}(z_k)$

Fig. 1 Saturation function $\text{sat}(z_k)$

이제 첫 번째 Lyapunov함수를 다음과 같이 설정하고 미분한다.

$$V_1(z_1, \hat{\theta}_{1st}) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{1st}) \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st} \\ &= z_1 (g_1 z_2 + g_1 \alpha_1 + \theta^T F_{1s} + f_{1s} + \eta_1) - (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st} \\ &= g_1 z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + z_1 \eta_1 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T (F_{1s} z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st}) \\ &= -c_1 z_1^2 + g_1 z_1 z_2 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T (F_{1s} z_1 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1st}) \\ &\quad + z_1 (\eta_1 - \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_1)) \end{aligned} \quad (2.42)$$

식(2.42)에서 두 번째 항 $g_1 z_1 z_2$ 는 다음 단계에서 소거될 것이다. 식(2.39)를 사용하면 식(2.38)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + g_1 z_2 + (\theta - \hat{\theta}_{1st})^T F_{1s} + \eta_1 - \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_1) \quad (2.43)$$

단계 2 : 두 번째 오차변수 $z_2 = x_2 - x_{2d} - \alpha_1$ 로 단계 1에서 설정하였으므로 이를 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} - \dot{\alpha}_1 = g_2 x_3 + \theta^T F_2 + f_2 + \eta_2 - \dot{f}_{2d} - \dot{\alpha}_1 \\ &= g_2 z_3 + g_2 \alpha_2 + \theta^T F_{2s} + f_{2s} + \eta_2 \end{aligned} \quad (2.44)$$

여기서, $z_3 = x_3 - x_{3d} - \alpha_2$ 이며 두 번째 안정화함수는 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= -\frac{1}{g_2} [-c_2 z_2 - g_1 z_1 - \hat{\theta}_{2nd}^T F_{2s} - f_{2s} - \hat{\zeta}_2 \text{sat}(z_2) \\ &\quad - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_2) \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \zeta_1} \dot{\zeta}_1] \end{aligned} \quad (2.45)$$

여기서, 포화함수 $\text{sat}(z_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1})$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{sat}(z_i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k}) = \begin{cases} 1, & \text{if } z_i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \geq \omega_k \\ -1, & \text{if } z_i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \leq -\omega_k \\ z_i \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \frac{1}{\omega_k}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{at } k=1, 2, \dots, n \quad (2.46)$$

여기서, ω_k 는 포화함수 경계층의 크기이며 식(2.45)의 $-\hat{\zeta}_2 \text{sat}(z_2) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_2) \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}$ 항은 외란 η_2 의 영향을 최소로 줄이기 위하여 설계되었다. 이제, 두 번째 Lyapunov함수를 다음과 같이 설정하고 미분한다.

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{2nd})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{2nd}) \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + g_2 z_2 z_3 + (\theta - \hat{\theta}_{2nd})^T (F_{2s} z_2 - \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{2nd}) \\ &\quad + z_2 (\eta_2 - \hat{\zeta}_2 \text{sat}(z_2)) - z_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (\eta_1 + \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_2) \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}) \\ &\quad + z_1 (\eta_1 - \hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_1)) \end{aligned} \quad (2.48)$$

여기서, 세 번째 항 $g_2 z_2 z_3$ 는 다음 단계에서 소멸될 것이다.

식(2.45)를 사용하면 식(2.44)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & -g_1 z_1 - c_2 z_2 + g_2 z_3 + (\theta - \hat{\theta}_{2nd})^T F_{2s} + \eta_2 \\ & - \hat{\zeta}_2 \text{sat}(z_2) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \left(\hat{\zeta}_1 \text{sat}(z_2) \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} + \eta_1 \right) \end{aligned} \quad (2.49)$$

단계 n : 각 단계별로 오차변수, 안정화함수 및 Lyapunov 를 다음과 같이 설정하여 앞 단계와 같이 설계한다.

$$z_n = x_n - x_m - a_{n-1} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \alpha_i = & \frac{1}{g_i} \left[-c_i z_i - g_{i-1} z_{i-1} - \hat{\theta}_{i_n}^T F_{is} - f_{is} - \hat{\eta}_i \text{sat}(z_i) \right. \\ & \left. - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \hat{\zeta}_k \text{sat}(z_i) \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{\zeta}_{i-1}} \hat{\zeta}_{i-1} \right] \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} V_n = & V_{n-1} + \frac{1}{2} z_n^2 \\ & + \frac{1}{2} (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} (\theta - \hat{\theta}_{nth}) + \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\lambda_k} \zeta_k^2 \end{aligned} \quad (2.52)$$

여기서, $\tilde{\zeta}_k = \zeta_k - \hat{\zeta}_k$ 이며 식(2.52)를 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = & \dot{V}_{n-1} + z_n \dot{z}_n - (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{nth} + \sum_{k=1}^n \frac{1}{\lambda_k} \tilde{\zeta}_k \dot{\zeta}_k \\ = & - \sum_{k=1}^{n-1} c_k z_k^2 + z_n (g_{n-1} z_{n-1} + g_n u + \theta^T F_{ns} + f_{ns} + \eta_n) \\ & - (\theta - \hat{\theta}_{nth})^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{nth} + \sum_{k=1}^n \frac{1}{\lambda_k} \tilde{\zeta}_k \dot{\zeta}_k \end{aligned} \quad (2.53)$$

이제, 최종적으로 제어입력을 마지막 안정화함수로 간주하여 다음과 같이 설계한다.

$$\begin{aligned} u = & \frac{1}{g_n} \left[-c_n z_n - g_{n-1} z_{n-1} - \hat{\theta}_{nth}^T F_{ns} - f_{ns} - \hat{\eta}_n \text{sat}(z_n) \right. \\ & \left. - \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_k} \hat{\zeta}_k \text{sat}(z_n) \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_k} + \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial \hat{\zeta}_{n-1}} \hat{\zeta}_{n-1} \right] \end{aligned} \quad (2.54)$$

또한, 파라미터 적응척도 외란이 없는 경우와 동일하게 다음과 같이 설정한다.

$$\dot{\hat{\theta}}_{i_n} = \Gamma F_{is} z_i, \quad i=1, 2, \dots, n \quad (2.55)$$

식(2.55)와 같이 외란의 유무와 관계없이 기존 미지파라미터에 대한 적응척은 변화가 없지만 외란의 상한값에 대한 다음의 적응척이 추가로 필요하다.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\zeta}}_k = & \lambda_k (|z_k| + |z_n| \left| \frac{\partial \alpha_{n-1}}{\partial x_k} \right| + \sum_{j=1}^{n-2} |z_{j+1}| \left| \frac{\partial \alpha_j}{\partial x_k} \right|) \\ & \text{at } k=1, \dots, n-1 \\ \dot{\tilde{\zeta}}_k = & \lambda_k |z_k| \quad \text{at } k=n \end{aligned} \quad (2.56)$$

식(2.53)에서 Lyapunov함수의 미분값은 최종적으로 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\dot{V}_n \leq - \sum_{k=1}^n c_k z_k^2 + \epsilon \quad (2.57)$$

여기서, ϵ 값은 충분히 작은 값으로 조절될 수 있으며 다음과 같이 포화함수 경계층의 크기에 좌우된다.

$$\epsilon = \sum_{k=1}^n \hat{\zeta}_k \nu_k + \sum_{k=1}^{n-1} \hat{\zeta}_k \omega_k + \sum_{j=2}^{n-1} \sum_{k=1}^{j-1} \hat{\zeta}_k \omega_k \quad (2.58)$$

본 논문에서 제시된 제어기는 미지 파라미터에 대한 적응척 설계를 외란의 존재와는 무관하게 독립적으로 설계할 수 있다는 특징이 있다. 따라서, 적응척 설계시 외란과 시스템 파라미터와의 분리에 대한 고려가 필요 없어 기존의 적응척 설계기법을 폭넓게 이용할 수 있다. 그 이유는 외란이 존재하더라도 이러한 영향은 안정화함수를 통해 제어입력에서 상쇄시켜 주기 때문이다. 그림 2는 전체 페루프 시스템의 구성을 나타낸다.

2.4 컴퓨터 모의실험 및 결과 고찰

제안된 제어기 및 그 설계과정의 타당성을 확인하기 위해 컴퓨터 모의실험(computer simulation)을 수행하였다. 모의실험은 외란이 포함되지 않은 경우와 포함된 경우를 모두 수행하였다. 우선, 외란이 포함된 제어대상 카오스 시스템을 다음과 같은 Duffing oscillator로 하였다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 = & x_2 + \Delta_1 \\ \dot{x}_2 = & u - \theta_1 x_2 - \theta_2 x_1 - \theta_3 x_1^3 + \theta_4 \cos \omega t + \Delta_2 \end{aligned} \quad (2.59)$$

여기서, 외란이 포함되지 않은 경우는 $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ 으로, 외란이 포함된 경우 $\Delta_1 = 2 \sin 500t - \cos 300t$ 및 $\Delta_2 = \cos 500t - 0.5 \sin 300t$ 는 고주파 성분의 잡음으로 표현된 외란으로 설정하였다. 미지의 시스템 파라미터는 카오스적인 형태를 얻기 위해 다음과 같이 설정하였다.

$$\theta_1 = 0.4, \quad \theta_2 = -1.1, \quad \theta_3 = 1, \quad \theta_4 = 1.8, \quad \omega = 1.8 \quad (2.60)$$

이에 대하여 기준모델로 사용할 카오스 시스템은 다음과 같은 van der Pol oscillator를 이용하였다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{r1} = & x_{r1} - \frac{1}{3} x_{r1}^3 - x_{r2} + p_1 + p_2 \cos \omega_r t \\ \dot{x}_{r2} = & p_3 (x_{r1} + p_4 - p_5 x_{r2}) \end{aligned} \quad (2.61)$$

기준모델도 역시 카오스적인 형태를 갖도록 다음과 같이 시스템 파라미터를 설정하였다.

$$p_1 = 0, \quad p_2 = 0.74, \quad p_3 = 0.1, \quad p_4 = 0.7, \quad p_5 = 0.8, \quad \omega_r = 1 \quad (2.62)$$

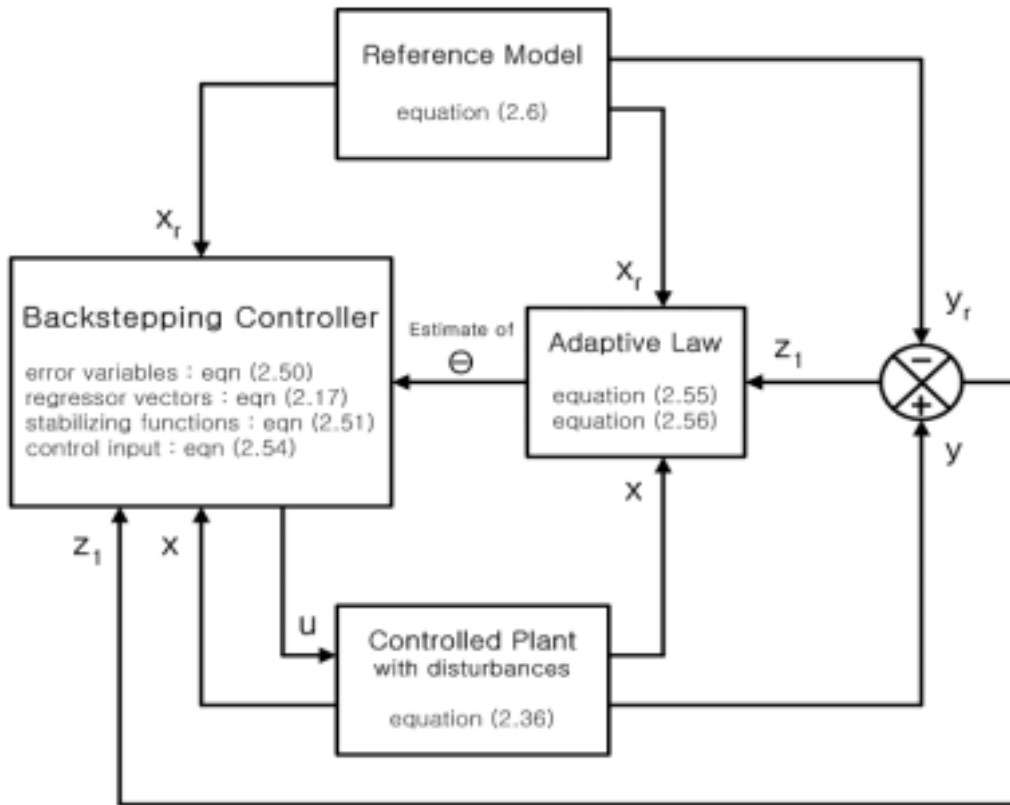


그림 2 전체 페루프 제어시스템의 구성
 Fig. 2 Overall closed loop control system

그림 3과 그림 4는 각각 제어대상 카오스시스템(Duffing oscillator)과 기준모델 카오스시스템(van der Pol oscillator)의 autonomous 출력($y=x_1, y_r=x_{r1}$)을 나타내며 별도의 입력을 전혀 주지 않은 상태이다. 시스템 상태의 초기값을 모두 0으로 주더라도 동특성방정식에 포함된 cos항으로 인하여 불규칙한 출력특성을 나타내게 된다.

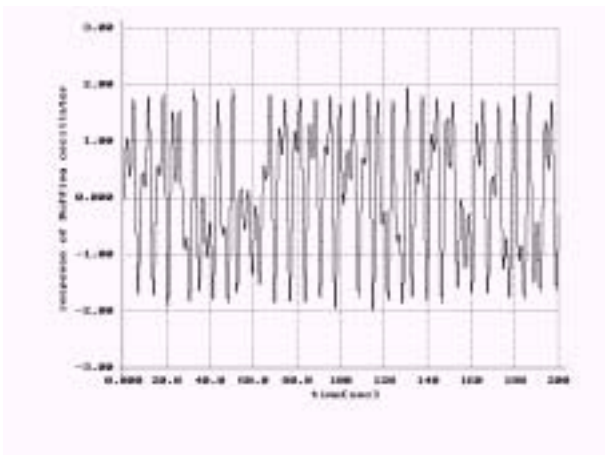


그림 3 제어대상 Duffing oscillator의 카오스적 출력응답
 Fig. 3 Chaotic response of the controlled Duffing oscillator

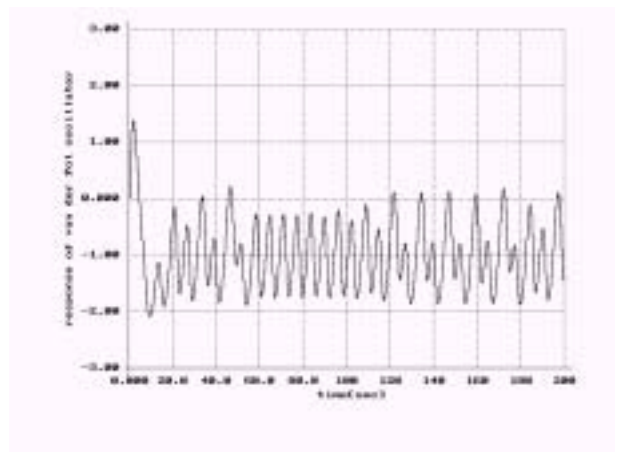
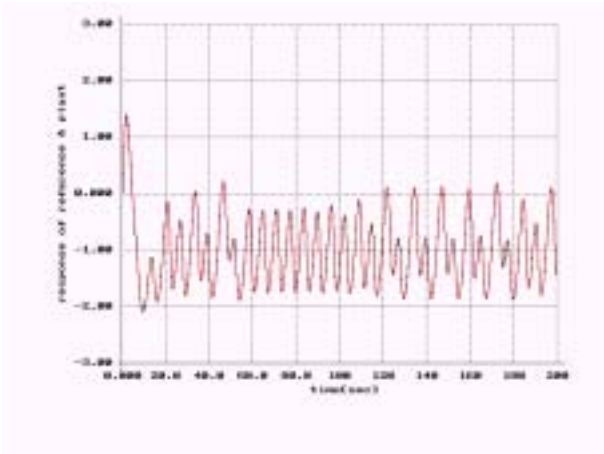
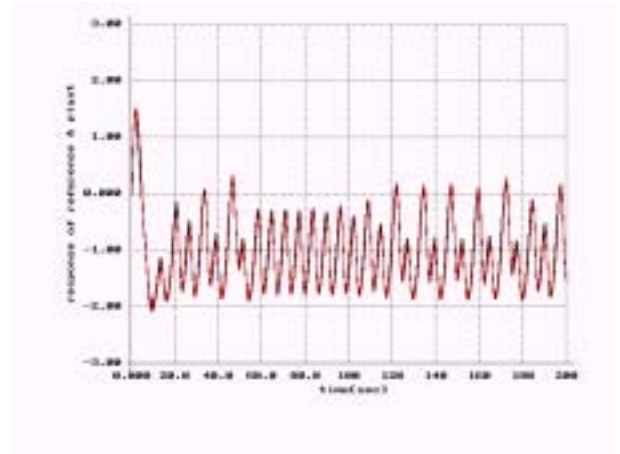


그림 4 기준모델 van der Pol oscillator의 카오스적 출력응답
 Fig. 4 Chaotic response of the van der Pol oscillator (reference model)

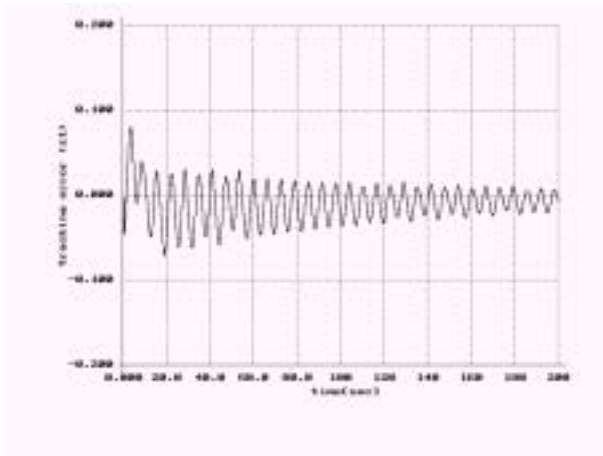
그림 5는 외란이 없는 경우 즉, 식(2.59)에서 $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$ 일 때 식(2.29) 및 식(2.32)의 제어입력과 적응칙을 적용하여 얻은 결과로써 제어기 설계과정에서 설정한 설계파라미터는 $c_1 = c_2 = 30, \Gamma = \text{diag}[1, 1, 1, 1]$ 이다. 그림 5(a)는 제어대상과



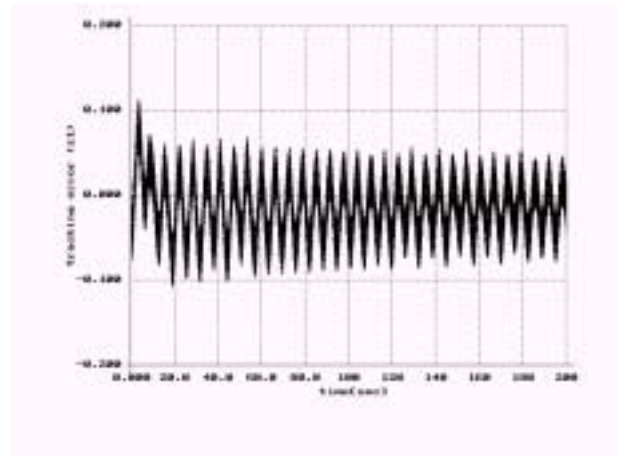
(a) 기준모델 및 제어대상의 출력응답 ($y=x_1, y_r=x_{r1}$)



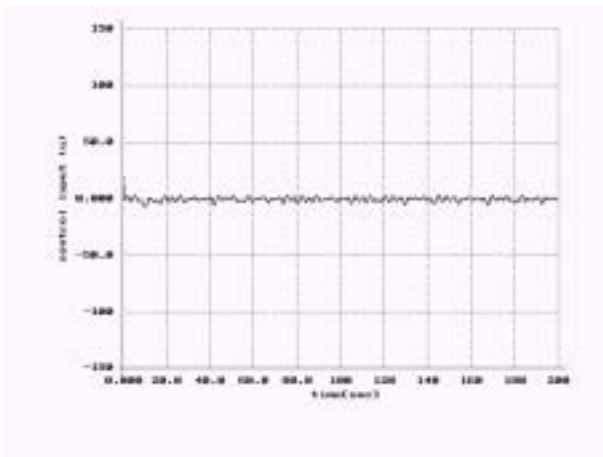
(a) 기준모델 및 제어대상의 출력응답 ($y=x_1, y_r=x_{r1}$)



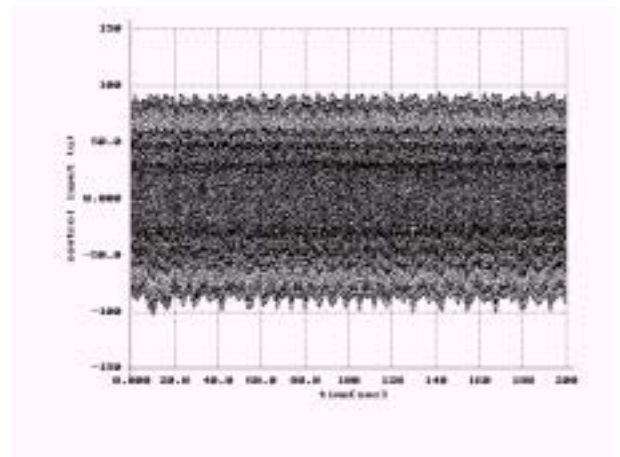
(b) 추종오차 ($z_1=y-y_r$)



(b) 추종오차 ($z_1=y-y_r$)



(c) 제어입력 (u)



(c) 제어입력 (u)

그림 5 모의실험 결과 - 외란이 없는 경우
Fig. 5 Simulation results for the case without disturbances

그림 6 모의실험 결과 - 외란이 있는 경우
Fig. 6 Simulation results for the case with disturbances

기준모델의 출력응답($y=x_1, y_r=x_{11}$)이고 그림 5(b)는 추종오차($z_1=y-y_r$)를 나타내며 처음의 과도기를 제외하고는 제어대상(Duffing oscillator)의 출력이 기준모델(van der Pol oscillator)의 출력을 점차로 추종하고 있다. 그림 5(c)는 제어입력(u)을 나타내며 매우 작은 범위 내의 값을 갖는다.

그러나, 제어대상 시스템에 어느 정도 이상의 외란이 포함되어 있는 경우에 식(2.29) 및 식(2.32)의 제어입력과 적응칙을 그대로 사용하면 제어대상 출력이 기준모델의 출력을 추종하지 않을 뿐만 아니라 전체 시스템의 안정도가 보장되지 않을 수 있다. 따라서, 이러한 경우에는 본 논문에서 제시한 식(2.54) 및 식(2.55), 식(2.56)의 제어입력과 적응칙을 적용해야 한다.

그림 6은 외란이 있는 경우 즉, 식(2.53)에서 $\Delta_1=2\sin 500t-\cos 300t$ 및 $\Delta_2=\cos 500t-0.5\sin 300t$ 일 때 식(2.54) 및 식(2.55), 식(2.56)의 제어입력과 적응칙을 적용하여 얻은 결과로써 제어기 설계 과정에서 설정한 설계파라미터는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} c_1=c_2=30, \quad \Gamma=\text{diag}[1, 1, 1, 1], \\ \nu_1=\nu_2=1, \quad \omega_1=2, \quad \lambda_1=\lambda_2=1 \end{aligned} \quad (2.63)$$

그림 6(a)는 제어대상과 기준모델의 출력응답($y=x_1, y_r=x_{11}$)이고 그림 6(b)는 추종오차($z_1=y-y_r$)를 나타내며 상당한 외란에도 불구하고 제어대상(Duffing oscillator)의 출력이 기준모델(van der Pol oscillator)의 출력을 한정된 범위의 오차 내에서 추종하고 있다. 그림 2.6(c)는 제어입력(u)을 나타내며 외란으로 인하여 그림 2.5(c)에 비해서 고주파 성분의 매우 큰 값을 갖는다.

그림 7은 제어대상 시스템의 미지 파라미터($\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$)를 추정하는 과정으로 외란에 상관없이 거의 동일한 결과를 얻을 수 있으며 약 100[sec] 정도에서 일정한 값을 갖는다. 추정오차 절대값은 각각 $|\tilde{\theta}_1|=0.2, |\tilde{\theta}_2|=1.3, |\tilde{\theta}_3|=0.3$ 및 $|\tilde{\theta}_4|=0.5$ 정도로써 적응이득 및 제어이득 값에 따라 그 크기가 다소 변동된다.

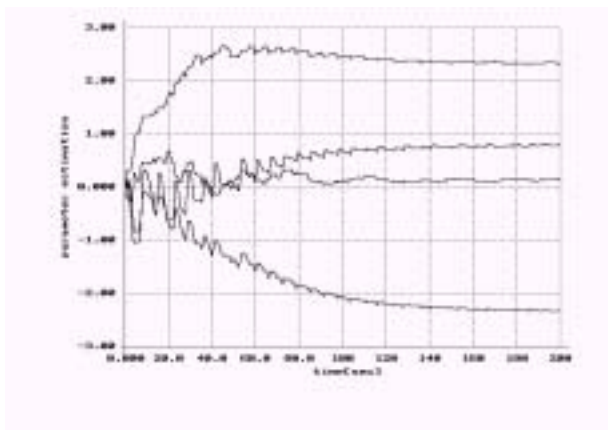


그림 7 파라미터 추정결과 (위로부터 $\hat{\theta}_4, \hat{\theta}_3, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$)
 Fig. 7 Results of parameter estimation

3. 결 론

본 논문은 외란이 포함된 카오스시스템에 대한 강인한 적응백스테핑 제어기의 설계 방법을 제시하였고 Duffing oscillator 및 van de Pol oscillator를 예로 적용 가능성을 보여주었다. 특히, 제어대상 카오스시스템이 외란을 갖고 있는 경우에도 포함함수를 사용하여 기존의 적응칙을 그대로 적용할 수 있다는 것을 보여주었다. 백스테핑 개념에 의하여 불확실한 부분을 선형적으로 분리한 오차방정식과 안정화함수를 정의하였으며 이를 근간으로 적응 백스테핑 기법을 활용하여 단계별 오차변수 및 가상 제어입력과 적절한 Lyapunov함수의 설정으로 적응칙과 최종 제어입력을 유도하였다. 본 제어기는 strict-feedback 형태의 카오스시스템에 적용 가능하며 차후 다른 형태의 카오스시스템이나 비선형 시스템에도 확장할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] P.Pillay, R.Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No.4, pp.537-541, 1988
- [2] J.Y.Hung, W.Gao, "Variable structure control : a survey", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.40, No.1, pp.2-22, 1993
- [3] A.Isidori, "Nonlinear control systems", Springer-Verlag, 3rd Edition, 1995
- [4] M.Krstic, I.Kanellakopoulos and P.V.Kokotovic, "Nonlinear Adaptive Control Design", Jon Wiley & Sons, 1995
- [5] R.Sepulchre, M.Jankovic and P.V.Kokotovic, "Constructive Nonlinear Control", Springer-Verlag, 1997
- [6] A.J.Koshkouei, A.S.I.Zinober, "Adaptive Backstepping Control of Nonlinear Systems with Unmatched Uncertainty", Proceedings of the IEEE on Decision and Control, pp.4765-4770, Dec 2000
- [7] M.Bodson, J.Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motors", International Journal on Robust Nonlinear Control, Vol.8, pp.923-954, 1998
- [8] J.-J.E.Slotine, W.Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, 1991
- [9] M.Zribi, A.Al-Zamel, "Field Weakening Nonlinear Control of a Separately Excited DC Motor", Proceedings of IEEE, pp.487-491, 2004
- [10] Z.Z.Liu, F.L.Luo, M.H.Rashid, "Speed Nonlinear Control of DC Motor Drive with Field Weakening", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, No.2, March/April 2003
- [11] S.J.Yoo, J.B.Park, and Y.H.Choi, "Stable Predictive Control of Chaotic Systems Using Self-Recurrent Wavelet Neural Network", IJCAS, Vol.3, No.1, pp.43-55, 2005

- [12] C.W.Park, C.H.Lee, J.H.Kim, S.H.Kim and M.G.Park, "Design of an Adaptive Fuzzy Controller and Its Application to Controlling Uncertain Chaotic Systems", ICASE Transaction on Control Automation, and Systems Engineering, Vol.3, No.2, pp.95-105, 2001

저 자 소 개



현 근 호 (玄根浩)

1965년 6월 13일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업(학사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 신성대학 디지털전기계열 조교수.

Tel : 041)350-1232

Fax : 041)350-1125

E-mail : hyunkh@shinsung.ac.kr



가 출 현 (賈出鉉)

1955년 6월 15일생. 1984년 광운대학교 전기공학과 졸업(학사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 신성대학 디지털전기계열 부교수.

Tel : 041)350-1231

Fax : 041)350-1125

E-mail : kach@shinsung.ac.kr