

축차 관측기를 이용한 출력 피드백 시스템의 백스테핑 제어

김용석*, 김동현**, 현근호***, 김홍필****, 양해원**
 한라대학교 전기공학부*, 한양대학교 전기공학과**, 신성대학 전기과***, 경일대학교 전기공학과****

Backstepping Control of Output-feedback Systems Using Cascade Observer

Eung-Seok Kim*, Dong-Hun Kim**, Keun-Ho Hyun***, Hong-Pil Kim****, Hai-Won Yang**
 Halla University*, Hanyang University**, Shinsung College***, Kyungil University****

Abstract - Backstepping procedures for output-feedback of nonlinear systems are considered. For these systems, a sliding mode cascade observer to estimate derivatives of the output is builded. In the 1st step of the observer, the output is estimated, and the 1st order derivative of the output is estimated via the 2nd step of the observer. Also, n-th order derivative of the output is estimated in the n-lth step of the observer. Observer errors and tracking errors converge to a residual set close to zero asymptotically.

1. 서 론

비선형 시스템의 제어 문제에 있어서 최근 가장 폭 넓게 연구되고 있는 분야는 백스테핑 제어기이다[1]. 더욱이 최근에는 출력값에 의한 영향으로 비선형항을 갖고 있는 시스템의 출력피드백(output-feedback)에 대한 백스테핑 제어기의 연구들이 행하여지고 있다. 출력 피드백의 구현을 위해서는 관측기(observer) 설계가 필수적이며 대표적인 관측기에는 루엔버거(Luenberger) 관측기와 슬라이딩 관측기 등이 있다[2][3]. 루엔버거 관측기의 경우에는 상태를 관측하기 위해 시스템의 동특성을 알거나 내부 파라미터를 알아야 하며 슬라이딩 관측기는 내부 파라미터를 알아야 할 필요는 없지만 시스템 동특성에 대한 정보를 필요로 한다. 본 논문에서는 이와 같은 문제점을 극복하기 위하여 축차형 슬라이딩 모드(sliding mode) 상태 관측기를 제안하고자 한다. 제안된 상태관측기의 기본 설계 개념은 관측오차의 축차적인 수렴성 보장에 있다.

본 논문에서는 출력 피드백 형태의 비선형 시스템에 대하여 축차형 상태 관측기를 이용하여 시스템 출력의 n 차 도함수를 정확히 추정하며, 추정된 값을 이용하여 백스테핑 제어기에서 시스템의 출력을 추종(tracking)하는 문제를 다룬다.

2. 관측기 및 제어기 설계

2.1 제어대상 및 목적

제어대상 비선형 시스템은 출력 피드백 형태로 다음과 같이 표현된다[4].

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + \psi(y) + b\beta(y)u \\ y &= c^T x \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $A = \begin{bmatrix} 0 & & \\ & \ddots & \\ 0 & & I \end{bmatrix}$, $b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_m \end{bmatrix}$, $c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$, $\psi(y) = \begin{bmatrix} \psi_1(y) \\ \vdots \\ \psi_n(y) \end{bmatrix}$

이며 식(1)은 최소위상(minimum phase) 시스템이라고 가정하자. 즉, $b_ms^m + \dots + b_1s + b_0$ 는 Hurwitz 다항식이

고, $\beta(y) \neq 0, \forall y \in R$ 이다. 식(1)의 시스템 상대 차수는 $\rho = n - m$ 이고, m 차수의 zero dynamics는 다음과 같이 선형이다.

$$\dot{\xi} = A_{zd}\xi + \bar{\psi}(y) \quad (2)$$

여기서, $m \times m$ A_{zd} 행렬의 고유치는 Hurwitz 다항식 $b_ms^m + \dots + b_1s + b_0$ 의 근이고, $\bar{\psi}(y)$ 의 원소들은 선형 조합 $\psi_1(y), \dots, \psi_n(y)$ 이다.

본 논문에서의 제어 목적은 관측기를 이용하여 출력 y 가 기준출력 y_r 을 추종하고 시스템의 모든 신호가 유계(bounded)하도록 백스테핑 제어기를 설계하는 것이다.

2.2 관측기 설계

관측오차의 축차적인 수렴성 보장 개념에 근거하여 다음과 같은 축차형 상태 관측기를 설계하기로 한다.

$$\hat{x}_i = \hat{x}_{i+1} + k_i(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) + \beta_i S_\delta(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) \quad (3)$$

여기서, $k_i > 0, \beta_i > 0$ 는 설계 파라미터이다. $i = 1$ 즉, 첫 번째 단계에서는 \hat{x}_0 대신에 관측 대상 시스템의 출력을 여기(excitation) 신호로 사용한다. $i = n$ 일 때 즉, 맨 마지막 단계에서는 $\hat{x}_{n+1} = 0$ 으로 하면 된다. 또한, $S_\delta(x)$ 는 관측기 오차의 지수함수적인 수렴성을 보장할 수 있도록 설계되는 함수이며 오차에 대하여 슬라이딩 모드 동작이 이루어지기 위해서 다음과 같은 포화함수로 구성한다.

$$S_\delta(x_i) = \begin{cases} 1, & x > \delta_i \\ -1, & x < -\delta_i \\ x_i/\delta_i, & |x_i| \leq \delta_i \end{cases} \quad (4)$$

여기서, δ_i 는 포화영역으로서 설계파라미터이다. 식(3)으로 주어진 관측기에서 만일 $\hat{x}_{i-1} \rightarrow \hat{x}_i$ 이 된다면, 순차적으로 $\hat{x}_i \rightarrow \hat{x}_{i+1}$ 이 됨으로써 관측오차의 축차적 수렴성이 만족될 수 있을 것이다. 본 논문에서 제시한 축차형 상태관측기의 관측오차(observation error)는 조건 $\beta_i \geq |\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_{i+1}|$ 이 성립하는 한도 내에서 β_i 를 작게 설정하고 δ_i 는 작을수록 k_i 는 클수록 크기가 작아지게 된다. 물론 δ_i 는 관측 값의 떨림(chattering) 현상이 발생하지 않는 한도 내에서 작게 설정해야 하며, k_i 는 관측 값의 급격한 발산(bursting)이 발생하지 않는 한도 내에서 크게 설정해야 한다.

2.3 제어기 설계

식(3)의 관측기를 이용하여 출력 y 가 기준 출력 y_r 을 추종하는 백스테핑 제어기를 설계하자. 설계방법은 매 i 번째 단계마다 i 번째 부시스템이 안정화 함수 α_i 로 설계한 Lyapunov Candidate Function V_i 에 의해 안정화되도록

하며 제어입력 u 는 마지막 ρ 단계에서 설계한다.

▼ 단계 1

첫 번째 오차변수 $z_1 = \hat{x}_1 - y_r(t)$ 을 미분하기 위하여 $\hat{x}_1 = \hat{x}_2 + \phi_1(y) + k_1(y - \hat{x}_1) + \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1)$ 을 이용하면 다음과 같다.

$$\dot{z}_1 = \hat{x}_2 + \phi_1(y) + k_1(y - \hat{x}_1) + \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1) - \dot{y}_r(t) \quad (5)$$

식(5)를 안정화하기 위하여 α_1 을 제어입력 역할로 사용하고, $z_2 = \hat{x}_2 - \alpha_1 - \dot{y}_r(t)$ 를 이용하여 $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1[\hat{x}_2 + \phi_1(y) + k_1(y - \hat{x}_1) + \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1) - \dot{y}_r(t)] \\ &= z_1[z_2 + \alpha_1 + \phi_1(y) + k_1(y - \hat{x}_1) + \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1)] \quad (6) \end{aligned}$$

z_2 를 실제 제어입력 이라면 $z_2=0$ 즉, $x_2 \equiv \alpha_1$ 이 되며 $\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2$ 이 되도록, α_1 을 정하면 다음과 같다.

$$\alpha_1(x_1, \dot{\theta}) = -c_1 z_1 - \phi_1(y) - k_1(y - \hat{x}_1) - \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1) \quad (7)$$

그러면, V_1 의 미분항은 다음과 같다.

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (8)$$

\dot{V}_1 에서 두 번째 항 $z_1 z_2$ 는 다음 단계에서 소거되며 식(7)을 사용하면 식(5)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 \quad (9)$$

▼ 단계 i ($i=2, \dots, \rho-1$)

i 번째 오차변수 $z_i = \hat{x}_i - \alpha_{i-1} - y_r^{(i-1)}(t)$ 를 미분하기 위하여 $\hat{x}_i = \hat{x}_{i+1} + \phi_i(y) + k_i(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) + \xi_i \text{sat}(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i)$ 를 이용하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_i &= \hat{x}_{i+1} + \phi_i(y) + k_i(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) \\ &+ \xi_i \text{sat}(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) - \left[\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j \right. \\ &+ \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1})} (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1}) \right] - y_r^{(i)} \quad (10) \end{aligned}$$

식(10)을 안정화하기 위하여 α_i 를 제어입력 역할로 사용하고, $z_{i+1} = \hat{x}_{i+1} - \alpha_i - y_r^{(i)}(t)$ 를 이용하여 새로운 리아프노프함수 $V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^2$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= - \sum_{j=1}^{i-1} c_j z_j^2 + z_i z_{i+1} + z_2 \left[\frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\hat{x}_2 - x_2) \right. \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} (\hat{x}_2 - x_2) \right] + z_i [z_{i+1} + \alpha_i + \phi_i(y) \\ &+ k_i(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) + \xi_i \text{sat}(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i)] \\ &- \left[\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) \right. \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1})} (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1}) \right. \\ &+ \left. \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} \right] \quad (11) \end{aligned}$$

$\dot{V}_i = - \sum_{j=1}^i c_j z_j^2$ 이 되도록, α_i 를 정하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_i &= -c_i z_i - z_{i-1} - \phi_i(y) - k_i(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) \\ &- \xi_i \text{sat}(\hat{x}_{i-1} - \hat{x}_i) + \left[\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j \right. \\ &+ \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) + \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1})} (\hat{x}_{i-2} - \hat{x}_{i-1}) \right] \quad (12) \end{aligned}$$

그러면, V_i 의 미분항은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= - \sum_{j=1}^i c_j z_j^2 + z_i z_{i+1} \\ &+ z_2 \left[\frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\hat{x}_2 - x_2) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} (\hat{x}_2 - x_2) \right] \quad (13) \end{aligned}$$

\dot{V}_i 에서 두 번째 항 $z_i z_{i+1}$ 은 다음 단계에서 소거되며 식(12)를 사용하면 식(10)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\dot{z}_i = -c_i z_i + z_{i+1} - z_{i-1} \quad (14)$$

▼ 단계 ρ

ρ 번째 오차변수 $z_\rho = \hat{x}_\rho - \alpha_{\rho-1} - y_r^{(\rho-1)}(t)$ 를 미분하기 위하여 $\hat{x}_\rho = \hat{x}_{\rho+1} + \phi_\rho(y) + k_\rho(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) + \xi_\rho \text{sat}(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) + b_m \beta(y)u$ 를 이용하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_\rho &= \hat{x}_{\rho+1} + \phi_\rho(y) + b_m \beta(y)u \\ &+ k_\rho(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) + \xi_\rho \text{sat}(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) \\ &- \left[\sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j + \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) \right. \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1})} (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1}) \right. \\ &+ \left. \sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} - y_r^{(\rho)} \right] \quad (15) \end{aligned}$$

식(15)를 안정화하기 위하여 α_ρ 를 제어입력 역할로 사용하고, $z_{\rho+1} = \hat{x}_{\rho+1} - \alpha_\rho - y_r^{(\rho)}(t)$ 를 이용하여 최종 리아프노프함수 $V_\rho = V_{\rho-1} + \frac{1}{2} z_\rho^2$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_\rho &= - \sum_{j=1}^{\rho-1} c_j z_j^2 + z_\rho z_{\rho+1} \\ &+ z_2 \left[\frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\hat{x}_2 - x_2) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} (\hat{x}_2 - x_2) \right] \\ &+ z_\rho [b_m \beta(y)u + z_{\rho+1} + \alpha_\rho + \phi_\rho(y) \\ &+ k_\rho(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) + \xi_\rho \text{sat}(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) \\ &- \left[\sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j + \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) \right. \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1})} (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1}) \right. \\ &+ \left. \sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} \right] \quad (16) \end{aligned}$$

$\dot{V}_\rho = - \sum_{j=1}^{\rho} c_j z_j^2$ 이 되도록, α_ρ , u 를 정하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_\rho &= -c_\rho z_\rho - z_{\rho-1} - \phi_\rho(y) - k_\rho(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) \\ &- \xi_\rho \text{sat}(\hat{x}_{\rho-1} - \hat{x}_\rho) + \left[\sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial \hat{x}_j} \hat{x}_j \right. \\ &+ \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y} (\hat{x}_2 + \phi_1(y)) + \sum_{j=1}^{\rho-1} \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)} \\ &+ \left. \frac{\partial \alpha_{\rho-1}}{\partial (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1})} (\hat{x}_{\rho-2} - \hat{x}_{\rho-1}) \right] \quad (17) \end{aligned}$$

$$u = \frac{1}{b_m \beta(y)} [\alpha_\rho - \hat{x}_{\rho+1} + y_r^{(\rho)}] \quad (18)$$

그러면, V_ρ 의 미분항은 다음과 같다.

$$\dot{V}_\rho = - \sum_{j=1}^{\rho} c_j z_j^2 + z_2 \left[\frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\hat{x}_2 - x_2) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} (\hat{x}_2 - x_2) \right] \quad (19)$$

식(17),(18)을 사용하면 식(15)의 페루프 형태는 다음과 같다.

$$\dot{z}_\rho = -c_\rho z_\rho - z_{\rho-1} \quad (20)$$

여기서, $\varepsilon = |z_2 \left[\frac{\partial \alpha_1}{\partial y} (\hat{x}_2 - x_2) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} (\hat{x}_2 - x_2) \right]|$ 로 설정하면 식(19)는 다음과 같이 된다.

$$\dot{V}_\rho \leq - \sum_{j=1}^{\rho} c_j z_j^2 + \varepsilon \leq -c_0 V + \varepsilon \quad (21)$$

여기서, $c_0 = \min\{c_0, \dots, c_\rho\}$ 이며 관측오차가 유계임을

알 수 있다. 이제 나머지 오차(residual error)의 크기를 알아보기로 한다. 식(21)을 적분하면 다음 관계를 만족한다

$$V_\rho(t) \leq \left[V_\rho(t_0) - \frac{\epsilon}{c_0} \right] e^{-c_0(t-t_0)} + \frac{\epsilon}{c_0} \leq \frac{\epsilon}{c_0} + c_0 \epsilon_i \quad (22)$$

여기서, 상수 $c_0 = \left| V_\rho(t_0) - \frac{\epsilon}{c_0} \right| e^{c_0 t_0} \geq 0$ 이고, $\epsilon_i = e^{-c_0 t}$ 이다. 따라서, $z_i (i=1, \dots, \rho)$ 에 대해서 나머지 오차 집합을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$D_i = \left\{ z_i : z_i \leq \sqrt{\frac{2\epsilon}{c_0}} \right\} \quad (23)$$

3. 시뮬레이션

제안된 제어기의 효용성을 입증하기 위하여 아래의 시스템을 대상으로 Visual C++을 사용하여 모의실험을 수행하였다[5].

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + y^2 \\ \dot{x}_2 &= u + x_3 \\ \dot{x}_3 &= -x_3 + y \end{aligned}$$

초기조건은 $y(0)=0.5$, $y_r=0.1 \sin t$ 이며 제안된 알고리즘에서 설계된 관측자 동특성은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + y^2 + k_1(y - \hat{x}_1) + \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{x}_3 + u + k_2(\hat{x}_1 - \hat{x}_2) + \xi_2 \text{sat}(\hat{x}_1 - \hat{x}_2) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\hat{x}_3 + y \end{aligned}$$

오차변수 z_1, z_2, z_3 와 안정화 함수 a_1, a_2 및 제어입력 u 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_1 &= \hat{x}_1 - y_r, \quad z_2 = \hat{x}_2 - a_1 - \dot{y}_r, \quad z_3 = \hat{x}_3 - a_2 - \ddot{y}_r \\ a_1 &= -c_1 z_1 - y^2 - k_1(y - \hat{x}_1) - \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1) \\ a_2 &= -c_2 z_2 - z_1 - k_2(\hat{x}_1 - \hat{x}_2) - \xi_2 \text{sat}(\hat{x}_1 - \hat{x}_2) \\ &\quad - \left[\frac{\partial a_1}{\partial \hat{x}_1} \hat{x}_1 + \frac{\partial a_1}{\partial y} (x_2 + y^2) + \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r \right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial a_1}{\partial (y - \hat{x}_1)} (x_2 - \hat{x}_2 - k_1(y - \hat{x}_1) - \xi_1 \text{sat}(y - \hat{x}_1)) \right] \\ u &= -(\hat{x}_3 - a_2 - \ddot{y}_r) \end{aligned}$$

설계파라미터는 $c_1 = c_2 = c_3 = 5$, $k_1 = k_2 = k_3 = 0.5$, $\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = 0.2$, $\delta = 0.01$ 로 하였다. 그림1은 기준출력 y_r 과 출력 y 를 나타낸다. 초기값 $y(0)=0.5$ 에서 $t=4$ 이후로 추종오차가 0을 보이며 출력 y 가 기준출력 y_r 을 따라감을 알 수 있다. 그림2는 관측오차 $x_1 - \hat{x}_1$, $x_2 - \hat{x}_2$, $x_3 - \hat{x}_3$ 를 나타낸다. $t=3$ 이후로 관측오차가 거의 0을 나타낸다. 그림3은 제어입력을 나타낸다.

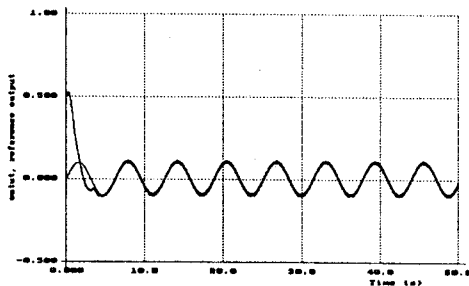


그림1. 기준출력 y_r 과 출력 y

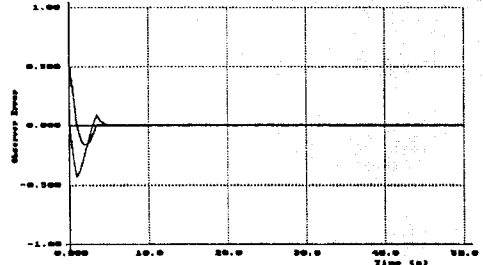


그림 2. 관측오차(observation error)

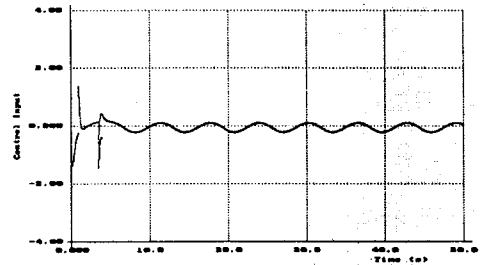


그림 3. 제어입력(control input)

4. 결 론

본 논문에서는 추차형 구조를 갖는 슬라이딩 모드 상태 관측자를 이용하여 출력 피드백 시스템에 대한 백스테핑 제어기를 설계하였다. 백스테핑 제어기의 설계시 관측 오차의 영향을 고려하여 안정화 함수를 설계하였다. 상태관측자의 설계는 관측을 필요로 하는 상태의 갯수만큼 단일 상태 관측기를 중속 연결하는 방식으로 설계하였다. 관측하려는 시스템의 출력 신호만 측정할 수 있으면 필요한 갯수의 도함수들을 얻을 수가 있음을 보였다. 또한, 본 논문에서 제시한 관측자는 시스템의 동특성 및 파라미터 등에 대한 어떠한 정보도 필요로 하지 않는다. 제시한 관측자를 이용할 경우 출력신호의 도함수를 안정적으로 이용할 수 있게 되어 상태관측자를 사용하는 기존의 복잡한 비선형 제어기 설계 문제를 단순화시킬 수 있다.

(참 고 문 헌)

- [1] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P. V. Kokotovic, "Adaptive Nonlinear Control without Overparametrization," *Systems & Control Letters*, vol. 19, pp. 177-185, 1992.
- [2] T. Ahmed-Ali and F. Lamnabhi-Lagarrige, "Sliding Observer-Controller Design for Uncertain Triangular Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 44, no. 6, pp. 1244-1249, June 1999.
- [3] J. J. Slotine, J. K. Hedrick, and E. A. Misawa, "On sliding observers for nonlinear systems," *Trans. ASME, J. Dynamic Syst., Measurement and Contr.*, vol. 109, pp. 245-252, 1987.
- [4] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P. V. Kokotovic, "Nonlinear Adaptive Control Design," *Jon Wiley & Sons*, 1995.
- [5] H. K. Khalil, "Adaptive Output Feedback Control of Nonlinear Systems Represented by Input-output Models," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 41, pp. 177-188, 1996.