

가변 구조 제어 방식을 이용한 최소위상 비선형 시스템의 점근적 경로 추적

The asymptotic tracking using variable structure control for a minimum phase nonlinear system

Seungrohk Oh^{*★}
오 승 룩^{*}

Abstract

A new controller which can achieve the asymptotic tracking is proposed for the nonlinear system having a uncertainty in the input coefficient. A high gain observer is used to estimate the state variables when the nonlinear system has a modeling uncertainty. A variable structure control is used to achieve an asymptotic tracking, while ultimate boundness was achieved in the previous work. A Lyapunov analysis is used to justify the our proposal. The performance of proposed method is demonstrated via simulation.

요 약

입력 상수에 불확실성이 있는 최소위상 비선형시스템에 대해 경로추적 오차가 없는 제어기 설계를 제안하였다. 모델링 불확실성이 존재하는 비선형 시스템에 대해 상태 변수를 예측하기 위해 고 이득 관측기를 사용하였다. 적분형 가변 구조 제어 방식을 이용하여 점근적으로 경로추적오차가 0 되는 새로운 제어기를 제안하여 기존의 경로 추적오차를 감소시켰다. 제어기 설계의 정당성은 페루프 시스템을 Lyapunov 분석 방법을 통해 보였다. 또한 제어기의 성능을 모의시험을 통해 보였다.

Key words : variable structure control, high gain observer, asymptotic tracking

1. 서론

가변구조제어(variable structure control) 방법은 모델의 불확실성이나 외부왜란 등에 대해 강인성(robustness)을 갖고 있고 제어기 구조가 간단하여 비선형 제어 시스템 제어기로 많이 사용되고 있다[1,2]. 출력만을 이용한 제어기 설계는 상태 변수의 예측을 위해 관측기가 요구되어 진다. 선형시스템에 많이 사용되는 Luenberger 관측기는 모델링 불확실성이나 외

부왜란이 있는 비선형 시스템에서는 예측오차가 존재하여 사용하기 부적절하여 예측오차를 줄이기위해 고 이득(high gain) 관측기가 도입되었다[3,4]. 고 이득 관측사용의 단점은 상태 변수에 피킹 현상(peaking phenomenon)이 발생할 수 있다. 이러한 피킹현상은 크기에 제한을 두는 제어기의 사용으로 상태변수의 피킹현상을 제거하였다[3,4]. 그러나 입력계수에 불확실성이 존재하는 시스템의 경우 추적오차가 영이 되지 않는 단점이 있다[4]. 본 논문에서는 입력계수에 불확실성이 있는 최소위상(minimum phase system) 비선형시스템에 대해 고 이득 관측기와 가변제어 구조 방식을 이용하여 추적오차가 영이 되게 하는 제어기를 제안하고자한다. 이를 위한 슬라이딩 면의 설계와 제어기의 설계를 제안한다. 본 논문에서 사용한 슬라이딩 면의 설계는 기존의 적분형 슬라이딩 면의

* 단국대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Dankook University)
★ 교신저자 (Corresponding author)

接受日:2009年 3月 12日, 修正完了日: 2009年 3月 25日

설계방법[5,6,7]과 유사하나 기존의 슬라이딩면의 설계는 도달단계(reaching phase)을 없애기 위해 제안하였지만 본 논문에서는 예측오차를 제거 위해 예측오차의 적분값을 슬라이딩 면의 설계에 이용하는 등 슬라이딩면의 설계방법이 다르다. 본 논문에서는 페루프의 안정성 분석을 통해 경로 추적 오차가 영이 됨을 보였다. 또한 모사시험을 통해 제안된 방법의 타당성을 보였다.

II. 본론

1. 문제의 정의

식(1)로 주어지는 단일입력 단일출력 시스템을 고려하였다.

$$y^{(n)} = f(\cdot) + g(\cdot)v^{(m)} \quad (1)$$

여기서 y 는 출력, v 는 입력, $y^{(i)}$ 와 $v^{(i)}$ 는 y 와 v 의 i 번째 미분값, $f(\cdot)$ 와 $g(\cdot)$ 은 y 와 v 미분값의 함수이다. 식(1)을 상태변수 모델로 표현하기 위해 상태 변수를 $x_1 = y, x_2 = y^{(1)}, \dots, x_n = y^{(n-1)}, z_1 = v, z_2 = v^{(1)}, \dots, z_m = v^{(m-1)}, v^{(m)} = u$ 로 정의 하였다. 입출력 모델(1)은 식(2) 주어지는 상태 변수 방정식으로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, 1 \leq i \leq n-1, \\ \dot{x}_n &= f(x, z) + g(x, z)u \\ \dot{z}_i &= z_{i+1}, 1 \leq i \leq m-1, \\ \dot{z}_m &= u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (2)$$

가정1

$$\diamond g(x, z) \neq 0, \forall (x, z) \in R^{n+m}$$

가정1은 입력제어기 설계 가능 조건이며 관계정도(relative degree)[8]가 n 임을 의미하며 관계정도가 n 인 경우 식(2)는 식(3)과 같은 표준형으로 변환 가능하다[8].

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + b[f_1(x, n) + g_1(x, n)u] \\ \dot{n} &= \Phi(x, n) \\ y &= cx \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{n \times n}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1},$

$$c = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times n} \text{이다.}$$

대상으로 하는 시스템이 최소 위상 시스템이기 위해 다음과 같은 가정을 하였다.

가정2

식(4)를 만족하는 C^1 함수인 $W(\cdot)$, class K_∞ 함수인 $\alpha_i, i = 1, 2, 3$ 가 존재한다.

$$\begin{aligned} \alpha_1(\|n\|) &\leq W(n) \leq \alpha_2(\|n\|) \\ \frac{\partial W}{\partial n} \phi(x, n) &\leq -\alpha_3(\|n\|) \\ \forall \|n\| \leq r_1, (\|z\|) &> 0 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $W(\cdot) : [0, \infty) \times R^n \rightarrow R$ 은 연속 미분가능하며 r_1 는 class K_∞ 함수이다. C^1 함수, class K 함수, class K_∞ 함수는 일반적인 비선형 시스템 교과서[9]에 정의되어 있다. 본 논문의 목표는 출력 y 만을 이용하여 $\lim_{t \rightarrow \infty} (y - y_r) = 0$ 되는 제어 입력 u 를 설계하는 것이다. 이를 위해 추적오차를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e_1 &= y - y_r \\ e_2 &= \dot{y} - \dot{y}_r \\ &\vdots \\ e_n &= y^{(n-1)} - y_r^{(n-1)} \\ e &= [e_1, e_2, \dots, e_n]^T \end{aligned}$$

2. 제어기 설계

제어기 설계는 모델링 불확실성이 있는 비선형 시스템에 대해 출력만을 이용하기 위해 상태변수 예측이 가능한 관측기 설계와 모델링 불확실성과 관측기 사용에 따른 예측 오차가 존재하는 경우에도 출력의 추적오차가 영이 되게 하는 제어기 설계로 구분하여 설계하였다. 시스템이 갖고 있는 모델의 불확실성은 다음과 같은 가정을 만족하는 시스템이라 가정하였다.

가정 3

식(5)와 (6)을 만족하는 Lipschitz함수 $\rho(x, z)$ 와 양의

상수 \bar{k}_g 가 존재한다.

$$\diamond |f(x, z) - f_o(x, z)| \leq \rho(x, z) \quad (5)$$

$$\diamond \left| \frac{g}{g_o} - 1 \right| < \bar{k}_g < 1 \quad (6)$$

여기서 $f_o(\cdot)$, $g_o(\cdot)$ 는 각각 $f(\cdot)$, $g(\cdot)$ 의 참조값(nominal value)이다.

추적오차 e_i 를 예측하기 위해 다음과 같은 고 이득 관측기를 사용하였다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_i &= \hat{e}_{i+1} + \frac{l_i}{\epsilon} (e_1 - \hat{e}_1), \\ & \quad i = 1, \dots, n-1, \\ \hat{e}_n &= f(\hat{e} + Y_r, z) + g_o(\hat{e} + Y_r, z)u \\ & \quad + \frac{l_n}{\epsilon} (e_1 - \hat{e}_1) - y_r^{(n)} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 \hat{e}_i 는 e_i 의 예측치, $Y_r = [y_r, \dot{y}_r, \dots, y_r^{(n-1)}]$, ϵ 은 양의 상수로서 다음에 정의될 것이다. 또한 l_i 는

$s^n + l_1 s^{n-1} + \dots + l_n = 0$ 의 근의 실수부가 음수가 되도록 선택한다. 관측기 (7)은 ϵ 이 매우 작은 값인 경우 고 이득 관측기가 되며 비선형성이나 모델링 불확성이 존재하는 경우에도 예측오차를 줄일 수 있다 [4]. 제어기 설계는 두 개의 제어요소로 구성되게 설계하였다. 첫 번째 요소는 $(e - \hat{e}) = 0$ 인 상태에서 $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{e} = 0$ 되게 하는 제어 입력

$$u_o = \frac{1}{g_o} (-f_o(\cdot) + y_r^{(n)} + K\hat{e}) \quad (8)$$

로 설계하였다. 여기서 $\hat{e} = [\hat{e}_1, \dots, \hat{e}_n]$, K 는 $A + bK$ 가 Hurwitz 행렬이 되도록 선택하였다. 모델의 불확실성과 예측 오차를 상쇄하기 위해 가변구조 제어 방법을 이용하였다. 가변구조 제어 입력 u_I 을 설계하기 위해 슬라이딩 면을 다음식과 같이 선택하였다[7].

$$s = H\hat{e} + \nu \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서} \quad H &= [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{n-1} \ 1], \\ \dot{\nu} &= -HD(\epsilon)Lc(e - \hat{e}) - HA\hat{e} - HbK\hat{e} - \chi(\hat{e}), \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \chi(\cdot) &= -\frac{1}{1-k_g} (\rho(\hat{e}) + k_g|K\hat{e}| + \\ & \quad k_g|f_o(\cdot)|) \operatorname{sgn}(\hat{e}Pb) \end{aligned}$$

$$\text{여기서} \quad D(\epsilon) = \operatorname{diag}[1/\epsilon, 1/\epsilon^2, \dots, 1/\epsilon^n],$$

$$\bar{k}_g < k_g < 1 \quad \text{이다.} \quad h_i \text{는}$$

$s^n + h_{n-1}s^{n-1} + \dots + h_2s + h_1 = 0$ 의 근의 실수부가 음수가 되도록 선택하였다. 그리고 행렬 P 는 $P(A + bK) + (A + bK)^T P = -I$ 을 만족하는 양한정 행렬(positive definite matrix)이다. 슬라이딩 표면 $s = H\hat{e} + \nu$ 중 $H\hat{e}$ 는 기존의 슬라이딩 표면선택과 같은 방법으로 선택하였고 두 번째 항인 ν 는 $\dot{\nu}$ 의 적분값으로 슬라이딩 표면에 $\dot{\nu}$ 의 적분값을 사용하였다. 이와 같이 적분값을 슬라이딩 표면에 사용한 경우를 적분 슬라이딩 제어 방법[5]이라 하고 슬라이딩 표면 도달시간을 줄이기 위해 사용되었지만 본 논문에서 사용한 적분항은 제어 입력 u_I 와 함께 슬라이딩 모드 조건을 만족할 수 있도록 선택하였다. 두 번째 제어 입력인 u_I 는 식(9)로 주어진 슬라이딩 표면에서 슬라이딩 모드 조건인 $s\dot{s} \leq 0$ 을 만족하도록 설계하였다. 슬라이딩 모드를 만족하는 제어입력은 다음식과 같이 선택하였다.

$$\begin{aligned} u_I &= -\frac{1}{g_o \cdot (1-k_g)} (\rho(\cdot) + k_g|K\hat{e}| + \\ & \quad k_g|f_o(\cdot)| + \delta_1) \operatorname{sgn}(s) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 δ_1 은 양의 상수이다. 식(7)과(9)을 이용하면

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= s[H\dot{\hat{e}} + \dot{\nu}] \\ &= s[HA\hat{e} + Hb(f_o + g_o \cdot (u_o + u_I) + HD(\epsilon)Lc \\ & \quad (e - \hat{e}) + \dot{\nu}) \end{aligned}$$

이 되고 식(8)과(10)을 이용하면

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= -s \left[\frac{1}{1-k_g} (\rho(\cdot) + k_g|K\hat{e}| + k_g|f_o(\cdot)| \right. \\ & \quad \left. + \delta_1) \operatorname{sgn}(s) \right] - s\chi(\cdot) \\ &\leq -\delta_1|s| \end{aligned} \quad (11)$$

이 되어 슬라이딩 모드를 만족한다. 페루프의 분석을 위해 척도 변환 변수(scaled variable) ζ_i 를 다음과 같이 정의 하였다.

$$\xi_j = \frac{1}{\epsilon^{n-j}}(e_j - \hat{e}_j), j=1, \dots, n. \quad (12)$$

식(12)을 이용하여 페루프 식을 다시 쓰면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ae + b[f(e + Y_r, z) + g(e + Y_r, z)u - y_r^{(n)}] \\ \epsilon \dot{\xi} &= (A - Lc)\xi + \epsilon b[f(e + Y_r, z) - f_o(\hat{e} + Y_r, z) + (g(e + Y_r, z) - g_o(\hat{e} + Y_r, z))u] \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\xi = [\xi_1, \dots, \xi_n]^T$, $L = [l_1, \dots, l_n]^T$ 이다. 식(13)과 크기를 제한한 제어입력을 사용하면 빠른 변수인 ξ 는 매우 짧은 시간 내에 다음식과 같이 감소한다[4].

$$\|\xi\| \leq \sigma \epsilon \quad (14)$$

여기서 σ 는 양의 상수이다. 부등식(11)은 한정된 시간 내에 \hat{e} 가 슬라이딩 면에 도달하여 계속 슬라이딩 면에 있다는 것을 의미하며 이를 슬라이딩 모드라 한다. 슬라이딩 모드에서는 u_I 대신 등가입력 u_{eq} 을 사용할 수 있고 u_{eq} 은 $\dot{s} = 0$ 으로부터 다음식과 같이 구할 수 있다[1].

$$u_{eq} = \frac{1}{g_o} \chi(\cdot) \quad (15)$$

페루프 분석을 위해 다음식과 같은 Lyapunov 함수를 사용하였다.

$$V = e^T P e + \zeta^T P_1 \zeta$$

여기서 $P_1 = P_1(A - Lc) + (A - Lc)^T P_1 = -I$ 을 만족하는 양한정행렬이다. Lyapunov 함수 V 을 미분하면

$$\dot{V} = e^T P \dot{e} + \dot{e}^T P e + \zeta^T P_1 \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P_1 \zeta \quad (16)$$

이며 $V_1 = e^T P e$, $V_2 = \zeta^T P_1 \zeta$ 라 하면

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e^T P \dot{e} + \dot{e}^T P e \\ &= e^T P(A + bK - bKD_1(\epsilon)\zeta)e + \\ &\quad e^T(A + bK - bKD_1(\epsilon)\zeta)^T P e + \\ &\quad 2e^T P b[f(\cdot) - f_o(\cdot) + \frac{g(e) - g_o(\hat{e})}{g_o(\hat{e})} \\ &\quad (-f_o(\cdot) + K\hat{e} + y_r^{(n)}) + \frac{g(e)}{g_o(\hat{e})}\chi(\cdot)] \end{aligned}$$

여기서 $D_1(\epsilon) = \text{diag}[\epsilon^{n-1}, \epsilon^{n-2}, \dots, 1]$ 이며

$u = u_o + u_I = u_o + u_{eq}$ 을 사용하여 V_1 에 대한 미분값을 구하였다. 식(13),(14),(15)을 이용하면

$$\dot{V}_1 \leq -\|e\|^2 + k_1 \|e\| \|\zeta\|$$

된다. 여기서 k_1 은 양의 상수이며 ϵ 의 함수는 아니다.

또한

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \zeta^T P_1 \frac{1}{\epsilon} (A - Lc)\zeta + \zeta^T \frac{1}{\epsilon} (A - Lc)^T P_1 \zeta \\ &\quad + 2\zeta^T P_1 b[(f - f_o) + (\frac{g - g_o}{g_o})(-f_o + K\hat{e} \\ &\quad + y_r^{(n)} + \chi(\cdot))] \end{aligned}$$

이며 충분히 작은 ϵ 인 경우 식(14)을 이용하면

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{1}{\epsilon} \|\zeta\|^2 + k_2 \|e\| \|\zeta\| + k_3 \|\zeta\|^2$$

여기서 k_i 는 양의 상수이다. 따라서

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \\ &\leq -\|e\| \|\zeta\| \begin{bmatrix} 1 & -\frac{k_1 + k_2}{2} \\ -\frac{k_1 + k_2}{2} & \frac{1}{\epsilon} - k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|e\| \\ \|\zeta\| \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이다. 충분히 작은 ϵ 의 경우 행렬

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{k_1 + k_2}{2} \\ -\frac{k_1 + k_2}{2} & 1/\epsilon - k_3 \end{bmatrix}$$

는 양한정 행렬이 된다.

따라서 $\lim_{t \rightarrow \infty} (e, \xi) = 0$ 이 된다. 가정2를 이용하면

다음 부등식을 만족하는 class KL 함수 β 와 class K 함수 γ 가 존재한다[9].

$$\|\eta\| \leq \beta(\|\eta\|, t) + \gamma(\sup_{0 \leq \tau \leq t} \|e(\tau)\|)$$

$\lim_{t \rightarrow \infty} (e, \xi) = 0$ 이므로 e 는 항상 제한적인(bounded)

값을 갖게 되고 β 가 class KL 함수이고 γ 가 class K 함수이므로 η 는 항상 한정적인 값을 갖게 된다.

따라서 상태변수 z 는 항상 한정적인 값을 갖게 된다.

$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$ 이므로 본 논문의 목표인

$\lim_{t \rightarrow \infty} (y - y_r) = 0$ 됨을 알 수 있다.

3. 예제

다음식과 같은 상태변수 방정식으로 주어지는 비선

형시스템을 고려하였다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \theta_1 \sin(x_2) + (0.8 + \theta_2)u \\ \dot{x}_3 &= -x_3 - 2x_3^3 + (1 + x_3^2)x_1^2 \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 θ_i 는 미지의 변수이며 $|\theta_1| < 0.4$, $|\theta_2| < 0.2$ 이다. 식(17)은 최소위상 비선형시스템이다[9]. 최소위상 시스템임을 보이기 위해 $V_3 = \frac{1}{2}x_3^2$ 선택하였다. V_3 의 미분값을

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -x_3^2 - 2x_3^4 + x_3(1 + x_3^2)x_1^2 \\ &\leq -x_3^2 - 2x_3^4 + x_3(1 + x_3^2)|x_3|, \forall |x_3| \geq x_1^2 \\ \dot{V}_3 &\leq -x_3^4, \forall |x_3| \geq x_1^2 \end{aligned}$$

가 되어 가정2를 만족함을 알 수 있다. 모사 시험에서는 참조출력 $y_r = 0.5$ 인 경우 점근적 추적이 가능한 제어기를 설계하였다. 제어기 설계를 위해 $e_1 = x_1 - y_r$, $e_2 = x_2$ 라 하면 식(17)은 다음 식으로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= \theta_1 \sin(e_2) + (0.8 + \theta_2)u \\ \text{식(7)과 같은 관측기를 다음식 같이 구성하였다.} \\ \dot{\hat{e}}_1 &= e_2 + \frac{3}{\epsilon}(e_1 - \hat{e}_1) \\ \dot{\hat{e}}_2 &= 0.8u + \frac{2}{\epsilon}(e_1 - \hat{e}_1) \end{aligned}$$

식(8)의 제어입력 $u_o = (1/0.8)K\hat{e}$ 로 선택하였다. 여기서 $K = [-2 \ -1]$ 이다. 식(9)에 사용되는 슬라이딩 면의 값들은 $H = [1 \ 1]$, $\rho(\cdot) = 0.5|e_2|$, $k_g = \frac{1-0.8}{0.8}$ 로

$$\begin{aligned} \text{선택하였다. 또한 } A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad b = [0 \ 1]^T, \\ D(\epsilon) &= \text{diag}(1/\epsilon, 1/\epsilon^2), \quad P = \begin{bmatrix} 0.7 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

$f_o = 0$ 이 된다. u_I 값에서 $\delta_1 = 0.1$ 로 선택하였다.

$\epsilon = 0.02$, $\theta_1 = -0.2$, $\theta_2 = 0.1$ 인 경우에 대해 모사 시험을 하였다. 그림 1은 모사시험 결과이며 실선은 e_1 , 점선은 e_2 를 나타낸다. 그림 1에서 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_i = 0$ 됨을 관찰할 수 있다. 따라서 출력과 참조출력사이의 오차가 영이 됨을 알 수 있다.

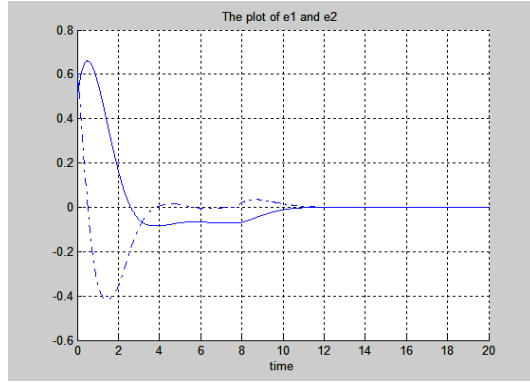


Fig. 1. The plot of e_1 and e_2 (solid line: e_1 , dashed line: e_2)

그림 1. e_1, e_2 의 그림(실선: e_1 , 점선: e_2)

그림 2는 e_i 의 예측치인 \hat{e}_i 에 대한 모사시험 결과 값을 그림으로 나타낸 것이다.

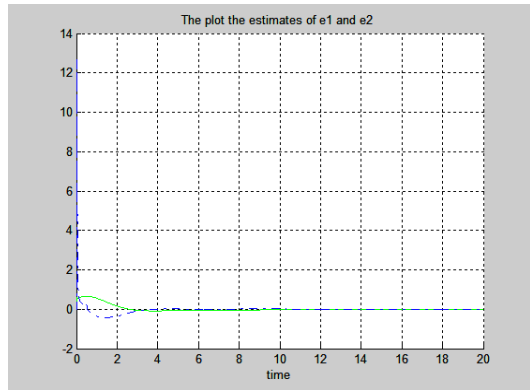
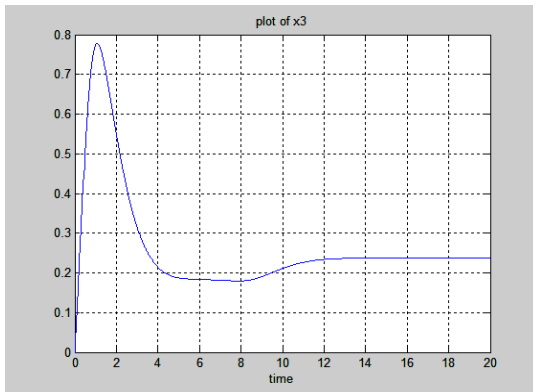


Fig. 2. The plot of \hat{e}_1 and \hat{e}_2 (solid line: \hat{e}_1 , dashed line: \hat{e}_2)

그림 2. \hat{e}_1, \hat{e}_2 의 그림(실선: \hat{e}_1 점선: \hat{e}_2)

그림 2에서 $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{e}_i = 0$ 됨을 관찰할 수 있다. 그림 3은 내부 상태변수인 x_3 에 대한 그림이다. 본 논문의 목표는 출력과 참조출력간의 오차가 영으로 수렴하는 것이기 때문에 내부 상태변수인 x_3 는 영으로 수렴할 필요는 없다. 그림 3에서 관찰할 수 있듯이 항상 제한된 값을 갖고 있음을 알 수 있다.

Fig. 3. The plot of x_3 그림 3. x_3 의 그림

III. 결론

본 논문에서는 불확실성이 있는 최소위상 비선형 시스템에 대해 출력과 참조출력 간의 오차가 점근적으로 영이 되게 할 수 있는 가변제어 구조 제어를 설계하였다. 모델의 불확실성이 있는 비선형 시스템에 대해 예측오차를 줄이기 위해 고 이득 관측기를 사용하였으며 입력 계수의 불확실성이 존재하는 경우에도 점근적 추적이 가능한 제어를 설계하였다. 슬라이딩 면의 설계시 예측오차 항을 추가하고 슬라이딩 면의 변화에 상응하는 제어 입력을 설계하였다. Lyapunov 분석을 통해 설계의 타당성을 보였으며 예제를 통하여 설계된 제어가 제어 목표를 도달하는지를 보였다.

참고문헌

- [1] I. Utkin, *Sliding modes in optimization and control*, Springer-Verlag, New York, 1992
- [2] A. Sabanovic, L. Freeman, S. Spurgeon, *Variable Structure Systems*, IET, 2004
- [3] A.N. Atassi and H.K. Khalil. A separation principle for the control of a class of nonlinear systems. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 46, 742-746, 2001
- [4] S. Oh and H.K. Khalil. Nonlinear output feedback tracking using high-gain observer and variable structure control. *Automatica*, vol. 33, 1845-1856, 1997
- [5] V. Utkin, J. Shi, *Integral Sliding Mode un Systems Operating under Uncertainty Conditions*, Proceedings of the 36th CDC, 4591-4596, Kobe, Dec., 1996.
- [6] M. Defoort, T. Floquet, A. Kokosy, W. Perruquetti, Finite time control of a class of MIMO nonlinear systems using high order integral sliding mode control,

Proceedings of the 2006 inter. Workshop on Variable Structure Systems, 133-138, Alghero, June, 2006

[7] S. Oh, Output Feedback Stabilization using Integral Sliding Mode Control, *Journal of IEEK*, 52D(3), 142-147, 2003

[8] A. Isidori, *Nonlinear control systems, 3rd ed.*, New York, Springer-Verlag, 1995.

[9] H. Khalil, *Nonlinear systems, 3rd ed.*, Prentice Hall, 2002

저 자 소 개

오 승 록 (정회원)



1980년 : 한양대학교 전기공학과
졸업 (공학사)

1986년 : Polytechnic
University(New York),
Electrical Eng. (MS)

1994년 : Michigan State
University, Electrical Eng.
(Ph.D.)

1996년 3월~현재 : 단국대학교 전자공학과 교수
<주관심분야>

비선형 시스템 제어, 통신용 신호처리