

〈論 文〉

정규화 추정기에 의한 안정한 적응 입출력 선형화 제어기의 설계 및 수렴특성에 관한 연구

이만형* · 백운보**

(1992년 5월 8일 접수)

On Stable Adaptive Input-Output Linearizing Controller Design Using Normalized Estimator and Convergence Characteristics

Man-Hyung Lee and Woon Bo Baek

Key Words : Adaptive Input-Output Linearizing Controller(적응 입출력 선형화 제어기), Signal Growth Rates(신호 성장 속도), Normalized Estimator(정규화 추정기), Convergence Characteristics(수렴특성)

Abstract

In this study, techniques of adaptive input-output linearizing control of a class of uncertain nonlinear system are investigated. It is shown through concepts of signal growth rates that bounded trackings yield by adaptive input-output linearizing control law using the normalized estimator. The convergence characteristics are improved significantly by using the normalized estimator. Simple example is presented as illustration.

1. 서 론

비선형 시스템의 제어를 위한 많은 방식중에서 활발하게 연구되고 있는 입출력 선형화 방식⁽¹⁻⁵⁾은 여러 분야에서 응용 실례를 찾아 볼 수 있는데 이 방식을 적용하기 위해서는 완전한 수학적 모델링이 요구된다. 그러나 실제 시스템의 상황에서는 동적 모델링 오차 및 불확실성 등으로 인해 정확한 선형화를 얻는 제어시스템 설계 과정에 많은 어려움이 있다. 이러한 불확실성을 고려하여 견실한 선형화 및 안정화를 실현하고자 하는 많은 접근방식들이 연구되어 왔다.⁽⁶⁾

매개변수 불확실성을 갖는 비선형 시스템에 대해

서 입출력 선형화를 응용한 적응 제어방법⁽⁷⁻¹¹⁾이 제시되었으며, Teel 등⁽¹¹⁾은 불확실한 함수의 파라미터를 추정하고, 파라미터의 수렴성의 전제하에서 추정된 파라미터로서 구성된 제어기의 안정성을 보였으나 불확실한 함수의 크기가 작은 경우에 적용하였다.

본 연구에서는 이러한 불확실한 시스템에 대하여 정규화 형태의 추정기를 적용한 적응 입출력 선형화 제어기의 설계에 대해 연구하였으며, 신호 성장 속도(signal growth rates)⁽¹³⁾의 개념을 도입하여 안정성을 해석하였다. 정규화 형태의 추정기를 적용함으로써 큰 불확실성에 대해 보다 안정한 수렴 특성을 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통해 보였다.

2. 기존의 관련 연구

*정회원, 부산대학교 제어기제공학과

**정회원, 부산대학교 기계기술연구소 전임연구원

다음의 비선형 시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, 상태변수 $x(t) \in R^n$, 제어입력 $u(t) \in R^m$, 측정된 상태변수 $y(t) \in R^1$ 이고 $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ 는 각각 미분가능한 함수이다. 그리고 $f(x)$ 와 $g(x)$ 의 Lie bracket은 다음과 같이 정의된다⁽¹⁾.

$$[f, g] := \frac{\partial g}{\partial x}f - \frac{\partial f}{\partial x}g \quad (2)$$

회귀적으로 쓰면 다음과 같다.

$$adf^k(g) := [f, adf^{k-1}(g)], \quad adf^0 := g \quad (3)$$

정의 1. 시스템 (1)에 대해 다음의 조건을 만족하는 R^n 상의 영역 U 가 존재하면 케환선형화가 가능하다고 한다.

- (i) $f(0) = 0$
- (ii) 미분동형(diffeomorphism) $T : U \rightarrow R^n$ 가 존재한다.

(iii) 좌표변환 $y := T(x)$ 을 통해 상태변환시켰을 때 다음 식 (4)와 같은 선형시스템이 되도록 하는 케환입력 (5)가 존재한다.

$$\dot{y} = Ay + bv \quad (4)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$u := \alpha(x) + \beta(x)v, \quad \beta(x) \neq 0 \quad (5)$$

정리 1. 비선형 시스템 (1)에서 다음의 두 조건을 만족하는 R^n 에서 원점을 포함하는 영역 U 가 존재하면 케환선형화가 가능하다.⁽¹⁾

- (i) 벡터장 $\{g, adf(g), \dots, adf^{n-1}(g)\}$ 가 영역 U 에서 선형독립이다.
- (ii) 집합 $F := \{g, adf(g), \dots, adf^{n-1}(g)\}$ 가 영역 U 에서 involute 하다. 즉 집합 F 의 임의 두 벡터의 Lie bracket은 집합 F 의 각 벡터의 선형조합으로 나타낼 수 있다.

단일입출력 시스템인 경우 비선형 케환입력을 구하기 위해 먼저 시스템 (1)을 시간에 대해 미분을 취하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{\partial h}{\partial x}f(x) + \frac{\partial h}{\partial x}g(x)u \\ &:= L_f h + L_g h u \end{aligned} \quad (6)$$

이때 $L_g h(x) \neq 0$ 이면 새로운 입력 v 에서 출력 y 의 선형시스템 (8)이 되도록 하는 비선형 케환입력 (7)이 존재한다.

$$u = \frac{1}{L_g h}(-L_f h + v) \quad (7)$$

$$\dot{y} = v \quad (8)$$

나아가 $L_g L_f^i h(x) = 0, i=0, 1, \dots, r-2, L_g L_f^{(r-1)} h(x) \neq 0$ 이면, 비선형시스템 (1)을 선형시스템 (10)으로 변환시키는 비선형 케환입력은 (9)와 같다.

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)}(-L_f^r h(x) + v) \quad (9)$$

$$y^r = v \quad (10)$$

그러면 다음의 불확실한 비선형 시스템(11)을 고려하자. 여기서 $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ 는 다음 식 (12), (13), (14)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ 는 다음과 같고, $\theta^* \in R^p$ 이다.

$$f(x) = \sum_{i=1}^p \theta_i^* f_i(x) \quad (12)$$

$$g(x) = \sum_{j=1}^p \theta_{2j}^* g_j(x) \quad (13)$$

$$h(x) = \sum_{i=1}^p \theta_{3i}^* h_i(x) \quad (14)$$

그리고 $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ 의 추정자를 다음과 같이 두면,

$$\hat{f} - \hat{f}(x) = \sum_{i=1}^p \hat{\theta}_{1i} f_i(x) \quad (15)$$

$$\hat{g} - \hat{g}(x) = \sum_{j=1}^p \hat{\theta}_{2j} g_j(x) \quad (16)$$

$$\hat{h}(x) = \sum_{i=1}^p \hat{\theta}_{3i} h_i(x) \quad (17)$$

이때, $L_{g(x, \theta)} L_f^{r-1} h(x, \hat{\theta}) \neq 0$ 이면 그 적응 선형화를 위한 비선형 변환, $\Phi(\xi, \eta)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \xi_2 \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_r &= \theta_{jr}^* \cdots \theta_{j0}^* L_{fjr} \cdots L_{fj1} h_{j0}(x) \\ &+ \theta_{jr}^* \cdots \theta_{j0}^* L_{gr} L_{fj(r-1)} \cdots L_{fj1} h_{j0}(x) u \end{aligned} \quad (18)$$

$$\dot{\eta} = q_{\theta^*}(\xi, \eta) = L_{f(x, \theta^*)} \Phi_i(x, \theta^*), \quad r+1 \leq i \leq n \quad (19)$$

$$y = \xi_1$$

영점동역학(zero dynamics), $\dot{\eta} = q_{\theta^*}(0, \eta)$ 이 지수적으로(exponentially) 안정하면, 제어칙은 다음과 같이 구성된다. ⁽¹⁰⁻¹²⁾

$$u = \frac{1}{(L_g L_f^{r-1} h)_e} [- (L_f h)_e + \bar{v}] \quad (20)$$

여기서,

$$(L_f h)_e = \sum_{i=1}^p \bar{\theta}_{1i}(t) L_{fi} h \quad (21)$$

$$(L_g h)_e = \sum_{j=1}^p \bar{\theta}_{2j}(t) L_{gj} h \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \bar{v} &= y_m^r + k_1(y_m^{r-1} - \bar{y}^{r-1}) + \cdots \\ &+ k_l(y_m - \bar{y}) \end{aligned} \quad (23)$$

식 (23)에서 k_1 는 $s^r + k_1 s^{r-1} + \cdots + k_r$ 이 Hurwitz 다항식이 되도록 선정된다. 그리고 적응칙은 다음과 같다. ⁽¹¹⁾

$$\dot{e} = \Omega e + W(x, u)^T \phi \quad (24)$$

$$\dot{\phi} = -W(x, u) P e \quad (25)$$

여기서, $e_i := \xi_i - y_m^{i-1}$, $1 \leq i \leq r$,

$$\phi := \bar{\theta}_{jr} \cdots \bar{\theta}_{j0} - \theta_{jr}^* \cdots \theta_{j0}^*$$

$$\Omega^T P + P \Omega = -Q, \quad Q > 0 \quad (26)$$

$$\begin{aligned} W(x, u)^T &= L_{fjr} \cdots L_{fj1} h_{j0}(x) \\ &+ L_{gr} L_{fj(r-1)} \cdots L_{fj1} h_{j0}(x) u \end{aligned} \quad (27)$$

식 (26)의 Ω 가 Hurwitz 행렬로 선정되고, y_m, \dots, y_m^{r-1} 이 유계이고, 식 (19)의 $q(\xi, \eta)$ 이 ξ 와 η 에 대해 globally Lipschitz 일때, 파라미터 추정기의 수렴성 및 $\|W(x, u)\| \leq 1z\|x\|$, $1z \in R^+$ 의 조건하에서 ⁽¹¹⁾, 제어칙 (20)을 시스템 (11)에 적용한 결과와 페루프 시스템은 $\phi(0)$ 의 제약된 범위에서 지수적으로 안정한 시스템임을 보이고, 추적오차는 0에 점근적으로 수렴함을 보였다.

3. 정규화 추정기 적용 및 안정성 해석

본 연구에서는 적응 입출력 선형화 제어기에 정규화 형태의 추정기를 적용하고 신호 성장 속도의 개념을 사용하여 안정성 해석을 한다.

참고문헌 ⁽¹¹⁾과 다른 접근 방법으로 여기서는 $W(x, u)$ 의 미분이 유계된다는 것을 전제로 하여 페

루프 시스템의 추적오차가 0으로 수렴함을 보이고자 한다. 그리고 적응칙, 식 (24)에서 $e, \dots, e^{(r-1)}$ 는 직접적인 관측이 어렵다는 사실에 유의해서 새로운 오차 ε 을 도입하고 정규화 형태의 식 (35)를 사용하여 추적오차가 0에 점근적으로 수렴함을 증명하고, 시뮬레이션을 통해 보다 견실한 안정 성능을 얻을 수 있음을 확인한다.

$W(x, u)$ 의 미분이 유계되면 영점동역학이 지수적으로 안정한 시스템에서 유계된 y_m, \dots, y_m^{r-1} 에 대해 식 (18)의 변환 $\Phi(\xi, \eta)$ 은 x 의 미분동형이므로 다음과 같다 ⁽¹²⁾

$$\|\dot{W}\| \leq L_1 \|W\| + L_2, \quad L_1, L_2 \in R^+, \forall t > 0 \quad (28)$$

그리고 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|g(t)/f(t)\| = 0$ 일때 다음 식 (29)와 같이 신호의 성장 속도 σ 를 정의한다. ⁽¹³⁾

$$\|g(t)\| = o[\sup_{\tau < t} \|f(\tau)\|] \quad (29)$$

즉, $\|g(t)\|$ 는 $\|f(t)\|$ 보다 늦은 속도로 성장된다.

안정성 해석을 위해 먼저 제어칙 (20)을 시스템 (11)에 적용한 결과 오차 방정식은 다음과 같다.

$$e^r + k_1 e^{r-1} + \cdots + k_r e = \phi^T W \quad (30)$$

식 (30)을 다음 식 (31)과 같이 다시 표현하자.

$$e_1 = e = M(s) (\phi^T W) \quad (31)$$

여기서 $M(s) = 1/(s^r + k_1 s^{r-1} + \cdots + k_r)$ 이며 강정실(strictly positive real, SPR)하도록 선정된다. 식 (31)은 $M(s)$ 의 라플라스 역변환과 $\phi^T W$ 의 콘블루션을 의미한다. 그런데 식 (26)의 $e_i (= \xi_i - y_m^{i-1})$ 에서 ξ_1 은 관측가능하나 ξ_2, \dots, ξ_r 은 직접적인 관측이 불가능하다. 따라서 다음과 같은 오차 e_2 를 고려해 보자.

$$\begin{aligned} e_2 &= (\theta^T M(s) I - M(s) \theta^T) W \\ &= \phi^T M(s) I W - M(s) \phi^T W + \delta(t) \end{aligned} \quad (32)$$

여기서 $\delta(t)$ 는 시간의 경과에 따라 지수적으로 감소하는 항이다. 그리고 e_1 과 e_2 를 합성한 오차 ε 은 다음과 같다.

$$\varepsilon = e_1 + e_2 = \phi^T \zeta + \delta(t) \quad (33)$$

여기서 $\zeta = M(s) I W$ 이며, 지수적인 감소항 $\delta(t)$ 를 무시하면 다음으로 정리된다.

$$\varepsilon = \phi^T \zeta \quad (34)$$

그리고 적응칙을 식 (35)와 같이 구성한다.

$$\dot{\phi} \leftarrow \phi = -P\epsilon\xi / (1 + \xi^T\xi), \quad P \in R^+, \quad (35)$$

식 (34), 식 (35)로부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi} &= P\xi\xi^T\phi / (1 + \xi^T\xi) \\ \|\dot{\phi}\|^2 &= P^2\epsilon^2\xi^T\xi / (1 + \xi^T\xi)^2 \end{aligned} \quad (36)$$

따라서 $\dot{\phi} \in L^2$ 이다. 여기서 $L_p := \{f : R^+ \rightarrow R^n \mid \|f\|_p < \infty\}$, $\|f\|_p = (\int_0^\infty \|f\|^p dt)^{1/p} < \infty$, $p[1, \infty)$ 이다.

그러므로 참고문헌(13)의 정리 2.11을 적용하면 다음과 같다.

$$e_2 = e^2 = o[\sup_{t \leq t'} \|W\|] \quad (37)$$

그리고 리아프노프 함수를 $V(\phi) = 1/2\phi^T\phi$ 로 두자.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\phi) &= \phi(-P\epsilon\xi / (1 + \xi^T\xi)) \\ &= -P\epsilon^2 / (1 + \xi^T\xi) \leq 0 \end{aligned} \quad (38)$$

$\int \dot{V} dt = V(\infty) - V(t_0) < \infty$ 이므로 다음과 같다.

$$\epsilon / (1 + \xi^T\xi)^{1/2} \in L^2 \quad (39)$$

즉 $\epsilon = c_1(t)(1 + \xi^T\xi)^{1/2}$, $c_1(t) \in L^2$ 이다.

식 (39)를 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} d/dt[\epsilon / (1 + \xi^T\xi)^{1/2}] &= ((\dot{\phi}^T\xi + \phi^T\dot{\xi}) / (1 + \xi^T\xi) - \epsilon\xi^T\dot{\xi}) / (1 + \xi^T\xi)^{3/2} \\ &= (\dot{\phi}^T\xi + \phi^T\dot{\xi}\xi\xi^T + \phi^T\dot{\xi}) / (1 + \xi^T\xi)^{3/2} \end{aligned} \quad (40)$$

식 (40)의 노름(norm)을 취하면, $M(s)$ 는 안정한 다항식이므로 식 (28) 및 ϕ 와 $\dot{\phi}$ 의 유계에서부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \|d/dt[\epsilon / (1 + \xi^T\xi)^{1/2}]\| &= \|(\dot{\phi}^T\xi + \phi^T\dot{\xi}) / (1 + \xi^T\xi)^{3/2}\| \\ &\leq \|(\dot{\phi}^T\xi / (1 + \xi^T\xi)^{3/2} + \|\phi^T(k_1\|\xi\| + k_2) / (1 + \xi^T\xi)^{1/2})\| \\ &\leq c \end{aligned} \quad (41)$$

여기서 $c \in R^+$ 는 상수이다. 그러므로 영점동역학이 지수적으로 안정한 시스템에서 유계된 y_m, \dots, y_m^{r-1} 그리고 안정한 다항식 $M(s)$ 에 대해 식 (39), 식 (41)로부터 다음과 같다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \epsilon / (1 + \xi^T\xi)^{1/2} = 0 \quad (42)$$

따라서 $\epsilon = o[\sup_{t \leq t'} \|\xi\|]$ 이다.

그러므로 $e_1 = (\epsilon - e_2) = c_1(t) [\sup \|\xi\|] + c_2(t) \sup$

$\|W\|$, $\lim_{t \rightarrow \infty} c_1(t) = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} c_2(t) = 0$ 이다. 즉, 추적으로 접근적으로 0에 수렴함이 증명된다. 또한 W 와 x 는 유한한 값을 가지게 된다.

이상과 같이, 참고문헌(11)의 리아프노프 함수적으로 접근하는 방법과는 달리 직관적인 신호 성장 속도의 개념을 도입하고 정규화 형태의 추정기를 적용하였다. 여기서 안정성 해석을 위해 전제된 $W(x, u)$ 의 미분이 유계된다는 조건에는 유계되지 않은 함수(예를 들면 지수함수)도 포함되며, 부분 연속 미분가능한 함수도 포함된다.

그리고 여기서 도입한 신호 성장 속도의 비교 방법은 참고문헌(12)에서의 신호의 regularity와 BOBI 안정성의 개념보다 직관적이며, 식 (35)의 정규화 형태는 식 (25)에서의 $W(x, u)e$ 대신에 $\epsilon\xi / (1 + \xi^T\xi)^{1/2}$ 을 대치한 것으로 볼 수 있는 데 사전에 $W(x, u)$ 의 유계성에 대한 보장이 없어도 식 (35)의 우변은 식 (34)를 적용함으로써 ϕ 에 대해 Lipschitz 조건을 만족할 수 있게 한다는 장점이 있다. 이와 같은 기술은 최소자승 알고리즘들에 대해서도 마찬가지로 적용될 수 있다.

4. 시뮬레이션

다음의 모델을 고려하자.

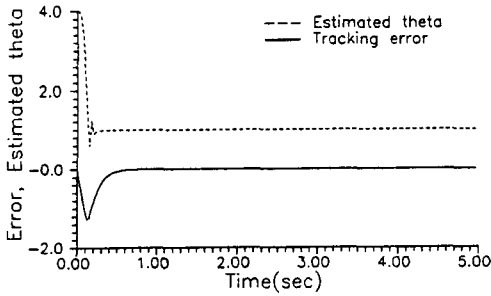
$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + \theta\varphi(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= u \\ y &= x_1 \end{aligned} \quad (43)$$

식 (20) - (25)에서의 적응 제어칙은 다음과 같다.

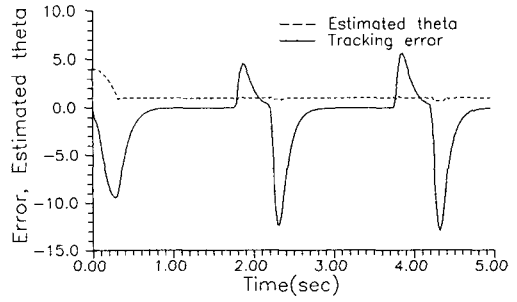
$$\begin{aligned} u &= -\frac{\partial\varphi}{\partial x_1}[\theta x_2 + \theta^2\varphi(x_1, x_2)] + v \\ v &= y_m + k_1(\dot{y}_m - \dot{y}) + k_2(y_m - y) \\ \dot{e}_1 &= \omega_{11}e_1 + \varphi^T\phi \\ \dot{e}_2 &= \omega_{22}e_2 \\ \dot{\phi} &= -\varphi Pe \end{aligned} \quad (44)$$

시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

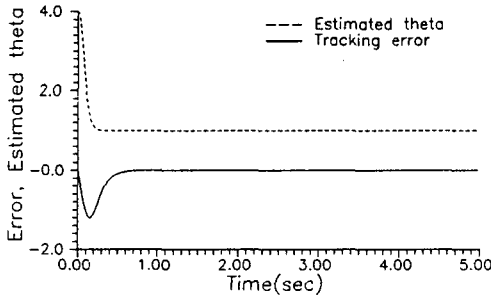
기준 궤적은 지속적인 여기 조건을 만족하도록 $y_m = 10\sin(\pi t) + 5\sin(2\pi t)$ 로 정하였다. 그리고 설계상수는 $\omega_{11} = \omega_{22} = 50$, 제어 이득은 $k_1 = 30$, $k_2 = 200$ 이다. 정규화 형태의 적응칙 식 (35)에서 안정한 다항식은 $M(s) = 1/(s^2 + 30s + 200)$ 로 선정하였다. 그리고 식 (46)에서 적응 이득 P 는 견실한 안



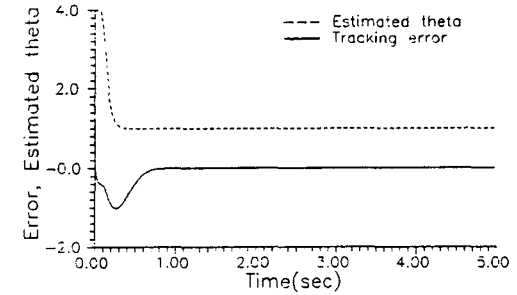
(a) Teel's scheme, $p=60$



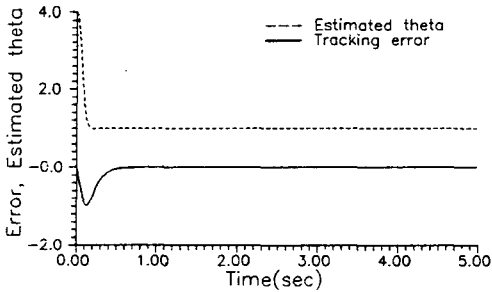
(a) Teel's scheme, $p=0.5$



(b) Normalized scheme, $p=1000$



(b) Normalized scheme, $p=1500$



(c) Normalized scheme $p=1500$

Fig. 1 Tracking error and estimated theta, $\varphi_1=4x_1(10+\sin(x_1))$

정특성을 보여주는 한계값이 선정되었으며 각각 Fig. 1, Fig. 2에서와 같은 값으로 정하였다.

초기 파라미터의 추정값은 $\hat{\theta}_0=4$, 실제파라미터는 $\theta^*=1$ 로 선정하고, 불확실한 함수 φ 는 다음의 경우를 고려하였다.

- (i) $\varphi_1=x_1(10+\sin x_1)$
- (ii) $\varphi_2=x_1^2$
- (iii) $\varphi_3=x_1^3$

이와 같은 조건에서 시뮬레이션을 수행한 결과는 (i)의 경우와 (iii)의 경우에 대해 각각 Fig. 1, Fig. 2에 도시하였다.

Fig. 2 Tracking error and estimated theta, $\varphi_3=4x_1^3$

(i)의 경우 기존의 결과는 Fig. 1(a)와 같다. 이때 선정된 이득 P 는 안정한 범위내에서 속응성을 보여주는 한계값이다. 본 결과는 Fig. 1(b) 1(c)에서와 같이 넓은 이득의 범위에 대해 안정함을 보여주었다. 그리고 바람직한 속응성 및 과도 응답을 갖도록 이득 조정이 용이함을 확인할 수 있었다.

(ii)의 경우는 (i)의 경우와 유사한 결과를 보였다. (iii)의 경우 기존의 결과는 Fig. 2(a)에서 전실 특성을 유지하지 못함을 보여 준다. 늦은 응답을 나타내는 적절한 적은 이득으로 조정되는 경우에도 안정성을 유지하지 못함을 확인하였다. 정규화 추정기를 적용한 결과는 Fig. 2(b)에서 $P=1500$ 인 경우에 ($P=1000$ 인 경우도 유사함) 큰 불확실성에서도 전실한 안정성을 보여주며 안정성을 잃지 않음을 보였다.

5. 결 론

불확실성을 갖는 비선형 시스템에 대한 적응 입출력 선형화 제어 기법에 관한 연구를 수행한 결과 (1) 신호 성장 속도의 개념을 이용하여 정규화 형태의 추정기를 적용한 적응 입출력 선형화 제어

기의 안정성을 보였다.

(2) 정규화 형태의 추정기를 사용함으로써 큰 불확실성에 대해 보다 안정한 수렴 특성을 확인하였다.

참고문헌

- (1) Isidori, A., 1989, Nonlinear Control Systems : An Introduction, Springer-Verlag, pp. 289~402.
- (2) Brockett, R. W., Millman, R. S. and Sussmann, H. J., 1982, Differential Geometric Control Theory, Birkhauser, pp. 156~164.
- (3) Ha, i.J., 1988, "The Standard Decomposed System and Noninteracting Feedback Control of Nonlinear Systems," SIAM, Journal of Control and Optimization, Vol. 26, pp. 1235~1249.
- (4) Hunt, L.R. and Su,R., Meyer, G., 1983, "Global Transformations of Nonlinear Systems," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-28, pp. 24~31.
- (5) Isidori, A., Krener, A.J., Gori-Giorgi,C. and Monaco,S., 1981, "Nonlinear Decoupling Via Feedback : a Differential Geometric Approach," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-26, pp. 331~345.
- (6) Zak, S.H., 1989, "An Eclectic Approach to The State Feedback Control of Nonlinear Dynamic Systems," ASME Trans. on Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, pp. 631~640.
- (7) Taylor, D.G., Kokotovic, P.V., Marino,R. and Kanellakopoulos, I., 1989, "Adaptive Regulation of Nonlinear Systems with Unmodeled Dynamics," IEEE Trans. on Automatic Control, 34, pp. 405~412.
- (8) Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P.V. and Marino, R., 1989, "Robustness of Adaptive Nonlinear Control Under an Extended Matching Condition," Nonlinear Control Systems Design, Italy.
- (9) Pomet, J. and Praly, L., 1988, "Indirect Adaptive Nonlinear Control," 27th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 2414~2415.
- (10) Bastin, G. and Campion, G., 1989, "Indirect Adaptive Control of Linearly Parametrized Nonlinear Systems," 3rd IFAC Symposium on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, Glasgow.
- (11) Teel, A., Kadiyala, R., Kokotovic, P. and Sastry, S., 1991, "Indirect Techniques for Adaptive Input-Output Linearization of Nonlinear Systems," Int. J. Control, Vol.53, No. 1, pp. 193~222.
- (12) Sastry, S. and Bodson, M., 1989, Adaptive Control, Stability, Convergence, and Robustness, Prentice-Hall, pp. 316~319.
- (13) Narendra, K.S. and Annaswamy, A.M., 1989, Stable Adaptive Systems, Prentice-Hall, pp. 84~85.
- (14) Vidyasagar, M., 1978, Nonlinear Systems Analysis, Prentice Hall, pp. 225~229.