論文2003-40SC-6-1

비선형 시스템에 대한 강인 반복 제어기

(Robust Repetitive Control for a Class of Nonlinear Systems)

徐 源 基 *

(Won Gi Seo)

요 약

본 논문은 비선형 시스템에서 시스템의 출력이 주기적인 특징을 가지는 궤적을 따라가도록 하는 슬라이딩 모드 반복 제어기를 소개한다. 본 논문에서 제안하는 제어기는 전체 시스템을 안정화시키며 출력오차를 어떤 범위 안으로 지수적으로 수렴시키는 슬라이딩 모드 제어기와 추적 오차의 수렴을 위해서 사용되는 반복 제어기로 구성되어 있다. 본 논문에서는 제안하는 슬라이딩 모드 제어기는 기존의 방법과는 다르게 제어입력의 크기가 추적오차의 크기에 비례하게 되어 있어서 시스템의 차수를 올리지 않고 정상상태에서의 채터링(chattering) 문제를 크게 개선하는 특징을 가지고 있다.

Abstract

This paper introduces a robust sliding mode repetitive control method for a class of nonlinear system. The sliding mode controller stabilizes the overall system and makes the tracking error converge to some residual set. Also, the repetitive learning controller makes the tracking error converge to zero. Unlike other methods, the proposed sliding mode controller reduces the chattering effects in the steady state without using high-order sliding manifold approach.

Keyword : sliding mode, repetitive control, learning control, chattering effects

Ⅰ. 서 론

적응제어와 더불어 학습제어 또는 반복제어 이론에 대한 많은 연구 결과들이 발표되고 있다. 학습제어 이론은 주어진 일을 반복적으로 행하는 것을 목적으로 하는 시스템에 적용되는 제어이론으로서 로보틱스를 중심으로 발전해 오고 있다[1-4]. 반복제어는 학습제어의 특수한 경우로 반복되는 작업이 연속적으로 이루어지는 경우에 대하여 개발된 제어이론이다[5-9]. 시스템의 출력이 따라가기를 원하는 궤적이 주기적일 때에는 이러한 주기적인 특수 성질을 이용하여 보다 효과적인 제어기를 구현할 수가 있다. 일정한 형태의 작업을 반복적으로 행하기 때문에 시스템에 대한 적은 정보를 가지고도 주어진 일에 대해서만은 보다 나은 제어 성능을 보일 수 있도록 제어기를 설계할 수 있는 것이다. 그리고, 이러한 반복 제어기는 기존의 다른 제어기와 비교해 볼 때 이해하기 훨씬 쉽고, 실제의 구현 또한 간단하다. 본 논문에서는 비선형 시스템에 적용되는 새로운 슬라이딩 모드 반복제어 이론을 소개하고 있다. 제어기는 크게 전체 시스템의 안정화를 위하여 사용되는 슬라이딩 제어기(sliding mode controller)와 추적오

* 正會員, 韓國電子通信研究院 電波放送研究所
(Radio & Broadcasting Research Laboratory, ETRI)
接受日字:2003年3月19日, 수정완료일:2003年10月20日

차를 줄이기 위한 반복 제어기 (repetitive controller)로 구성되어 있다.

슬라이딩 모드 제어기는 시스템의 구조를 변경하고 시스템의 차수를 낮추어서 모델 불확실성과 외란 등에 영향을 받지 않도록 하는 제어기법[7]이다. 그러나, 이 기법은 채터링 현상이라는 단점을 가지고 있다. 시스템의 상태가 슬라이딩 평면을 가로지를 때 불연속인 부호함수를 포함하는 제어입력으로 인하여 고주파 동역학이 여기 되어서 무한진동이 발생하는 것이다. 이러한 채터링 문제를 개선하기 위하여 급격한 비연속 부호전환 함수를 보다 부드러운 함수로 대체하는 방법 (boundary layer approach) 또는 시스템의 차수를 증가시켜서 부호의 변환작용이 제어 입력의 미분값에서 발생하게 하는 등의 다양한 노력[8, 9]이 이루어지고 있다. 본 논문에서는 슬라이딩 제어 입력의 크기가 기존의 방식과 다르게 추적오차에 비례하도록 설계되어 있어서 시스템의 차수를 높이지 않고 채터링 문제를 개선시키는 방법을 제안하고 있다.

본 논문에서 제안한 제어기법은 슬라이딩 제어기와 반복 제어기로 구성되어 있는데, 추적 오차가 어느 범위를 넘으면 슬라이딩 제어기가 작용하여 추적 오차를 주어진 범위 안으로 지수적으로 수렴시키며, 추적 오차가 주어진 범위 안으로 수렴하면 반복 제어기가 작용하여 추적 오차를 0으로 수렴시킨다.

본 논문은 먼저 Ⅱ장에서 제안한 제어기법과 관련된 이론적인 내용을 전개하고 Ⅲ장에서 예제를 통해 제안된 이론이 유효성을 보였으며, Ⅳ장에서 본 논문과 관련된 결론을 제시하고 있다.

Ⅱ. 본 론

1. 시스템의 가정 및 수학적 정의

본 논문에서 다루는 비선형 시스템은 다음과 같다.

$$g(\boldsymbol{x}(t))x^{(n)}(t)+f(\boldsymbol{x}(t))=u(t) \tag{1}$$

여기서, $\boldsymbol{x}(t)=(x(t),\dot{x}(t),\cdots,x^{(n-1)}(t))\in R^n$ 는 시스템의 상태함수를 나타내고, $x^{(n)}(t)$은 $x(t)$를 n번 미분한 것을 나타내며, f,g는 $f: R^n\rightarrow R$, $g: R^n\rightarrow R$를 만족한다. 많은 시스템들이 식 (1)과 같은 식으로 나타내어질 수 있다[10]. 식 (1)을 $g(\boldsymbol{x}(t))$로 나누면

$$x^{(n)}(t)=p(\boldsymbol{x}(t))+q(\boldsymbol{x}(t))u(t) \tag{2}$$

과 같이 비선형 시스템에서 많이 사용되어지는 형태의 식으로 쉽게 표현될 수 있다. 논문의 간략함을 위하여 이제부터 내용의 이해에 혼란이 없을 경우에는 시간의 함수를 표현함에 있어서 $x(t)\rightarrow x$ 와 같이 변수인 t를 생략하여 표시하도록 하겠다. 논문의 내용을 전개하기에 앞서서 제어대상 시스템에 대하여 다음과 같은 가정을 하도록 한다.

가정 1. f,g는 모든 $\boldsymbol{x}_1,\boldsymbol{x}_2\in R^n$에 대하여 다음 식을 만족하는 $l_f, l_g>0$이 존재한다.

$$\begin{aligned}|f(\boldsymbol{x}_1)-f(\boldsymbol{x}_2)| &\le l_f|\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_1|\\ |g(\boldsymbol{x}_1)-g(\boldsymbol{x}_2)| &\le l_g|\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_1|\end{aligned} \tag{3}$$

가정 2. g는 모든 $\boldsymbol{x}\in R^n, t>0$에 대하여 다음을 만족한다.

$$g(\boldsymbol{x})\neq 0, 0<g_l\le|g|\le g_u,\quad |\dot{g}(\boldsymbol{x})|\le\alpha_g(t), \tag{4}$$

여기서 $\alpha_g(t)\ge 0$.

가정 3. 시스템의 출력이 따라가기를 원하는 궤적 x_d는 T를 주기로 하는 주기함수이며, T는 알려져 있다.

가정 4. 식 (1)에 대하여 다음을 만족하는 $\boldsymbol{x}_d$와 u_d가 존재한다.

$$g(\boldsymbol{x}_d)x_d^{(n)}+f(\boldsymbol{x}_d)=u_d \tag{5}$$

그리고 u_d는 x가 x_d가 되도록 하는 가상의 제어입력으로서 모든 $t\in[0,T]$에 대하여 $|u_d(t)|\le\overline{u_d}$를 만족하며, $\overline{u_d}$는 알려져 있다.

위의 가정 2는 많은 비선형 시스템이 만족하고 있는 성질이다. 예를 들면, 대부분 로봇 시스템의 역학 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2\\ g(x_1)\dot{x}_2+f(x_1,x_2) &= u\end{aligned} \tag{6}$$

또한 이를 만족하여 식 (5)을 만족하는 적당한 $\alpha_g(t)$을 구할 수 있다.

정의 1 시간의 함수에 대하여 L_p는 다음과 같이 정의된다.

$$\|f(t)\|_p = \left(\int_0^\infty |f(\tau)|^p d\tau \right)^{\frac{1}{p}}$$

여기서 $p \in \{1, \infty)$이다. 반면에 $\|f\|_\infty$는

$$\|f\|_\infty = \sup_{t \geq 0} |f(t)|$$

로 정의된다. 그리고 $\|f\|_p$ 가 존재하면 $f \in L_p$라고 표현한다[11].

다음으로 본 논문의 제어기법에 대한 분석에서 사용되어지는 보조정리를 소개한다[8].

보조정리 1 다음과 같은 선형 시불변 함수가 있다고 하자.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, \quad x(0) = x_0 \\ y &= Cx \end{aligned}$$

이때, 전달함수는 $P(s)$는

$$P(s) = C(sI - A)^{-1}B$$

과 같이 주어지며, 전달함수 $P(s)$에 있어서 분모의 차수가 분자의 차수보다 크게 된다(strictly proper). 여기서, 만약 $P(s)$가 안정한 전달함수이고, $u(t)$가 L_2에 속하게 되면 $\lim_{t \to \infty} y(t) = 0$이다.

2. 제어기 설계 및 성능 분석

이 장에서는 시스템의 출력이 원하는 궤적을 따라가는 것을 목적으로 하는 반복 제어기를 제안한다. 식 (1)과 식 (4)를 통하여 다음 식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} g(\boldsymbol{x})e^{(n)} + (g(\boldsymbol{x}) - g(\boldsymbol{x}_d))x_d^{(n)} \\ + (f(\boldsymbol{x}) - f(\boldsymbol{x}_d)) = u - u_d \end{aligned} \tag{7}$$

그리고, 새로운 오차 신호인 z를

$$z = e^{(n-1)} + \underline{\boldsymbol{k}}^T \underline{\boldsymbol{e}}, \quad \underline{\boldsymbol{k}} \neq \mathbf{0} \tag{8}$$

와 같이 정의하도록 하자. 여기서,

$$\begin{aligned} \underline{\boldsymbol{k}} &= [k_{n-2}, \cdots, k_1, k_0] \\ \underline{\boldsymbol{e}} &= [e^{(n-2)}, \cdots, \dot{e}, e] \end{aligned} \tag{9}$$

이고, 상태변수 오차는 $e = x - x_d$와 같다.

식 (8)에서

$$e^n = \dot{z} - \underline{\boldsymbol{k}}^T \dot{\underline{\boldsymbol{e}}} \tag{10}$$

을 얻을 수 있고, 이를 식 (7)에 대입하여 $g(\boldsymbol{x})\dot{z}$ 을 전개하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} g(\boldsymbol{x})\dot{z} &= g(\boldsymbol{x})\underline{\boldsymbol{k}}^T \dot{\underline{\boldsymbol{e}}} - (g(\boldsymbol{x}) - g(\boldsymbol{x}_d))x_d^{(n)} \\ &\quad - (f(\boldsymbol{x}) - f(\boldsymbol{x}_d)) + u - u_d \end{aligned} \tag{11}$$

이제 식 (11)에 대하여 다음과 같은 제어기를 제안한다.

$$u = u_f + u_l, \tag{12}$$

여기서

$$\begin{aligned} u_f(t) &= -\left(\frac{1}{2}\alpha_g(t) + k_l \, sign(z) \right) z(t), \\ u_l(t) &= \begin{cases} u_l(t - T) - \gamma z(t), & |z| < \varepsilon \\ -(k_a + k_s \overline{u_d^2}) z(t), & |z| \geq \varepsilon \end{cases} \end{aligned} \tag{13}$$

이며, $k_l \geq g_u \|\underline{\boldsymbol{k}}\| + l_g |x_d^{(n)}| + l_f$, $k_a > 0$, $k_s > 0$를 만족한다. 식 (13)을 보면 $sign(z(t))$함수에 $z(t)$가 곱해져서 $sign(z(t))\ z(t)$로 표현되고 있음을 알 수 있다. 따라서, 추적 오차인 $z(t)$가 작아질수록 제어 입력에 나타나는 채터링의 영향이 작아짐을 알 수 있다.

정리 1 식 (12)에 식 (13)과 같은 제어기법을 사용하였을 때, 전체 시스템은 다음과 같은 특성을 갖는다.

▶ $z, \int_{t-T}^{t} \tilde{u}^2(\tau) d\tau \in L_\infty$

▶ $z \in L_2$

▶ z 는 집합 $R_z = \left\{ z : |z| \leq \sqrt{\frac{1}{g_l k_s}} \right\}$로 $\frac{k_a}{2g_u}$의 속도를 가지고 지수적으로 수렴하며, 집합 R_z로 수렴하면 R_z을 벗어나지 않는다.

▶ $\lim_{t \to \infty} e = 0$

proof : 먼저, $|z| \geq \varepsilon$인 경우를 살펴보도록 하자.

식 (13)에 따르면 이 경우에 u_l은 $u_l = -(k_a + k_s \overline{u_d^2})z$와 같이 주어진다. 여기서, Lyapunov-like 함

수 V_1을

$$V_1 = \frac{1}{2} g(\boldsymbol{x}) z^2 \tag{14}$$

과 같이 정의하자, 식 (14)를 미분하면

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &= \frac{1}{2} \dot{g}(\boldsymbol{x}) z^2 + z g(\boldsymbol{x}) \dot{z} \\ &\le \frac{1}{2} \alpha_g z^2 + z\left(g(\boldsymbol{x})\, \underline{\boldsymbol{k}}^T \dot{\underline{\boldsymbol{e}}}\right. \\ &\quad \left. - (g(\boldsymbol{x}) - g(\boldsymbol{x}_d)) x_d^{(n)} - (f(\boldsymbol{x}) - f(\boldsymbol{x}_d)) + u - u_d\right) \end{aligned} \tag{15}$$

을 얻을 수 있고, 여기에 식 (3)과 식 (13)을 이용하면, $\| \dot{\underline{\boldsymbol{e}}} \| \le \| \boldsymbol{e} \|$이므로

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &\le \frac{1}{2} \alpha_g z^2 + |z|(g_u \| \underline{\boldsymbol{k}} \| + l_g |x_d^{(n)}| + l_f) \| \boldsymbol{e} \| \\ &\quad + z u_f + z(u_l - u_d) \\ &\le - k_a z^2 - k_s \overline{u_d}^2 z^2 + |z| \overline{u_d} \\ &= - k_{a_s} z^2 - k_s \left(|z| \overline{u_d} - \frac{1}{2k_s} \right)^2 + \frac{1}{4k_s} \\ &\le - k_a z^2 + \frac{1}{4k_s} \end{aligned} \tag{16}$$

을 얻을 수 있다. 또한 식 (16)에서 가정 2와 식 (14)를 이용하면

$$-z^2 = -\frac{2}{g(\boldsymbol{x})} V_1 \le -\frac{2}{g_u} V_1 \tag{17}$$

을 얻을 수 있고, 이를 식 (16)에 적용하면

$$\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &\le -\frac{k_a}{2g_u} V_1 + \frac{1}{4k_s} \\ &= -\eta V_1 + \frac{1}{4k_s} \end{aligned} \tag{18}$$

을 얻는다. 여기서, $\eta = \frac{k_a}{2g_u}$이다. 이제 V_1과 z의 정확한 분석을 위하여 $V_1 e^{\eta t}$를 살펴보도록 하자. $V_1 e^{\eta t}$를 미분하고, 식 (18)을 이용하면

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(V_1 e^{\eta t}) &= \frac{d}{dt}(V_1) e^{\eta t} + \eta V_1 e^{\eta t} \\ &\le \left(-\eta V_1 + \frac{1}{4k_s} \right) e^{\eta t} + \eta V_1 e^{\eta t} \\ &= e^{\eta t} \left(\frac{1}{4k_s} \right) \end{aligned} \tag{19}$$

을 얻을 수 있고, 식 (19)의 양변을 $[0, t]$인 구간에서 적분을 하면

$$\begin{aligned} V_1 e^{\eta t} &\le V_1(0) + \int_0^t e^{\eta \tau} \left(\frac{1}{4k_s} \right) d\tau \\ &= V_1(0) + \frac{1}{4k_s} (e^{\eta t} - 1) \end{aligned} \tag{20}$$

이 됨을 알 수 있다. 그리고 다시 식 (20)의 양변을 $e^{-\eta t}$로 곱하여 정리하면

$$\begin{aligned} V_1 &\le V_1(0) e^{-\eta t} + \frac{1}{4k_s} (1 - e^{-\eta t}) \\ &\le V_1(0) e^{-\eta t} + \frac{1}{4k_s} \end{aligned} \tag{21}$$

이 되어 V_1이 집합 $R_{V_1} = \left\{ V_1 : V_1 \le \frac{1}{4k_s} \right\}$로 지수적으로 수렴함을 확인할 수 있다. 또한

$$z^2 \le \frac{2}{g_l} V_1 \le \frac{2}{g_l} \left(V_1(0) e^{-\eta t} + \frac{1}{4k_s} \right) \tag{22}$$

이므로, $\sqrt{b^2 + c^2} \le |b| + |c|$를 이용하면

$$|z| \le \sqrt{\frac{2}{g_l} V_1(0) e^{-\frac{\eta}{2} t}} + \sqrt{\frac{1}{2g_l k_s}} \tag{23}$$

가 되어 z가 집합 $R_z = \left\{ z : |z| \le \sqrt{\frac{1}{2g_l k_s}} \right\}$로 지수적으로 수렴함을 알 수 있으며, 이때의 수렴속도는 $\frac{\eta}{2} = \frac{k_a}{4g_u}$임을 알 수 있다. 또한, 집합 R_z의 크기는 제어 변수인 k_s를 통하여 제어 입력에 제한이 없다면 원하는 만큼 작게 할 수 있음을 알 수 있다.

다음으로, $|z| < \varepsilon$인 경우를 살펴보도록 하자. 이 경우에는 식 (13)에서 u_l이 $u_l = u_l(t - T) - \gamma z(t)$로 주어짐을 알 수 있다. 여기서, Lyapunov-like 함수 V_2를 다음과 같이 잡으면

$$V_2 = \frac{1}{2} g(\boldsymbol{x}) z^2 + \frac{1}{2\gamma} \int_{t-T}^{t} \tilde{u}^2(\tau) d\tau \tag{24}$$

여기서 학습 오차인 $\tilde{u}_l$는 $\tilde{u}_l = u_l - u_d$와 같이 정의된다. 식 (24)의 V_2를 미분하면 식 (11)에서

$$\begin{aligned} &\frac{dV_2}{dt} \\ &= \frac{1}{2} \dot{g}(\boldsymbol{x}) z^2 + z g(\boldsymbol{x}) \dot{z} + \frac{1}{2\gamma} (\tilde{u}_l^2(t) - \tilde{u}_l^2(t - T)) \\ &\le \frac{1}{2} \alpha_g z^2 + z\left(g(\boldsymbol{x})\, \underline{\boldsymbol{k}}^T \dot{\underline{\boldsymbol{e}}}\right. \\ &\quad \left. - (g(\boldsymbol{x}) - g(\boldsymbol{x}_d)) x_d^{(n)} \right. \\ &\quad \left. - (f(\boldsymbol{x}) - f(\boldsymbol{x}_d)) + u - u_d\right) + \frac{1}{2\gamma} (\tilde{u}_l^2(t) - \tilde{u}_l^2(t - T)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}&\le \frac{1}{2}\alpha_g z^2 + |z|(g_u\|\boldsymbol{k}\| + l_g|x_d^{(n)}| + l_f)\|\boldsymbol{e}\| + zu_f \\ &\quad + z(u_l - u_d) + \frac{1}{2\gamma}(\tilde{u}_l^2(t) - \tilde{u}_l^2(t-T)) \\ &\le z(u_l - u_d) + \frac{1}{2\gamma}(\tilde{u}_l^2(t) - \tilde{u}_l^2(t-T))\end{aligned} \tag{25}$$

이 된다. 그런데, 식 (13)에서 $\tilde{u}(t-T) = \tilde{u}(t) + \gamma z$이므로

$$\begin{aligned}\frac{dV_2}{dt} &\le z\tilde{u}_l(t) - \frac{1}{2\gamma}(\gamma^2 z^2 + 2\gamma\tilde{u}_l(t)z) \\ &= -\frac{1}{2\gamma}z^2 \le 0\end{aligned} \tag{26}$$

을 얻을 수 있다. 식 (26)은 V_2의 미분값이 0보다 작거나 같음을 보여주고 있으므로 모든 $t \ge 0$에 대하여 $V_2(t) \le V_2(0)$의 관계식을 얻을 수 있으며, 이는 다시 모든 $t \ge 0$에 대하여 $z, \int_{t-T}^{t}\tilde{u}^2(\tau)d\tau \in L_\infty$를 보여주고 있다. 또한 식 (26)을 다시 쓰면

$$\begin{aligned}\frac{1}{2\gamma}z^2 &\le -\int_0^t \frac{dV_2(\tau)}{d\tau}d\tau \\ &= -(V_2(t) - V_2(0)) \\ &\le V_2(0) - V_2(\infty) \le V_2(0)\end{aligned} \tag{27}$$

얻을 수 있고 이를 통하여 $z \in L_2$임을 알 수 있다. 식 (8)를 보면 출력 오차 e는 다음과 같이 z를 안정한 필터를 통과시켜 얻은 것과 같다.

$$e(s) = G(s)z(s) \tag{28}$$

여기서 $G(s)$는 극점이 $\boldsymbol{k}$에 의하여 결정되는 안정한 필터이다. 따라서 보조정리 1을 이용하면 출력 오차는 점근적으로 안정함을 알 수 있다. 즉, 시간이 계속 지나면 출력 오차는 0으로 수렴하게 된다.

Ⅲ. Simulation 결과

본 논문에서 제어 알고리듬의 성능을 확인하기 위하여 다음과 같은 시스템에 대해 모의실험을 하였다.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= -1.5x_1(t) + \sin(t)x_2(t) \\ &\quad + (1 + 0.5\cos(t))u(t)\end{aligned} \tag{29}$$

여기서 제어의 목적이 되는 상태함수 $\boldsymbol{x_d}(t)$ 는

$$\dot{x}_{1d}(t) = \cos(t)$$

$$\dot{x}_{2d}(t) = -\sin(t) \tag{30}$$

이다. <그림 1>은 제어 입력을 보여주고 있으며, <그림 2~3>과 <그림 4~5>은 각각 상태변수 $x_1(t)$, $x_{1d}(t)$와 $x_2(t), x_{2d}(t)$궤적 및 오차를 보여준다. 그리고, <그림 6>은 오차신호 $z(t)$의 수렴상태를 보여주고 있다.

<그림 1>의 제어입력을 보면 일반적인 sliding mode 제어기에서 보이는 고주파의 채터링 현상이 일어나지

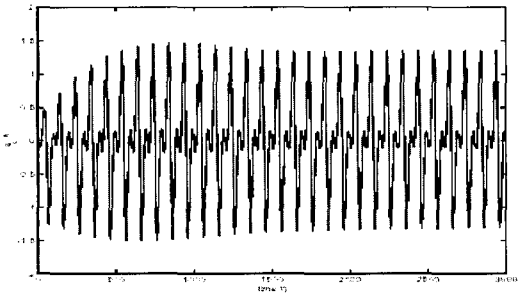


그림 1. 제어입력 : $u(t)$
Fig. 1. Control Input : $u(t)$.

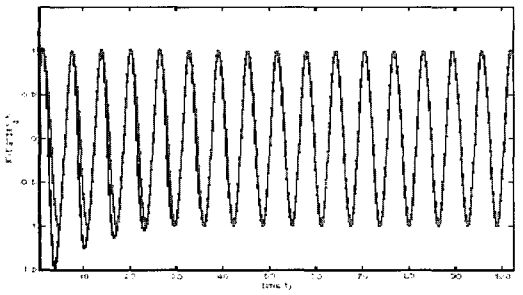


그림 2. $x_1(t)$와 $x_{1d}(t)$
Fig. 2. $x_1(t)$와 $x_{1d}(t)$.

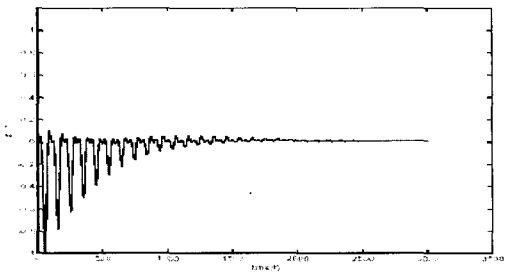


그림 3. $z_1(t) = x_1(t) - x_{1d}(t)$
Fig. 3. $z_1(t) = x_1(t) - x_{1d}(t)$.

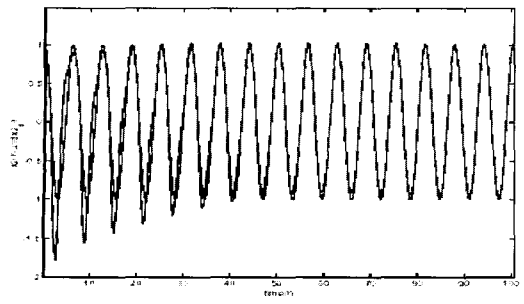


그림 4. $x_2(t)$와 $x_{2d}(t)$
Fig. 4. $x_2(t)$와 $x_{2d}(t)$.

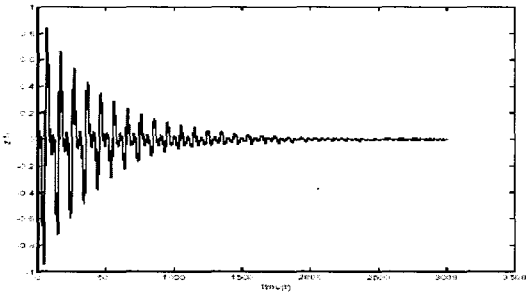


그림 5. $z_2(t)=x_2(t)-x_{2d}(t)$
Fig. 5. $z_2(t)=x_2(t)-x_{2d}(t)$

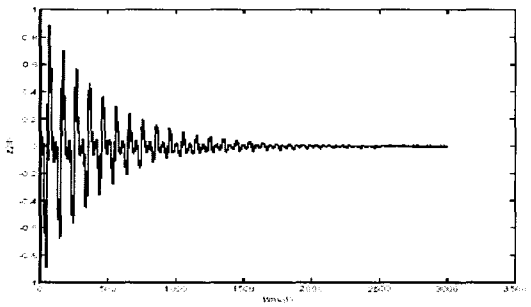


그림 6. $z(t)=(x_2(t)-x_{2d}(t))+0.5(x_1(t)-x_{1d}(t))$
Fig. 6. $z(t)=(x_2(t)-x_{2d}(t))+0.5(x_1(t)-x_{1d}(t))$

않고 있음을 보여주고 있으며, <그림 2~6>들은 플랜트의 상태변수가 참조궤적을 따라가고 있음을 보여주고 있다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 몇 가지 가정을 만족하는 비선형 시스템에 대한 강인 반복 제어기를 제안하였다. 추적 오차가 어떤 범위 밖에 있을 때는 슬라이딩 모드 제어기를 적용하여 시스템을 안정화시키면서 추적 오차를 어떤 범위 안으로 지수적으로 수렴시키고 있음을 보였고, 추적 오차가 그 범위 안으로 들어오면 반복 학습제어기를 적용하여 추적 오차를 0에 점근적으로 수렴시키고 있음을 보였다. 본 논문에서 제안하는 슬라이딩 모드 제어기는 제어 입력의 크기가 출력 오차에 비례하게 설계되어있어서 시스템의 차수를 올리는 등의 노력이 없이도 고주파의 채터링 문제를 크게 개선시키고 있다.

참 고 문 헌

[1] S. Arimoto, S. Kawamura and F. Miyasaki, "Bettering Operation of Robots by Learning," J. Robotics Systems, pp. 123-140, 1984.

[2] S. Arimoto, "Learning Control for Robotic Motion," Int. J. Adaptive Contr. Signal Processing, vol. 4, pp. 453-564, 1990.

[3] T. Y. Kuc, K. Nam, and J. S. Lee, "An Iterative Learning Control of Robot Manipulator," IEEE Trans. Robotics Automation, vol. 7, pp. 835-841, 1991.

[4] T. Y. Kuc, J. S. Lee, and K. Nam, "An Iterative Learning Control Theory for a Class of Nonlinear Systems," Automatica, vol. 28, pp. 1215-1221, 1992.

[5] N. Sadedh, R. Horowitz, W. Kao, and M. Tomizuka, "A Unified Approach to the Design of Adaptive and Repetitive Controllers for Robotic Manipulators," ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol 112, pp. 618-629, 1990.

[6] N. Sadegh, and K. Guglielmo, "A New Repetitive Controller for Mechanical Manipulators," J. Robotics Systems, pp. 507-529, 1991.

[7] V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization. Berlin, Germany : Springer-Verlag, 1992.

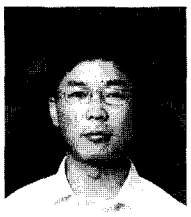
[8] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, "Chattering Avoidance by Second-Order Sliding Mode Control," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 43, pp. 241-246, 1998.

[9] A. Cavallo and C. Natale, "Output Feedback Control Based on a High-Order Sliding Manifold Approach," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 48, pp. 469-472, Mar. 2003.

[10] B.H. Park , T.Y. Kuc, and J.S. Lee, "Adaptive Learning Control of Uncertain Robotic System," Int. J. Control, Vol. 65, No. 5, pp. 725-744, 1996.

[11] C. A. Desoer, and M. Vidyasagar, Feedback Systems: Input-Output Properties. New York : Academic Press, 1975.

저 자 소 개



徐 源 基(正會員)

1993년 : 포항공과대학교 전자전기공학과 학사 졸업. 1995년 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사 졸업. 1999년 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사 졸업. 1999년~2000년 : (주)현대오토넷 과장. 2000년~2001년 : (주)인텔릭스 선임 연구원. 2001년~2003년 7월 : (주)맥스웨이브 수석 연구원. 2001년 8월~현재 : 한국전자통신연구원 초빙 연구원. <주관심분야 : 학습제어, 센서 신호처리, 디지털 시스템>