

論文98-35S-8-4

적분제어를 포함하는 로봇 매니퓰레이터의 강인제어

(A Robust Control of Robot Manipulators with Integral Control)

申 義 錫 * , 李 康 熊 *

(Eui Seok Shin and Kang Woong Lee)

요 약

본 논문에서는 파라미터 불확실성이 유한한 n-링크 로봇 매니퓰레이터의 궤적제어를 위한 강인제어기를 설계하였다. 적분제어를 포함하는 제안된 기법은 강인제어 이득이 제한됨으로써 발생되는 추종오차를 개선한다. 또한 채터링을 제거하기 위해 불연속 제어입력을 연속 제어입력으로 치환하는 경우 발생되는 추종오차도 개선한다. 추종오차의 적분이 오차 시스템에 포함되도록 하고 폐루프 시스템의 안정도를 해석하였으며 제안된 기법의 성능을 2-링크 매니퓰레이터에 대한 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

Abstract

In this paper, we design a robust controller for trajectory control of n-link robot manipulators with bounded parametric uncertainties. The proposed control scheme with integral control improves tracking error due to limit of the robust feedback gains and use of continuous control input for chattering rejection. The integral of the tracking error is augmented to the error system equation and the stability of the closed-loop system is achieved. The performance of the proposed method is demonstrated by simulation on a 2-link manipulator.

I. 서 론

비선형 특성을 가지는 강체 로봇 매니퓰레이터가 원하는 궤적을 따라 움직이도록 하는 궤적제어에서 비선형성을 보상하기 위해 적용된 토크계산제어 기법 (computed torque control scheme)^[1]은 시스템 파라미터의 정확성을 요구한다. 그러나 부하변동 등으로 인하여 로봇 매니퓰레이터의 파라미터가 불확실한 경우 토크계산제어 기법으로는 원하는 제어성능을 얻기가 어려우므로 파라미터 불확실성을 보상하는 강인제어기법이 요구된다.

* 正會員, 韓國航空大學校 航空電子工學科
(Department of Avionics Engineering, Hankuk Aviation University)

接受日字: 1998年4月14日, 수정완료일: 1998年6月8日

로봇 매니퓰레이터가 파라미터 불확실성을 가짐에도 불구하고 기준궤적을 추종하도록 하는 대표적인 강인제어 기법으로는 포화 강인제어(robust saturation control)와 슬라이딩 모드 제어(sliding mode control)^[2]가 있다. 포화 강인제어는 Lyapunov 안정도 이론에 근거한 min-max기법^[3]을 적용하여 추종오차의 유한성(ultimate boundness)을 보증하나 파라미터 불확실성에 대한 범위를 미리 알아야 하거나 추정해야 한다^{[4] [5]}. 이 때 추종오차를 줄이기 위해서는 큰 피드백 이득이 필요한데 이 고이득은 모델링 시 무시된 고차의 시스템 모드를 여기(exciting)시켜 시스템의 성능을 악화시킨다. 한편 실제 시스템에서는 시스템 구조상 고이득이 제한되므로 정상상태에서 추종오차가 발생하게 된다^[6].

VSS(variable structure systems)이론^[7]에 근거

한 슬라이딩 모드 제어는 상태궤적이 미리 정해진 슬라이딩 평면에 도달하여 이 평면을 따라 원점에 이르는 동안에는 시스템 파라미터 변동 및 외란의 영향을 받지 않는 특성이 있으므로 파라미터 불확실성의 범위를 아는 로봇 매니퓰레이터의 강인제어에 많이 적용되어 왔다.^{[8][9]} 그러나 상태궤적이 스위칭 평면을 벗어나지 않도록 하기 위해서는 제어입력이 불연속으로 스위칭되어야 하나 스위칭 주파수가 제한되므로 슬라이딩 모드의 단점인 채터링(chattering)현상이 발생하게 된다.

본 연구에서는 유한한 파라미터 불확실성을 가지는 강체 로봇 매니퓰레이터의 궤적제어를 위한 강인제어 기를 적분제어가 포함되도록 설계하고자 한다. 적분제어는 파라미터 변동이나 외란이 존재하더라도 추종오차가 0이 되도록 하며^[10], 슬라이딩 모드 제어에서 연속 제어입력을 사용할 때 발생하는 추종오차를 개선시킬 수 있다. 따라서 강인제어 이득이 제한됨으로써 발생되는 추종오차 뿐만 아니라 채터링을 제거하기 위해 불연속 제어입력을 연속 제어입력으로 치환하는 경우 발생되는 오차를 개선시키기 위해 추종오차의 적분항이 강인제어 입력에 포함되도록 설계하고 추종오차가 점근적으로 0으로 수렴함을 입증한다. 제안된 방식을 2-링크 매니퓰레이터의 궤적제어에 적용시킨 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제어성능을 확인하고자 한다.

II. 로봇 매니퓰레이터에 대한 강인제어

n -링크 강체 로봇의 동특성 방정식은 다음과 같이 표현된다^[11].

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (1)$$

여기서 $q, \dot{q}, \ddot{q} \in R^n$ 은 각각 관절의 위치, 속도 및 가속도 벡터이고, $\tau \in R^n$ 는 토크 입력벡터이다. 행렬 $M(q) \in R^{n \times n}$ 는 관성행렬로 대칭이고 양한(positive definite)이다. 벡터 $C(q, \dot{q})\dot{q}$ 는 구심력과 코리올리스 힘을 나타내는 $n \times 1$ 벡터이고, $G(q)$ 는 중력 벡터이다. 한편 마찰은 없는 것으로 가정한다. 행렬 $M(q)$ 와 $C(q, \dot{q})$ 는 다음 부등식을 만족시킨다.

- i) $0 < M_m \leq \|M(q)\| \leq M_M$
- ii) $\|C(q, \dot{q})\| \leq C_M \|\dot{q}\|$

여기서 벡터 x 의 노음(norm)은 $\|x\|_2 = \sqrt{(x^T x)}$ 이다.

원하는 관절의 위치, 속도와 가속도 벡터를 각각 $q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d$ 라 할 때 벡터 Q_d 를 다음과 같이 정의한다.

$$Q_d = [q_d^T, \dot{q}_d^T, \ddot{q}_d^T]^T$$

여기서 compact set Q_D 에 대해 $Q_d \in Q_D \subset R^{3n}$ 이라 가정한다.

제어목표는 로봇 매니퓰레이터의 동특성 파라미터가 불확실하고 부하변동이 있을 때, 관절위치 $q(t)$ 가 원하는 위치 $q_d(t)$ 를 추종하도록 하는 강인 제어기를 설계하는 것이다.

관절위치 추종오차 벡터를

$$e = q - q_d$$

로 정의하고 식 (1)의 로봇 매니퓰레이터에 대한 동특성방정식을 다음과 같은 오차 상태방정식으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\ddot{q}_d - M^{-1}(x_1, q_d)[C(x, q_d, \dot{q}_d)(x_2 + \dot{q}_d) + G(x_1, q_d)] + M^{-1}(x_1, q_d)\tau \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $x_1 = e$, $x_2 = \dot{e}$ 이며 $x = [x_1^T \ x_2^T]^T$ 이다.

관절위치 추종오차의 적분을 다음과 같이 새로운 상태변수로 정의한다.

$$\sigma_i = \int_0^t e_i(\tau) d\tau, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

식 (2)의 오차 상태방정식에 식 (3)에서 정의된 상태변수를 포함시킨 확장된 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\xi} = A\xi + B[F(x, Q_d) + H(x_1, q_d)\tau] \quad (4)$$

여기서 $\xi = [\sigma^T \ x_1^T \ x_2^T]^T$ 이고 $\sigma = [\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n]^T$ 이며

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix}$$

또한 함수 $F(x, Q_d)$ 와 $H(x_1, q_d)$ 는 다음과 같다.

$$F(x, Q_d) = -\ddot{q}_d - M^{-1}(x_1, q_d)[C(x, q_d, \dot{q}_d)(x_2 + \dot{q}_d) + G(x_1, q_d)] \quad (5)$$

$$H(x_1, q_d) = M^{-1}(x_1, q_d) \quad (6)$$

식 (4)를 다음과 같이 변형시킨다.

$$\begin{aligned}\dot{\zeta} &= (A + BK)\zeta + B[F(x, Q_d) + H(x_1, q_d)\tau - K\zeta] \\ &= (A + BK)\zeta + B[F_0(x, Q_d) + H_0(x_1, q_d)\tau - K\zeta] \\ &\quad + B[(F(x, Q_d) - F_0(x, Q_d)) + (H(x_1, q_d) - H_0(x_1, q_d))\tau]\end{aligned}\quad (7)$$

여기서 행렬 $(A + BK)$ 가 Hurwitz가 되도록 이득행렬 K 를 정한다.

행렬 $F(x, Q_d)$ 와 $H(x_1, q_d)$ 의 공칭행렬(nominal matrix) 을 각각 $F_0(x, Q_d)$, $H_0(x_1, q_d)$ 라 하고 다음 가정을 한다.

가정 : 다음 부등식을 만족시키는 $\rho_1(\zeta) \geq 0$ 와 $0 < k_1 < 1$ 일 k_1 이 존재하며^[12] 모두 정할 수 있다.

$$\|F(x, Q_d) - H(x_1, q_d)H_0^{-1}(x_1, q_d)F_0(x, Q_d)\| \leq \rho_1(x, Q_d) \quad (8)$$

$$\|H(x_1, q_d)H_0^{-1}(x_1, q_d) - I\| \leq k_1 \quad (9)$$

함수 $S(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$S(t) = C\xi(t) \quad (10)$$

여기서 $C = [C_1 \ C_2 \ I]$ 이다. $\lambda > 0$ 에 대해 행렬 C_1 과 C_2 는 각각 $C_1 = \lambda^2 I$, $C_2 = 2\lambda I$ 이고 I 는 $n \times n$ 단위행렬이다.

정상상태 오차를 개선시키는 강인 제어입력을 다음과 같이 정한다.

$$\tau = \tau_0 + \tau_r, \quad (11)$$

여기서 τ_0 는 시스템 파라미터 변동이 없고 값을 아는 공칭시스템(nominal system)이 안정하도록 하는 제어입력으로 다음과 같이 정한다.

$$\tau_0 = -H_0^{-1}(x_1, q_d)[F_0(x, Q_d) - K\zeta] \quad (12)$$

파라미터 불확실성 및 외란을 보상하기 위한 제어입력 τ_r 을 다음과 같이 정한다.

$$\tau_r = H_0^{-1}(x_1, q_d)N(\zeta) \quad (13)$$

여기서 함수 $N(\zeta)$ 는

$$N(\zeta) = \begin{cases} \frac{-\eta(\zeta)}{1-k_1} \frac{S}{\|S\|} & S \neq 0 \\ 0 & S = 0 \end{cases} \quad (14)$$

으로 정의되고 $\gamma > 0$ 에 대해 $\eta(\zeta) = \beta(\zeta) + \gamma$ 로 정한

다. 함수 $\beta(\zeta)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\beta(\zeta) = k_1\|K\zeta\| + \rho_1(x, Q_d) + \|K\zeta\| + \|C_1\xi_2\| + \|C_2\xi_3\| \quad (15)$$

식(12)와 식(13)으로부터 제어입력 τ 는 다음과 같다.

$$\tau = -H_0(x_1, q_d)^{-1}[F_0(x, Q_d) - K\zeta - N(\zeta)] \quad (16)$$

정리: 식(8)과 식(9)를 만족시키는 $\rho_1 > 0$ 과 $0 < k_1 < 1$ 이 존재하고 모든 초기치가 유한할 때, 식(16)의 제어입력에 의해 식(7)의 폐루프 시스템은 점근적으로 안정하게 된다.

증명: Lyapunov 후보함수를 다음과 같이 정한다.

$$V(S) = \frac{1}{2}S^T S \quad (17)$$

식(10)의 함수 S 를 미분하고 식(7)을 대입하면

$$\begin{aligned}\dot{S} &= C\xi \\ &= C(A + BK)\zeta + CB(F_0 + H_0\tau - K\zeta) + CB[(F - F_0) + (H - H_0)\tau]\end{aligned} \quad (18)$$

이 되므로 식(18)에 식(16)의 제어입력 τ 를 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}\dot{S} &= N(\zeta) + K\zeta + C_1\xi_2 + C_2\xi_3 + F(x, Q_d) - H(x_1, q_d)H_0(x_1, q_d)^{-1}F_0(x, Q_d) \\ &\quad + [H(x_1, q_d)H_0(x_1, q_d)^{-1} - I][K\zeta + N(\zeta)] \\ &= N(\zeta) + \delta(\zeta, N)\end{aligned} \quad (19)$$

여기서

$$\begin{aligned}\delta(\zeta, N) &= K\zeta + C_1\xi_2 + C_2\xi_3 + F(x, Q_d) - H(x_1, q_d)H_0(x_1, q_d)^{-1}F_0(x, Q_d) \\ &\quad + [H(x_1, q_d)H_0(x_1, q_d)^{-1} - I][K\zeta + N(\zeta)]\end{aligned} \quad (20)$$

식(17)의 함수 V 를 미분하고 식(19)를 대입하면 \dot{V} 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}\dot{V}(S) &= S^T N(\zeta) + S^T \delta(\zeta, N) \\ &\leq -\frac{\eta(\zeta)}{1-k_1} S^T \frac{S}{\|S\|} + \|S\| \|\delta(\zeta, N)\| \\ &\leq -\frac{\eta(\zeta)}{1-k_1} \|S\| + \beta(\zeta) \|S\| + k_1 \frac{\eta(\zeta)}{1-k_1} \|S\| \\ &= -\gamma \|S\|\end{aligned} \quad (21)$$

식(21)의 부등식은 상태궤적이 초기위치로부터 유한 시간내에 $S = 0$ 인 스위칭 평면에 도달하여 머무르게 되며 다음 부등식이 성립됨을 보증한다^[13].

$$\|S(t)\| \leq \|S(0)\| - \gamma t, \forall t \geq 0 \quad (22)$$

부등식 (22)는 초기조건이 유한하면 $t \rightarrow \infty$ 에서 $S(t) \rightarrow 0$ 가 됨을 보증한다. 따라서 식 (10)으로부터 $t \rightarrow \infty$ 일 때 $e \rightarrow 0$, $\dot{e} \rightarrow 0$ 이고 $\int e dt \rightarrow 0$ 가 된다. \square

식 (16)의 제어입력에 포함된 $N(\xi)$ 는 파라미터 불확실성이나 외란을 보상하나 함수 $\frac{S}{\|S\|}$ 때문에 $S = 0$ 에서 제어입력은 불연속적인 스위칭을 하게 된다. 스위칭 주파수의 재현이나 시스템의 시간지연 등으로 상태궤적이 $S = 0$ 인 스위칭 평면을 중심으로 진동하는 채터링 현상이 발생된다. 이 채터링 현상 때문에 제어 성능이 악화될 뿐만 아니라 시스템 모델링시 무시된 고차 시스템 모드가 여기되어 시스템이 불안정하게 될 수 있다.

이와 같은 채터링 현상을 방지하기 위하여 제어입력에 포함된 $N(\xi)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$N(\xi) = \begin{cases} \frac{-\eta(\xi)}{1-k_1} \frac{S}{\|S\|} & \|S\| \geq \varepsilon \\ \frac{-\eta(\xi)}{1-k_1} \frac{S}{\varepsilon} & \|S\| < \varepsilon \end{cases} \quad (23)$$

식 (23)에서 $\|S\| \geq \varepsilon$ 이면 \dot{V} 은 식 (21)을 만족시키며 $\|S\| < \varepsilon$ 이면 다음과 같이 된다.

$$\dot{V} \leq -r \frac{\|S\|^2}{\varepsilon} - \beta(\xi) \frac{\|S\|^2}{\varepsilon} + \beta(\xi) \|S\| \quad (24)$$

식 (24)에서 $\|S\| = \frac{\varepsilon}{2}$ 이면 $- \beta(\xi) \frac{\|S\|^2}{\varepsilon} + \beta(\xi) \|S\|$

의 최대값은 $\beta(\xi) \frac{\varepsilon}{4}$ 이 되므로 다음식이 성립된다.

$$\dot{V} \leq -r \frac{\|S\|^2}{\varepsilon} + \beta(\xi) \frac{\varepsilon}{4} \quad (25)$$

따라서

$$\|S\| > \sqrt{\frac{\beta(\xi)}{4r}} \varepsilon \triangleq \mu(\varepsilon) \quad (26)$$

이면 식 (25)는

$$\dot{V} \leq 0$$

이 된다.

이것은 경계층을 설정하고 경계층안에서는 $N(\xi)$ 가 연속함수가 되도록 정한 폐루프 시스템의 모든 상태궤적이 균일한 최종 한계(uniformly ultimate bounded)내에 있음을 보증한다.

III. 시뮬레이션

그림 1과 같이 미지의 파라미터를 갖는 2-링크 로봇 매니퓰레이터에 제안된 강인제어 기법을 적용한 시뮬레이션을 실행하였다.

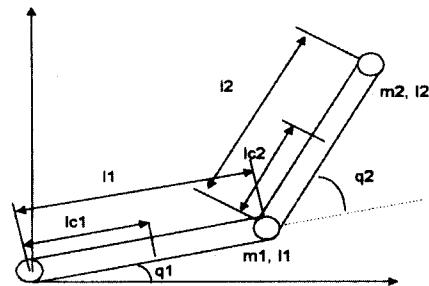


그림 1. 2-링크 로봇 매니퓰레이터

Fig. 1. 2-link robot manipulator.

시뮬레이션을 위한 2-링크 로봇 매니퓰레이터의 동특성 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} M_{11}(q) & M_{12}(q) \\ M_{21}(q) & M_{22}(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11}(q, \dot{q}) & C_{12}(q, \dot{q}) \\ C_{21}(q, \dot{q}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1(q) \\ G_2(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서

$$M_{11}(q) = m_1 l_{c1}^2 + m_2 l_1^2 + m_2 l_{c2}^2 + 2m_2 l_1 l_{c2} \cos q_2 + I_1 + I_2,$$

$$M_{12}(q) = m_2 l_{c2}^2 + m_2 l_1 l_{c2} \cos q_2 + I_2,$$

$$M_{22} = m_2 l_{c2}^2 + I_2, C_{11}(q, \dot{q}) = -m_2 l_1 l_{c2} \sin q_2 \dot{q}_2,$$

$$C_{12}(q, \dot{q}) = -m_2 l_1 l_{c2} \sin q_2 (\dot{q}_1 + \dot{q}_2),$$

$$C_{21}(q, \dot{q}) = m_2 l_1 l_{c2} \sin q_2 \dot{q}_1,$$

$$G_1(q) = (m_1 l_{c1} + m_2 l_1) g \cos q_1 + m_2 l_{c2} g \cos (q_1 + q_2),$$

$$G_2(q) = m_2 l_{c2} g \cos (q_1 + q_2).$$

파라미터 값들을 각각 다음과 같이 정하였다.

$$m_1 = 10 \text{ kg}, l_1 = 1 \text{ m}, l_{c1} = 0.5 \text{ m}, I_1 = \frac{10}{12} \text{ kg} \cdot \text{m}^2,$$

$$m_2 = 5 \text{ kg} + \Delta m_2, l_2 = 1 \text{ m}, l_{c2} = 0.5 \text{ m} + \Delta l_2,$$

$$I_2 = \frac{5}{12} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 + \Delta I_2, g = 9.8 \text{ m/sec}^2$$

여기서, Δm_2 , Δl_2 와 ΔI_2 는 미지의 부하에 대한 파라미터 변동범위를 나타낸다.

파라미터의 변동범위를 다음과 같이 세 경우로 가정하고 제안된 방식을 적용한 경우와 추종오차 적분항을 포함하지 않는 경우에 대한 시뮬레이션을 통하여 제안

된 방식의 성능을 입증하기로 한다.

case 1) 파라미터 변동이 없는 경우 (28)

case 2) $0 \leq \Delta m_2 \leq 5\text{kg}$, $0 \leq \Delta I_2 \leq 0.25\text{m}^2$,

$$0 \leq \Delta I_2 \leq \frac{5}{12}\text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (29)$$

case 3) $0 \leq \Delta m_2 \leq 10\text{kg}$, $0 \leq \Delta I_2 \leq 0.5\text{m}^2$,

$$0 \leq \Delta I_2 \leq \frac{15}{12}\text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (30)$$

로봇 매니퓰레이터의 두 링크에 대한 기준궤적은 다음과 같이 정한다.

$$q_d(t) = q_{d2}(t) = 1.57(1 - e^{-5t}(1+5t)) \quad [\text{rad}] \quad (31)$$

공칭행렬 $H_0(x_1, q_d)$ 는 가정을 만족하도록 하고 $F_0(x, Q_d)$ 는 다음과 같이 정상상태에서 파라미터 변동범위의 중간값으로 택하였다.

$$F_0(x, Q_d) = [79.8913 \ 79.8913]^T,$$

$$H_0(x_1, q_d) = M_0^{-1}(x_1, q_d) = \begin{bmatrix} 0.92 & 0 \\ 0 & 0.92 \end{bmatrix}^{-1}$$

또한 다른 설계 파라미터들은 다음과 같이 정하였다.

$$\begin{aligned} k_1 &= 0.99, \gamma = 50, \lambda = 7, K1 = 1000, K2 = 2500, \\ K3 &= 100, \epsilon = 0.05 \end{aligned}$$

그림 2와 그림 3은 파라미터 변동범위를 세 경우로

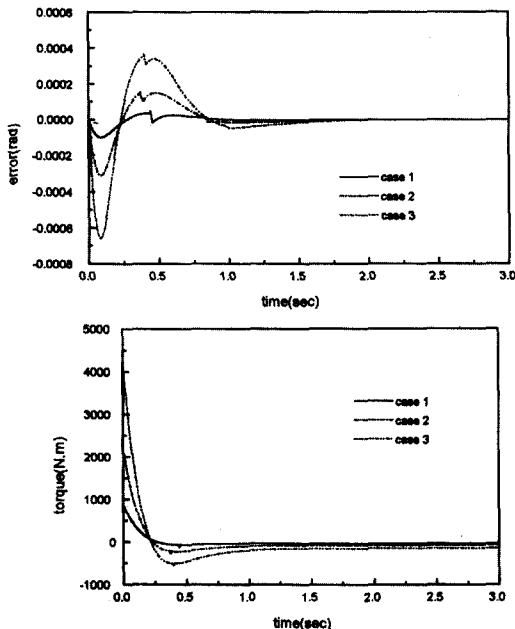


그림 2. 제안된 제어기에 의한 링크 1의 추종오차와 토크

Fig. 2. Tracking error and torque of link 1 under the proposed controller.

가정하였을 때의 링크 1과 링크 2의 추종오차와 토크에 대한 시뮬레이션 결과이다. case 1인 경우 로봇 매니퓰레이터의 링크 1과 링크 2의 정상상태 추종오차는 각각 -4.5×10^{-9} , -1.5×10^{-9} 이며, case 2인 경우는 정상상태 추종오차가 각각 -2.68×10^{-8} , -1.75×10^{-8} 이고 case 3인 경우에는 정상상태 추종오차가 각각 -5.02×10^{-8} , -3.89×10^{-8} 이다. 따라서 파라미터 변동범위가 작을수록 정상상태 추종오차는 다소 작아지나, 파라미터 변동범위에 관계없이 모든 경우에서 정상상태 추종오차가 0으로 균접함을 알 수 있다. 파라미터 변동범위가 클수록 과도상태에서 추종오차가 크며 제어입력인 토크도 크게 된다. 그림 4와 그림 5는 파라미터 변동범위가 가장 큰 case 3의 경우에 대해서 적분제어를 포함하지 않은 제어기와 제안된 방식을 적용한 시뮬레이션 결과이다. 적분제어를 포함하지 않은 경우 링크 1과 2의 정상상태 추종오차는 각각 1.02×10^{-4} , 1.03×10^{-4} 이고 제안된 제어기의 경우는 각각 -5.02×10^{-8} , -3.89×10^{-8} 이다. 제안된 제어기의 정상상태 추종오차는 적분제어를 포함하지 않은 제어기보다 작으며 제어입력인 토크는 차이가 거의 없다. 따라서 제안된 제어기는 정상상태 추종오차를 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

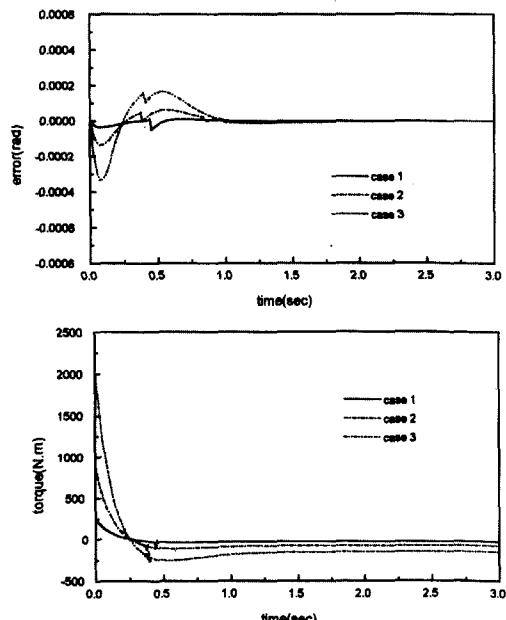


그림 3. 제안된 제어기에 의한 링크 2의 추종오차와 토크

Fig. 3. Tracking error and torque of link 2 under the proposed controller.

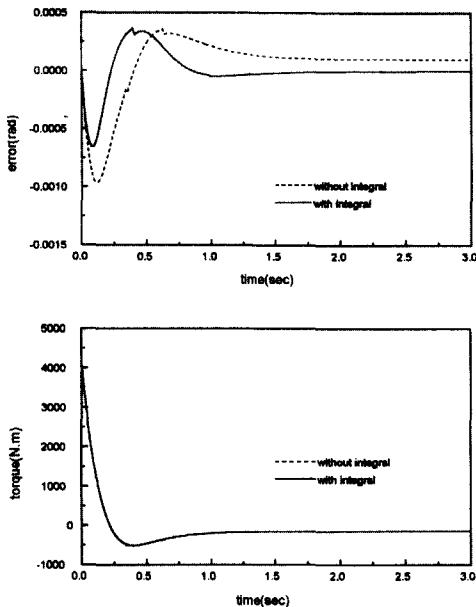


그림 4. case 3의 경우 제안된 제어기와 적분제어를 포함하지 않은 제어기에 의한 링크 1의 추종 오차와 토크

Fig. 4. Tracking error and torque of link 1 for case 3 under the proposed controller and controller without integral control.

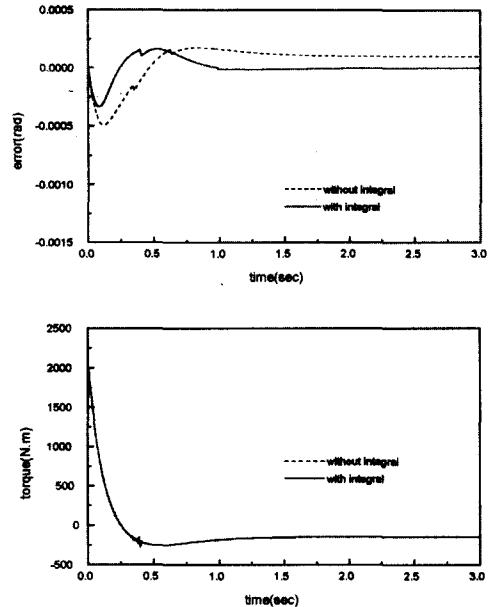


그림 5. case 3의 경우 제안된 제어기와 적분제어를 포함하지 않은 제어기에 의한 링크 2의 추종 오차와 토크

Fig. 5. Tracking error and torque of link 2 for case 3 under the proposed controller and controller without integral control.

IV. 결 론

본 논문에서는 유한한 파라미터 불확실성을 갖는 n-링크 로봇 매니퓰레이터의 궤적제어를 위한 강인제어기를 설계하였다. 제안된 제어기는 추종오차의 적분이 로봇 매니퓰레이터의 오차 방정식에 포함되도록 하였다. 적분제어는 강인제어 이득이 제한됨으로써 발생되는 추종오차를 개선하며 채팅팅을 제거하기 위해 불연속 제어입력을 경계층을 도입하여 연속 제어입력으로 치환하는 경우에 발생되는 추종오차도 개선시킬 수 있다. 제안된 제어방식은 파라미터 변동범위에도 불구하고 정상상태의 추종오차가 0으로 근접하도록 개선시킴을 2-링크 매니퓰레이터에 대한 시뮬레이션을 통하여 입증하였다. 적분제어를 포함하지 않는 강인제어 방식과 적분제어를 포함하는 제안된 방식을 적용한 비교 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 방식이 정상상태 추종오차를 개선시킴을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] J. J. Craig, "Adaptive control of mechanical manipulators," Addison-Wesley, New York, 1988.
- [2] C. Abdallah, D. Dawson, P. Dorato, and M. Jamshidi, "Survey of robust control for rigid robots," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 11, no. 2, pp 24-30, Feb. 1991.
- [3] M. Corless and G. Leitmann, "Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-26, pp 1139-1144, 1981.
- [4] M. W. Spong, "On the Robust Control of Robot Manipulators," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, no. 11, pp 1782-1786, 1992.

- [5] K. M. Koo and J. H. Kim, "Robust control of robot manipulators with parametric uncertainty," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 39, pp 1230-1233, 1994.
- [6] G. J. Liu and A. A. Goldberg, "Asymptotically stable robust control of robot manipulators," *Mech. Mach. Theory*, vol. 31, no. 5, pp 607-618, 1996.
- [7] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-22, pp 212-222, Apr. 1977.
- [8] Y. F. Chen, T. Mita and S. Wakui, "A New and Simple algorithm for sliding mode trajectory control of the robot arm," *IEEE Trans. Automat. Cont.*, vol. 35, no. 7, pp 828-829, Jul. 1990.
- [9] C. Y. Su and T. P. Leung, "A sliding mode controller with bounded estimation for robot manipulators," *IEEE Trans. Robot. Automat.*, vol. 9, no. 2, pp 208-214, Apr. 1993.
- [10] N. A. Mahmoud and H. K. Khalil, "Asymptotic Regulation of minimum phase nonlinear systems using output feedback," *IEEE Trans. Automat. Cont.*, vol. 41, no. 10, pp 1402-1412, Oct. 1996.
- [11] M. W. Spong and M. Vidyasagar, "Robust linear compensator design for nonlinear Robotic control," *IEEE J. Robotics and Automat.*, vol. RA-3, no. 4, pp 345-351, 1987.
- [12] M. W. Spong and M. Vidyasagar, "Robot dynamics and control," John Wiley, New York, 1989.
- [13] H. K. Khalil, "Nonlinear systems," Prentice-Hall New Jersey, 1996.

저자 소개

申義錫(正會員)

第 34 卷 S 編 第 7 號 參照

한국항공대학교대학원 항공전자공
학과 박사과정 재학중

李康熊(正會員)

第 34 卷 S 編 第 7 號 參照

한국항공대학교 항공전자공학과
부교수