

Fractional-Order Hold 기법을 이용한 섭동 추정기의 슬라이딩 모드 제어에 적용

남윤주*, 이육형**, 박명관#

Application of Perturbation Estimation using Fractional-Order Hold Technique to Sliding Mode Control

Yun Joo Nam*, Yuk-Hyung Lee** and Myeong-Kwan Park #

ABSTRACT

This paper deals with the application of enhanced perturbation estimation (SMCEPE) to sliding mode control of a dynamic system in the presence of perturbations including external disturbances, unpredictable parameter variations, and unstructured dynamics. Compared to conventional sliding mode control (SMC) and sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE), the proposed one can offer robust control performances under serious control conditions, such as fast dynamic perturbations and slow loop-closure speeds, without a priori knowledge on upper bounds of perturbations. The perturbation estimator in SMCEPE also has more adaptability owing to the fractional-order hold technique. The effectiveness and superiority of the proposed control strategy are demonstrated by a series of simulations on the position tracking control of a two-link robot manipulator.

Key Words : Fractional-Order Hold, Perturbation Estimation(섭동 추정기), Robust Control(강인 제어), Sliding Mode Control(슬라이딩 모드 제어), Tracking control(추종 제어)

1. 서론

슬라이딩 모드 제어(sliding mode control: SMC)는 슬라이딩 평면 위에서 제어시스템의 구조를 변화시키는 불연속 절환(switching) 제어입력을 가지는 강인 비선형 제어으로써 꾸준한 연구의 주제가 되어 왔다.^{1,2} 슬라이딩 평면 위를 운동하는 동안, 시스템은 외란과 모델링 불확실성(uncertainty)을 포함한 섭동에 독립적인 운동을 가지는 불변(invariant)의

특성을 가진다. 그러나, 고전적인 SMC 의 설계는 페루프 시스템의 안정성과 강인성을 보장하기 위해 섭동의 상계(upperbound)에 대한 정보를 미리 알도록 요구하며, 이러한 정보들은 일부 시스템을 제외하고 대부분의 응용시스템에서 얻기가 매우 어렵다. 따라서, 제어입력은 일반적으로 과도하게 설계될 뿐만 아니라 디지털 제어 구현 과정에서 고주파의 제어 채터(chatter)를 필연적으로 동반한다. 이러한 제어 채터는 작동기나 감지기와 같이

접수일: 2005 년 8 월 8 일; 게재승인일: 2005 년 11 월 10 일

* 부산대학교 대학원 지능기계공학과

** 부산대학교 기계기술연구소

교신저자: 부산대학교 기계공학과 및 기계기술연구소

E-mail mkpark1@pusan.ac.kr Tel. (051) 510-2464

개루프 시스템의 모델링 과정에서 무시되는 고주파 동적 성분을 여기시키기 때문에,^{3,4} 시스템의 제어 안정성, 강인성 및 추종 성능을 저하시키는 주된 요인이 된다.^{5,7}

슬라이딩 모드 제어에서 제어 체터를 감소시키기 위해 가장 일반적으로 사용되는 방법은 슬라이딩 평면 주위에 경계층(boundary layer)을 설치함으로써 불연속 전환 제어입력 항을 연속 포화함수로 대체하는 것이다.⁸⁻¹⁰ 그러나, 이러한 방법은 경계층 내에서 시스템의 강인성을 보장하기 어려울 뿐만 아니라 폭이 넓은 경계층의 설치로부터 기인되는 과도한 제한 이득을 여전히 사용하기 때문에 추종 성능을 개선하는 데는 많은 한계를 가진다.¹¹ 이러한 경계층 기법의 단점을 극복하기 위해 섭동의 값을 관측 또는 추정하는 다양한 기법들이 소개되어 왔으며, SMC 에 적용되어왔다.¹² 이들의 공통된 접근 개념은 불확실한 섭동에 관한 많은 정보가 이용 가능할 때, 제한 이득을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 경계층의 두께를 감소시켜 추종 성능을 향상시킬 수 있다는 사실이다. 따라서, 섭동의 정확한 추정은 제어 성능을 강화하기 위해 필수적이다. 같은 이유로, Elmalí 와 Olgac^{11,13} 역시 제어시스템 또는 슬라이딩 평면의 동적 거동에 기초한 섭동 추정기를 갖는 간단하면서도 효과적인 슬라이딩 모드 제어(sliding mode control with perturbation estimation: SMCPE) 알고리즘을 제안한 바 있다. 그들은 2 자유도 로봇 매니퓰레이터의 위치 추종 제어를 통해, SMCPE 가 섭동의 상계에 대한 정보를 요구하지 않을 뿐만 아니라 고전 SMC 에 비해 나은 추종 성능과 제어안정성을 가짐을 이론적, 실험적으로 증명했다. 그러나, SMCPE 의 섭동 추정기 설계 과정에서 소개되는 TDC(time delay control)^{14,15} 의 개념을 적용하기 위해서는 섭동의 동적 거동보다 훨씬 빠른 제어루프 속도가 요구될 뿐만 아니라 속도의 이산 미분을 통해 가속도 정보를 정확히 얻기 위해서는 고정도의 피드백 신호의 획득이 요구되는 실용적 한계를 가지고 있다.

본 연구에서 제안된 섭동 추정기 또한 SMCPE 와 유사한 형태에서 유도된다. 그러나, 제안된 추정기는 빠른 동적 변화를 갖는 섭동이 시스템에 적용될 때 비교적 효과적이지 못한 TDC 의 사용을 요구하지 않는다. 대신, 이전의 샘플링 시간에서 해석적으로 얻어질 수 있는 섭동 정보로부터 현재의 샘플링 시간에 대한 섭동 정보를 외삽 보간

(extrapolation)하여 얻기 위해, 디지털 신호 처리 과정에서 사용되는 데이터 재구성 장치가 고전 SMC 와 결합된다. 제안된 섭동 추정기를 갖는 슬라이딩 모드 제어 전략의 유용성을 입증하기 위하여, 큰 진폭과 고주파 성분을 갖는 섭동의 영향하에 놓인 2 자유도 로봇 매니퓰레이터의 위치 추종 제어를 수행하고, 기존의 제어기와 그 성능 비교, 검토한다.

2. 기존의 SMC 와 SMCPE

먼저, 다음과 같이 표현되는, 모델 불확실성과 외란을 갖는 비선형 시스템을 고려해 보자.

$$\dot{x}(t) = [f(x) + \Delta f(t)] + [g(x) + \Delta g(x)]u(t) + d(x,t) \quad (1)$$

여기서 $x(\cdot) \in \mathcal{R}^n$ 는 상태벡터를, $u(\cdot) \in \mathcal{R}^m$ 은 제어입력을 각각 나타낸다. $f(\cdot) \in \mathcal{R}^n$ 와 $\Delta f(\cdot) \in \mathcal{R}^n$ 는 각각 시스템의 비선형 동적 거동을 나타내는 벡터와 그에 대응하는 섭동을 나타내며, $g(\cdot) \in \mathcal{R}^{n \times m}$ 와 $\Delta g(\cdot) \in \mathcal{R}^{n \times m}$ 은 각각 제어이득을 나타내는 행렬과 그에 대응하는 섭동을 나타낸다. 또한, $d(\cdot) \in \mathcal{R}^n$ 은 외란의 영향을 나타내는 벡터이다. 섭동과 관계되는 항 Δf , Δg , d 는 다음과 같이 상계를 가진다고 가정한다.

$$|\Delta f| \leq F; \quad |\Delta g| \leq G; \quad |d| \leq D \quad (2)$$

계산의 편의를 위해, 섭동의 결합된 효과는 다음과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$\psi_{act}(t) = \Delta f + \Delta g u + d = \dot{x} - f - g u \quad (3)$$

여기서 $\psi_{act} \in \mathcal{R}^n$. 그러면, 제어의 목적은 이러한 섭동의 영향 하에서 페루프 시스템의 상태변수 x 가 원하는 궤적 $x_d \in \mathcal{R}^n$ 을 추종하도록 하는 제어입력을 결정하는 것으로 정의된다. 제어입력의 설계에 앞서, 추종오차에 대한 Hurwitz 다항식으로 표현되는 슬라이딩 평면을 다음과 같이 정의한다.

$$s(x) = [s_1(x) \dots s_m(x)]^T = 0 \quad (4)$$

이때, $s(x)$ 는 시간에 대해 충분히 연속적으로 미분 가능하다. 그러면, 슬라이딩 조건 $s^T \dot{s} < 0$ 을 만

족하는 즉, 시스템의 상태변수들이 유한시간 내에 슬라이딩 평면에 도달하여 이후 그곳에 머물러 있도록 하는 제어입력은 다음과 같이 결정된다.

$$\mathbf{u}_{SMC} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_s + \mathbf{u}_p \quad (5)$$

여기서

$$\mathbf{u}_{eq} = -\left(\frac{\partial \mathbf{s}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}\right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}; \quad \mathbf{u}_s = \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\mathbf{s}); \quad \mathbf{u}_p = \mathbf{P} \mathbf{s}$$

등가 제어입력 \mathbf{u}_{eq} 는 시스템이 슬라이딩 모드에 있도록 하기 위한 $\dot{\mathbf{s}} = 0$ 에서 얻어지며, 절환 제어입력 \mathbf{u}_s 는 섭동 ψ_{act} 에 대한 강인성을 보장하기 위해 소개되며, 그것의 이득은 항상 $\mathbf{K} \geq |\psi_{act}|$ 를 만족하도록 선정되어야 한다. 또한, 비례제어입력 \mathbf{u}_p 는 슬라이딩 평면으로의 도달시간을 감소시키는 효과를 제공한다. 그러나, 식 (5)에 주어진 SMC 는 슬라이딩 평면의 주위를 불연속적으로 변할 뿐만 아니라 현실적으로 섭동의 상한을 정확하게 예측하는 것은 거의 불가능하기 때문에 \mathbf{K} 는 필연적으로 과도하게 설계되며, 이들은 제어 채터를 유발하는 주된 원인이 된다. 따라서, 미지의 섭동은 제어성능을 향상시키기 위해서 반드시 추정될 필요가 있다.

만약 섭동의 크기가 한정되어 있고 제어루프 속도에 비해 상당히 느리게 변한다면, ψ_{act} 는 TDC의 개념을 적용하여 다음과 같이 추정될 수 있다. ^{11,13}

$$\psi_{est} = \dot{\mathbf{x}}_{cat} - \mathbf{f} - \mathbf{g} \mathbf{u}(t - \delta) \quad (6)$$

여기서 $\dot{\mathbf{x}}_{cat} = (\mathbf{x} - \mathbf{x}(t - \delta)) / \delta$ 이며, δ 는 샘플링 주기이다. 추정된 섭동에 관한 정보를 이용할 때, 슬라이딩 조건을 만족시키는 SMCPE 는 다음과 같이 얻어진다.

$$\mathbf{u}_{SMCPE} = \mathbf{u}_{SMC} + \mathbf{u}_{per} \quad (7)$$

여기서

$$\mathbf{u}_{per} = \frac{\partial \mathbf{s}}{\partial \mathbf{x}} \psi_{est}$$

시스템의 섭동 ψ_{act} 을 효과적으로 추정하여 이를 보상하기 위한 제어입력 \mathbf{u}_{per} 를 \mathbf{u}_{SMC} 에 앞먹임신

호로써 추가해준다면, \mathbf{u}_n 의 절환 제어이득은 $\mathbf{K}' \geq \eta |\psi_{est}| \geq |\psi_{act} - \psi_{est}|$ ($0 \leq \eta \leq 1$) 이 되므로 섭동에 대한 추정 오차가 실제 섭동 값에 비해 작은 모든 경우에 대해서 \mathbf{K}' 는 SMC 의 \mathbf{K} 에 비해 상대적으로 작게 설정될 수 있다. 이는 슬라이딩 모드 제어기의 설계자로 하여금 섭동의 상계에 대한 추측의 부담을 덜게 해줄 뿐만 아니라 과도한 제어입력의 사용을 막아준다. 그러나, 식 (6)에 의한 섭동 추정은 제어 하드웨어의 빠른 샘플링 속도와 센서들로부터의 정확한 피드백 정보를 요구하는 실용적인 한계를 가진다. 샘플링 속도에 대한 요구는 TDC 의 개념으로부터 $\mathbf{u} \approx \mathbf{u}(t - \delta)$ 의 가정을 만족시키기 위함이며, 피드백 정보에 대한 요구는 상태량의 이산 미분 과정에서 필연적으로 발생하는 잡음의 증폭으로 인한 잘못된 미분 정보의 획득을 막기 위함이다.

3. Fractional-Order Hold 를 이용한 섭동 추정기

일반적으로, 피드백 상태량은 고주파의 잡음을 동반할 뿐만 아니라 아무리 제어루프 속도를 빠르게 할지라도 $\mathbf{u} \neq \mathbf{u}(t - \delta)$ 이다. 또한, 제어입력 신호가 고주파 성분을 포함한다면 TDC 의 개념을 이용하여 섭동을 추정하기에는 한계가 많다. 이러한 SMCPE 의 한계를 극복하기 위하여, 본 연구에서는 디지털 신호처리기법에서 이산신호를 연속신호로 재구성하는 데 이용되는 데이터 재구성기법 특히, Fractional-order hold 기법에 기초한 섭동 추정 알고리즘을 제안한다. Data hold 기법은 샘플링 주파수의 절반 크기의 차단주파수를 갖는 저주파 통과필터의 기능을 가지므로 피드백 신호의 고주파 성분을 제거하는 데 효과적일 뿐만 아니라 이산신호를 연속신호로 재구성하는 과정에서 사용되는 외삽 보간(extrapolation)기능을 가지므로 과거의 샘플링된 신호로부터 한 간격 앞선 미래의 신호를 효과적으로 추정할 수 있다.

Fractional-order hold 는 다음과 같이 표현된다. ¹⁶

$$q_n(t) = q(n\delta) + \frac{r}{\delta} [q(n\delta) - q((n-1)\delta)](t - n\delta) \quad (8)$$

for $n\delta \leq t \leq (n+1)\delta$, n : integer

이는 주어진 샘플링 간격 내에서 직선형태로 표현

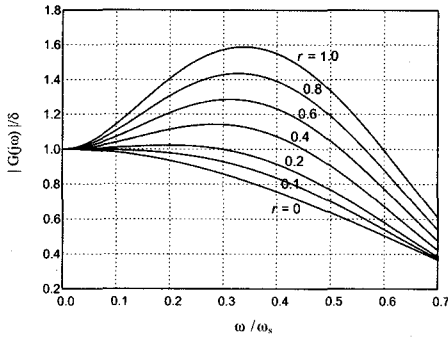


Fig. 1 Frequency response of the fractional-order hold

되는 의심 보간된 함수로서, 그것의 기울기는 이전과 현재의 샘플링 순간에서 얻어진 함수값에 대한 $0 \leq r \leq 1$ 의 비율로 결정된다. 이때, (8)은 $r=0$ 인 경우에 zero-order hold로, $r=1$ 인 경우에 first-order hold로 고려될 수 있다. 한편, fraction-order hold의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$G_r(p) = (1 - re^{-p\delta}) \frac{1 - e^{-p\delta}}{p} + \frac{r}{p^2\delta} (1 - e^{-p\delta})^2 \quad (9)$$

여기서 p 는 Laplace 변수를, e 는 지수함수를 나타낸다. Fractional-order hold의 주파수 특성 해석을 위해서 위 식은 다음과 같이 수정될 수 있다.

$$G_r(j\omega) = \delta \left[\frac{\sin(\pi\omega/w_s)}{\pi\omega/w_s} \right] e^{-j(\pi\omega/w_s)} - r\delta \left[\frac{\sin(\pi\omega/w_s)}{\pi\omega/w_s} \right] e^{-j(3\pi\omega/w_s)} - r\delta \left[\frac{\sin(\pi\omega/w_s)}{\pi\omega/w_s} \right] e^{-j(3\pi\omega/w_s)} \quad (10)$$

여기서 $w_s = 2\pi/\delta$ 는 샘플링 주파수이다. 따라서

$$|G_r(j\omega)| = [\{\alpha\delta \cos(\beta) + r\alpha^2\delta \cos(2\beta) - r\delta \cos(3\beta)\}^2 + \{\alpha\delta \sin(\beta) + r\alpha^2\delta \sin(2\beta) - r\delta \sin(3\beta)\}^2]^{1/2} \quad (11)$$

이때, $\alpha = (\sin(\pi\omega/w_s))/(\pi\omega/w_s)$, $\beta = \pi\omega/w_s$. Fractional-order hold의 주파수 응답은 Fig. 1에서 보여주며, 가중치 r 을 적절하게 선택함으로써 효과적인 저주파 통과필터의 성능을 가질 수 있음을 알 수 있다.

위에서 주어진 holder를 이용하면, 간단하면서도 효과적인 섭동 추정기가 아래와 같이 주어질 수 있다.

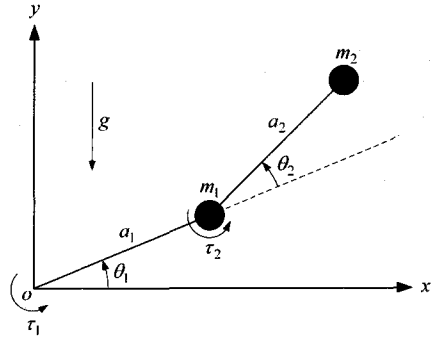


Fig. 2 A two-link robot manipulator

$$\Psi_{est}(t) = (1+r)\Psi_{act}(t-\delta) - r\Psi_{act}(t-2\delta) \quad (12)$$

여기서 $\Psi_{act}(t-i\delta)$, $i=1,2$ 는 (3)으로부터 해석적으로 얻어질 수 있으며, 이때 요구되는 $\dot{x}(t-i\delta)$ 는 섭동의 가장 최근 값을 고려하기 위해 전진 차분(forward difference)법을 이용하여 얻어질 수 있다. 본 연구에서 제안된 섭동 추정기는 $u = u(t-\delta)$ 의 가정을 위한 TDC의 개념을 이용하지 않았을 뿐만 아니라 그 자체가 FIR 디지털 필터의 형태를 가지고 있기 때문에 센서의 잡음을 포함한 섭동의 고주파 성분을 제거하는 기능을 가지고 있다. 또한, 시스템 작동조건의 변화로 기인되는 섭동의 변화에 따라 r 을 적절하게 선정함으로써 SMCPE의 섭동 추정기에 비해 더 많은 적응성을 가질 수 있다.

4. 수치 예제

이 장에서는 고전 SMC, SMCPE 그리고 본 연구에서 제안된 섭동 추정기를 갖는 SMC(sliding mode control with enhanced perturbation estimation: SMCEPE)를 각각 이용하여, 큰 진폭과 고주파수의 섭동을 갖는 2 자유도 로봇 매니퓰레이터의 위치 추종제어를 수행한다. Fig. 2에 주어진 로봇 매니퓰레이터의 비선형 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서

$$g_{11} = \frac{1}{a_1^2(m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))};$$

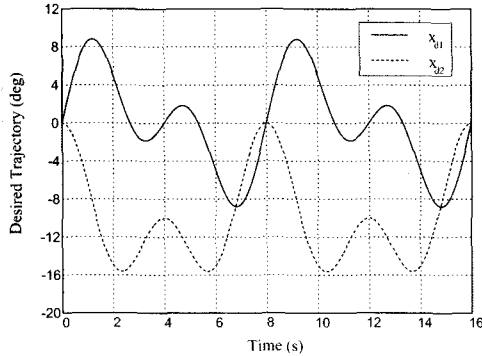


Fig. 3 Desired trajectories for the tracking control

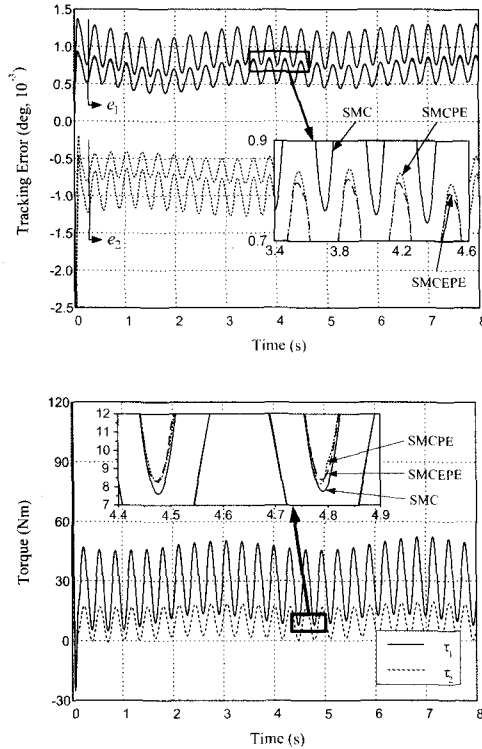


Fig. 4 Comparison of tracking errors and control torques

$$g_{12} = g_{21} = \frac{-a_2 - a_1 \cos \theta_2}{a_1^2 a_2 (m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))};$$

$$g_{22} = \frac{a_2^2 m_2 + a_1^2 (m_1 + m_2) + a_1 a_2 m_2 \cos(\theta_2)}{a_1^2 a_2^2 m_2 (m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))};$$

$$f_1 = -b_{11} m_2 a_1 a_2 (2\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \sin(\theta_2) + b_{11} (m_1 + m_2) g a_1 \cos(\theta_1);$$

$$+ b_{11} m_2 g a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + b_{12} m_2 a_1 a_2 \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2);$$

$$f_2 = -b_{21} m_2 a_1 a_2 (2\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_1^2) \sin(\theta_2) + b_{21} (m_1 + m_2) g a_1 \cos(\theta_1);$$

$$+ b_{21} m_2 g a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + b_{22} m_2 a_1 a_2 \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2);$$

τ_i ($i=1,2$) 는 일반화된 제어토크를, θ_i 는 관절변위를, l_i 는 링크 길이(1m)를, m_i 는 링크의 질량(1kg)을, 그리고 g 는 중력가속도를 나타낸다. 또한, Fig. 3 에서 보여주는 바와 같이 요구되는 관절의 위치 궤적은 다음과 같다.

$$\theta_1(t) = 5 \left[\sin\left(\frac{\pi}{2}t\right) + \sin\left(\frac{\pi}{4}t\right) \right] \text{deg} \quad (14)$$

$$\theta_2(t) = 5 \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}t\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4}t\right) - 2 \right] \text{deg} \quad (15)$$

실제로, 섭동의 영향 때문에 정확한 수학적 모델링을 얻는 것은 거의 불가능하므로, 모델링 불확실성의 강조를 위해 (13)의 비선형항 f_i 은 '0'으로 설정하였으며, 외란은 요구되는 위치궤적의 가속도에 비해 상대적으로 큰 진폭과 고주파수를 갖는 정현파의 형태로 다음과 같이 설정하였다.

$$d_1(t) = d_2(t) = 50[\sin(20t)] \text{deg/s}^2 \quad (16)$$

수치 시뮬레이션에서, 로봇 매니퓰레이터의 운동은 0.5ms의 시간 간격을 갖는 4차 Runge-Kutta 적분알고리즘을 이용하여 구현하였으며, 제어 루프의 주기는 5ms(200Hz)로 설정하였다. 모든 제어 알고리즘의 효과적인 비교를 위해, 절환 제어입력의 이득(SMC: $K=260I$, SMCPE & SMCEPE: $\eta=0.15 @ r=0.1$)을 제외한 모든 이득은 동일하게 설정하였다; 슬라이딩 평면의 오차동역학 $s_i(t) = \dot{e}_i(t) + c e_i(t)$ ($i=1,2$)의 이득은 $c=100$ 으로, 비례제어입력의 이득은 $P=95I$ 로 각각 설정하였다. 여기서 $I \in \mathbb{R}^2$ 는 단위행렬이다. 절환 제어입력 이득 K 은 SMC가 상당히 안정된 추종 성능을 보이는 경우에서 얻어진 값을 인지하라. 각각의 제어 알고리즘에 대한 추종 오차와 요구 제어토크는 Fig. 4에서 보여준다. SMC는 다른 두 제어 알고리즘에 비해 상대적으로 큰 추종오차를 갖는다. 섭동 추정기를 갖는 두 제어알고리즘의 경우 거의 유사한 추종 성능을 보이나, SMCEPE가 SMCPE에 비해 더 우수한 성능을 갖는다. 이는 SMCEPE에 포함된 섭동 추정기가 상대적으로 나은 추정 성능을 가지기 때문이다. 제어토크의 경우, 모든 제어 알고리즘이 거의 유사한 크기의 토크를 요구하나, SMCPE에 비해 SMCEPE가 약

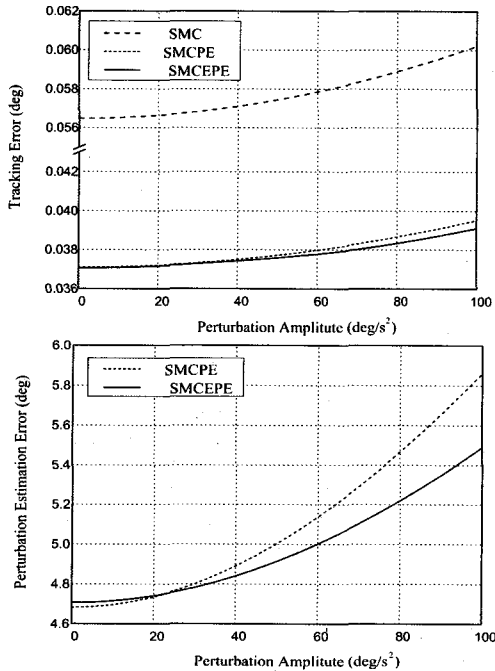


Fig. 5 Comparison of control performances with respect to the perturbation amplitude

간 더 큰 값을 요구함을 알 수 있다. 이는 비교적 안정된 추종 성능을 갖도록 설계된 SMC 에 비해 섭동 추종 기능을 갖는 두 제어알고리즘이 더 큰 토크 입력을 요구한다는 점을 고려할 때, SMCPE 에 비해 SMCEPE 가 실제에 가까운 섭동 추정을 위해 더 큰 앞먹임 보상입력을 갖기 때문으로 고려될 수 있다.

다양한 섭동의 진폭과 주파수 그리고 제어루프 속도 조건하에서, 각 제어알고리즘의 추종성능과 섭동 추정기의 추정성능의 정량적 평가는 각 관절에 대한 추종오차와 추정오차의 제곱평균값(root mean square)을 산술 평균하여 이뤄졌다. Fig. 5 는 섭동의 진폭 크기에 따른 각 제어기들의 성능을 보여준다. SMC 는 다른 두 제어기에 비해 상대적으로 큰 추종오차를 가지며, 이는 과도하게 설정된 제어 이득의 영향으로 고려될 수 있다. 대략 20deg/s^2 이하의 진폭을 갖는 섭동에 대해서는 SMCPE 가 SMCEPE 에 비해 좋은 섭동 추정성능을 보이는데, 이는 식 (16)의 외란에 대해 비교적 만족스러운 성능을 제공하는 $r=0.1$ 의 가중치를 이용했기 때문이며, 뒤에 논의된 바와 같이 r 을 적절

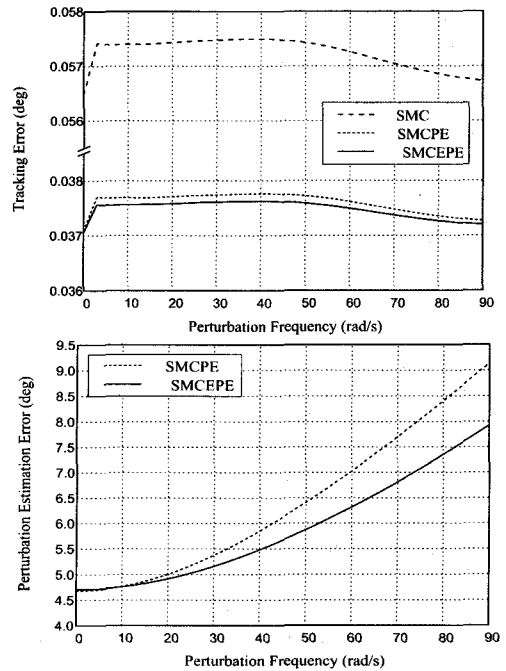


Fig. 6 Comparison of control performances with respect to the perturbation frequency

하게 선택함으로써 그 결과는 반전될 수 있다. Fig. 6 은 섭동의 주파수에 대한 각 제어기들의 제어성능을 보여준다. 진폭의 결과와 유사하게, 추정기를 갖는 제어기 SMCPE 와 SMCEPE 의 제어성능이 SMC 에 비해 상대적으로 좋을 뿐만 아니라 대략 10rad/s 이상에서는 SMCEPE 가 SMCPE 에 비해 두드러지게 향상된 섭동 추정성능을 보인다. 샘플링 속도에 대한 영향은 Fig. 7 에서 보여주며, 다른 두 제어기에 비해 SMCEPE 가 가장 좋은 제어성능을 가짐을 알 수 있다.

SMCEPE 의 섭동 추정기가 갖는 적응성을 검토하기 위하여 r 의 변화에 따른 추정오차를 Fig. 8 에 제시하였다. $r=0$ 를 이용한 SMCEPE(실선)의 추정기는 SMCPE(점선)와 같은 추정성능(오차)을 가지므로 SMCPE 는 zero-order hold 에 대응되는 추정기로 고려될 수 있다. 또한, 지나치게 큰 r 의 값을 갖는 SMCEPE 는 SMCPE 에 비해 추정성능이 나빠질 수 있는 반면, r 의 적절한 선정을 통해 SMCEPE 가 SMCPE 에 비해 매우 우수한 추정성능을 갖도록 만들 수 있음에 주목하라. 특히, 섭동의 주파수가 증가할수록 SMCEPE 의 추정오

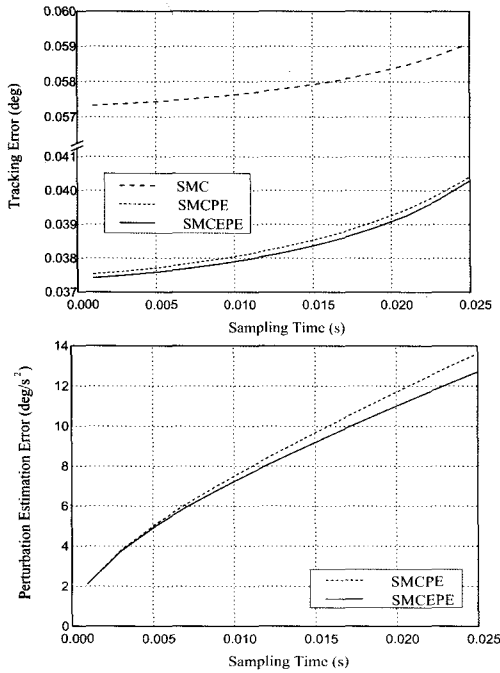


Fig. 7 Comparison of control performances with respect to the sampling time

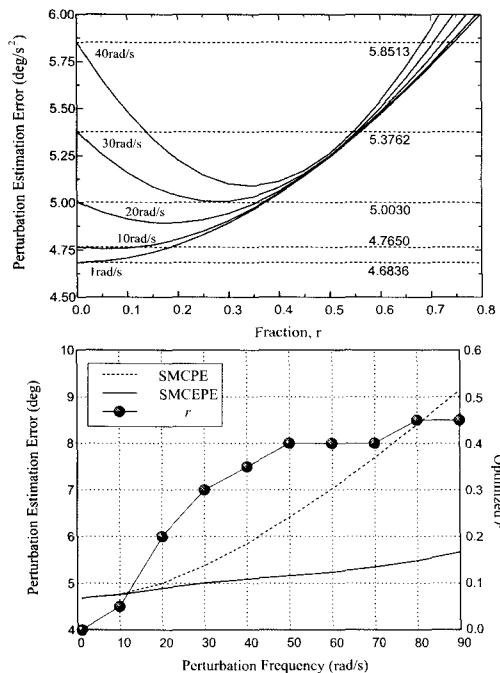


Fig. 8 Perturbation estimation performances with respect to the fraction of the data hold

차가 SMCEPE 보다 작아지게 만드는 (점선 아래로 실선의 볼록한 부분이 존재하도록 만드는) r 의 선정 범위가 증가한다는 점에서 SMCEPE의 적응성에 관한 효과를 판단할 수 있다. 또한, 최적으로 선택된 r 을 이용한 SMCEPE (Fig. 8의 아래)는 모든 섭동 주파수 영역에 대해서 항상 SMCPE보다 양호한 추정성능을 가진다는 점에서, 제안된 추정기가 SMCPE에 비해 월등히 우수한 추정성능을 가진다고 결론 지을 수 있다.

5. 결론

미지의 섭동을 갖는 비선형 동적 시스템의 안정적인 추종제어를 위해 SMCEPE라 명명되는 간단 하면서 효과적인 강인 제어알고리즘이 제안되었다. 기존의 SMC는 섭동의 상계에 대한 사전의 정보를 요구하며, SMCPE에 포함된 섭동 추정기는 TDC 개념의 적용을 위한 실제적인 제한조건들을 요구하기 때문에 실제 시스템으로의 적용에는 많은 어려움을 가진다. 이들 알고리즘과는 달리, 본 연구에서 제안된 SMCEPE는 섭동의 상계에 대한 정보의 추측을 요구하지 않을 뿐만 아니라 섭동 추정을 위해 데이터 재구성 기법중의 하나인 Fractional-order hold 기법을 이용하기 때문에 실제 섭동 신호에 대한 추정값을 용이하게 얻을 수 있다. 또한, SMCEPE는 큰 진폭과 고주파의 섭동에 대해서도 효과적인 적응성을 제공하기 때문에 기존의 알고리즘에 비해 향상된 제어안정성과 강인성을 가진다. 이러한 SMCEPE의 유용성과 우수성을 입증하기 위해 섭동을 가지는 2 자유도 로봇 매니퓰레이터의 위치 추종제어를 수치적으로 수행하였다. 얻어진 결과를 바탕으로, 제안된 섭동 추정기는 슬라이딩 모드 제어뿐만 아니라 다양한 제어알고리즘의 강인성 향상을 위해 유용하게 적용될 수 있을 것으로 예상된다.

참고문헌

1. Kim, N. I., Lee, C. W. and Chang, P. H., "Sliding mode control with perturbation estimation: application to motion control of parallel manipulator," Control Engineering Practice, Vol.6, No. 11, pp. 1321-1330, 1998.
2. Chen, J. W., Choi, S. B., Song, H. J. and Ham, J. H.,

- “Position Control of an AC servo motor using sliding mode controller with disturbance estimator,” *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, Vol. 5, No. 4, pp. 14-20, 2004.
3. Song, G., Longman, R. W. and Mukherjee, R., “Integrated sliding-mode adaptive-robust control,” *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Vol. 146, No. 4, pp. 341-347, 1999.
 4. Roh, Y. H. and Oh, J. H., “Sliding mode control with uncertainty adaptation for uncertain input-delay systems,” *International Journal of Control*, Vol. 73, No. 13, pp. 1255-1260, 2000.
 5. Lee, S. M. and Lee, B. H., “A discrete-time sliding mode controller and observer with computation time delay,” *Control Engineering Practice*, Vol. 7, No. 8, pp. 943-955, 1999.
 6. Utkin, V. I., Guldner, J. and Shi, J., “Sliding Mode Control in Electromechanical Systems,” Taylor & Francis, London, 1999.
 7. Young, K. D., Utkin, V. I. and Özgüner, Ü., “A control engineer’s guide to sliding mode control,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 3, pp. 328-342, 1999.
 8. Slotine, J.-J. E. and Sastry, S. S., “Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with applications to robot manipulators,” *International Journal of Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 465-492, 1983.
 9. Kachroo, P. and Tomizuka, M., “Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No. 7, pp. 1063-1068, 1996.
 10. Zhang, D. Q. and Panda, S. K., “Chattering-free and fast-response sliding mode controller,” *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, Vol. 146, No. 2, pp. 171-177, 1999.
 11. Elmali, H. and Olgac, N., “Theory and implementation of sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE),” *Proceedings of the IEEE international conference on Robotics and Automation, Nice, France*, pp. 2114-2119, 1992.
 12. Chan, S. P., “An approach to perturbation compensation for variable structure systems,” *Automatica*, Vol. 32, No. 3, pp. 469-473, 1996.
 13. Elmali, H. and Olgac, N., “Implementation of sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE),” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 4, No. 1, pp. 79-85, 1996.
 14. Youcef-Toumi, K. and Ito, O., “A time delay controller for systems with unknown dynamics,” *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 112, No.1, pp. 133-142, 1990.
 15. Youcef-Toumi, K. and Wu, S.-T., “Input/output linearization using time delay control,” *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 114, pp. 204-212, 1992.
 16. Phillips, C. L. and Nagle, H. T., “Digital Control System Analysis and Design,” Prentice Hall, London, 1997.