

< 논문 >

RLSN 예측기 기반 섭동 추정기를 갖는 슬라이딩 모드 제어

남윤주* · 이육형** · 박명관†

(2005년 8월 19일 접수, 2006년 7월 6일 심사완료)

Sliding Mode Control with RLSN Predictor-Based Perturbation Estimation

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

Key Words : Perturbation Estimation(섭동 추정기), Recursive Linear Smoothed Newton Predictor(RLSN 예측기), Robust Control(강인 제어), Sliding Mode Control(슬라이딩 모드 제어)

Abstract

This paper presents the sliding mode control with the perturbation estimator for a nonlinear control system in the presence of perturbations including external disturbances, unpredictable parameter variations, and unstructured dynamics. The proposed perturbation estimator is based on the Recursive Linear Smoothed Newton predictive algorithm so that it is effective to attenuate an undesired noise in high frequency band and to predict the present perturbation signal from the previous ones. Compared to conventional sliding mode control (SMC) and sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE) introduced by Elmali and Olgac, the control algorithm proposed in this study can offer better tracking control performances and more feasible estimation characteristics. The effectiveness and superiority of the proposed control strategy are demonstrated by a series of simulations on the position tracking control of a simple two-link robot manipulator subject to velocity feedback signals including white noises.

1. 서 론

슬라이딩 모드 제어(sliding mode control: SMC)는 슬라이딩 평면 위에서 제어시스템의 구조를 변화시키는 불연속 절환(switching) 제어입력을 가지는 강인 비선형 제어로서 꾸준한 연구의 주제가 되어 왔다.^(1,2) 그러나, 고전적인 SMC의 설계는 페루프 시스템의 안정성과 강인성을 보장하기 위해 섭동의 상계(upperbound)에 대한 사전 지식을 요구하며, 이러한 정보들은 대부분의 응용시스템에서 얻기가 매우 어렵다. 따라서, 제어입력은 과도하게 설계될 뿐만 아니라 디지털 제어를 위한 이산화 과정에서 고주파의 제어 채터(chatter)를 필연적으로 동반한

다. 이러한 제어 채터는 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 채터를 감소시키기 위해 가장 일반적으로 사용되는 방법은 슬라이딩 평면 주위에 경계층(boundary layer)을 설치함으로써 불연속 절환 제어입력 항을 연속 포화함수로 대체하는 것이다.⁽⁸⁻¹⁰⁾ 그러나, 이러한 방법은 경계층 내에서 시스템의 안정성을 보장하기 어려울 뿐만 아니라 폭이 넓은 경계층의 설치로부터 기인되는 과도한 제한 이득을 여전히 사용하기 때문에 추종성능을 개선하는 데는 많은 한계를 가진다.⁽¹¹⁾ 이러한 단점을 극복하기 위해 섭동신호를 관측 또는 추정하는 다양한 기법들이 소개되어 왔다. 이들의 공통된 접근 개념은 불확실한 섭동에 대한 많은 정보의 이용이 가능할 때, 제한 이득을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 경계층의 두께를 감소시켜 추종성능을 향상시킬 수 있다는 사실이다. 따라서,

† 책임저자, 회원, 부산대학교 기계공학부 및 기계 기술연구소

E-mail : mkpark1@pusan.ac.kr

TEL : (051)510-2464 FAX : (051)514-0685

* 회원, 부산대학교 지능기계공학과

** 부산대학교 기계기술연구소

섭동의 정확한 추정은 제어성능을 강화하기 위해 필수적이다. 이러한 사실을 바탕으로, Elmalı와 Olgac^(12,13)은 제어시스템 및 슬라이딩 평면의 동적 거동에 기초한 섭동 추정기를 갖는 간단하면서도 효과적인 슬라이딩 모드 제어(sliding mode control with perturbation estimation: SMCPE) 알고리즘을 제안한 바 있다. 그러나, TDC(time delay control)^(14,15)의 개념에 기초한 SMCPE의 섭동 추정기는 섭동에 비해 상당히 빠른 제어루프 속도를 요구할 뿐만 아니라 고정도, 고 신뢰도의 속도 피드백 정보를 요구하기 때문에, 속도 신호가 고주파의 잡음을 포함할 경우에는 그 추정성능이 매우 저하되는 실용적인 단점을 가지고 있다.

본 연구에서 제안된 섭동 추정기 또한 SMCPE와 유사한 형태를 갖는다. 그러나, 제안된 추정기는 TDC 개념 대신 주신호에 대한 미래 정보를 효과적으로 추정하는 기능뿐만 아니라 잡음 제거 기능까지 동시에 가지고 있는 RLSN(recursive linear smoothed Newton) 예측기의 개념에 기반하여 유도된다. 이 예측기는 대부분의 연속(smooth) 신호들이 저차 다항식에 의해 비교적 정확하게 구분 근사(piecewise-approximated)될 수 있다는 사실에 기초하여 이전 샘플링 정보로부터 현재 신호의 추정값을 효과적으로 제공하기 때문에, SMCPE의 추정기가 갖는 제한적인 가정들은 요구되지 않는다.

제안된 섭동 추정기를 갖는 슬라이딩 모드 제어기의 유용성을 검토하기 위하여, 다양한 진폭 크기를 갖는 백색 잡음이 인위적으로 포함된 속도 피드백 신호에 대한 2 자유도 로봇 매니플레이터의 위치 추종 제어를 수행하고 기존의 제어기들과 그 추종 제어성능을 비교 검토한다.

2. 기존의 SMC와 SMCPE

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

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

여기서 $x(t) \in \mathcal{R}^n$ 는 상태벡터를, $u(t) \in \mathcal{R}^m$ 은 제어입력을 각각 나타낸다. $f(t) \in \mathcal{R}^n$ 와 $\Delta f(t) \in \mathcal{R}^n$ 는 각각 시스템의 비선형 동적 거동을 나타내는 벡터와 그에 대응하는 섭동을 나타내며, $g(t) \in \mathcal{R}^{n \times m}$ 와 $\Delta g(t) \in \mathcal{R}^{n \times m}$ 은 각각 제어이득을 나타내는 행렬과 그에 대응하는 섭동을 나타낸다. 또한, $d(t) \in \mathcal{R}^n$ 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.

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

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 설계된 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. 다음으로, 슬라이딩 조건 $s^T \dot{s} < 0$ 을 만족시키는 즉, 시스템의 상태변수들이 유한시간 내에 슬라이딩 평면에 도달하여 이후 그곳에 머물러 있도록 하는 제어입력은 다음과 같이 결정된다.

$$u_{SMC} = u_{eq} + u_s + u_p \quad (5)$$

여기서

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial s}{\partial x} g \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f; \quad u_s = K \operatorname{sgn}(s); \quad u_p = P s$$

$$K = \operatorname{diag}(K_i), \quad K_i > 0, \quad i = 1, \dots, m; \quad P > 0$$

등가 제어입력 u_{eq} 는 시스템이 슬라이딩 모드에 있도록 하기 위한 조건 $\dot{s} = 0$ 에서 얻어진다. 절환 제어입력 u_s 는 섭동 ψ_{act} 에 대한 강인성을 보장하기 위해 소개되며, 그것의 이득은 항상 $K_j \geq |\psi_{act,j}|$ 를 만족하도록 선정되어야 한다. 또한, 비례제어입력 u_p 는 슬라이딩 평면으로의 도달시간을 감소시키는 효과를 제공한다. 그러나, (5)에 주어진 SMC는 슬라이딩 평면의 주위를 불연속적으로 변할 뿐만 아니라 현실적으로 섭동의 상한을 정확하게 예측하는 것은 거의 불가능하기 때문에 K 는 필연적으로 과도하게 설계되며, 이는 제어 채터를 유발하는 주된 원인이 된다. 따라서, 제어성능을 향상시키기 위해서는 미지의 섭동이 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.^(12,13)

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

여기서 $\dot{x}_{cal} = \{x - x(t - \delta)\} / \delta$ 이며, δ 는 제어 샘플링 시간이다. 추정된 섭동에 관한 정보를 이용할 때, 슬라이딩 조건을 만족시키는 SMCPE는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$u_{SMCPE} = u_{SMC} + u_{per} \quad (7)$$

여기서

$$u_{per} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} g\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \psi_{est}$$

시스템의 섭동 ψ_{act} 을 효과적으로 추정하여 이를 보상하기 위한 제어입력 u_{per} 를 u_{SMC} 에 앞먹임 (feedforward) 신호로써 추가해준다면, u_n 의 절한 제어이득은 $K_j \geq |\psi_{act,j} - \psi_{est,j}|$ 이 되므로 섭동에 대한 추정 오차가 실제 섭동 값에 비해 작은 모든 경우에 대해서 SMC 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, (6)을 이용한 섭동 추정은 제어 하드웨어의 빠른 샘플링 속도와 센서들로부터의 정확한 피드백 정보를 요구하는 실제적인 한계를 가진다. 샘플링 속도에 대한 요구는 TDC 의 개념을 이용하기 위하여 $u \approx u(t-\delta)$ 의 가정을 만족하기 위함이며, 피드백 정보에 대한 요구는 상태량의 이산 미분 과정에서 필연적으로 발생하는 잡음의 증폭으로 인한 잘못된 미분 정보의 획득을 막기 위함이다.

3. RLSN 예측기 기반 섭동 추정기

일반적으로, 센서 피드백 상태량은 고주파의 잡음을 동반할 뿐만 아니라 아무리 제어루프 속도를 빠르게 할지라도 $u \approx u(t-\delta)$ 이다. 특히, 이용 가능한 위치 정보로부터 속도 및 가속도 신호를 얻기 위해 흔히 사용되는 후향 차분(backward difference operator) 연산자는 고주파 대역의 잡음을 증폭시키기 때문에, 얻어진 속도신호를 제어 피드백 신호로서 이용하기 매우 어렵게 만든다. 이러한 잡음을 제거하기 위하여 기존의 디지털 필터가 효과적으로 사용될 수 있으나, 실시간 제어로의 적용에 있어서 주신호에 부가되는 위상 지연효과는 불만족스러운 제어 결과를 제공하는 원인이 될 수 있다.

이 장에서는 기존의 SMC 알고리즘들이 갖는 한계를 극복하기 위하여, 피드백 신호의 고주파 성분을 제거하는 데 효과적인 뿐만 아니라 과거의 섭동 정보로부터 현재의 섭동 신호를 예측하는 기능을 동시에 가지는 RLSN 예측기 기반 섭동 추정기를 제안한다.

3.1 RLSN 예측기

뉴턴 예측기는 주로 다항식과 같은 연속 함수를 외삽 보간(extrapolation)하기 위해 사용되는 뉴턴 후향 보간(Newton backward interpolation) 알고리즘

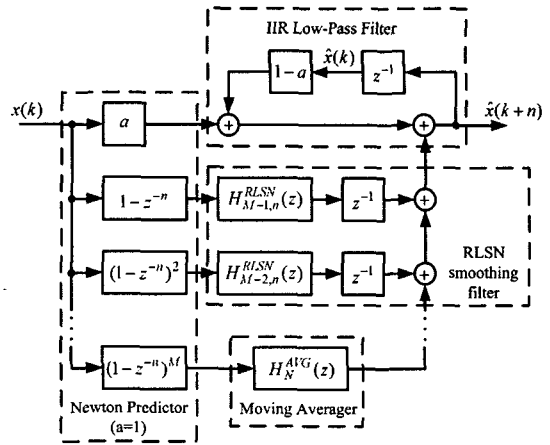


Fig. 1 Block Diagram of the RLSN Predictor

에 기초하여 제안되었다. 일반적으로, M 차 다항식으로부터 n 스텝 앞선 정보를 추정하는 뉴턴 예측기는 z -영역에서 다음과 같은 전달함수로 표현된다.

$$H_{M,n}^{Newton}(z) = \sum_{j=0}^M (1-z^{-n})^j \tag{8}$$

이는 Fig. 1 에 보여지는 바와 같이, 다항식의 j 번째 미분계수를 나타내는 입력 신호의 연속 차분항 $(1-z^{-1})^j$, $j=1 \sim M$ 의 합으로써 간단하게 얻어진다. 그러나, 뉴턴 예측기는 고주파 대역에서 큰 잡음 이득을 갖기 때문에, 주신호에 비해 상대적으로 넓은 대역의 잡음을 갖는 대부분의 실제 상황에 적용함에 있어 큰 제한을 갖는다.

이러한 문제를 해결하기 위해서, Ovaska 와 Vainio 는 다음과 같이 표현되는 RLSN(recursive linear smoothed Newton) 예측기를 제안하였다.^(16, 17)

$$H_{M,n}^{RLSN}(z) = \frac{a + H_N^{AVG}(z)(1-z^{-n})^M + z^{-1} \sum_{j=1}^{M-1} H_{M-i,1}^{RLSN}(z)(1-z^{-n})^j}{1-(1-a)z^{-n}} \tag{9}$$

여기서

$$H_N^{AVG}(z) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} z^{-j}$$

이러한 RLSN 예측기는 세가지 측면에서 뉴턴 예측기의 기능을 보완한다.

첫째, 뉴턴 예측기가 갖는 대부분의 잡음 이득은 영이 아닌 상수로 주어지는 다항식의 최고차 미분계수에 대응되는 최고차 차분항으로부터 비롯된다는 사실에 기초하여, M 번째 차분항에 포함된 잡음을 제거하기 위해 N 차 moving averager $H_N^{AVG}(z)$ 를 이용한다. 이 저역통과필터는 백색 가우시안(white Gaussian) 잡음 또는 균일 분포

(uniformly distributed) 잡음을 포함한 신호에 대해 매우 효과적인 성능을 제공한다.⁽¹⁸⁾ 특히, M 차 다항식의 M 번째 미분계수는 일정한 크기를 갖는 상수이기 때문에 moving averager 는 시간 지연에 대한 영향 없이 잡음을 제거할 수 있다.

둘째, 실제 연속 신호를 구분적으로 근사화한 다항식의 계수들은 일반적으로 시간에 따라 변하는 특성을 갖는다. 특히, 최고차를 제외한 시간에 따라 변하는 다른 모든 저차 차분항들은 고주파 대역에서 불안정한 이득을 가진다. 이들을 필터링하기 위해 이동 평균값 연산자 또는 기존의 저역통과필터를 이용하는 것은 주신호의 지연을 유발하거나 예측 성능을 저하시킬 수 있다. 따라서, i ($i=1 \sim M-1$) 차 차분항들은 시간 지연된 예측값이 적용된 낮은 차수의 RLSN 예측기에 의해 필터링된다.

마지막으로, 예측기의 입력과 출력 사이에 1 차 IIR 저역통과필터의 피드백 루프를 설치하여 안정된 필터 성능을 유도한다. 여기서, 입력 신호는 a 에 의해 가중되고, 예측기의 출력에 대응하는 n 스텝 지연된 신호는 $1-a$ 에 의해 가중된다. 가중치 a 는 입력 신호의 유형, 잡음 조건, 그리고 그것이 적용되는 환경의 변화에 대해 적절하게 최적화될 수 있기 때문에, RLSN 예측기에 더 많은 유연성을 제공한다.

3.2 RLSN 예측기 기반 이산 섭동 추정기

식 (9)와 같이, 순환적 구조를 갖는 RLSN 예측기는 신호를 근사화하기 위해 적용된 다항식의 차수가 커질수록 그 구조가 매우 복잡해질 뿐만 아니라 더 많은 계산 부하를 초래한다. 이는 RLSN 예측기를 섭동 추정기에 적용함에 있어 실질적인 장애요인이 될 수 있다. 그러나, 시스템을 안정적으로 제어하기 위해 요구되는 충분히 빠른 제어루프 속도 때문에, 주어진 샘플링 간격 사이의 실제 신호는 1 차 다항식에 의해 효과적으로 근사화될 수 있다. 또한, 현재의 섭동 정보 예측을 위해 요구되는 예측 스텝은 단지 $n=1$ 이므로, 섭동 추정기에 적용되는 RLSN 예측기는 다음과 같이 간단한 구조로 표현될 수 있다.

$$H(z) = H_{1,1}^{RLSN}(z) = \frac{(N \cdot a + 1) - z^{-N}}{N[1 - (1-a)z^{-1}]} \quad (10)$$

이러한 예측 필터는 고주파 잡음을 포함하는 피드백 신호의 저역통과 필터링에 이용될 수 있으며, 섭동 추정을 위해 요구되는 현재의 제어 입력값을 과거의 제어 입력값들로부터 예측하는 데 효과적으로 이용될 수 있다.

$$\hat{\Phi}(k) = H(z) \cdot \Phi(k-1) \quad \text{where } \Phi(k) \in \{x(k), u(k)\} \quad (11)$$

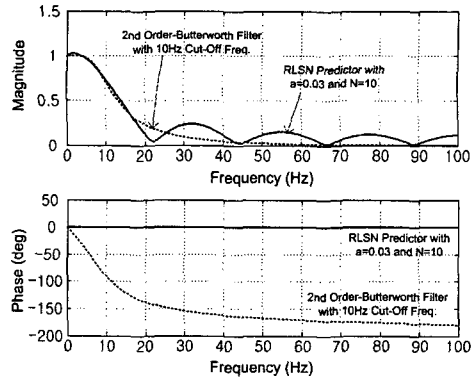


Fig. 2 Frequency Domain Characteristics of the RLSN Predictor and Butterworth Filter

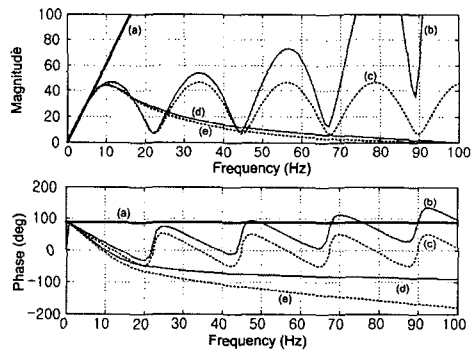


Fig. 3 Frequency Domain Characteristics of the Differentiators: (a) Ideal Differentiator, (b) RLSN-Bilinear Transformation, (c) RLSN-Backward Difference, (d) Butterworth-Bilinear Transformation, (e) Butterworth-Backward Difference,

이때, 상첨자 ‘ \wedge ’는 각각의 상태량 및 제어 입력에 대한 예측된 샘플링 신호를 나타낸다. 그리고, 각 상태량의 시간에 대한 미분값 \dot{x} 은 (10)에 간단히 이산 미분연산자를 추가하여 얻어지는 예측 미분 필터를 이용하여 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\hat{\dot{x}}(k) = \left(\frac{2}{\delta} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} H(z) \right) \cdot x(k-1) \quad (12)$$

일반적으로, 후향 미분연산자 $(1-z^{-1})/\delta$ 는 그 자체가 시간지연 효과를 가지고 있을 뿐만 아니라 z -영역에서 안정한 특성을 가지기 위해서는 무한히 빠른 제어루프 속도를 요구한다. 이에 반해, 위 식에서 사용된 쌍일차 변환기(bilinear transformation)는 제어루프 속도가 센서의 신호에 비해 10 배 이상 클 경우 오차를 거의 가짐 없이 안정한 미분특성을 제공하므로⁽¹⁹⁾ 상태량의 미분값을 추정하는 데 더욱 효과적이다.

시스템 제어 시, 센서의 잡음 제거를 위해 일반

적으로 사용되는 Butterworth 필터 및 본 연구에서 제안된 RLSN 예측 필터에 대한 주파수 응답 특성은 Fig. 2 에서 보여준다. 효과적인 비교를 위해서, RLSN 예측 필터의 설계 변수들은 10Hz 의 차단 주파수를 갖는 2 차 Butterworth 필터와 거의 유사한 크기(magnitude) 응답 특성을 갖도록 설계되었다($a=0.03, N=10$). 고주파 대역에서 대략 -180° 의 위상 지연을 갖는 Butterworth 필터와는 달리, RLSN 예측기는 대부분의 주파수 대역에서 위상 지연이 없음을 뚜렷하게 확인할 수 있다. 후향 미분연산자와 쌍일차 변환기를 적용한 각각의 고전 미분기와 RLSN 미분기의 주파수 응답 특성은 Fig. 3 에 도시되었다. RLSN 미분기가 Butterworth 미분기에 비해 이상적인 미분기에 가까운 응답 특성을 보임을 알 수 있으며, 두 미분기에 대해서 후향 미분연산자에 비해 쌍일차 변환기가 더욱 효과적인 미분기로서 작용함을 알 수 있다.

결론적으로, 본 연구에서 제안되는 섭동 추정기는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \psi_{est} &= \dot{\hat{x}} - f - g \cdot \hat{u} \\ &= \left(\frac{2}{\delta} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} H(z)I \right) x(k-i) - f - H(z)gu(k-i) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $I \in \mathbb{R}^n$ 은 단위 행렬을 나타낸다.

4. 로봇 매니플레이터 위치 추종제어

이 장에서는 필터를 갖지 않는 SMCPE, 필터를 갖는 SMCPE 그리고 제안된 섭동 추정기를 갖는 SMC 알고리즘을 각각 이용하여, 백색 잡음이 포함된 속도 피드백 신호를 갖는 2 자유도 로봇 매니플레이터의 위치 추종제어를 수행한다. Fig. 4 에 주어진 로봇 매니플레이터의 동역학은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서

$$\begin{aligned} g_{11} &= \frac{1}{a_1^2(m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))}; \\ g_{12} = g_{21} &= \frac{-a_2 - a_1 \cos \theta_2}{a_1^2 a_2 (m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))}; \\ g_{22} &= \frac{a_2^2 m_2 + a_1^2 (m_1 + m_2) + a_1 a_2 m_2 \cos(\theta_2)}{a_1^2 a_2^2 m_2 (m_1 + m_2 - m_2 \cos^2(\theta_2))}; \end{aligned}$$

$$f_1 = -g_{11} m_2 a_1 a_2 (2\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \sin(\theta_2) + g_{12} m_2 a_1 a_2 \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2);$$

$$f_2 = -g_{21} m_2 a_1 a_2 (2\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \sin(\theta_2) + g_{22} m_2 a_1 a_2 \dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2);$$

u_i ($i=1, 2$) 는 일반화된 제어토크를, θ_i 는 관절변위를, l_i 는 링크 길이(1m)를, m_i 는 링크의 질량(1kg)

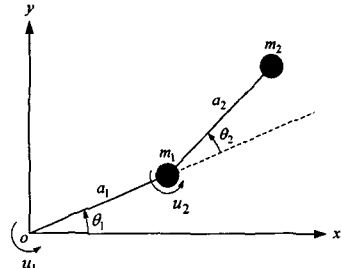


Fig. 4 2DOF Robot Manipulator

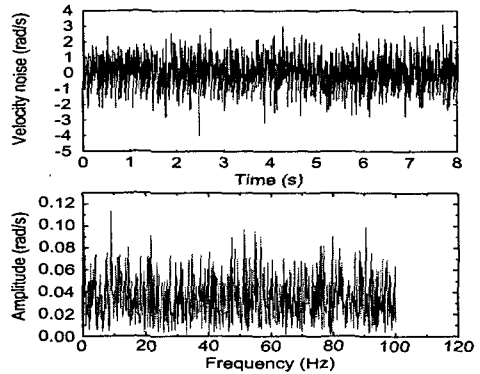


Fig. 5 Noise Signal Applied to the Velocity of the Joints

을 각각 나타낸다. 또한, 요구되는 관절의 위치 궤적은 다음과 같다.

$$\theta_{d1}(t) = 18 \left[\sin\left(\frac{\pi}{2}t\right) + \sin\left(\frac{\pi}{4}t\right) \right] \text{deg} \quad (15)$$

$$\theta_{d2}(t) = 18 \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}t\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4}t\right) - 2 \right] \text{deg} \quad (16)$$

수치 시뮬레이션에서, 실제 로봇 매니플레이터의 운동은 0.5ms 의 시간 간격을 갖는 4 차 Runge-Kutta 적분알고리즘을 이용하여 구현하였으며, 제어 루프의 주기는 5ms(200Hz)로 설정하였다. 속도 신호에 인위적으로 인가된 잡음은 Fig. 5 에서 보여주는 바와 같이, 100Hz 이내의 전 주파수 대역에 걸쳐 거의 균일한 크기를 갖도록 설계되었다. 이와 같이 설정된 잡음 주파수 대역은 제어 샘플링 주파수가 Nyquist 주파수와 일치하도록 함으로써, 주어진 섭동 추정기가 샘플링 데이터로부터 잡음의 원신호를 얼마나 효과적으로 복원할 수 있는가에 대한 평가를 가능케 한다. 그리고 설정된 잡음의 크기는 외란 이외의 섭동 신호 즉, 모델링 불확실성의 영향을 고려함에도 충분할 정도로 크다. 또한, 이러한 백색 잡음으로부터, 실제 센서의 출력값이 가질 수 있는 최악의 상황이 고려 가능하다. 이러한 잡음을 갖는 속도 센서의 영향을 구현하기 위해, 실제 로봇 매니플레이터의 동적 모델

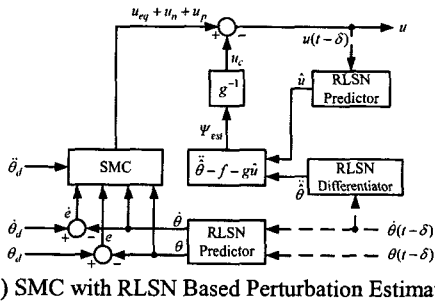
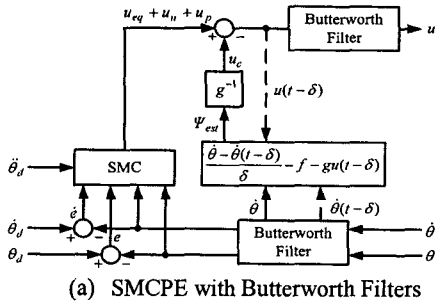


Fig. 6 Block Diagram of the SMCPE and SMCPE-RLSN

링의 속도 신호에는 잡음을 인가하지 않았으며, 단지 제어 알고리즘에 이용되는 속도 신호에 잡음을 첨가하여 시뮬레이션을 수행하였다.

모든 제어알고리즘의 효과적인 비교를 위해, 제어입력에 이용되는 모든 이득 및 변수들은 동일하게 설정되었다. 슬라이딩 평면의 오차동역학 $s_i(t) = \dot{e}_i(t) + \lambda e_i(t)$, $e_i(t) = \theta_i(t) - \theta_{id}$, $i=1,2$ 의 이득은 $\lambda=50$ 으로, 비례제어입력의 이득은 $P=10$ 으로, 절환 제어입력의 이득은 $K_j=10$ 으로 각각 설정하였다. 그리고, 각각의 제어알고리즘에 대한 블록 선도는 Fig. 6 에 주어졌다. 필터를 갖는 SMCPE 를 위해 사용된 2 차 Butterworth 필터의 차단주파수는 70 Hz 로 선정되었으며, 이는 로봇 관절의 위치 추종오차가 최소가 되도록 최적화된 값이다. 또한, 제안된 알고리즘의 섭동 추정기 설계 과정에서 포함된 제어 입력 \hat{u} 에 대한 필터링 효과를 고려하기 위하여, SMCPE 의 제어입력 역시 동일한 2 차 Butterworth 필터를 이용하여 필터링하였다. 그리고 제안된 제어알고리즘에 이용된 RLSN 예측기의 설계변수들 역시 최적으로 선택된 $\alpha=0.012$, $N=8$ 이 이용되었다.

각 제어알고리즘의 위치추종성능에 대한 정량적 평가는 각 관절에 대한 추종오차의 제곱평균값 (root mean square)을 이용하여 이뤄졌다. Fig. 7 은 필터를 갖지 않는 SMCPE 를 이용한 경우의 관절 변위 및 제어입력을 보여준다. 관절 1 은 비교적

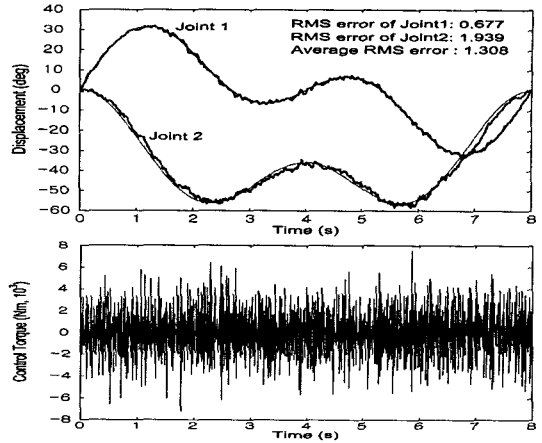


Fig. 7 Joint Trajectories and Control Torque for SMCPE without the Filter

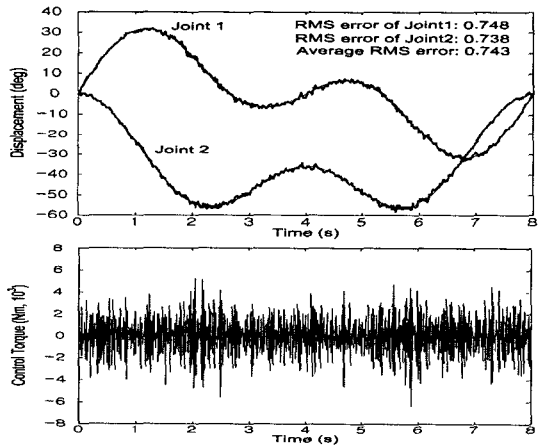


Fig. 8 Joint Trajectories and Control Torque for SMCPE with the Butterworth Filter

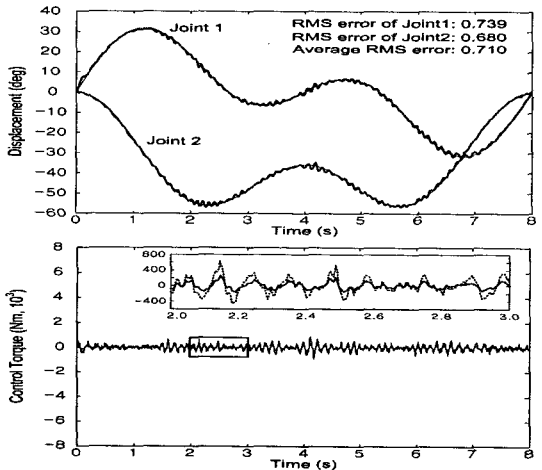


Fig. 9 Joint Trajectories and Control Torque for SMC with the RLSN Based Perturbation Estimator

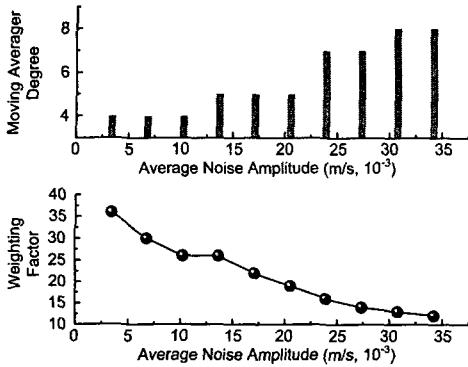


Fig. 10 Optimized Design Parameters of the RLSN-Perturbation Estimator According to the Frequency-Averaged Magnitude of Noise

양호한 추종성능을 보이는 반면, 관절 2 는 요구되는 관절 궤적에 비해 약간 앞선 위상을 갖는다. 특히, 이때의 제어입력은 백색 잡음을 갖지 않는 경우에 얻어진 SMCPE 의 값에 비해 지나치게 큰 진폭과 주파수를 가지며, 이는 실제 로봇을 제어함에 있어 적절하지 못한 크기이다. Fig. 8 은 속도와 제어신호를 평활화하기 위한 Butterworth 필터를 갖는 SMCPE 에 대한 관절 변위 및 그에 대응하는 제어입력을 보여준다. 비록 관절 1 의 추종오차가 약간 커졌음에도 불구하고 관절 2 의 추종오차가 향상됨에 따라 전체적으로 양호한 추종성능을 보인다. 제어입력 또한 필터가 없는 SMCPE 에 비해 50%정도 절감된 크기와 주파수를 갖는다. 이는 적용된 필터가 섭동 추정을 위한 가속도의 계산 시 부가적으로 증폭될 수 있는 속도 잡음을 효과적으로 제거하였기 때문으로 고려된다. 그러나, 여전히 큰 제어입력의 진폭 크기와 주파수 성분은 실제 로봇 제어에 이용하기는 매우 부적절하다. Fig. 9 는 RLSN 예측기 기반 섭동추정기를 갖는 SMC 알고리즘에 대한 관절 변위와 제어입력을 보여준다. 각 관절들은 이전의 두 경우에 비해 상당히 완화된 주파수를 가지고 요구되는 궤적을 추종할 뿐만 아니라 평균 RMS 추종오차가 가장 작음을 알 수 있다. 그리고 이에 대응하는 제어입력 역시 두드러지게 감소되었음을 알 수 있다. 특히, 2~3 초 사이의 확대된 그림에서 보여주는 바와 같이, 요구되는 제어입력은 5ms 의 제어속도를 가지고 충분히 구현 가능한 주파수 성분을 가질 뿐만 아니라 그 크기 또한 실제 상황에서 적용되기에 충분히 작다. 이는 RLSN 예측기 기반 섭동추정기가 갖는 효과적인 잡음 제거 기능과 시간지연 없이 속도, 제어입력 및 가속도에 대한 예측값을 정확하게 제공하는 기능 때문으로 고려될 수 있다.

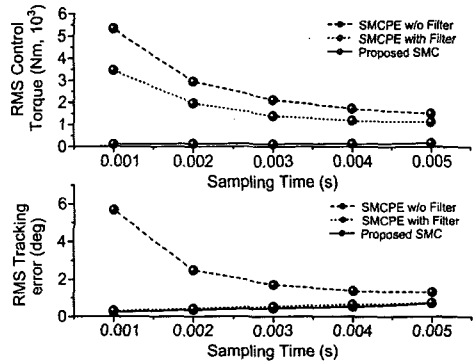


Fig. 11 Comparison of the Control Performances According to the Sampling Time

따라서, 제안된 제어알고리즘이 최악의 잡음을 갖는 속도센서가 장착된 로봇 매니퓰레이터의 위치추종제어에 가장 효과적으로 적용될 수 있음을 확인하였다. 특히, Fig. 8 과 Fig. 9 의 관절 변위에서 보여지는 바와 같이, 관절의 속도가 'zero'에 가까운 즉, 관절의 속도가 빠르게 변하는 영역 근처에서 변동이 크게 나타나는 이유는 가속도 계산시 증폭되는 잡음의 영향으로 보여진다. 이러한 변동은 일차 보다 큰 차수의 다항식으로 속도 신호를 근사화하는 RLSN 예측기를 이용함으로써 제거될 수 있음을 확인하였다.

제안된 섭동 추정기가 갖는 유연성을 조사하기 위하여, 잡음의 크기 변화에 따른 로봇 매니퓰레이터가 최소의 위치추종오차를 갖도록 하는 섭동추정기의 설계변수를 Fig. 10 에 제시하였다. 전 주파수 대역에 걸쳐 존재하는 잡음의 평균 크기가 증가할 때, 요구되는 moving averager 의 차수는 점차 커지고 가중치의 크기는 작아진다. 이는 속도 신호에 대한 잡음의 영향이 커질수록, 속도 신호를 평활화하기 위해 이용되는 이전의 정보량이 많아질 뿐만 아니라 한 스텝 이전의 신호에 비해 평활화된 신호에 대한 의존도가 더욱 커짐을 의미한다. 이러한 결과는 수신호 대비 잡음의 크기 정보를 고려하여 섭동 추정기의 성능을 최적화하는 데 적극 활용될 수 있다.

각 제어알고리즘들의 제어루프 속도에 따른 제어성능은 Fig. 11 에서 보여주는 RMS 평균 추종오차 및 RMS 제어토크를 통해서 비교되었다. 필터를 갖지 않는 SMCPE 는 샘플링 시간이 줄어들수록 추종오차가 증가하며, 이는 속도를 이산 미분하여 가속도를 얻는 과정에서 잡음이 증폭되었기 때문으로 고려된다. 필터를 포함한 SMCPE 와 제안된 SMC 는 모두 샘플링 시간이 감소할수록 추종오차가 감소되며, 두 알고리즘의 추종성능은 거

의 유사함을 알 수 있다. 그러나, 제어 토크의 크기에 있어 SMCPE 는 샘플링 시간이 감소됨에 따라 증가된 제어 입력량을 요구하는 반면, 제안된 제어기는 상대적으로 매우 작으면서 제어 요구량을 가질 뿐만 아니라 그 크기의 변화 또한 매우 작다. 따라서, 제안된 섭동 추정기는 부정확한 피드백 신호와 물리적 제약을 갖는 제어 샘플링 시간에도 불구하고 가장 양호한 제어특성을 보이기 때문에 다른 제어기들에 비해 보다 실용적이라 결론지을 수 있다.

5. 결론

미지의 섭동을 갖는 비선형 동적 시스템의 안정적인 추종제어를 위해 RLSN 예측기에 기반한 섭동 추정기를 갖는 슬라이딩 모드 제어 알고리즘이 제안되었다. 기존의 SMC 는 섭동의 상계에 대한 사전 정보를 요구할 뿐만 아니라 SMCPE 의 섭동 추정기는 TDC 개념의 적용하기 위해 실제적인 제한조건들을 추가적으로 요구하기 때문에 실제 시스템으로의 적용에 많은 어려움을 가진다. 이들 알고리즘과는 달리, 본 연구에서 제안된 제어기는 섭동의 상계에 대한 정보의 추측을 요구하지 않을 뿐만 아니라 다항식과 같은 연속 함수를 외삽 보간(extrapolation)하기 위해 사용되는 RLSN(recursive linear smoothed Newton) 예측 기법에 기초하여 제안된 섭동 추정기를 이용하기 때문에 섭동 신호에 대한 추정값을 효과적으로 얻을 수 있었다. 특히, RLSN 예측기 기반 섭동 추정기는 센서의 피드백 신호에 필연적으로 존재하는 고주파의 잡음에 대해서도 효과적인 적응성을 제공하기 때문에 기존의 알고리즘에 비해 향상된 제어안정성과 강인성을 제시하였다. 제안된 제어알고리즘의 유용성과 우수성은 백색 잡음이 포함된 속도 피드백 신호를 갖는 2 자유도 로봇 매니퓰레이터의 위치 추종제어를 수치적으로 입증되었다. 얻어진 결과를 바탕으로, 제안된 섭동 추정기는 슬라이딩 모드 제어 뿐만 아니라 다양한 제어알고리즘의 성능 향상을 위해 유용하게 적용될 수 있음을 충분히 예상할 수 있다.

참고문헌

(1) Kim, N. I., Lee, C. W., and Chang, P. H., 1998, "Sliding Mode Control with Perturbation Estimation: Application to Motion Control of Parallel Manipulator," *Control. Eng. Practice*, Vol. 6, No. 11, pp. 1321~1330.

- (2) Chen, J. W., Choi, S. B., Song, H. J., and Ham, J. H., 2004, "Position Control of an AC Servo Motor Using Sliding Mode Controller with Disturbance Estimator," *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, Vol. 5, No. 4, pp. 14~20.
- (3) Song, G., Longman, R. W., and Mukherjee, R., 1999, "Integrated Sliding-Mode Adaptive-Robust Control," *IEE Proc.-Control Theory and Appl.*, Vol. 146, No. 4, pp. 341~347.
- (4) Roh, Y. H., and Oh, J. H., 2000, "Sliding Mode Control with Uncertainty Adaptation for Uncertain Input-Delay Systems," *Int. J. Control*, Vol. 73, No. 13, pp. 1255~1260.
- (5) Lee, S. M. and Lee, B. H., 1999, "A Discrete-Time Sliding Mode Controller and Observer with Computation Time Delay," *Control Eng. Practice*, Vol. 7, No. 8, pp. 943~955.
- (6) Utkin, V. I., Guldner, J., and Shi, J., 1999, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, London.
- (7) Young, K. D., Utkin, V. I., and Özgüner, Ü., 1999, "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 7, No. 3, pp. 328~342.
- (8) Slotine, J.-J. E. and Sastry, S. S., 1983, "Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators," *Int. J. Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 465~492.
- (9) Kachroo, P. and Tomizuka, M., 1996, "Chattering Reduction and Error Convergence in the Sliding-Mode Control of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, Vol. 41, No. 7, pp. 1063~1068.
- (10) Zhang, D. Q. and Panda, S. K., 1999, "Chattering-Free and Fast-Response Sliding Mode Controller," *IEE Proc.-Control Theory and Appl.*, Vol. 146, No. 2, pp. 171~177.
- (11) Chan, S. P., 1996, "An Approach to Perturbation Compensation for Variable Structure Systems," *Automatica*, Vol. 32, No. 3, pp. 469~473.
- (12) Elmali, H. and Olgac, N., 1992, "Theory and Implementation of Sliding Mode Control with Perturbation Estimation (SMCPE)," *Proc. IEEE int. conf. Robot. Autom.*, Nice, France, pp. 2114~2119.
- (13) Elmali, H. and Olgac, N., 1996, "Implementation of Sliding Mode Control with Perturbation Estimation (SMCPE)," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 4, No. 1, pp. 79~85.
- (14) Youcef-Toumi, K. and Ito, O., 1990, "A Time Delay Controller for Systems with Unknown Dynamics," *J. Dyn. Syst. Meas. Control-Trans, ASME*, Vol. 112, No. 1, pp. 133~142.
- (15) Youcef-Toumi, K. and Wu, S.-T., 1992, "Input/Output Linearization Using Time Delay Control," *J. Dyn. Syst. Meas. Control-Trans, ASME*, Vol. 114, pp. 204~212.
- (16) Ovaska, S. J. and Vainio, O., 1992, "Recursive Linear Smoothed Newton Predictors for Polynomial Extrapolation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 41, No. 4, pp. 510~516.
- (17) Väliiviita, S., Ovaska, S. J., and Vainio, O., 1999,

- "Polynomial Predictive Filtering in Control Instrumentation: A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 46, No. 5, pp. 876~888.
- (18) Heinonen, P. and Neuvo, Y., 1988, "FIR-Median Hybrid Filters with Predictive FIR substructures," *IEEE Trans. Acoust. Speech Sig. Process*, Vol. 36, No. 6, pp. 892~899.
- (19) Phillips, C. L. and Nagle, H. T., 1997, *Digital Control System Analysis and Design*, Prentice Hall, London.