

슬라이딩 관측기를 갖는 가변구조제어기에 의한 도립진자의 운동제어

서용석*, 유완식, 김영석
인하대학교 전기공학과

A Motion Control of a Two Degree of Freedom Inverted Pendulum with Passive Joint using Discrete-time Sliding Observer Based VSS Controller

Yong-Seok Suh*, Wan-Sik You, Young-Seok Kim
Department of Electrical Engineering, INHA University

Abstract - This paper presents the digital implementation of an optimal and robust VSS controller with sliding observer. Firstly, a discrete-time VSS control law which enables the system state to move into a sliding sector where the closed-loop system is stable is designed. Then optimal control theory is used to design an optimal sliding sector. Secondly, a sliding observer which provide robust state estimation against model-plant mismatches due to parameter uncertainties is designed for the sampled-data multivariable systems. Finally, modified sliding observer which effectively reduce chattering of state variables in state estimation was proposed. The proposed scheme was applied to a two degree of freedom inverted pendulum with passive joint to verify robust motion control. Computer simulation results confirm the viability of the proposed observer-based controller.

1. 서론

연속시간 슬라이딩 모드 제어기는 Sliding Hypersurface로 알려진 규범모델을 추종하기 위하여 이상적으로 무한대의 스위칭주파수로 개관구조를 전환하며, 슬라이딩모드에서 프로세스 파라미터변동 및 외란에 대한 불변성과 차수감소 그리고 오버슈트가 없는 응답의 속도성 등의 관점에서 다른 제어기법에 비해 우수한 특성을 가지고 있기 때문에 각종 제어 시스템의 제어에 적극적으로 도입되고 있다. 그러나, 슬라이딩 모드 제어기는 몇 가지 중요한 단점으로 인하여 실질적인 적용범위가 제한되고 있는데 그것은 제어입력의 채터링문제와 다변수 제어시스템에서 스위칭면과 스위칭입력의 절정을 위해 모든 상태변수의 측정을 전제해 하기 때문이다. 이 외에도 고차시스템에 대한 Hypersurface의 설계문제와 이산화시 슬라이딩 모드가 상실되는 문제로서 이산시간계에서는 대신 Quasi-Sliding Mode가 형성되는데 이 경우는 개관구조의 전환주파수가 샘플링 주기로 제한되며 제어가 샘플링 순간에서만 적용하여 주기내에서는 일정한 제어입력이 가해진다. 이 경우 위상면에서 상태가 스위칭면에 도달한 이후에 발생하는 스위칭입력은 RP를 스위칭면에 구속시키기 위한 동가제어입력을 발생시키지 못하므로 연속시간계에서 불수 있었던 슬라이딩 모션의 불변성은 상실되며 이로 인한 강인성문제는 아직도 연구가 계속 진행되고 있다.

Furuta^[2] 등은 최근에 Sliding Sector의 개념을 도입하여 여러 종류의 이산시간 가변구조제어기를 제안하였다. 유계인 파라미터 불확실성에 대해 이산시간 페루프제어기가 안정하면서 강인하도록 하며 주어진 성능지표에 대해 최적인 Sliding sector의 설계를 위해 최적제어이론을 적용하였다^[5]. 제어입력의 채터링 저감문제는 지금까지 여러가지 방법^[1]들이 제안되어 왔으며 실용적인 면에서 비교적 만족할 만한 결과를 보이고 있다. 모든 상태변수에 대한 가용성문제에 대한 해결방안으로 상태관측기에 의한 상태도입이 제시되어 왔다. 동일차원 및 최소차원관측기는 선형시스템 모델에 근거를 두고 있으므로 추정성능이 잡음과 특히 모델링 오차에 영향을 많이 받는다. 슬라이딩 관측기 역시 모델을 기준으로 한 관측기이지만 추정오차의 함수인 슬라이딩 면의 Attractive Manifold개념에 근거하여 Sliding Patch^[3]로 알려진 슬라이딩모드를 이용하므로 유계인 파라미터의 불확실성의 가정하에서 플랜트-모델 미정합과 잡음에 강인한 추정성능을 가지며 적용 상태관측기와 칼만필터, H_∞-필터 등에 의한 상태추정에 비해 이산시간이 짧으면서 건설한 추정성능을 보장한다.

Slotine^[3] 등은 Sliding Observer에 있어서 슬라이딩 모드시 발생되는 채터링문제가 플랜트에 스트레스를 주는 슬라이딩 모드 제어기의 채터링에 비해서 단지 수치적인 구현문제로 보았지만 본 논문에서는 추정된 상태의 채터링을 없애는 개선된 방법을 제안하며, 도립진자의 운동제어시 위치추정에 근거한 비선형관측기를 통해 잡음 및 파라미터 변동에 강인한 관측의 고속도 추정문제를 다룬다.

2. 제어대상체의 수학적 모델

자유도가 2인 수동관찰을 갖는 도립진자(그림.1)와 그것의 좌표계-기호는 (그림.2)에 도시되었다. 위치벡터 $q(t) = [\theta(t) \ \varphi(t)]^T$ 와 역학파라미터 ξ (표.1)에 의해 식(2.1)의 Euler-Lagrange 방정식으로 부터 식(2.3)의 비선형 운동방정식을 얻을수 있다.

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q(t), \dot{q}(t))}{\partial \dot{q}_i(t)} \right] - \frac{\partial L(q(t), \dot{q}(t))}{\partial q_i(t)} = \tau_i(t), \quad (i=1,2) \quad (2.1)$$

여기서, $L(q(t), \dot{q}(t)) \equiv K(q(t), \dot{q}(t)) - P(q(t))$

$$M(q(t), \xi) \ddot{q}(t) + D(\dot{q}(t), q(t), \xi) = \tau(t) \quad (2.2)$$

$$D(q(t), \dot{q}(t), \xi) \equiv H(q(t), \dot{q}(t), \xi) + F(q(t), \dot{q}(t), \xi) + G(q(t), \xi)$$

식(2.2)에서 $M(q(t), \xi) \in R^{2 \times 2}$ 는 양의 한정행렬로 관성행렬이며, $D(\dot{q}(t), q(t), \xi) \in R^2$ 는 원심력 및 코리올리력과 클롱 및 점성마찰력, 그리고 중력항을 포함하는 벡터이며, 이하 편의상 t 를 생략한다.

$$\begin{bmatrix} J_0 + m_1(L_0^2 + l_1^2 \sin^2 \varphi) & m_1 l_1 L_0 \cos \varphi \\ m_1 l_1 L_0 \cos \varphi & J_1 + m_1 l_1^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_0 + m_1 l_1^2 \sin 2\varphi \cdot \dot{\varphi} & -m_1 l_1 \sin \varphi \cdot \dot{\varphi} \\ -m_1 l_1^2 \sin \varphi \cos \varphi \dot{\theta} & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -m_1 l_1 g \sin \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_\theta \\ \tau_\varphi \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

불안정 평형점에서 지속동작을 가정하면 $\varphi = 0, \dot{\varphi} = 0, \cos \varphi = 1, \sin \varphi = \varphi, \sin^2 \varphi = 0$ 을 만족하므로 선형화된 도립진자의 모델은 식(2.4)과 같으며 상태공간모델을 얻기 위해 상태벡터를 식(2.5)로 정의하면 식(2.7)을 얻을수 있으며 샘플링주기 T_s로 Z.O.H 등가된 이산시간 모델은 식(2.8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} J_0 + m_1 L_0^2 & m_1 l_1 L_0 \\ m_1 l_1 L_0 & J_1 + m_1 l_1^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_0 & 0 \\ 0 & C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -m_1 l_1 g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_\theta \\ \tau_\varphi \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$x = [x_1 \ x_2]^T, \quad u = \tau_\theta \quad (2.5)$$

여기서, $x_1 = [\theta \ \varphi]^T, \ x_2 = [\dot{\theta} \ \dot{\varphi}]^T$

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \varphi \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} u = A_c x + B_c u \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ y \end{cases} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \quad (2.7)$$

$$y = [I_2 \ 0_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}^T \equiv C_c x = x_1$$

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_s u_k, \quad y_k = C_d x_k = x_{1k} \quad (2.8)$$

여기서, $x_k = x(kT_s)$, $u_k = u(kT_s)$, $y_k = y(kT_s)$

$$; \quad A_d = e^{A_c T_s}, \quad C_d = C_c$$

$$B_d = \int_0^{T_s} e^{A_c(T_s-\tau)} d\tau = A_c^{-1} (e^{A_c T_s} - I) B_c$$

수학적모델의 불확실성에도 불구하고, 실제 시스템의 안정성과 공진성을 보장하는 건설적인 설계하고 적용하는 문제는 현대 제어이론에 있어서 중요한 관심분야중에 하나이다. 수학적 모델의 불확실성은 여러 가정하에서 실제 시스템을 단순화시켜 모델링하는 과정에서 주로 기인한다.

3. 이산시간 VSS제어기와 슬라이딩 제어기의 설계

(A_d, B_d)가 가제이일 경우 가역인 유사변환 $T(z_k = T x_k)$ 에 의해 Kalman Canonical Form으로 변환하면 식(3.1)과 같이 제어입력에 대해 분할된 새로운 상태공간모델을 얻을 수 있다.

$$z_{k+1} = A_p z_k + B_p u_k \quad (z_k \in R^n, x_k \in R^n, u_k \in R^1) \quad (3.1)$$

$$\text{여기서, } A_p = T A T^{-1} = \begin{bmatrix} O_{n-1} & I_{n-1} \\ -a_1 & -a_2 \dots -a_n \end{bmatrix}$$

$$B_p = T B = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T$$

연속시간에서만 정의되는 이상적인 슬라이딩 모드는 식(3.2)와 같이 정의되고, 이산시간계통에서는 대신 Sliding Sector Φ 가 식(3.3)과 같이 정의된다.

$$S = \{x_k \mid s_k = 0, \quad k=0,1,2, \dots\} \quad (k \geq t_r T_s) \quad (3.2)$$

$$\Phi = \{x_k \mid |s_k| \leq \delta(z_k), \quad (k=0,1,2, \dots)\} \quad (3.3)$$

$$\text{여기서, } s_k \equiv \bar{C} z_k = C x_k \quad (s_k \in R^1)$$

$$C \equiv \bar{C}^T, \quad \bar{C} \equiv [c_1, c_2, c_3, \dots, c_n]$$

\bar{C} 는 Hypersurface의 특성다항식(3.4)이 Schur stable한 극을 갖도록 설계되어야 한다.

$$c_n q^{n-1} + c_{n-1} q^{n-2} + \dots + c_2 q + c_1 = 0 \quad (3.4)$$

여기서, q 는 forward shift operator 이다. 식(3.4)가 안정하도록 설계된다면 다음 설계과정으로서 Attractive Manifold 개념에 근거하여 등가제어입력법을 사용하여 Reaching Condition에 의한 스위칭 제어입력을 도출한다. 연속시간계에서 Reaching Condition을 유도하는 방법은 크게 3가지로 분류되며^[1], 여기서는 Reaching Law를 이용하여 Free-order Switching 제어법칙을 유도한다. Kalman정준형에 대한 이산시간 가변구조제어는 식(3.5)로 표현되며, 페루프시스템이 안정하도록 하는 제어법칙이 된다.

$$\begin{aligned} u_k &= -(\bar{C} B_p)^{-1} (\bar{C} A_p z_k - \beta s_k - F z_k) \\ &= -(C B_d)^{-1} (C A_d x_k - \beta s_k - F T x_k) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\text{여기서, } F = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n]$$

$$f_i = \begin{cases} 0 & |s_k| \leq \delta_k(z_k) \\ -f_0 \operatorname{sgn}(\beta s_k z_k) & |s_k| > \delta_k(z_k) \end{cases}$$

$$\delta_k(z_k) = \frac{f_0}{2|\beta|} \left(\sum_{j=1}^n |z_{kj}| \right), \quad (i=1,2,3, \dots, n)$$

$$0 < f_0 < 2|\beta| \cdot \|\bar{C}\|_\infty$$

안정하도록 설계된 Hypersurface는 다시 최적제어이론을 이용하여 주어진 2차성능지표 J 에 최적인 상태피드백제어에 의한 페루프시스템의 극을 이용하여 최적스위칭면을 선택할 수 있으며, P_k 가 Discrete-time Riccati Equation의 정상상태해이고 K_{opt} 가 Kalman Control Gain이면 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (z_k^T Q z_k + u_k^T R u_k) \quad (3.6)$$

$$P = Q + A_p^T P A_p - A_p^T P A_p (1 + B_p^T P B_p)^{-1} B_p^T P A_p \quad (3.7)$$

$$u_k = -K_{opt} z_k, \quad K_{opt} \equiv [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n] \quad (3.8)$$

$$z_{k+1} = (A_p - B_p K_{opt}) z_k \equiv A_0 z_k \quad (3.9)$$

$$\text{여기서, } A_0 = \begin{bmatrix} O_{n-1} & I_{n-1} \\ (-a_1 - k_1) & (-a_2 - k_2) \dots (-a_n - k_n) \end{bmatrix}$$

식(3.1)에 대해 최적제어입력에 의한 페루프시스템은 식(3.9)과 같으며, 특성근(z_p)은 식(3.5)의 스위칭제어입력에 의한 페루프시스템의 극집으로 할당하면, 다음과 같은 Domino Solution을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} -\beta c_1 & = a_1 + k_1 \\ c_1 - \beta c_2 & = a_2 + k_2 \\ \vdots & \vdots \\ c_{n-1} - \beta c_n & = a_{n-1} + k_{n-1} \\ c_{n-1} & = a_n + k_n \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\text{여기서, } \beta = \|\bar{C}\|_\infty \equiv \min_{1 \leq i \leq n} |z_{pi}|$$

4. 슬라이딩 관측기의 설계

출력잔차 ξ 를 Sliding Hypersurface로 정의하면 관측기는 다음과 같이 구성된다^[6].

$$\xi \equiv (\hat{y} - y) = (\hat{x}_1 - x_1) = [\bar{\sigma} \ \bar{\varphi}]^T \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = A_{11} \hat{x}_1 + A_{12} \hat{x}_2 + B_1 u + K \cdot \operatorname{sgn} \xi \\ \hat{x}_2 = A_{21} \hat{x}_1 + A_{22} \hat{x}_2 + B_2 u - LK \cdot \operatorname{sgn} \xi \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\text{여기서, } K = k_1 I_2, \quad L = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix}$$

추정오차($e_1 = \hat{x}_1 - x_1, e_2 = \hat{x}_2 - x_2$)에 의한 오차식은 식(4.3)으로 표현된다. 관측기는 슬라이딩면 ξ 의 스위칭항을 갖는 형태로 구성되며, Reaching Phase 동안에는 Full-order로 추정을 행하지만, 슬라이딩 면에 접어들 경우 슬라이딩 면에서는 등가제어입력법에 의해서 오차동특성은 식(4.5)와 같이 축소차원 관측기(Luenberger Observer)와 동일함을 알 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = 0 \\ \dot{e}_2 = A_{22} e_2 - LK \operatorname{sgn} \xi = (A_{22} + LA_{12}) e_2 \equiv A_R e_2 \end{cases} \quad (4.3)$$

그러므로, 관측기 이득 L 의 설계는 Reduced-order Estimator의 경우와 마찬가지로 A_R 이 집근안정하도록 관측기의 극을 z -평면의 단위원내에 배치하며, 스위칭이득행렬 K 는 출력잔차의 에너지인 Lyapunov함수 $V \equiv \frac{1}{2} \xi^T \xi$ 로부터 $\dot{V} = \xi^T \dot{\xi} < 0$ 의 조건을 만족하도록 설계한다. 동일차원관측기의 경우처럼 출력잔차 ξ 의 가중항을 관측기 동특성에 추가시킨 Observer realization^[3]은 식(4.4)와 같으며 γ_i 는 Kalman Filter Gain의 역할을 하는 동시에 k_i 에 의하여 전달된 추정오차극에 대해 감쇄항(Damping term)으로 작용하며 Direct Attraction의 영역을 증가시켜 주는 역할을 한다.

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = A_{11} \hat{x}_1 + A_{12} \hat{x}_2 + B_1 u + K \cdot \operatorname{sgn} \xi + T_1 \xi \\ \hat{x}_2 = A_{21} \hat{x}_1 + A_{22} \hat{x}_2 + B_2 u - LK \cdot \operatorname{sgn} \xi + T_2 \xi \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\text{여기서, } T_1 = \operatorname{diag}(\gamma_{11} \ \gamma_{12}), \quad T_2 = \operatorname{diag}(\gamma_{21} \ \gamma_{22})$$

$T_2 \xi$ 는 Hyperplane $\xi = e_1 = 0$ 의 Attraction영역에 영향을 미치지 않으며 Hyperplane내에서는 e_2 의 거동에 거의 영향을 미치지 않으므로 생략될 수 있다. 본 논문에서 제안된 Modified Sliding Observer Realization은 식(4.5)로 표현되며, Innovation항으로 Sigmoid함수를 사용하여 상태변수의 채터링을 저감시킨다.

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = A_{11} \hat{x}_1 + A_{12} \hat{x}_2 + B_1 u + K \cdot \operatorname{sgn} \xi + T_1 \xi \\ \hat{x}_2 = A_{21} \hat{x}_1 + A_{22} \hat{x}_2 + B_2 u - LK \cdot \operatorname{sgn} \xi + T_2 \xi \end{cases} \quad (4.5)$$

개선된 슬라이딩 관측기를 갖는 가변구조 제어기의 전체구성은 [그림3]에 도시되었다.

5. 모의실험

제안된 관측기를 갖는 제어기의 성능 검증 및 모델의 선형화의 타당성과 계통의 거동을 예견하기 위해 다음과 같이 컴퓨터-시뮬레이션을 수행하였다. 2 자유도의 도입전자에 대해 [표.1]의 정수

값을 이용하여 얻은 연속시간 계통행렬과 $T_s = 0.01$ [s]로 이산화된 계통행렬 그리고 Kalman 정준형으로 표현된 계통행렬을 [표.2]에 나타내었으며, 이산시간 VSS 제어기의 상태가중행렬이 $Q = (T^{-1})^T \text{diag} [100 \ 1000 \ 0.1 \ 10] T^{-1}$ 일 경우 제어기의 설계변수는 [표.4]에 나타낸 바와 같다. [그림.4]~[그림.7]은 도입전자의 상태변수의 초기조건(x_0)이 [표.3]과 같을 경우 전상태 되먹임을 가정한 슬라이딩 제어기에 의한 관측 상태변수의 정상시간 응답과 초기조건이 $\hat{x}_0 = 0$ 인 슬라이딩 관측기에 의해 추정된 관측의 각속도를 나타내었다. [그림.4]는 식(4.2)에 근거한 슬라이딩 관측기(I)에 의한 설계치와 추정치이며, [그림.5]는 식(4.4)에 근거한 슬라이딩 관측기(II)의 결과이다. [그림.6]은 Full-order Deadbeat Observer의 결과이며, [그림.7]은 본 논문에서 제안된 Modified Observer의 결과로서 추정치의 채터링이 제거되어 있음을 볼 수 있다. 각각의 관측기 설계정수들을 [표.5]에 나타내었다. [그림.8]은 제안된 관측기에 의해 상태 되먹임된 이산시간 제어기의 정상시간 응답이다. 이 경우에 최적 스위칭 면과 최적-슬라이딩 제어입력을 [그림.9(a)]에 나타내었으며 [그림.10]은 위상면 응답을 나타낸다.

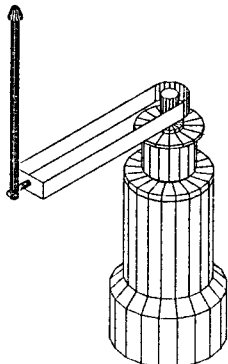
[그림.9(b)]는 불안정한 개루프계통에 대해서 이산시간 가변구조 제어기에 의해 패루프시스템이 안정하면서 이득 및 위상여유가 충분히 개선되고 있음을 보여 주고 있다. 스위칭 면의 설계를 위해 사용되었던 수학적 최적제어기인 LQG 제어이론은 모델의 불확실성을 고려하지 않기 때문에 루프회복과정(LQG/LTR)을 거쳐 이득 및 위상 여유를 키워야 하며, 비모델화 동특성이 존재하는 경우에는 다변수 상태되먹임제어기의 건설 안정도조건(Robust Stability)이 주파수 영역에서 특이치에 의해 표현되므로 최대여유 설계(Worst-Case Design)로서 감도함수의 H_∞ -norm을 최소화 하는 Yoular 제어기를 사용하여야 하며, 관측기 역시 모델링 오차에 대해 견실한 H_∞ 필터가 요구될 수 있다. 제안된 관측기 및 제어기는 이에 비해 범용컴퓨터에서 실시간 연산이 가능하며 실용적으로 충분한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

6. 결론

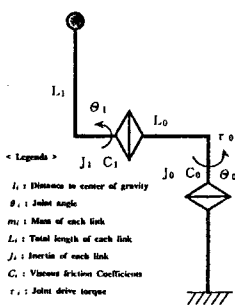
비선형 프로세싱인 회전형 도입전자의 안정화 및 위치제어를 위해 비선형 제어기와 전상태 되먹임을 위한 비선형 관측기를 도입하였다. 상태되먹임 제어기인 슬라이딩모드 제어기와 어떠한 조건하에서 동일차원 관측기에서 축소차원 관측기로 동특성을 전환하는 슬라이딩 관측기는 분리법칙(Certainty Equivalence Principle)에 의해 독립적으로 설계되었으며, 제안된 Modified Sliding Observer를 갖는 제어기는 다변수 제어기에 있어서 계통모델의 불확실성과 파라미터 변동 및 센서잡음에 강한 추정 및 제어 성능을 가지고 있음을 보의 실험을 통해 도입전자의 운동제어에 적용하여 타당성을 제시하였으며, 아울러 코가의 속도 검출장치를 대신할 수 있는 Software-Transducer의 타당성을 보의 실험을 통해 제시하였으며, 추후 실험을 통해 결과를 확인하고자 한다.

참고문헌

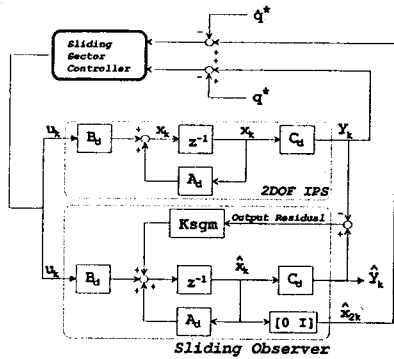
- [1] J.Y. Hung, W.Gao, J.C.Hung, "Variable Structure Control : A Survey" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.40, No.1, pp. 2-22, 1993
- [2] Y. Pan, K. Furuta, "VSS Controller Design for Discrete-time Systems" *IEEE proc.*, pp. 1950-1955, 1993
- [3] J.-J.E. Slotine, J.K Hedrick, E.A. Misawa, "Sliding Observer for Nonlinear Systems" *ASME-J. of Dynamics Syst. Meas. Control* pp. 245-252, 1987
- [4] C. Canudas De Wit, "Adaptive Control for Partially Known Systems: Theory and Application", *Studies in Automation and Control*, Vol.7 pp. 208-224, 1988
- [5] C.M. Dorling, A.S.I. Zinober, "Two Approaches to Hyperplane Design in Multivariable Variable Structure Control System", *Int. J. Control* Vol. 44, No.1, pp. 65-82, 1986
- [6] S.Sangwongwanich et al., "On the Design of Adaptive Sliding Observers for Induction Motor Control", *IEEE Int. workshop on Advanced Motion Control*, pp. 8-17, 1990



[그림.1] 2 관절-도입전자의 외관



[그림.2] 전자의 좌표계정의



[그림.3] 수정된 관측기를 갖는 이산시간 제어기의 전체구성 (자세 지령치 $q^* = 0, \dot{q}^* = 0$)

[표.1] 도입전자의 파라미터

Notation	Unit	Parameter ζ Values	
		Link 1 θ	Link 2 ϕ
m_i	[kg]	—	0.070
L_i	[m]	0.240	0.160
l_i	[m]	—	0.080
J_i	[kg · m ²]	1.130×10^{-2}	2.763×10^{-4}
C_i	[Nm · s]	2.000×10^{-2}	5.384×10^{-4}

[표.3] 전자의 초기설정

Initial Angle of Active Joint	: 30 [deg]
Initial Angle of Passive Joint	: 30 [deg]
Initial Velocity of Active Joint	: 30 [deg/sec]
Initial Velocity of Passive Joint	: 30 [deg/sec]
$x_0 = [0.5236 \ 0.5236 \ 0.5236 \ 0.5236]$	

[표.4] VSS Controller Parameter

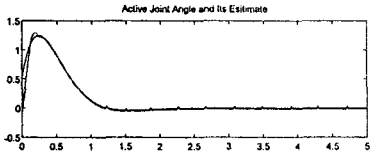
제어기 파라미터	Designed Parameter Values
K_{opt}	[-0.9384 2.9606 -3.1118 1.0898]
Z_p	[0.0436 0.9048 (0.9733 ± 0.0233i)]
β	0.0436
f_0	1.0×10^{-6} (< 0.2487)
\bar{C}	[-0.8576 2.7091 -2.8514 1.0000]

[표.5] Observer Design Parameter

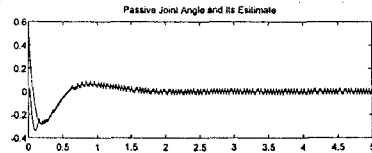
	Assigned Poles	k_1	T_1
Sliding Observer I	[0.87 0.87]	- 0.03	—
Sliding Observer II	[0.87 0.87]	- 0.03	diag[0.4 0.4]
Deadbeat Observer	[0.00 0.00]	—	—
Modified Observer	[0.87 0.87]	- 0.14	diag[1 1]

[표.2] 이산화된 도입전자의 계통행렬

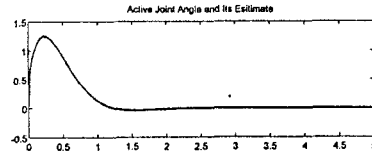
A_c				A_d				A_p			
0	0	1.0000	0	1.0000	0.0000	0.0010	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000
0	0	0	1.0000	0	1.0000	0.0000	0.0010	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000
0	-7.9371	-1.5579	0.0778	0	-0.0079	0.9984	0.0001	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000
0	90.5440	2.8007	-0.8877	0	0.0905	0.0029	0.9992	-0.9976	3.9928	-5.9929	3.9976



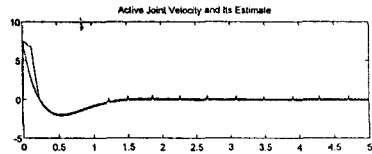
【그림 4.(a)】



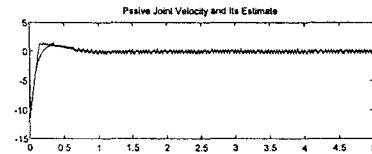
【그림 4.(b)】



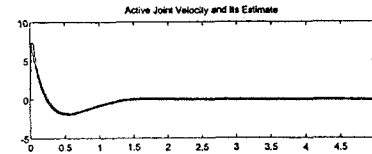
【그림 5.(a)】



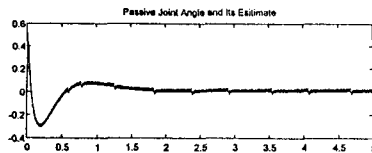
【그림 5.(b)】



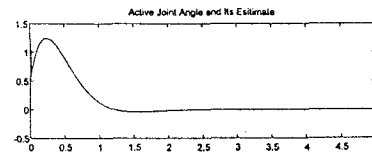
【그림 6.(a)】



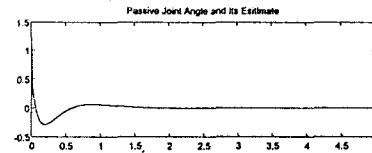
【그림 6.(b)】



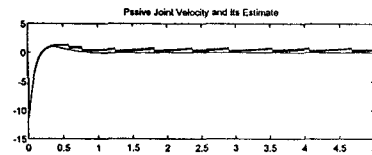
【그림 7.(a)】



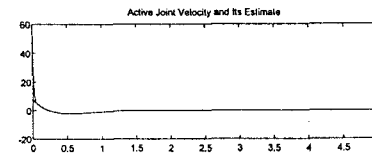
【그림 7.(b)】



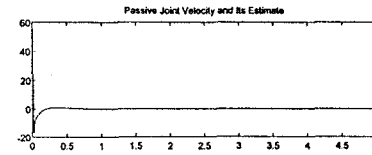
【그림 8.(a)】



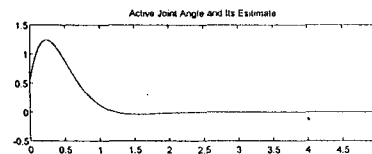
【그림 8.(b)】



【그림 9.(a)】



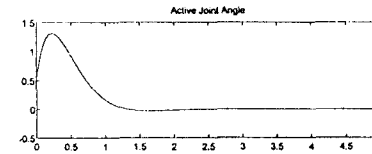
【그림 9.(b)】



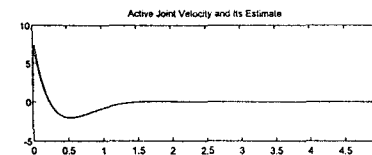
【그림 8.(a)】



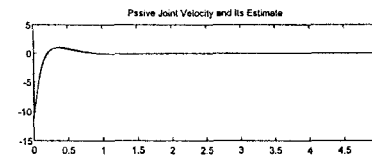
【그림 8.(b)】



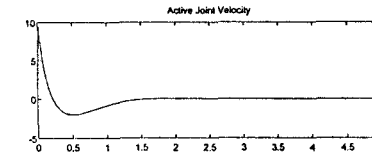
【그림 9.(a)】



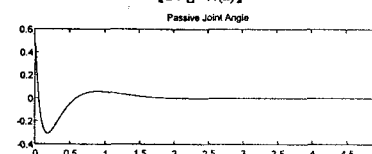
【그림 8.(b)】



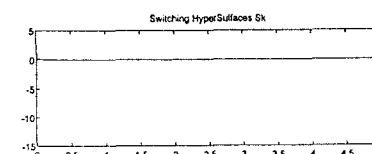
【그림 9.(b)】



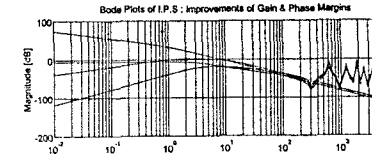
【그림 9.(b)】



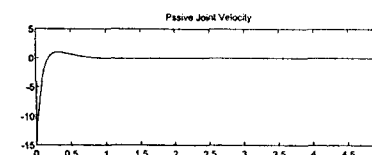
【그림 8.(b)】



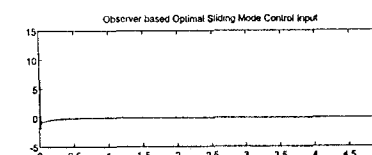
【그림 9.(a)】



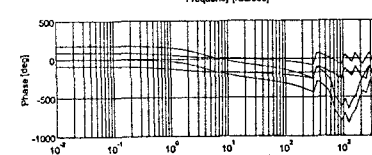
【그림 9.(b)】



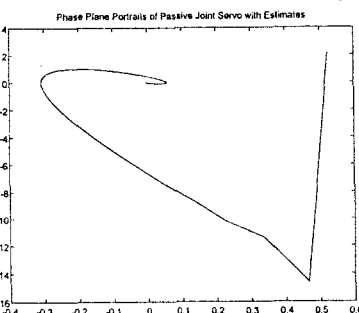
【그림 8.(b)】



【그림 9.(a)】



【그림 10.(a)】



【그림 10.(b)】