

리아프노프 안정성 해석에 기준한 4축 로봇 아암의 비선형 견실제어

A Nonlinear Robust Control of Robot Arm with Four Joints Based on Lyapunov Stability Analysis

현기권¹, 심현석², 윤대식³

Gi-Kwon Hyeon¹, Hyun-Seok Shim², Dae-sik Yoon³

〈Abstract〉

In this paper, we proposed a new robust control scheme to implement stable control of robot manipulators including nonlinear parameters. The proposed robust controller is composed of a nonlinear controller and linear compensation controller. It shows a good robust performance in reaching mode which does not possess invariance property. Thus, the proposed nonlinear controller showed a good robust performance in the whole region. It was illustrated that the proposed control showed a good transient response and trajectory tracking performance for robot manipulator with four joint by experiments.

*Keywords : Nonlinear Control, robust, Lyapunov stability Analysis, Compensation
Nonlinear Parameter, Stable Control*

1 정회원, 주저자 (주) S&T 중공업
E-mail : hkk3683@naver.com

2 정회원, 교신저자, (주) 동산테크

3. 정회원, 교신저자 (주) 효성중공업

1 Dept. S&T Dynamics Co., Ltd.

2 Corresponding Author, Dongsan co., Ltd.

3. Corresponding Author, Hosung Industry co., Ltd

1. 서 론

비선형 제어기법은 시스템의 동특성과 관계없이 설계자가 제어 목적에 적합하게 슬라이딩 평면에 대한 동특성을 지정할 수 있고, 플랜트의 상태를 이 슬라이딩 평면에 머물게 할 수 있다. 이런 특성으로 인해서 플랜트 자체의 안정성과 관계없이 플랜트를 안정하고 바람직한 상태로 만들 수 있다.

또한 파라미터의 변동이나 모델링 되지 않은 빠른 동특성이 나 입력 측으로 반영 할 수 있는 불확실한 외란 등이 정합 불확실성 조건을 만족하면 제어기의 성능은 이들에 대하여 완전히 영향을 받지 않는 불변성을 가진다[1]-[4]. 그리고 슬라이딩 평면에서 시스템의 동특성은 슬라이딩 평면의 차수만큼 시스템의 차수가 감소되는 특징도 가진다. 이런 특성 때문에 가장 널리 연구되고 있는 비선형 제어기법 중의 하나이다[1][2][3].

그렇지만 실제 적용 시에는 시스템의 비 모델 동특성을 여기 시키는 채터링 문제와 도달단계(reaching phase)에서의 견실성 문제를 가지고 있다. 채터링을 발생하는 메커니즘은 두 가지로 나눌 수 있다[1~5]. 먼저 제어입력의 특징인 고주파 성분이 시스템 모델링 시 무시한 플랜트의 빠른 동역학을 여기 시켜 감쇠되지 않은 주파수와 크기를 가지는 채터링을 발생시키는 것이다. 그리고 다른 하나는 제어기를 이산 시간 영역에서 실현할 때 제어기의 출력이 불연속 함수로 생성되므로 채터링이 발생한다. 이는 현재 컴퓨터와 신호 변환기의 속도가 빨라 대부분 문제가 없다[4][5].

본 연구에서는 진동에 대한 첫째 메커니즘과 도달단계에서의 견실성에 대해 관심을 갖는다.

현재 채터링을 줄이기 위하여 가장 널리 사용하는 방법은 접촉 평면의 경계층(boundary layer) 내에서 절환 요소를 부분 선형화하는 방법이다[6]. 이 방법의 특징상 견실성과 성능이 서로 상반되므

로 이 두 가지 제어 특성치를 적절하게 조절해야 하며 진동을 완전하게 없앨 수는 없다. 그리고 특히 시스템 내부에 이산상태의 특성을 가지고 있는 경우 진동은 없앨 수가 없고, 큰 제어입력이 요구된다. 그리고 다른 방법은 점근관측기를 이용하는 방법[2][7]이다. 이 방법은 관측기의 루프에서 채터링이 일어나게 하는 것이다. 제어변수가 관측기의 변수이고 제어기의 소프트웨어 상에서 스위칭 모드가 발생되므로 이상적인 모드가 되고 실제 채터링은 일어나지 않는다. 그렇지만 이 방법은 관측기의 오차가 점근적으로 0이 되어야 효과적이다. 그리고 또다른 주요특성은 스위칭 모드 외란 관측기를 이용하는 방법 [2]이다. 제어 입력은 연속항과 불연속항으로 구성되고 불연속항은 외란과 파라미터의 변동 등 모델 불확실성을 제어하기 위해 사용된다. 만약 비선형성모델을 보상할 수 있으면 불연속항은 불필요하게 된다. 그렇지만 이 방법은 외란의 대역폭 과 시스템의 바람직한 대역폭이 이 관측기의 절점 주파수 (cutoff frequency)를 결정하는 중요한 요소가 되어 외란과 시스템의 특성에 따라 성능이 변하는 한계가 있다. 네 번째는 고차의 슬라이딩 모드를 이용하는 방법 [8]이다. 이 방법은 슬라이딩 모드를 2차 이상으로 하면 실제 제어 입력 항은 불연속항을 적분한 값이 되므로 연속이 된다. 이 방법의 단점은 차수가 증가함에 따라서 새로운 변수가 추가되며 이 변수를 구해야 한다[6][7].

도달단계에서의 강인성을 높이기 위한 기존의 방법은 큰 제어 입력을 이용하거나 적분 슬라이딩 모드[9]를 이용하는 방법 이다. 큰 제어입력을 이용하는 방법은 제어기의 포화 문제로사용에 제한이 많다. 적분 슬라이딩 모드는 차수 감소의 특징이 없어지고 외란과 매개변수 변동의 주파수 대역이 스위칭 요소의고주파 성분과 겹치지 않아야한다[8].

2. 비선형 제어기

이 절에서는 도달 법칙을 이용하여 슬라이딩 모드 제어법칙을 유도하기로 한다. 우선, 제어입력에 대해선형인 비선형 시스템 (affine system)을 고려한다[9].

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u + d_0 \quad (1)$$

여기서 $x \in R^n, u \in R^m$ 는 각각 상태 벡터, 제어 입력 벡터이고, $B \in R^{n \times m}$ 는 입력행렬, 그리고 $d_0 \in R^n$ 는 파라미터 변동, 모델링 되지 않은 동특성, 외란 등 모든 모델 불확실성을 포함한다. 이 식을 슬라이딩 모드의 정규 형태(regular form)로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2) \quad (2)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + B_2(x_1, x_2)u + d \quad (3)$$

여기서, $x_1 \in R^{n-m}, x_2 \in R^m, u \in R^m$ 이며, $B_2 \in R^{m \times m}$ 는 비록 이 행렬이고 $d \in R^m$ 이다.

그리고, 슬라이딩 면 S는 다음과 같이 정의된다.

$$S = x : s(x_1, x_2, t) = 0 \quad (4)$$

여기서, $s(x_1, x_2, t) \in R^m$ 는 연속함수이다.

이때 제어 목적은 시스템의 상태를 집합 S로 가게 유도하는 것 이며, 페루프 시스템의 특징은 제어 대상시스템 (1)의 제한조건인 슬라이딩 면 (4)의 선정에 의해 결정된다[3][5]. 바람직한 슬라이딩 면 선정을 위해 시스템 (1)과 슬라이딩 면 (4)에 대한 Lyapunov 함수를 2차 곱의 형태로 나타내고, 그 도함수가 음의 한정 함수(negative definite function)가 되도록 한다. 이 때 s=0의 해는 안정성을 가진다. 즉, Lyapunov 함수는 다음과 같이 정의 된다[7][8].

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (5)$$

그리고, Lyapunov 함수의 도함수가 음의 한정 함수이면 슬라이딩 모드는 안정하게 되므로,, Lyapunov 함수의 도함수 V는 다음과 같이 표현 되어야 한다.

$$V = s^T \dot{s} = -s^T Ds \quad (6)$$

여기서, D는 양의 한정(Positive definite)이다. (6)으로부터 다음 식이 성립된다.

$$s^T (Ds + \dot{S}) = 0 \quad (7)$$

이 방정식의 해로부터 다음과 같은 슬라이딩 모드에 대한 도달법칙[4]이 유도된다.

$$Ds + \dot{S} = 0 \quad (8)$$

위 조건으로부터 제어법칙을 구하면 다음과 같다. [10]

$$u = u_{eq} - \left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2 \right)^{-1} Ds \quad (9)$$

여기서, 등가제어 항 u_{eq} 는 다음과 같다.

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2\right)^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} f_2 \right] - \left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_2} d \quad (10)$$

이 제어법칙은 도달법칙을 만족하고 불연속항을 포함하고 있지 않으므로 채터링을 발생하지 않는다. 그렇지만 이 제어법칙에는 미지의모든 모델 불확실성 d 를 포함하고 있다. 따라서 도달법칙 (8)을 만족하기 위해서는 d 를 정확하게 구해야 적용이 가능하므로 현 상태로는 적용할 수 없다[9].

도달법칙을 이용한 슬라이딩모드 제어법칙을 Lyapunov 안정 조건에 적용하여 새로운 연속 슬라이딩모드 제어법칙을 유도하기로 한다. 식(9)는 식(10)에서 미지의 모델 불확실성을 포함하고 있으므로 정확한 모델 불확실성을 구해야만 이용 가능하지만, 여기서는 정확히 모델 불확실성을 모르는 상태에서 연속 비선형 건실 제어 법칙을 유도하고자 한다[10].

(10)의 등가 제어 항을 공칭 항과 모델 불확실 항으로 구분하여 나타내면 다음과 같다.

$$u_{eq} = u_{eq}^m + d_{eq} \quad (11)$$

여기서,

$$u_{eq}^m = -\left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2\right)^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} f_2 \right]$$

$$d_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2\right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_2} d$$

모델 불확실성에 대한 상한치만 알고 있다면 도달법칙에서 구한 제어법칙은 현재의 상황에서는 다음과 같이 변형된 형태로 이용이 가능하다.

$$u = u_{eq}^m - \left(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2\right)^{-1} Ds \quad (12)$$

이 제어법칙이 슬라이딩 도달조건(reaching condition)을 만족하면 연속 슬라이딩 모드 제어 입력이 구해진다. 즉, (12)가 아래의 Lyapunov 함수의 도함수가 음이 되는 부등식을 만족시키면 된다[11].

$$v = s^T s$$

$$= s^T \left(\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} (f_2 + B_2 u + d) \right) < -\epsilon \quad (13)$$

여기서, ϵ 은 양의 작은 실수이다. (13)을 만족하면 S 는 유한시간 이내에 슬라이딩 면에 도달하여 슬라이딩이 일어나고 그 면에 계속해서 머무르게 된다. 그리고 (12)를 (13)에 대입하면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = s^T s = s^T \left(-Ds + \frac{\partial s}{\partial x_2} d \right) \leq -\lambda_{\min}(D) \|S\|^2 + \lambda_{\max} \left(\frac{\partial s}{\partial x_2} \right) \delta \|S\| < -\epsilon \quad (14)$$

여기서, $\|\cdot\| = \sqrt{\cdot, \cdot}$ 는 유클리드 놈(Euclidean norm)이고, δ 는 모델 불확실성에 대한 상한치를 나타내며, 다음 조건식(15)를 만족하면 Lyapunov 함수의 도함수는 항상 음이 되어 시스템의 안정성이 확보된다[11].

$$\lambda_{\min}(D) > \lambda_{\max}\left(\frac{\partial s}{\partial x_2}\right)\delta \|s\|^{-1} + \epsilon \|S\|^{-2}\delta \geq \|d\|_{\max} \quad (15)$$

따라서, (15)를 만족하는(12)는 도달조건을 만족하는 연속 슬라이딩 모드 제어 법칙이 된다. 도달법칙과 Lyapunov 안정 조건을 이용하여 유도한 이 연속 슬라이딩 모드 제어 법칙 (12)를 (9)와 비교하면, (9)는 모델불확실성을 정확하게 구해야 적용이 가능하기 때문에 모델 불확실성을 정확하게 추정 하는 항이 추가되어야 한다. 그러나, 조건 (15)를 만족하는 본기법의 제어 입력식 (12)는 모델 불확실성의 상한치만 알면 언제나 적용이 가능하다. 본 제어 기법의 장점은 현재까지 채터링을 방지하기 위하여 제안된 어떤 방식 보다 간결하며, 제어 입력식에서 설계 파라미터 는 모델 불확실성의 크기를 고려하는 δ 와 슬라이딩 면의 선정뿐이다. 또한 플랜트의 운동방정식에서 그대로 유도했기 때문에 슬라이딩 모드의 장점인 불변성(invariance)과 시스템의 차수감소(reduced order)가 조금도 손상되지 않는다. 고전 슬라이딩모드 제어에서 경계층 개념을 도입할 때 발생하는 경계에서의 불연속도 일어나지 않으며, 저주파 필터를 설계하기 위하여 자세한 외란에 대한 정보도 필요하지 않으며, 또한 2차 슬라이딩모드[8]처럼 제어 법칙이 복잡하지 않는 장점을 갖는다[12].

앞에서 유도한 연속 슬라이딩 모드 제어기법에서 $\left(\frac{\partial s}{\partial x_2}B_2\right)^{-1}Ds$ 항은 슬라이딩 면에 접근할 수록 크기가 작아져 슬라이딩 면에서 0이 된다. 따라서 이제어기의 특징상 도달 시간이 아주 길어 정상상태 오차가 발생할 수밖에 없는 구조를 가지고 있다. 오차의 크기가 작으면 큰 문제는 없으나 오차가 클 경우 연속 슬라이딩 모드 제어기법으로는 보다 우수한 성능을 얻기 어렵다. 이를 보상하

기 위하여 Lyapunov 함수와 바람직한 Lyapunov 함수의 도함수를 다음과 같이 수정한다.

$$V_1 = \frac{1}{2}s^T s + \int^t s^T k_1 sgn(s) dt \quad (16)$$

$$\frac{dV_1}{dt} = -s^T Ds - s^T k_2 sgn(s) \quad (17)$$

여기서, D 와 k_1, k_2 는 양의 한정 행렬이다.

(16)의 도함수와 (17)에서 다음과 같은 수정된 도달 법칙이 구해진다.

$$s + Ds + ksgn(s) = 0 \quad (18)$$

여기서, $k = k_1 + k_2$ 이다. 수정된 도달법칙 (18)과 도달 조건을 이용하여 연속슬라이딩 모드 제어기법을 유도하는 방법과 같은 방법으로 식을 유도하면, 다음과 같은 불연속 신호함수 형태의 스위칭 모드 제어기법이 유도된다.

$$u = u_{eq}^n - \left(\frac{\partial s}{\partial x_2}B_2\right)^{-1}Ds + Ksgn(s) \quad (19)$$

여기서, $K = -\left(\frac{\partial s}{\partial x_2}B_2\right)^{-1}k$ 이고, D 와 k 는 아래 식을 만족해야 한다.

$$\lambda_{\min}(D) + \lambda_{\min}(k) > \lambda_{\max}\left(\frac{\partial s}{\partial x_2}\right)\delta \|s\|^{-1} + \epsilon \|s\|^{-2}\delta \geq \|d\|_{\max} \quad (20)$$

반-연속슬라이딩 모드 제어기법은 연속 슬라이딩 모드와 고전 슬라이딩모드 제어의 단순 조합 형태이지만, (19)의 마지막항의 역할은 슬라이딩

면 근처에 있는 시스템의 상태를 이 면과 만나게 하는 역할만을 한다. 따라서 제어기의 설계에서 이 항의 설계가 다른 항에 큰 영향을 미치지 않는다. 이것이 본 제어 기법의 큰 장점 중의 하나이다. 본 제어기법의 설계방법은 먼저 연속 슬라이딩 모드 제어기 설계 방법으로 설계를 하고, 마지막 항인 K 는 $\|(\frac{\partial s}{\partial x_2} B_2)^{-1} D\|$ 항 크기의 일정한 범위 내에서 결정하면 된다. 또한, (19)의 마지막 항을 경계층 기법으로 근사화 하여도 이 항의 크기가 작기 때문에 강인성에 영향이 거의 없고 채터링도 거의 일어나지 않는다.

3. 시뮬레이션 모의시험

Fig 1에 표시된 스카라형 로봇 매니퓰레이터의 동역학 모델은 다음과 같이 나타난다.

$$M(\theta)\ddot{\theta}(t) + V(\theta, \dot{\theta}) + F = u(t) \quad (24)$$

여기서, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T$ 는 각 관절에서 각 변위 벡터, u 는 관절에 가해지는 제어입력 토크 벡터, $M(\theta)$ 관성행렬, $V = (V_1, V_2)$ 는 원심력과 Coriolis 힘에 의한 토크벡터를 나타내고, F 는 파라미터 변동, 비 모델링 항, 그리고 외란 등 모든 모델 불확실성을 나타낸다. 그리고 $M(\theta)$ 와 $V(\theta, \dot{\theta})$ 를 자세하게 나타내면 각각 다음과 같다.

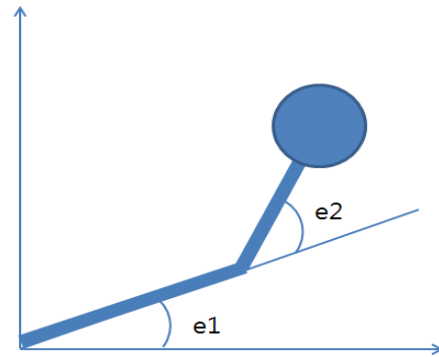


Fig 2. Joint angles of a SCARA robot.

$$M(\theta) = \begin{pmatrix} \alpha + 2\gamma\cos\theta_2 & \beta + \gamma\cos\theta_2 \\ \beta + \gamma\cos\theta_2 & \beta \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$V(\theta, \dot{\theta}) = \begin{pmatrix} -\gamma\dot{\theta}_2(\theta_1 + \theta_2)\sin\theta_2 + b_1\dot{\theta}_1 \\ \gamma\dot{\theta}_1^2\sin\theta_2 + b_2\dot{\theta}_2 \end{pmatrix} \quad (26)$$

여기서, $\alpha=2.087$, $\beta=0.2294$, $\gamma=0.2563$, $b_1=3.47$, $b_2=0.565$ 이다.

상태벡터는 각 관절의 각 변위와 각속도로 정의하기로 한다.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서,

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta = [\theta_1, \theta_2]^T \\ x_2 &= \dot{\theta} = [\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2]^T \end{aligned} \quad (28)$$

이때 로봇 매니퓰레이터의 동역학을 슬라이딩 모드 정규 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -M^{-1}(x_1)[V(x_1, x_2) + F] + B_2 u \end{cases} \quad (28)$$

$$G_1 = \begin{pmatrix} g1_{11} & 0 \\ 0 & G2_{22} \end{pmatrix}, G_2 = \begin{pmatrix} g2_{11} & 0 \\ 0 & g2_{22} \end{pmatrix}$$

그리고, $g1_{11}, g1_{22}, g2_{11}, g2_{22}$ 는 양의 상수이다. 앞에서 유도한 제어법칙(23)를 본 플랜트에 적용하면 다음과 같다.

여기서, $B_2 = M^{-1}(x_1)$

우선, 추적 오차벡터를 다음과 같이 정의하기로 한다.

$$u = u_{ep}^n + (G_2 M^{-1})^{-1} Ds + Ksat(s), \text{ if } s \in \Omega_2 \quad (33)$$

$$e = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{1d} - x_1 \\ x_{2d} - x_2 \end{pmatrix} \quad (29)$$

여기서

$$u_{eq}^n = (G_2 M^1)^{-1} [G_1 \dot{e}_1 + G_2 (\dot{x}_{2d} + m^1 V)]$$

여기서, x_{1d} 와 x_{2d} 는 바람직한 상태 벡터이다.

그리고,

1) PD 제어기의 설계

$$u = K_p e_1 + K_d e_2, \text{ if } s \in \Omega_1 \quad (30)$$

$$\lambda_{\min}(D) + K > \lambda_{\max}(B_2) \delta \|s\|^1 + \varepsilon \|s\|^2$$

$$\delta \geq \|F\|_{\max}$$

여기서, k_p 와 k_d 는 다음과 같은 형태이고, Ω_1 에서 최대 성능을 발휘하는 값으로 선정한다.

$$k_p = \begin{pmatrix} k_{p1} & 0 \\ 0 & k_{p2} \end{pmatrix}, k_d = \begin{pmatrix} k_{d1} & 0 \\ 0 & k_{d2} \end{pmatrix}$$

2) 반 연속슬라이딩 모드 제어기의 설계
슬라이딩 면을 다음과 같이 정의한다.

$$s(x, t) = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} = G_1 e_1 + G_2 e_2 \quad (31)$$

여기서, 행렬 G_1 과 G_2 는 설계 단계에서 선정되는 설계 파라미터이다.

4. 실험 및 결과 고찰

본 연구에서 제안된 제어 방법을 4관절 로봇 매니퓰레이터에 적용하여 실험을 수행하고 제어특성을 비교 분석하였다. Fig 2은 로봇 매니퓰레이터 제어시스템에 대한 실험 장치와 개략도이다.

실험에 사용된, 매니퓰레이터의 파라미터들은 신호 압축 법(signal compression method)[13]을 이용하여 구했으며, 실험조건은 다음과 같다.

1) 초기조건

$$\theta_0 = [00]^T$$

$$\dot{\theta}' = [00]^T$$

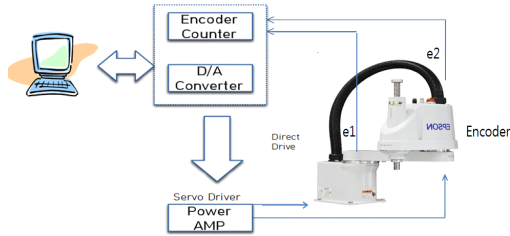


Fig 2. Schematic diagram of the experimental device

2) 공칭모델 : 탑재하중 5kg 기준

3) 강인성 실험 : 탑재하중을 0~5kg 까지 1kg 씩 증가

인터페이스 카드에는 12비트 분해능의 2채널 D/A 변환기와 24비트의 엔코더 카운터 2채널이 탑재되어 있으며, 모터는 Parker사 제품으로, 다이렉트 드라이브 형태이고, 사양은 표1과 같다.

수치적으로 미분하여 구한 속도신호에서 잡음에 대한 민감성을 줄이기 위하여 2차 버터워스(Butterworth) 저역통과필터를 사용하였으며, 필터의 전달함수 $H(z)$ 는 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{0.0775 + 0.1548z^{-1} + 0.0775z^{-2}}{1 - 1.135z^{-1} + 0.4583z^{-2}} \quad (34)$$

실험에 사용된 저이기법들의 설계파라미터들은 다음과 같으며, 이 제어 파라미터들은 모델 불확실성의 크기를 고려하여 시행착오적으로 최대의 추적 성능을 나타내는 값을 선정하였다.

1) 설계 파라미터

선형 제어기 :

$$k_p = \begin{pmatrix} 255 & 0 \\ 0 & 350 \end{pmatrix}, k_d = \begin{pmatrix} 120 & 0 \\ 0 & 25 \end{pmatrix}$$

$$s_0 = 0.06, \Delta = 0.8$$

2) 설계 파라미터

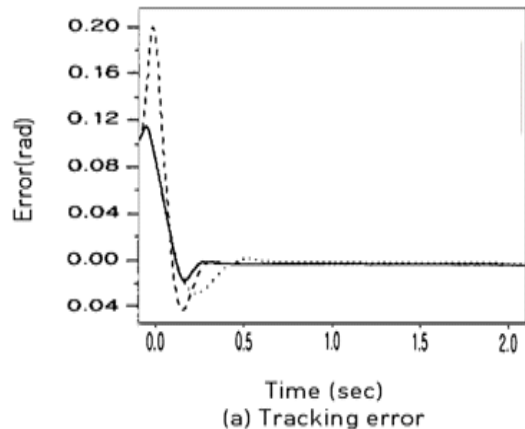
$$G_1 = \begin{pmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 30 \end{pmatrix}, G_2 = \begin{pmatrix} 10 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$D = \begin{pmatrix} 60 & 0 \\ 0 & 120 \end{pmatrix}, K = \begin{pmatrix} 180 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}$$

3) 설계 파라미터

$$k_p = \begin{pmatrix} 1250 & 0 \\ 0 & 250 \end{pmatrix}, k_d = \begin{pmatrix} 110 & 0 \\ 0 & 28 \end{pmatrix}$$

4축 로봇의 특징상 관절2의 성능이 관절1 보다 중요하므로 관절2의 제어 성능에 대해 자세히 언급한다. Fig 3(a)는 탑재하중이 10kg일 때 계단과 입력에 대한 추적오차, 제어입력, 슬라이딩 함수의 궤적을 나타낸다. 추적오차는 예상대로 전 영역에 걸쳐서 리아프노프 안정도해석에 기준한 비선형 견실제어기가 가장우수하다.



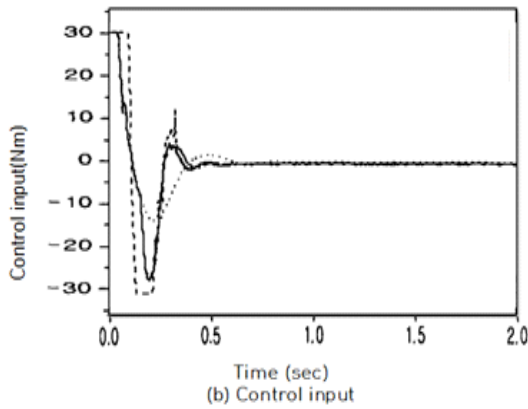


Fig. 3. Experimental results of the step responses of the joint 2

Fig 3(b)에서 제어입력의 초기 값이 30Nm로 보이는 것은 오차계산의 알고리즘 특징 때문이며, 실제로는 매니퓰레이터의 초기 위치가 0이므로 0에서 시작하여 1회 샘플링 시간이 지난 후 약30Nm로 급격하게 증가한다.

Fig5 및 Fig 6은 로봇의 끝에 질량 1kg에서 10kg까지의 질량을 매달고 계단과 입력에 대해 강인 성능을 시험한 결과이다. 이 실험결과에서 성능이 더욱 우수하게 되어 본 제어기의 성능은 전 영역에서 아주 우수한 성능을 발휘함을 알 수 있다.

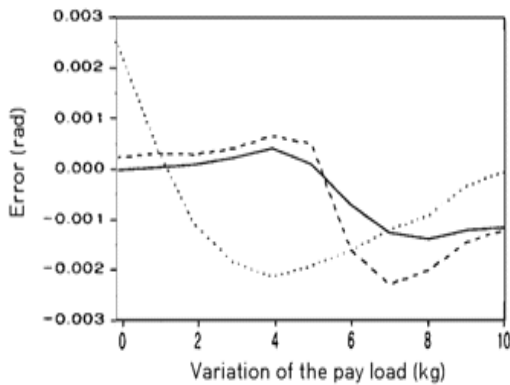


Fig. 5. Steady state error of the link 2 with the pay load variation

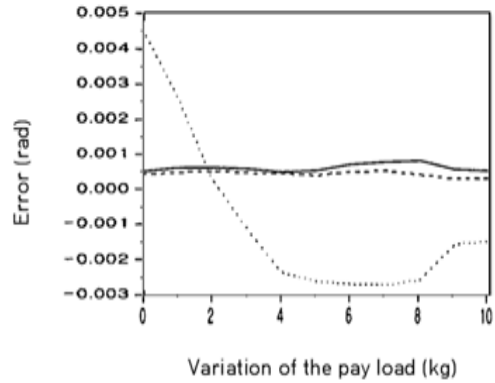


Fig. 6. Steady state error of the link 1 with the pay load variation

5. 결론

본 연구에서는 리아프노프 안정도 조건을 이용하여 불확실성 파라미터 및 외란의 존재 시에도 채터링 없이 안정한 제어성능을 유지할 수 있는 비선형 건실 제어를 제안하였다. 본 제어기에서 비례-미분 선형 보상 제어기는 정상상태응답에 도달하기 전의 응답인 과도응답 상태에 적용하고 비선형 건실제어기는 정상상태응답의 실환경 작업 영역에서 적용되었다. 본 제어기의 특징은 각 제어기의 장점이 그대로 유지되므로 전 영역에서 모델 불확실성에 대한 우수한 성능 강인성을 갖는다. 또한 시스템의 복잡성에 비해서 간단한 설계 방법과 제어알고리즘이 단순하여 실시간제어가 용이한 제어기법을 이용함으로써 적용이 아주 용이하다. 이 특징을 입증하기 위하여 본 제어기를 4축 스카라 로봇 매니퓰레이터에 적용시켜 실험을 통하여 제안된 제어기의 성능과 그 효율성을 입증하였다.

참고문헌

- [1] V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization, Springer-Verlag, 1992.
- [2] K. D. Young, V. I. Utkin, and U., Ozguner, "A control engineer's guide to sliding mode control," IEEE Trans, on Con. Sys. Tech., vol. 1, no. 3, pp. 328-342, 1999.
- [3] C. Edwards and S. K. Spurgeon, Sliding Mode Control : Theory and Applications, Taylor & Francis, 1999.
- [4] R. A. Decarlo, S. H. Zak, and G. P. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems : a tutorial," Proc. IEEE, vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [5] J. Y. Hung and W. Gao, "Variable structure control : a survey," IEEE Trans, on Indus. Elect., vol. 40, no. 3, pp. 2- 22, 1993.
- [6] J. Slotine and S. Sastry, "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators/" Int. J. Control, vol. 38, no. 2, pp. 465-492, 1983.
- [7] A. G. Bondarev, S. A. Bondarev, N. E. Kostyieva, and V. I. Utkin, "Sliding mode in systems with asymptotic state observers," Automation and Remote Control, pp. 679-684, 1985.
- [8] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, "Chattering avoid-ance by second order sliding mode control," IEEE Trans, on Automat. Contr., vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.
- [9] V. I. Utkin and J. Shi, "Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions," Proc. IEEE Conference on Decision and Control, Kobe, Japan, pp. 4591- 4596, 1996.
- [10] K. Erbatur, M. O. Kaynak, and A. Sabanovic, "A study of robustness property of sliding-mode controllers: a novel design and experimental investigation," IEEE Trans, on Indus. Elect., vol. 46, no. 5, pp. 1012-1018, 1999.
- [11] J. X. Xu and W. J. Cao, "Synthesized sliding mode and time delayed control for a class of uncertain systems," Automatica, vol. 36, pp. 1909-1914, 2000.
- [12] J. Malmberg, Analysis and Design of Hybrid Control System, PhD thesis, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1998.
- [13] M. C. Lee and N. Aoshima, Microprocessor-based system identification by signal compression method, Reidel Publishing Company, pp. 81-103, 1986.