

유사변환기법을 이용한 비선형 회전식 역진자의 적응형 상태궤환 제어시스템: 실시간 실험 구현

논문

58P-2-6

Adaptive State Feedback Control for Nonlinear Rotary Inverted Pendulum System using Similarity Transformation Method: Implementation of Real-Time Experiment

조현철* · 이영진** · 이권순† · 구경완***

(Hyun-Cheol Cho · Young-Jin Lee, Kwon-Soon Lee · Kyung-Wan Koo)

Abstract - In recent years, researches on rotary inverted pendulum control systems have been significantly focused due to their highly nonlinear dynamics and complicated geometric structures. This paper presents a novel control approach for such systems by means of similarity transformation theory. At first, we represent nonlinear system dynamics to the controllability-formed state space model including a time-varying parameter vector. We establish the state-feedback control configuration based on the transformed model and derive an adaptive control law for adjusting desired characteristic equation. Numerical analysis is achieved to evaluate our control method and demonstrate its superiority by comparing it to the traditional control strategy. Furthermore, real-time control experiment is carried out to test its practical reliability.

Key Words : Rotary Inverted Pendulum, Similarity Transformation, State Feedback, Real-Time Adaptive Control Experiment

1. 서 론

역진자 시스템은 대표적인 메카트로닉스 응용시스템으로서 비선형성이 강하며 수학적 모델이 복잡하여 고급 제어이론의 적용대상으로 많이 이용되고 있다. 현재까지 다양한 형태의 역진자 시스템이 개발되고 있으며 최근에는 기존의 시스템보다 그 동특성 및 기구학적 모델이 매우 복잡한 회전식 역진자 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다 [1]-[4].

Awtar 등은 arm 구동방식의 역진자 시스템뿐만 아니라 회전식 시스템에 대하여 Lagrange 이론을 적용한 수학적 모델링을 실시하였으며, DC 전동기 시스템을 응용하여 회전식 역진자 시스템의 test-bed를 제작하여 실시간 실험을 실시하였다[1]. 한편, 선형화모델을 구성하여 시스템 파라미터를 추정하였으며 제어기법으로는 balancing 및 swing-up 방식의 제어 알고리즘을 개발하였다[1]. Kats는 Furuta 역진자 시스템에 대한 모델링과 제어기법을 발표하였으며, 회전시 발생하는 마찰 동특성을 보상하기 위한 고급 제어방식을 제안하였다. 시스템의 입출력 선형화모델을 이용하여 Lyapunov 안정성 조건을 만족하는 제어규칙을 산출하였다

[2]. Juan 등은 역진자 시스템 모델의 간략화 및 선형화기법을 이용한 선형제어시스템을 설계하였으며, 운동학적으로 움직임이 매우 작은 시스템 변수를 근사화하여 4차식을 3차 미분방정식으로 줄여 모델링을 실시하였다[3]. 보다 최근에는 swing-up 기법과 안정화 제어알고리즘을 이용한 회전식 역진자 제어시스템이 발표되었으며, 제어규칙은 퍼지추론기법을 적용하여 적응형 제어규칙을 산출하였다[4].

앞서 언급한 바와 같이 회전식 역진자 시스템은 매우 강한 비선형 동특성으로 인하여 시스템 모델 또한 복잡한 비선형 미분방정식으로 표현되어진다. 한편, 대부분의 회전식 역진자 제어시스템에 대한 연구는 이러한 비선형 모델을 평형점에서 선형화한 모델을 이용하여 기존에 잘 알려진 선형 제어이론을 적용하여 제어기를 설계한다. 이러한 경우 기존의 선형시스템이론을 적용할 수 있어 제어기 설계가 다소 쉬운 장점은 있지만 선형화 또는 근사화 과정에서 발생하는 모델링 오차나 시스템 섭동으로 인하여 제어성능을 감소시킬 수가 있다[5]. 다시 말해, 이러한 제어시스템에 대하여 컴퓨터 모의실험에서 바람직한 제어성능을 얻었다 할지라도 실시간 시스템 실험에서는 제어오차가 발생하여 예상치 못한 제어성능의 저하를 야기할 수 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 실시간에서 제어파라미터를 수정하는 적응제어기법을 적용할 수 있다.

본 논문은 유사변환이론을 이용하여 회전식 역진자 시스템의 적응제어기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 유사변환기법은 역진자 시스템의 비선형 상태공간방정식을 가제어성 형태로 표현하여 제어규칙을 산출한다. 제어규칙은 잘 알려진 상태궤환 제어기법을 이용하여 바람직한 특성방정식의 파라미터를 설정하여 이 값을 항상 만족하는 적응형 제어규칙을 산출한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안한 제어

* 교신저자, 정회원 : 동아대학교 전기공학과 교수 · 공박
E-mail : ksleee@dau.ac.kr

** 정회원 : 울산과학대학 전기전자학부 조교수 · 공박

*** 정회원 : 한국폴리텍 항공대학 항공전기과 부교수 · 공박

접수일자 : 2009년 1월 20일

최종완료 : 2009년 4월 3일

기법의 타당성을 검증하였으며 기존의 제어방식과의 비교분석을 통해 성능의 우수성을 입증하였다. 또한 실시간 역진자 시스템을 구현하여 실험을 실시하였으며 산업현장의 실적용 가능성을 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서 회전식 역진자 시스템의 수학적 모델링을 기술하며 3절에서 유사변환기법을 이용한 변환된 모델을 도출하며 4절에서 적용제어기법을 서술하며 5절에서 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 고찰을 6절에는 실시간 제어시스템 구성 및 실험을 실시하였으며 7절에는 결론 및 향후 연구내용을 서술한다.

2. 회전식 역진자 시스템 모델

본 논문에서 다루는 회전식 역진자 시스템은 그림 1과 같다. 전체 시스템의 구성은 역진자와 회전체 그리고 이 두 장치를 구동하는 구동시스템과 마이크로 컨트롤러로 구성되어진다. 일반적으로 회전체의 구동을 통해 역진자가 원하는 위치에 놓이도록 하며, 회전체 또한 그 자체의 구동으로 인해 원하는 위치에 도달하는 두 가지의 제어목적을 가지게 된다. 따라서 제어시스템 관점에서 보면 회전식 역진자 시스템은 단입력 다출력(Single-Input-Multi-Output) 시스템으로 간주할 수 있다.

그림 1의 역진자 시스템에 대한 기구학적 모델은 x 축, y 축, z 축에 대한 3차원 공간방정식으로 표현할 수 있으며 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 m_1 은 회전체 arm의

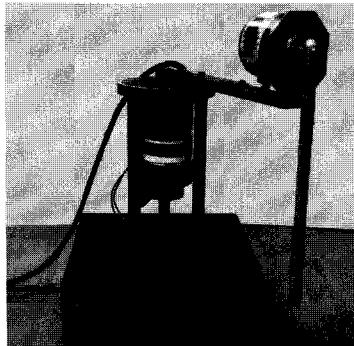


그림 1 회전형 역진자 시스템의 외형

Fig. 1 Appearance of the rotary pendulum system

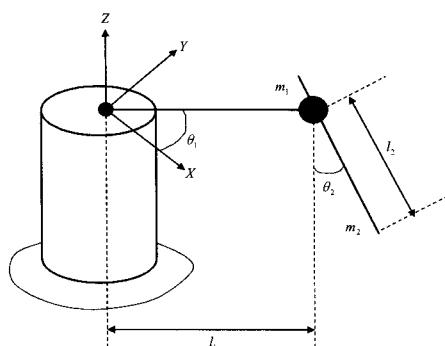


그림 2 회전형 역진자 시스템의 기구학적 모델

Fig. 2 A geometric model of the rotary pendulum system

무게, m_2 는 진자의 무게, l_1 과 l_2 는 arm과 진자의 길이를, θ_1 과 θ_2 는 arm과 진자의 회전각도를 각각 나타낸다. 그럼 2에 대한 수학적 모델링은 시스템의 운동역학에 대하여 Lagrange 이론을 적용함으로서 표현할 수 있다. 본 논문은 참고문헌 [3]에서 제시한 Lagrange 모델ing 기법을 이용하여 그림 2의 기구학적 모델에 대한 운동방정식을 나타내었으며 다음과 같다.

$$M(\theta)\ddot{\theta} + W(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + N(\theta, \dot{\theta}) = \Gamma \quad (1)$$

여기서 상태벡터 θ 는 $\theta = [\theta_1, \theta_2]^T$ 로 정의되며 Γ 는 시스템 입력벡터로서 $\Gamma = [\tau, 0]^T$ 와 같으며 각각의 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 각 행렬의 요소는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} M_{11} &= l_1^2(m_1 + m_2) + l_2^2 m_2 \sin^2 \theta_2 \\ M_{12} &= l_1 l_2 m_2 \cos \theta_2 \\ M_{21} &= l_1 l_2 m_2 \cos \theta_2 \\ M_{22} &= l_2^2 m_2 \\ W_{11} &= l_2^2 m_2 \dot{\theta}_2 \cos \theta_2 \sin \theta_2 \\ W_{12} &= l_2^2 m_2 (l_2 \dot{\theta}_1 \cos \theta_2 - l_1 \dot{\theta}_2 \sin \theta_2) \sin \theta_2 \\ W_{21} &= -l_2^2 m_2 \dot{\theta}_1 \cos \theta_2 \sin \theta_2 \\ W_{22} &= 0 \\ N_1 &= b_1 \dot{\theta}_1 \\ N_2 &= b_2 \dot{\theta}_2 + g l_2 m_2 \sin \theta_2 \end{aligned}$$

식 (1)에 표현한 시스템 모델은 매우 복잡한 비선형 및 시변 방정식으로 표현되어 있음을 알 수 있다. 한편, 상태공간 표현법으로 나타내기 위하여 식 (1)을 다시 정리하면

$$M_{11}\dot{\theta}_1 + M_{12}\dot{\theta}_2 + W_{11}\dot{\theta}_1 + W_{12}\dot{\theta}_2 + \bar{N}_1\dot{\theta}_1 = \tau \quad (3)$$

$$M_{21}\dot{\theta}_1 + M_{22}\dot{\theta}_2 + W_{21}\dot{\theta}_1 + \bar{N}_2\dot{\theta}_2 = 0$$

와 같으며, 여기서 새로운 변수 \bar{N}_1 , \bar{N}_2 는 각각 다음과 같다.

$$\bar{N}_1 = N_1/\dot{\theta}_1 = b_1, \quad \bar{N}_2 = N_2/\dot{\theta}_2 = b_2 + g l_2 m_2 \sin \theta_2 / \dot{\theta}_2 \quad (4)$$

상태변수분리법을 이용하기 위하여 상태변수를 다음과 같이 정의한 후

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dot{\theta}_1 \ \dot{\theta}_2]^T$$

식 (3)에 적용하면 다음의 상태방정식으로 표현되어진다.

$$\dot{x}(t) = A(x, t)x(t) + B(x, t)\tau(t) \quad (5)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

여기서 각 행렬은 다음과 같이 주어지며

$$A(x,t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \alpha_{33}(x) & \alpha_{34}(x) \\ 0 & 0 & \alpha_{43}(x) & \alpha_{44}(x) \end{bmatrix}, \quad B(x,t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \beta_3(x) \\ \beta_4(x) \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

또한 각 행렬의 요소는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_{33} &= \frac{M_{12}W_{21} - M_{22}(W_{11} + \bar{N}_1)}{M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}}, \quad \alpha_{34} = \frac{M_{12}\bar{N}_2 - W_{12}M_{22}}{M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}} \\ \alpha_{43} &= \frac{M_{11}W_{21} - M_{21}(W_{11} + \bar{N}_1)}{M_{12}M_{21} - M_{11}M_{22}}, \quad \alpha_{44} = \frac{M_{11}\bar{N}_2 - W_{12}M_{21}}{M_{12}M_{21} - M_{11}M_{22}} \\ \beta_3 &= \frac{M_{22}}{M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21}}, \quad \beta_4 = \frac{M_{21}}{M_{21}M_{12} - M_{11}M_{22}} \end{aligned}$$

식 (4)에서 상태행렬 A 는 시변이며 시스템의 안정성 관점에서 볼 때 불안정한 구조임을 알 수 있다. 그리고 입력행렬 B 또한 시변이며 특히 3번째와 4번째 행렬요소가 0이 아닌 변수로 구성되어 있으므로 단입력 제어기를 구성하는데 있어 그 설계과정이 다소 어렵다는 것을 알 수 있다. 다시 말해 이러한 비선형 모델을 이용하여 제어기를 설계할 경우 수학적 전개가 매우 복잡하여 제어기 구현이 힘들 수가 있다. 이러한 어려운 점을 보완하기 위하여 본 논문은 식 (5)의 시스템 모델을 우선 유사변환기법[5]을 이용하여 가제성 상태방정식 형태로 변환한 후 제어기 설계를 실시한다.

3. 비선형 시스템의 유사 변환 모델

식 (5)의 시스템 모델에 유사변환기법을 적용하기 위하여 우선 상태변수를 다음과 같이 정의한다.

$$x(t) = T(x,t)\bar{x}(t) \quad (6)$$

여기서 nonsingular 특성을 갖는 변환행렬은 $T(x,t) \in R^{4 \times 4}$ 와 같으며, 식 (6)에 대한 미분식은

$$\dot{x}(t) = \dot{T}(x,t)\bar{x}(t) + T(x,t)\bar{\dot{x}}(t) \quad (7)$$

와 같이 전개되며, 여기서 $\dot{T}(x,t)$ 는 비교적 큰 차수와 복잡한 비선형 표현으로 인하여 그 해석적 전개하기 어렵기 때문에 $\dot{T}(x,t) \approx 0$ 과 같이 간주한다[5]. 따라서 식 (5)에 대하여 근사화된 유사변환 모델은 다음과 같이 된다.

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{A}(x,t)\bar{x}(t) + \bar{B}(x,t)\tau \quad (8)$$

$$y(t) = \bar{C}(x,t)\bar{x}(t)$$

여기서 변환행렬은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{A}(x,t) = T^{-1}(x,t)A(x,t)T(x,t)$$

$$\bar{B}(x,t) = T^{-1}(x,t)B(x,t)$$

$$\bar{C}(x,t) = CT(x,t)$$

잘 알려진 유산변환이론에 의하여, 가제성 상태모델로 표현하기 위하여 식 (6)의 변환행렬을 다음과 같이 정의한다.

$$T(x,t) = [B(x) \ A(x)B(x) \ A^2(x)B(x) \ A^3(x)B(x)] \quad (9)$$

$$\times \begin{bmatrix} \gamma_1(x) & \gamma_2(x) & \gamma_3(x) & 1 \\ \gamma_2(x) & \gamma_3(x) & 1 & 0 \\ \gamma_3(x) & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

여기서 $\gamma_i, i=0,1,2,3$ 는 식 (5)의 모델에 대한 특성방정식의 파라미터로 주어지며 다음과 같이 연산되어진다.

$$|sI - A(x)| = s^4 + \gamma_3(x)s^3 + \gamma_2(x)s^2 + \gamma_1(x)s + \gamma_0(x) \quad (10)$$

따라서 식 (8)에서 상태 및 입력행렬은 다음과 같은 가제성 행렬로 각각 주어진다.

$$\bar{A}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\gamma_0(x) - \gamma_1(x) - \gamma_2(x) - \gamma_3(x) \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (11)의 형태는 식 (5)의 시스템 모델에 비하여 제어기의 구성이 보다 용이하며 특히 입력행렬 \bar{B} 의 구조가 4번째의 요소를 제외한 모든 요소는 0의 값을 가지므로 제어기 설계가 보다 간편하다는 것을 수 있다.

4. 적응형 상태제어 시스템 설계

본 절은 식 (8)의 시스템 모델에 대하여 상태제어기법을 이용한 제어규칙을 산출하며 제어입력 $\tau(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\tau(t) = -K\bar{x}(t) \quad (12)$$

여기서 제어파라미터 행렬 $K = [k_0 \ k_1 \ k_2 \ k_3]$ 과 같다. 식 (12)의 제어규칙을 식 (8)에 적용하여 전개하면 다음과 같다.

$$\dot{\bar{x}}(t) = (\bar{A}(x) - \bar{B}(x)K)\bar{x}(t) \quad (13)$$

여기서 새로운 상태행렬은 다음과 같이 연산되어진다.

$$\bar{A}(x) - \bar{B}(x)K$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\gamma_0(x) - k_0 - \gamma_1(x) - k_1 - \gamma_2(x) - k_2 - \gamma_3(x) - k_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

식 (14)에서 제어기 파라미터 k_i 를 적절히 선택하여 원하는 특성방정식을 설정할 수 있다. 즉, 식 (14)에서 $\gamma_i^* = -\gamma_i(x) - k_i$ 로 두면 설정치 γ_i^* 를 위한 제어규칙은 다음과 같다.

$$k_i = -\gamma_i^* - \gamma_i(x), \quad i=0,1,2,3 \quad (15)$$

식 (5)로부터 특성방정식을 전개할 수 있으며 각각의 파라미터는 다음과 같다.

$$\gamma_0 = 0 \quad (16-1)$$

$$\gamma_1 = 0 \quad (16-2)$$

$$\gamma_2 = \frac{[M_{12}W_{21} - M_{22}(W_{11} + \bar{N}_1)][M_{12}\bar{N}_2 - W_{12}M_{22}]}{(M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21})^2} \quad (16-3)$$

$$\gamma_3 = \frac{M_{12}(W_{21} - \bar{N}_2) - M_{22}(W_{11} + W_{12} + \bar{N}_1)}{M_{12}M_{21} - M_{11}M_{22}} \quad (16-4)$$

따라서 식 (15)의 제어규칙에 의하여 식 (12)의 제어행렬은 최종적으로 다음과 같이 전개된다.

$$K = - \begin{bmatrix} \gamma_0^* \\ \gamma_1^* \\ \gamma_2^* + \frac{(M_{12}W_{21} - M_{22}(W_{11} + \bar{N}_1))(M_{12}\bar{N}_2 - W_{12}M_{22})}{(M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21})^2} \\ \gamma_3^* + \frac{M_{12}(W_{21} - \bar{N}_2) - M_{22}(W_{11} + W_{12} + \bar{N}_1)}{M_{12}M_{21} - M_{11}M_{22}} \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

식 (17)의 제어행렬에서 1열과 2열의 요소는 설정치로서 상수가 되며 3열과 4열의 요소들은 시스템 상태에 따라서 값이 변화하는 적응형 변수가 된다. 그럼 3은 제안한 적응형 상태체환 제어시스템의 블록선도를 나타낸다.

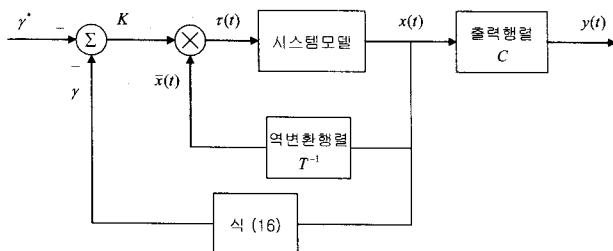


그림 3 적응형 상태체환 제어시스템의 블록선도

Fig. 3 A block diagram of the adaptive state-feedback control system

5. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 제어알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 우선 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션은

표 1 회전식 역진자 시스템의 파라미터 값
Table 1 Parameter value of the rotary pendulum system

파라미터 변수	값
m_1	165.2 g
m_2	35.4 g
l_1	16 cm
l_2	16.7 cm
b_1	0.002 Nm/(rad/sec)
b_2	0.001 Nm/(rad/sec)
g	9.8 m/sec ²

식 (1)의 수학적 모델에 대하여 수치해석을 실시하여 시스템 응답을 분석하였다. 성능의 우수성을 입증하기 위하여 참고문헌 [3]에서 제안한 제어시스템과 함께 시뮬레이션을 실시하여 그 결과를 서로 비교분석하였다. 식 (1)의 시스템 파라미터는 그림 1의 실제 시스템의 파라미터 값을 적용하였으며 적용한 파라미터 값은 표 1과 같다.

우선 식 (15)의 특성방정식의 파라미터에 대한 설정치는 참고문헌 [6]에서 제시한 제어특성을 만족하는 값으로서 다음과 같이 정의하였으며

$$\gamma_0 = 1296, \gamma_1 = 864, \gamma_2 = 216, \gamma_3 = 24 \quad (18)$$

이 값을 식 (17)에 적용하면 제어행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$K = [-1296 \quad 864 \quad 216 + \Delta k_2 \quad 24 + \Delta k_3] \quad (19)$$

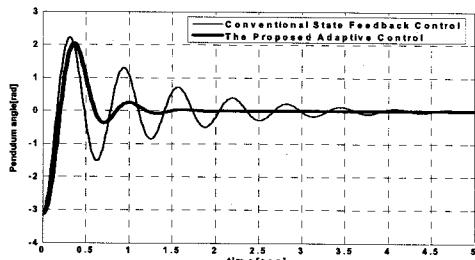
여기서 두 시변파라미터는 각각 다음과 같이 전개되어진다.

$$\Delta k_2 = \left(-\frac{9\cos\theta_2}{4 \cdot 10^6} - \frac{21\dot{\theta}_2\cos\theta_2\sin\theta_2}{1 \cdot 10^7} - \frac{7}{25 \cdot 10^5} \right) \times \left\{ \frac{3\cos\theta_2}{2 \cdot 10^3} \left(\frac{1}{1 \cdot 10^3} + \frac{447}{5 \cdot 10^3} \cdot \frac{\sin\theta_2}{\dot{\theta}_2} \right) - \frac{7}{5 \cdot 10^3} \left(\frac{99\dot{\theta}_1\cos\theta_2}{4 \cdot 10^5} - \frac{3\dot{\theta}_2\sin\theta_2}{12.5 \cdot 10^3} \right) \sin\theta_2 \right\} \times \left(\frac{287}{5 \cdot 10^7} + \frac{357\sin^2\theta_2}{5 \cdot 10^7} - \frac{9\cos^2\theta_2}{4 \cdot 10^6} \right)^{-2} \quad (20)$$

$$\Delta k_3 = \left\{ \frac{3\cos\theta_2}{2 \cdot 10^3} \left(-\frac{1}{400} - \frac{447\sin\theta_2}{5 \cdot 10^3 \cdot \dot{\theta}_2} \right) - \frac{21\dot{\theta}_2\cos\theta_2\sin\theta_2}{1 \cdot 10^7} - \frac{7}{5 \cdot 10^3} \left(\frac{99\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2}{4 \cdot 10^5} - \frac{3\dot{\theta}_2\sin\theta_2}{1.25 \cdot 10^3} \right) \sin\theta_2 \right\} - \frac{7}{25 \cdot 10^5} \times \left(-\frac{287}{5 \cdot 10^7} + \frac{9\cos^2\theta_2}{4 \cdot 10^7} - \frac{357\sin^2\theta_2}{5 \cdot 10^7} \right) \quad (21)$$

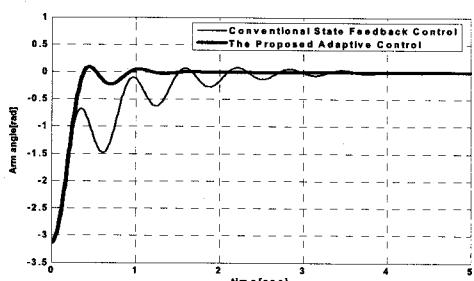
시스템 출력은 진자의 위치 θ_1 과 회전각 θ_2 로 하였으며 초기상태는 $\theta_1(0) = \theta_2(0) = -\pi$ 로 두었다. 그럼 4는 참고문헌 [3]에서 제안한 제어시스템과 본 논문에서 제안한 제어시스템에 대한 응답파형을 각각 보여준다. 그림 4(a)의 기존 제어방식에 대한 시스템 응답은 약 4초에서 정상상태 응답에 도달하는 것을 볼 수 있으며 초기에 큰 오버슈트를 가지나 제어시간이 지나감에 따라서 그 진폭이 점점 감소하는 것을 볼 수 있다. 반면, 본 논문에서 제안한 제어방식의 경우 기존 제어방식의 경우보다 빠른 약 1.3초 부근에서 시스템 응답이 정상상태로 도달함을 볼 수 있으며, 오버슈트의 경우 현저하게 감소하였음을 볼 수 있다. 그림 4(b)의 경우도 기존의 제어방식의 경우 3초 부근에서 정상상태로 도달하였으나, 제안한 제어시스템의 경우 0.7초에서 정상상태 응답으로 진입하였음을 알 수 있다. 두 시뮬레이션 결과파형을 비교분석한 결과 제안한 제어시스템의 경우 기존의 제어방식에

대하여 그 제어성능이 월등히 우수하였음을 알 수 있다. 한편 그림 5는 식 (20)의 제어파라미터 값 γ_2 와 γ_3 에 대한 파형을 각각 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 약 1초의 초기 시간동안 파라미터 값이 시스템 오차에 대하여 적응적으로 변화되었음을 알 수 있다.



(a) 두 제어기에 대한 진자의 응답각도

(a) Angle responses of the pendulum for the two controllers



(b) 두 제어기에 대한 arm의 응답각도

(a) Arm responses of the pendulum for the two controllers

그림 4 회전식 역진자 시스템의 응답파형

Fig. 4 Response waveform of the rotary pendulum system

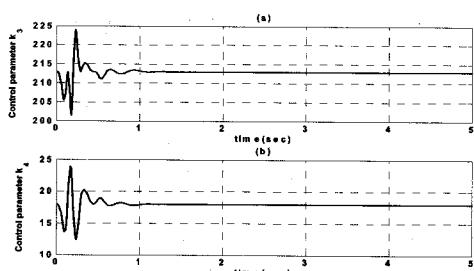


그림 5 적응형 제어파라미터의 파형

Fig. 5 Waveform of the adaptive control parameters

6. 실시간 제어시스템 실험

본 논문은 실시간 제어시스템의 성능을 검증하기 위하여 회전식 역진자 제어시스템에 대한 test-bed를 제작하여 실시간 실험을 실시하였다. 그림 6은 본 논문에서 구성한 역진자 제어시스템의 실험장치를 보여준다. 구성한 시스템에서 역진자와 회전체는 각각 DC 서보전동기에 의해 구동되어지며 임베디드 DSP(TMS320F) 컨트롤러를 구성하여 시스템 하드웨어를 제어하게 된다. 센서 및 제어신호는 RS232C 네트워크 통신을 통해 PC로 전달되며 Matlab©의

Simulink 소프트웨어를 이용하여 제어알고리즘을 구현하였다. 그림 7은 본 논문에서 구성한 실험장치에 대한 하드웨어 블록도를 나타낸다. 컴퓨터 시뮬레이션의 경우와 마찬가지로 본 논문에서 제안한 제어방식과 참고문헌 [3]에서 제안한 기존의 제어방식을 Simulink를 이용하여 각각의 제어 알고리즘을 구현하였으며, 동일한 실험조건에서 두 가지의 경우를 모두 실험하여 제어성능을 서로 비교분석하였다. 그림 8과 9는 두 제어시스템에 대한 실험결과를 보여주며 진자와 arm의 회전각과 각속도 응답에 대한 파형을 보여준다. 전체적으로 기존 제어시스템의 응답은 모든 제어시간동안 진동이 발생하며 정상상태로 도달하지 못하는 것을 볼 수 있다. 특히 arm의 회전각과 각속도의 경우 진동의 크기가 전혀 줄어들지 않으며, 거의 주기적 형태의 진동응답이 발생하여 안정한 시스템 응답을 기대할 수가 없다. 반면, 제안한 제어시스템의 경우 초기시간에서 약 1.5초까지 과동응답이 발생하지만 그 후에 안정한 정상상태로 도달하는 것을 볼 수 있다. 이 실험결과는 5장에서 실시한 시뮬레이션 결과와 매우 비슷한 제어성능임을 알 수 있으며 시스템 환경의 변화에 따른 제어기의 적용 성능이 탁월한 것으로 분석된다.

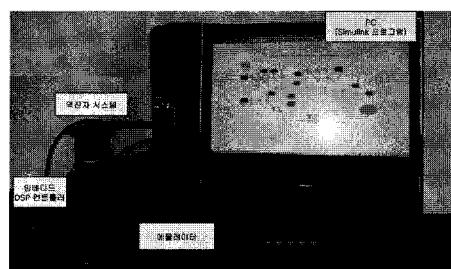


그림 6 회전식 역진자 제어시스템의 실험장치

Fig. 6 An experimental set-up of the rotary pendulum control system

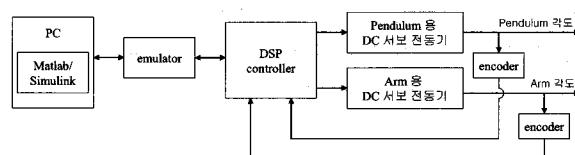


그림 7 회전식 역진자 시스템의 하드웨어 구성도

Fig. 7 Hardware configuration of the rotary pendulum system

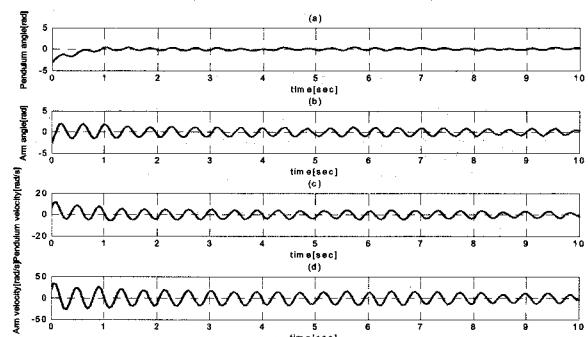


그림 8 실시간 제어시스템 실험파형(기존 제어시스템)

Fig. 8 Real-time experimental result of the traditional control

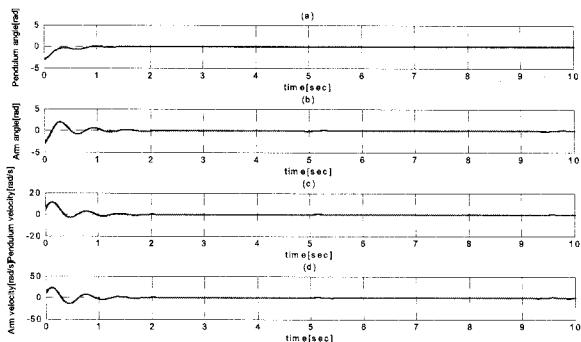


그림 9 실시간 제어시스템 실험파형(제안한 제어시스템)
Fig. 9 Real-time experimental result of the proposed control

7. 결 론

본 논문은 보다 복잡하고 비선형성이 강한 회전식 역진자 시스템에 대하여 유사변환기법을 이용한 적용제어시스템을 제안하였다. 기존의 제어방식은 선형화 모델을 이용하는 반면 본 논문은 비선형모델을 그대로 이용하여 제어기를 설계하였으며 유사변환 모델을 이용하여 제어기의 설계과정도 비교적 용이하였다. 시뮬레이션 및 실시간 실험을 통해 제안한 제어시스템의 타당성 및 시스템의 적용 가능성을 검증하였으며 기존의 제어방식과 비교분석하여 성능의 우수성을 입증하였다. 이러한 실험을 통해 시스템 환경의 변화에 따른 제어기의 적응성 또한 검증하였다. 향후 연구로는 본 논문에서 제안한 제어시스템의 안정성 해석을 실시하고자 하며 또한 시스템의 불확실성에 대한 새로운 강인제어에 대한 연구를 확대 실시하고자 한다.

감사의 글

본 논문은 2009학년도 동아대학교 학술연구비에
의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] S. Awtar, N. King, T. Allen, I. Bang, M. Hagan, D. Skidmore, K. Craig, "Inverted pendulum systems: rotary and arm-driven - a mechatronic system design case study," *Mechatronics*, vol. 12, pp. 357-370, 2002.
- [2] C. J. A. van Kats, "Nonlinear control of a Furuta rotary inverted pendulum," *DCT Technical Report*, Eindhoven University of Technology, 2004.
- [3] Z. Juan, C. Jie, D. Lingxun, "Research on control of rotary inverted pendulum via polytopic techniques," *IEEE Int. Conf. on Control & Automation*, pp. 2885-2889, 2007.
- [4] M. P. Melba, N. S. Marimuthu, "Design of intelligent hybrid controller for swing-up and stabilization of rotary inverted pendulum," *J. of Engineering & Applied Science*, vol. 3, no. 4, pp. 60-70, 2008.
- [5] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*, New Jersey, Prince Hall, 2002.
- [6] B. C. Kuo, F. Golnaraghi, *Automatic control systems*, Wiley, 2003.

저 자 소 개



조 현 철 (曹 賢 哲)

1997년 2월 부경대학교 제어계측공학과 졸업(학사). 1999년 2월 동아대학교 전기 공학과 졸업(석사). 2006년 8월 미국 네바다 주립대학교 전기공학과 졸업(Ph.D.). 2006년 8월~2009년 2월 동아대학교 전기 공학과 Post-Doc 연구원. 2009년 3월~현재 울산과학대학 전기전자학부 조교수.
Tel : 052) 279-3166
Fax : 052) 277-1538
E-mail : hcjo@mail.uc.ac.kr



이 영 진 (李 榮 珍)

1992년 동아대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1994년 동대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2000년 동대대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2005년~2006년 미국 조지아텍 Post-Doc 연구원. 2000년~현재 한국폴리텍 항공대학 항공전기과 부교수.
Tel : 055-830-3482
Fax : 055-830-3489
E-mail : airlee011@hanmail.net



이 권 순 (李 權 純)

1973년 충남대 졸업(학사). 1997년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 미국 오레곤 주립대학교 전기 및 컴퓨터공학과 졸업(Ph.D.). 1982년~현재 동아대학교 전기공학과 교수
Tel : 051-200-7739
Fax : 051-200-7743
E-mail : kslee@dau.ac.kr



구 경 완 (丘 庚 完)

1983년 2월 충남대학교 전자공학과(공학사). 1985년 2월 충남대학교 전자공학과(공학석사). 1992년 2월 충남대학교 전자공학과(공학박사). 1998년 2월~1999년 2월 일본 우츠노미야대학 Post-Doc 연구원. 1987년 6월~1989년 2월 현대전자 반도체연구소 선임연구원. 1989년 3월~1994년 2월 충청전문대학 전자과 조교수. 1994년 3월~2005년 2월 영동대학교 전자·정보공학부 부교수. 2005년 3월~현재 호서대학교 국방과학기술학과 부교수
Tel : 041-540-9541
E-mail : alarmkoo@hoseo.edu