

論 文

# 최적 Regulator를 이용한 도립진자 시스템의 안정화 제어

正會員 朴 英 式\* 正會員 崔 富 貴\*\*

## Stabilized Control of an Inverted Pendulum Cart System Using the Optimal Regulator

Young Sik PARK\*; Boo Kwi CHOI\*\* *Regular Members*

**要 約** 고유 불안정한 도립진자 시스템의 동적 안정화 제어기 설계기법이 소개된다. 복잡한 비선형을 고려한 수학적 모델링과 C.D.Johnson에 의해 제시된 안정화 제어 이론을 도립진자의 상태공간 모델에 적용하여, 최적 레귤레이터형 안정화 제어기를 설계하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험결과가 만족스럽게 나타났다.

**ABSTRACT** A design technique of dynamic stabilization controller for the intrinsic unstable inverted pendulum system is introduced. Mathematical modelling with the more complex nonlinearity and the stabilized control theory presented by C.D.Johnson are adapted to this system by using the state-space approach. And the Stabilized controller with the designed optimal regulator type which can be fastly tracked and can be accurately counteracted against all effects of the constant disturbances and the parametric variations is simulated and is implemeted successfully on the microcomputer.

### I. 서 론

제어 시스템 설계의 가장 중요한 제약조건중의 하나가 안정도이다. 특히, 비선형 시스템의 안정화 설계문제는 현대 제어이론의 응용을 전제로

하여, 급속히 발전되고 있다. 그러나, 복잡한 비선형 시스템의 동특성을 완전히 파악한다는 것은 불가능하며, 많은 계산시간을 요구한다. 이러한 해석에 있어서 편리한 시스템중의 하나가 고유 불안정한 도립진자 시스템이다. 이는, 학습 기계는 물론 인체 및 항공역학, 각종 분석장치 로봇 시스템등에의 응용 및 해석에 광범위하게 응용되고 있는데<sup>(1)(2)</sup>, Kapitza(1965)에 의해 최초로 제안된 이후, Schaefer와 Cannon(1966)는

\*釜山專門大 電子工學科  
Dept. of Electronic Communication Engineering,  
Pusan Junior College.

\*\*東亞大學校 工科大學 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering, Dong-A Uni.  
論文番號 : 90-33(接受 1989. 12. 18)

Bang-Bang제어기를 설계하고, Strugeon과 Loscutoff (1972)는 상태공간 기법을 이용한, 출력제한 제어기를 설계하여 시스템의 동적 안정화를 시도한 바 있다.<sup>(3)(4)</sup> 그리고, Furuta(1984) 및 Sahba(1983)는 다중 도립진자의 Computer 제어를 행하였으며, Feng(1988)등은 극점 배치법과 최적제어에 의한 안정화 시뮬레이션 결과를 발표하였다.<sup>(5)(6)</sup> 그러나, 이들은 파라메타의 변동에 민감하고, 적절한 제한이득의 결정을 위한 알고리즘이 아니므로, 시스템의 상태가 평형상태 근방에서만 만족되며, Track의 진동

및 경사등으로 인한 내,외부 외란 발생시 안정화 되지 못하는 결점을 갖고있다. 따라서, 본 논문에서는, 단일 도립진자에 대해 비선형성을 최대한 고려하여 모델링하고, C.D.Johnson의 안정화 이론<sup>(9)</sup>을 기초로 최적 레귤레이터형 안정화 제어기를 설계하고, 이를 시뮬레이션과 실험을 통하여, 그 유용성을 입증하고자 한다.

## II. 도립진자 시스템의 모델링

도립진자 시스템의 구성도는 그림 1과 같다.

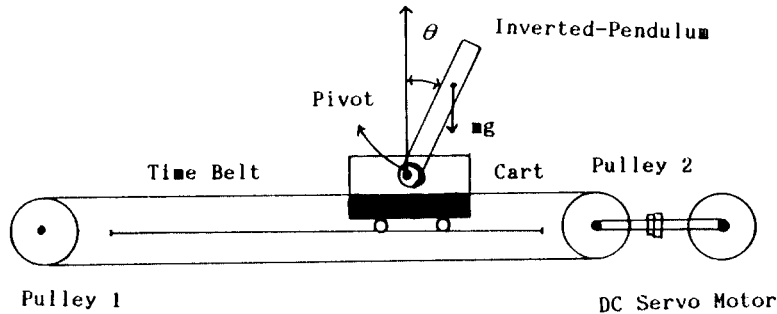


그림 1. 도립진자 시스템의 구성도.  
Fig.1 System schematic diagram of inverted pendulum

본 장치의 도립진자는, 자연 평형점이 연직이며, 연직상에 불안정한 제2의 평형점을 가지며 적당한 제어력이 인가되지 않으면 항상 어느 방향으로든지 떨어지게 되는 고유 불안정한 시스템이다. 제어의 목적은, 활차를 Track상의 중심부에 오게 하고, 그 위치에서, 진자를 연직상인 불안정 평형점에 위치시키는 것이다. 그림 1의 시스템에 대한, 동특성 모델은 도립진자의 힘과 변위의 관계로부터, 다음의 가정하에서 구해진다.

가정)

- i) 진자는 강체이고, 그림상의 평면내에서 2차원 운동을 한다.
- ii) 구동 모터의 전기적 시간지연은 없다.
- iii) 활차와 진자의 마찰은 각각 활차의 이동속도, 진자의 각속도에 비례한다.

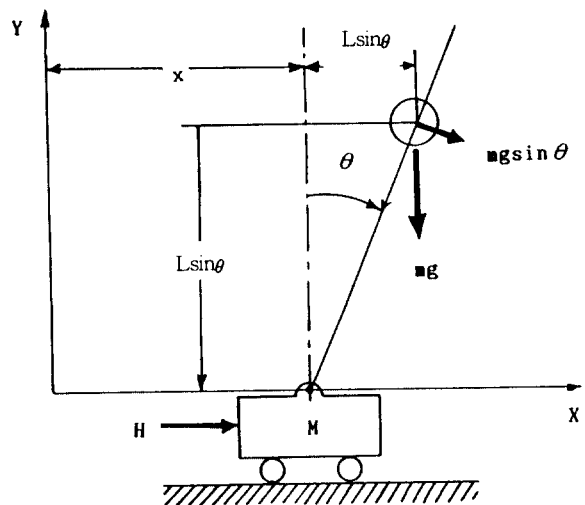


그림 2. 직각 좌표계에서의 도립진자 시스템  
Fig.2 Inverted pendulum system in cartesian coordinate system

iv) 구동모터의 동력을 활차에 전달하는 벨트의 신장은 없다.

v) 바람등의 외력 및 pivot에서의 마찰은 무시하고, 활차바퀴의 슬립은 없다.

진자의 각  $\theta$ 를 수직축으로 부터 편향된 각으로 정의하고, 그림 2와 같을때  $\theta$ 를 양인 각으로 정의하자. 진자의 위치를 제어하는데 필요한 활차에의 인가력 H도 그림과 같을 경우, 양으로 취하자.  $\theta$ 가 양이면  $\theta$ 를 감소시켜, 도립진자가 수직위치에 오도록, 양의 방향으로 H를 인가하여야 한다.

이상에서의 가정을 기초로하여 도립진자의 힘과 변위를 나타내는 그림 2와 같은 직각 좌표계로 정의하여, 시스템의 운동방정식을 구하면 다음과 같다<sup>7)</sup> 수평 및 수직운동 방향에 대해 뉴톤의 제2의 법칙을 적용시키면

$$mg + m \frac{d^2}{dt^2} (L \cos \theta) = V(t) \quad (2-1)$$

$$m \frac{d^2 z(t)}{dt^2} + m \frac{d^2}{dt^2} (L \sin \theta) = H(t) \quad (2-2)$$

$$M \frac{d^2 z(t)}{dt^2} + F \frac{dz(t)}{dt} + H(t) = K_a K_m u(t) \quad (2-3)$$

$$J \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} + B \frac{d\theta(t)}{dt} + L H(t) \cos \theta = L V(t) \sin \theta \quad (2-4)$$

를 얻게된다.

- 단, M : 활차의 무게 및 모터계의 등가질량
- F : 활차의 무게 및 모터계의 등가전성 마찰계수
- $K_a K_m$  : 구동모터와 증폭기의 전체이득
- $u(t)$  : 증폭기의 입력전압
- $z(t)$  : 레일 중심에서의 활차변위
- m : 진자의 질량
- J : 진자의 중력 중심에 대한 관성 모우멘트

- L : 진자의 중력 중심과 pivot간의 거리
- B : 진자의 마찰계수
- (t) : 진자의 경사각
- H(t) : 진자와 활차의 접합부에 미치는 수평항력
- V(t) : 진자와 활차의 접합부에 미치는 수직항력
- g : 중력 가속도

그런데 이식들은 비선형 미분 방정식이다. 이 문제에서는 도립진자를 수직으로 위치시키는 것이므로,  $\theta$ 는 매우 적다고 가정할 수 있다. 따라서, 활차와 진자의 마찰계수를 비교하고 수평항력값과  $\theta \approx 0$ 를 가정하여 위의 관계식을 유도하면

$$\ddot{z}(t) = \frac{K_a K_m u(t)}{m+M} - \frac{mL}{m+M} \ddot{\theta}(t) \cos \theta + \frac{mL}{m+M} \dot{\theta}^2 \sin \theta - \frac{F}{m+M} \dot{z}(t) \quad (2-5)$$

로 되고,  $\ddot{\theta}(t)$ 는

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{g}{L} \sin \theta - \frac{1}{L} \ddot{z}(t) \cos \theta \quad (2-6)$$

로 된다. 식 (2-5)와 식(2-6)에서,  $\theta$ 의 변화분이 극히 적을 경우, 즉  $\theta \approx 0$ 일때  $\cos \theta \approx 1$ ,  $\sin \theta \approx \theta$ 로 sin 가정할 수 있다. 이때

$$p^{-1} = 1 - \frac{m+L}{L'(m+M)} \quad M' = m+M$$

로 두면, 식(2-5)에서,

$$\ddot{z}(t) = \frac{PK_a K_m u(t)}{M'} - \frac{PmgL}{M'L'} \theta + \frac{pmL\theta}{M'} \dot{\theta}^2 - \frac{PF\dot{z}(t)}{M'} \quad (2-7)$$

로 되고, 식(2-6)에서

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{Pg\phi}{L'} - \frac{PK_a K_m u(t)}{L'M'} + \frac{P_M L \dot{\theta}^2}{L'M'} + \frac{PF \dot{z}(t)}{L'M'} \quad (2-8)$$

로 되며, 또한  $\dot{\theta}^2$ 를 무시하고 이상의 미분 방정식을 상태공간으로 나타내면, 선형화한 방정식은,

$$\dot{\hat{x}}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (2-9a)$$

또는

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & -a_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_3 & a_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \\ 0 \\ -b_2 \end{bmatrix} u(t) \quad (2-9b)$$

로 표시된다. 단, 여기서,  $\hat{x}(t) = [z(t), \dot{z}(t), \theta(t), \dot{\theta}(t)]'$ 이며,

$$a_1 = \frac{PF}{M'}, \quad a_2 = \frac{PmgL}{M'L'}, \quad a_3 = \frac{PF}{L'M'}$$

$$a_4 = \frac{Pg}{L'}, \quad b_1 = \frac{PK_a K_m}{M'}, \quad b_2 = \frac{PK_a K_m}{L'M'}$$

$$L' = \frac{J + mL^2}{mL}$$

이다.

### III. 안정화 제어를 위한 최적 Regulator 설계

선형 피이드백 법칙에 의해서 시스템을 안정화시킬 수 있고, 또한 페루-프 극점을 임의의 장소에 배치시킬 수 있으므로, 설계의 관점에서, 좌측 복소평면상의 충분히 먼 곳에 배치 할 경우, 평형점의 수렴을 임의로 빠르게 할 수 있으나 큰 진폭의 입력이 요구된다. 그런데, 어떠한 실용 문제에서도 한정된 크기의 입력만이 허용되기 때문에 페루-프 극점을 지나치게 먼 좌측에 배치시킬 수 없다. 이 문제의 해결책으로 평형상태에

서의 수렴을 양호하게 하고, 입력 진폭의 크기도 제한되는 최적제어 문제를 고려한다. 식(2-9a)에서 기술된 가제어한 plant에 대해, 2차 형식의 평가함수는 다음과 같이 되고,

$$J = \int_{t_0}^{t_r} 1/2 [x'(t) Q x(t) + u'(t) R u(t)] dt \quad (3-1)$$

를 최소로 하는 제어입력  $u(t)$ 를 구하는 것이, 최적상태 Regulator의 문제이다. 여기서,  $Q$ 는  $m \times m$  대칭 준정정행렬,  $R$ 는  $r \times r$  대칭 정정행렬,  $t_r$ 는 적분의 상한시간을 나타낸다.

식(3-1)의 우변 제1항은 상태변수의 2승면적을 일반화한 것으로써 성능을 평가하고, 제2항은 제어입력에 Penalty를 준 것이지만, 성능에 큰 영향을 미치는, 입력의 크기를 제한시키고, 에너지의 최소화를 고려하여, 가중행렬  $Q, R$ 을 적절히 선택하지 않으면 안된다. 식(3-1)로 주어진 평가함수를 최소로 하기 위한 최적제어 법칙을 구하는 문제는 C.D Johnson에 의해서 정식화되어 있는데, 그 해법은 다음과 같이 구해진다.  $\phi$ 를  $n$ 차원 vector로 하여

$$H(x, \phi, u, t) = 1/2 x' Q x + 1/2 u' R u + \phi (Ax + Bu) \quad (3-2)$$

인 Hamiltonian 스칼라 함수를 정의한다. 식(3-2)를 최소화하는  $u \in U$ 인 유일해를  $u_{opt}(x, \phi, t)$ 로 나타내면 Hamiltonian의 최소치는

$$\begin{aligned} H_{min}(x, \phi, t) &\equiv \min_{u \in U} H(x, \phi, u, t) \\ &= H(x, \phi, u_{opt}(x, \phi, t), t) \end{aligned} \quad (3-3)$$

로 된다. 임의의 초기조건에 대한 식(2-9a)의 해인 최적궤도가 존재하려면,  $u_{opt}(x, \phi, t)$ 는  $x, \phi$ 에 대해 연속 미분가능하다고 가정한다.

$$V(x,t) \cong \min_{u \in U} J(x,u,t) \quad (3-4)$$

로 정의하면,

$$V(x,t) = (1/2 x'Qx + 1/2 u'Ru)dt + V(x+xdt, t+dt) \quad (3-5)$$

로 되고, Taylor 근사에 의해

$$V(x+xdt, t+dt) \cong V(x,t) + V_x(x,t)xdt + V_t(x,t)dt \quad (3-6)$$

로 된다.

단,  $V_x \cong (\partial V / \partial x_1, \partial V / \partial x_2, \dots, \partial V / \partial x_n)$  및  $V_t \cong \partial V / \partial t$ 이다.

따라서, 식(3-5)는

$$1/2 x'Qx + 1/2 u'Ru + V_x(x,t)x + V_t(x,t) = 0 \quad (3-7)$$

로 된다. 한편,  $V(x,t)$ 의 정의에서, 임의의  $u \in U$ 에 대해서는

$$V(x,t) \leq 1/2 x'Qx + 1/2 u'Ru + V(x+xdt, t+dt) \quad (3-8)$$

가 성립하므로,

$$1/2 x'Qx + 1/2 u'Ru + V_x(x,t)x + V_t(x,t) \geq 0 \quad (3-9)$$

가 얻어진다. 따라서, 식(3-2)를 최소로 하는 최적제어  $u_{opt}$ 는 일의적으로

$$u_{opt} = -R^{-1}B' \phi' \quad (3-10)$$

로 주어지고, 이때,  $H$ 의 최소치는

$$H_{min}(x, \phi, t) = 1/2 x'Qx + \phi Ax - 1/2 \phi BR^{-1}B' \phi' \quad (3-11)$$

로 된다. 이로부터

$$V_t(x,t) + 1/2 x'Qx + V_x(x,t)Ax - 1/2 V_x(x,t)BR^{-1}B'V_x(x,t) = 0 \quad (3-12)$$

인 Hamilton-Jacobi의 방정식이 주어진다. 식(3-12)의 해를 구하기 위해, 대칭 정정행렬  $P(t)$ 를 정의하고,

$$V(x,t) = 1/2 x'Px \quad (3-13)$$

로 두면,  $x$ 의 변위  $\xi$ 에 대한 관계식은

$$V(x+\xi,t) - V(x,t) = x'P\xi + 1/2 \xi'P\xi \quad (3-14)$$

로 된다. 이를 (3-12)에 대입하면, 다음의 Riccati 행렬 미분 방정식이 얻어지게 되고, 최적 제어는

$$u_{opt}(x,t_0) = -R^{-1}B'P(t_0)x \quad (3-15)$$

로 된다.

$$\begin{aligned} -\dot{P}(t) &= P(t)A + A'P(t) - P(t)B R^{-1}B'P(t) + C'QC \\ P(t_f) &= 0 \end{aligned} \quad (3-16)$$

그리고, 이 경우의 최적궤도는

$$x = [A - R^{-1}B'P(t_0)] x \quad (3-17)$$

의 해로 되며, 평가함수의 최소치는

$$V(x_0, t_0) = \min J = 1/2 x'(t_0)P(t_0)x(t_0) \quad (3-18)$$

로 된다. 따라서 안정화제어로 위한 최적 Regulator 블록선도는 이상의 관계를 고려하여 표시하면, 그림 3과 같게 된다.

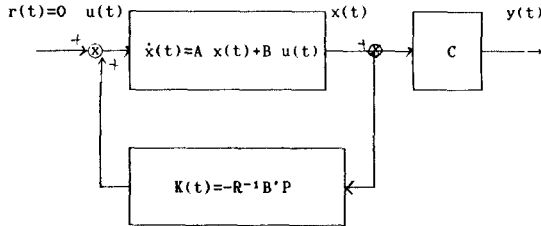


그림 3. 최적 Regulator의 블록선도.  
Fig.3 Block diagram of optimal regulator

표 1 제 정수의 값  
Table 1 Values of Parameters

$M=1.96$ [kg]	$m=0.04$ [kg]
$K_a K_m=5.472564$ [N/V]	$L=0.2631$ [m]
$P=1.012688$	$F=7.658825$ [kg/s]
$g=9.8$ [m/s <sup>2</sup> ]	$J=0.0043$ [kg.m <sup>2</sup> ]
$B=0.00218$ [kg.m <sup>2</sup> /s]	
최소, 최대 입력전압	: $u(t) \pm 5$ [V]
Track의 최대변위	: $z(t) = \pm 0.5$ [m]

### IV. 시뮬레이션 결과 및 실험

#### IV-1. 실험장치의 구성

사진 1은 불안정한 도립진자 시스템의 안정화 제어장치를 나타내고 있다.

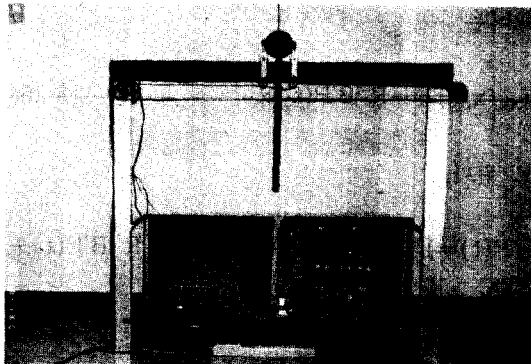


사진 1. 안정화제어되는 실험장치  
Photo 1. Stabilization control system of experimental apparatus

#### IV-2. Simulation 및 실험결과의 고찰

사진 1의 시스템에 대한 각 파라미터값은 표 1과 같다.

표 1의 값들은 전동기 회전자와 Pulley의 관성 모멘트의 값 및, 전동기의 전기자 권선저항, 증폭기의 이득등을 고려한 것으로, 활차구동용 전력 증폭기의 입력단을 기준으로 측정된 값들이다. 이들 값을 대입하여, 계산된 A행렬의 특성근은 [0, -3.7573, -4.9672, 4.8465]이므로 이들 고유치중

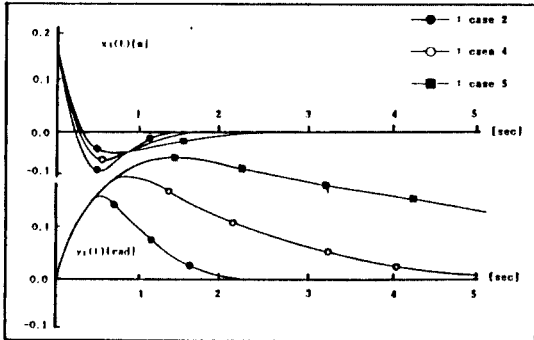
1개의 극점이 S평면의 우반면에 존재하므로 고유 불안정한 시스템으로 된다. 따라서 R 및 각 Q의 변동에 대한 표 2의 data중 case 2에 대한 Riccati 행렬 미분 방정식의 해 행렬 P(t)와 최적 이득 행렬 K(t)에 따른 특성근의 계산 결과는 표 3과 같다. 그림 4(a)(b) 및 (c)는 case 2, 4 및 5에 대한 각 상태의 동특성 응답 x(t) 및 최적제어 입력u(t)를 각각 도시하고 있다. case 2일 경우가 x<sub>1</sub>(t)를 제외한 전상태 및 제어입력의 변화폭이 가장 크게 나타나고 있으나 약 2.1초 후에 제어목표인 z(t)=0 및 x<sub>3</sub>(t)=0에 정확히 도달되고 있음을 보이고 있다. 또한, case 4일 경우는 수렴속도가 대단히 느려져서, 약 7초 후에 z(t)=0로 되었으며, case 5일 경우는 x<sub>1</sub>(t) 및 x<sub>3</sub>(t)가 영으로 수렴치 않음에도 제어입력은 약 1.7초 후에 0으로 수렴되어 시스템은 안정화 제어를 할 수 없게 된다. 이 경우에도 표 3에서와 같이 S평면의 우반면에 한개의 실근을 가지기 때문이다. 따라서 앞서 지적한 바와 같이 Q행렬의 선정에 세심한 주의 를 기울이지 않으면 안된다.

표 2. 최적 피드백 이득의 계산  
Table 2 Optimal feedback gains for each case

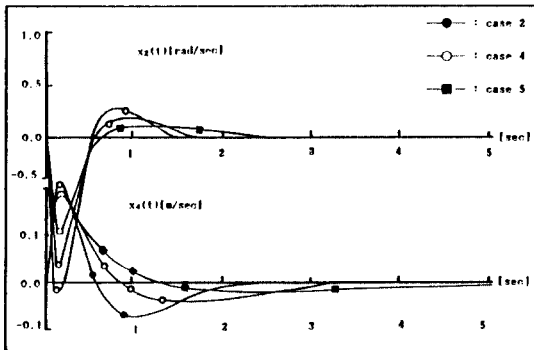
	R	Q(i,j) : 대각행렬	K(1,i) : 이득행렬
case 1	1	10 0.1 0.1 0.1	3.16 4.80 18.34 3.80
case 2	1	10 0.0 0.1 1.0	3.16 4.77 18.17 3.75
case 3	1	0.1 0.1 10 0.1	0.20 2.97 13.95 2.82
case 4	1	0.1 0.1 0.1 10	0.09 2.14 9.64 2.38
case 5	1	1.0 1.0 0.1 1.0	0.96 3.73 16.21 3.49

표 3. 특성근의 계산 결과  
Table 3 Eigen values for each case

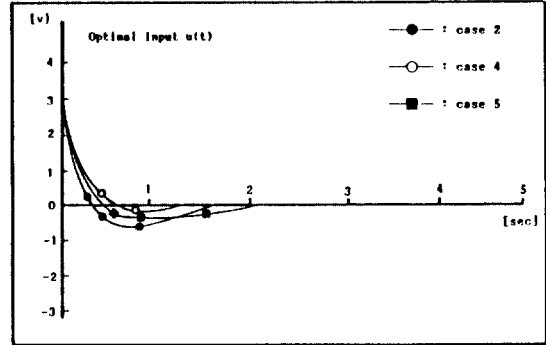
	s1	s2	s3	s4
case 1	-0.4+j1.15	-0.46+j1.15	-7.36+j0.65	-7.36-j0.65
case 2	-2.41	-3.18	-4.91+j1.98	-4.91-j1.98
case 3	-0.54	-4.83	-4.43+j6.57	-4.43-j6.57
case 4	-0.13	-4.42	-4.85+j6.74	-4.85-j6.74
case 5	-5.27	-13.24	2.27	-0.34



(a)  $x_1(t)$ 와  $x_3(t)$ 의 동특성 응답  
(a) Dynamic responses of  $x_1(t)$  and  $x_3(t)$



(b)  $x_2(t)$ 와  $x_4(t)$ 의 동특성 응답  
(b) Dynamic responses of  $x_2(t)$  and  $x_4(t)$



(c) 최적 Kalman 이득  
(c) Optimal Kalman gains.

그림 4. 최적 Regulator 도립전자 안정화제어 시스템의 동특성 응답  
Fig.4 Dynamic responses of pendulum system with optimal Regulator type stabilized controller

그림 3 및 표 2,3에서 알 수 있다시피 외란이 없는 경우의 변화에 가장 큰영향을 받는 최적이득은 상태변수  $x_1(t)$ 에 대한  $K(1,1)$ 으로 나타났으며, 이외의 최적이득은  $Q$  값의 변화에도 불구

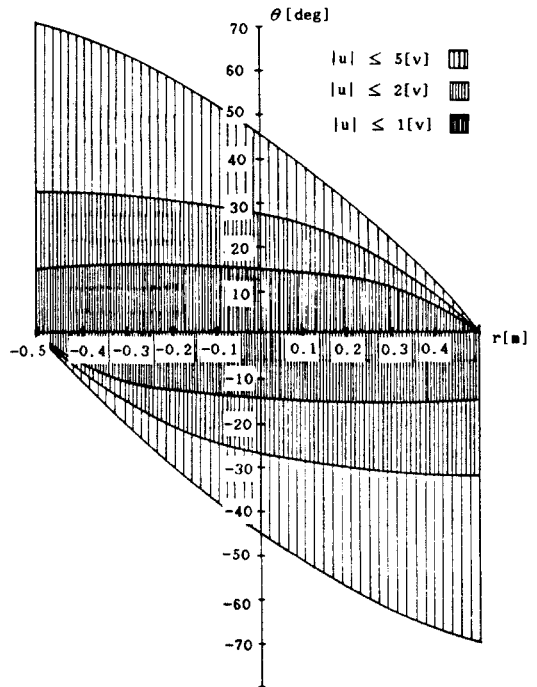
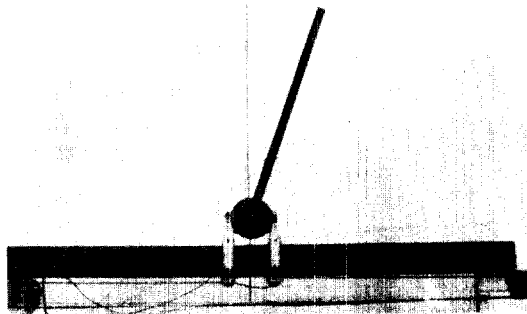


그림 5. 안정화 가능영역  
Fig. 5 Stabilizable Region

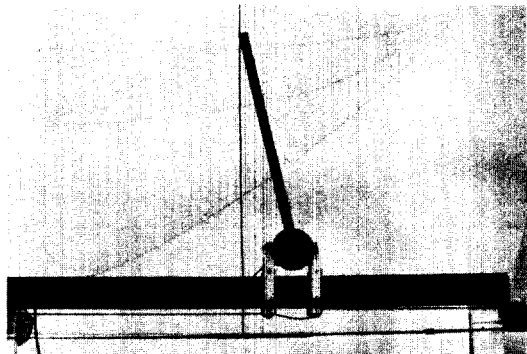
하고 큰 변화를 나타내지는 않았다. 또한, 상태변수  $x_3(t)$ 에 대한 케환이득이 크게 나타나므로, 실험시  $x_3(t)$ 에 대한 정밀한 측정이 보장되지 않으면 안된다.

그림 5는 case 2에 대한 이득으로서 식(2-5) 및 식(2-6)의 비선형 도립진자 시스템 모델을 안정화 제어할 수 있는 영역을 도시한 것이다. 제어입력 전압은  $\pm 1[V]$ ,  $\pm 2[V]$ ,  $\pm 5[V]$ 로 하였으며, 제어전압이 높아질 수록 안정화 제어 가능 영역은 커지게 되나, 제어회로등의 포화영향을 감소시키기 위하여 최대  $5[V]$ 로 하였다.

사진 2는 case 2에 대한 실험결과로써, 초기치  $z(t)=0[m]$  및  $\theta(t)=0.15[rad]$ 일 때 도립진자가 안정화되는 모습을 나타내고 있다. 이는 그림 4의 시뮬레이션 결과와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.



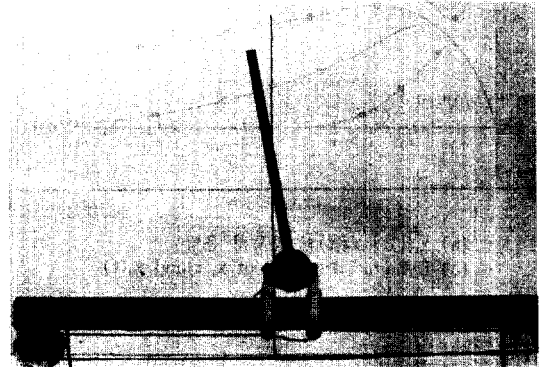
(a) 0.0[sec]



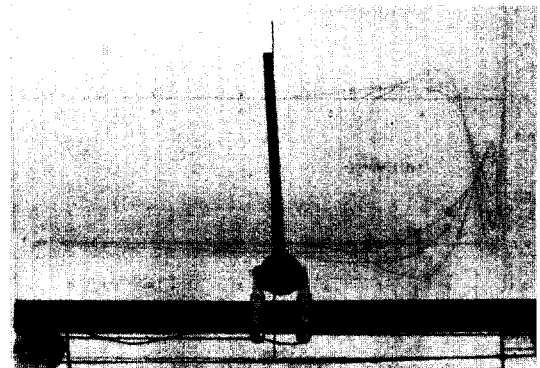
(b) 0.5[sec]



(c) 1.0[sec]

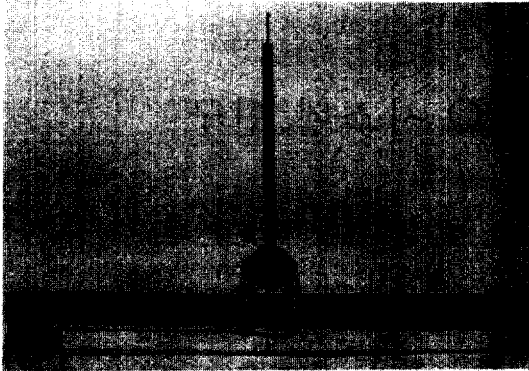


(d) 1.5[sec]



(e) 2.0[sec]





(f) 2.5[sec]

사진 2. 실험결과  
Photo 2 Experimental Results

## V. 결 론

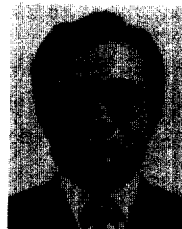
본 논문에서는 고유 불안정한 기계적인 도립전자 시스템의 비선형성을 최대한 고려하여 모델링하고 C.D.Johnson의 안정화 이론에 기초한 최적 안정화 Regulator로써 안정화할 수 있는 한 방법을 제시하였으며, 안정화 가능영역도 제시하였다. 그리고, 시뮬레이션 및 실험결과, 설계된 최적 레귤레이터는 불안정한 도립전자 시스템으로 만족스럽게 안정화시킬 수 있었으므로, 그 유용성이 확인되었다. 한편, 비선형성과 시스템 파라미터의 불확실성과 기타 잡음에 기인한 다소의 편차가 고찰되었지만, 선형화 시스템의 최적 Regulator와 안정화 제어가능 영역은 도립전자와 같은 비선형 시스템을 제어하고 해석하는데 유용할 것으로 사료된다.

## 참 고 문 헌

1. K.Furuta. & N. One, Attitude control of a triple inverted pendulum : Int. J.Control, Vol 39, No 6, pp. 1351-1365, 1984.
2. V.D.Furasov, Construction of controlled system using specified estimate for the transients : VDC62-50, NO. 1, pp.23-29, Jan.1973.
3. M.Sahba, Computer-aided design of feedback controllers for nonlinear systems with application to control of a double inverted pendulum : IEEE proceedings, Vol.130,No.6, pp.350-358, Nov.1983.
4. Shozo. Mori, Control of unstable mechanical system : Int.J.Control, Vol.23, No.5, pp.673-692, May.1976.
5. M.M.Michaelis, Stroboscopic study of the inverted pendulum : American Journal of Physics, Vol.53, No. 11, pp.1079-1083, Nov.1985.
6. Qing Feng. & Kazuo. Yamafuji, Design an simulation of control system of an inverted pendulum : Robotica, Japan, Vol.6,pp.235-241, 1987.
7. H.Kwakernaak & R.Sivan, Linear optimal control system : Willey Interscience, 1971.
8. Brain D.& O.Anderson, Optimal filtering : Prentice Hall, 1978
9. C.D.Johnson, Theory of Disturbance Accomodating Controllers : Acade mic press, New York, 1976.



朴 英 式 (Young Sik PARK) 正會員  
1953年 9月17日生  
1979年 東亞大 工大 電子工學科 卒  
(工學士)  
1981年 : 東亞大 工大 大學院 電子工學科 卒 (工學碩士)  
1985年 : 東亞大 工大 電子工學科 博士 課程  
現在 : 釜山專門大 電子工學科 副教授



崔 富 貴 (Boo Kwi CHOI) 正會員  
1963年 12月19日生  
1960年 : 延世大 電氣工學科 卒 (工學士)  
1980年 : 慶熙大 大學院 電子工學科 卒 (工學碩士)  
現在 : 東亞大 工大 電子工學科 教授