

히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기에 의한 서보모터의 제어

김영복* · 김성환* · 정병건* · 양주호**

Servo Motor Control by On-Off Controller with Hysterisis

Y.B. Kim, S.H. Kim, B.K. Jeong, J.H. Yang

Abstract

All physical systems are nonlinear to some degree. The examples are relay, backlash, deadzone, saturation element and so on. In the linear control system design, it is useful method to restrict the nonlinearity to the linearity of system over the operation range.

It is worth noting that nonlinearities may be intentionally introduced in to a system. A simple of an intentional non-linearity is the Bang-Bang controller which uses the On-Off relay.

In this paper, an angular position servosystem made of a DC servomotor controlled by a microcomputer is discribed. Authors use two methods in the design of controller. The one is linear controller designed by the optimal feedback control theory only and the other is nonlinear controller designed by On-Off relay with optimal feedback control theory. To do the real time control, the controller is designed by using 16bit personal computer and A/D·D/A converter(12bit) is used in order to convert the signal.

According to this way, the results from real time control are as follows.

- 1) Under the linear controller, step response has a destabilizing result.
- 2) Under the On-Off controller with hysterisis the influence of disturbance is considerably smaller than the linerar controller.
- 3) An increase in the sampling period has a destabilizing effect.
- 4) In the controller performance, the response time of the On-Off controller is longer than that of the linear controller.

To close, we note that the On-Off controller with hysterisis is more attractive than the linear controller in the presence of the input limit.

*釜山水産大學校 大學院, 機關學科

**正會員, 釜山水産大學校 工科大學, 工博

Nomenclature

A	: System matrix
B	: Input matrix
B_f	: Viscous friction coefficient
$e_a(t)$: Applied voltage to armature
$e_g(t)$: Voltage induced in armature
$f[\sigma(n)]$: Control input with nonlinear component
I_a	: Armature current
J_a	: Inertia moment
J	: Cost function
K_a	: Attenuator gain
K_b	: Back emf constant of motor
K_e	: Error constant
K_t	: Torque constant
L_a	: Armature inductance
n	: Reduction ratio
$N(X, \omega)$: Describing function
Q	: Weighting matrix of state v
R	: Weighting matrix of input u
R_a	: Armature resistance
T_e	: Developed torque of motor
T_L	: Load torque
X	: Amplitude of input signal
τ_a	: Armature time constant
τ_m	: Motor time constant
ω	: Angular speed
θ_0	: Angular position

제 1 장 서 론

산업의 자동화의 도구로써 서보모터는 빼 놓을 수 없이 중요한 위치를 확보하게 되었고, 이 서보모터의 제어에 관하여 많은 연구가 진행되고 있다^{1)~3)}.

일반적으로 제어계통에는 비선형요소를 포함하는 경우가 많으며 이러한 비선형요소는 제어계통에 바람직 하지 못한 영향을 끼치는 경우가 많다. 그래서 이 비선형요소의 해석은 동작점 부근에서

선형화하여 해석하는 것이 통상적인 방법이다⁴⁾.

그러나 이러한 비선형요소를 선형화하여 해석하는 방법과는 달리 비선형요소를 제어에 적극 이용하는 방법들이 있다. 그중의 대표적인 것이 릴레이이며, 여자(excite)의 특성상 히스테리시스 루프를 가지고 여기에 인위적으로 불감대(dead zone)를 갖도록 한 것이 히스테리시스를 갖는 3위 치 릴레이이다^{5)~8)}. 본 논문에서는 이러한 특성을 갖는 릴레이를 제어기로서 적극 이용한다는 의미에서 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기라 부르기로 하며, 이 요소의 불감대 영역을 적당히 선정하므로써 외란 및 잡음에 대해 강인한 제어계를 구성할 수 있다.

또한 일반적으로 제어대상의 제어압력은 그 크기에 제한을 갖는 경우가 대부분이며 이러한 경우에는 온-오프 제어기를 이용하는 것이 더욱 유리하다^{9)~10)}.

따라서, 본 연구에서는 최적제어이론에 입각한 피드백 제어칙에 의하여 제어입력을 구하고, 이 제어입력을 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기를 통과시키는 방법으로 제어계를 구성하여 IBM 계의 퍼스널 컴퓨터로 서보 모터의 실시간 제어를 행하고 그 결과를 검토하고자 한다.

제 2 장 서보 모터의 모델링

직류전동기의 제어에는 전기자제어와 계자제어의 두가지 방법이 있는데, 본 연구에서는 제어특성이 우수한 전기자제어방식을 채택하였고 직류전동기의 단자전압 e_a 와 각속도 ω 에 대한 관계를 미분방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$e_a(t) = e_g(t) + i_a(t)R_a + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2-1)$$

$$e_g(t) = K_b \omega(t) \quad (2-2)$$

$$T_e(t) = T_L(t) + B_f \omega(t) + J_a \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (2-3)$$

$$T_e(t) = K_t i_a(t) \quad (2-4)$$

위 식을 라플라스 변환하여 인가전압 $E_a(s)$ 에 대한 각속도 $\omega(s)$ 의 전달함수식으로 표시하면 식

(2-5)와 같다.

$$\frac{\omega(s)}{E(s)} = \frac{K_f}{R_a B_f (1 + \tau_a s) (1 + \tau_m s) + K_f K_b} \quad (2-5)$$

식(2-5)로부터 $\theta_0(s)$ 와 $E_a(s)$ 에 대한 전달함수를 구해보면 식(2-6)과 같다.

$$\frac{\theta_0(s)}{E_a(s)} = \frac{K_f/n}{[R_a B_f (1 + \tau_a s) (1 + \tau_m s) + K_f K_b]s} \quad (2-6)$$

여기서, $\tau_a = L_a/R_a$, $\tau_m = J_a/B_f$ 이다.

$\tau_a \ll \tau_m$ (즉 $B_f = 0$)이며 식(2-6)은 (2-7)식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\theta_0(s)}{E_a(s)} = \frac{K_f}{s(\tau s + 1)} \quad (2-7)$$

여기서, $K_f = 1/K_b n$, $\tau = J_a R_a / K_f K_b$ 이다.

따라서 식(2-7)에 대한 블록선도는 Fig. 2-1과 같다.

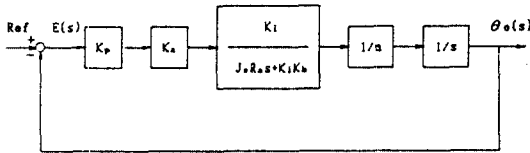


Fig.2-1 Block diagram

식(2-7)의 전달함수로 표시된 시스템을 식(2-8)과 같이 상태를 정의하고 상태방정식으로 표시하면 식(2-9)와 같이 된다.

$$\begin{cases} u = E_a \\ v_1 = \theta_0 \\ v_2 = \omega \end{cases} \quad (2-8)$$

$$V = Av + Bu \quad (2-9)$$

여기서,

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_f}{\tau} \end{bmatrix}$$

이다.

식(2-8)을 샘플링 시간 T로써 이산형으로 표시하면 식(2-10)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_1(k+1) \\ v_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & (1-e^{-T/\tau}) \\ 0 & e^{-T/\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(k) \\ v_2(k) \end{bmatrix} + K_f \begin{bmatrix} T-(1-e^{-T/\tau})\tau \\ (1-e^{-T/\tau}) \end{bmatrix} [u(k)] \quad (2-10)$$

제 3 장 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기에 의한 제어계의 구성

3.1. 선형 레귤레이터

식(2-9)로 나타나는 시스템에 대한 상태 피드백 제어 법칙은 다음과 같이 표시된다.

$$u = -(K_1 v_1 + K_2 v_2) \quad (3-1)$$

일반적으로 식(3-1)의 최적 피드백 제어입력 u 는 식(2-9)에 대해 식(3-2)의 평가함수를 최소화 하는 값으로, 식(3-3)의 리카티 방정식(Riccati equation)의 해를 구해서 식(3-4)로부터 최적 피드백 게인값을 구할 수 있다.

$$J = \int (V^T Q V + u^T R u) dt \quad (3-2)$$

여기서 Q는 positive semidefinite이고 R은 positive definite이다.

$$PA + A^T P + Q - KBR^{-1}B^T P = 0 \quad (3-3)$$

$$K = R^{-1}B^T P \quad (3-4)$$

3.2. 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기

히스테리시스를 갖는 온-오프 제어제에서는 오차신호가 어떤 크기를 초과하는 순간 적정한 극성을 가진 전 교정 토크로 동작하였다가 어떤 크기 이하로 떨어졌을 때에는 모든 교정 토크는 제거된다.

이와 같이 간단하고 비교적 값이 싼 장치는 열의 온도조절, 자동차의 전압조정기, 크기와 무게가 매우 중요한 요소가 되는 항공기나 우주선제어응용 등에 실제로 많이 사용되고 있고, 정교한 제어를 요하는 제어대상에 컴퓨터

가 널리 이용되면서부터 이러한 제어알고리즘의 실현은 한층 더 용이하게 되었다.

히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기는 비선형요소를 포함하고 있으며, 이러한 비선형요소를 해석하기 위해 여러 해석방법 중 기술함수법을 이용하고자 한다.

일반적으로 비선형계의 해석에 있어서 가장 어려운 점은 어느 하나의 해석법이 모든 문제에 적용될 수 없다는 것이다. 그러나, 기술함수법은 어떤 차수의 비선형계에도 적용될 수 있고, 리미트 사이클을 구하는데에도 이용된다. 따라서 비선형계의 입력이 정현파이고, 출력의 기본 주파수가 입력과 같은 주파수라고 가정함으로써 문제를 단순화시켜 선형계의 전달함수 해석법을 비선형계에 대해서도 확대 적용할 수 있는데, 이러한 방법으로 입력에 대한 출력의 관계를 수식적으로 표현한 것이 기술함수(describing function)이다.

3.2.1. 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기의 기술함수

Fig. 3-1과 같은 특성을 갖는 3위치 릴레이, 즉 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기의 기술함수를 구해본다.

입력으로서 $X\sin\omega t$ 를 가할때 Fig. 3-1에 표시된 요소의 기술함수는 식(3-5)와 같다.

$$N(X, \omega) = \frac{D}{2X} \sqrt{A^2 + B^2} \tan^{-1}(A/B) \tag{3-5}$$

여기서,

$$A = -\frac{2YH}{\pi X}$$

$$B = \frac{2Y}{\pi} \left[\cos(\sin^{-1} \frac{D/2+H}{X}) - \cos(\pi - \sin^{-1} \frac{D}{2X}) \right]$$

이다.

히스테리시스 현상은 릴레이를 여자(excite)시키거나 소자시키는데 필요한 동작신호의 크기차 때문에 생긴다. 이러한 비선형성에 대한 입력과 출력사이의 관계는 식(3-6), (3-7)과

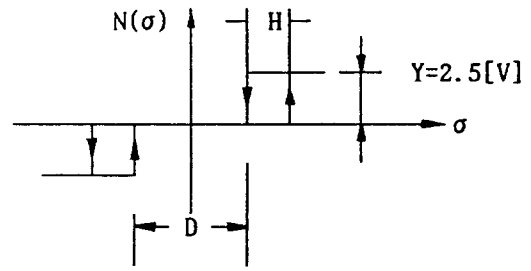


Fig.3-1 Relay switching curve

같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} u(k) &= f[\sigma(k)] \\ \sigma(k) &= K_1 [v_1(k) - Ref] + k_2 v_2(k) \end{aligned} \right\} \tag{3-6}$$

$$f[\sigma(k)] = \tag{3-7}$$

$$2.5, \text{ if } \sigma(k) > \frac{D+1}{2} = P_1$$

$$-2.5, \text{ if } \sigma(k) < -\frac{D+1}{2} = P_2$$

$$0, 0, \text{ if } -\frac{D-H}{2} = P_3 < \sigma(k) < \frac{D-H}{2}$$

$$f[\sigma(k-1)], \text{ if } P_2 < \sigma(k) < P_1 \text{ or } P_4 < \sigma(k) < P_3$$

3.2.2. 기술함수를 이용한 진동의 예측

비선형요소의 기술함수는 근사적으로 비선형 피드백 제어계에 있어서 리미트사이클의 유무를 결정하기 위하여 사용할 수 있다.

제어대상의 주파수 전달함수 $G(j\omega)$ 와 $-1/N$ 에 대응하는 두개의 궤적은 같은 그래프상에 그릴 수 있는데, 입력의 진폭 X 와 주파수 ω 에 대한 궤적이 될 것이다. 여기서 두 궤적의 교점은 안정, 불안정에 대한 리미트사이클의 존재 여부와 주파수 ω 에 대한 정보를 제공한다. 만일 교점이 없다면 진동은 일어나지 않는다. 이것은 계통의 이득-위상선도에서 알 수 있는데, 선형적인 $G(j\omega)$ 의 궤적은 주파수가 증가하는 방향에 점이 찍혀지고 비선형적인 $-1/N$ 의 궤적은 진폭 X (D/X 가 감소하는 방향)가 증가하는 방향에 점이 찍혀지도록 두 궤적의 방향성이 정해졌다면, 이때 계통의 안정한 리미트사이클은 선형궤적에서 멈추고 주파수가 증가하는 방향을 향했을 때 비선형궤적이 관찰

자에게 진폭 X 가 증가하는 방향으로 좌측에서 우측으로 교차할 때 일어난다. 만일 이와 반대 현상이 일어난다면 리미트사이클은 불안정하고 이 계통의 상태는 발산한다. 이 법칙을 본 시스템에 적용하면 이득-위상선도는 Fig. 3-2와 같고 이 그림에서 케적 (I)는 히스테리시스가 없는 경우이며 케적 G(j ω)와 교차점이 생기지 않기 때문에 리미트사이클은 존재하지 않게 되고 항상 안정한 특성을 갖게 된다. 그러나 케적 (II)는 히스테리시스가 존재하는 경우 (HYS=1.0)이며, 케적간의 교차점 ($\omega=5.9$, D/X=0.335)에서 불안정한 리미트사이클이 발생하게 된다.

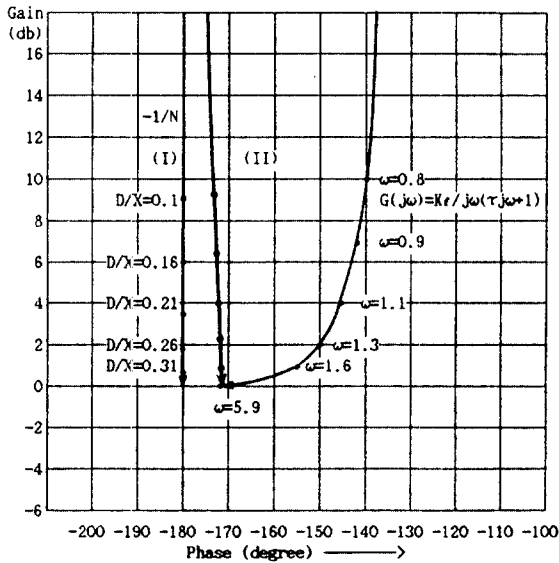


Fig.3-2 Gain-Phase diagram stability analysis of nonlinear system containing a dead zone

3.3. 제어계의 구성

선형 러귤레이터만을 갖는 경우와 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기가 직결로 연결된 두 경우에 대한 제어계의 구성도는 Fig. 3-3과 같다.

3.4. 실시간 제어 프로그램의 플로우 차트

3.3. 절에서 구성된 제어계를 IBM계 퍼스

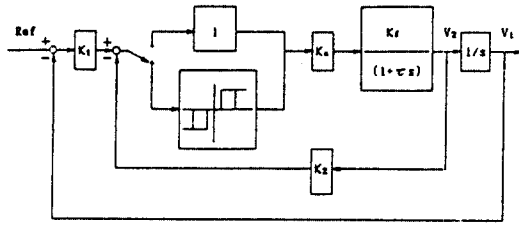


Fig.3-3 Block diagram of Control system

널 컴퓨터로써 실시간 제어 실험을 행하기 위한 프로그램의 플로우 차트는 Fig. 3-4와 같다.

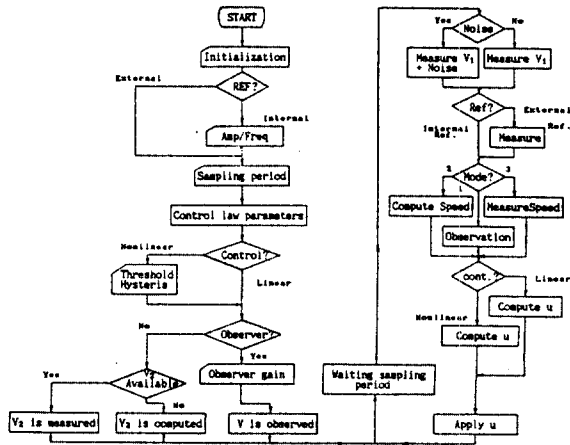


Fig.3-4 Flow chart

3.5. 실험장치의 구성도

본 연구에서 구성한 실험장치의 구성도는 Fig. 3-5와 같다.

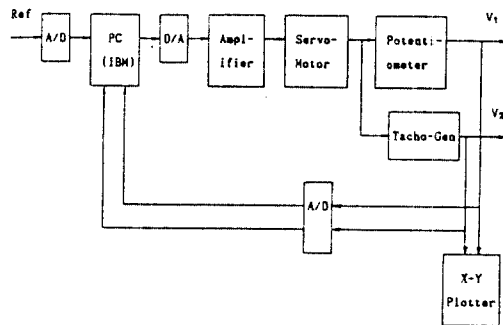


Fig.3-5 Schematic diagram of position control system

Table 4-1 The system constants

Name	Symbol	Value	Unit	Remark
Armature resistance	R_a	3.2	[Ω]	
Motor armature inductance	L_a	8.6×10^{-3}	[H]	
Moment of inertia	J_a	9.9×10^{-6}	[Kgm ²]	
Viscous damping coefficient	B_f	0	[Nm/(rad/s)]	
Emf constant	K_b	60×10^{-3}	[V/(rad/s)]	
Torque constant	K_t	3.3×10^{-3}	[Nm/A]	
Proportional gain	K_r	1		
Pre-Amp gain	K_p	29.5		
Attenuator gain	K_n	0.06		
Gear Ratio	n	30		
Error Constant	K_e	5.7	[Volt/rad]	

제4장 응답실험 결과 및 검토

4.1. 제어대상의 제 정수

제어대상으로 하는 서보모터의 제 정수는 Table 4-1과 같다.

4.2. 실시간 제어실험 결과 및 검토

4.2.1. 실험결과

식(3-1)의 상태 피드백 제어법칙에서의 최적 피드백 제어입력 u 는 식(3-2)의 평가함수를 최소로 하는 값으로 리카티 방정식을 이용해 구하고, 이 값으로 부터 선형 및 비선형 레귤레이터로 제어계를 구성하여 계단상의 입력과 외란에 대한 응답실험을 행한 경우의 실험결과 는 Fig. 4-1~Fig. 4-9와 같다.

여기서 Fig. 4-1~Fig. 4-3은 속도와 위치를 직접 측정된 경우이며, Fig. 4-4~Fig. 4-6은 위치는 직접 측정하고 이 위치값으로부터 속도를 계산해서 위치 및 속도보상을 행한 경우이다. 또한 Kalman-Bucy type의 관측기를 구성하여 응답실험을 행한 경우는 Fig. 4-7~4-9와 같으며, 히스테리시스 폭 H 와 샘플링 시간 T 를 파라미터로 하여 비선형 레귤레이터로써 응답실험을 한 경우의 위상면도(phase plane trajectory)는 Fig. 4-10~4-12와 같다.

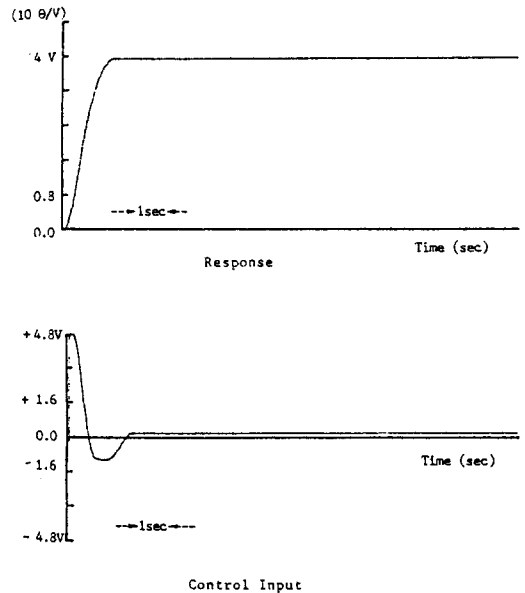


Fig.4-1 Step response(Position and speed measured, Linear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$)

4.2.2. 검토

Fig. 4-1~4-3은 위치와 속도를 직접 측정할 경우의 응답특성을 나타낸 것이다. 여기서 Fig. 4-1과 Fig. 4-2는 각각 선형레귤레이터로 제어계를 구성하여 실험을 행한 경우(이하 실험 I)와 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기로 제어계를 구성하여 실험을 행한 경우(이하

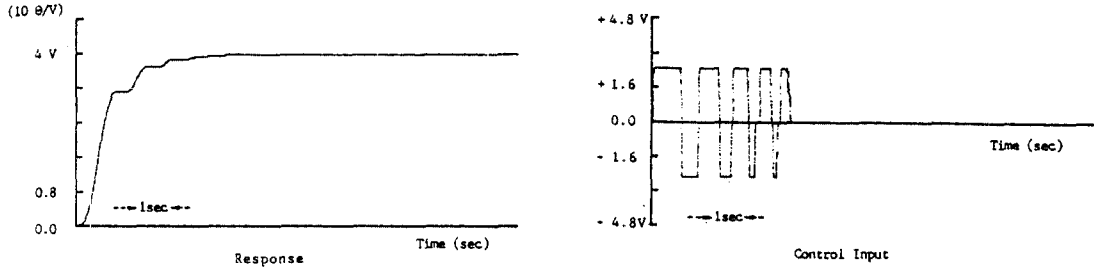


Fig.4-2 Step response(Position and speed measured, Nonlinear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$ HYS=0, $D=0.2$)

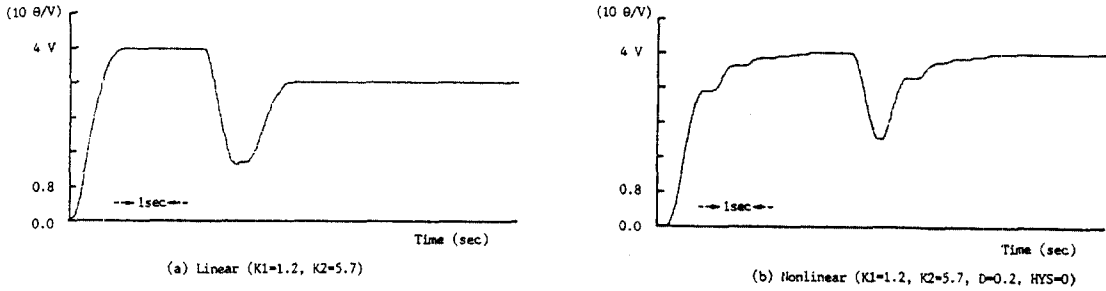


Fig.4-3 Step response to noise(Position and speed measured)

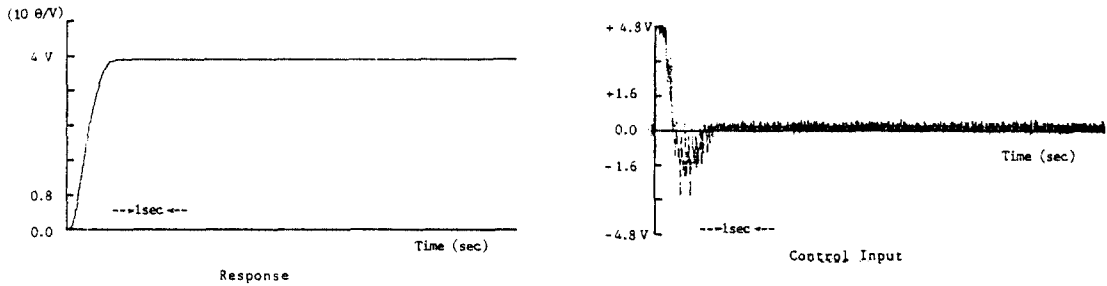


Fig.4-4 Step response(Position measured and speed computed, Linear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$)

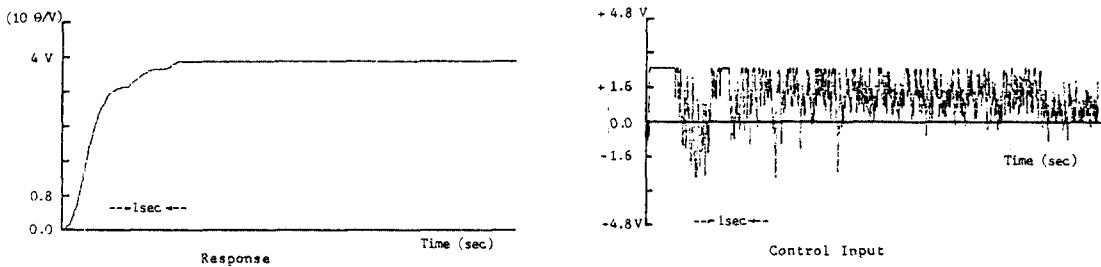


Fig.4-5 Step response(Position measured and speed computed, Nonlinear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$, HYS=0, $D=0.2$)

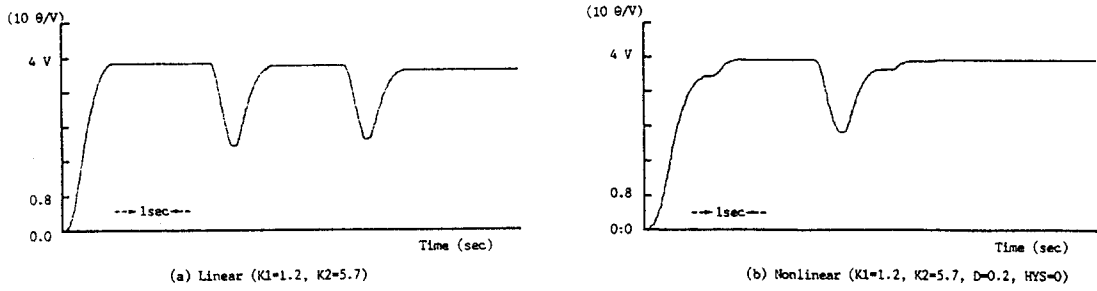


Fig.4-6 Step response to noise(Position measured and speed computed)

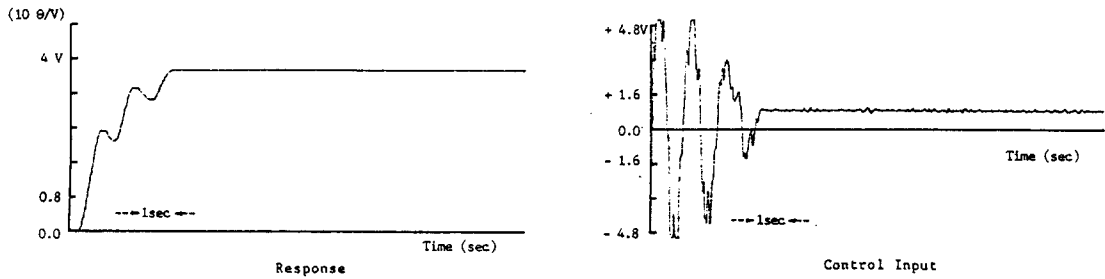


Fig.4-7 Step response(Observer, Linear, $K_1=1.8, K_2=2.0, K_0=55$)

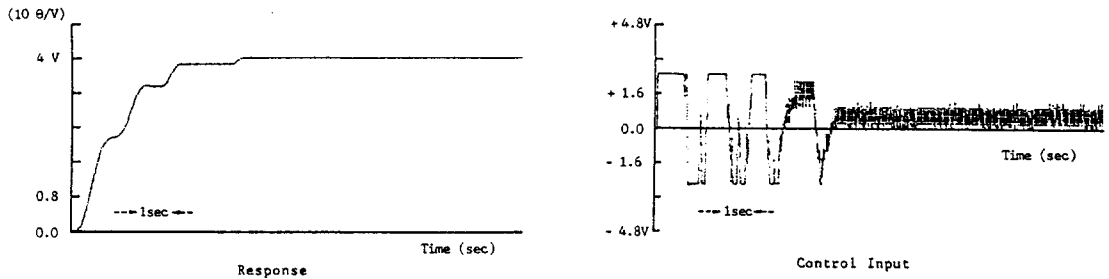


Fig.4-8 Step response(Observer, Nonlinear, $K_1=1.8, K_2=2.0, K_0=55, D=0.5, HYS=0$)

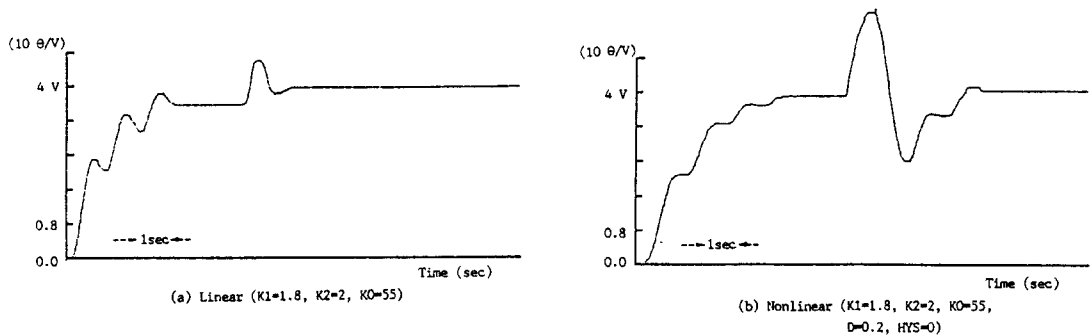


Fig.4-9 Step response to noise(Observer)

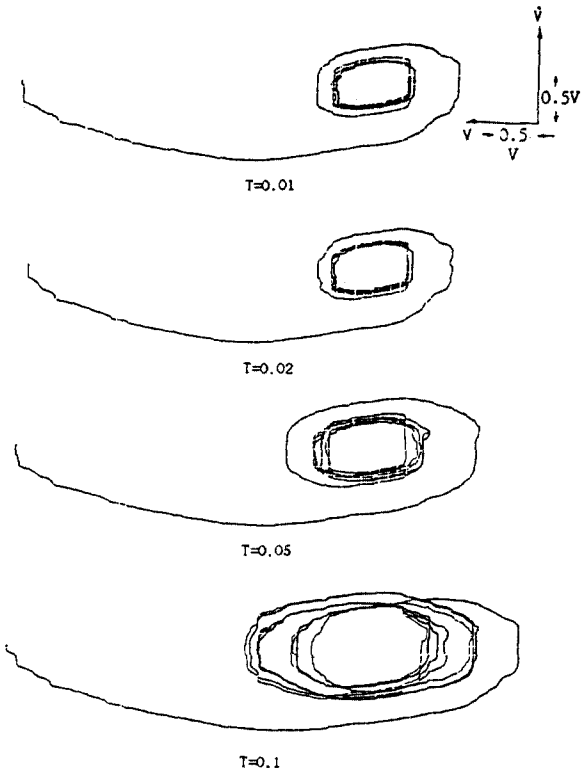


Fig.4-10 Phase trajectory plane(Position and speed measured, Nonlinear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$, HYS=1.0, D=1.2)

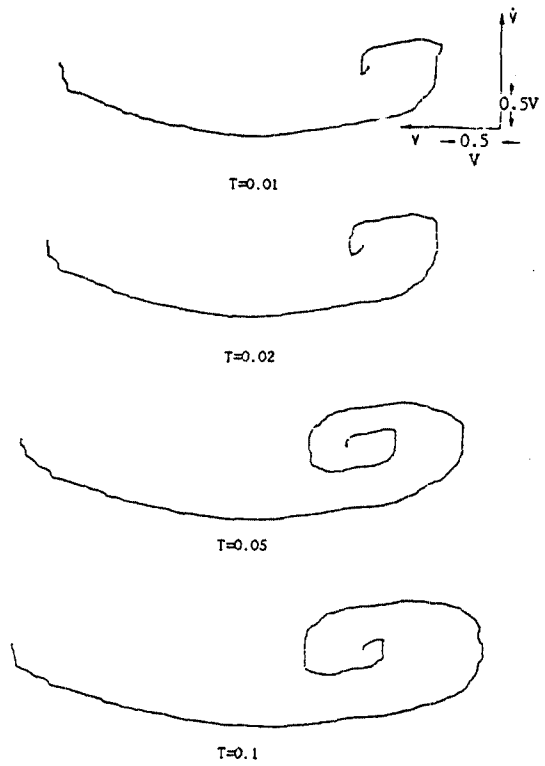


Fig.4-11 Phase trajectory plane(Position and speed measured, Nonlinear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$, HYS=0, D=1.2)

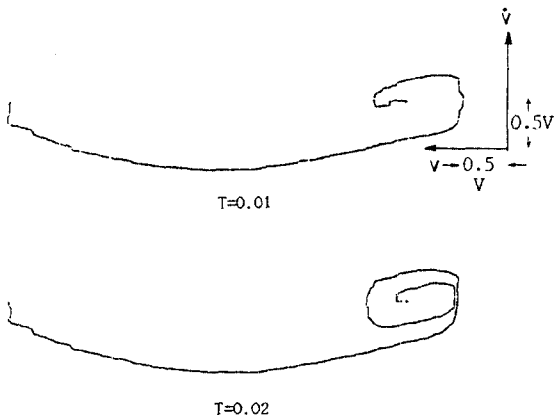
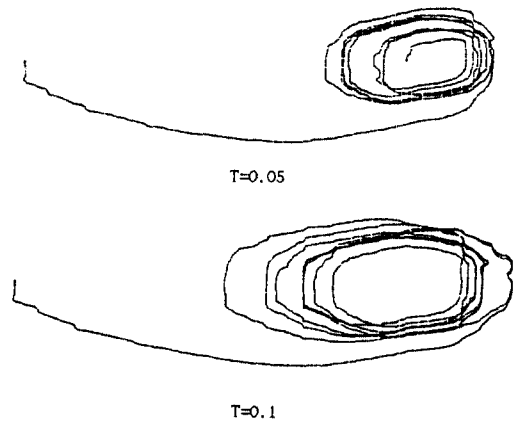


Fig.4-12 Phase trajectory plane(Position and speed computed, Nonlinear, $K_1=1.2$, $K_2=5.7$, HYS=0, D=1.2)



실험 II)에서의 계단상 입력에 대한 출력의 특성을 나타낸 것인데, 두 경우 모두 편차없이 정확하게 목표치에 수렴해감을 알 수 있다. 그러나 제어입력에 외란이 부가될 때의 응답특성을 나타낸 Fig. 4-3에서, 실험 I의 경우에는 부가된 외란이 제거되었더라도 본래의 목표치를 추종해 가지 못하고 0.6[V] 정도의 편차를 가졌으며, 실험 II의 경우에는 변함없이 정확하게 목표치를 추종해 감을 알 수 있다.

이는 실험 I에서 입력에 대한 출력간에 오차가 존재하게 되면 제어입력은 이 오차에 대한 비례값으로 주어지게 될 것이고 경우에 따라서는 기계적 마찰력 등을 보상할 수 없는 아주 작은 값을 갖게 된다. 그러나 실험 II의 경우는 오차가 주어진 불감대영역(0.2[V]이하)을 초과하게 되면 적정한 극성을 가진 전 교정 토오크(본연구에서는 $\pm 2.5[V]$)로 응답실험을 행했음을 제어입력으로 가하게 되므로 보다 우수한 추종성을 갖게 된다.

Fig. 4-4~Fig. 4-6은 위치만을 직접 측정하고 이 값으로부터 속도를 계산해서 위치 및 속도보상을 행한 경우이다. 이 실험 역시 Fig. 4-1~Fig. 4-3의 경우와 비슷한 특성을 나타내고 있으나, 실험 I의 경우에는 Fig. 4-6에서와 같이 외란을 연속적으로 부가했을 때 오차가 점점 커짐을 알 수 있다.

Fig. 4-7~Fig. 4-9는 관측기를 구성하여 응답실험을 행한 경우이다. Fig. 4-7은 실험 I에서의 응답특성을 나타내고 있는데 목표치에 대한 오차를 보상하기 위한 제어입력값이 계속해서 주어지고 있으나 기계적 마찰력 등을 보상할 만한 충분한 값이 되지 못하기 때문에 여전히 0.3[V] 정도의 오차를 가졌다. 그러나 실험 II의 경우를 나타낸 Fig. 4-8에서는 오차가 불감대 영역을 초과하는 순간 전교정 토오크가 가해지기 때문에 목표치에 정확하게 추종해 갔다.

그리고 Fig. 4-9는 Fig. 4-1~Fig. 4-3의 결과와 Fig. 4-4~Fig. 4-6의 실험결과와는 달리 제어입력이 아닌 부하축(모터의 축)에 외란을 부가했을 때의 외란에 대한 응답특성을 나타낸

것이다. 여기서 실험 I의 경우는 외란이 부가되기 전에는 약간의 오차를 가지다가 회전방향으로 부하를 가하자 플라이휠의 회전 관성력 때문에 목표치에 수렴해 갔으며, 실험 II의 경우에는 외란이 부가되기 전과 마찬가지로 목표치에 정확하게 수렴해 감을 알 수 있다.

Fig. 4-10과 Fig. 4-11은 위치와 속도를 직접 측정한 경우이다. Fig. 4-10은 실험 II에서 히스테리시스가 있고 샘플링타임을 변화시킬때의 응답특성을 나타낸 것으로 리미트사이클이 존재하고 있음을 알 수 있으며 Fig. 4-11은 히스테리시스를 제거한 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 그리고 Fig. 4-12는 위치를 직접 측정하고 위치값으로부터 속도를 계산하는 방법으로 위치 및 속도보상을 행한 경우에 있어서 히스테리시스를 제거하고 샘플링 타임을 변화시킬때의 응답특성을 나타낸 것이다. 이 그림에서 x축은 위치, y축은 속도를 나타내며, 이들 위상면도로부터 히스테리시스가 있는 경우에는 리미트사이클이 존재하고, 또 샘플링 타임이 커짐에 따라 시스템은 더욱 불안정해짐을 알 수 있다. 그리고 위치와 속도를 직접 측정한 경우가 응답성이 우수함을 알 수 있다.

제5장 결 론

이상의 실험결과로부터 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 선형레귤레이터를 갖는 경우, 계단상의 입력에 대한 출력은 목표치에 정확하게 수렴하였으나 외란이 수반되는 경우의 응답은 부가된 외란이 제거되는 순간 본래의 목표치를 추종해 가지 못하고 상당한 편차를 가졌다.
- 2) 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기로써 제어계를 구성한 경우에는 외란이 제거되는 순간 곧 목표치에 정확하게 편차없이 추종해 갔다.
- 3) 샘플링 타임이 증가함에 따라 system의 응답특성이 불안정해짐을 확인했다.
- 4) 본 연구에서는 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기로써 제어계를 구성한 경우, 제어

입력 제한을 $\pm 2.5[V]$ 로 하였기 때문에 선형 레플레이터로 제어계를 구성한 경우보다 속응성이 떨어졌으나, 이 값을 크게 하면 속응성의 문제는 개선될 것이며, 이러한 사실로부터 제어입력 u 값에 제한이 주어질 때 히스테리시스를 갖는 온-오프 제어기로써 제어계를 구성하면 더욱 우수한 응답특성을 얻을 수 있을 것이다.

참고문헌

- 1) 하태광, "마이크로프로세서를 이용한 직류모터의 위치제어", 전남대학교 대학원, 1983
- 2) 최종재, "마이크로프로세서를 이용한 LQI 알고리즘에 의한 직류전동기의 속도제어에 관한 연구", 고려대학교 대학원, 1984
- 3) 김용국, "마이크로프로세서에 의한 직류전동기의 PID 제어방식에 관한 연구", 고려대학교 대학원, 1984
- 4) S.M. Shinner, "Modern Control System Theory and Applicason", Addition Wesley, pp. 369-453, 1978
- 5) K. Ogata, "State Space Analysis of Control System", Prentice-Hall, pp. 336-369
- 6) Ernest O. Doebelin, "Control System Principles and Design", John Wiely & Sons, pp. 221-257, 1985
- 7) D.M. Auslander, Y. Takahashi and M. Tomizuka, "Direct Digital Process Control", Proc, IEEE, vol. 66, pp. 199-208, 1978
- 8) B.C. Kuo, "Automatic Control System", 喜重堂, pp. 109-163, 1988
- 9) R.M. De Santis, "An Adaptive PI/Sliding Mode Controller for a Speed Drive", Int. J. Control. vol. 111, pp. 409-415, 1989
- 10) R.M. De Santis, Richard Hurteau, Gerard Authie, A Real Time Computer Control Demonstratrator for Use in a University Control Laborator", IEEE Trans. on Education, vol. E-25, No.1, pp.18-28, 1982