

# 가변구조이론을 이용한 편로드 유압실린더의 디지털제어

이 교 일 ° 김 동 춘  
 서울대학교 기계설계학과

## A Study on Digital Control of the Single-rod Hydraulic Cylinder using Variable Structure Theory

Kyo Il Lee ° Dongchoon Kim

Dep. Mechanical Design & Production Eng. S. N. U.

### Abstract

A control of nonlinear system is motivated by the fact that all real plants are nonlinear systems and model identification introduces parameter errors.

The purpose of this study is to design a Discrete Variable Structure Controller ( DVSC ) for single-rod hydraulic cylinder system . The model contains uncertain parameters which are known to lie within upper and lower bounds. In the design of DVSC, the boundary layer concept was adopted to reduce cattering. The DVSC was evaluated through digital computer simulation and compared with a VSC ( analog controller ).

### 1. 서론

현재 우리가 직면하고 있는 어려움 중의 하나는 기기들이 복잡하여짐에 따라 선형시스템에 대해 세운 이론과 실제 상황하에서의 제어 사이의 차이가 점점커져간다는 것이다. 선형이론에 기초를 두고 아무리 잘 설계된 기술일지라도 비선형효과와 불확실성등을 완전히 이겨내기는 어렵다.

특히 유압시스템은 온도변화에 따른 작동유의 점도변화, 서보밸브에서의 압력강하, 작동유의 공동현상, 외부환경과 기기의 마모로 인한 플랜트 파라미터의 변화등 여러 비선형성을 가지고 있다.

최근에 들어서 비선형 제어 시스템에 대한 이론과 설계에 대한 연구가 진행되고 있다. 그 중에서 한 연구로 시스템의 모델링 오차와 미지의 외란에 견고한 제어를 설계하는 가변구조이론이 있다.

본 논문에서는 가변구조이론을 이용하여 하중이 변하고 있고 피스톤의 양단의 면적이 달라서 팽창시와 수축시의 모델에 차이가 있는 편로드유압실린더의 위치를 디지털제어기를 구성하여 제어하고자 한다.

### 2. 가변구조이론

가변구조이론은 위상공간 상에서 시스템의 상태가 미리정의된 임의의 불연속면을 지날때 제어기의 구조를 변화시켜서 시스템의 상태가 불연속면 부근에서 벗어나지 않게하여 이면을 따라서 점근적으로 가고자하는 점에 수렴하게하는 방법이다.

### 2-1. Lyapunov 안정도 이론 [1, 2, 15]

일반적인 비선형시스템의 안정도판별에는 보편적인 방법이 존재하지 않는다. Lyapunov이론은 전체에너지의 개념에서 시스템의 해가 안정할 가능성을 찾는 방법이다. 앞으로 다룰 비선형 시스템을

$$\dot{x} = f(x), x \in R^n \tag{2-1}$$

와 같이 상태만의 함수로 보자.

정의 2-1 Lyapunov 함수 V(x)

1. positive definite
  2. 연속인 편미분이 존재
  3. 시간에 따른 변화율이 negative semi-definite
- 를 만족하는 함수 V(x)를 Lyapunov 함수라고 한다.

Thm. 2-1 식(2-1)이 정의2-1에 따른 V(x)를 가질때 해는 stable 하다.

### 2-2. 가변구조이론 [1, 3, 8, 12]

식(2-1)을 다음과 같이 표현하자.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + B(x) \cdot u \\ x(0) &= x_0 \end{aligned} \tag{2-2}$$

$$x \in R^n, u \in R^m$$

그리고 원하는 운동 궤적을

$$\sigma(x) = S(x) = 0, \sigma(x) \in R^m \tag{2-3}$$

으로 정하자.

가변구조이론은 Thm.2-1을 이용하여 제어입력 u와 함수 S(x)를 구하는 것이다. 먼저 Lyapunov 함수를

$$V(x) = \sigma(x)^T \cdot \sigma(x), V(0)=0 \tag{2-4}$$

으로 가정하고  $\dot{V}(x)$ 를 구해보면

$$\dot{V}(x) = 2 \sigma(x)^T \cdot \dot{\sigma}(x) \tag{2-5}$$

이 된다. 따라서

$$\sigma(x)^T \cdot \dot{\sigma}(x) \leq 0 \tag{2-6}$$

을 만족하여야 한다. 식(2-6)은 식(2-2)에 따른 식(2-3)의 존재조건이 된다.

그런데

$$\dot{\sigma} = \frac{\partial}{\partial x} S(x) \cdot \dot{x} = \frac{\partial}{\partial x} S(x) \cdot (f + Bu) \tag{2-7}$$

임을 이용하면 식(2-6)은

$$S(x)^T \cdot \frac{\partial}{\partial x} S(x) \cdot (f + Bu) \leq 0 \tag{2-8}$$

으로 나타낼수 있다. 제어입력  $u$  와 절환 함수  $S(x)$ 를 식(2-8)을 만족하게 정하면 상태  $x$ 는  $S(x)=0$  부근에 있게 된다.

### 2-3. 디지털 가변구조제어 이론 [ 3, 4, 5]

선형시스템에서는 Z-변환을 이용하여 Z-공간에서 풀이 단위원 내에 존재하게 제어입력  $u$  를 정하는 것이 일반적인 디지털 제어기의 설계방법이다. 그러나 비선형시스템에서는 Z-변환이 일반적으로 있을수 없으므로 선형시스템에서와 같은 방법을 그대로 적용할수가 없다.

#### 2-3-1. 연속시스템과의 비교에 의한 방법 [ 3]

일반적으로 많이 쓰이는 방법으로 연속시스템에서의 제어기를 제어입력을 그대로 이용하며 샘플링 시간과 계인에 따라서 이산시스템이 연속시스템에 수렴하는가를 따지는 것이다. 다음과 같은 시변선형시스템에 대해서 고찰해 보자.

$$x_i = x_{i+1} \quad (2-9)$$

$$\dot{x}_n = \sum_{j=1}^n a(i)x_j + u$$

$$\text{단, } u = \sum_{j=1}^{n-1} K_j x_j \text{sgn}(x_j S(x)) \quad (2-10)$$

$$= \sum_{j=1}^{n-1} K_j |x_j| \text{sgn}(S(x))$$

식(2-10) 시스템을 샘플링시간 T로 제어를 한다면

$$T = t_{k+1} - t_k \quad (2-11)$$

식(2-10)에서의 제어입력  $u$  는

$$u_k = \sum_{j=1}^{n-1} K_j |x_j(t_k)| \text{sgn}(S(x_k)) \quad (2-12)$$

와 같이 표현된다.

**Thm 2-2** 식(2-12)의 제어입력에 의한 플랜트 식(2-9)의 출력은 T와  $K_j$ 가 다음과 같은 관계를 만족할 때 식(2-10)의 제어입력에 의한 출력에 수렴하게 된다.[2]

$$T \cdot (1+a) < \ln \left[ \frac{1+a+K}{K} \right] \quad (2-13)$$

$$\text{단, } a = \left[ \sum_{j=1}^n \sup |a_j|^2 \right]^{1/2} \cdot K = \left[ \sum_{j=1}^n |K_j|^2 \right]^{1/2}$$

#### 2-3-2. 이산시스템에 대한 디지털 가변구조제어기 이론

이산시스템에서는 시스템의 구조가 연속 시스템에서와 같이 상태가 절환평면을 지나는 즉시 바뀌는 것이 아니라 이산적으로 일어나고 제어입력도 이산적으로 계산이되고 샘플링시간 동안에 플랜트에 가해지기 때문에 비정상적인 슬라이딩 운동이 나타난다. 이는 시스템을 불안정하게 할수도 있다.

(2-2)식에 대응되는 이산시스템에 대해서 슬라이딩운동의 존재와 슬라이딩평면으로의 상태변수의 수렴성을 알아보자.

$$x_{k+1} = g(x_k) + c(x_k) \cdot u_k \quad (2-14)$$

그리고 원하는 운동궤적을

$$\sigma(x_k) = 0 \quad (2-15)$$

로 나타내자.

더이상 (2-6)식은 (2-14)식의 이산시스템에 대해 슬라이딩 모드의 존재와 안정도 해석에 쓰일수가 없다. (2-6)식을 차분방정식을 이용하여 변형하면

$$(\sigma(k+1) - \sigma(k)) \cdot \sigma(k) < 0 \quad (2-16)$$

이때 (2-16)식은 슬라이딩 모드 존재의 필요조건이지 충분조건은 아니다. 즉 상태궤적이 절환평면으로 수렴함을 보여주지 못한다. 절환평면 근처에서 떨림의 크기가 증가하는 결과를 가져와 시스템을 불안정하게 할 수가 있다. 따라서 필요충분조건은 슬라이딩 모드의 존재와 절환평면으로의 상태궤적의 수렴성을 동시에 보여주어야 한다. 절환 평면으로의 상태궤적의 수렴조건은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|\sigma(k+1)| < |\sigma(k)| \quad (2-17)$$

제어입력  $u(k)$ 가 (2-17)식을 만족하면 상태궤적이 절환평면 부근의 영역에 들어가서 남게된다. (2-17)식을 약간 수정하자.

$$|\sigma(k+1)| \leq |\sigma(k)| \quad (2-18)$$

(2-18)식은 (2-17)식을 조건을 완화하여 표현한 것이다. 또 (2-18)식은 절대값기호를 풀어쓰면

$$(\sigma(k+1) - \sigma(k)) \cdot \text{sign}(\sigma(k)) < 0 \quad (2-19-a)$$

$$(\sigma(k+1) + \sigma(k)) \cdot \text{sign}(\sigma(k)) \geq 0 \quad (2-19-b)$$

로 나타내어진다. 이 때 (2-19-a)식은 슬라이딩 모드의 존재조건 (2-16)과 동등하다. 그리고 (2-19-b)식은 절환평면으로의 상태궤적의 수렴을 보장한다.

샘플링 시간을 T라하면

$$T \rightarrow 0, \sigma(k+1) \rightarrow \sigma(k) \quad (2-20)$$

일때

$$\lim_{T \rightarrow 0} (\sigma(kT+T) - \sigma(kT)) \cdot \text{sign}(\sigma(kT)) = T \cdot \dot{\sigma}(kT) \cdot \text{sign}(\sigma(kT)) < 0 \quad (2-21)$$

$$\lim_{T \rightarrow 0} (\sigma(kT+T) + \sigma(kT)) \cdot \text{sign}(\sigma(kT)) = 2|\sigma(kT)| \geq 0 \quad (2-22)$$

이다. 이때 (2-22)식은 항상 성립하게 된다. (2-21)식에서는  $T > 0$  이므로 T는 (2-21)식의 부호에 영향을 못미치므로

$$\dot{\sigma}(kT) \cdot \text{sign}(\sigma(kT)) \leq 0 \quad (2-23)$$

로 다시 쓸수가 있다. 따라서 (2-23)식은 식 (2-6)과 동일하다.

다음과 같은 선형모델에 대해서 디지털 가변구조 제어기를 설계해보자.

$$x(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot u(k) \quad (2-24)$$

$$\sigma(k) = S \cdot x(k) \quad (2-25)$$

우선 (2-16)식은

$$((SA - S) \cdot x(k) + SB \cdot u(k)) \cdot S x(k) < 0 \quad (2-26)$$

(2-19-b)식은

$$((SA + S) \cdot x(k) + SB \cdot u(k)) \cdot \text{sign}(S x(k)) \geq 0 \quad (2-27)$$

만약  $u(k) = K x(k)$  의 형태를 취하면 (2-26), (2-27)식은 각각

$$S \cdot (A - I + BK) \cdot x(k) \cdot (S x(k)) < 0 \quad (2-28)$$

$$S \cdot (A + I + BK) \cdot x(k) \cdot \text{sign}(S x(k)) \geq 0 \quad (2-29)$$

로 되며 이를 만족하는 적당한 K와 S를 구하면 된다.

### 3. 시스템의 모델링 [5, 6, 9, 10]

본 논문에서 고려대상이 된 전기유압식위치제어 서보시스템은 그림 3-1과 같다. 즉, 전기모터에 의해 구동되는 유압펌프가 유체에 압력을 형성하고 압력이 상승된 유압유가 서보밸브를 통하여 유압실린더를 구동하게 된다.

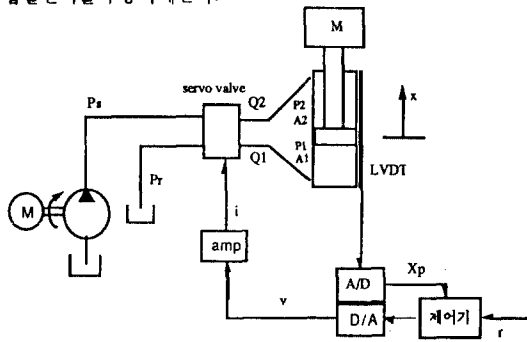


그림 3-1 전기유압식위치제어 서보시스템

#### 3-1. 서보밸브

서보밸브의 동특성이 부하측의 동특성보다 매우 빠르므로 밸브의 변위는 다음과 같이 1차로 모델링할 수 있다.

$$T_{sv} \frac{dx_v}{dt} + x_v = K_{sv} i \quad (3-1)$$

단,  $T_{sv}$ : 서보밸브의 시정수

$x_v$ : 서보밸브 스펴의 변위

$K_{sv}$ : 서보밸브의 게인

그리고 유량을 나타내면

$$Q_1 = Bv_v \left( \frac{(1 + \text{sgn}(x_v \cdot \text{lap})) (x_v \cdot \text{lap}) \text{sgn}(P_r P_1) \sqrt{|P_r P_1|}}{(1 - \text{sgn}(x_v \cdot \text{lap})) (x_v \cdot \text{lap}) \text{sgn}(P_r P_1) \sqrt{|P_r P_1|}} \right) \quad (3-2)$$

$$Q_2 = Bv_v \left( \frac{(1 + \text{sgn}(x_v \cdot \text{lap})) (x_v \cdot \text{lap}) \text{sgn}(P_r P_2) \sqrt{|P_r P_2|}}{(1 - \text{sgn}(x_v \cdot \text{lap})) (x_v \cdot \text{lap}) \text{sgn}(P_r P_2) \sqrt{|P_r P_2|}} \right) \quad (3-3)$$

단,  $Bv_v = \frac{1}{2} C_d w \sqrt{\frac{2}{\rho}}$

w: valve area gradient

$C_d$ : discharge coefficient

r: 작동유의 밀도

P: 각실의 압력

#### 3-2. 유압실린더

압축성을 고려하여 각실의 압력을 나타내면

$$Q_1 - C_{ep}(P_1 - P_2) = \frac{dV_1}{dt} + \frac{V_1}{\beta_e} \frac{dP_1}{dt} \quad (3-4)$$

$$-Q_2 + C_{ep}(P_1 - P_2) - C_{op} = \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{\beta_e} \frac{dP_2}{dt} \quad (3-5)$$

$$V_1 = V_{10} + A_1 x_p \quad (3-6)$$

$$V_2 = V_{20} - A_2 x_p \quad (3-7)$$

단,  $C_{ep}$ : 내부누설계수

$C_{op}$ : 외부누설계수

$V_1$ : 각실의 부피

$V_2$ : 각실의 초기 부피

$x_p$ : 피스톤의 변위

$b_e$ : bulk modulus,  $\beta_e = -\frac{V}{\Delta V} \Delta P$

식(3-6) 과 (3-7)을 이용하여 식(3-4)와 (3-5)를 다시 표현하면

$$Q_1 - C_{ep}(P_1 - P_2) - A_1 \dot{x}_p = \frac{V_1}{\beta_e} \frac{dP_1}{dt} \quad (3-8)$$

$$-Q_2 + C_{ep}(P_1 - P_2) - C_{op} + A_2 \dot{x}_p = \frac{V_2}{\beta_e} \frac{dP_2}{dt} \quad (3-9)$$

#### 3-3. 부하의 운동방정식

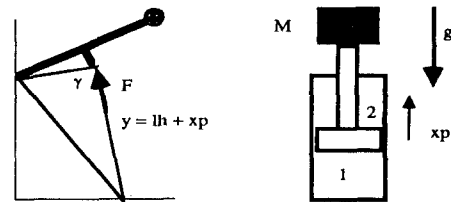
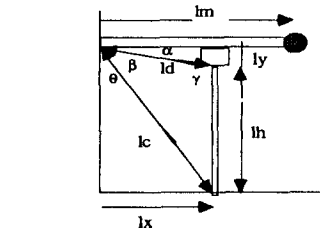


그림 3-2 부하의 모델링

그림 3-2에서

$$F = \frac{mg l_m \cos(\alpha + \beta + \theta - \pi/2)}{l_d \sin \gamma} \quad (3-10)$$

$$M = \frac{m l_m \cos(\alpha + \beta + \theta - \pi/2)}{l_d \sin \gamma} \quad (3-11)$$

여기서  $\sin \theta = \frac{l_y}{l_c}$ ,  $\tan \alpha = \frac{l_y}{l_x}$ ,  $\cos \beta = \frac{(l_c^2 + l_d^2 - y^2)}{2 l_c l_d}$

$\cos \gamma = \frac{(y^2 + l_d^2 - l_c^2)}{2 y l_d}$  이다.

건마찰을 고려하지 않고 운동방정식을 쓰면 다음 식과 같다.

$$M \ddot{x}_p + B \dot{x}_p + M g = A_1 P_1 - A_2 P_2 \quad (3-12)$$

단, B: viscous friction coefficient

이를 상태방정식의 형태로 나타내면

$$\begin{aligned} x_1 &= x_p, x_2 = \dot{x}_p \\ \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= (-Bx_2 + A_1P_1 - A_2P_2) / M - g \end{aligned} \quad (3-13)$$

#### 4. 선형모델에 대한 제어기의 설계

##### 4-1. 비선형모델의 선형화

\* 가정: 서보밸브는 편의상 critical lap 이다.  
외부로의 누설은 없다.

식(3-1)은

$$x_v = K_w i \quad (4-1)$$

식(3-2)와 식(3-3)은

$$Q_1 = K_{q1}x_v + K_{c1}(P_1 - P_{10}) \quad (4-2)$$

$$Q_2 = K_{q2}x_v + K_{c2}(P_2 - P_{20}) \quad (4-3)$$

단,  $x_v > 0$  일때는

$$\begin{aligned} K_{q1} &= B_v \sqrt{P_s - P_{10}}, K_{q2} = B_v \sqrt{P_{20} - P_r} \\ K_{c1} &= -\frac{B_v x_{w0}}{2\sqrt{P_s - P_{10}}}, K_{c2} = \frac{B_v x_{w0}}{2\sqrt{P_{20} - P_r}} \end{aligned}$$

$x_v < 0$  일때는

$$\begin{aligned} K_{q1} &= B_v \sqrt{P_{10} - P_r}, K_{q2} = B_v \sqrt{P_s - P_{20}} \\ K_{c1} &= \frac{B_v x_{w0}}{2\sqrt{P_{10} - P_r}}, K_{c2} = -\frac{B_v x_{w0}}{2\sqrt{P_s - P_{20}}} \end{aligned}$$

식(3-13)은

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= (-Bx_2 + A_1(P_1 - P_{10}) - A_2(P_2 - P_{20})) / M_0 \end{aligned} \quad (4-4)$$

식(4-2), (4-3)에서  $Q_1 = A_1 x_2, Q_2 = A_2 x_2$ 로 가정하면

$$P_1 - P_{10} = (A_1 x_2 - K_{q1} x_v) / K_{c1} \quad (4-5)$$

$$P_2 - P_{20} = (A_2 x_2 - K_{q2} x_v) / K_{c2} \quad (4-6)$$

식(4-5), (4-6)을 식(4-4)에 대입하면

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_{22}x_2 + b_2 i \end{aligned} \quad (4-7)$$

또는

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix} i \quad (4-8)$$

$$\text{단, } a_{22} = \frac{1}{M_0} \left[ -B + A_1^2 / K_{c1} - A_2^2 / K_{c2} \right], b_2 = \frac{K_w}{M_0} \left[ -A_1 K_{q1} / K_{c1} + A_2 K_{q2} / K_{c2} \right]$$

##### 4-2. 선형모델에 대한 가변구조제어기의 설계

앞에서 선형화한 식(4-12)에 대하여 가변구조제어기를 설계하자. 추종하려는 기준입력을  $r$  이라하고  $r$  과  $x_1$ 의 차이를  $e_1$  이라 하자.

$$\begin{aligned} e_1 &= r - x_1 \\ e_2 &= \dot{r} - x_2 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b_2 \end{bmatrix} i + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{r} - a_{22}r \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

이때  $u$  를 아래와 같이 정의하면

$$u = i + \frac{\dot{r} - a_{22}r}{b_2} \quad (4-10)$$

식(4-9)은

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b_2 \end{bmatrix} u \quad (4-11)$$

이 되고 이에 대해 가변구조제어기를 설계하면

$$\begin{aligned} \sigma &= c e_1 + e_2 \\ V(\sigma) &= \sigma^T \sigma > 0 \end{aligned} \quad (4-12)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(\sigma) &= 2 \sigma^T \dot{\sigma} = 2 \sigma (c \dot{e}_1 + \dot{e}_2) \\ &= 2 \sigma (c e_2 + a_{22} e_2 - b_2 u) < 0 \end{aligned} \quad (4-13)$$

식(4-13)에  $c e_1 + e_2 = 0$  을 이용하면

$$\sigma (-c^2 e_1 - c a_{22} e_1 - b_2 u) < 0 \quad (4-14)$$

제어입력  $u$  를  $u = k e_1$  의 형태로 준다면 식(4-14)은

$$\sigma e_1 (-c^2 - c a_{22} - b_2 k) < 0 \quad (4-15)$$

따라서

$$\sigma e_1 > 0 \text{ 일때 } k > \frac{(-c^2 - c a_{22})}{b_2} \quad (4-16)$$

$$\sigma e_1 < 0 \text{ 일때 } k < \frac{(-c^2 - c a_{22})}{b_2} \quad (4-17)$$

이때  $k$  는  $b_2, a_{22}$  의 어떠한 경우에도 만족할 수가 있어야 한다.

그리고 Thm.2-2 에 의해서 샘플링시간  $T$  와 게인  $k$  간에

$$T \cdot (1 + |a_{22}|) < \ln \left[ 1 + |a_{22}| + \frac{b_2 k}{|b_2 k|} \right] \quad (4-18)$$

인 관계를 만족하면 이 제어기를 디지털시스템에 그대로 적용하였을 때 상태가 연속시스템의 경우에 수렴하게 된다.

##### 4-3. 선형모델에 대한 디지털 가변구조 제어기의 설계

2-3-2절에서 유도한 디지털 가변구조 제어기를 본 논문의 플랜트에 대해 적용을 해보자.

(4-11)식을 이산화시키면

$$\begin{bmatrix} e_1(k+1) \\ e_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & d_1 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} u(k) \quad (4-19)$$

$$\text{단, } d_1 = T + \frac{T^2 a_{22}}{2} + O(T^3), d_2 = 1 + T a_{22} + \frac{T^2 a_{22}^2}{2} + O(T^3)$$

$$g_1 = -\frac{T^2 b_2}{2} + O(T^3), g_2 = -T b_2 - \frac{T^2 a_{22} b_2}{2} + O(T^3)$$

$e_1(k) = r(k) - x_1(k)$  이다.

원하는 절환평면을

$$\sigma(k) = c e_1(k) + e_2(k) \quad (4-20)$$

(2-16)식을 이용하면

$$\begin{bmatrix} c g_1 k + g_2 k & c d_1 + d_2 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \end{bmatrix} \sigma(k) < 0 \quad (4-21)$$

(2-17)을 이용하면

$$\begin{bmatrix} cg_1k + g_2k + 2c & cd_1 + d_2 + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(k) \\ e_2(k) \end{bmatrix} \sigma(k) \geq 0 \quad (4-22)$$

그리고  $e_1, e_2$ 가  $s=0$  을 만족하면

$$\left( cg_1k + g_2k - (c^2 d_1 + cd_2 - c) \right) \cdot e_1(k) \cdot \sigma(k) < 0 \quad (4-23)$$

$$\left( cg_1k + g_2k - (c^2 d_1 + cd_2 + c) \right) \cdot e_1(k) \cdot \sigma(k) \geq 0 \quad (4-24)$$

따라서

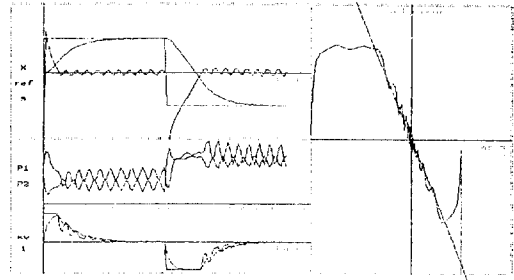
$$e_1(k) \cdot \sigma(k) \geq 0 \text{ 일때} \\ \frac{c^2 d_1 + cd_2 - c}{cg_1 + g_2} < k, k < \frac{c^2 d_1 + cd_2 + c}{cg_1 + g_2} \quad (4-25)$$

$$e_1(k) \cdot \sigma(k) < 0 \text{ 일때} \\ \frac{c^2 d_1 + cd_2 + c}{cg_1 + g_2} < k, k < \frac{c^2 d_1 + cd_2 - c}{cg_1 + g_2} \quad (4-26)$$

### 5. 전산기 시뮬레이션

3장과 4장에서 의 결과를 이용하여 연속시스템에 대해 제어를 구성한 경우와 이산 시스템에 대해 제어를 구성한 경우에 대해 디지털컴퓨터 시뮬레이션을 하였다.

Analog controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
gain = 150.00 70.00 ref\_input 1.00 [Hz]  
sliding regime coeff. 13.00



Digital controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
sampling = 10.0 [ms] ref\_input 1.00 [Hz]  
gain = 150.00 70.00 sliding regime coeff. 13.00

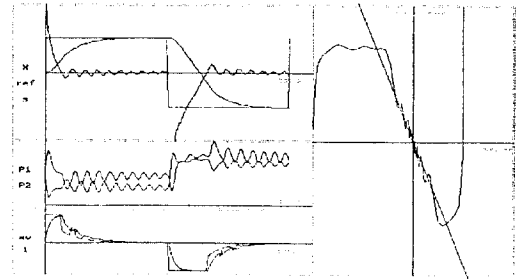
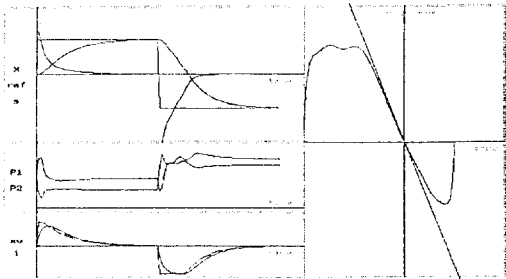
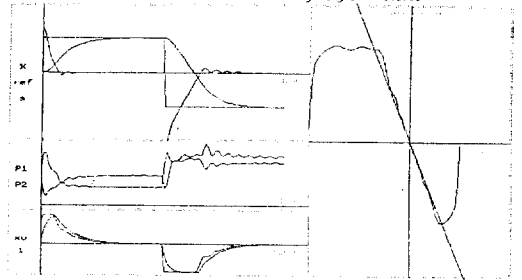


그림.5-2-a . 이산과 연속제어의 비교(boundary layer = 0)

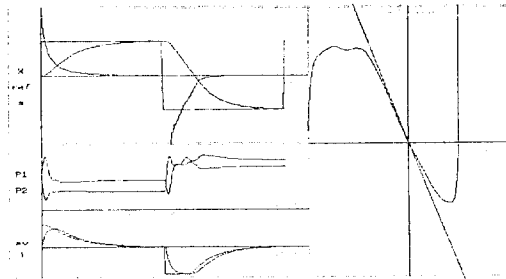
Analog controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
gain = 85.00 0.00 ref\_input 1.00 [Hz]  
sliding regime coeff. 13.00



Analog controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
gain = 150.00 70.00 ref\_input 1.00 [Hz]  
sliding regime coeff. 13.00  
boundary layer 0.1000



Digital controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
sampling = 10.0 [ms] ref\_input 1.00 [Hz]  
gain = 80.00 0.00 sliding regime coeff. 13.00



Digital controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
US controller noise type is 0  
time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
sampling = 10.0 [ms] ref\_input 1.00 [Hz]  
gain = 150.00 70.00 sliding regime coeff. 13.00  
boundary layer 0.1000

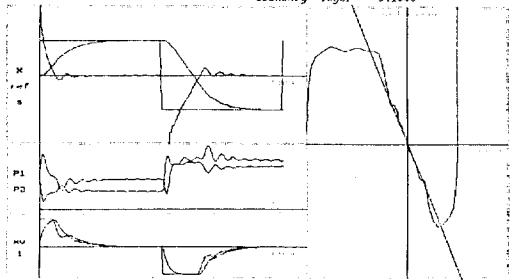
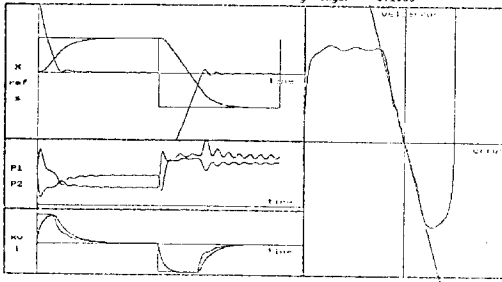


그림.5-1 슬라이딩 모드의 존재 한계

그림.5-2-b . 이산과 연속제어의 비교(boundary layer = 0.1)

Digital controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
 US controller noise type is 0  
 time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
 sampling = 1.0 [ms] ref input 1.00 [Hz]  
 gain = 150.00 70.00 sliding regime coeff. 20.00  
 boundary layer 0.1000



Digital controller simulation of single-rod-hydraulic cylinder control system  
 US controller noise type is 0  
 time 1.00 [sec] integral step 0.1000 [ms]  
 sampling = 10.0 [ms] ref input 1.00 [Hz]  
 gain = 150.00 70.00 sliding regime coeff. 20.00  
 boundary layer 0.1000

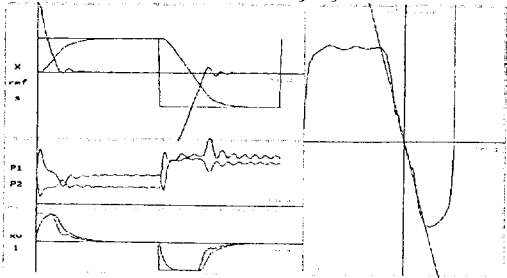


그림.5-3 이산제어기에서 샘플링 시간의 영향

그림.5-1 : 연속제어기의 경우와 이산제어기의 경우 모두 계산에 의해 예상했던값(약95)을 만족하고있다. 두 제어기 모두 절환평면을 통과하지않고 슬라이딩운동이 일어나지 않아서 비례제어기의 거동과 같게 나타나고있다.

그림.5-2 : 그림a 의 경우에는 이산제어기의 경우가 떨림이 적게 나타나고있다. 그림b 에서는 거의 유사한 거동을 보이고 있다.

그림.5-3 : 10 ms의 경우는 떨림의 크기는 크나 빈번하지가 않고 1 ms의 경우에는 그 반대로 나타나고 있다.

이상에서 본바와 같이 여러경우에 있어서 이산제어기가 연속제어기보다 더좋은 특성을 보여주고 있으며 이산제어기의 샘플링시간은 적당한 값이 있음을 알수 있었다.

## 6. 결론

가변구조이론을 이용하여 디지털제어기를 설계하여 비선형 불확실성이 두드러진 편로드 유압실린더에 대해서 시뮬레이션을 하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 플랜트 자체의 특성으로 팽창시와 수축시의 슬라이딩 운동의 존재 한계 이득이 다르게 나타나고 있다.

- 이산제어기가 연속제어기보다 떨림이 적게 일어났으나 그 크기는 상대적으로 약간 커졌다. 전체적으로 볼때 이산제어기가 연속제어기보다 좋은 거동을 보이고 있다.

앞으로 최적의 샘플링 시간과 제어입력의 보정을 통해 플랜트의 특성에 따른 거동의 차이를 없애는 것에 대한 연구가 있어야겠다.

## 참고문헌

- [1]. R. Mohler, " Nonlinear systems vol. I Dynamics and control ", Prentice Hall, 1991
- [2]. E. Slotine, " Applied nonlinear control ", Prentice Hall, 1991
- [3]. U. Itkis, " Control systems of variable structure ", John Wiley & Sons, 1976
- [4]. D. Landau, " System identification and control design ", Prentice Hall, 1990
- [5]. G. F. Frankline & J. D. Powell, " Digital control of dynaic systems ", 2ed, Addison Wesley, 1990
- [6]. H. E. Merritt, " Hydraulic control systems ", John Wiley & Sons, 1967
- [7]. B. D. O. Anderson & J. B. Moore, " Optimal control - Linear Quadratic methods ", Prentice Hall, 1989
- [8]. C. J. Harris and S. A. Billings, " Self-tuning and Adaptive control : Theory and Applications ", Peter Peregrinus LTD, 1981
- [9]. 김학성, " 가변구조이론을 이용한 전기유압서보 시스템의 부하압력 추종제어에 관한 연구 ", 서울대 석사학위논문, 1991
- [10]. 이등권, " 슬라이딩모드를 이용한 편로드 유압실린더의 추종 제어 특성연구 ", 서울대 박사학위논문, 1990
- [11]. A. Isidori, " Nonlinear control systems ", 2ed, Springer Verlag, 1985
- [12]. V. I. Utkin, " Sliding modes and their application in variable structure systems ", Mir Publishers, 1978
- [13]. S. H. Zak, " An eclectic approach to the state feedback control of nonlinear danamical systems ", J. of Dyn. Sys., Meas., and Control, Dec., 1989, Vol.111, pp 631-640
- [14]. H. P. Opitz, " Robustness properties of discrete variable structure controllers ", Int. J. Control, 1986, Vol.43, NO.3, pp 1003-1014
- [15]. K. S. Narendra, " Stable adaptive systems ", Prentice Hall, 1989