

# 非線形 電氣油壓位置制御시스템用 制御器 設計

## Design of a Controller for Nonlinear Electrohydraulic Position Control Systems

徐 源 模\* · 陳 康 奎\*\* · 河 注 植\*\*\*  
 (Weon-Mo Seo · Gang-Gyoo Jin · Joo-Shik Ha)

**Abstract** - A tracking controller which can improve the performance of nonlinear electrohydraulic position control system is designed and implemented. The method is based on augmenting the system with integrators, obtaining the feedback control law which stabilizes the linear part of the original nonlinear system, and then readjusting the feedback gains using the describing function method to eliminate the limit cycle in the steady-state. The proposed control law is implemented using OP amplifiers, and step and ramp response tests are carried out in the electrohydraulic servomechanism. The results show the improvement in both transient and steady-state response.

**Key Words** : · Coulomb Friction(쿨롱 마찰) · Nonlinear Electrohydraulic System(비선형 전기유압시스템)  
 · Limit Cycle(리미트사이클) · Position Control(위치제어)  
 · Describing Function Method(기술함수법)

### 1. 序 論

전기유압서보시스템은 작은 입력신호를 받아 기계적 고출력을 낼 수 있고, 대용량의 負荷를 넓은 범위에서 유연하게 수용할 수 있을 뿐만 아니라, 負荷容量에 비해 장치의 크기가 작아 항공기나 선박의 조타장치, 태양 추적안테나, 조립용 로봇, 정밀공작기계, 군사용설비 등의 위치, 속도

또는 토오코제어에 널리 응용되고 있다. 성능이 우수한 전기유압 위치제어시스템을 설계하기 위하여서는 설계시 발생하는 모델링 오차, 운전중 파래미터 변동과, 負荷外亂에 대응할 수 있는 기능이 요구되며 또한 마찰부분의 非線形성에 대하여서도 강인함이 보장되어야 한다. Welch[1]는 制御器에 보상회로를 삽입하여 過渡應答特性을 개선하는 문제를, Meyer[2]는 非線形變換으로 구한 等價線形모델에 선형상태피드백 제어방법을 적용하고 非線形制御器를 얻는 문제를 다루었으나 正常應答特性에 영향을 끼치는 클롱마찰과 같은 非線形要素를 고려치 않았다.

따라서 본 연구에서는 電氣油壓位置制御시스템

\*正 會 員 : 韓國로즈마운트(株) 시스템技術部 課長  
 \*\*正 會 員 : 韓國海洋大 制御計測工學科 助教授  
 \*\*\*正 會 員 : 韓國海洋大 學長 · 工博  
 接受日字 : 1991年 4月 16日  
 1次修正 : 1991年 10月 4日

의 過渡應答特性和 定常應答特性을 동시에 개선하는 한 추종제어기를 설계하기로 한다. 먼저 制御對象의 非線形모델을 얻고 이 모델에서 쿨롱마찰과 負荷外亂를 제거한 線形시스템으로 부터 線形制御法則을 구한다. 이때 계단 또는 램프형의 外亂이 수반되는 환경에서도 출력이 계단 또는 램프형의 목표치 변화에 추종하도록 전향경로에 삽입되는 두 상태변수 중 한 변수의 적분동작에 비례 동작을 추가하여 보완함으로써 Porter[3]가 제안한 방법보다 더욱 과도응답특성이 개선되고, Wong[4]의 방법보다 퍼라미터 변동에 덜 민감하도록 한다. 여기서 얻은 線形制御法則을 실현하고 非線形位置制御시스템을 구성하면 시스템은 점근적으로 안정하게 되거나 아니면 정상상태에서 리미트사이클 동작을 하게되는데 記述函數法[5, 6]으로 피드백이득을 再調整하여 리미트사이클의 振幅과 周波數를 줄임으로서 定常應答特性도 개선되도록 하였다.

제안된 방법을 OP앰프로 실현하고 응답실험을 통하여 追從性能과 定常應答特性이 개선되어짐을 보인다.

2. 모델링

위치제어를 위한 電氣油壓位置制御시스템은 그림 2.1과 같으며, 전류증폭기 입력전압에서 유압모타의 각변위까지의 制御對象을 모델링하면 다음과 같다.

2.1 非線形모델

서어보밸브 구동용 전류증폭기의 입력전압  $V_x$ 와 출력전류  $I_v$ 와의 관계는 식(2.1)과 같다.

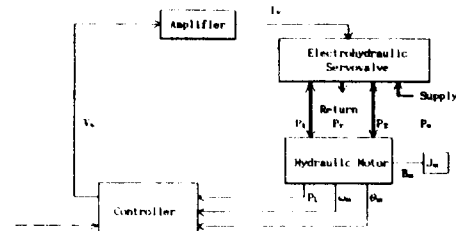


그림 2.1 전기유압 위치제어 시스템  
Fig. 2.1 Electrohydraulic position control system

$$I_v = K_a V_x \tag{2.1}$$

여기서  $K_a$  : 전류증폭기이득  
서어보밸브의 입력전류  $I_v$ 에 대한 스펴변위  $X_v$ 의 動的舉動과 임계증립형밸브를 사용하므로 動作點 ( $X_v = P_L = 0$ ) 부근에서 線形化한 부하유량방정식  $Q_L$ 은 다음 식으로 표시된다. [6]

$$X_v = K_v I_v \tag{2.2}$$

$$Q_L = K_q X_v - K_c P_L \tag{2.3}$$

여기서

$K_v$  : 서어보밸브이득  $P_L$  : 부하압력

$K_q = \partial Q_L / \partial X_v|_0$  : 유량이득

$K_c = \partial Q_L / \partial P_L|_0$  : 유량압력계수

유압모타에서의 연속방정식은

$$Q_L = D_m \dot{\theta}_m + C_t P_L + \frac{V_t}{4\beta_e} \dot{P}_L \tag{2.4}$$

여기서

$D_m$  : 모타의 단위 회전각당 배제용적

$\theta_m$  : 모타축의 각변위

$C_t$  : 모타 내부에서의 총누설계수

$V_t$  : 총압축용적

$\beta_e$  : 작동유의 체적탄성계수

非線形쿨롱마찰(Coulomb friction)을 고려하면 시스템의 토오크방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$D_m \ddot{P}_L = J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + F_m \dot{\theta}_m / |\dot{\theta}_m| + d_r \tag{2.5}$$

여기서

$J_m$  : 등가 관성모우먼트  $B_m$  : 등가 점성마찰계수

$F_m$  : 등가 쿨롱마찰계수  $d_r$  : 부하외란

2.2 시스템의 動的方程式

식(2.1)~(2.5)으로 부터 制御對象을 블럭선도

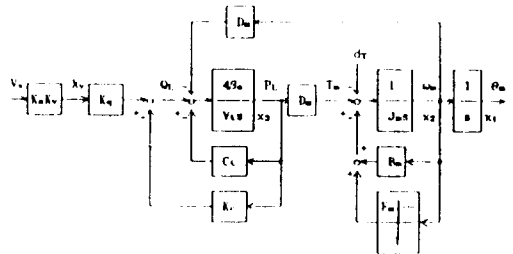


그림 2.2 제어대상 블럭선도  
Fig. 2.2 Block diagram of the plant

로 표시하면 그림 2.2와 같다.

블럭선도로 부터 動的方程式을 구하면 다음 식과 같다.

$$(S) \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + f(x) + d \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.6)$$

여기서

$u \in R^1$  制御入力,

$x = [x_1, x_2, x_3]^T = [\theta_m \omega_m P_i]^T \in R^3$  狀態벡터

$y \in R^1$  出力角變位,  $d = [0 \ d \ 0]^T \in R^3$  外亂벡터

$f(x) = [0, -F_m x_2 / |x_2| J_m, 0]^T \in R^3$  非線形函數벡터

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -B_m/J_m & D_m/J_m \\ 0 & -D_m/K_b & -K_e/K_b \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_s/K_b \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$K_b = V_t / 4\beta_e, \quad K_e = K_c + C_t, \quad K_s = K_a K_v K_g$$

식(2.6)으로 표현되는 非線形시스템(S)에서 非線形 쿨롱마찰과 負荷外亂을 제거한, 즉  $f(x)=0, d=0$ 으로 한 線形시스템은 可制御임을 알 수 있고 한편 負荷外亂  $d_r$ 는 계단 또는 램프형인 것으로 간주한다.

### 3. 線形制御器 設計

非線形시스템(S)에서 非線形 쿨롱마찰력과 부하 외란을 제거한 線形시스템으로 부터 계단 또는 램프형의 外亂이 수반되는 환경에서도 출력이 계단 또는 램프형의 목표치 변화를 정상편차 없이 추종하고, Porter[3]가 제안한 방법보다 개선된 過渡 應答特性을 주는 線形制御器를 설계하기 위하여 다음과 같은 상태변수를 도입한다.

$$z_1 = \int (y - y_r) dt + \alpha(y - y_r) \quad (3.1)$$

$$z_2 = \int z_1 dt \quad (3.2)$$

식(3.1)은 오차신호의 적분값에 荷重係數  $\alpha$ 를 곱한 오차신호를 추가하여 보완해줌으로서 운전중 오차가 발생하게 될 때 제어입력을 初期動作이 크게 되며, 오차신호의 부호가 反轉되는 경우에는 현재의 제어동작에 이전의 累積된 적분값의 영향이 적게 미치도록 해준다. 식(3.1)~(3.2)의 양변을 각각 한번 미분하고, 식(2.6)의 관계를 이용하면 非線形擴張시스템은 다음과 같게 된다.

( $\tilde{S}$ )

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}u + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix} 0 \\ -\alpha \\ 0 \end{bmatrix} \dot{y}_r + \tilde{f}(\tilde{x}) + \tilde{d} \\ y = \tilde{C}\tilde{x} \end{cases} \quad (3.3)$$

여기서

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} x \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \in R^5, \quad \tilde{f}(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} f(x) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \in R^5,$$

$$\tilde{d} = \begin{bmatrix} d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \in R^5$$

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ C(I + \alpha A) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{C} = [C \ 0 \ 0]$$

非線形擴張시스템( $\tilde{S}$ )으로 부터 얻어지는 線形시스템 행렬의 쌍( $\tilde{A}, \tilde{B}$ )는 식(2.6)으로 부터 얻어지는 線形시스템 행렬의 쌍( $A, B$ )가 可制御이고 동시에 다음 관계가 만족되어 역시 可制御임을 알 수 있다.

$$\text{Rank} \begin{bmatrix} B & A \\ 0 & C(I + \alpha A) \end{bmatrix} = 4 \quad (3.4)$$

식(3.3)의 線形피드백시스템을 漸近的으로 안정하게 하면서 다음 평가함수를

$$J = \int_0^{\infty} (\tilde{x}^T Q \tilde{x} + u^T R u) dt \quad (3.5)$$

최소로하는 制御法則을 구하면 다음 식으로 주어진다. 여기서  $Q \geq 0, R > 0$ 이다.

$$\begin{aligned} u = & -g_1 x_1 - g_2 x_2 - g_3 x_3 - g_4 \left[ \int (y - y_r) dt \right. \\ & \left. + \alpha(y - y_r) \right] - g_5 \left[ \int \left[ \int (y - y_r) dt \right. \right. \\ & \left. \left. + \alpha(y - y_r) \right] dt \right] \end{aligned} \quad (3.6)$$

이 때 피드백이득  $g_1 - g_5$ 는 線形피드백시스템이 주어진 설계사양에 부합되도록 하중행렬  $Q, R$ 과 하중계수  $\alpha$ 의 적절한 선정으로 부터 구하여진다. 식(3.6)으로 非線形피드백시스템을 구성하면 그 블럭선도는 그림 3.1과 같게 된다.

### 4. 記述函數法에 의한 리미트사이클 除去

식(3.6)의 제어입력으로 非線形位置制御시스템을 구성하면 시스템은 漸近的으로 안정하게 되거

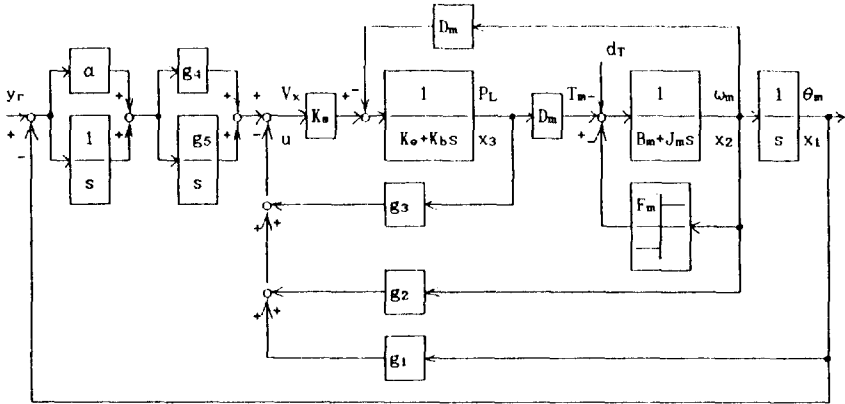


그림 3.1 쿨롱마찰을 가지는 비선형 피드백 제어시스템  
 Fig. 3.1 Nonlinear feedback control system with coulomb friction

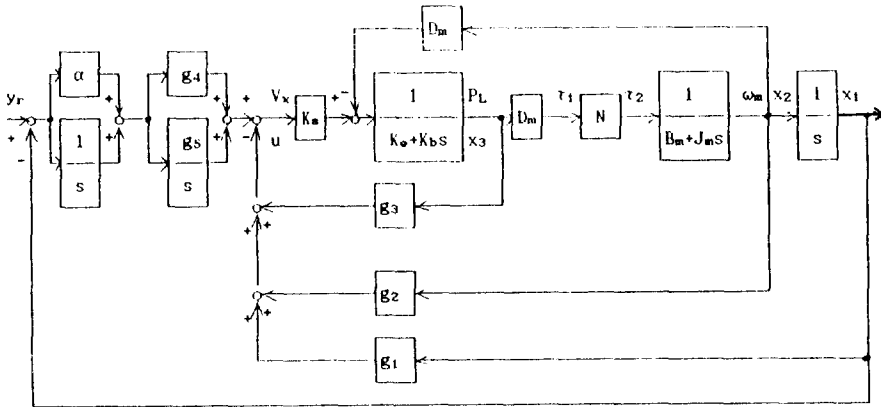


그림 4.1 등가비선형성을 가지는 비선형 피드백시스템  
 Fig. 4.1 Nonlinear feedback control system with equivalent nonlinearity

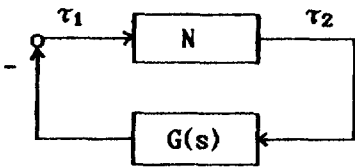


그림 4.2 등가피드백 제어시스템  
 Fig. 4.2 Equivalent feedback control system

나 아니면 定常狀態에서 리미트사이클 동작상태에 있게 된다. 리미트사이클이 발생함으로써 精巧한 位置制御가 어렵고, 계속적인 振動現狀으로 부품의 수명이 단축되고, 動力損失이 발생하게 되는데

記述函數法(Describing function method)을 채택하여 이러한 리미트사이클을 완전히 제거하거나 아니면 그 크기를 줄여서 정상응답특성이 개선되도록 한다. [5-7]

그림3.1의 블록선도에서 非線形 쿨롱마찰력은 그림4.1의 等價 非線形 要素 N으로 나타낼 수 있다. 그림4.1에서  $y_r=0$ 로 놓고 비선형요소를 제외한 線形部分의 전달함수  $G(s)$ 를 구하고 블록선도를 다시 그리면 그림 4.2와 같게 된다.

이때 線形部分의 周波數傳達函數는 다음과 같으며

$$G(j\omega) = G_{NR}(\omega)/G_D(j\omega) + jG_{Ni}(\omega)/G_D(j\omega) \quad (4.1)$$

여기서

$$G_{NR}(\omega) = -a_1 b_1 \omega^5 + (a_1 b_3 + a_3 b_1 - a_2 b_2) \omega^3 + (a_2 b_4 - a_3 b_3) \omega$$

$$G_{NI}(\omega) = (a_1 b_2 - a_2 b_1) \omega^4 + (a_2 b_3 - a_3 b_2 - a_1 b_4) \omega^2 + a_3 b_4$$

$$G_D(j\omega) = a_1^2 \omega^7 + (a_2^2 - 2a_1 a_3) \omega^5 + a_3^2 \omega^3$$

$$a_1 = J_m K_b, \quad a_2 = K_b B_m + J_m (K_s g_3 + K_e),$$

$$a_3 = B_m (K_s g_3 + K_e)$$

$$b_1 = D_m (D_m + g_2 K_s), \quad b_2 = D_m K_s (g_1 + \alpha g_4),$$

$$b_3 = D_m K_s (g_4 + \alpha g_5), \quad b_4 = D_m K_s g_5$$

定常狀態에서 리미트사이클 동작이 일어날 시 非線形要素의 입력신호를  $\tau_1$ , 기본파 신호만을 고려한 출력신호를  $\tau_2$ 라 하면

$$\tau_1 = M \sin(\omega t) \tag{4.2}$$

$$\tau_2 = A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t) \tag{4.3}$$

非線形要素  $N$ 의 記述函數(Describing function)는 입력신호  $\tau_1$ 의 진폭  $M$ 만의 함수가 되며 식(4.4)로 나타낼 수 있다. [6, 7]

$$N(M) = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{M} / \tan^{-1}(A_1/B_1) \tag{4.4}$$

여기서

$$A_1 = \begin{cases} 2M\gamma\sqrt{4/\pi^2 - \gamma^2}, & \gamma \leq 0.536 \\ M(\pi - (\omega t_1 - \omega t_2) - \sin(\omega t_1)[\cos(\omega t_1) + \cos(\omega t_2)] - \cos(\omega t_2)[\sin(\omega t_1) + \sin(\omega t_2)])/\pi, & \gamma > 0.536 \end{cases} \tag{4.5}$$

$$B_1 = \begin{cases} M(1 - 2\gamma^2), & \gamma \leq 0.536 \\ M[\sin(\omega t_1) + \sin(\omega t_2)]^2/\pi, & \gamma > 0.536 \end{cases} \tag{4.7}$$

이고  $\gamma = F_m/M$ ,  $\omega t_1 = \sin^{-1}\gamma$ 이며  $\omega t_2$ 는 다음 非線形方程式으로 부터 얻어진다.

$$\cos(\omega t_2) - \omega t_2 \sin(\omega t_1) + \cos(\omega t_1) - (\pi - \omega t_1) \sin(\omega t_1) = 0 \tag{4.9}$$

그림 4.2로 부터 定常狀態에서 리미트사이클은  $G(j\omega) = -1/N(M)$ 이 되는 점에서 일어나므로 입력신호  $\tau_1$ 의 振幅  $M$ 과 周波數  $\omega$ 는 동일 복소평면 상에서  $G(j\omega)$ 와  $-1/N(M)$ 의 Nyquist선도가 만나는 점으로부터 결정되어진다. 따라서 두 Nyquist선도가 교차되지 않도록 피드백이득을 調整하면 리미트사이클이 일어나지 않도록 할 수 있으나 이것이 어려우므로 본 연구에서는 振幅이 허용범위 안에 있도록 調整한다. 한 방법으로 식(4.1)의 이득  $g_4$ 를 증가시키면 그림 4.3에서 두 Nyquist선도의 교차점( $P_1, P_2, P_3$ )이 복소평면의 左上側으로 이

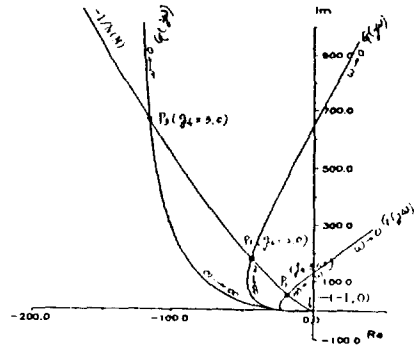


그림 4.3  $G(j\omega)$ 와  $-1/N(M)$ 의 Nyquist선도  
Fig. 4.3 Nyquist diagrams of  $-1/N(M)$  and  $G(j\omega)$

동하게 되어 리미트사이클의 振幅과 周波數를 동시에 줄일 수 있었다. 또한 출력단에서 발생하는 리미트사이클의 크기를 구하면 식(4.10)와 같게 된다.

$$|x_1| = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^3}}{\omega \sqrt{J_m^2 \omega^2 + B_m^2}} \tag{4.10}$$

## 5. 實驗 및 結果 檢討

### 5.1 實驗裝置의 構成

실험장치로 부터 다음과 같은 제어대상의 동적 방정식을 얻을 수 있었다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1.92 & 0 \\ 0 & -2.21 & 5.51 \\ 0 & -264.24 & -65.79 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1709.92 \end{bmatrix}$$

$$u + \begin{bmatrix} 0 \\ -0.22f(x_2) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

$$y = [1 \ 0 \ 0]x$$

식(5.1)로 부터 오버슈트 20%이하, 도달시간 0.3sec이하, 最大制御入力 크기가 2V이하가 되게 하는 線形制御入力を 구한 결과 다음과 같았다. 이때  $Q = \text{diag}(5, 0.1, 0, 500, 10)$ ,  $R = 10$ ,  $\alpha = 0.1$ 를 사용하였다.

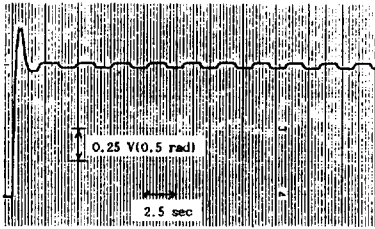
$$u = -0.5596x_1 - 0.6456x_2 - 0.0366x_3 - 1.0 \int (y - y_r) dt + \alpha(y - y_r) - 7.149 \int \int (y - y_r) dt + \alpha(y - y_r) dt \tag{5.2}$$

식(5.2)를 OP앰프로 실현하고 전기유압서보장치에 부착하여 위치제어실험장치를 구하였다.

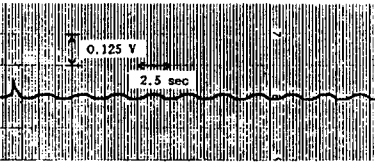
5.2 應答實驗 및 結果 檢討

앞절에서 구성된 실험장치를 이용하여 단위계단 입력과 단위램프입력에 대한 응답실험을 실시하였다. 그림 5.1-5.2의 응답은 주어진 설계사양에는

부합되는 定常狀態에서 일정한 진폭과 주파수로 계속적으로 진동하고 있음을 보여주고 있다. 따라서 이득  $g_4$ 를 再調整하면서 출력단에서 발생하는 리미트사이클의 振幅과 周波數 변화를 살펴본 결과 시스템이 安定하고 설계사양에 부합되는 한  $g_4$ 를 약간씩 증가시키면 포 5.1에서 볼 수 있듯이 리미트사이클의 진폭과 주파수를 동시에 줄일 수

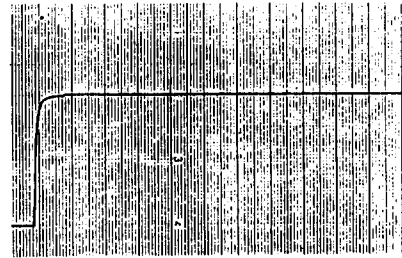


(a) Output y

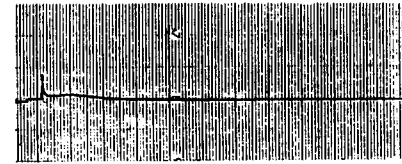


(b) Control input u

그림 5.1 P<sub>1</sub>점에서의 계단응답( $g_4=1.0, \alpha=0.1$ )  
Fig. 5.1 Step response for P<sub>1</sub>( $g_4=1.0, \alpha=0.1$ )

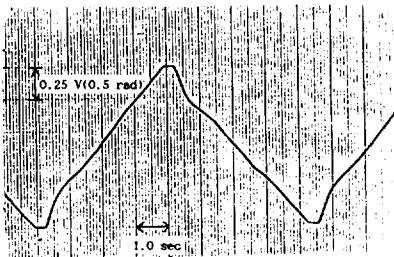


(a) Output y( 0.25 V/div or 0.5 rad/div, 0.5 sec/div)

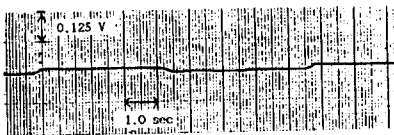


(b) Control input u( 0.25 V/div, 0.5 sec/div)

그림 5.3 P<sub>1</sub>점에서의 계단응답( $g_4=3.0, \alpha=0.1$ )  
Fig. 5.3 Step response for P<sub>1</sub>( $g_4=3.0, \alpha=0.1$ )

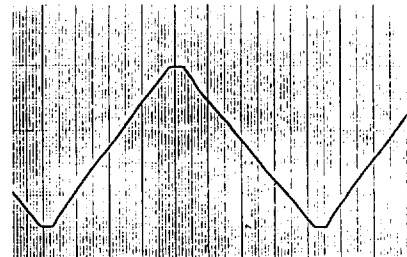


(a) Output y



(b) Control input u

그림 5.2 P<sub>1</sub>점에서의 램프응답( $g_4=1.0, \alpha=0.1$ )  
Fig. 5.2 Ramp response for P<sub>1</sub>( $g_4=1.0, \alpha=0.1$ )



(a) Output y( 0.25 V/div or 0.5 rad/div, 1.0 sec/div)



(b) Control Input u( 0.25 V/div, 1.0 sec/div)

그림 5.4 P<sub>1</sub>에서의 램프응답( $g_4=3.0, \alpha=0.1$ )  
Fig. 5.4 Ramp response for P<sub>1</sub>( $g_4=3.0, \alpha=0.1$ )

있었고, 실험으로 부터 구한 實測値는 計算値와 거의 일치하였다. 그림 5.3-5.4는  $g_0$ 를 3.0으로 調整하였을 때의 개선된 응답으로서 여기서는 리

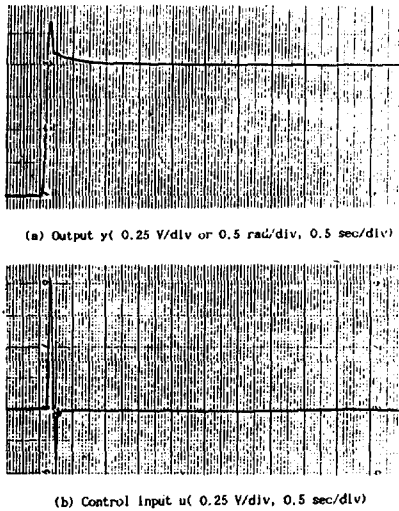


그림 5.5  $\Delta J_m = +0.0006\text{kg}\cdot\text{m}$ 에 대한 계단응답  
Fig. 5.5 Step response for  $\Delta J_m = +0.0006\text{Kg}\cdot\text{m}$

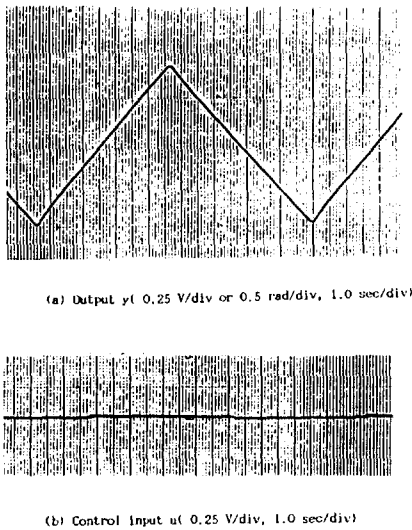


그림 5.6  $\Delta J_m = +0.0006\text{kg}\cdot\text{m}$ 에 대한 램프응답  
Fig. 5.6 Ramp response for  $\Delta J_m = +0.0006\text{Kg}\cdot\text{m}^2$

미트싸이클이 거의 일어나지 않고 있음을 알 수 있다.

제어시스템의 모델은 운전중 퍼라미터의 변동, 負荷外亂의 영향, 모델링시의 오차 등으로 실제 장치와 일치하지 않게 되는데 제안한 방법은 시스템의 安定性이 보장되는 한 퍼라미터의 변동이나 계

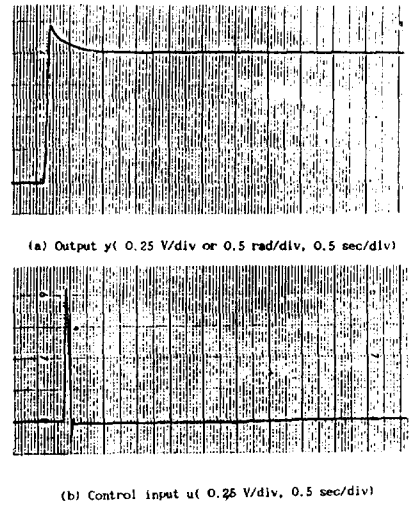


그림 5.7  $d_T = 1\text{N}\cdot\text{m}$ 에 대한 계단응답  
Fig. 5.7 Step response for  $d_T = 1\text{N}\cdot\text{m}$

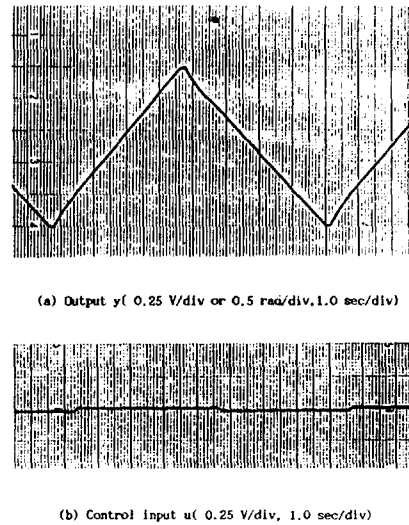


그림 5.8  $d_T = 1\text{N}\cdot\text{m}$ 에 대한 램프응답  
Fig. 5.8 Ramp response for  $d_T = 1\text{N}\cdot\text{m}$

그림 5.1 조정된 이득에 대한 리미트사이클의 진폭과 주파수

Table 5.1 Magnitude and frequency of limit cycle for tuning gains

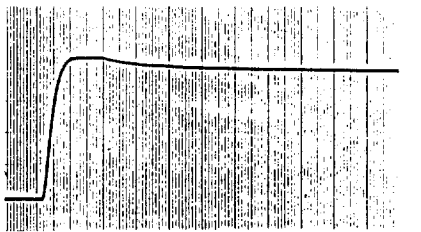
| Points | Feedback gains |       |       |       |       | Limit cycle         |                |                     |                |
|--------|----------------|-------|-------|-------|-------|---------------------|----------------|---------------------|----------------|
|        |                |       |       |       |       | Computed values     |                | Measured values     |                |
|        | $g_1$          | $g_2$ | $g_3$ | $g_4$ | $g_5$ | $\omega$<br>(rad/s) | $ x_1 $<br>(V) | $\omega$<br>(rad/s) | $ x_1 $<br>(V) |
| $P_1$  | 0.56           | 0.65  | 0.037 | 1.0   | 7.15  | 3.03                | 0.050          | 2.39                | 0.05           |
| $P_2$  | 0.56           | 0.65  | 0.037 | 2.0   | 7.15  | 2.25                | 0.018          | 1.34                | 0.02           |
| $P_3$  | 0.56           | 0.65  | 0.037 | 3.0   | 7.15  | 1.18                | 0.004          | 0.00                | 0.00           |

단 또는 램프형의 負荷變化에도 定常狀態에서 偏差가 발생하지 않는 강인성이 있었다. 그림 5.5-5.6은 調整된 피드백이득을 갖는 시스템에서 유압모터축에 직결된 회전체의 관성모우먼트를 약 +10%변경하였을 때의 응답이며 그림 5.7 5.8은 유압모터축에 1N.m 크기의 일정한 부하를 가한 상태에서의 응답실험 결과이다.

5.3 既存 方法과의 應答 比較

觀略的인 應答특성을 比較하기 위하여 먼저

Porter가 제안한 방법으로 피드백이득을 구하고 리미트사이클이 일어나지 않도록 이득  $g_4$ 를 再調整한 후 應答실험을 실시한 결과 그림 5.9-5.10과 같았다. 이것은 본 방법으로 실험한 그림 5.3-5.4보다 應答특성이 좋지못함을 알 수 있다. 또한 限界感度法으로 調整된 PID制御器를 실험장치에 부착하고 應答실험을 실시한 결과 그림 5.11-5.12를 얻을 수 있었다. 계단응답에서는 심한 지글링현상이 일어나고 램프응답에서는 리미트사이클이 발생하여 본 방법보다 應答특성이 좋지못함을 알 수



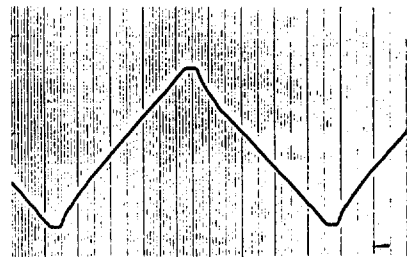
(a) Output y ( 0.25 V/div or 0.5 rad/div, 0.5 sec/div)



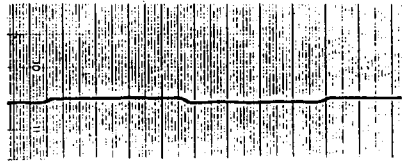
(b) Control input u ( 0.25 V/div, 0.5 sec/div)

그림 5.9  $g_1=0.51, g_2=0.32, g_3=0.021, g_4=2.5, g_5=3.21$ 에 대한 계단응답

Fig. 5.9 Step response or  $g_1=0.51, g_2=0.32, g_3=0.021, g_4=2.5, \text{ and } g_5=3.21$



(a) Output y ( 0.25 V/div or 0.5 rad/div, 1.0 sec/div)



(b) Control input u ( 0.25 V/div, 1.0 sec/div)

그림 5.10  $g_1=0.51, g_2=0.32, g_3=0.021, g_4=2.5, g_5=3.21$ 에 대한 램프응답

Fig. 5.10 Ramp response for  $g_1=0.51, g_2=0.32, g_3=0.021, g_4=2.5, \text{ and } g_5=3.21$



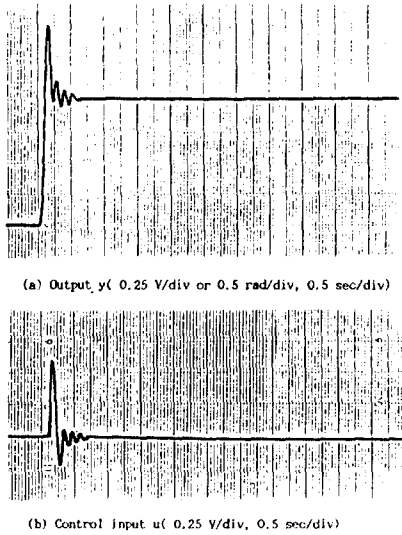


그림 5.11  $K_p=0.31, T_i=0.05, T_D=0.013$ 에 대한 계단응답  
 Fig. 5.11 Step response for  $K_p=0.31, T_i=0.05,$  and  $T_D=0.013$

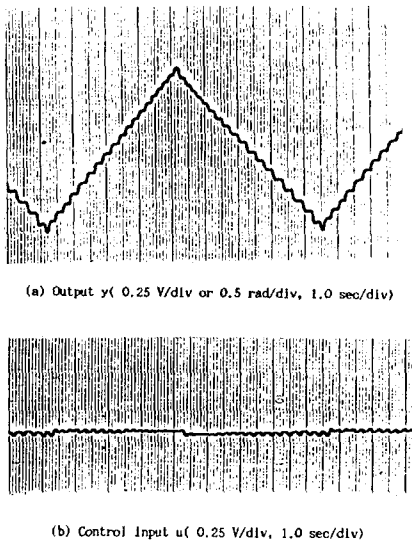


그림 5.12  $K_p=0.31, T_i=0.05, T_D=0.013$ 에 대한 램프응답  
 Fig. 5.12 Ramp response for  $K_p=0.31, T_i=0.05,$  and  $T_D=0.013$

있다.

### 6. 結 論

非線形 電氣油壓 位置制御시스템에 있어 계단 또는 램프형의 外亂이 수반되는 환경에서도 출력이 계단 또는 램프형의 목표치 변화에 추종하도록 시스템의 전향경로에 추가되는 두 상태변수 중 한 변수의 적분동작에 비례동작을 추가하여 보완함으로써 Porter가 제안한 방법보다 개선된 過渡應答特性을 주는 線形制御器를 얻을 수 있었고, 이 制御器로 非線形位置制御시스템을 구성하면 시스템은 漸近的으로 안정하게 되거나 아니면 定常狀態에서 비선형요소의 영향으로 리미트사이클 동작상태에 있게 된다. 이 경우 記述函數法으로 피이드백 이득을 再調整하여 리미트사이클의 크기를 줄일 수 있었다. 응답실험을 통하여 應答特性이 개선되어짐을 보였으며, 운전중 퍼라미터의 변동이나 負荷外亂이 가해져도 정상 편차가 발생하지 않는 강인함을 보였다.

### 참 고 문 헌

- [1] T.R. Welch, "The Use of Derivative Pressure Feedback" in High Performance Hydraulic Servomechanisms", Trans. of the ASME, Journal of Engin. for Industry, 1962,
- [2] G. Meyer, R. Su, & L.R. Hunt, "Application of Nonlinear Transformations to Automatic Flight Control", Automatica, Vol. 20, No. 1, 1984,
- [3] B. Porter and A. Bradshaw, "Design of Linear Multivariable Continuous-Time Tracking Systems", Int. Journal Systems Sci., Vol. 5, No. 12, 1974,
- [4] K.P. Wang and D.E. Seborg, "Optimal Proportional Plus Integral Control for Regulator and Tracking Problems", Optimal Contr. Appl. & Methods, Vol. 6, 1985,
- [5] S.C. Won, "Tracking Feedback Controller Design for Systems with Stiff Nonlinearities", Ph.D. Thesis, Electrical and Computer Engineering, University of Iowa, 1985,
- [6] H.E. Merritt, Hydraulic Control Systems, John Wiley & Sons, Inc., N.y., 1967,
- [7] S.M. Shinnars, Modern Control System Theory and Application, Addison Wesley Publishing Co., Inc., N.Y., 1978,

## 저 자 소 개



### 서원모(徐源模)

1959년 2월 22일생. 1980년 한국 해양대 기관학과 졸업. 1991년 동 대학원 기관학과 졸업(석사). 현재 한국로즈마운트(주) 시스템 기술부 과장.



### 진강규(陳康奎)

1953년 10월 12일생. 1977년 한국해양대 기관학과 졸업. 1981년 동 대학원 기관학과 졸업(석사). 1985년 F.I.T. 전기과 졸업(석사). 현재 한국해양대 제어계측공학과 조교수.



### 하주식(河注植)

1933년 7월 20일생. 1957년 한국 해양대 기관학과 졸업. 1965년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 1968년 동경공업대학 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1972년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학). 현재 한국해양대 학장.