

非線形 電氣油壓 位置制御시스템用 制御器 設計

徐源模* · 陳康奎** · 朴進吉** · 河注植**

Design of a Controller for Nonlinear Electrohydraulic Position Control Systems

Weonmo Seo, Ganggyoo Jin, Jingil Park, Jooshik Ha

Abstract

A tracking controller which can improve the performance of nonlinear electrohydraulic position control systems is designed and implemented. The method is based on augmenting the system with both compensated integrator and additional integrator, 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 electronic components, and step and ramp response tests are carried out in the electrohydraulic servomechanism EHS-160. The results show the improvement in both transient and steady-state responses.

1. 序 論

電氣油壓 서어보시스템은 작은 입력신호를 받아 기계적 고출력을 낼 수 있고, 대용량의 負荷를 넓은 범위에서 柔軟하게 수용할 수 있을 뿐만 아니라, 負荷容量에 비해 장치의 크기가 작아 항공기나 선박의 操舵裝置, 태양 추적안테나, 조립용 로봇, 정밀공작기계, 군사용 설비 등의 위치, 속도 또는 토오크제어에 널리 응용되고 있다. 성능이 우수한 電氣油壓 위치제어시스템을 설계하기 위하여서는 설계시 발생하는 모델링 誤差, 운전중 퍼래미터 변동과, 外亂에 대응할 수 있는 기능이

요구되며 또한 서어보밸브 및 마찰 부분의 非線形성에 대하여서도 강인함이 보장되어야 한다. Welch¹⁾는 制御器에 보상회로를 삽입하여 過渡應答特性을 개선하는 문제를 다루었고, Lee²⁾는 측정치와 상태관측기로 부터의 추정치를 이용하여 線形 상태피이드백 시스템을 구성하는 방법을 제안하였으며, Meyer³⁾, Kim⁴⁾등은 비선형변환으로 구한 등가선형모델에 線形 상태피이드백 제어방법을 적용하고 非線形制御器를 얻는 문제를 다루었다. 이러한 기법들은 쿨롱마찰, 스틱션 및 기어백래시 등과 같은 非線形要素의 線形化가 어렵기 때문에 대부분의 경우 모델에서 제외하였다. 모델에서 제

* 正會員, 韓國海洋大學 大學院

** 正會員, 韓國海洋大學

되던 非線形要素의 영향은 定常狀態에서 편차나 리미트사이클 동작으로 나타나게 된다.

따라서 본 연구에서는 電氣油壓 위치제어시스템의 過渡應答特性和 定常應答特성을 동시에 개선하는 한 추종제어기를 설계하기로 한다. 먼저 非線形 쿨롱마찰과 외란을 고려한 制御對象의 非線形 모델을 얻고 이 모델에서 非線形要素를 제거한 線形시스템으로부터 線形 制御法則을 구한다. 이때 계단 또는 램프형의 外亂이 수반되는 환경에서도 출력이 계단 또는 램프형의 목표치 변화에 추종하도록 전항경로에 삽입되는 두 적분변수 중 하나에 적분동작을 보완하는 비례동작을 추가함으로써 Porter⁵⁾가 제안한 방법보다 더욱 개선된 과도응답 특성을 주고, Wong⁶⁾의 방법보다 퍼라미터 변동에 덜 민감할 뿐만 아니라, 하드웨어 실현이 용이하도록 한다. 여기서 얻은 線形 제어법칙을 실현하고 非線形 위치제어시스템을 구성하면 非線形要素들의 영향으로 定常狀態에서 계속적으로 진동하는 리미트사이클(Limit cycle)현상이 발생하는데 記述函數法⁷⁻⁹⁾를 적용하여 피이드백 이득을 再調整함으로써 리미트사이클의 振幅과 周波數를 줄이는 技法을 제안한다.

제안된 방법은 Operational Amplifier를 이용하여 실현하고 실제 油壓장치에 연결하여 응답실험을 실시하여 追從性能和 定常應答特性이 개선되어짐을 보인다.

2. 모델링

위치제어를 위한 電氣油壓서어보 시스템은 그림 2.1과 같이 구성되어 진다. 그림으로 부터 전류증폭기 입력전압 V_x 에서 油壓모타의 각변위 θ_m 까지의 制御對象을 수학적으로 표시하기로 한다.

2.1. 非線形 모델과 線形化

서어보밸브 구동용 전류증폭기의 입력전압 V_x 와 출력전류 I_v 와의 관계식은 다음과 같다.

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

여기서

K_a : 전류증폭기 利得

서어보밸브 입력전류 I_v 에 대한 스펙변위 X_v 의 動的舉動과 서어보밸브에서의 부하유량 방정식은 다음과 같다⁸⁾.

$$X_v = K_v I_v$$

$$Q_L(X_v, P_L) = C_d \omega X_v \sqrt{[P_s - \text{sgn}(X_v) P_L] / \rho} \tag{2.2}$$

여기서

K_v : 서어보밸브 利得

C_d : 유량계수

ω : 오리피스 면적의 변화율

ρ : 作動油의 밀도

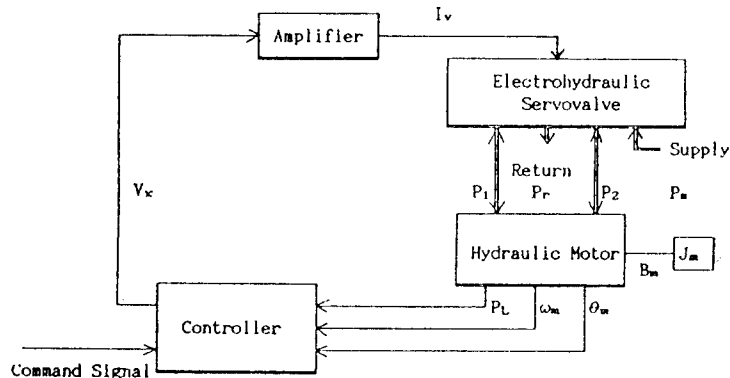


Fig.2.1 Electrohydraulic position control system

P_L : 부하압력

P_s : 供給油壓

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

이 부하유량은 연속적으로 변하는 非線形方程式으로서 動作點 ($X_v = P_L = Q_L = 0$) 부근에서 線形化하면 다음과 같은 식 (2.3)을 얻을 수 있다.

$$Q_L = K_q X_v - K_c P_L \quad (2.3)$$

여기서

$K_q = \partial Q_L / \partial X_v |_0 = C_d \omega \sqrt{P_s / \rho}$: 流量利得

$K_c = \partial Q_L / \partial P_L |_0 = C_d \omega X_v \sqrt{(P_s - P_L) / \rho} / (P_s - P_L)$: 流量壓力係數

油壓모타에서의 연속방정식은

$$Q_L = D_m \dot{\theta}_m + C_t P_L + V_t \dot{P}_L / 4\beta_e \quad (2.4)$$

여기서

D_m : 모타의 단위 회전각당 排除容積

θ_m : 모타축의 각변위

C_t : 모타 내부에서의 총누설계수

V_t : 총압축용적

β_e : 作動油의 체적탄성계수

非線形 쿨롱마찰 (Coulomb friction) 만을 고려한 위치제어시스템의 운동방정식을 구하면 다음과 같다.

$$T_m = D_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + F_m \dot{\theta}_m / |\dot{\theta}_m| + d_T \quad (2.5)$$

여기서

T_m : 회전 토오크 d_T : 負荷外亂

F_m : 등가 쿨롱마찰계수 B_m : 등가 점성마찰계수

J_m : 등가 관성모우먼트

2.2. 시스템 動的方程式

式 (2.1) - (2.5) 의 방정식으로 부터 制御對象의 블록선도는 그림 2.2와 같이 나타낼 수 있다.

그림 2.2의 制御對象에서 상태변수를 $x_1 = \theta_m$, $x_2 = \omega_m$, $x_3 = P_L$ 로 정의하고 시스템의 動的方程式을 구하면 다음과 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

$y \in R^1$ 出力 角變位

$x = [\theta_m \ \omega_m \ P_L]^T \in R^3$ 狀態벡터

$d = [0 \ d_T \ 0]^T \in R^3$ 外亂

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

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

$$C = [1 \ 0 \ 0]$$

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

非線形시스템 (S)에서 非線形 쿨롱마찰력과 부하

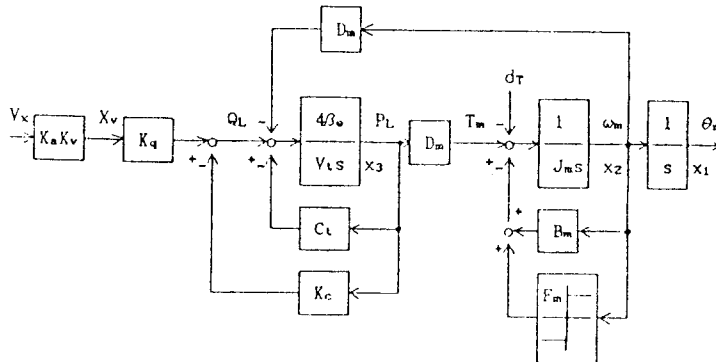


Fig.2.2 Block diagram of the plant

외란을 제거한, 즉 식(2.6)에서 $f(x)=0, d=0$ 으로 한 線形시스템은 可制御하다. 한편 外亂 d 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, Porter⁶⁾가 제안한 방법보다 개선된 과도응답특성을 주는 線形制御器를 설계하기 위하여 먼저 다음과 같은 새로운 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)에서 보면 오차신호의 적분값에 荷重係數 α 를 곱한 오차신호를 더해줌으로써 목표치 변화로 오차가 발생하게 될 경우 상태변수 z_1 의 초기 동작을 크게 해주며, 오차신호의 부호가 반전될 경우 현재의 제어입력을 계산함에 있어서 이전 적분값의 영향이 적도록 해준다. 식(3.1)-(3.2)의 양변을 각각 한번 미분하고, 식(2.6)의 관계를 이용하면 非線形 확장시스템(\tilde{S})은 다음과 같게 된다.

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

여기서

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

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

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

非線形 확장시스템(\tilde{S})으로 부터 얻어지는 線形 시스템 (\tilde{A}, \tilde{B})은 식(2.6)의 線形시스템 (A, B)이 可制御하고 다음 관계가 만족되어 역시 可制御하다¹⁰⁾.

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

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

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

최소로 하는 制御法則을 구하면 식(3.6)과 같다. 여기서 $Q \geq 0, R > 0$ 이다.

$$u = -g_1 x_1 - g_2 x_2 - g_3 x_3 - g_4 \left[\int (y - y_r) dt + \alpha (y - y_r) \right] - g_5 \left[\int \left[\int (y - y_r) dt + \alpha (y - y_r) \right] dt \right] \quad (3.6)$$

이때 식(3.6)의 피드백 이득은 線形 피드백 시스템이 주어진 설계사양을 만족하도록 하중행렬 Q, R 과 하중계수 α 를 적절히 선정하여 구하여진다. 식(3.6)의 線形 制御入力を 이용하여 非線形

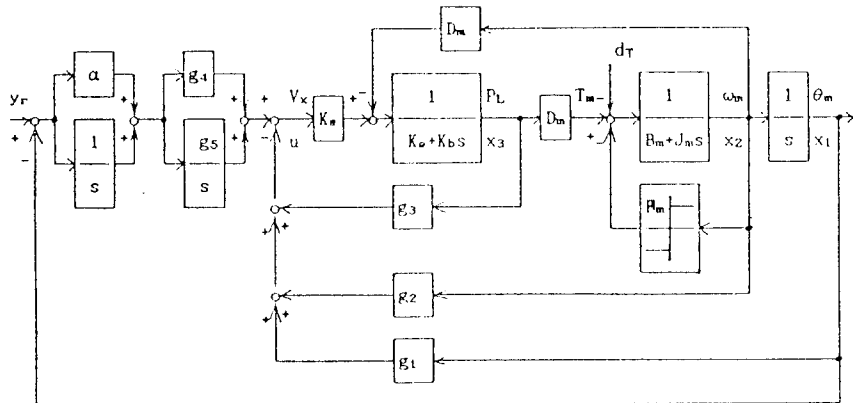


Fig.3.1 Nonlinear feedback control system with coulomb friction (172)

피드백제어시스템을 구성하면 그림 3.1과 같게 되고 이 경우 시스템은 漸近的으로 안정하게 되거나 아니면 定常狀態에서 리미트사이클이 발생하게 된다¹⁰⁾.

4. 記述函數法에 의한 리미트사이클 제거

앞서 언급했듯이 非線形 쿨롱마찰과 外亂을 제외한 線形시스템을 漸近的으로 안정하게 하면서 2차형식의 평가함수를 최소로 하는 線形 制御入力を 구하고 이것을 이용하여 非線形 위치제어시스템을 구성하면 이 경우 시스템은 漸近的으로 안정하게 되거나 아니면 定常狀態에서 리미트사이클이 발생하게 된다. 리미트사이클이 발생함으로써 정교한 위치제어가 어렵고, 계속적인 진동현상으로 부품의 수명이 단축되며, 동력손실이 일어난다. 이러한 리미트사이클을 제거하거나 진폭을 줄이기 위하여 루프이득을 낮추는 방법이 고려될 수 있으나 이는 시스템의 응답속도를 떨어뜨려 좋지 못하다. 따라서 본 연구에서는 일반적으로 피드백 이득을 낮추기 보다는 記述函數法(Describing function method)으로 피드백 이득을 再調整하여 리미트사이클의 크기를 줄이는 방법을 채택한다⁷⁻⁹⁾.

그림 3.1의 블록선도에서 非線形 쿨롱마찰력은 그림 4.1의 等價 非線形 要素 $N(M, \omega)$ 으로 나타낼 수 있다.

그림 4.1의 블록선도에서 $y_r=0$ 로 놓고 線形部分을 정리하여 표시하면 그림 4.2와 같게 된다.

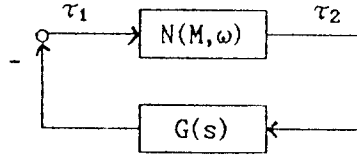


Fig.4.2 Equivalent feedback control system

여기서 線形部分의 周波數 傳達函數를 구하면 다음과 같다.

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

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 $N(M, \omega)$ 의 입력신호를 τ_1 , 출력신호 중 고조파항을 무시한 기본파신호를 τ_2 라 하면

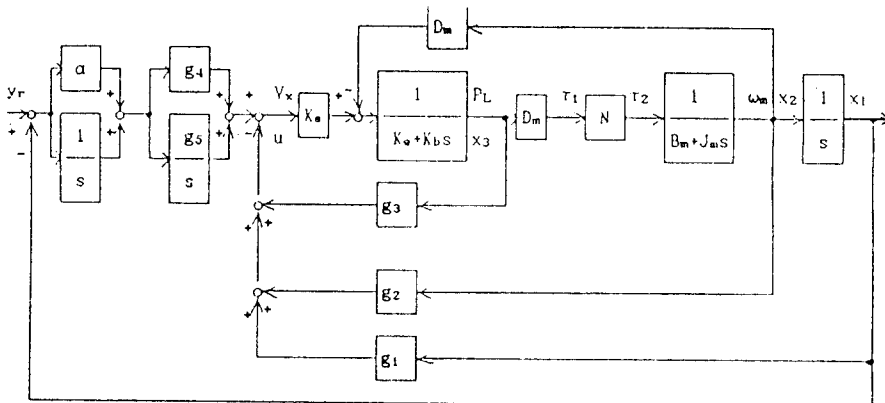


Fig.4.1 Nonlinear feedback control system with equivalent nonlinearity

$$\tau_1 = M \sin(\omega t) \quad (4.2)$$

$$\tau_2 = A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t) \quad (4.3)$$

非線形要素 N 의 記述函數(Describing function)는 입력신호의 진폭 M 만의 함수가 되며 식(4.4)로 나타낼 수 있다.

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

여기서

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

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

$$(4.8)$$

이고 $\gamma = F_m/M$, $\omega t_1 = \sin^{-1}\gamma$ 이며 ωt_2 는 다음 非線形方程式으로 부터 얻어진다.

$$\begin{aligned} \cos(\omega t_2) - \omega t_2 \sin(\omega t_1) + \cos(\omega t_1) \\ - (\pi - \omega t_1) \sin(\omega t_1) = 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

그림 4.2의 폐회로시스템의 특성방정식으로 부터 定常狀態에서 리미트사이클은 $G(j\omega) = -1/N(M)$ 이 되는 점에서 일어나므로 입력신호 τ_1 의 振幅 M 과 周波數 ω 는 동일 복소평면상에서 $G(j\omega)$ 와 $-1/N(M)$ 의 Nyquist선도가 만나는 점으로부터 결정된다. 리미트사이클이 일어나지 않도록 하기 위하여서는 두 Nyquist선도가 교차되지 않게 해야하나 쉽지 않으므로 피이드백 이득을 조절하여 振幅이 허용범위 내에 있도록 조절할 수 밖에 없다. 한 방법으로 식(4.1)에서 이득 g_1 를 증가시키면 그림 4.3에서 볼 수 있듯이 $G(j\omega)$ 와 $-1/N(M)$ 의 교차점(P_1, P_2, P_3)이 복소평면의 左上側으로 이동하게 되어 리미트사이클의 진폭과 주파수를 동시에 줄일 수 있다. 이때 출력단에 발생하는 리미트사이클의 크기를 구하면 식(4.10)와

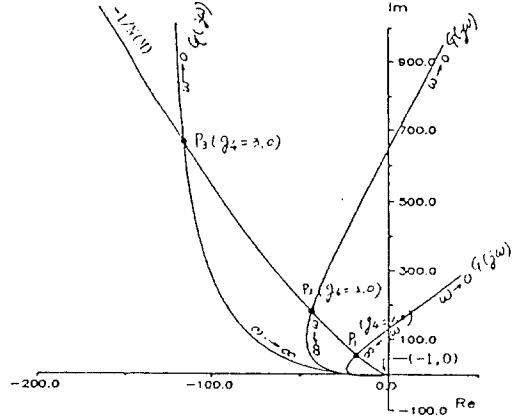


Fig.4.3 Nyquist diagrams of $-1/N(M)$ and $G(j\omega)$

같이 된다.

$$|x_1| = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{\omega \sqrt{J_m^2 \omega^2 + B_m^2}} \quad (4.10)$$

5. 實驗 및 結果 檢討

5.1. 실험장치의 구성

제안한 제어방법을 OP 앰프와 전자소자로 실현한 후 그 성능을 파악하기 위하여 전기유압 위치제어 실험장치를 구성하였으며 制御對象으로는 유압 서어보장치 EHS-160을 사용하였다. 실험으로 부터 다음과 같은 시스템방정식을 얻을 수 있었다.

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1.92 & 0 \\ 0 & -2.21 & 5.51 \\ 0 & -264.24 & -65.79 \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1709.92 \end{pmatrix} u + \begin{pmatrix} 0 \\ -0.22f(x_2) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

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

식 5.1로 주어지는 制御對象에서 아래와 같이 주어지는 설계사항

- Overshoot (M_p) : $M_p \leq 20(\%)$
- Rise time (t_r) : $t_r \leq 0.1(\text{sec})$
- Control input (u) : $|u_{\max}| \leq 2(\text{V})$

을 만족하는 線形 制御入力を 구한 결과 다음 식 (5.2)과 같다. 이때 $\alpha=0.1$, $Q=\text{diag}(5, 0, 1, 0, 500, 10)$, $R=10$ 를 사용하였다.

$$u = -0.5596x_1 - 0.6456x_2 - 0.0366x_3 - 1.00 \int [(y-y_r) + \alpha(y-y_r)] - 7.149 \int \int [(y-y_r) + \alpha(y-y_r)] dt \quad (5.2)$$

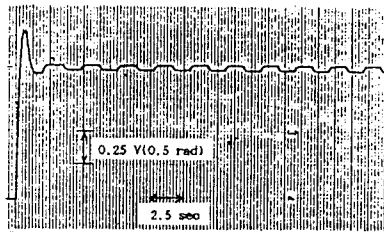
5.2. 응답실험 및 결과 검토

식 (5.2)를 실현하여 실험장치에 연결하고 단위 계단입력과 단위 램프입력에 대하여 응답실험을 실시하였다. 그림 5.1-5.2에서 보면 시스템 응답은 설계사양을 만족하나 正常狀態에서 일정한 주파수로 계속적으로 진동하는 리미트사이클 현상이 일어나고 있음을 알 수 있다. 그림 5.3-5.4는 g_4 를 3.0으로 調整하였을 때의 개선된 응답으로서

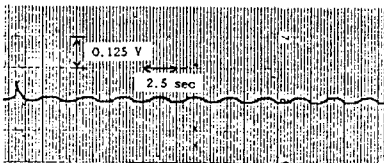
리미트사이클 동작이 거의 일어나지 않고 있다. 이와 같은 이득 g_4 를 再調整하면서 표 5.1에서와 같이 출력단에서 리미트사이클의 振幅과 周波數 轉화를 구하였다. 시스템의 안정성이 확보되고 설계조건에 부합되는 한 이득 g_4 를 약간씩 증가시키면 리미트사이클의 진폭과 주파수 둘다 줄일 수 있었고 실험으로 부터 측정된 實測値는 컴퓨터 시뮬레이션으로 부터 구한 豫測値와 거의 일치하였다.

5.2.1. 荷重係數 α 에 대한 검토

制御器 설계 시 α 값은 시스템의 퍼라미터로 간주되기 때문에 시스템응답이 설계사양을 만족하는 한 어떠한 양의 값을 취하여도 무방하나 일반적으로 크게하면 오우버슈트와 제어입력이 크게 되는 경향이 있어 설계사양을 만족하는 피드백 이득을 구하기가 어려웠다. 본 연구에서 사용한 EHS-

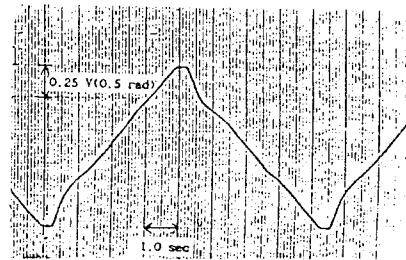


(a) Output y



(b) Control input u

Fig.5.1 Step response for P_1 ($\alpha=0.1, g_4=1.0$)



(a) Output y



(b) Control input u

Fig.5.2 Ramp response for P_1 ($\alpha=0.1, g_4=1.0$)

Table 5.1 Magnitude and frequency of limit cycle for tuning gains

	Feedback gains					Limit cycle					
						Predicted values			Measured values		
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	γ (F_m/M)	M (N, m)	ω (rad/s)	$ x_1 $ (volt)	ω (rad/s)	$ x_1 $ (volt)
P_1	0.56	0.65	0.037	1.0	7.15	0.924	0.238	3.03	0.05	2.39	0.05
P_2	0.56	0.65	0.037	2.0	7.15	0.965	0.228	2.25	0.018	1.34	0.02
P_3	0.56	0.65	0.037	3.0	7.15	0.985	0.223	1.18	0.004	—	0.00

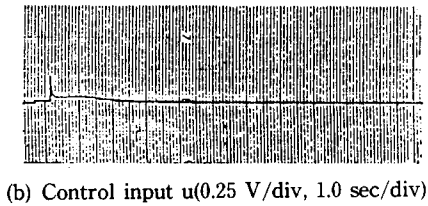
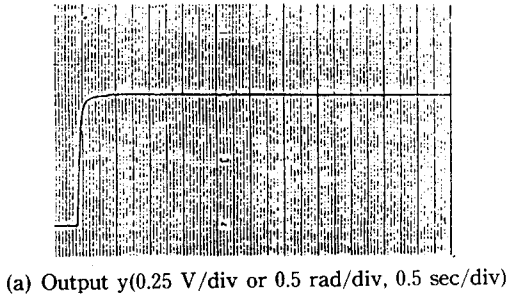


Fig.5.3 Step response for P_3
($\alpha=0.1, g_4=3.0$)

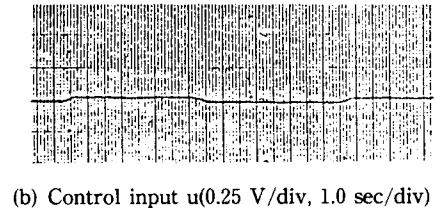
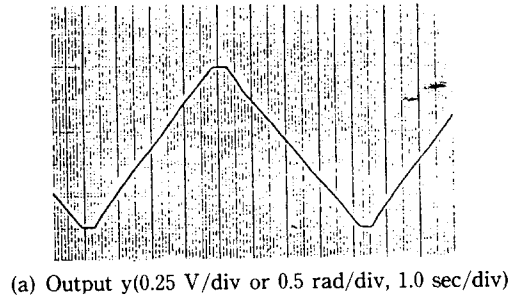


Fig.5.4 Ramp response for P_3
($\alpha=0.1, g_4=3.0$)

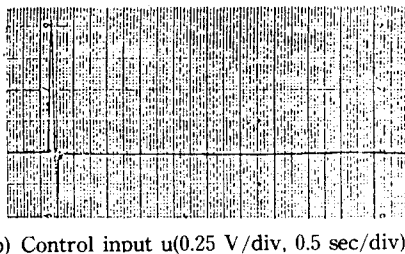
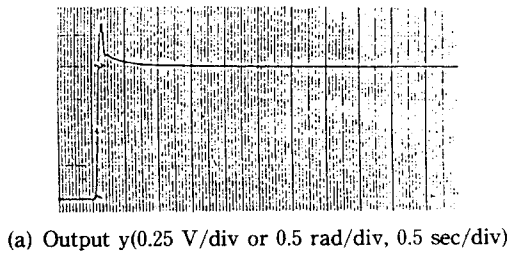


Fig.5.5 Step response for $\Delta J_m = +0.0006(\text{Kg.m}^2)$

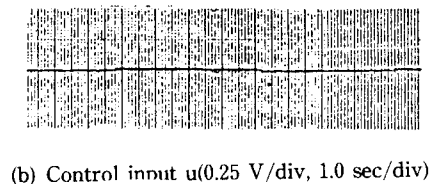
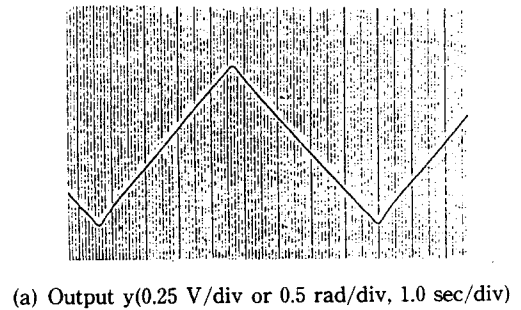
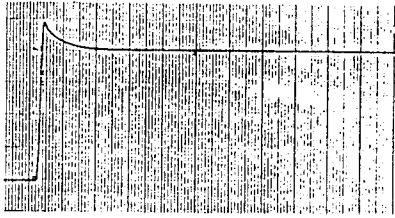


Fig.5.6 Ramp response for $\Delta J_m = +0.0006(\text{Kg.m}^2)$

160 유압서어보 실험장치에서는 대략 α 가 0.5 까지는 α 를 증가시킬수록 설계사양에 부합되고 동시에 과도응답특성이 개선되도록 이득을 선정할 수 있었으나 0.5 이상에서는 어렵다는 것을 경험적으로 알 수 있었다. 따라서, 하중계수 α 는 制御對象과 설계사양에 따라 적절히 결정되어야 할 것이다.

5.2.2. 퍼라미터의 변동과 外亂에 대한 검토
시스템 설계시 모델링 오차, 운전중 퍼라미터의 변동 등으로 실제장치는 모델과 일치하지 않을 뿐만 아니라, 운전중 부하 外亂의 영향을 받게 되는데 제안한 방법은 시스템의 安定性이 보장되는 한 퍼라미터의 변동이나 계단 또는 램프형의 負荷變化가 있더라도 그 영향을 흡수하여 正常狀態에서

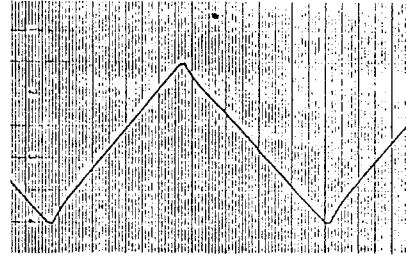


(a) Output y (0.25 V/div or 0.5 rad/div, 0.5 sec/div)

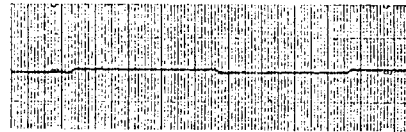


(b) Control input u (0.25 V/div, 0.5 sec/div)

Fig.5.7 Step response for $d_t=1$ (N.m)

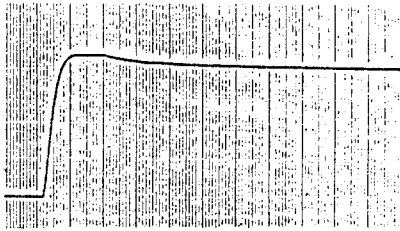


(a) Output y (0.25 V/div or 0.5 rad/div, 1.0 sec/div)



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

Fig.5.8 Ramp response for $d_t=1$ (N.m)

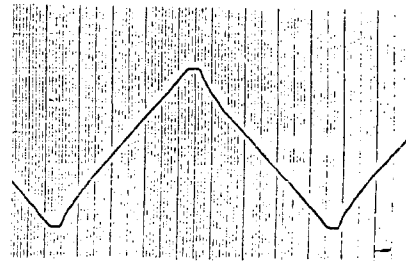


(a) Output y (0.25 V/div or 0.5 rad/div, 0.5 sec/div)

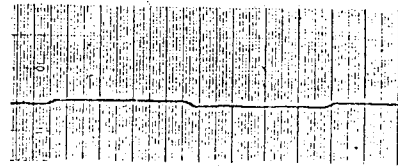


(b) Control input u (0.25 V/div, 0.5 sec/div)

Fig.5.9 Step response for $g_1=0.51$, $g_2=0.32$, $g_3=0.021$, $g_4=2.5$, 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)

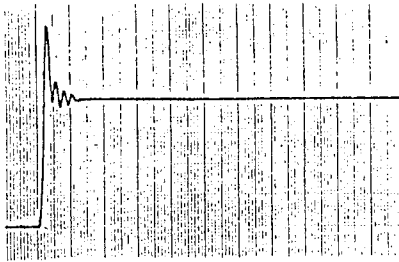
Fig.5.10 Ramp response for $g_1=0.51$, $g_2=0.32$, $g_3=0.021$, $g_4=2.5$, and $g_5=3.21$

偏差가 발생하지 않는 강인성이 있다. 그림 5.5-5.6은 調整된 피드백이득을 갖는 시스템에서 유압모타축에 직결된 회전체의 관성모우먼트를 약 +10% 변경하였을 때의 응답이며 그림 5.7-5.8은 유압모타축에 1(N.m)크기의 일정한 부하를 가한 상태에서의 응답실험 결과이다.

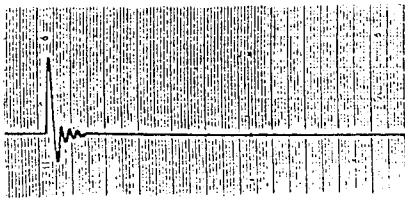
5.2.3. 기존 방법과의 응답 비교
먼저 Porter가 제안한 방법을 본 방법과의 概略

的인 응답특성을 비교하기 위하여 피드백이득을 구하고 리미트사이클이 일어나지 않도록 이득 g_4 를 再調整한 후 응답실험을 실시한 결과 그림 5.9-5.10과 같다. 이미 언급했듯이 본 방법으로 실험한 그림 5.3-5.4보다 응답속도가 매우 느림을 알 수 있다.

또한 Ziegler-Nichols의 限界感度法으로 調整된 PID制御器를 실험장치에 부착하고 응답실험을



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



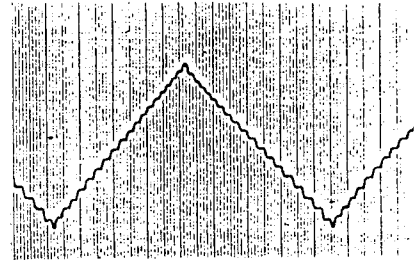
(b) Control input u (0.25 V/div, 0.5 sec/div)

Fig.5.11 Step response for $K_P=0.31$, $T_I=0.05$, and $T_D=0.031$

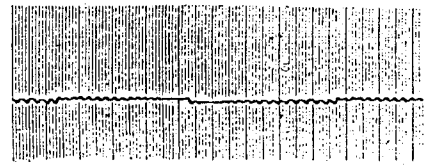
실시하였다. 그림 5.11-12의 계단응답에서는 심함 Zigging 현상이 일어나고 램프응답에서는 리미트 싸이클이 발생하여 본 방법에서 제시한 것 보다 응답특성이 좋지 못함을 보여준다.

6. 結 論

非線形 電氣油壓 位置制御시스템용 制御器를 설계함에 있어 非線形모델에 非線形要素를 제거한 線形시스템에서 전항경로에 추가되는 두 적분변수 중 한 변수의 적분동작에 비례동작을 추가하여 보완함으로써 Porter가 제안한 방법보다 개선되고, 계단 또는 램프형의 外亂이 수반되는 환경에서도 출력이 계단 또는 램프형의 목표치에 추종하는 線形制御器를 설계하였다. 이 線形制御器를 이용하여 非線形 피드백시스템을 구성할 시 정상상태에 리미트싸이클이 발생할 수 있으며 이를 줄이기 위하여 記述函數法으로 피드백 이득을 再調整하는 기법을 제안하였다. 제안한 방법을 OP앰프와 회로소자로 실현하고 EHS-160 전기유압 서어보 장치와 연결하여 응답실험을 실시한 결과 과도응답 및 정상응답 모두 개선된 것을 확인할 수 있었



(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)

Fig.5.12 Ramp response for $K_P=0.31$, $T_I=0.05$, and $T_D=0.031$

으며, 운전중 퍼라미터의 변화나 負荷外亂이 가해져도 정상편차가 발생하지 않는 강인함을 보여 주었다.

참고문헌

- 1) T.R. Welch, "The Use of Derivative Pressure Feedback in High Performance Hydraulic Servomechanisms", Journal of Engineering for Industry, 1962
- 2) 이동권, "유압 서어보 시스템의 위치제어를 위한 관측-제어기의 실현화 연구", 서울대학교 대학원 공학석사학위 논문, 1986
- 3) G. Meyer, R. Su, and L.R. Hunt, "Application of Nonlinear Transformations to Automatic Flight Control", Automatica, Vol. 20, No. 1, 1984
- 4) 김영준, 장효환, "비선형 유압 서보시스템의 비선형변환 및 이에 대한 선형제어에 관한 연구", '89년 한국자동제어학술회의논문집, 1989
- 5) B. Porter and A. Bradshaw, "Design of Linear Multivariable Continuous-Time Tracking Systems", Int. Journal Systems Sci., Vol. 5,

- No. 12, 1974
- 6) K.P. Wong and D.E. Seborg, "Optimal Proportional Plus Integral Control for Regulator and Tracking Problems", Optimal Contr. Appl. & Methods, Vol. 6, 1985
 - 7) S.C. Won, "Tracking Feedback Controller Design for Systems with Stiff Nonlinearities," Ph.D. Thesis, Electrical and Computer Engineering, University of Iowa, 1985
 - 8) H.E. Merritt, Hydraulic Control Systems, John Wiley & Sons Inc., N.Y., 1967
 - 9) S.M. Shinnars, Modern Control System Theory and Application, Addison Wesley Publishing Co., Inc., N.Y., 1978
 - 10) 서원모, "非線形 油壓 서어보시스템用 制御器 設計", 한국해양대학 대학원 공학석사학위 논문, 1991