

전기·유압 속도제어 시스템의 디지털
적용제어에 관한 연구

장 요 관 *
* 고려대학교 기계공학과

전 은 식**
** 산업과학기술연구소

Digital adaptive control of electro hydraulic velocity
control system

Hyo Whan Chang
Dept. of Mechanical Engr.
Korea University

and Yoon Sik Jun
Reserch Institute of
Industrial Science & Technology

Abstract

The objective of this study is to develop a microcomputer-based adaptive controller for an electro hydraulic velocity control system subjected to the variation of system parameters. The step response performance of the system with the adaptive controller is investigated for the variation of the external load torque, the moment of inertia and the reference inputs, and compared with that obtained by PID controller whose gains are constant. The experimental results show that this proposed model reference adaptive controller is robust to the variation of system parameters and yield much better control performance compared with the conventional PID controller.

1. 서 론

유압 서보 장치의 제어는 위치제어, 속도제어, 가속도제어, 힘 또는 토오크제어로 나눌 수 있으며 이중 유압모터를 이용한 안테나, 레이더와 포신(gun turret)의 추적제어장치, 공작기계의 이송장치, 연속경로제어용 로봇등의 속도제어가 많이 쓰이고 있다.

이러한 유압시스템을 유량 관계식의 비선형성 및 외부부하 조건의 변동등으로 인하여 시스템 파라미터 변동을 일으킨다. [1]

종래에는 이러한 시스템을 설계하는데 있어 시스템의 작동점 부근에서 선형화 하여 상수계수를 갖는 피드백 제어를 하였으며, 외부부하조건의 변화가 작고 시스템 파라미터와 작동점의 변화가 적을때 좋은 응답특성을 나타내었다. [2]

그러나 산업용 로봇, 항공기 및 공작기계의 이송장치등에 쓰이는 유압 서보 시스템은 유압구동장치의 운동에 있어서 외부부하 및 속도의 변화가 따르게 되며, 따라서 이러한 시스템 파라미터 변동으로 상수계수를 가진 피드백 제어는 최적의 응답특성을 나타낼 수 없게 된다.

따라서, 제어기 계수는 시스템 파라미터가 변할때마다 연속적으로 조정되어야 하고 시스템의 정확한 모델링 없이도 원하는 제어를 할 수 있는 적응제어기의 설계가 요구된다. 적응제어기의 설계는 접근 방법에 따라 시스템파라미터 변동을 추정 한후 제어기를 설계하는 STR(Self Tuning Regulator)과 모델개념을 도입하여 모델과 시스템과의 출력 편차가 영이 되도록 제어기계수를 조정하는 MRAC(Model Reference Adaptive Control)으로 나뉘어져 많은 연구가 있어 왔다. [3]

유압 시스템은 빠른 응답특성을 가지고 있기 때문에 실시간(real time control)제어를 위해서는 제어 알고리즘이 단순하여야 한다.

Sobel, Kaufman 등은 피드포워드(feed forward)제어에 기조하고 Lyapunov의 방법을 이용하여 모델과 시스템과의 출력편차의 피드백만으로 안정성을 보장하는 임펄스적(impulsive)적용에 의한 매우 간단한 MRAC 알고리즘을 제안하였다. [4,5] 따라서 본 연구에서는 이러한 적응제어 알고리즘

을 기초로 하여 빠른 응답특성을 갖는 유압시스템에서의 마이크로 컴퓨터를 이용한 디지털 적응제어를 하였다.

이러한 적응제어의 응답특성을 조사하기 위해 실제 유압 시스템에서 시스템 파라미터 변동의 주요 인자인 외부부하 토크의 변동, 관성부하의 변동, 기준입력속도의 변동등에 대하여 각각 응답특성을 조사하였으며 종래의 상수계수를 갖는 피드백제어로서 PID 제어와 비교하였다.

2. 시스템 해석 및 제어기 설계

(1) 유압 서보 시스템 해석 [6]

유압 서보 밸브 및 유압모터에 대한 개략도를 그림 1에 나타내었다.

또한 유압속도제어 시스템의 블록선도를 그림 2에 나타내었다.

따라서, 제어입력(1)와 회전속도($\dot{\theta}_m$)의 관계식은 다음과 같다.

$$\dot{\theta}_m = \frac{\frac{60}{2\pi} \cdot K_q / D_m (1 + \frac{K_{ce} B_m}{D_m^2})}{(\tau_v s + 1)(\frac{s^2}{\omega_h^2} + 2\delta_h \frac{s}{\omega_h} + 1)} I$$

$$= \frac{\frac{60}{2\pi} \cdot \frac{K_{ce}}{D_m^2} (1 + \frac{V_t}{4\beta_s K_{ce}} s) / (1 + \frac{K_{ce} B_m}{D_m^2})}{(\frac{s^2}{\omega_h^2} + 2\delta_h \frac{s}{\omega_h} + 1)} \pi \quad (1)$$

여기서,

$$K_q = K_q' \cdot K_s \quad K_{ce} = K_{ce} + C_{im}$$

$$\omega_h = \sqrt{\frac{4\beta_s D_m^2}{J_s V_t} (1 + \frac{K_{ce} B_m}{D_m^2})}$$

$$\delta_h = \frac{1}{D_m} \left(\frac{V_t B_m}{4\beta_s} + K_{ce} J_s \right) \sqrt{\frac{3\pi}{J_s V_t (1 + \frac{K_{ce} B_m}{D_m^2})}}$$

여기서, 외부부하토크(TL)를 영으로 놓으면 전체시스템의 투과 전달함수는 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{Y_p}{U_p} = \frac{K_T K_q K_v \cdot \frac{60}{2\pi} / D_m (1 + \frac{K_{ce} B_m}{D_m^2})}{(\tau_v s + 1)(\frac{s^2}{\omega_h^2} + 2\delta_h \frac{s}{\omega_h} + 1)} \quad (2)$$

여기서,

K_T : 타코미터 이득 (volt/rpm)

K_v : 전류 변환기 이득 (mA/volt)

Table 1.은 본 실험의 시스템 파라미터를 나타내며 이때의 시스템 상태를 기준상태라 정의한다. 기준상태에서의 시스템 전달함수를 식(2)으로부터 다음과 같이 된다.

$$G_p(s) = \frac{7.764 \times 10^5}{s^3 + 4.387 \times 10^2 s^2 + 3.752 \times 10^4 s + 8.002 \times 10^3}$$

(3) 잇 식을 샘플링 시간 10 msec 인 경우 제로오더홀더(zero order holder)를 포함한 이산치(discrete)계통의 전달함수로 나타내면,

$$G_n(z) = \frac{0.0513z^2 + 0.0810z + 0.00587}{z^3 - 1.239z^2 + 0.392z - 0.0124} \quad (4)$$

잇 식을 상태공간 형태로 나타내면,

$$x_p(k+1) = A_p x_p(k) + B_p u_p(k) \quad (5)$$

$$y_p(k) = H_p x_p(k) \quad (6)$$

여기서,

$$A_p = \begin{bmatrix} 1.239 & 1 & 0 \\ -0.392 & 0 & 1 \\ 0.0124 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_p = \begin{bmatrix} 0.0513 \\ 0.0801 \\ 0.00587 \end{bmatrix}$$

$$H_p = [1.0, 0, 0]$$

(2) 디지털 적응제어기

• 모델신정

본 실험에 사용되는 제어기는 암묵적(implicit) 적응방법과 지차모델(reduced order model)을 사용하는 MRAC 로써 제어 알고리즘의 연산시간을 줄이기 위해 1 차모델을 선정하였다.

또한 모델 추종 제어를 하기 위해서는 1차모델의 시상수를 샘플링시간의 2-4배가 되도록 선정한다.[7]

따라서, 마이크로 컴퓨터 안에서의 적응제어 알고리즘의 연산시간과 입출력 변환기(D/A, A/D converter)의 변환시간이 0.01sec 이므로 이를 샘플링 시간으로 하여 모델의 시상수를 0.02sec 로 하였다.

그러므로 모델은 다음과 같은 전달함수를 갖는다.

$$G_m(s) = Y_m/U_m = 50/(s+50), \quad \text{시상수} = 1/50 = 0.02\text{sec} \quad (7)$$

잇 식을 샘플링 시간 $h = 0.01\text{sec}$ 일때, 동등한 이산치 계통의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_m(z) = Y_m/U_m = 0.39/(z-0.61) \quad (8)$$

이것을 상태공간 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u_m(k) \quad (9)$$

$$y_m(k) = H_m x_m(k) \quad (10)$$

여기서, $A_m = 0.61, B_m = 0.39, H_m = 1$

제어 알고리즘에 있어서 모델의 입출력 $u_m(k), y_m(k)$ 는 각각 속도(rpm)에 해당되는 전압으로 입출력 피크(즉, 속도(rpm) $\times K_v =$ 전압), 그림3.은 모델의 기준입력 200, 300, 400, 500 rpm 에 대한 모델의 응답특성을 보여준다.

• 적응제어기 구조

상태공간 방정식의 형태로 표현한 유압시스템 식(5), 식(6)과 모델 식(9), 식(10)에 대하여 다음과 같은 식을 만족하는 $S_{11}(k), S_{12}(k), S_{21}(k), S_{22}(k)$ 의 해가 존재하면 시스템 출력이 모델을 추종하는 모델기준제어기를 구할수있다.[5] 이러한 모델기준 제어기의 제어입력 $u_p^*(k)$ 및 이때의 시스템 상태벡터 $x_p^*(k)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_p^*(k) \\ u_p^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(k), S_{12}(k) \\ S_{21}(k), S_{22}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m(k) \\ u_m(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서, $S_{11}(k), S_{12}(k)$: 모델기준제어기의 상태벡터 계수
 $S_{21}(k), S_{22}(k)$: 모델기준제어기의 제어입력 계수

기준입력 $u_m(k)$ 가 상수이면 $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ 는 상수가된다. 또한 $x_p^*(k), u_p^*(k)$ 는 $k \leq 0$ 에 대하여 $y_m = y_p$ 일때 다음과 같은 식을 만족한다.

$$H_p x_p^*(k) = H_m x_m(k) \quad (12)$$

$$x_p^*(k+1) = A_p x_p^*(k) + B_p u_p^*(k) \quad (13)$$

따라서, $e(k) = x_p^*(k) - x_p(k)$ 를 정의하고 k 가 무한대로 갈때 따라 $e(k)$ 가 영으로되는 제어기를 구성하면 결국 $y_m = y_p$ 이 되는 원하는 적응제어기를 구할수 있으며 이러한 제어기의 입력은 다음과 같다.

$$u_p(k) = K_e(k)x_m(k) + K_u(k)u_m(k) + K_e(k)e_p(k) \quad (14)$$

여기서,

$e_p(k) = H_p e(k) = y_m(k) - e_p(k)$: 출력편차 계산을 단순화 하기위해 행렬 형태로 표시하면,

$$u_p(k) = K_r(k)r(k) \quad (15)$$

여기서, $K_r(k) = [K_e(k), K_u(k), K_v(k)]$

$$r(k) = \begin{bmatrix} e_p(k) \\ x_m(k) \\ u_m(k) \end{bmatrix}$$

적응제어이득 $K_r(k)$ 은 비례이득과 적분이득의 합으로 이루어지며 적응 알고리즘은 다음과 같다.

$$K_r(k) = K_p(k) + K_i(k) \quad (16)$$

$$K_p(k) = v(k)r^T(k)\bar{T} \quad (17)$$

$$K_i(k+1) = K_i(k) + v(k)r^T(k)T \quad (18)$$

$$V(k) = Fe(k) + G[u_p^*(k) - u_p(k) + \bar{K}_e e_p(k)] \quad (19)$$

$$K_i(0) = K_{i0} \quad (20)$$

여기서,

T, \bar{T} : 時不變 正置(positive definite) 하중행렬(weighting matrices), 3×3 .

$K_p(k)$: 비례 적응이득

$K_i(k)$: 적분 적응이득

F, G : 常數

$v(k)$: 보조 출력편차 신호

$u_p^*(k)$: 공칭(normal) 제어입력

\bar{K}_e : 常數 출력편차 이득

$K_i(0)$: 초기 적분 이득

이상의 식(14 - 20)로 나타내어지는 적응제어기의 블록 선도가 그림4.에 나타나 있다.

이와같은 적응제어기의 안정도는 Lyapunov 의 안정도해석에 의하여 $H(z) = I + H_p(zI - A_p + B_p \bar{K}_e H_p)^{-1} B_p$ 가 단지 S.P.R(strictly positive real)을 만족할 경우 안정도를 보장하게 된다.[6]

• 공칭제어입력(nominal control input) u_p^* 의 결정

식(11)를 만족하는 S_{21}, S_{22} 는 각각 $S_{21} = -0.087, S_{22} = 1.13$ 으로 $u_p^*(k) = -0.087 x_m(k) + 1.13 u_m(k)$ 이 된다.

그러나 시스템 모델링이 정확치 않거나 제어도중에 시스템 파라메터가 변할경우 기준상태의 시스템 파라메터에 (table 1.)에 의해 계산된 S_{21}, S_{22} 값은 정확한 값이 될수 없게된다.

따라서, 다음과 같은 공칭제어입력편차 $\Delta u(k)$ 가 나타난다.

$$\Delta u(k) = u_{pnom}^*(k) - u_p^*(k) \quad (22)$$

$u_{pnom}^*(k)$: 이상적인 공칭제어입력

이경우 수정된 제어알고리즘은 식(19)로부터

$$V(k) = Fe(k) + G[\Delta u(k) + z(k)] \quad (23)$$

여기서

$$z(k) = u_p^*(k) - u_p(k) + \bar{K}_e e_p(k)$$

$$\Delta u(k) = u_{pnom}^*(k) - u_p^*(k)$$

이 된다.

이와같은 수정된 알고리즘은 시스템출력이 유계(bounded)된 편차로써 안정하게 된다.[6]

이러한 유계된 편차를 없애기 위하여 S_{21}, S_{22} 를 시간변수로 하였으며 알고리즘은 다음과 같다.

$$u_p^*(k) = S_{21}(k)x_m(k) + S_{22}(k)u_m(k) \quad (24)$$

$$S_{21}(k+1) = S_{21}(k) + S_1 e_{e,p}(k) \quad (25)$$

$$S_{22}(k+1) = S_{22}(k) + S_2 e_{e,p}(k) \quad (26)$$

$$e_{e,p}(k) = u_p(k) - u_p^*(k) \quad (27)$$

$$S_{21}(0) = -0.987, \quad S_{22}(0) = 1.13 \quad (28)$$

$$S_1 = S_2 = 0.2 \quad (29)$$

이 경우 $S_{21}(0), S_{22}(0)$ 의 값은 식(24)에서, 1 차 모델인 경우 정상상태에서 $x_m = u_m$ 이 되도록

$$S_{21} + S_{22} = \frac{u_p^*}{u_m} \quad (30)$$

을 만족하는 값이어야 한다.

• 제어기 상수의 결정

적용 제어기가 안정하기 위한 필요충분조건으로부터 구한다.

안정하기 위한 필요충분조건은 다음과 같다. (6)

가) T^T : 正置行列

나) $\tilde{R}_e = S_{21}, \quad \tilde{R}_s = S_{22}$

다) $F = (S^T S)^{-1} H_p$

라) $2\bar{T} - T \geq 0$

마) $S^T S G > J$

바) $H(z) = J + H_p(zI - A_p + B_p \tilde{R}_e H_p)^{-1} B_p$ 가

S.P.R (strictly positive real) 이다.

따라서, 본 실험에서의 유압시스템 전달함수 식(4)이 개루프 안정(stable)하므로 $\tilde{R}_e = 0$ 으로 놓을 수 있다.

바)를 만족하는 J 값은 $J = 0.2236$ 을 얻는다. 그러므로, $S = 1$ 로 하면 $G > 0.2236$ 이 된다.

다음에, 하중행렬, T or $\bar{T} = aI$ 로 하며,

여기서, I : 단위행렬(unit matrix), a : 상수 만족하는 a 값은 모의실험과 예비실험을 통해 최적의 a 값을 구한다. 그러나 기준입력이 변할때 마다 최적의 하중행렬값은 변하게 된다. (6) 따라서, 본 실험에서는 적용제어 알고리즘에 있어서 출력편차 $e_p(k)$ 에 의한 피드백 항의 $K_p(k)$ 가 출력편차 $e_p(k)$ 의 제곱에 비례한다는 것에 착안하여 다음과 같은 하중행렬에 대한 식을 사용하였다.

$$T \text{ 또는 } \bar{T} = \left(\frac{\partial e_p}{\partial \theta_m}\right)^2 aI \quad (31)$$

여기서, aI : 기준입력 θ_m 일때의 최적의 하중행렬
T or \bar{T} : 기준입력 θ_m 일때의 최적의 하중행렬
이상에서 본 실험에 사용되는 상수값은 다음과 같다.
 $F = H_p = 1$

$G = 0.224$

$\tilde{R}_e = 0.$

$T = \bar{T} = \left(\frac{300}{\theta_m}\right) \cdot 0.06I$: S_{21}, S_{22} 가 常數인 경우

$T = \bar{T} = \left(\frac{300}{\theta_m}\right) \cdot 0.07I$: S_{21}, S_{22} 가 시간변수인 경우

3. 실험 및 결과

본 실험에서 사용한 유압펌프의 공급압력은 50 Kgf/cm²으로 하였으며, 기준입력으로 200, 300, 400, 500 rpm 을 사용하였다. 또한 그림 5.에 외부부하토크를 주기위해 사용된

전자식 브레이크를 나타내었으며 이때, 부하토크는 토크 균형을정상에 의하여 구하였다.

본 실험에서 사용한 마이크로 컴퓨터는 Cromenco Model CS3/3C로써 MC68000 16비트 마이크로 프로세서를 CPU로 내장하고 있으며, 클럭 주파수는 8MHz, 기억용량은 512K 바이트(byte)이다.

제어알고리즘의 프로그래밍은 C 언어를 사용하였으며 적용제어기의 샘플링 시간은 0.01sec이다.

또한 본 실험에서 적용제어기와 비교하기 위해 사용된 PID 제어기는 제어이득으로써 비례계수 $K_p = 0.53$, 적분계수 $K_i = 21$, 미분계수 $K_d = 0.005$ 이며 샘플링 시간은 0.008 sec 이다.

그림 6. 은 적용제어의 하중행렬(T 또는 \bar{T})에 따른 시스템 응답특성을 나타내고 있으며 하중행렬이 0.07I에서 1 차 모델을 추정하는 최적의 응답특성을 나타낸다.

그림 7. - 9. 은 기준입력 변동에 따른 시스템 응답을 나타내고 있다. 그림 10 - 12. 은 관성부하 변동에 따른 시스템 응답을 나타내고 있으며 관성모멘트의 증가로 인한 패루프 전달함수의 고유진동수 감소로 응답속도의 지연과 감쇠계수의 감소로 인한 오버슈트 경향을 나타내고 있다. 그림 13. - 15. 은 부하토크 변동에 따른 시스템 응답을 나타내고 있으며 예상했던대로 그림 12. 의 경우 S_{21}, S_{22} 가 상수일때 유계(bounded)된 출력편차를 나타내고 있다. 그림 16 - 18. 은 관성과 부하토크 변동에 따른 시스템 응답을 각각 나타내고 있으며 관성 및 부하변동의 영향이 겹쳐져서(Superposed) 나타나는 경향을 보여준다.

4. 결론

유압 서보 시스템은 외부부하 또는 작동조건등의 변동으로 인하여 제어도중 시스템 파라미터 변동을 일으키며, 따라서 상수계수를 갖는 종래의 피드백제어(PID제어등)로서는 최적의 응답특성을 나타낼 수 없게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 MRAC(Model Reference Adaptive Control)방식에 의한 디지털 적용제어기를 구성하여 실제 유압시스템에서 나타날 수 있는 시스템 파라미터 변동의 주요인자인 기준입력의 변동 관성부하의 변동 부하토크의 변동등에 따른 시스템 응답특성을 조사하였으며, PID 제어기와 비교하여 좋은 응답특성을 나타내었다.

또한 본 실험의 적용제어 알고리즘에 있어서 하중행렬을 기준입력의 함수로 놓아 기준입력이 변할때 좋은 응답특성을 얻을 수 있었으며, 정상상태 출력편차는 S_{21}, S_{22} 를 시변으로 하여 없앨 수 있었다.

5. 참고 문헌

- [1] H.E.Meritt, "Hydraulic Control System", John Wiley, 1967
- [2] 김양준, "마이크로 컴퓨터에 의한 전기 유압 속도제어 시스템의 PID제어", 고려대학교 석사학위논문, 1985
- [3] K.J. Astrom, "Theory and Application of Adaptive Control-A Survey", Automatica, Vol.19, No.5, pp.471-486, 1986
- [4] K.Sobel, H.Kaufman, "Direct discrete model reference adaptive control : the multivariable case", IEEE Conference on Decision and Control, pp.1152-1157, 1980
- [5] Broussard, J.R. and O'Brien, M.T, "Feed forward Control to track the out of a forced model", IEEE Conference on design and Control, pp.1149-1154, Jan.1978
- [6] 권운식, "전기 유압 속도제어 시스템의 디지털 적용제어에 관한 연구", 고려대학교 석사학위논문, 1987
- [7] Karl.J.Astrom, Bjorn Wittenmark, "Computer Controlled Systems, theory and design", Prentice hall, Inc., pp.34-65, 1984

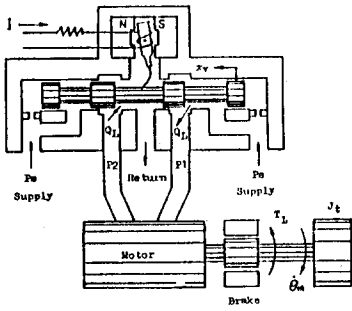


Fig.1: schematic of valve motor combination

Table 1 Values of system parameters
 $(\dot{\theta}_m = 300 \text{ rpm}, P_m = 50 \text{ kgf/cm}^2, J_t = 6.35 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}^2, T_L = 0)$

Parameter	Value
B_m	$2.1923 \times 10^{-2} \text{ (N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec)}$
C_{tm}	$3.2756 \times 10^{-2} \text{ (m}^3/\text{sec/N/m}^2)$
D_m	$2.0531 \times 10^{-6} \text{ (m}^3/\text{rad)}$
K_c	$8.52 \times 10^{-12} \text{ (m}^3/\text{sec/N/m}^2)$
K_q	$3.46 \times 10^{-6} \text{ (m}^3/\text{sec/MA)}$
K_T	$4 \times 10^{-3} \text{ (volt/rpm)}$
K_v	16 (mA/volt)
V_t	$8.1 \times 10^{-5} \text{ (m}^3)$
β_e	$690 \text{ (M} \cdot \text{N/m}^2)$
δ_h	1.3081
ω_h	154.94 (rad/sec)
τ_c	0.03 (sec)

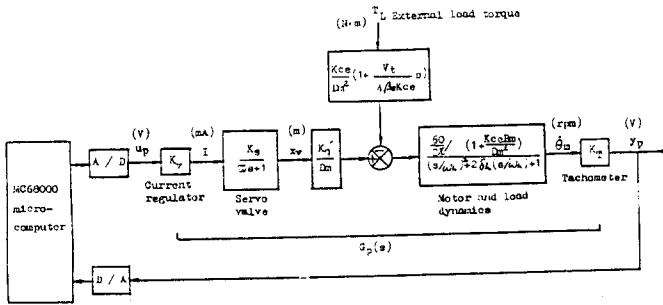


Fig.2 Block diagram of electro-hydraulic velocity control system

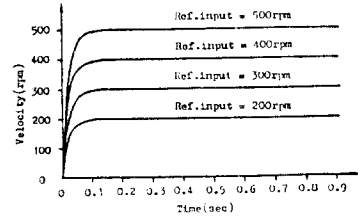


Fig.3 Theoretical step responses of the model for various reference inputs : reference input = 200,300,400,500 rpm

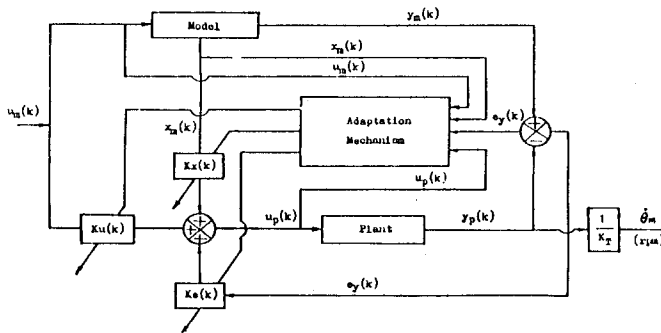


Fig.4 Block diagram of the proposed adaptive controller

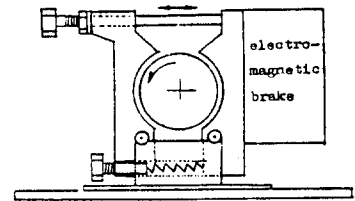


Fig.5 Schematic of electro-magnetic brake

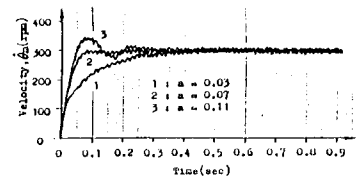


Fig.6 Step response of the system with the adaptive controller (S21,S22; time varying, k1(0)=(0,0,0), ref. input=300rpm)

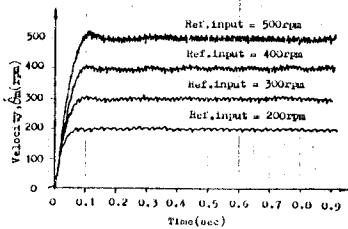


Fig. 7 The step responses of the system with the adaptive controller (S21, S22; constant, $\alpha=0.06, K1(0)=(0,0,0)$) for various reference inputs: ref. input=200, 300, 400, 500rpm

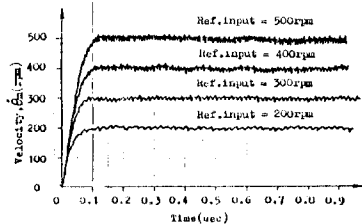


Fig. 8 The step responses of the system with the adaptive controller (S21, S22; time varying, $\alpha=0.07, K1(0)=(0,0,0)$) for various reference inputs: ref. input=200, 300, 400, 500rpm

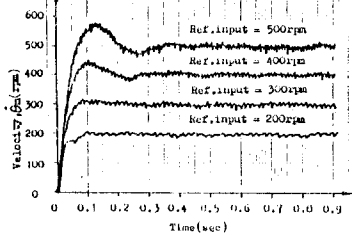


Fig. 9 The step responses of the system with the PID controller ($h = 8 \text{ msec}, Kp=0.53, Ki=21, Kd=0.005$) for various reference inputs: ref. input=200, 300, 400, 500rpm

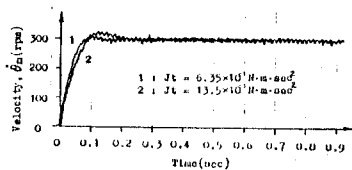


Fig. 10 The effect of the moment of inertia on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; constant, $\alpha=0.06, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

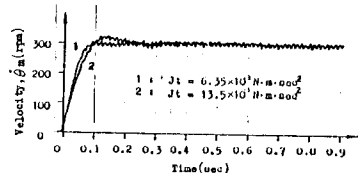


Fig. 11 The effect of the moment of inertia on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; time varying, $\alpha=0.07, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

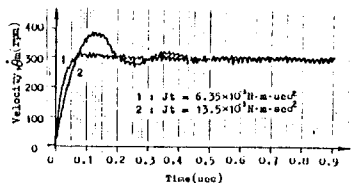


Fig. 12 The effect of the moment of inertia on the step response of the system with the PID controller ($h = 8 \text{ msec}, Kp=0.53, Ki=21, Kd=0.005$, ref. input=300rpm)

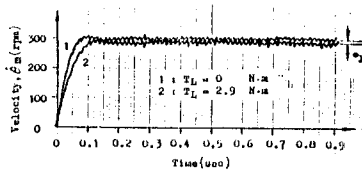


Fig. 13 The effect of the load torque on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; constant, $\alpha=0.06, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

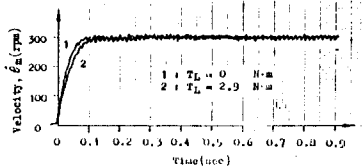


Fig. 14 The effect of the load torque on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; time varying, $\alpha=0.07, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

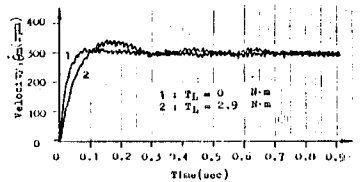


Fig. 15 The effect of the load torque on the step response of the system with the PID controller ($h = 8 \text{ msec}, Kp=0.53, Ki=21, Kd=0.005$, ref. input=300rpm)

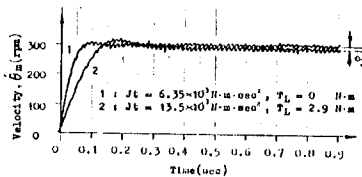


Fig. 16 The effect of the moment of inertia and the load torque on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; constant, $\alpha=0.06, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

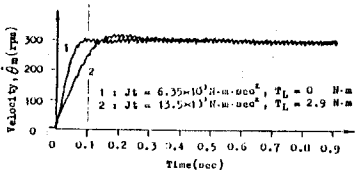


Fig. 17 The effect of the moment of inertia and the load torque on the step response of the system with the adaptive controller (S21, S22; time varying, $\alpha=0.07, K1(0)=(0,0,0)$, ref. input=300rpm)

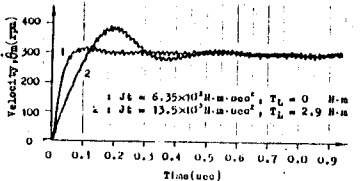


Fig. 18 The effect of the moment of inertia and the load torque on the step response of the system with the PID controller ($h = 8 \text{ msec}, Kp=0.53, Ki=21, Kd=0.005$, ref. input=300rpm)