

공기압 실린더의 궤적 추적 제어를 위한 직접 적응제어

이수한* · 장창훈**

(1999년 12월 22일 접수)

Direct Adaptive Control for Trajectory Tracking Control of a Pneumatic Cylinder

Soo Han Lee and Chang-Hoon Jang

Key Words: Direct Adaptive Control(직접 적응제어), Lyapunov's Direct Method(리아프노프의 직접 방법), Stability(안정성), Trajectory Tracking(궤적 추적), Pneumatic Cylinder(공기압 실린더)

Abstract

This study presents a direct adaptive controller which is derived by using Lyapunov's direct methods for trajectory tracking control of a pneumatic cylinder. The structure of the controller is very simple and computationally efficient because it does not use either the dynamic model or the parameter values of the pneumatic system. The bounded stability of the system is shown in the presence of the bounded unmodeled dynamics. The bounded size of tracking errors can be made arbitrarily small without giving any influences on either input or output variables. The trajectory tracking performance and the stability of the control system is verified experimentally. The results of the experiments show that the proposed controller tracks the given trajectories, sine function and cycloidal function trajectories, more accurately than PD controller does, and it stabilizes the system and adaptive variables.

1. 서론

공기압 작동체는 중,저 출력의 경우에는 유압이나 전기 등을 이용한 작동체에 비하여 가격, 편리성, 작동 속도, 안전성, 청결성 등의 장점 때문에 산업현장에서 많이 사용되고 있다. 하지만 공기압 작동체는 일반적으로 피스톤 행정에 해당되는 두 끝 점의 위치 이동에 주로 사용이 한정되고 있다. 이와 같이 사용이 한정된 주요 원인은 공기의 압축성, 큰 기계적 마찰력, 강한 계의 비선형성 등 때문이다. 이와 같은 문제점을 극복

하고 공기압 작동체를 서보제어에 적용하기 위하여 많은 연구가 되어왔다. 연구의 한 방향은 공기압 서보 기기에 대한 연구이다. 전기 공기압 비례 밸브의 설계에 대한 연구,⁽¹⁾ PWM(Pulse Width Modulation)에 의한 공기압 솔레노이드 밸브 구동시의 수학적 모형의 유도,⁽²⁾ PWM 기능이 장착된 공기압 회전 방향 제어밸브의 개발⁽³⁾ 등이 서보 기기에 대한 연구 분야의 일부 예이다. 또, 다른 연구 방향은 서보제어를 위한 동적계의 해석이나 제어기의 개발에 대한 연구이다. 공기압 서보 밸브를 지나는 공기의 주파수 응답에 대한 연구^(4,5)나 공기압 계의 비선형 특성 규명과 주파수 응답 분석⁽⁶⁾ 등과 같은 공기압계의 동적 거동에 대한 연구도 많이 하였다. 하지만 이상의 공기압 기기의 개발이나 동적 거동에 대한 연구는 특수한 경우에 국한된 연구이거나, 또는 서보제어에 바로 적용하기가 어려운 경우가 많다. 따라

* 울산대학교 기계·자동화공학부

** 회원, 울산과학기술대학교 기계과

E-mail : chjong@ulsan-c.ac.kr

TEL : (052)279-3107 FAX : (052)279-1538

서, 동적 모형의 불완전성과 비선형성을 제어기의 설계에 의해서 극복하려는 연구가 많이 되고 있는데, 일부는 선형 제어이론에 근거를 둔 제어기의 설계에 대한 연구이다.⁽⁷⁾ 하지만 공기압계와 같이 비선형성이 강한 경우에는 선형 제어기로는 정밀한 제어를 하기에는 한계가 있다.⁽⁸⁾ 이러한 선형 제어기의 한계를 극복하기 위하여 신경망 이론에 의한,⁽⁹⁾ 퍼지 논리에 의한,⁽¹⁰⁾ 또는 적응제어 기법 의한^(11,12) 방법 등으로 선형제어기의 이득을 상황에 따라 조절하는 방법에 대한 연구가 있었다. 또, 일부 연구는 제어기 설계시에 공기압계의 동적 모형이 필요하지않는 신경망 이론이나⁽¹³⁾ 퍼지 논리를 이용하여⁽¹⁴⁾ 제어한 경우도 있었다.

적응제어에 대한 연구는 공압계의 모형을 선형으로 가정한 모형 기준 적응제어(model reference adaptive control) 방법이 보통 적용되었고, 제어 중에 계산량을 줄이기 위하여 선형으로 가정한 모형을 축차시켰다.⁽¹⁵⁾ 하지만 적응제어기를 적용한 연구의 대부분이 비교적 계산량이 많고, 또, 기준 모형의 계산을 위하여 센서가 많이 필요하다는 단점이 있었다.⁽¹⁶⁾ 계산량이 어느 정도 많은 것은 프로세서의 발전으로 해결이 비교적 쉽지만 센서를 많이 필요로하는 것은 가격을 올리는 문제점이 있다.

이러한 문제점을 극복하기 위해서, 공기압 실린더의 궤적 제어를 위한 본 연구에서는 계산량이 작고, 센서도 실제적으로 1개만 필요한 적응제어기를 제안한다. 본 적응제어기의 설계를 위하여 차수를 줄인 공기압 계의 동적 모형을 유도하지만, 제어 중에는 제어계에 대한 동적 모형이나 동적 변수 등을 사용하지 않기 때문에 제어기의 구조가 간단하여 계산량이 작다. 제안한 제어기는 리아프노프의 직접 방법(Lyapunov's direct method)에 의해서 유도되었다. 본 적응제어기에 의해서 공기압계가 안정함을 이론으로 보이고, 또한 실험을 통해서도 제어계의 안정성과 제어 성능을 검증하였다.

2. 제어계의 구성

본 연구의 대상인 공기압 제어계의 구성을 Fig. 1에 나타내었다. 연구에 사용한 제어용 공기압 밸브는 Atchley 사의 2단 4방향 서보밸브이다. 밸브의 최대 통과유량은 무부하 시에 분당 0.122 m³이다. 공압 실린더는 일반적으로 많이 사용하는 편로

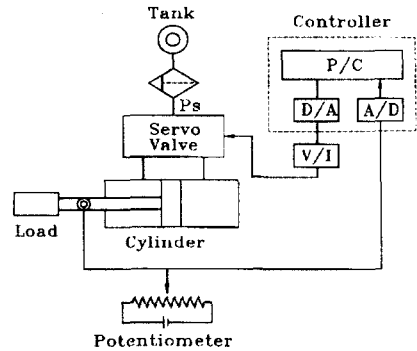


Fig. 1 Schematic diagram of the control system

드 복동 실린더를 선택하였는데 실린더의 내경은 50mm, 행정 길이는 200mm, 그리고 로드 직경은 20mm이었다. 실린더의 변위를 측정하기 위해서 선형 포텐서메터를 실린더에 직접 연결하여 실린더와 같이 움직이도록 하였다. 포텐서메터에서 나온 변위 신호는 A/D 변환기를 거쳐서 PC에 입력된다. 입력된 값으로부터 실린더의 위치와 속도 등을 계산하고, 또한 이를 이용하여 제어기에서 제어 전압을 구한 후, 이를 D/A 변환기를 통하여 출력한다. 이때 출력되는 전압은 전압을 전류로 변환시키는 V/I(voltage to current) 변환기의 이득과 밸브의 최대 허용 전류를 고려하여 최대 ±3V 이내에 들도록 설정하였다. 출력된 V/I 변환기 전류에 비례하여 서보밸브의 통로는 개방된다. 그 개방되는 방향과 면적에 따라서 공기압 실린더가 움직이는 방향과 속도가 결정된다. 이 움직임은 다시 포텐서메터에 의해서 측정되어 폐 루우프 제어계가 형성된다.

3. 공기압계의 해석

이 절에서는 제어기 설계에 필요한 동적 모형을 구하기 위하여 공기압계의 일반적인 해석법을 따른다. Fig. 2에 나타낸 공압계에서, 피스톤에 대한 운동방정식은 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 M\ddot{y} + B\dot{y} + F_f & \\
 &= A_1(P_1 - P_a) - A_2(P_2 - P_a). \quad (1)
 \end{aligned}$$

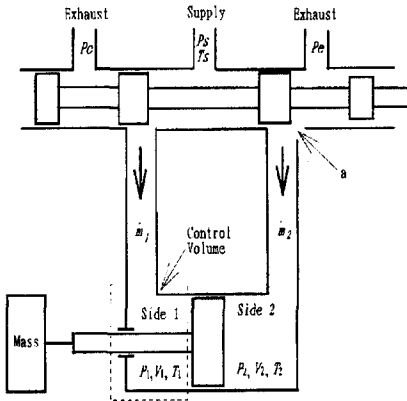


Fig. 2 Schematic diagram of a pneumatic valve and cylinder

이 식에서 M 은 피스톤의 총 부하 질량을 나타내며, B 는 감쇠계수, F_f 는 마찰력, A_1, A_2 는 피스톤 좌우 측 각각의 단면적, P_1, P_2 는 실린더 좌우 측의 절대압력을 그리고 P_a 는 대기압을 나타낸다. 여기서 마찰력, F_f ,는 피스톤의 가장 큰 비선형 항이다. 이는 불감대, 주변 온도, 유회정도, 공기의 건도, 피스톤의 속도 및 피스톤의 위치 등에 의존하며 이를 정확하게 규명하기는 매우 힘들다. 실린더 좌우의 압력 변화는 작동 유체인 공기를 이상기체로 가정할 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.⁽¹⁷⁾

$$\dot{P}_i = C_{i1} \dot{m}_i + C_{i2} P_i \dot{y} \quad (2)$$

여기서,

$$C_{i1} = \frac{\gamma RT}{V_i}, \text{ 그리고 } C_{i2} = (-1)^i \frac{\gamma A_i}{V_i} \text{ 인 데,}$$

첨자 $i=1, 2$ 이며 실린더 좌우 측을 각각 뜻하고, γ 는 비열비, R 는 기체상수, T 는 기체의 온도, V_i 는 실린더 좌우 측의 체적, \dot{y} 는 피스톤의 속도를 나타낸다. 그리고 \dot{m}_i 는 서보밸브를 통과하는 공기의 질량유량을 뜻한다. 이 질량유량, \dot{m}_i ,은 밸브가 좌우 대칭이라고 가정하면,

$$\dot{m}_i = \frac{C_{m,i} P_{u,i}}{\sqrt{T}} K_{ia} I \quad (3)$$

으로 단순화시킬 수 있다.⁽¹⁸⁾ 이 식에서 $0.528 < \beta \leq 1$ 일 때,

$$C_{m,i} = \sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma-1)} \left[\beta^{\frac{2}{\gamma}} - \beta^{\frac{(\gamma+1)}{\gamma}} \right]}$$

이고, $0 \leq \beta < 0.528$ 일 때,

$$C_{m,i} = \sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma+1)} \left[\frac{2}{\gamma+1} \right]^{\frac{\gamma}{\gamma-1}}}$$

이다. 여기서

$$\beta = \frac{P_{d,i}}{P_{u,i}}$$

를 나타낸다. 첨자 u 와 d 는 상류측과 하류측을 각각 뜻한다. 식에서 I 는 서보 밸브에 가해진 전류, K_{ia} 는 서보 밸브의 단위 전류에 대한 유동 단면적과 유량계수의 곱에 대한 이득을 뜻한다. 이는 공기 온도와 부하 압력이 일정할 때 서보 밸브를 지나가는 질량유량은 밸브에 가한 전류에 비례하고, 그 비례 변수를 K_{ia} 로 둔다는 의미이다. 이 변수는 제어기의 대역폭에 비하여 서보 밸브의 대역폭이 상당히 크면 상수로 가정할 수도 있으나 일반적으로는 시간의 함수이다. 제어기에서는 전압 신호가 출력되고, 이를 V/I 변환기를 거친 후 밸브에 전류가 가해진다. 이 V/I 변환기의 이득 상수를 K_{va} 로 두면, 제어기의 출력 전압, v ,에 대한 밸브의 입력전류는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\frac{I}{v} = K_{va} \quad (4)$$

입력과 출력이 연관된 공기압 제어계의 운동방정식을 유도하기 위하여 식 (1)의 좌, 우변을 시간에 대하여 한번 더 미분한 후, 식 (2), (3)과 식 (4)의 관계를 이용하면 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$M\ddot{y}''' + B\dot{y} + (A_1 C_{12} P_1 + A_2 C_{22} P_2)\dot{y} + F_f = Hv \quad (5)$$

단, 여기서 v 는 제어전압을 그리고, $H = A_1 C_{11} \times \frac{C_{m,1} P_1}{\sqrt{T}} K_{va} K_{ia} + A_2 C_{21} \frac{C_{m,2} P_2}{\sqrt{T}} K_{va} K_{ia}$ 이다. 공기압 계의 운동방정식은 식 (5)의 양변을 시간에 대하여 한번 적분하면 구할 수 있으나 제어기의 설계를 위하여서는 제어 입력 항이 위와 같이 적분되지 않은 경우가 편리하므로 이대로 둔다. 식 (5)에는 비선형인 항인 C_{ij} 과 $C_{m,i}$ 와 정확히 그 값을 구하기 힘든 마찰력, F_f , 등이 포함되어 있어

그 거동이 비선형임을 알 수 있다. 본 연구에서는 제어기 설계시에 엄밀한 동적 변수가 필요하지 않으므로 식 (5)와 같이 간단히 표현된 방정식을 동적 모형으로 사용한다.

4. 적응제어기의 유도

본 연구에서는 비선형계인 공압계를 제어하기 위하여 다음과 같은 적응제어기를 제안한다.

$$v(t) = f(t) + k_1(t)\dot{e} + k_0(t)e + m\ddot{y}_d(t). \quad (6)$$

여기서 t 는 시간, v 는 제어 전압, e 는 위치오차, 즉, $e = y_d - y$, \dot{e} 는 속도오차, k_0 는 위치오차에 대한 이득, 그리고 k_1 은 속도오차에 대한 이득을 각각 나타낸다. 또 m 은 임의의 양의 상수이며 첨자 d 는 원하는 값을 나타낸다. 이 식에서 앞먹임 제어 항, f , 제어 이득, k_0 및 k_1 은 아래의 식 (15), 식 (16) 그리고, 식 (17)에 정의되어 있다.

운동방정식 식 (5)에 식 (6)을 대입한 후 정리하면 아래와 같은 오차방정식을 구할 수 있다.

$$m\ddot{e} + k_1\dot{e} + k_0e = d - f. \quad (7)$$

단, 이 식에서 $d = \frac{M}{H}y'' + \frac{1}{H}(A_1C_{12}P_1 + A_2 \times C_{22}P_2)\dot{y} + \frac{F_f}{H} - \left(m - \frac{B}{H}\right)\ddot{y}$ 이다.

식 (7)을 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\dot{E} = AE + B. \quad (8)$$

여기서 상태 변수 벡터, $E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$ 이고,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_0}{m} & -\frac{k_1}{m} \end{bmatrix}, \text{ 그리고, } B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{d-f}{m} \end{bmatrix}$$

을 나타낸다.

본 연구에서 제안한 적응제어기가 계를 안정되게 함을 보이기 위하여 양의 한정 리아프노프 함수 후보를 다음과 같이 제안한다.

$$V = E^TPE + \frac{1}{ma_1}(d-f+a_2r)^2 + \frac{m}{a_3}\left(k_p - \frac{k_0}{m} + \frac{a_4}{m}re\right)^2 + \frac{m}{a_5}\left(k_d - \frac{k_1}{m} + \frac{a_6}{m}r\dot{e}\right)^2. \quad (9)$$

이 식에서 a_1, a_3, a_5, k_p , 그리고, k_d 는 임의의 양의 상수이고, a_2, a_4 , 그리고 a_6 는 영 이상의 임의의 양의 상수이다. 행렬, $P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix}$, 로 양의 한정 대칭 행렬이며 행렬의 각 요소는 상수이다. 그리고, 리아프노프 방정식, $PA_0 + A_0^T P = -Q$ 을 만족한다. 단, $A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}$ 이고, 행렬 Q 는 양의 한정 행렬이다. r 은 위치 및 속도오차의 가중치로 $r = p_2e + p_3\dot{e}$ 으로 표시된다. 식 (9)를 식 (8)에 따라 미분한 후 간략히 표시하면,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -E^TQE \\ & + 2\left(\frac{d-f}{m}\right)\left(\frac{d-f+a_2\dot{r}}{a_1} + r\right) \\ & + 2\frac{a_2}{ma_1}r(d-f+a_2\dot{r}) \\ & + 2\left(k_p - \frac{k_0}{m}\right)\left[re + \frac{m}{a_3}\left(-\frac{k_0}{m} + \frac{a_4}{m}\frac{d}{dt}(re)\right)\right] \\ & + 2\frac{a_4}{a_3}re\left(-\frac{k_0}{m} + \frac{a_4}{m}\frac{d}{dt}(re)\right) \\ & + 2\left(k_d - \frac{k_1}{m}\right)\left[r\dot{e} + \frac{m}{a_5}\left(-\frac{k_1}{m} + \frac{a_6}{m}\frac{d}{dt}(r\dot{e})\right)\right] \\ & + 2\frac{a_6}{a_5}r\dot{e}\left(-\frac{k_1}{m} + \frac{a_6}{m}\frac{d}{dt}(r\dot{e})\right) \end{aligned} \quad (10)$$

와 같이 된다. 만약 제어력, f ,의 시간에 대한 변화율이 함수, d ,의 시간에 대한 변화율에 비하여 충분히 크다면, 즉 $\dot{d} \approx 0$ 라면 f 의 시간에 대한 변화율을 다음과 같이 정의하고,

$$\dot{f} = a_1r + a_2\dot{r} \quad (11)$$

비례 및 미분 제어 이득의 변화율을 각각

$$\dot{k}_0 = a_3re + a_4\frac{d}{dt}(re), \quad (12)$$

$$\dot{k}_1 = a_5r\dot{e} + a_6\frac{d}{dt}(r\dot{e}) \quad (13)$$

으로 정의하고 식 (10)을 간략히 하면,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -E^T Q E - 2 \frac{a_2}{m} r^2 - 2 \frac{a_4}{m} (r e)^2 - 2 \frac{a_6}{m} (r \dot{e})^2 \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

으로 E 와 r 에 대하여 음의 한정이므로 이 제어 계는 점근 안정됨을 알 수 있다. 따라서 식 (11), 식 (12), 그리고 식 (13)으로부터 적응 제어력인 식 (6)에 포함되어 있는 적응제어 항은 아래와 같이 정의한다.

$$f(t) = f(0) + a_2 r(t) + a_1 \int_0^t r(t) dt \quad (15)$$

$$k_0(t) = k_0(0) + a_4 r(t) e(t) + a_3 \int_0^t r(t) e(t) dt \quad (16)$$

$$k_1(t) = k_1(0) + a_6 r(t) \dot{e}(t) + a_5 \int_0^t r(t) \dot{e}(t) dt \quad (17)$$

단, 식의 유도 시에 위치 오차와 속도 오차의 초기 조건을 모두 '0'으로 가정하였다.

하지만 함수 d 의 시간에 대한 변화율이 앞먹임 제어 항, f ,의 시간에 대한 변화율에 비하여 무시할 수 없을 경우에는 식 (10)에 식 (11), (12), 그리고 식 (13)을 대입 후 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -E^T Q E - 2 \frac{a_2}{m} r^2 - 2 \frac{a_4}{m} (r e)^2 - 2 \frac{a_6}{m} (r \dot{e})^2 \\ &\quad + \frac{2}{m a_1} \dot{d} [d - f(0) - a_1 \int_0^t r dt] \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|E\|^2 + \varepsilon \end{aligned} \quad (18)$$

이 식에서 $\lambda_{\min}(\cdot)$ 는 행렬의 최소 고유치를 뜻하고, $\varepsilon \geq \frac{2}{m a_1} |\dot{d} [d - f(0) - a_1 \int_0^t r dt]|$ 을 나타낸다. 물리량인 함수 d 와 이의 시간에 대한 변화량의 크기가 제한되어있다고 가정하면 ε 역시 제한되어있다고 생각할 수 있다. 이 경우 제안된 적응제어기는 점근 안정성을 보장하지는 못하지만, 오차가 어떤 크기 이내에 존재하는 제한된 안정(Bounded stability)은 보장한다. 즉, 오차가 어떤 제한된 값보다 커지면 식 (18)의 우변이 음이 되어

오차가 작아지는 방향으로 제어가 되므로 오차는 그 제한된 값보다 커지지는 않는다. 이 때 오차의 크기, $\|E\|$, 는 시간, $t \rightarrow \infty$ 일 때 제한을 받는데, 그 크기는 $\|E\| \leq \sqrt{\frac{\varepsilon}{\lambda_{\min}(Q)}}$ 이다. 오차 한계의 크기는 행렬, Q , 그리고 상수 m 과 a_1 의 값에 의존하므로 이들 값을 조정하여 그 크기를 임의로 작게 할 수 있다. 특히 $\lambda_{\min}(Q)$ 는 행렬, A_0 ,에 연관이 되는 데, 이 행렬의 요소인 k_p 와 k_d 는 제어기의 설계 중간 과정에 만 나타나는 설계상수이다. 따라서 이 값을 임의로 결정해도 제어 입력이나 최종 제어력 등과는 무관하다. 따라서 임의로 $\lambda_{\min}(Q)$ 값을 크게 결정할 수 있으므로 이 제어기의 오차 반경을 거의 '0'으로 설정 가능하다.

5. 궤적 추적 실험

본 연구에서 제안한 적응 제어기의 성능을 실제적으로 검증하기 위하여 실험을 하였다. 제어기의 구조가 매우 단순하므로, 제어 주기는 제어기 계산 시간보다는 주변 입출력 장치 등을 고려하여 2ms로 결정하였으며, 공기압은 0.7MPa으로 설정하였다. 실험 중에 실린더의 변위 만을 선형 포텐서메터로 측정하였고 속도는 이를 차분하여 구했다.

본 연구의 적응제어기와 제어 성능을 비교하기 위하여 일반적으로 산업계에서 많이 사용하고 있는 PD제어기를 선정하였다. PD제어기의 성능은 제어기의 이득에 따라서 달라지므로 이 이득을 실험을 통하여 가장 우수하다고 판단되는 경우의 값으로 결정하였다. 그리고 적응제어기에 포함된 비례이득 및 미분이득의 초기값도 이와 동일한 값을 사용하였다.

궤적 추적 실험을 위하여 2가지 궤적을 선정하였다. 선정한 궤적은 정현파함수와 사이클로이드 함수였다. 정현파 함수를 선정한 것은 초기조건이 이론 유도 시의 가정과 다르고, 공기압 실린더는 주로 반복 작업에 사용된다는 점을 고려해서였다. 제어기의 유도 시에 초기오차를 모두 '0'으로 가정하였으나, 정현파함수의 경우에는 초기 속도오차가 있다. 하지만 사이클로이드함수의 경우는 초기오차가 가정과 일치하는 경우이다. 선정한 정현파함수 궤적은 다음과 같이 정의하였다.

$$y_d(t) = 0.05 \sin \pi t, \quad 0 \leq t. \quad (19)$$

그리고 사이클로이드함수 궤적의 정의는 다음과 같다.

$$y_d(t) = y(0) + \frac{y_f - y(0)}{2\pi} (\omega t - \sin \omega t), \quad 0 \leq t \leq t_c.$$

$$= y_f, \quad t \geq t_c. \quad (20)$$

실험 중에 $y(0)=0.1$ [m], $y_f=0.15$ [m], $\omega = \pi/2$ [rad/s ec], 그리고 $t_c=4$ [sec]로 두었다. 이 궤적의 속도 및, 가속도는 다음과 같다.

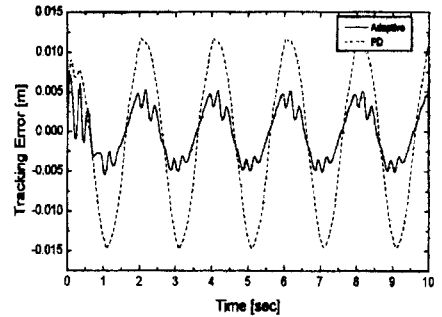
$$\dot{y}_d(t) = \frac{y_f - y(0)}{t_c} (1 - \cos \omega t),$$

$$\ddot{y}_d(t) = 2\pi \frac{(y_f - y(0))}{t_c^2} \sin \omega t, \quad 0 \leq t \leq t_c, \quad (21)$$

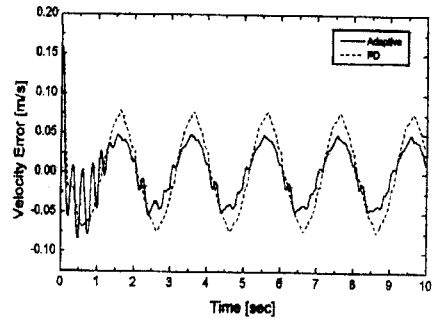
$$\dot{y}_d(0) = \ddot{y}_d(0) = 0, \quad t > t_c.$$

실험 중에 사용한 제어기의 이득과 상수는, 시행착오를 거쳐서 $k_0(0) = 100$, $k_1(0) = 10$, $p_2 = 10$, $p_3 = 1$. $m = 0.5$, $a_1 = 10$, $a_2 = 50$, $a_3 = 2 \times 10^5$, $a_5 = 5 \times 10^3$, 그리고 $a_4 = a_6 = 0$ 으로 결정하였다. 이 값은 VI 변환기 이득의 설정치에 따라서 달라진다. 적응 제어 변수의 강건성을 높이기 위하여 실험 중에 σ -수정⁽¹⁹⁾을 하였는데, 이때 $\sigma=0.2$ 로 두었다.

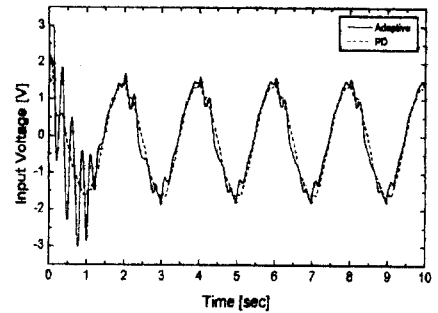
Fig. 3에 정현파함수 궤적 추적 실험 결과를 나타내었다. 그림의 (a)에는 위치 궤적 추적 오차를, (b)에는 속도 궤적 추적 오차를, 그리고 (c)에는 제어 전압을 나타내었다. 그림의 (a)에서 알 수 있듯이 초기에는 초기조건의 불일치에 의하여 오차가 약간 크지만, 곧 적응하여 적응제어기를 사용한 경우가 PD 제어기의 경우에 비하여 약 3배정도 정밀하게 위치 궤적을 추적함을 알 수 있다. 특히, PD 제어기를 사용한 경우에는 실린더 좌우의 면적 차이에 의해서 좌우 위치 궤적 추적 오차 사이에 0.005m 정도 차이가 나지만 적응제어기의 경우에는 그러한 오차를 볼 수가 없다. 이것은 적응제어기가 좌우 면적 차이에 기인한 비선형량을 보상하였기 때문이다. 또 그림의 (b)에서 볼 수 있듯이



(a) Displacement tracking error



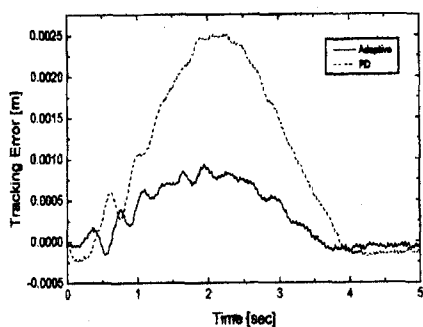
(b) Velocity tracking error



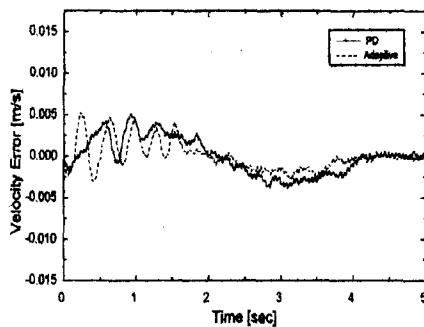
(c) Control voltage

Fig. 3 Trajectory tracking errors of the pneumatic cylinder and control voltages under adaptive controller and PD controller in case of sine function trajectory tracking

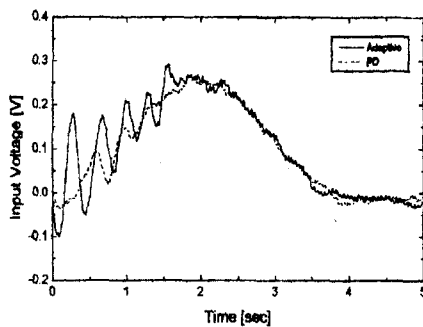
속도 궤적 추적 오차도 적응제어기의 경우가 PD 제어기의 경우에 비하여 작음을 알 수 있다. 특히 초기에는 적응제어기의 경우에는 초기 속도 궤적



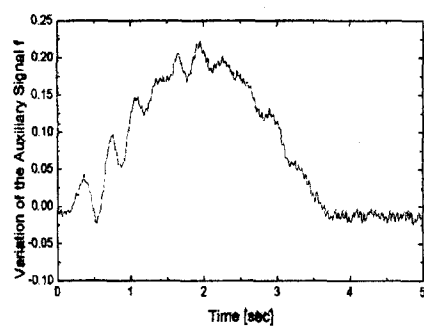
(a) Displacement tracking error



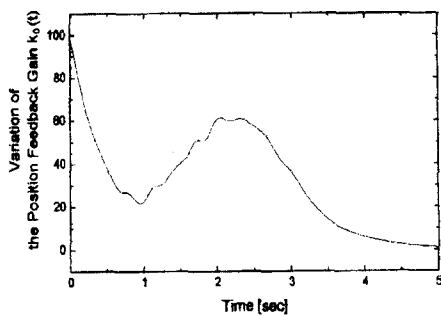
(b) Velocity tracking error



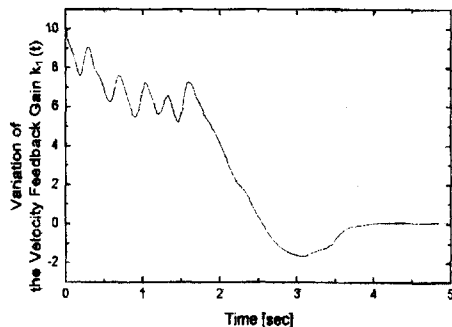
(c) Control voltage



(d) Variation of signal f



(e) Variation of feedback gain k_0



(f) Variation of feedback gain k_1

Fig. 4 Trajectory tracking errors of the pneumatic cylinder and control voltages under adaptive controller and PD controller in case of cycloidal function trajectory tracking

오차를 줄이기 위하여 최대 제어 전압을 가하는 것을 그림 (c)에서 알 수 있다. 이에 따라 초기에는 약간 오차가 증가하지만 곧 적응되어 오차가 감소함을 알 수 있다. 속도 궤적 추적오차도 위치 궤적 추적 오차와 유사하게, PD 제어기의 경우에는 좌우 거동에 따라서 오차 크기에 약간 차이가 있지만 적응제어기의 경우에는 그러한 오차 차이를 볼 수가 없다. 따라서, 제어기 유도 시에 가정한 초기 조건 등에 차이가 있더라도 초기 천이 기간 이후에는 본 적응제어기가 PD 제어기에 비하여 우수한 궤적 추적 제어 성능을 가졌음을 알 수 있다.

Fig. 4에 사이클로이드함수 궤적 추적 실험 결과를 나타내었다. 이 실험은 실린더의 스탭-슬립에 대한 제어기 작동 등을 보기위하여 비교적 느린 운동을 하도록 궤적 변수를 주었다. 그림의 (a)에는 위치 궤적 추적 오차를, (b)에는 속도 궤적추적 오차를, 그리고 (c)에는 제어 전압을 나타내었다. 그리고, 제어 중에 적응 제어기 내의 각 항의 변화를 보기 위해서 그림 (d)에는 식(6)에 정의한 앞먹 임 제어항, f 를, (e)에는 위치 비례 이득, k_0 , 를, (f)에는 속도 비례 이득, k_1 , 을 나타내었다. 그림의 (a)에서, 적응제어기를 사용한 경우가 PD 제어기의 경우에 비하여 약 3배정도 정밀하게 위치 궤적을 추적함을 알 수 있다. 속도 추적오차는 그림의 (b)에서 볼 수 있듯이 두 경우가 거의 유사함을 알 수 있는데, 이것은 주어진 궤적 자체의 속도가 작기 때문에 유사한 결과가 나왔다고 생각된다. 제어 전압을 나타낸 그림의 (c)와 제어 항, f 를 나타낸 (d)를 비교해보면 제어 항, f 가 제어 전압에서 큰 비중을 차지함을 알 수 있다. 제어 중에 위치 비례 이득, k_0 ,의 변화를 나타낸 그림의 (e)에서, PD제어기와 동일하게 정한 초기 설정치 보다 대략적으로 작아지는 경향이 있고, 또 위치 오차에 비례하여 증감하는 경향도 있음을 알 수 있다. 그림의 (f)에서, 실린더 가속 시에 스탭-슬립 현상 등으로 발생한 속도 오차를 보상하기 위하여 속도비례 이득, k_1 ,이 처음에는 비교적 크게 진동하지만 최종으로는 '0'으로 수렴함을 알 수 있다.

Fig. 3과 Fig. 4에 나타낸 실험 결과에서, 본 연구에서 제안한 적응제어기는 오차 뿐 만 아니라 제어 변수인 f , k_0 , 그리고 k_1 도 안정함을 알 수 있다.

6. 결 론

본 연구에서는 공기압 실린더의 궤적 추적 제어를 위한 적응제어기를 리아프노프의 직접 방법으로 유도하였다. 유도한 제어기는 제어계의 궤적 추적 오차가 임의의 설계값 이내로 수렴하게하는 제한적 안정(bounded stability)을 보장함을 보였고, 그 제한 값을 제어 변수와 관련없이 임의의 작은 크기로 설정할 수 있음을 보였다.

유도한 적응제어기는 제어 중에 제어계의 수학적 모형 등을 필요로하지 않기 때문에 그 구조가 간단하고 계산량도 매우 작다. 또, 제어기의 성능과 안정성을 실험으로도 검증하였는 데, 기존 궤적으로 선정한 정현파함수와 사이클로이드함수의 궤적추적 실험 결과, 두 경우 모두에서 제안한 적응제어기가 PD제어기에 비하여 더 작은 오차로 위치 및 속도 궤적을 추적함을 알 수 있었다. 그리고 제어계와 적응제어 변수도 안정함을 알 수 있었다.

적응제어 초기에 발생하는 약 3 Hz 정도의 신호는 제어계와 연관된 다른 부분에 영향을 미칠 우려가 있으므로 이에 대한 연구가 필요하다.

후 기

본 연구는 한국과학재단 지정 울산대학교 기계부품 및 소재 특성평가연구소의 일부 지원으로 수행된 것입니다.

참고문헌

- (1) Tanaka H., 1980, "A New Designed Eletro-Pneumatic Proportional Valve and its Application to the Position Control of a Servo-Cylinder," *Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatics Society*, Vol. 12, No. 4, pp. 57~61.
- (2) Ye N., Scavarda S., Betemps M., and Jutard A., 1992, "Models of a Pneumatic PWM Solenoid Valve for Engineering Applications," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 114, pp. 680~688.
- (3) Roystone T. and Singh R., 1993, "Development of a Pulse Width Modulated Pneumatic Rotary Valve for Actuator Position Control," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and*

- Control*, Vol. 115, pp. 495~505.
- (4) Araki K., 1986, "Frequency Response of a Pneumatic Valve Controlled Cylinder with an Uneven-Underlap Four Way Valve. Parts I : Case of a Geometrically Symmetrical Valve," *Journal of Fluid Control*, Vol. 16, No. 2, pp. 47~67.
- (5) Araki K., 1986, "Frequency Response of a Pneumatic Valve Controlled Cylinder with an Uneven-Underlap Four Way Valve. Parts II : Case of a Geometrically Asymmetrical Valve," *Journal of Fluid Control*, Vol. 16, No. 2, pp. 68~94.
- (6) Wang Y. T. and Singh R., 1987, "Frequency Response of a Nonlinear Pneumatic System," *ASME Journal of Applied Mechanics*, Vol. 54, pp. 209~214.
- (7) Yamafuji K., Kobayashi Y., and Ishibashi M., 1986, "Optimal Control of a Pneumatic Cylinder," *JSME Series C*, Vol. 53, No. 487.
- (8) Richard E. and Scavarda S., 1996, "Comparison Between Linear and Nonlinear Control of an Electropneumatic Servodrive," *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 118, pp. 245~252.
- (9) Matsukuma T., Song J., Ishida Y. and Notoyama S., 1999, "PID Control of Pneumatic Cylinders using Neural Networks," *Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatics Society*, Vol. 30, No. 1, pp. 28~33.
- (10) 최서호, 홍예선, 이정오, 1986, "공기압 서보 시스템의 위치 제어 및 시뮬레이션에 관한 연구," 한국정밀공학회지, 제13권, 제6호, pp. 102~113.
- (11) Shih M., and Tseng S., 1994, "Pneumatic Servo-Cylinder Position Control by PID-Self-Tuning Controller," *JSME, Series C*, Vol. 37, No. 3, pp. 565~572.
- (12) Sakata K., Tanaka K. and Shimizu A., 1993, "Adaptive Pole-Placement Control for Pneumatic Servo Systems," *JSME, Series C*, Vol. 59, No. 565, pp. 120~125.
- (13) Gross D. C. and Rattan K. S., 1998, "An Adaptive Multilayer Neural Network for Trajectory Tracking Control of a Pneumatic Cylinder," 1998 *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 2, pp.1662~1667.
- (14) Noritsugu T., Fukuzono K. and Takaiwa M., 1994, "Improvement of Dynamic Characteristics of Pneumatic Servo System with Fuzzy Control," *Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatics Society*, Vol. 25, No. 6, pp. 733~745.
- (15) Oyama O., Tanazawa M., Iwadata Y. and Harada M., 1990, "Model Reference Adaptive Control for Pneumatic Cylinder Servo System," *Journal of the Japan Hydraulics & Pneumatics Society*, Vol. 21, No. 2, pp. 182~186.
- (16) Scavarda S., 1993, "Some Theoretical Aspects and Recent Developments in Pneumatic Positioning Systems," *Fluid Power*, E & FN Spon, pp. 29~48.
- (17) D. McCloy, and H. R. Martin, 1980 "Control of Fluid Power 2nd ed.," John Wiley & Sons.
- (18) 장창훈, 1997, "공압 서보 시스템의 제어에 관한 연구," 공학박사학위논문, 울산대학교
- (19) P.A. Ioannou, 1986, "Decentralized Adaptive Control of Interconnected Systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC 31, No. 4, pp. 291~298