

論 文
37~9~7

# 극배치 PID 자기동조 제어방식에 의한 DC 서보 전동기 속도제어에 관한 연구

## A Study on the Speed Control of a DC Servo Motor by the Pole-Placement PID Self Tuning Control Method

姜 亨 秀\*·梁 海 元\*\*  
(Hyang-Soo Kang · Hai-Won Yang)

### 요 약

본 논문은 마이크로 컴퓨터로 제어기를 구성하여 DC 서보 모터의 속도제어에 적용하였다. 적응제어는 대상시스템의 특성을 나타내는 수학적 모델에 대한 사전지식이 충분하지 못한 경우에 운전중인 시스템의 입출력데이터로부터 그 특성을 추정하면서 동시에 추정된 특성을 바탕으로 적당한 제어기를 구성하여 시스템의 입력을 발생시키는 것이다. 제어 알고리즘으로 극배치 PID 자기동조 제어알고리즘을 사용하였으며 극배치 PID 자기동조 제어기의 성능을 비교해보기 위하여 고전적인 PID 제어기를 고려하여 컴퓨터 모의실험과 실제실험을 통하여 제어기의 성능이 비교되었다.

**Abstract-**In this paper, a speed controller using a microcomputer is implemented and applied to a DC Servo Motor. Adaptive control is applied to a system for which a priori knowledge to its mathematical model is insufficient, on the basis of input and output data an appropriate controller is constructed through which the system input is synthesized. The pole-placement PID self tuning control algorithms as a control algorithm is used to compare the performance of the controller with that of the classical PID controller through computer simulations and experiments.

### 1. 서 론

산업의 발달과 더불어 대단히 많은 모터가 여러분야에 사용되고 있다. 최근들어 DC 서보 모터는 공작기계, 산업용 로봇등의 정밀제어에 널리 사용되고 있으며 이의 효율적인 속도제어 방법이 많이 연구되어왔다<sup>1-2)</sup> 1970년대 이후 하드웨어의 급속한 발달로 인하여 마이크로프

로세서의 가격이 싸지고 신뢰도가 높아짐에 따라 실시간 연산이 가능하게 되어 속도 제어기도 아날로그 제어기를 사용하기 보다는 시스템의 설계, 확장, 수정등에 있어 많은 융통성과 부가기능을 부여할 수 있는 디지털제어기로 변화해가고 있다. 특히 로봇제어기나 수치제어기와 같이 Multiaxis의 연동운동을 위한 위치제어 시스템에서 디지털 제어 시스템의 일부로서의 속도제어기는 아날로그 장치보다는 디지털 장치를 이용하는 것이 유리하다.<sup>3-4)</sup>

많은 종류의 제어기 가운데 PID제어기는 그 구조가 간단하고 견실하며 특성이 좋기 때문에 산업계에 널리 이용되고 있다. PID제어기는 원하는 특성을 얻기위하여 각계 수들을 적절하게 결정되어야 하는데 이에 대한 방법으로

\*正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程

\*\*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 助教授·工博

接受日字 : 1988年 6月 20日

1 次 修 正 : 1988年 8月 23日

는 최적화방법, 시행착오법, 조정방법등이 있다. 이러한 방법들은 시스템 매개변수를 잘 알아야하며 동작중에 시스템의 매개변수가 변화하면 PID계수들을 다시 조정해 주어야한다. 따라서 제어시스템의 구조가 복잡하거나 정확히 알 수 없는 경우에 대상 시스템의 특성을 정확하게 나타내는 수학적 모델을 구하기가 어려운 뿐만 아니라 계수들을 적절하게 조정하기가 어렵다.

이러한 문제점을 해결하는 한가지 방법으로 대상시스템에 대한 특성을 처음부터 모르고 있다고 가정하고 시스템을 운전하면서 시스템의 특성에 관한 지식도 보완, 수정하고 동시에 적당한 대책을 강구해가는 적응제어 방법들을 들 수 있을 것이다. 적응제어는 두가지 방법이 있는데 한가지는 기준모델 적응제어 (model reference adaptive control) 방법이며 다른 한가지는 자기동조기 (self-tuning regulator)이다. 기준모델 적응제어는 대상시스템에 적당한 제어기를 구성하여 이상적인 시스템의 특성과 일치시키려는 것이며 자기동조기는 대상시스템의 특성을 추정하면서 추정된 매개변수를 바탕으로 적절한 제어기를 구성하는 것으로 이 방법은 제어기가 동작중에 시스템의 동작점이 변하거나 외부에서 외란이 가해지더라도 제어목적을 유지할 수 있다. 자기동조 제어에 관한 이론은 여러 방법이 제시되었다.<sup>9-11)</sup> Wittenmark<sup>9)</sup>는 극배치 방정식을 도입하여 개루프 시스템의 영점의 값에 관계 없이 케 루프 시스템의 극을 원하는 위치에 재배치 할 수 있는 극배치 PID자기동조기를 설계 하였다. 박<sup>10)</sup>은 DC 모터를 지속적으로 일정하게 운전하는데 있어 power supply의 전압변동과 마찰부하의 변화에 대해서 자기조정 제어방식이 매개변수를 추정하지 않는 선형화한 방식보다 잘 적응함을 보였다.

본 논문에서는 (9)의 논문을 주된 이론으로 하되 비교하기 위하여 PID 알고리즘도 고려하였다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 +1, -1로 변하는 펄스입력에 대하여 정상상태에서 부하외란이 가해졌을 때의 출

력을 관찰한 후 실제실험에서는 스텝입력에 대해 정상상태에서 부하를 가했을때의 출력을 비교하여 보았다.

## 2. 부하를 포함한 DC 모터의 동특성

그림 1에 보인 타어자 DC Servo 모터의 전기자 전압제어 시스템에서 전압 루프 방정식과 토크 등가 방정식은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$V_a = V_b + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1)$$

$$V_b = K_b \omega \quad (2)$$

$$T_m = J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega + T_L \quad (3)$$

$$T_m = K_t i_a \quad (4)$$

(3)식에서  $T_L$ 은 table을 가감속하기 위한 부하 토크 오코인바 모터가속도에 그 양이 비례하므로, 이를 (3)식의 우측 첫째항에 결합시킬 수 있다. 즉, 기어 감쇄비율  $N_g$ , lead screw의 lead를  $l$ 이라 하면 table의 이송속도  $V_l$ 은

$$V_l = \frac{\omega}{2\pi N_g} \quad (5)$$

로 주어지고 table의 중량을  $M$ kg중, 모터축으로 환산된 부하의 관성 모멘트를  $J_l$ 이라 하면 에너지 보존 법칙으로부터 다음과 같은 식을 얻는다.

$$-\frac{1}{2} J_l \omega^2 = -\frac{1}{2} M V_l^2 \quad (6)$$

(5)식과 (6)식으로부터

$$J_l = M \left( \frac{l}{2\pi N_g} \right)^2 \quad (7)$$

의 모터축으로 환산된 부하의 관성을 얻을 수 있다. 편의상 다음과 같은 load effect constant를 정의한다.

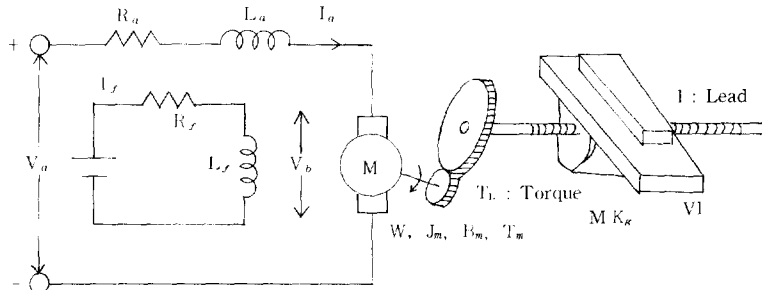


그림1 기계적 부하에 대한 DC 서보 모터  
Fig. 1 DC servo motor with a mechanical load.

$$c = \frac{J_m}{J_m + J_l} \quad (8)$$

이 상수는 무부하시 그 값이 1이고 부하가 커질수록 작은 값을 갖는다.

그러므로 (8)식을 이용하여 (3)식을 다시 쓰면

$$T_m = \frac{J_m}{c} \frac{dw}{dt} + B_m w \quad (9)$$

이제 (1), (2), (4), (9)식을 라플라스 변환하면 다음과 같은 식들을 얻는다.

$$V_a(s) = V_b(s) + R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) \quad (10)$$

$$V_b(s) = K_b W(s) \quad (11)$$

$$T_m(s) = \frac{J_m}{c} s W(s) + B_m W(s) \quad (12)$$

$$T_m(s) = K_t I_a \quad (13)$$

위의 식들은 블록 선도로 표시하면 그림 2와 같다. 그림 2로부터 인가전압  $V_a(s)$ 에 대한 속도  $W(s)$ 의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{c K_t}{J_m L_a s^2 + (c L_a B_m + R_a J_m) s + c(R_a B_m + K_t K_b)} \quad (14)$$

(14)식에서 알 수 있는 바와 같이 전달함수는 2개의 극을 갖게 된다. 실제시스템에 있어서 이 극은 부의 실수값을 갖는다. 이때 극은 다음의 특성방정식의 해가 된다.

$$J_m L_a s^2 + (c L_a B_m + R_a J_m) s + c(R_a B_m + K_t K_b) = 0 \quad (15)$$

실제로 소형 모터에서는 마찰계수  $B_m$ 는 거의 무시할 수 있고, 인덕턴스  $L_a$ 는 아주 작은 값이므로  $L_a B_m$  및  $R_a B_m$ 의 값을 무시하면 (15)식은 (16)식과 같이 표현된다.

$$J_m L_a s^2 + R_a J_m s + c K_t K_b = 0 \quad (16)$$

따라서, 이 시스템이 갖는 2개의 극은 다음과 같이 구해진다.

$$S_{1,2} = \frac{-R_a J_m \pm \sqrt{(R_a J_m)^2 - 4 J_m L_a c K_t K_b}}{2 J_m L_a} \quad (17)$$

그런데  $L_a$ 는 매우 작은 값이므로  $s_{1,2}$ 는 실수값을 갖게 되고  $R_a J_m / c K_t K_b$ 에 비하여 작으므로 다음과 같은 근사화가 가능하다. 즉,

$$\sqrt{1-X} \triangleq 1 - \frac{X}{2} \quad (18)$$

따라서 (14)식은 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = \frac{c K_t / L_a J_m}{(s + c K_t K_b / R_a J_m) (s + R_a / L_a)} = \frac{1 / K_b}{(t_e s + 1) (t_m s + 1)} \quad (19)$$

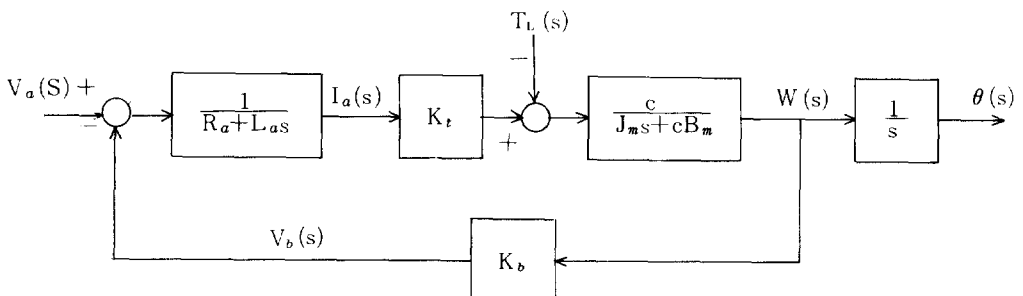
여기서  $t_e = L_a / R_a$ 는 전기적 시정수이고  $t_m = R_a J_m / c K_t K_b$ 는 기계적 시정수이다. 또한,  $t_m > 10 t_e$ 의 값으로  $t_e$ 를 무시하는 경우에는 1차 시스템으로 간단히 가정할 수가 있으나 본 연구에서는 정밀한 제어를 위하여 무시하지 않는다.

### 3. 제어알고리즘

본 논문에서는 적응제어 이론을 DC모터의 속도 제어 시스템에 적용하려고 한다. 이러한 시스템에 Wittenmark[9]의 방식을 적용하여 보았으며 아울러 적응제어 방식과 성능을 비교해 보기 위하여 고전적인 PID 제어 방식도 아울러 고려하였다.

#### 3. 1 극배치 PID 자기 동조 제어 알고리즘

본 절에서는 제어하고자 하는 이산시스템을 설정한 후 이를 제어하기 위해 연속시간형 PID 제어기 구조로부터 이산시간형 PID구조를 유도한다. 본 논문은 이산시간형 PID 제어기를 이용하여 속도 제어를 하



들이 다음과 같이 표현될 수 있다고 가정한다.

$$A(q^{-1}) Y(k) = q^{-1} B(q^{-1}) U(k) \quad (20)$$

(20)식에서  $A(q^{-1})$ 와  $B(q^{-1})$ 는 각각 다음과 같이 표시된다.

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+a_2q^{-2}+\dots+a_nq^{-n}$$

$$B(q^{-1})=b_0+b_1q^{-1}+b_2q^{-2}+\dots+b_mq^{-m}$$

여기서  $Y(k)$ 와  $U(k)$ 는 각각 시스템의 출력과 입력이다. 시스템의 다항식  $A(q^{-1})$ 과  $B(q^{-1})$ 는 서로 소인 다항식이라고 가정하며, 이 다항식들의 계수는 미지이다.

본 논문에서 제어하고자 하는 시스템은 단위시간 지연의 2차 선형시불변모델로 가정한다. 즉

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+a_2q^{-2}$$

$$B(q^{-1})=b_0+b_1q^{-1} \quad b_0 \neq 0 \tag{21}$$

이산시간으로 표시한 (20)식의 시스템을 제어하기 위해 연속시간 PID제어기 구조로부터 이산시간 PID제어기를 유도한다.

일반적인 연속시간 PID제어기는 다음과 같이 정의된다.

$$U(s)=G(s) [Yr(s)-Y(s)] \tag{22}$$

여기서

$$G(s)=K\left(1+\frac{1}{T_i s}+\frac{T_d s}{1+\alpha T_d s}\right)$$

$U(s)$ ,  $Yr(s)$ ,  $Y(s)$ 는 각각 제어기 출력, 기준입력, 제어 대상 시스템 출력을 나타낸다. PI항과 D항을 분리하여 이산형태로 나타내면 아래와 같다. 먼저 PI항은

$$G_1(s)=K\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)$$

를 샘플링 시간  $T_0$ 로 샘플링하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$H_1(q^{-1})=K\left(1+\frac{T_0}{T_i} \frac{1+q^{-1}}{1-q^{-1}}\right)$$

$$=\frac{d_0+d_1q^{-1}}{1-q^{-1}} \triangleq \frac{D(q^{-1})}{I(q^{-1})} \tag{23}$$

미분항인 D항의 전달함수는

$$G_2(s)=K \frac{T_d s}{1+\alpha T_d s}$$

앞에서와 마찬가지로

$$H_2(q^{-1})=\frac{fI(q^{-1})}{1+eq^{-1}} \triangleq \frac{F(q^{-1})}{E(q^{-1})} \tag{24}$$

단,  $d_0=K$

$$d_1=K(T_0/T_i-1)$$

$$f=KT_d(1-\exp(-T_0/\alpha T_d))/T_0$$

$$e=-\exp(-T_0/\alpha T_d)$$

(22)식에 대응되는 이산시간 PID 제어기는 다음과 같다.

$$U(k)=\left(\frac{D(q^{-1})}{I(q^{-1})}+\frac{F(q^{-1})}{E(q^{-1})}\right) [Yr(k)-Y(k)] \tag{25}$$

여기서  $Y(k)$ 는 시스템 출력이고,  $Yr(k)$ 는 기준 입력이고,  $U(k)$ 는 제어기 출력이다. 그림 3에서  $T(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$ ,  $R(q^{-1})$ 은 다음과 같이 일반적으로 표현되며,  $D(q^{-1})$ ,  $E(q^{-1})$ ,  $F(q^{-1})$ 의 설정에 따라서 PID 구조를 크게 4가지로 분류 할 수 있다(11).

$$T(q^{-1})=D(q^{-1})E(q^{-1})+F(q^{-1}) I(q^{-1})$$

$$S(q^{-1})=D(q^{-1})E(q^{-1})+F(q^{-1}) I(q^{-1}) \tag{26}$$

$$R(q^{-1})=I(q^{-1}) E(q^{-1})$$

그림3의 전체 폐루프 시스템은 다음과 같이 표현된다.

$$Y(k)=\frac{q^{-k} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1})+q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1})} Yr(k) \tag{27}$$

제어법칙은 다음과 같다.

$$R(q^{-1}) U(k)=T(q^{-1}) Yr(k)-S(q^{-1}) Y(k) \tag{28}$$

여기서,  $R(q^{-1})=(1-q^{-1})(1+eq^{-1})$

$$S(q^{-1})=S_0+S_1q^{-1}+S_2q^{-2}$$

$$e(k)=Yr(k)-Y(k)$$

기준입력이 적분항에만 포함되는 PID제어기는 시스템의 출력만을 비례(P)·미분(D)하고, 시스템 출

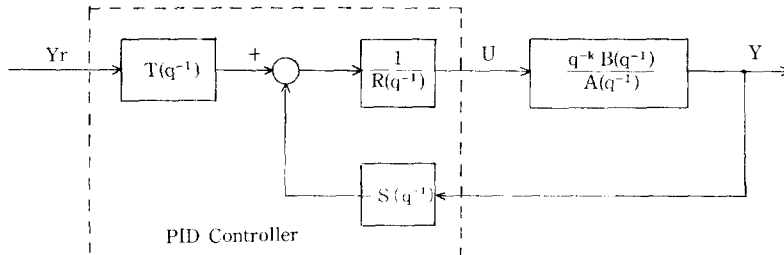


그림 3 이산시간 제어기의 일반적인 구조

Fig. 3 A general structure for a discrete time controller.

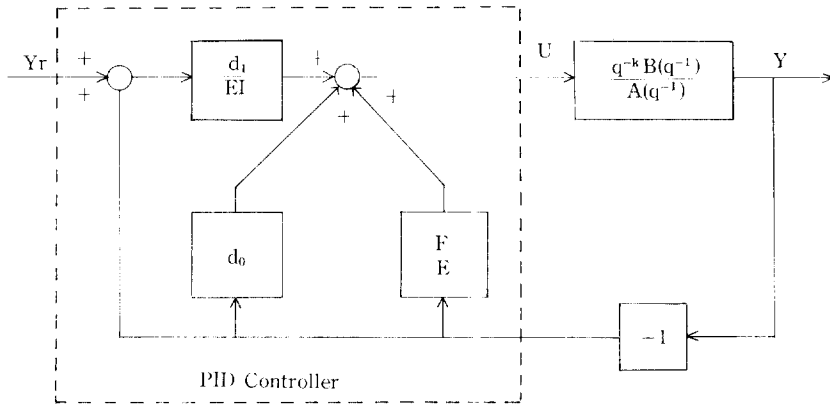


그림 4 기준입력이 적분항에만 포함되는 구조에 의한 폐루프시스템  
 Fig. 4 A closed-loop structure with set-point-on-1-only structure.

력과 기준입력 사이의 오차에 대하여 적분하는 제어기로 기준입력이 급격히 변하더라도 제어입력이 급격히 변하지 않으며 기준입력 변화나 시스템 매개변수 변화에 대하여 제어기 매개변수의 조정변동이 가장 작다. 또한 폐루프 시스템에서 여분의 영점이 생기나지 않으므로 과도상태에서 오버슈트를 크게 줄일 수 있다.

기준입력이 적분항에만 포함되는 PID제어기의 경우는 아래와 같다.

$$S(q^{-1}) = d_1 + I(d_0 E + F) \quad (29)$$

$$T(q^{-1}) = d_1 = S(1) \quad (29)$$

(27)식에서 적당한 폐루프 극배치를 갖는 최고차항의 계수가 1이고 단위원 안에 근을 갖는 안정한 다항식  $Cr(q^{-1})$ 를 도입하면 다음식으로 쓸 수 있다.

$$Cr(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} \quad (30)$$

여기서

$$c_1 = -2 \exp(-w_0 T_0) \cos(w_0 T_0 \sqrt{1 - \xi})$$

$$c_2 = \exp(-2 w_0 T_0)$$

$w_0$ 는 고유진동수이고,  $T_0$ 는 샘플링 시간,  $\xi$ 는 감쇄비이다.

(27)식의 우변의 분모항은 폐루프 시스템의 특성 다항식이 된다. 이 특성 방정식의 근은 폐루프 시스템의 극이 되므로  $R(q^{-1})$ 와  $S(q^{-1})$ 를 사용하여 원하는 위치의 극으로 재배치할 수 있다. 이때 원하는 특성방정식을  $Cr(q^{-1})$ 라 놓으면  $R(q^{-1})$ 과  $S(q^{-1})$ 의 다항식은 다음의 항등식을 만족시켜야 한다.

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1}) = Cr(q^{-1}) \quad (31)$$

(31)식의 관계로부터 (27)식은 다음과 같은 쓸 수 있다

$$\frac{Y(k)}{Yr(k)} = \frac{q^{-1} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{Cr(q^{-1})} \quad (32)$$

본 논문에서는 매개변수 추정을 위하여 최소자승 알고리즘을 사용하였고 시스템이 1의 시간 지연을 갖고 2차이므로 구하여야 할 매개변수의 수는 4개 기 된다.

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} \quad (33)$$

변수벡터와 입력력벡터로  $Y(k)$ 를 정의하면 (27)식과 같이 매개변수에 대하여 선형식으로 간단히 표시할 수 있다.

$$Y(k) = \hat{\theta}^T \phi(k) \quad (34)$$

여기서

$$\theta^T(k) = [a_1, a_2, b_0, b_1]$$

$$\phi^T(k) = [Y(k-1), Y(k-2), U(k-1), U(k-2)]$$

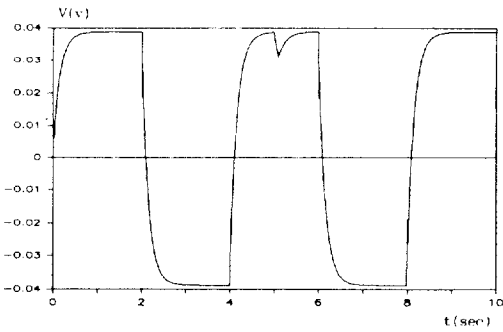
매개변수  $\hat{\theta}(k)$ 는 다음과 같이 축차형태로 추정될 수 있다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k) \phi(k) [Y(k) - \hat{\theta}(k-1)^T \phi(k)] \quad (35)$$

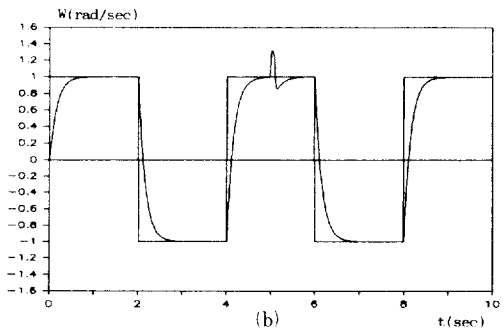
$$P(k) = \frac{1}{\lambda} \left[ P(k-1) - \frac{P(k-1) \phi(k) \phi^T(k) P(k-1)}{\lambda + \phi(k) P(k-1) \phi(k)} \right] \quad (36)$$

추정된 매개변수를 이용하여, PID제어기의 이득을 구한 후 (28)식에 대입하여 입력  $U(k)$ 를 구한다. 기준입력이 적분항에만 포함되는 PID제어기의 입력은 다음과 같다.

$$U(k) = (1 - e)U(k-1) + e U(k-2) + Yr(k) - S_0 \cdot Y(k) - S_1 Y(k-1) - S_2 Y(k-2) \quad (37)$$



(a)



(b)

그림 5 모의실험에서 외란을 가한 경우 PID제어방식  
a) 입력 b) 출력

Fig. 5 PID control method with disturbance in simulation.

a) input b) output

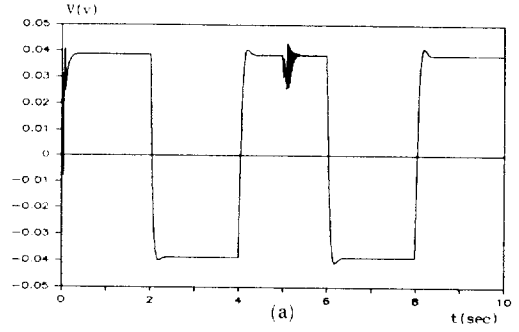
#### 4. 컴퓨터 모의 실험

극배치 PID자기동조 제어기의 특성을 알아 보기 위하여 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 모의실험에 이용한 컴퓨터기종은 IBM-PC/XT Computer 이고 모의실험에는 C-Language를 사용하였다.

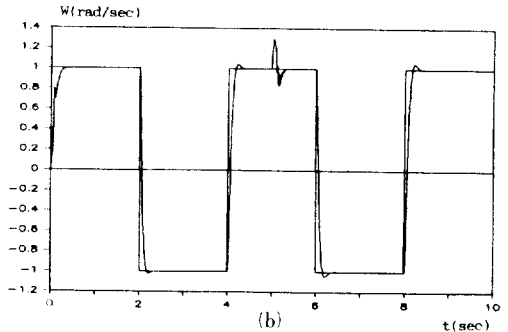
모의 실험에서는 (9)에서 제시한 알고리즘과 비교해 보기위해 고전적인 PID 알고리즘과 +1, -1로 변화하는 펄스입력에 대하여 정상상태에서 부하 외란을 가했을 때의 출력을 관찰하였다. 부하외란을 가한시간은 5초에서 5.1초 사이의 0.1초동안이며 크기는 기준입력의 20%이었다.

그림5는 외란을 가한 경우의 PID 제어방식에 대한 결과를 보여준다. 이때  $K=0.01$ ,  $T_i=0.02$ ,  $T_d=0.03$ ,  $\alpha=0.1$ 의 이득값을 사용하였다.

그림 6은 외란을 가한 경우의 극배치 PID자기동조 제어방식에 대한 결과로 PID 제어방식과 비교하



(a)



(b)

그림 6 모의 실험에서 외란을 가한 경우 극배치 PID자기동조 제어방법

a) 입력 b) 출력

Fig. 6 Pole-placement PID self tuning control method with disturbance in simulation.

a) input b) output

여 수렴속도와 부하외란에 대한 회복속도가 빠름을 알 수 있다.

이때  $\theta^T(0)$ 는  $[0, 0, 1, 1]$ ,  $P(0)$ 는  $100I$ ( $I$ 는 단위 행렬), 망각인자 $\lambda$ 는 1로 하였다. 또한 케루프 다항식은  $Cr(q^{-1})=1-0.897q^{-1}-0.897q^{-1}+0.3000q^{-2}$ 로 선택하였다.

#### 5. 실험 및 측정

실험에 사용한 DC서보 모터의 사양은 표 1에 나타내었다.

##### 5. 1 하드웨어의 설계

DC 서보 모터의 속도제어를 수행하기 위하여 설계, 제작된 하드웨어는 PWM증폭회로, D/A 컨버터회로, 어드레스 디코딩회로, 속도측정 회로로 구성되어 있으며 전체 시스템 구성은 그림 7에 나타

표 1 DC 서보 모터의 사양

Table 1 Specification of a DC servo motor.

1. Motor Constant	13.6	mN.m/watt
2. No Load Speed	5620	rpm
3. Electrical Time Constant	0.73	msec
4. Mechanical Time Constant	14.9	msec
5. Motor Mass	0.25	kg
6. Voltage	12.0	volt
7. Current	1.46	amps
8. Torque Constant	38.8	mN.m/amps
9. Thermal Resistance	8.19	ohms
10. Inductance	5.96	mH

레스 디코딩 회로가 필요하며 어드레스 공간을 300H에서 303H번지까지를 사용하였다.

엔코더로부터 나오는 펄스로부터 속도를 측정하게 되는데 속도측정원리를 설명하면, 엔코더의 반주기동안에 시스템클럭(8MHZ)을 카운터하여 속도에 대한 정보를 얻어낸다. 모터의 속도는 다음과 같이 구할 수 있다.

모터 1회전당 엔코더 펄스의 수 P개, 한 펄스당 통과한 클럭수 k개, 시스템클럭주파수 F(8MHZ), 한클럭의 주기 T(1/F), 엔코더 1펄스의 시간 =  $T \times K \times 2 \times 1 = 2KT$ , 1회전당 시간 =  $P \times 2KT$ ,  $RPM = 60 / 2KPT$

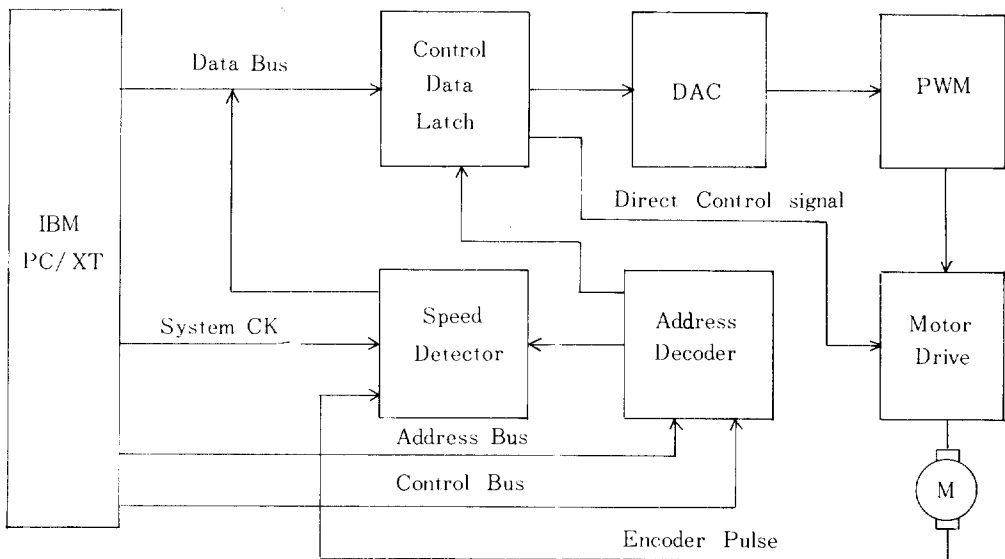


그림 7 제어시스템 구성

Fig. 7 Composition of control system.

내었다. 제어용 컴퓨터로는 8088마이크로 프로세서를 내장하고 있는 IBM-PC/XT를 사용하였다.

PWM 증폭회로는 모터를 정, 역회전 시키기에 편리한 bipolar mode를 이용하여 DC 서보 모터에 인가되는 전압의 양을 조정함으로써 실현된다.

알고리즘에 의해 계산된 제어입력으로부터 모터를 구동시켜주기 위해서는 아날로그 신호로 변환시켜 주어야 한다. D/A컨버터 출력전압 레벨은 단일방향의 5(v)로 나오며 DAC1220칩은 12bit의 분해능을 가지므로 5/4096크기로 컴퓨터에서 제어된다.

제어컴퓨터와의 인터페이스를 위해 필요한 어드

### 5. 2 결과 및 검토

실제실험에서는 기준입력으로 2000rpm의 스텝입력을 가했을 경우에 대하여 수행하였다. 실제실험에서도 모의실험에서와 마찬가지로 C-language를 이용하여 수행하였다. 그림8는 테이블 위에 부하를 가감시킬 수 있는 실험장치를 사용하여 4.5초와 5초 사이의 정상상태에서 2.5kg의 부하를 가했을 경우의 PID제어방식에 대한 응답을 보여준다. PID이득은 모의실험의 경우와 같은 값을 사용하였다.

그림 9는 PID 경우와 같은 부하조건의 극배치 PID자기동조 제어방식에 대한 결과이다. 그외의조

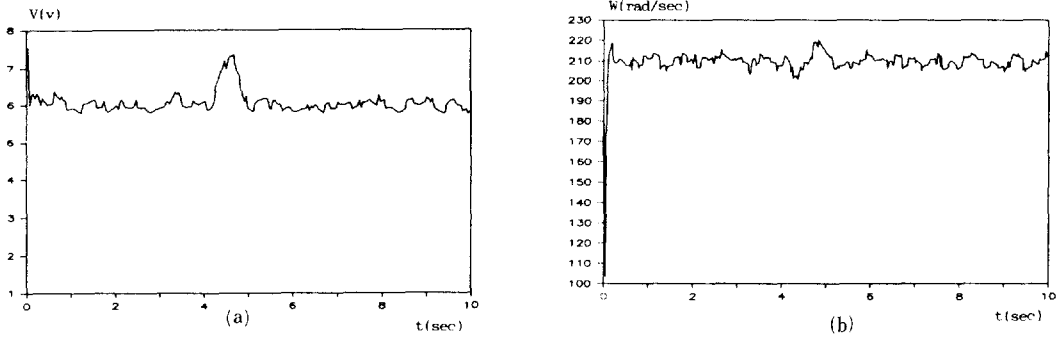


그림 8 실제실험에서 부하를 가한 경우 PID제어방식

a) 입력 b)출력

Fig. 8 PID control method with disturbance in experiment.

a) input b) output

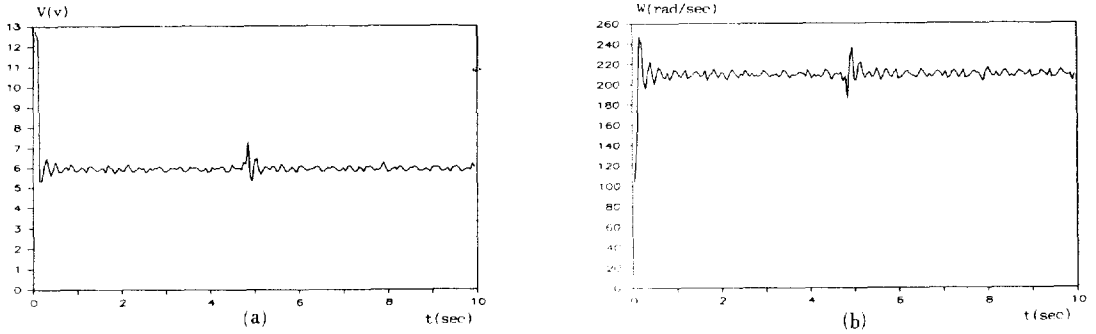


그림 9 실제실험에서 부하를 가한 경우 극배치 PID 제어방식

a) 입력 b) 출력

Fig. 9 Pole-placement PID self tuning control method in experiment.

a) input b) output

전은 모의실험의 경우와 같다.

그림에서 보는바와 같이 실제실험에서도 모의실험의 경우에서처럼 극배치 PID자기동조 제어 방식이 PID제어방식보다 수렴속도 및 부하에 대한 회복 속도에 있어서 훨씬 나은 결과를 보여준다.

이러한 실험을 통하여 극배치 PID제어방식이 부하에 잘 적응함을 알 수 있었으나 속도를 보다더정확하게 측정할 수 있는 장치와 부하가 가해졌을 경우에 보다 빨리 적응할 수 있는 매개변수 추정방법에 대한 연구가 요망된다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 극배치 PID 자기동조 제어이론을 IBM-PC/XT로 제어기를 구성하여 DC서보 모터의 속도제어에 적용하였다. 극배치 PID제어방식의 성능을 비교해 보기위하여 고전적인 PID 제어방식을

고려하여 모의실험과 실제실험을 통하여 수렴속도 및 부하에 대한 회복속도를 관찰하였다.

부하가 가해졌을 경우에 극배치 PID자기동조 제어방식이 매개변수를 추정하지 않는 고전적인 PID 제어방식보다 수렴속도 및 부하에 대한 회복능력에 있어서 훨씬 나음을 보였다.

적응제어를 실제시스템에 적용하는데 있어 중요한 사항은 알고리즘의 처리속도에 있다. 알고리즘 처리속도가 빠른 컴퓨터나 어셈블리어로 처리하면 보다 좋은 결과를 기대할 수 있을 것이다.

본 연구를 수행함에 있어 대학원생윤 기갑균의 도움에 고마움을 표시하며 또한 본 연구는 한국과학재단의 자원에 의한 것임을 밝힙니다.



## 참 고 문 헌

- 1) P.C. Sen and M.L. MacDorald, "Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal," IEEE Trans. Indust. Electr. Contr. Instrum., vol. IECI-25, no. 4, 1978.
- 2) T. Krishnan and B. Ramaswami, "Speed Control of DC Motor using thyristor dual converter," IEEE trans. Indust. Electr. Instrum., vol. IECI-23, no. 4, 1976.
- 3) C.D. dicenzo, B. Szabados, and N.K. Sinha, "Digital Measuremet of Angular Velocity for Instrumentation and Control," IEEE Trans Indust. electr. and Contr. Instrum., vol. IEC-1-23, no. 1, 1976
- 4) G.A. Perdikaris, "Computer Control of a DC motor," IEEE IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 502-507, 1980.
- 5) D.W. Clarke and P.J. Gawthrop, "Self-tuning controller," Proc. IEEE, vol. 122, no. 9. pp. 929-934, 1975.
- 6) F. Cameron, D.E. Seborg, "Self Tuning Controller with a PID Structure," Int. J. Control, vol. 38, no. 2, pp. 401-417, 1983.
- 7) K. J. Astrom, "Theory and Applications of Adaptive Control-Survey," Automatica, vol. 19, no. 5, 1983.
- 8) B. Withenmark and K.J. Astrom, "Practical Issues in the Implementation of Self Tuning Control," Automatica, vol. 20, no. 5, pp. 595-605, 1984.
- 9) B. Wittenmark, "Self-tuning PID-Controllers Based on Pole-placement," Dept. of Auto. Contr., Lund Inst. of Tech., Lund, Sweden, Rep., no. LUFD2 / (TFRT-7179) / 0371 / ,1979.
- 10) 박정일, 김도현, 최계근, "자기조정 제어방식에 의한 직류 전동기의 속도제어," 대한 전자공학회지, 제22권, 제2호, 1985년 3월.
- 11) K.J. Astrom and B.Wittenmark, Computer controlled Systems Theory and Design, Prentic-Hall, Inc., 1984.