

이산 PI 제어방식에 의한 DC Servo 전동기 속도제어에 관한 연구

전산정보처리과 박 해 압
전 임 강 사

I. 서 론

회도류자석의 발달로 DC전동기는 단위체적당 매우 높은 토크를 얻을 수 있게 되었고, 발달된 제조기술로 무철심 회전자와 매우 낮은 관성력을 갖는 회전자를 채용한 DC전동기가 생산되어 매우 높은 관성 대 토크비를 이룩하게 되어 낮은 시정수로 인해 산업용 로봇, 공작기계, MT구동장치, 프린터, CD 구동장치 등 컴퓨터 주변장치에 이르기까지 그 쓰임새가 다양하게 되었다.¹⁾

또한 근간에는 경영적인 측면에서 생산 자동화를 이루어 얻는 잇점으로 인해 다양한 생산 공정에 자동화 시스템의 도입이 날로 증가되는 추세에 있으며 선진기술에 의한 무인화 공장이 출현하였고 위험한 작업으로부터 인간을 대신하는 산업용 로봇을 사용하게 되었으며 균일도, 정밀도가 요구되는 분야에서는 정밀 공작기계를 사용하는 것이 상례이다.

일반적으로 산업용 로봇나 정밀 공작기계등에는 전동기가 사용되며 여기에는 고성능 제어가 필요하게 된다.

1970년대 이후 하드웨어의 급속한 발달로 인하여 마이크로 프로세서의 가격이 저렴하게 되고 신뢰도가 향상됨에 따라 실시간 연산이 가능하게 되어 속도 제어기도 아날로그 제어를 사용하기 보다는 시스템의 설계, 확장, 수정 등에 있어서 많은 융통성과 부가기능을 부여할 수 있는 디지털 제어를 사용해 가는 추세이다. 특히 로봇 제어기나 수치 제어기와 같은 multi-axis의 연동운동을 위한 위치 제어 시스템에서 디지털 제어 시스템의 일부로서 속도 제어기는 아날로그 제어 시스템 보다는 디지털 제어 시스템을 이용하는 것이 유리하다.²⁾

많은 종류의 제어기 가운데 PI 제어기는 그 구조가 간단하고 견실하며 그 특성이 좋기 때문에 산업계에 널리 이용되고 있다.

PI 제어기는 일반적으로 제어대상에 대한 정확한 파라메타의 측정이 요구되지 않으며 제어계수인 K_p (비례상수) 및 K_i (적분상수)의 적절한 선정에 의하여 시스템의 응답을 조절할 수 있는 범용장치의 하나이다.

이산 PI형 제어 알고리즘은 마이크로 프로세서에 의해 쉽게 실현시킬 수 있으며 계산시

간이 짧게 소요되는 잇점이 있으며 제어계수인 K_p, K_i 및 샘플링 시간 T 에 의해 시스템의 안정도와 응답특성이 좌우된다.⁴⁶⁾

본 논문에서는 샘플링 시간과 최종 도달 속도를 입력하여 마이크로 프로세서에 의해 K_p, K_i 를 자동 계산하여 이득을 제어함으로써 빠른 시간에 최종도달 속도에 이르게 하고, 이때에 무부하, 부하를 가한 상태와 외란을 가한 상태에 대한 각각의 안정도를 비교하여 보았다.

II. 제어계에서의 DC전동기의 특성 해석

1. DC전동기의 기본 동작

DC전동기는 근본적으로 전기적 에너지를 기계적 회전 에너지로 변환하는 토오크 변환기이므로 전동기 축에서 발생하는 토오크는 여자자속과 전기자 전류에 직접 비례한다.

자속 ϕ 인 자계내의 도체에 전류 i_a 가 흐를 때 이 도체는 회전중심으로부터 r 인 거리에 있다면 회전축에 발생된 토오크 T_m 은

$$T_m = K_m \phi i_a \dots\dots\dots (1)$$

의 관계가 있다.

또 자계내에서 도체가 회전하면 이 도체에 역기전력이 발생되며 이 역기전력 e_b 와 회전 속도 ω_m 의 관계는

$$e_b = K_m \phi \omega_m \dots\dots\dots (2)$$

로 정의할 수 있다.

2. DC전동기의 수학적 모델

다양한 종류의 DC 전동기가 있으나 가장 기본적인 타여자 DC 전동기에 관하여 살펴 보면 그림 1과 같이 모델화 할 수 있다.

그림 1에서 제어는 공급전압 $e_a(t)$ 로서 전기자 단자에 공급되며 계자전압 $e_f(t)$ 는 계자전류 $i_f(t)$ 가 일정하게 될 때까지 충분히 긴 시간 동안 인가하고 선형 해석을 하기 위해 다음과 같이 가정한다.

- 1. 공급자속은 자계전류에 비례한다.

$$\begin{aligned} \phi(t) &= K_f i_f(t) \\ &= K_f I_f \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

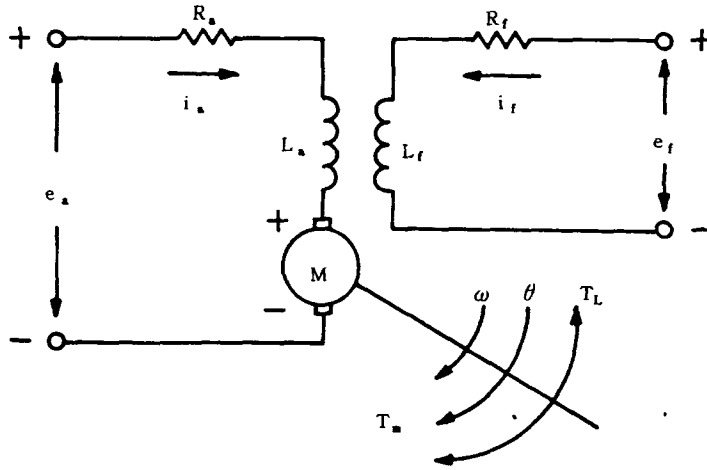


그림 1. 타여자 DC전동기의 모델

2. 전동기의 발생 토크는 공극자속과 전기자 전류에 비례한다.

$$T_m(t) = K_m \phi(t) i_a(t) = K_m K_f I_f i_a(t) \dots\dots\dots (4)$$

여기서 $K_m K_f I_f$ 는 정수 즉 토크 상수이므로

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \dots\dots\dots (5)$$

로 쓸 수 있으며 이를 토크 방정식으로 변환하면

$$T_m(t) = J_m \frac{d^2}{dt^2} \theta(t) + B_m \frac{d}{dt} \theta(t) + K \theta(t) + T_L(t) \dots\dots\dots (6)$$

이며 $K \theta(t)$ 는 무시할 정도로 적은 값이므로 이를 다시 쓰면 식 7 과 같이 쓸 수 있다.

$$T_m(t) = J_m \frac{d^2}{dt^2} \theta(t) + B_m \frac{d}{dt} \theta(t) + T_L(t) \dots\dots\dots (7)$$

또 전기자전압의 순시치를 $e_a(t)$ 라 하면

$$e_a(t) = e_b + R_a I_a + L_a \frac{d}{dt} I_a \dots\dots\dots (8)$$

과 같이 전압루프방정식으로 쓸 수 있으며 위 식 2 ~ 8 을 Laplace 변환하면

$$E_a(s) = E_b(s) + R_a I_a(s) + L_a S I_a(s) \dots\dots\dots (9)$$

$$E_b(s) = K_b \phi \omega_m(s) \dots\dots\dots (10)$$

$$\begin{aligned} T_m(s) &= J_m S^2 \theta(s) + B_m S \theta(s) + T_L(s) \\ &= K_i I_a(s) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

과 같다.

식 9 ~ 식 11로부터 미분방정식을 구하면 식 12 ~ 식 14와 같다.

$$\frac{d}{dt} I_a(t) = \frac{1}{L_a} e_a(t) - \frac{1}{L_a} e_b(t) - \frac{R_a}{L_a} I_a(t) \dots\dots\dots (12)$$

$$\begin{aligned} e_b(t) &= K_b \frac{d}{dt} \theta_m(t) \\ &= K_b \omega_m(t) \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \omega(t) = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} B_m \frac{d}{dt} \theta(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \dots\dots\dots (14)$$

부하 토크 $T_L(t)$ 는 일반적으로 전동기가 운전하기 위하여 가져야 할 토크이다.

이 전동기의 상태변수는 식 12 ~ 식 14 까지에서 상태변수가 아닌 모든 변수를 소거하면 DC전동기 계통의 상태방정식은 식 15와 같이 벡터-행렬식으로 유도할 수 있다.

식 15를 이용하여 상태도를 그리면 그림 2와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & 0 \\ \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} e_a(t) \\ &- \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{pmatrix} T_L(t) \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

그림 2로부터 전동기 변위 $\theta_m(s)$ 와 공급전압 $E_a(s)$ 사이의 전달함수는 식 16과 같고

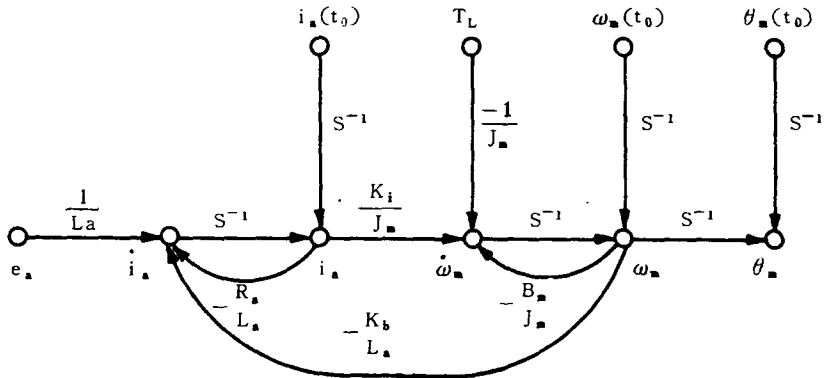


그림 2. DC전동기의 상태도

$$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_i}{L_a J_m S^3 + (R_a J_m + B_m L_a) S^2 + (K_b K_i + R_a B_m) s} \dots\dots (16)$$

식 16 과 그림 2를 다시 블록선도로 그리면 그림 3 과 같다.

그림 3 으로부터 전동기 속도 $\omega_m(s)$ 와 공급전압 $E_a(s)$ 사이의 전달함수는 식 17 과 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{\omega_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_i}{L_a J_m S^2 + (R_a J_m + B_m L_a) s + (K_b K_i + R_a B_m)} \dots\dots (17)$$

식 17 은 2 차식이므로 2 개의 극점을 갖고 식 17 의 특성 방정식의 해로서 식

$$L_a J_m S^2 + (R_a J_m + B_m L_a) s + (K_b K_i + R_a B_m) = 0 \dots\dots (18)$$

18 과 같다.

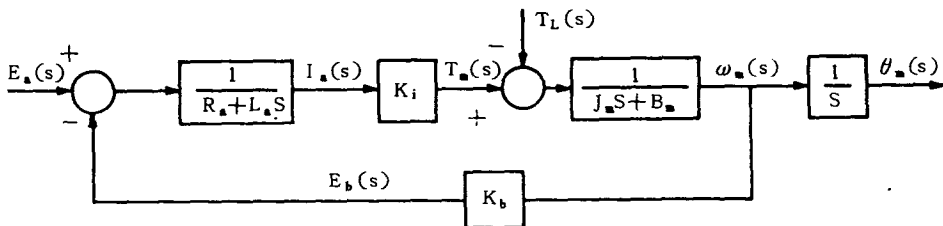


그림 3. DC전동기의 블록선도

실제 적용시 부하에 비하여 전동기의 마찰계수 B_m 은 무시할 수 있으므로 식 18을 다시 쓰면

$$L_m J_m S^2 + R_m J_m S + K_b K_i = 0 \quad \dots\dots\dots (19)$$

와 같고 식 19의 s 의 근을 구하면

$$S_{1,2} = \frac{-R_m J_m \pm \sqrt{(R_m J_m)^2 - 4L_m J_m \cdot K_b K_i}}{2L_m J_m} \quad \dots\dots\dots (20)$$

이를 식 17에 대입하면

$$G(m) = \frac{K_i L_m J_m}{L_m J_m S^2 + R_m J_m S + K_b K_i} \quad \dots\dots\dots (21)$$

식 21과 같이 구할 수 있다.

여기서 L_m 는 전기적 시정수이고 J_m 은 기계적 시정수이다.

Ⅲ. 속도제어의 알고리즘

아날로그 제어에서 PID제어식은 식 22와 같이 주어진다.

$$m(t) = k \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad \dots\dots\dots (22)$$

$e(t)$ 는 오차값을 포함하는 제어기의 입력신호이며 $m(t)$ 는 제어기의 출력신호이다. K 는 비례상수, T_i 및 T_d 는 적분시간과 미분시간이다.

디지털 계통에서 PID제어기의 전달함수는 아날로그 계통의 PID제어기에서 구할 수 있으므로 식 22를 식 23과 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{aligned} m(kT) &= K \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_i} \left[\frac{e(0) + e(T)}{2} + \frac{e(T) + e(2T)}{2} + \dots\dots \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{e((k-1)T) + e(kT)}{T} \right] + T_d \frac{e(kT) - e((k-1)T)}{2} \right\} \\ &= K \left\{ e(kT) + \frac{T}{T_i} \sum_{h=1}^k \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} \right. \end{aligned}$$

$$+ \frac{T_d}{T} [e(kT) - e((k-1)T)]] \dots\dots\dots (23)$$

여기서 $\frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} = f(hT)$ 와 $f(0) = 0$ 이라 정의하면 그림 4 에서 $f(hT)$ 는 식 24 와 같이 쓸 수 있다.

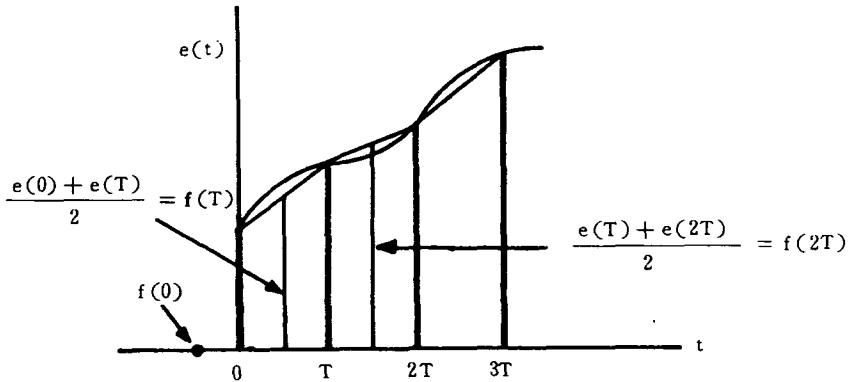


그림 4. 함수 $f(hT)$ 의 개요

$$\sum_{h=1}^k \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} = \sum_{h=1}^k f(hT) \dots\dots\dots (24)$$

식 24 를 Z 변환하여 식 25 와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Z \left[\sum_{h=1}^k \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} \right] &= Z \left[\sum_{h=1}^k f(hT) \right] \\ &= \frac{1}{1-Z^{-1}} [F(z) - f(0)] \\ &= \frac{1}{1-Z^{-1}} F(z) \dots\dots\dots (25) \end{aligned}$$

한편 $F(z) = Z[f(hT)] = \frac{1+Z^{-1}}{2}$ 이므로 이를 식 25 에 대입하여 식 26 을 얻는다.

$$Z \left[\sum_{h=1}^k \frac{e((h-1)T) + e(hT)}{2} \right] = \frac{1+z^{-1}}{2(1-z^{-1})} \dots\dots\dots (26)$$

식 26 을 이용하여 식 23 을 Z 변환하여

$$M(z) = K \left[1 + \frac{T}{2T_i} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} + \frac{T_d}{T} (1-z^{-1}) \right] E(z)$$

$$= \left[K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_D(1-z^{-1}) \right] E(z) \dots\dots\dots (27)$$

식 27을 얻을 수 있다. 이때 비례상수 K_p 는 $K_p = K - \frac{KT}{2T_i} = K - \frac{K_i}{2}$ 가 성립하고, 또 적분상수는 $K_i = \frac{KT}{T_i}$ 이고 $K_D = \frac{KT_d}{T}$ 는 미분상수이다.

디지털 시스템의 전달함수 $G_c(z) = M(z)/E(z)$ 이므로 이를 식 27과 연관시켜 식 28과

$$G_c(z) = K_p + \frac{K_i}{1+z^{-1}} + K_D(1-z^{-1}) \dots\dots\dots (28)$$

같이 구할 수 있다.

본 논문에서 제어계의 계통구조는 그림 5와 같으며 전체 전달함수는 식 29와 같이 정의할

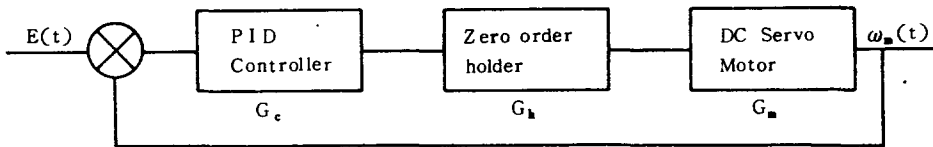


그림 5. 제어 시스템의 Block Diagram

$$G_t = \frac{G_c \cdot G_h \cdot G_m}{1 + G_c \cdot G_h \cdot G_m} \dots\dots\dots (29)$$

수 있다.

그림 5와 식 29에서 DC전동기의 속도 ω_m 은 식 30으로 얻는다.

$$\omega_m(t) = G(t) \cdot Et \dots\dots\dots (30)$$

IV. 실험장치의 구성과 실험

1. 실험장치의 Block Diagram과 Control flow

DC Servo 전동기에 대한 PI 제어기의 구성은 그림 6과 같이 하였다.

Computer System은 IBM PC/AT(12MHz)와 제어언어는 Turbo Pascal version

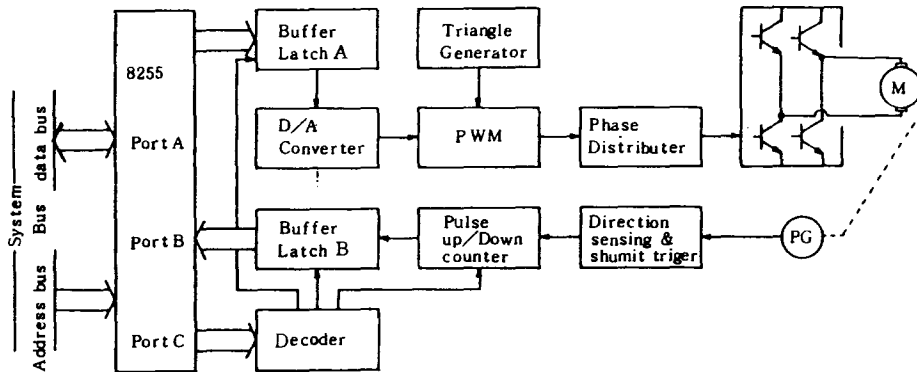


그림 6. 시스템의 개요

5.0을 사용하였으며 Computer System과 제어기와의 interface는 PIO의 일종인 8255로써 Port A와 Port B는 data 입출력, Port C는 제어용으로 사용하였다.

본 논문에서 제어 프로그램의 flow-chart는 그림 7과 같으며 제어 프로그램이 작동 개시되면 DC전동기 driver unit의 전원을 투입하여 driver unit의 상태가 안정되면 PIO의 각 Port와 CTC를 초기화한다.

Key-board로부터 샘플링 시간 dt 와 최종도달속도 (final speed)를 입력받아 dt 는 CTC에 set하여 dt 주기 마지막 clock에서 CTC가 flag T를 set 함으로써 전동기의 속도를 샘플링할 시점을 결정하고 최종도달속도는 PIO A port에 출력하여 Latch A에 기록한다. 이때 D/A converter는 Latch A의 data를 변조전압으로 변환하여 PWM 변조기에 인가한다.

PWM 변조기는 삼각파 발생기에서 발생한 반송파와 D/A converter의 변조전압을 비교하여 펄스폭 변조신호를 발생하며 이 폭변조 신호는 phase distributor에 의해 구동할 power transistor와 시간을 결정한다. 결정된 power transistor가 폭변조 신호의 기간동안 만큼 switching on함으로써 DC Servo전동기를 구동할 전압이 전동기에 인가되며 폭변조 신호의 폭에 상응하는 속도로 회전하게 된다. 이때 결정된 power transistor에 따라 DC Servo전동기의 회전방향은 결정된다.

DC Servo전동기의 축과 동축으로 연결되어 있는 pulse generator PG는 전동기 속도와 직선비례의 90° 상차각을 갖는 A, B상을 발생한다.

본 논문의 실험에 사용된 PG는 1회전당 5000개의 pulse가 발생되며 이 pulse들은 전동기가 결정된 방향으로 회전할 때에 각 펄스의 교점을 검출하여 그림 8과 같이 CCW(count down)와 CW(count up)로 분류하여 회전방향과 같은 신호선으로 1회전당 10000개의 pulse로 재구성하여 count하도록 하였다.

CTC는 dt 만큼의 기간이 지나면 flag T를 true로 set하므로, flag T가 set된 다음

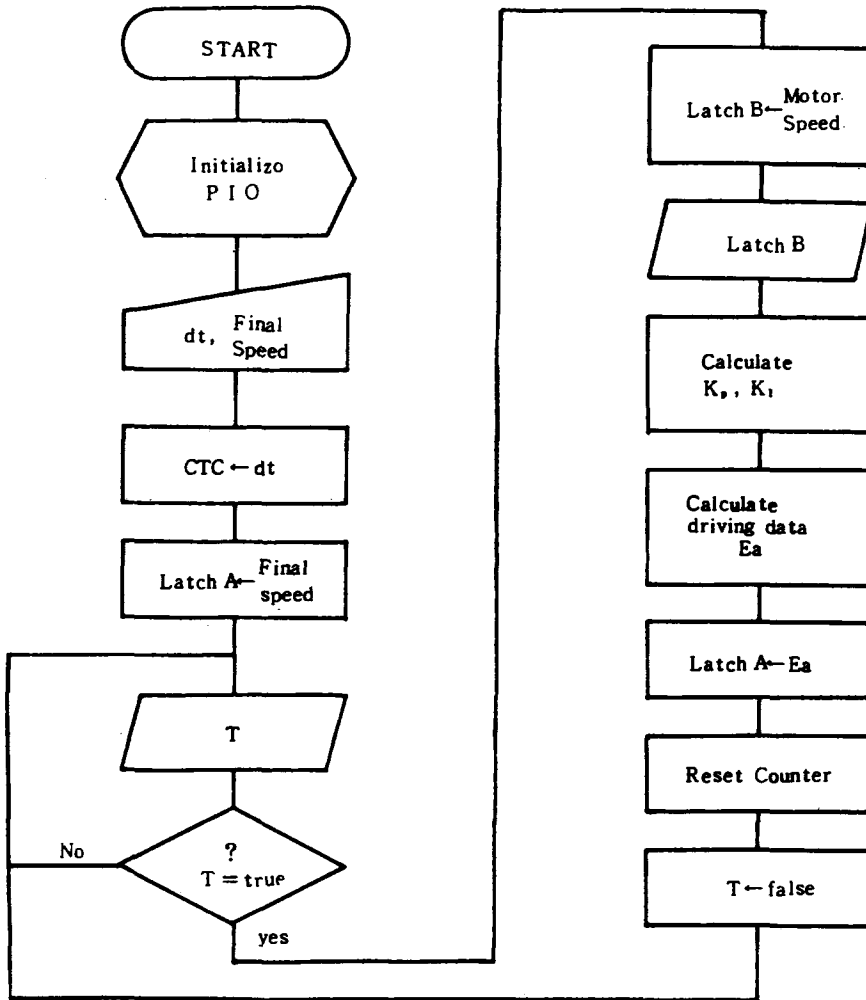


그림 7. 시스템의 제어 흐름도

clock에서 counter의 data를 Latch B에 write하고 난 후, 그 다음 clock에서 counter를 0으로 reset함과 동시에 flag T를 false로 reset하고 나면 다음 주기 dt가 시작된다.

Latch B에 기록된 data는 dt기간에 전동기가 회전하면서 발생된 pulse를 count한 것이므로 이것은 dt기간의 전동기 속도를 의미한다.

Computer system은 PIO port B를 통하여 Latch B의 data를 읽어들이어 K_p 와 K_i 를 계산하고 이득을 다시 설정하여 다음 dt기간에 전동기를 구동할 전압의 자료를 구한 다음, port A를 통하여 전동기에 새로 계산된 전압으로 구동하도록 지령하게 된다.

이와같은 과정을 dt주기 동안 반복적으로 수행하므로써 전동기의 속도를 최종도달 속도로

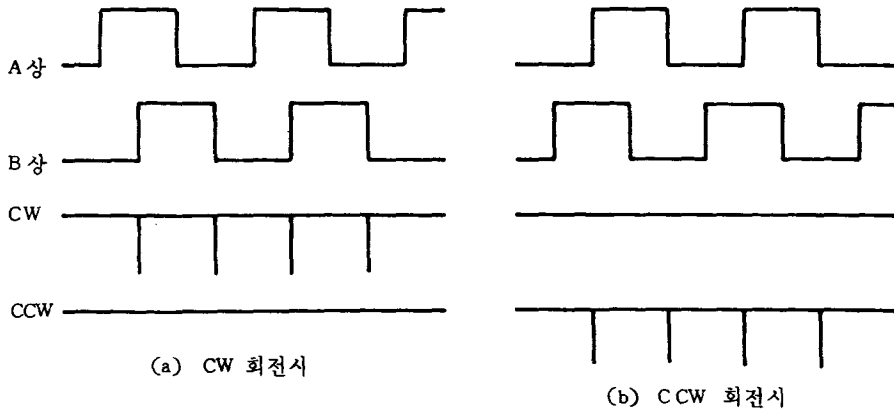


그림 8. 회전방향의 검출

일정하게 유지할 수 있게 한다.

2. 실험과 측정

본 실험에서 샘플링 시간만을 입력하므로 K_p 와 K_i 는 프로그램에 의해 구해지고 K_D 는 0 으로 설정하였다.

실험에 사용한 DC Servo 전동기는 SANYO 회사의 CN-800으로 사양은 표 1에 정리하였다. 전동기 구동장치는 PWM Switching에 의한 full bridge 방식으로 switching 주파수는 2KHz로서 200A, 1200V power transistor를 사용하여 제작하였다.

Pulse coder는 1회전당 5000 Pulse의 A상과 B상이 발생하므로 이를 10000 Pulse로 채배하여 counter와 F/V converter의 입력신호로 사용하였다. Counter는 74193으로 총 16bit의 길이를 갖고 $Q_0 \sim Q_7$ 과 $Q_8 \sim Q_{15}$ 까지의 data를 74374에 병렬로 연결하여 PIO의 B port에 접속하였다.

F/V converter는 comparater와 op-amp를 사용하여 1KHz당 30 mV가 되도록 하였고 출력전압은 DC Servo 전동기의 회전속도와 등비례하므로 이를 recorder에 연결하여 회전속도의 상태를 기록하였다.

표 1. DC Servo 전동기 사양

정 격 출 력	850 W	순 시 최대 전 류	100 / 170 A
정 격 토 오 크	105 kg · cm	전 기 자 저 항	0.78 / 0.28 Ω
정 격 회 전 수	1000 RPM	유 기 전 압 상 수	95 / 56.5 Ω
정 격 전 압	100 / 60 V	토 오 크 상 수	9.2 / 5.5 kg · cm / A
정 격 전 류	11 / 18 A	기 계 적 시 간 상 수	10 m sec
순 시 최대 토 오 크	800 kg · cm	전 기 적 시 간 상 수	4.7 m sec

D/A converter 는 op-amp 의 일종인 LF 356 을 사용하여 저항에 의한 전압가산증폭 방식으로 입력 data 를 14 bit 로 하여 0000H, 3 FFFH 일 때 $-5V$, $+5V$ 이며 D/A converter 의 출력전압과 DC Servo 전동기의 회전방향과 속도를 각각 CCW 1000RPM, CW 1000RPM 이 되도록 설계, 제작하였다.

속도를 지령할 port A 는 그 길이가 8 bit 뿐이므로 74374 을 병렬 및 직렬로 접속하여 8 bit 를 low byte 로 6 bit 를 high byte 로 하여 시차를 두고 입력받아 14 bit 의 길이로 재구성한 후 D/A converter 에 접속하였다.

용수철의 인장력을 이용하여 전동기에 가하는 부하장치를 그림 9 와 같이 구성하여 DC Servo 전동기에 제동력이 가해지도록 하였고 Key 를 삽입하면 전동기에 부하가 급격하게 가하여 외란이 발생하도록 하였다.

DC Servo 전동기의 회전속도 상태를 측정하기 위해 F/V converter 의 출력전압을 recorder 에 기록하였다.

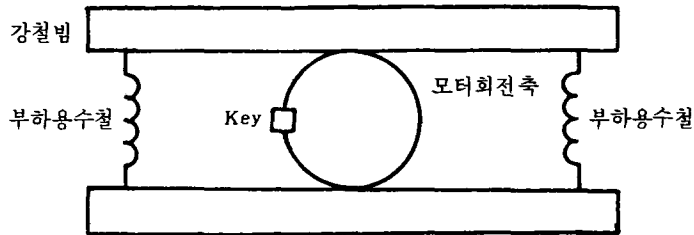


그림 9. 부하실험의 개요

그림 10 ~ 그림 15 는 DC Servo 전동기의 회전상태를 기록한 것으로 graph 의 1 눈금은 10 mV 로서 약 2RPM 의 편차를 나타낸다.

그림 10 은 무부하로, 그림 11 은 그림 9 와 같이 $30 \text{ kg} \cdot \text{m} / \text{sec}$ 의 부하용수철을 걸어 500 RPM 으로 회전시켰을 때의 상태로서 균일하게 회전하고 있음을 알 수 있다.

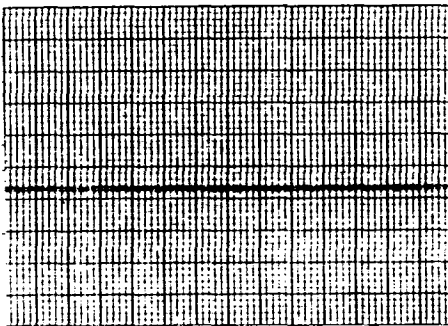


그림 10. 무부하로 500 RPM 회전상태

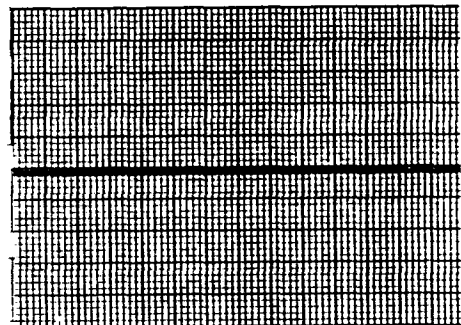


그림 11. $30 \text{ kg} \cdot \text{m} / \text{sec}$ 부하용수철의 500 RPM 의 상태

그림 12와 그림 13은 key를 끼워넣고 500RPM으로 회전시켰을 때에 15 kgm/sec와 30 kgm/sec의 인장력을 갖는 부하용수철을 걸었을 때의 상태로 각각 약 2RPM과 5 RPM의 회전감소가 있음을 알 수 있다.

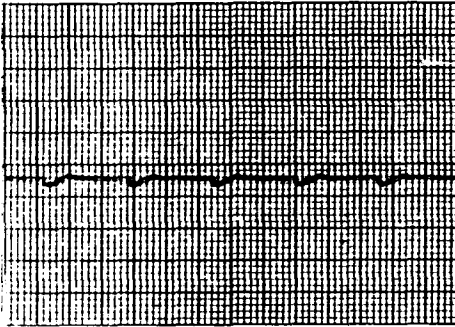


그림 12. 15 kgm/sec 부하용수철로 500 RPM에서 key를 넣은 상태

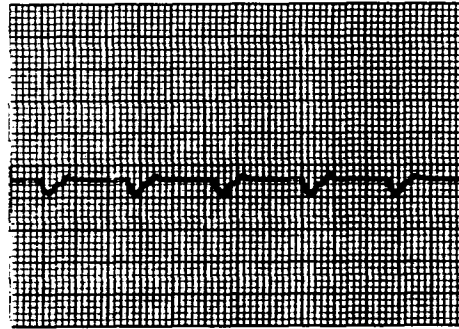


그림 13. 30 kgm/sec 부하용수철로 500 RPM에서 key를 넣은 상태

그림 14와 그림 15는 250RPM으로 회전시켰을 때에 3RPM과 4RPM의 회전감소가 있음을 알 수 있다.

본 실험장치에서 샘플링 시간을 2 msec, 1 msec, 0.5 msec로 주어 회전시킨 결과의 상태는 거의 동일하였고 또한 안정적이였다. 그러나 샘플링 시간이 짧거나 길었을 때에는 over shutting을 하거나 Under driving을 하여 의미가 없었다.

전반적으로 회전속도의 오차는 500RPM 이상에서 1%이내였으나 250RPM이하에서는 1~2%의 오차로 균일도가 떨어졌으나 편차는 적었다.

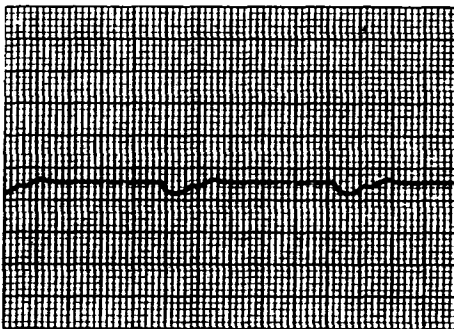


그림 14. 15 kgm/sec 부하용수철로 250 RPM에서 key를 넣은 상태

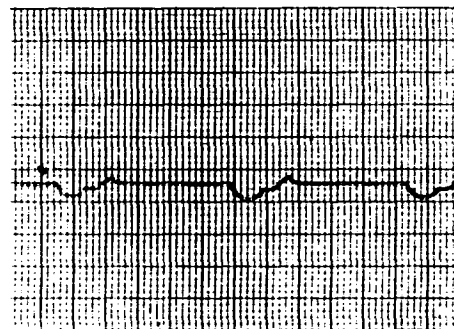


그림 15. 30 kgm/sec 부하용수철로 250 RPM에서 key를 넣은 상태

위와같은 실험결과로 범용 PC System을 이용하여 DC Servo 전동기에 대한 제어가 가능하였고 위치제어에 관한 연구를 부가하면 산업현장에서 충분한 실용성과 경제성이 있을 것으

로 사료된다.

아쉬운 점은 System의 수학적 model 화에 관한 연구를 충분히 하지 못하여 Computer simulation의 결과와 실험결과에 대한 비교를 하지 못한 점과 충분한 측정 System을 갖추지 못하여 보다 정확한 점증을 하지 못한 점이다.

V. 결 론

PI 제어에 의한 AC Servo전동기의 속도제어기를 IBM PC/AT(12MHz)에 의해 제어 프로그램을 작성하여 제어하였고 제어회로를 설계, 제작하여 실험한 결과, 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. Computer System은 IBM PC/AT(12MHz)와 제어용 언어로는 Turbo Pascal Version 5.0을 사용하여 PI 제어에 의한 DC Servo전동기 속도제어기에 대한 프로그램의 작성 및 회로를 설계, 제작하였으며 동작상태를 확인하였다.
2. 샘플링 시간은 0.5 msec, 1 msec, 2 msec와 0.5 msec 미만과 3 msec 이상으로 구분하여 250RPM, 500RPM으로 회전시켜 그 상태를 graph에 그렸다.
3. 회전속도 250RPM에서 회전속도의 오차는 컸으나 편차는 적었고, 500RPM에서는 오차는 적었으나 편차는 약간 증가하였다.
4. 위치제어가 부가되면 산업현장에서 Robot나 CNC의 동력원으로 응용이 가능하다.

참 고 문 헌

1. Benjamin C. KUO : *Automatic Control System*, 청문각, 153 ~ 160(1986)
2. C. D. dicenzo, B. Szabados, and N. K. Sinha : *Digital Measurement of Angular Velocity for Instrumentation and Control*, IEEE Trans, Ind. electr. and Contr. Instrum., Vol. IECI-23, No.1, (1976)
3. G. A. Derdikaris : *Computer Control of a DC motor*, IEEE IAS Annual Meeting, 2, 502 ~ 507 (1980)
4. J. H. Aylor, et al : *Design and Application of a micro processor PID predictor Controller*, IEEE Trans, IECI, Vol. IECI-27, No.3, (1980)
5. J. H. Aylor, et al : *Stability and performance considerations in the selection of digital PID controller parameter*, IEEE, 1980, IECI Proceedings "Application of Mini and Micro Computer", (1980)
6. Hisano-Chuan Wang : *Sampling period and stability analysis for the micro Computer-based motor Control System*, IEEE Trans. IECI, Vol. IECI-28, No.2, (1981).
7. 김평배, 고명삼 : "유도전동기용 이산PI형 속도제어기의 구성", 전기학회지, 35(1), 26 ~ 27(1986).
8. 강형수, 양해원 : "극배치 PID자기동조 제어방식에 의한 DC서보 전동기 속도제어에 관한 연구", 전기학회논문집, 35(9), 646 ~ 648(1988).

-
9. 남문현, 이규영 : “직류 서어브 전동기 제어를 위한 직접 극배치 PID자기동조 제어기의 설계”, 전자공학회논문집, **27**, 219 ~ 220(1990)
 10. 박민호, 신승기 : “유도전동기 단자전압, 전류에 의한 속도계산 및 속도제어에 관한 연구”, 전기학회지, **35(10)**, 446 ~ 448(1986)

A Study on the DC Servo Motor Speed Control Using A Discrete PI Controller System

Hae Am, Park

Dept. of Computer & Information Processing

Kwangju Health Junior College

> Abstract <

A PI controller has a advantage that is able to control a responses of the system, not by needing a ceratin parameter, but by selecting appropriately the coeffients K_p (proportional constant) and K_i (integral constant) as a control factor.

A discrete PI controller is implemented easily using a micro-processor, and it can be confirmed to a adaption of a system and real time proceesing.

In this paper, a speed controller by discrete PI control using a IBM PC/AT (12MHz) as a micro-processor is implemented and applied to a DC servo motor.

In designing the discrete PI controller, A sampling time and a speed is accepted from key-board, and is processed the K_p and K_i automatically, and than calculate the gain. Therefore the speed of a DC servo motor is obtained and controlled regulaly.

The designed and manufactured discrete PI control system is experimented.

The result shows the good response at the 250RPM and 500RPM on the load using the load-spring. The speed error is under 1% on the steady load, but nearly 1~2% on the transient load.