

# 마이크로 프로세서를 이용한 直流서어보 電動機의 位置 制御에 관한 研究

蔣炳鉀<sup>1)</sup> · 朴進吉<sup>2)</sup>

## A Study on the Position Control of DC Servo Motor by Microprocessor

*Byung-Kab Jang, Jin-Gil Park*

< 目 次 >	
Abstract	4. 하이드 웨어 구성
기호설명	4.1 마이크로 프로세서 및 PWM 신호 발생부
1. 서 론	4.2 PWM 증폭기 구동회로 및 증폭회로
2. 시스템의 전달함수	4.3 엔코더신호 판별회로
2.1 시스템의 구성	4.4 속도 및 위치검출기
2.2 직류전동기의 전달함수	5. 시뮬레이션 및 실험
2.3 초퍼 전달함수	5.1 수치계산 및 시뮬레이션
2.4 위치 및 속도검출기의 전달함수	5.2 실험
3. 서어보 제어기와 블록선도	5.3 실험결과 분석
3.1 디지털 PID 제어알고리즘	6. 결 론
3.2 위치제어시스템의 블록선도	참고문헌

### Abstract

The electric motor has been used for automation and precision control in the industrial field. The speed and torque of a D C motor can be controlled easily, so it is widely used as NC devices and robot actuator. Recently, there has been a transfer trend from analogue control to digital control with microprocessor because of control quality.

In this paper, the armature voltage of a D C motor is controlled by PWM(Pulse Width Modulation) method using a Z-80A microprocessor and CTC(Counter Timer Circuit) to look for the given position. The motor driven method consists of a four quadrant

1) 현대 ELEVATOR(주) 2) 한국해양대학

chopper. The conventional potentiometer and tachogenerator which have been used for the speed and position detection in a D C servo motor system have many defects in accuracy, insulation and drift. Therefore, all control functions are implemented by digital techniques on 8-bit microprocessor that requires only an incremental encoder for detection of speed and position. In order to increase the position resolution, 1440 pulses per revolution are generated by the encoder pulse coding circuit.

The digital simulation is carried out to get good experiment results through the good parameter estimation of PID(Proportional Integral Derivative) control mode. With Z-80A microprocessor, CTC and encoder of high resolution, the given position pursued by selectively applying the acceleration mode, constant speed mode, deceleration mode and PID control mode according to the position errors.

사용기호

- a : number of armature internal circuit
- B : viscous friction coefficient
- d : PWM pulse dead time( $\mu$ sec)
- $E_a$  : armature voltage(V)
- $E_b$  : back emf(V)
- $G_m$  : transfer function of motor
- $I_a$  : armature winding current(A)
- J : inertia moment of the motor
- $K_b$  : back emf constant
- $K_m$  : motor gain
- $K_n$  : pulse per revolution(PPR)
- $K_t$  : torque constant
- $L_a$  : armature winding inductance of motor(H)
- $N_\theta$  : the binary number representing the rotor position
- $N_\omega(k)$  : binary number representing of the speed for k the sampling period
- p : number of pole
- $R_a$  : armature resistance of motor( $\Omega$ )
- T : sampling time(sec)
- $T_c$  : chopping time(msec)
- $T_d$  : derivative time(sec)

- $T_i$  : integral time(sec)  
 $T_L$  : load torque(kg · m)  
 $T_m$  : motor torque(kg · m)  
 $V_s$  : applied chopper voltage(V)  
 $X(t)$  : controller output  
 $z$  : total number of armature conductor  
 $\Delta N_\theta$  : binary form of position error(pulse number)  
 $\Delta N_\omega$  : binary form of speed error(pulse/sec)  
 $\Delta \Theta(S)$  : position error(rad)  
 $\Delta \Omega(S)$  : speed error(rad/sec)  
 $\theta(Z)$  : Z-transform of the rotor position(rad)  
 $\Theta_r(Z)$  : reference position(rad)  
 $\Phi$  : magnetic flux per pole  
 $\tau_a$  : electrical time constant of motor(sec)  
 $\tau_r$  : mechanical time constant of motor(sec)  
 $\tau_m$  : time constant of motor(sec)  
 $\omega$  : angular velocity of motor(rad/sec)  
 $\Omega(Z)$  : Z-transform of motor angular velocity(rpm)  
 $\Omega_m$  : reference speed(rpm)

## 1. 서 론

대부분의 산업분야에서 정밀제어를 하는데 있어 전동기가 널리 사용되고 있다. 그중에서 직류 전동기는 속도 및 토크제어가 용이하므로 로봇, NC기구 등에 널리 이용되고 있으며 최근에는 IC기술의 발달로 이들 제어계는 마이크로 컴퓨터의 진보와 디지털 신호 취급의 유용성때문에 제어방식이 종래의 아나로그제어에서 디지털제어로 급속히 전환되어 가고 있는 추세이다.

J. Tal은 출력단에서의 파워(Power)소비를 줄이기 위하여 직류 서어보시스템에 대한 PWM(Pulse Width Modulation) 증폭기 사용을 제안하였고, T.J. Maloney는 직류모터의 속도제어를 위한 디지털기법을 제시하였으며, J.B. Plant는 마이크로 프로세서에 의한 SCR(Silicon Controlled Rectifier) 구동형 직류모터의 속도 및 위치제어방법을, P.C Tang은 단일칩(Single-Chip)마이크로 프로세서에 의한 디지털방식의 직류서어보시스템 구성에 관한 연구를 발표하였다.

본 논문에서는 Z-80A(4MHz)와 그 패밀리인 CTC(Counter Timer Circuit)로 전기자 전압을 제어한다. 또한, 서어보 모터의 구동방식으로는 SCR의 도통각을 조절하는 Dual Converter방식과 스위칭이 빠른 파워 트랜지스터(Power Transistor)를 사용해서 펄스폭을 조정하여 트랜지스터에 인가하는 2가지 방식이 있는데 본 논문에서는 경제성을 고려하여 파워 트랜지스터를 채택한다.

일반적으로 직류서어보에서 속도 및 위치검출에 사용되어져 온 전전위차계나 타코제너레이터 등은 정확성, 절연성, 트리프트 등에 많은 결점을 내포하고 있으므로 본 연구에서는 2상출력의 증분(Incremental)형 샤프트 엔코더를 사용하여 위치 및 속도검출을 하고 위치분해능을 향상시키기 위하여 1회전당 360개의 펄스를 1440개의 펄스로 분주시켜 1bit 당 속도 및 위치분해능을 4배로 증가시켜 정밀한 위치제어를 도모한다. 디지털 PID 알고리즘을 응용하여 위치제어를 시뮬레이션한 결과와 실험결과를 비교 분석하여 본 논문의 타당성을 입증한다.

## 2. 시스템의 전달함수

### 2.1 시스템의 구성

본 연구의 제어기 블록선도를 표시하면 그림 2.1과 같다.

$X(S)$ ,  $E_a(S)$ ,  $\Omega(S)$ ,  $\Theta(S)$ 는 각각 디지털제어기, 초퍼, 전동기, 엔코더의 출력이다.

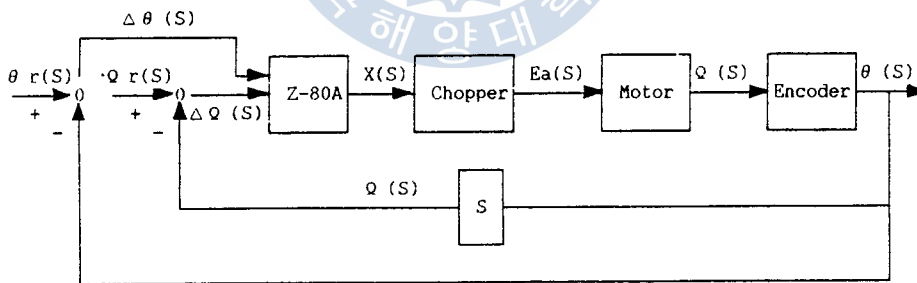


Fig. 2.1 Block Diagram of DC Motor Control System

### 2.2 직류 전동기의 전달함수

직류 전동기를 제어하는 방법에는 전기자제어와 계자제어 두가지가 있다. 본 연구에서는 제어특성이 좋고 계자전류를 일정하게 유지하고 직류 발전기의 입력전압을 계자회로에 공급하는 전기자 제어방식을 채택하였다.

전기자제어식 직류전동기의 등가회로는 그림 2.2와 같다.

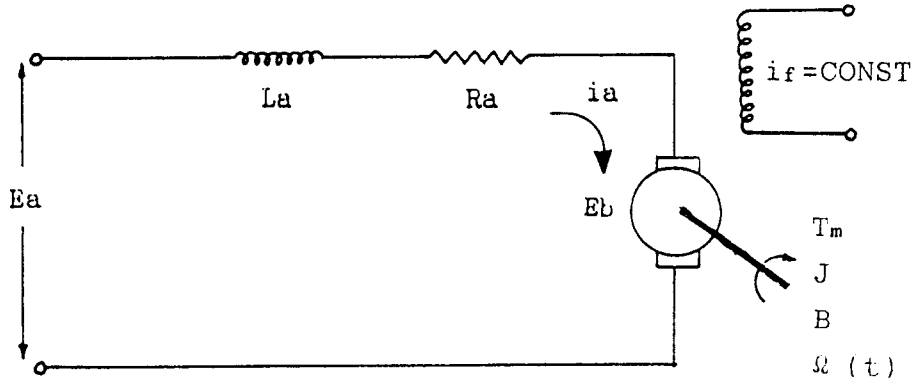


Fig. 2.2 Circuit of D.C Motor

입력전압과 역기전력을 미분방정식으로 표시하면 각각 아래식과 같다.

$$e_a(t) = e_b(t) + i_a(t)R_a + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.1)$$

$$e_b(t) = K_b \frac{d\theta(t)}{dt} = K_b \Omega(t) \quad (2.2)$$

여기서

$$K_b = \frac{P_z}{a} \Phi$$

전동기의 발생 토오크는 식(2.3)과 같다.

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \quad (2.3)$$

여기에서

$$K_t = \frac{P_z}{2\Phi a} \Phi$$

전동기를 포함한 회전계통의 운동방정식은 아래식과 같이 표현된다.

$$T_m(t) - T_L(t) = J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (2.4)$$

식(2.1)을 라플라스 변환한 후 이를 정리하면

$$\frac{I_a(S)}{E_s(S) - E_b(S)} = \frac{\frac{1}{R_a}}{1 + (\frac{L_a}{R_a})S} = \frac{1}{1 + \tau_a S}$$

여기서

$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$  : 전기자의 시정수

식(2.3)을 라플라스 변환하면

$$T_m(S) = K_t I_a(S) \quad (2.6)$$

식(2.4)를 라플라스 변환한 후 이를 정리하면

$$\frac{\Omega(S)}{T_m(S) - T_L(S)} = \frac{1/B}{1 + (J/B)S} = \frac{1/B}{1 + \tau_r S} \quad (2.7)$$

여기에서

$$\tau_r = \frac{J}{B} : \text{회전계통의 시정수}$$

식(2.2)을 라플라스 변환하면

$$E_b(S) = K_b \Omega(S) \quad (2.8)$$

식(2.5), (2.6), (2.7), (2.8)을 종합하여 전동기를 포함한 회전계통의 블록선도를 그리면 그림 2.3과 같다.

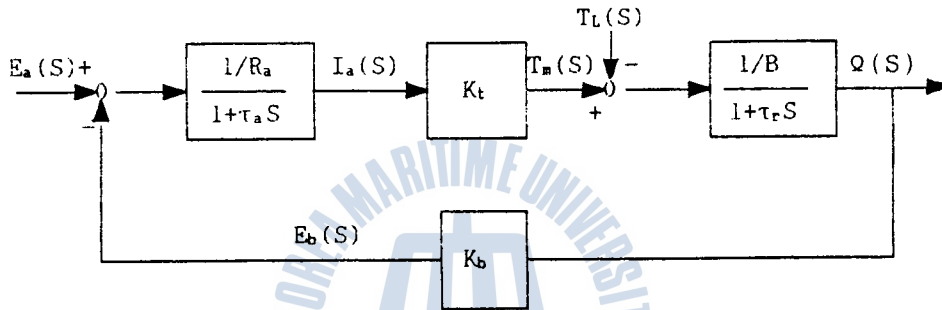


Fig. 2.3 Block Diagram of DC Motor

회전계통에 외부로부터의 부하가 추가되지 않을 경우  $T_L \approx 0$ 이므로 전기자전압  $E_a(S)$ 를 입력으로 전동기의 속도  $\Omega(S)$ 를 출력하는 회전계통의 전달함수  $G_m(S)$ 를 구하면

$$\begin{aligned} G_m(S) &= \frac{\Omega(S)}{E_a(S)} = \frac{\frac{K_t/R_a B}{(1 + \tau_a S)(1 + \tau_r S)}}{1 + \frac{1/R_a K_t}{1 + \tau_a S} \frac{1/(1/B)}{1 + \tau_r S} K_b} \\ &= \frac{K_t}{R_a B (1 + \tau_a S)(1 + \tau_r S) + K_t K_b} \\ &= \frac{K_t}{R_a B \{ \tau_a \tau_r S^2 + (\tau_a + \tau_r)S + 1 \} + K_t K_b} \quad (2.9) \end{aligned}$$

실제 전기자의 시정수  $\tau_a$ 와 회전계통의 시정수  $\tau_r$ 는 그 크기가  $\tau_a \ll \tau_r$ 이므로 식(2.9)를 아래와 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_m(S) &\approx \frac{K_t}{\{1 + (\tau_a + \tau_r)S\} R_a B + K_t K_b} \\ &= \frac{K_t/R_a B}{\{1 + (\tau_a + \tau_r)S\} + (K_t K_b)/(R_a B)} \\ &= \frac{1/K_b}{1 + \frac{R_a B}{K_t K_b} \{1 + (\tau_a + \tau_r)S\}} = \frac{K_m}{1 + \tau_m S} \quad (2.10) \end{aligned}$$

여기에서

$$\tau_m = \frac{R_a B}{K_t K_b} (1 + (\tau_a + \tau_r))$$

$$K_m = \frac{1}{K_b}$$

식(2.10)을 블록선도로 나타내면 아래 그림과 같으며 전동기를 포함한 회전계통은 1차 계통으로 간단하게 표현할 수 있다.

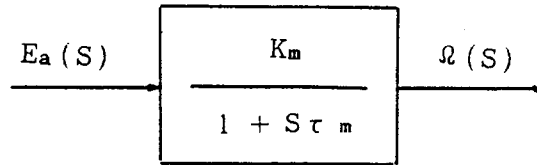


Fig. 2.4 Simplified Block Diagram of DC Motor

### 2.3 초퍼(Chopper) 전달함수

전동기의 출력은 초퍼(Chopper)에서 조절된다. 마이크로 프로세서에 제어되는 CTC (Counter Timer Circuit) 내의 프리스케일러(Pre-scaler)의 샘플링시간 T와 초핑시간 T<sub>c</sub>와의 비를 T<sub>c</sub>/T=X(t)라 하면 이 X(t)에 의하여 초퍼의 공급전압 V<sub>s</sub>는 초핑되며 그 평균전압 E<sub>a</sub>가 전동기의 공급전압이 된다. 따라서 초퍼의 전달함수는 식 (2.11)과 같으며

$$E_a(S) = V_s X(S) \tag{2.11}$$

블록선도는 그림 2.5와 같이 나타낸다.

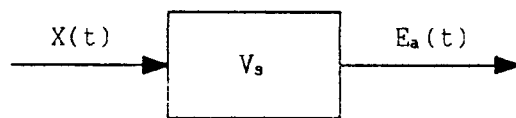


Fig. 2.5 Block Diagram of Chopper

### 2.4 위치 및 속도 검출기의 전달함수

모터 1회전당 Kn개의 펄스를 발생시키는 엔코더의 위치 전달함수 식(2.12)로 간단히 나타낼 수 있다.

$$\frac{N_\theta(Z)}{\Theta(Z)} = \frac{Kn}{2\pi} \tag{2.12}$$

여기에서

N<sub>θ</sub>(Z) : 회전자 위치의 2진수 표현

Θ(Z) : 회전자 위치의 라디안 값

전동기속도는 속도샘플링 기간동안의 펄스 갯수를 세어서 측정 할수 있는데 k번째 샘플링기간에 대한 속도의 2진수 표현은 식(2.3)으로 나타내어지고  $\Omega(Z)$ 와  $\Theta(Z)$ 사이의 전달함수는 식(2.13)을 Z변환하여 식(2.14)로 주어진다.

$$N_n(k) = \frac{\Delta N_\theta(Z)}{T} = \frac{K_n}{2\pi T} [\Theta(k) - \Theta(k-1)] \quad (2.13)$$

$$\frac{N_n(Z)}{\Theta(Z)} = \frac{K_n}{2\pi T} (1 - Z^{-1}) \quad (2.14)$$

또한  $\Theta(t)$ 와  $\omega(t)$ 사이에는 다음 관계식이 성립한다.

$$\Theta = \int \omega dt$$

위식을 Z변환하면

$$\frac{\Theta(Z)}{\Omega(Z)} = \frac{1}{1 - Z^{-1}} \quad (2.15)$$

### 3. 서어보 제어기의 설계

Z-80A 마이크로 프로세서를 직류 서어보시스템을 제어하기 위한 디지털 PID제어 알고리즘을 도출한다.

#### 3.1 디지털 PID 제어 알고리즘

이상적인 PID제어 알고리즘(Ideal PID Control Algorithm)은 서로 독립인 비례제어 동작(Proportional Control Action), 적분제어동작(Integral Control Action), 미분제어 동작(Derivative Control Action)으로 구성되며 입력을  $\Delta N_\theta(t)$ , 출력을 X(t)라 하면 각 제어동작간의 입출력 관계는 식(3.1)로 나타낼 수 있다.

$$X(t) = K_p \left\{ \Delta N_\theta(t) + \frac{1}{T_i} \int \Delta N_\theta(t) dt + T_d \frac{d\Delta N_\theta(t)}{dt} \right\} \quad (3.1)$$

종래의 아나로그 PID 제어기의 경우는 식(3.1)을 직접 실현할 수는 없고 전자, 공기, 유압 등의 방식을 이용하는 아나로그 방식으로 실현되므로 정확한 PID제어가 이루어 지지 않았다.

근래에는 마이크로 일렉트로닉스(Micro Electronics)의 진전에 따라 PID제어 뿐만 아니라 여러가지 제어방식이 마이크로 컴퓨터의 소프트웨어로 실현되고 있다. 식(3.1)을 라플라스 변환하면

$$X(S) = K_p \Delta N_\theta(S) \left( 1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (3.2)$$

여기서  $K_p$ 는 비례상수,  $T_i$ 는 적분시간,  $T_d$ 는 미분시간,  $\Delta N_\theta(S)$ 는 위치오차의 라플라스 변환값을 의미한다. 따라서 식(3.2)를 블록선도로 표시하면 그림 3.1과 같다.



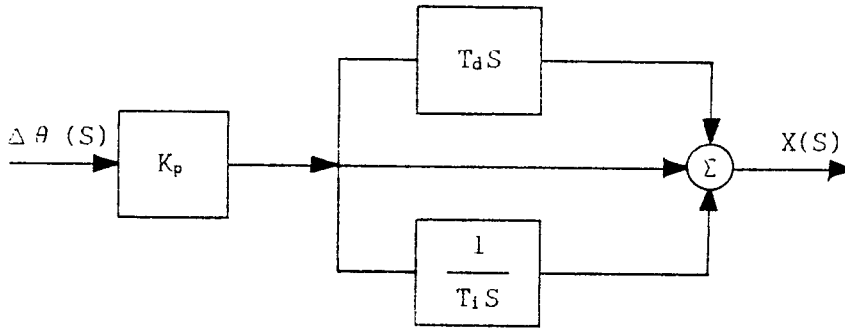


Fig. 3.1 Block Diagram of PID Controller

여기서  $1/S$ 을 높이  $\Delta N_\theta(k)$ , 폭  $T$ 인 구형파들의 합으로 근사화시키고  $S$ 를 그간  $T$ 에서 샘플링한  $\Delta N_\theta$ 의 경사  $(\Delta N_\theta(k) - \Delta N_\theta(k-1))/T$ 로 화시키면 식(3.2)의 차분방정식 (Difference Equation)은 식(3.3)과 같이된다.

$$X(k) = k_p \Delta N_\theta(k) + \frac{K_p}{T_i} \sum_{i=0}^k \Delta N_\theta(k-i) T + K_p T_d \frac{\Delta N_\theta(k) - \Delta N_\theta(k-1)}{T} \quad (3.3)$$

식(3.3)을 적분값에 의한 와인드 업(Wind-up) 현상을 방지해 주는 속도형(Velocity Form)으로 나타내면 식(3.4)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \Delta X(k) &= X(k-1) - X(k-1) \\ &= K_p \{ \Delta N_\theta(k) - \Delta N_\theta(k-1) \} + K_i \Delta N_\theta(k) \\ &\quad + K_D \{ \Delta N_\theta(k) - 2\Delta N_\theta(k-1) + \Delta N_\theta(k-2) \} \end{aligned} \quad (3.4)$$

여기서

$$K_i = \frac{K_p T}{T_i} \quad K_D = \frac{K_p T_d}{T}$$

식(3.4)을 Z변환 하면 식(3.5)을 얻는다.

$$X(Z) = (K_p + K_i \frac{Z}{Z-1} + K_D \frac{Z-1}{Z}) \Delta N_\theta(Z) \quad (3.5)$$

### 3.2 위치제어계통의 블록선도

식(2.10)을 Z변환하면

$$G_m(Z) = \frac{\Omega(Z)}{E_a(Z)} = \frac{K_m / \tau_m}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_m}} Z^{-1}}$$

$$E_a(Z) = V_s X(Z)$$

Z-80A의 입력  $\Delta N_\theta(Z)$ 와  $\Delta N_\alpha(Z)$ 는 아래식과 같이 주어진다.

$$\Delta N_\theta(Z) = N_{\theta r}(Z) - N_\theta(Z) \quad (3.8)$$

$$\Delta N_\alpha(Z) = N_{\alpha r}(Z) - N_\alpha(Z) \quad (3.9)$$

앞에서 구한 식 (3.5) ~ (3.9)와 식 (2.13), (2.14)로 디지털 위치제어 시스템의 블록선도를 그리면 그림 3.2과 같다.

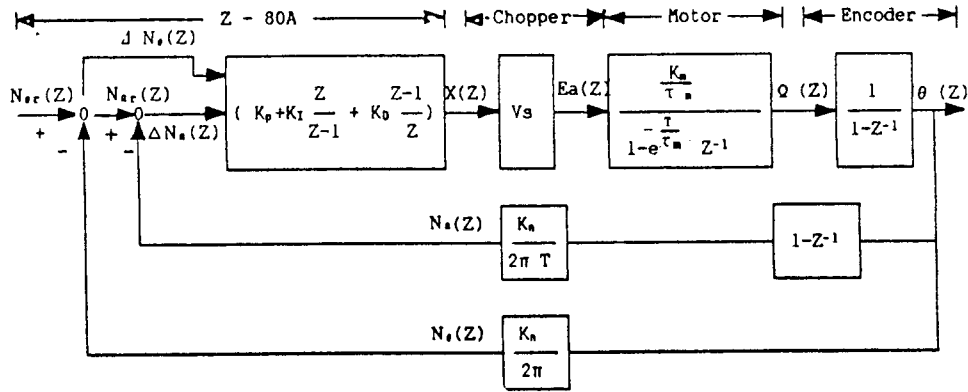


Fig. 3.2 Block Diagram of digital position Control System

#### 4. 하아드 웨어 구성

그림 4.1는 직류서어보 전동기의 위치제어를 수행하기 위하여 적용한 전체 시스템의 구성도이다. 본 시스템은 (1) 전력 변환부, (2) 정·역전 판별회로, (3) 속도 검출기, (4) 위치 검출기, (5) 현재위치 디스플레이 장치 및 (6) 전시스템을 제어하기 위한 마이크로 프로세서부로 나누어 진다.

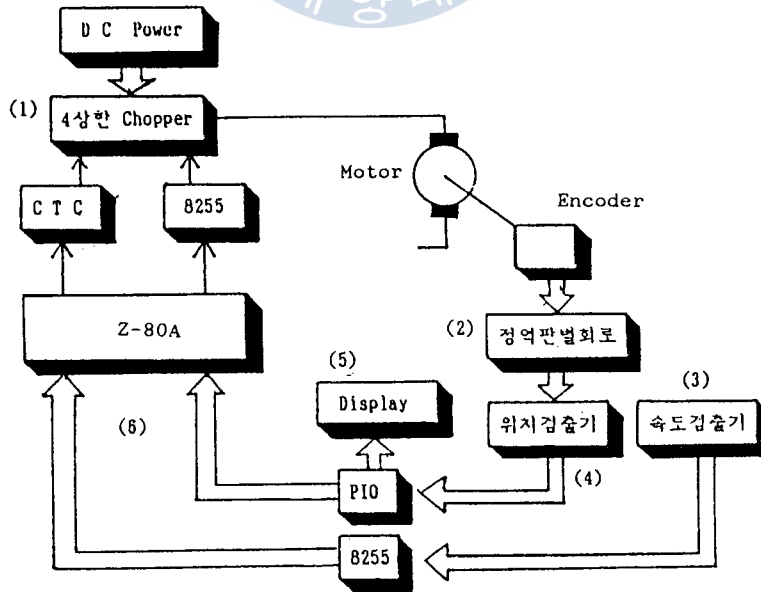


Fig. 4.1 Schematic of Total System

#### 4.1 마이크로 프로세서 및 PWM신호 발생부

위치 및 속도의 오차신호를 소프트웨어에 의해 PID 제어 알고리즘으로 보상하기 위하여 본 실험에서는 Z-80A(4MHz) 마이크로 프로세서를 사용했으며 CPU와 주변기와의 인터페이스는 Z-80A PIO와 8255를 사용하여 실현했으며 그 내부구조는 그림 4.2와 같다.

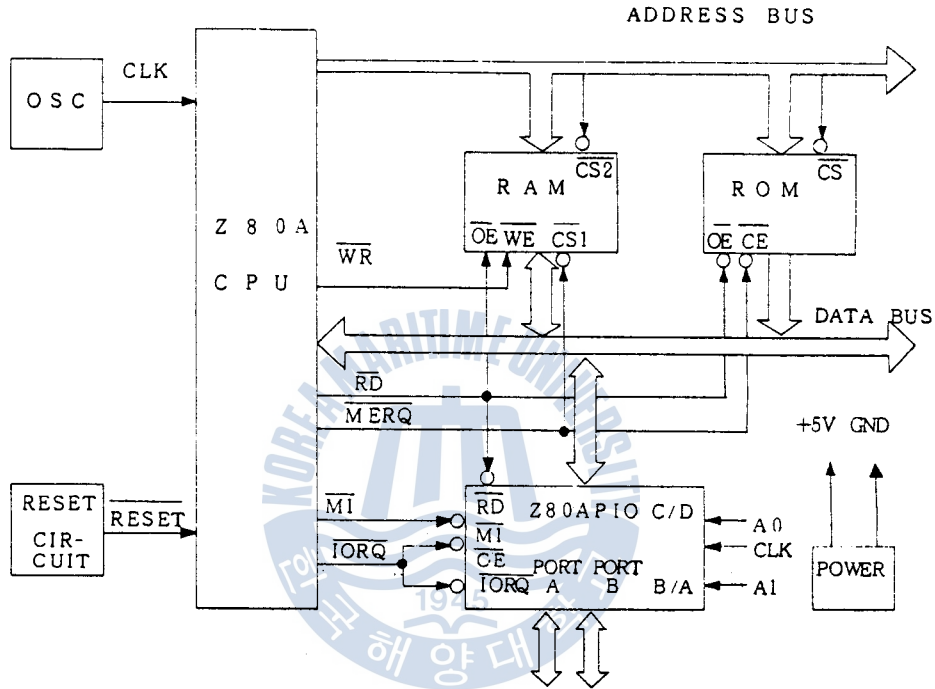


Fig. 4.2 Basically Internal Structure of Z-80A

PWM(Pulse Width Modulation)신호 발생부로는 Z-80A 패밀리의 CTC(Counter Timer Circuit)의 출력을 사용하고 그 회로는 그림 4.3과 같으며 프리스케일러(Prescaler)와 초핑시간(Chopping Time)을 조절함으로써 펄스폭 제어를 가능하도록 하였다. CTC Channel 0 Mode로 프리 스케일러를 1/256로 선택했고 시간상수는 70으로 결정함으로써 J, K 플립플롭(Flip Flop: 74LS73) CLK 단자에 인가시켜 한번 분주시킨 타이밍 차트(Timing Chart)는 그림 4.4과 같이 나타내도록 했으며 정전 또는 역전제어는 8255 C포트(PORT)로서 제어하도록 하였다.

#### 4.2 PWM 증폭기의 구동회로 및 증폭회로

이회로의 동작은 CTC에서 분주된 PWM신호가 아나로그 전원에서 발생하는 외란의 영향을 받지 않도록 포토 커플러(Photo Coupler)를 사용하여 PWM신호 발생부와 전력증폭기를 분리시켰으며 이에 대한 회로는 그림 4.5에 나타나 있다.

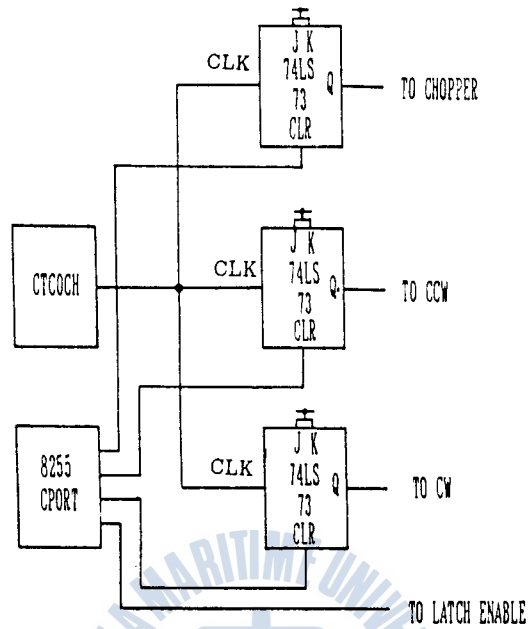


Fig. 4.3 PWM Signal Generating Part Circuit



Fig. 4.4 Timing Chart of PWM Signal

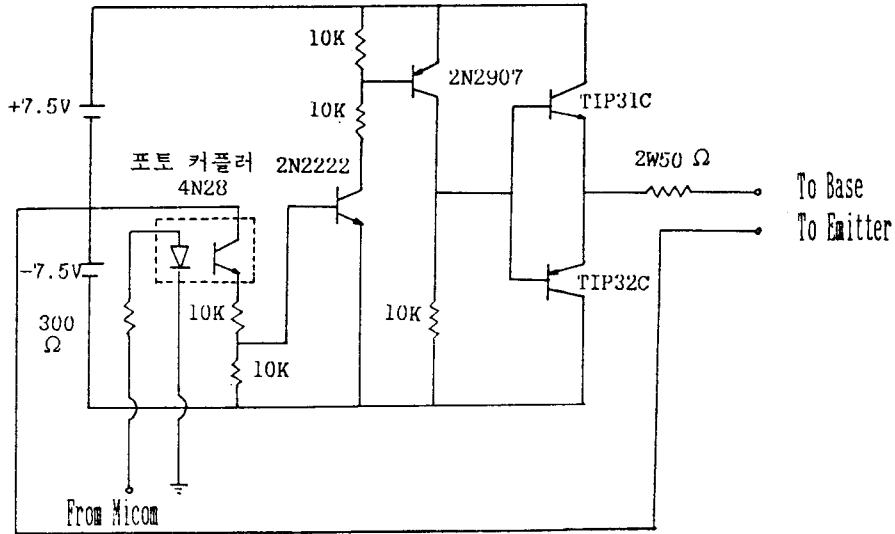


Fig. 4.5 Drive Circuit of PWM Amplifier

PWM 증폭기 구동회로로부터 주어진 펄스신호에 의하여 공급전압  $V_s$ 는 초핑된다. 이 경우 트랜지스터는 스위칭시키는 방법에 따라 단극형(Unipolar Mode), 쌍극형(Bipolar Mode), 제한된 단극형(Limited Unipolar Mode)등으로 분류할 수 있으며 본 연구에서는 모터를 정전 또는 역전시키기에 편리한 쌍극형을 사용하였다.

PWM 증폭기를 쌍극형으로 동작시키는 경우 TR1과 TR4가 ON 상태이면 정전이 되고

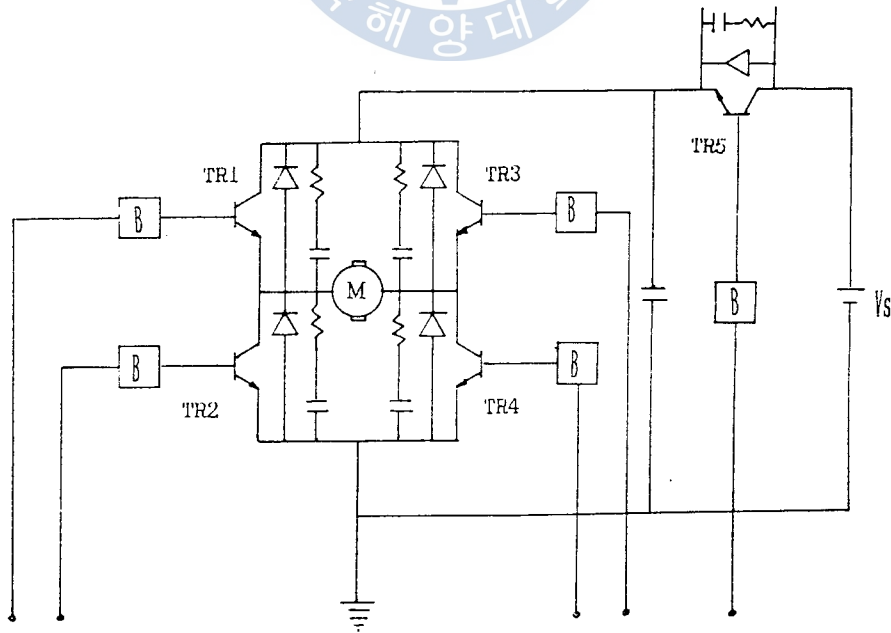


Fig. 4.6 PWM Amplifier Circuit

TR2와 TR3가 ON이 되면 역전상태가 된다.

또 정전상태에서 역전상태로 전환 될때 트랜지스터의 스위칭 상태를 바꾸어 주게 되는데 실제의 트랜지스터는 이상적인 소자가 아니므로 TR1과 TR2, TR3과 TR4가 동시에 도통되면서 Vs와 접지점 사이에 단락회로(Short Circuit)가 형성되어 증폭기 회로가 파괴 될 가능성이 있다. 이를 방지하기 위해서는 그림 4.7에서 TR1과 TR4, TR2와 TR3를 구동시키는 PWM신호 사이에 지연시간(Dead Time) d가 필요하다. 따라서 본 연구에서는 정전시와 역전시의 원층 지연시간을 프로그램상으로 처리하였다.

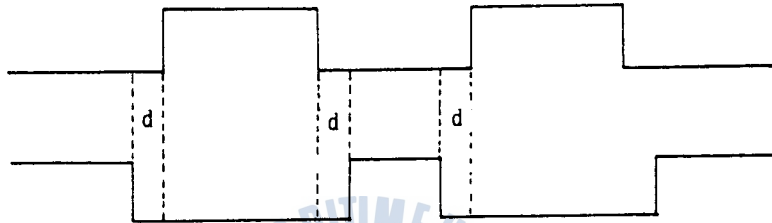


Fig. 4.7 PWM Pulse Dead Time

PWM 신호의 주기를 T, 지연시간을 d, 직류 전원전압을 Vs라고 하면 트랜지스터의 포화전압을 무시할 경우 모터에 인가될 수 있는 최대전압은 식 4.1로 주어진다.

$$E_a |_{\max} = (1 - \frac{2d}{T}) V_s \quad (4.1)$$

식 4.1에서 알 수 있듯이 d가 커질수록 전원전압의 이용율이 떨어지므로 가능한 한 d를 줄이는 것이 요구된다.

#### 4.3 엔코더 신호 판별회로

모터 1회전당 Kn개의 펄스를 발생하는 엔코더의 진상(Lead), 및 지상(Lag)신호로부터 모터의 속도 및 위치검출기의 분해능을 높이기 위한 4채널 펄스의 K배출기는 진상(a), 지상(B)신호의 한주기당 라이징에지(Rising Edge)와 폴링에지(Falling Edge)를 단안정 멀티바이브레이터(74LS123)로 찾아 이를 OR Gate인 74LS32로 ORing시켜 4채널에 해당하는 펄스를 발생시키며 모터의 정전과 역전에 따른 진상(A)및 지상(B)신호를 D형 플립플롭(Delay Flip Flop)의 입력 D와 클럭단자에 인가시킨다. D형 플립플롭은 2개의 입력과 출력을 가지고 있으며 입력의 클럭신호가 0 → 1로 변화한 시점이 입력 D의 상태를 Q로 하며 그의 반전한 상태가 Q̄에 각각 출력된다. 따라서 모터가 정전일 경우에는 Up신호가 발생되고 역전일 경우에는 Down신호가 발생된다. 이에 대한 회로와 타이밍 차트는 각각 그림 4.8과 4.9에 나타나 있다.

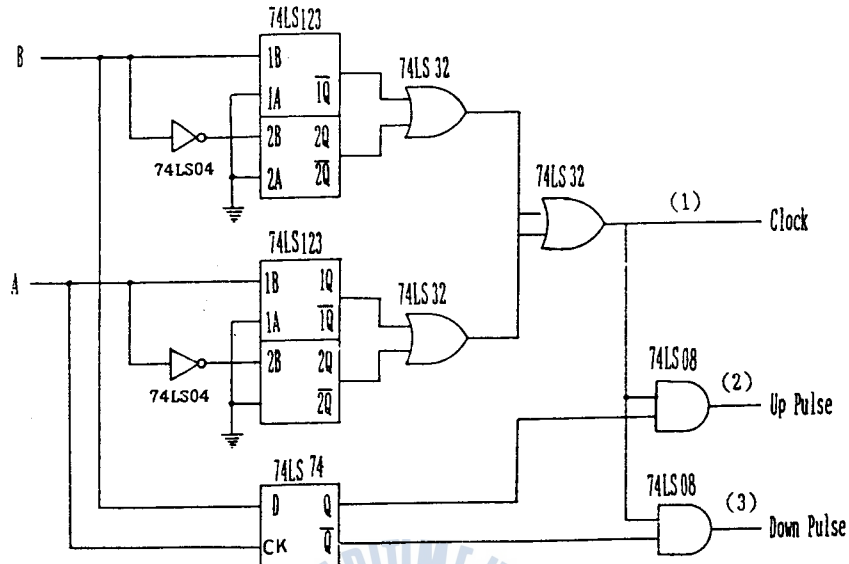


Fig. 4.8 Pulse Coding Circuit of Encoder

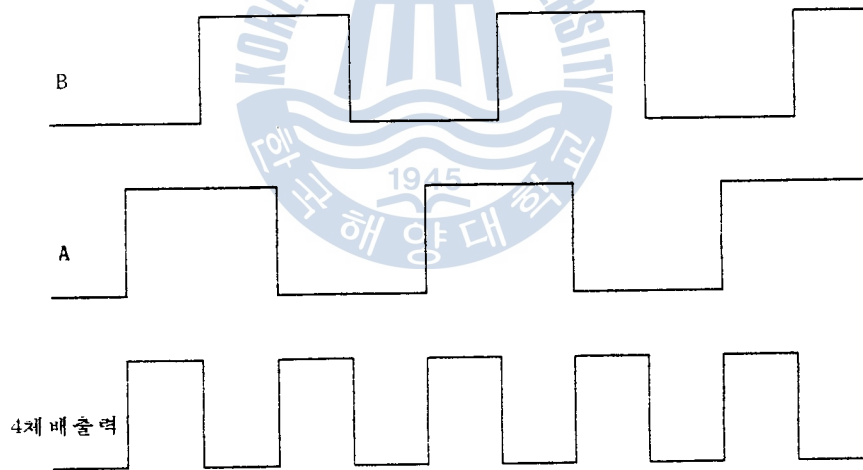


Fig. 4.9 (1) Part Timing Chart

#### 4.4 속도 및 위치검출기

서어보모터 축에 직결된 엔코더의 이득은 서어보모터가 1회전 할때 마다 1440개의 펄스를 발생하므로 1440이 된다.

속도검출기는 엔코더 신호판별회로로 부터 발생된 펄스수를 샘플링시간(100ms)동안 세어 속도를 측정하도록 하였으며 3개의 Up/Down 카운터를 직렬로 연결하여 10 bit로 구성하였다. 이에 대한 회로는 그림 4.10과 같다. 또한 속도검출기의 래치(Latch)와 카운

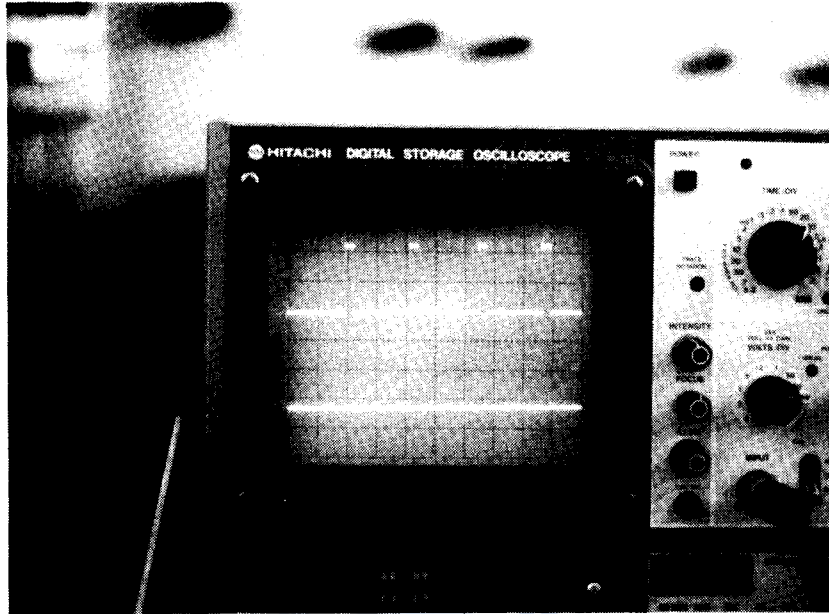


Fig. 4.9 (2) Part Timing Chart

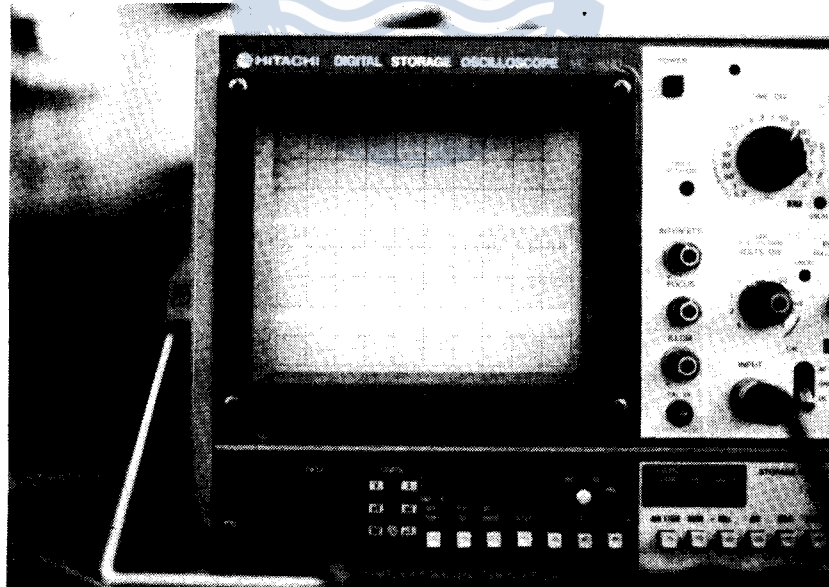


Fig. 4.9 (3) Part Timing Chart

터 인에이블(Counter Enable)을 10ms 마다 동작 시킨 후 클리어(Clear)시키는 제어 타이밍 차트는 그림 4.11과 같다.



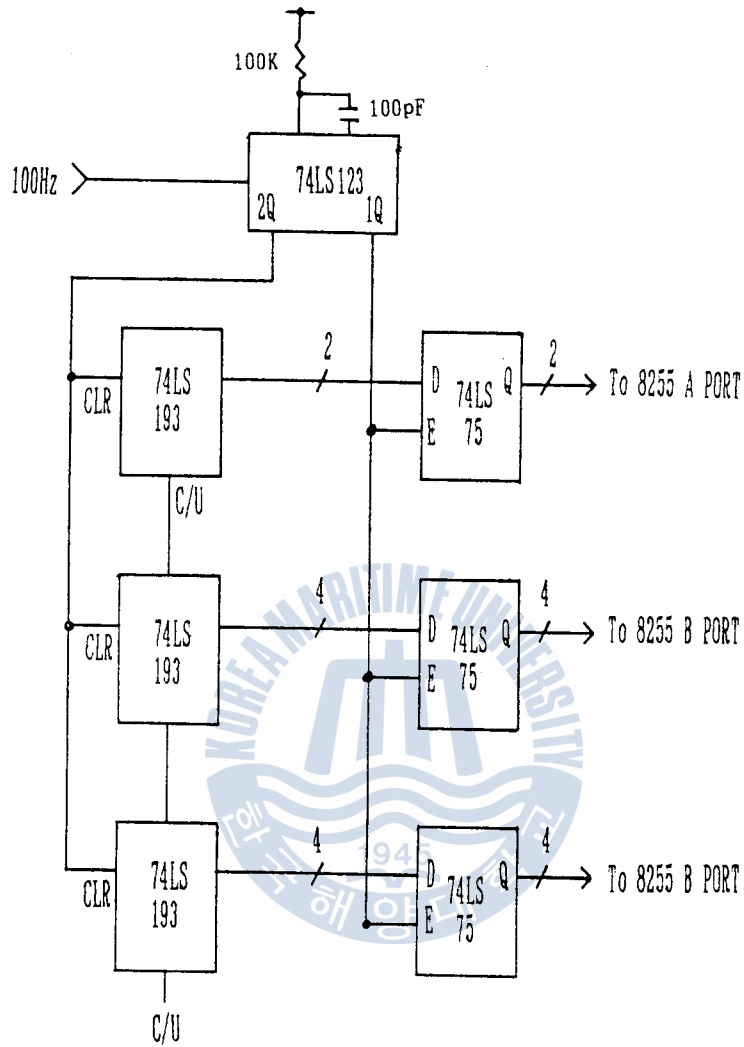


Fig. 4.10 Speed Detector Circuit

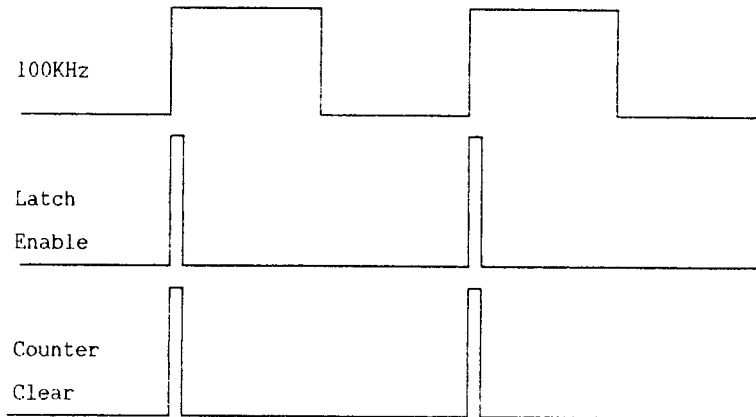


Fig. 4.11 Timing Chart of Speed Detector

위치검출기는 모터의 기동시부터 정지시까지의 엔코더로부터 발생하는 펄스를 방향에 따라 Up/Down 카운터하고 4 bit의 Up/Down 카운터 4개를 직렬로 연결하여 16 bit로 구성하여 65535개의 펄스를 카운터할 수 있도록 하였으며 4개의 펄스가 1°에 해당하므로 최대 16384°까지 측정 가능토록 하였다. 또 현재위치를 직접 확인할 수 있도록 7 Segment LED로 표시할 수 있도록 하였다. 이에 대한 회로와 타이밍 차트는 그림 4.12, 4.13에 나타나 있다. 따라서 본 논문에서 사용한 엔코더는 KOYO사 제품의 360 PPR (Pulse Per Revolution)이나 4배배한 결과 1440 PPR이 되므로 위치 및 속도 검출기의 각 bit당 분해능 식은 각각 식(4.2), (4.3)과 같다.

$$1\text{bit} = \frac{2\pi}{Kn} \text{ (rad)} \quad (4.3)$$

$$1\text{bit} = \frac{60}{TKn} \text{ (rpm)} \quad (4.2)$$

결국 Kn=1440, T=0.01이므로 1 bit당 위치 분해능은 0.25°, 속도 분해능은 4.2rpm 이 된다.

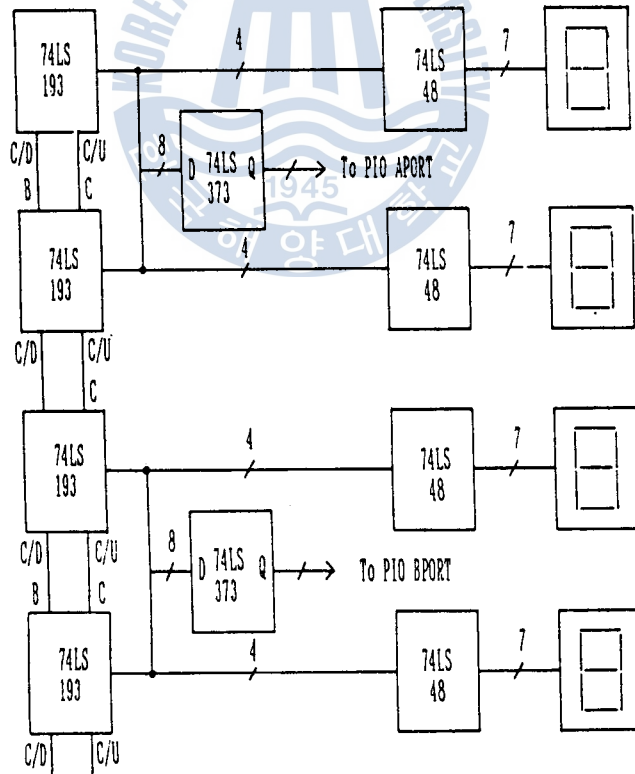


Fig. 4.12 Position Detector and Position Display Circuit

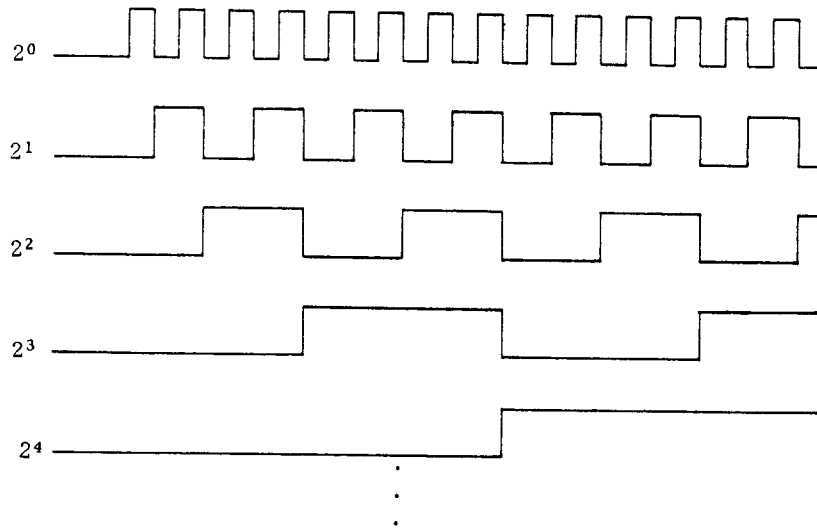


Fig. 4.13 Timing Chart of Position Detector

## 5. 시뮬레이션 및 실험

그림 5.1은 본 논문에서 구성한 실험장치를 나타내며 실험에 사용된 전동기와 엔코더의 사양은 표 1과 같다.

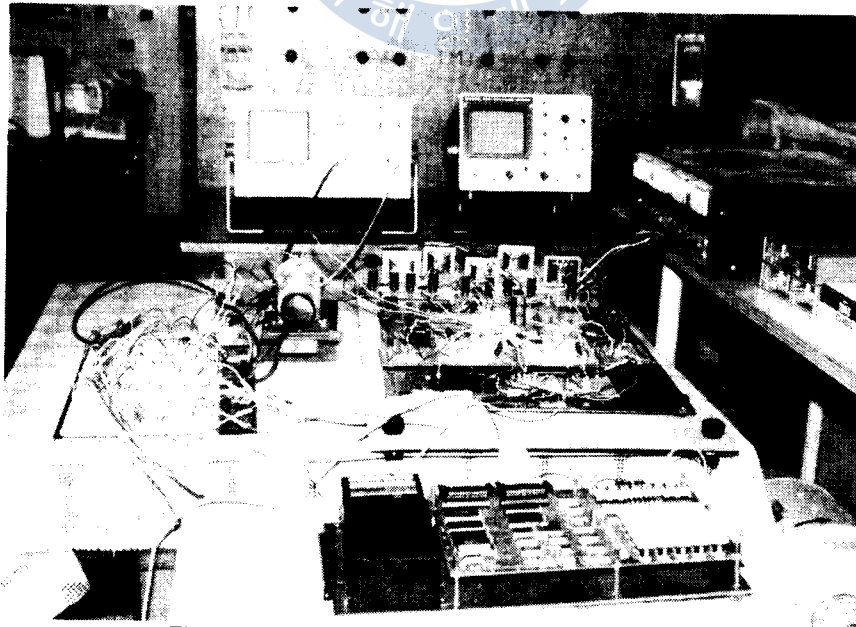


Fig. 5.1 Overall View of Experimental Apparatus

### 5.1 수치계산 및 시뮬레이션

실험에 적용할 PID 제어기의 퍼래미터를 구하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션은 제어대상을 동작점 부근에서 선형화하여 동태방정식(Dynamic Equation)으로 나타내면 식(5.1)로 표시되고 사용된 전동기의 퍼래미터는 표 1과 같다.

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_m/\tau_m \end{bmatrix} E_a$$

$$\begin{bmatrix} \theta \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \end{bmatrix}^T \quad (5.1)$$

도달시간 3초, 정정시간 5초, 오버슈트가 3%이내가 되도록 PID 제어기의 퍼래미터를 설정하기 위하여 식(5.1)의 1계연립미분방정식을 Runge-Kutta법에 의해 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였고 샘플링시간은 0.01초로 하였다. 그림 5.2와 5.3은 PID제어기의 비례상수, 적분상수 및 미분상수를 변화시켰을 때의 시뮬레이션한 결과를 나타내고 그림 5.4는 시뮬레이션 프로그램 흐름도를 타나낸다.

Table. 1 모터사양

모	터	사	양
제작사 및 모델	SANYO, MOO33T		
출력	35W		
정격전압	24V		
정격전류	2A		
회전수	3500 RPM		
전기자저항	5.0Ω		
전기자인덕턴스	3.1mH		
시정수	0.147sec		
토크정수	0.4kg-cm/A		
유기전압정수	4.1V/K rpm		

엔코더사양

엔	코	더	사	양
제작사, 모델	KOYO, TRO-J-RZ			
전원전압	D.C 4.75-30V			
신호형식	2상출력, 위상차 90±45°			
최대허용회전수	5,000 ROM			
최대허용주파수	18KHz			
펄스수	360			

### 5.2 실험

위치센서로 엔코더를 사용하는 직류 서어보 시스템에 대하여 직류서보 전동기, 초퍼, 위치 및 속도검출기의 각 변수값과 상기의 과도답을 만족하는 PID제어기의 비례상수, 적분상수 및 미분상수를 1.2, 8.4, 0.88로 설정하고 기준위치( $\theta_r$ )를 12510°, 8750°, 420로 변화시켜 위치제어를 15회 반복 실험한 결과를 그림 5.5와 표, 그림 5.6과 표3, 그림 5.7

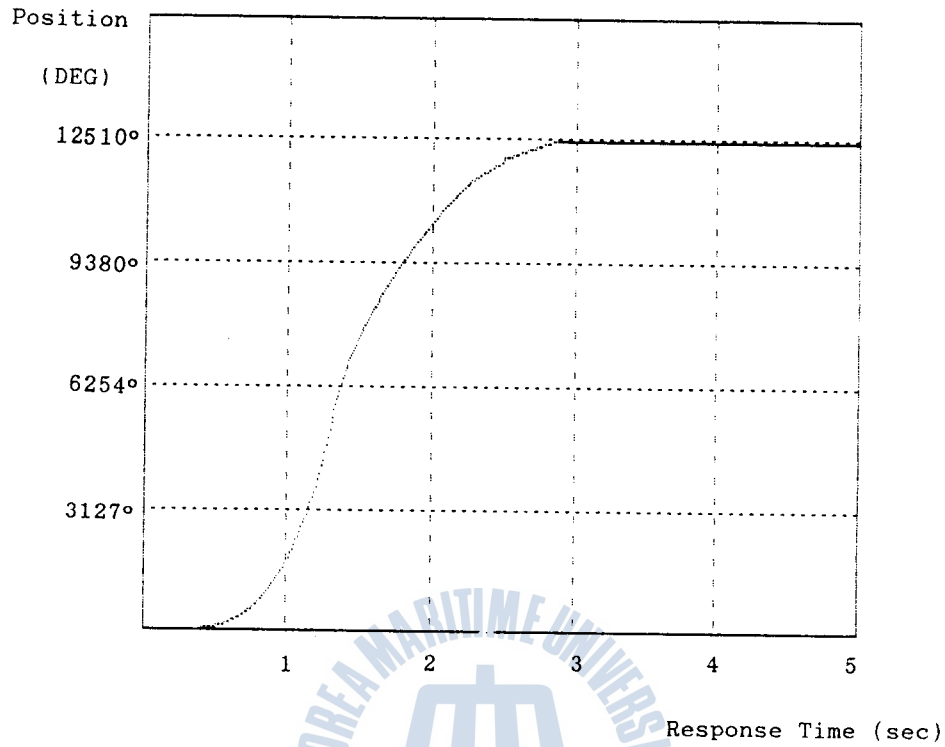


Fig. 5.2 Position Simulation Results ( $K_p: 1.2, K_i: 8.4, K_d: 0.88$ )

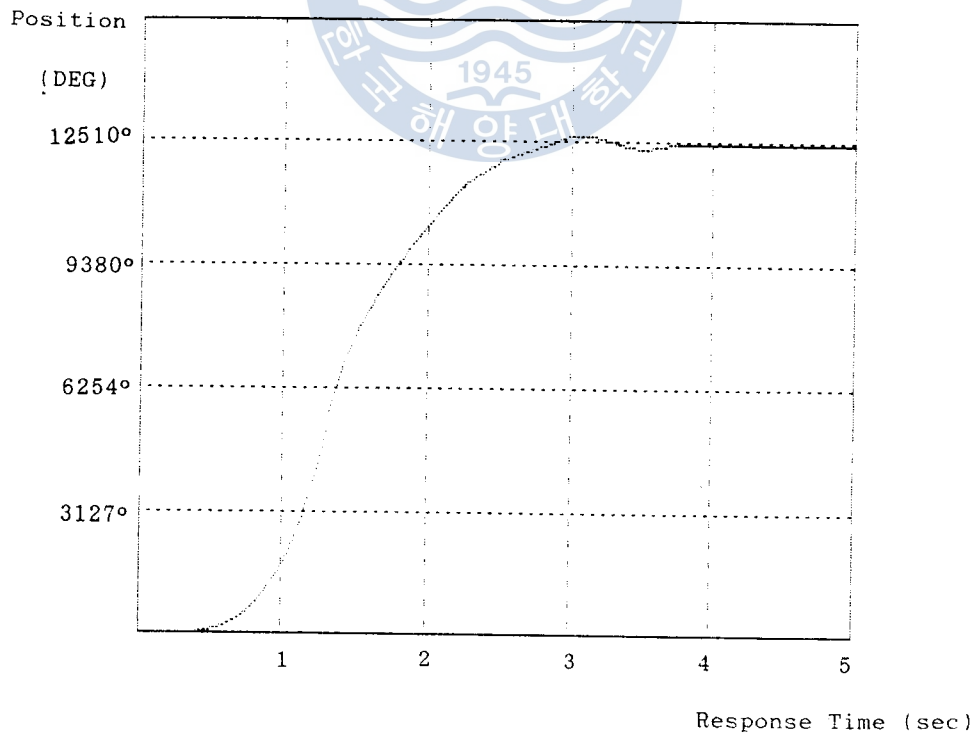


Fig. 5.3 Position Simulation Results ( $K_p: 1.5, K_i: 7.0, K_d: 0.9$ )

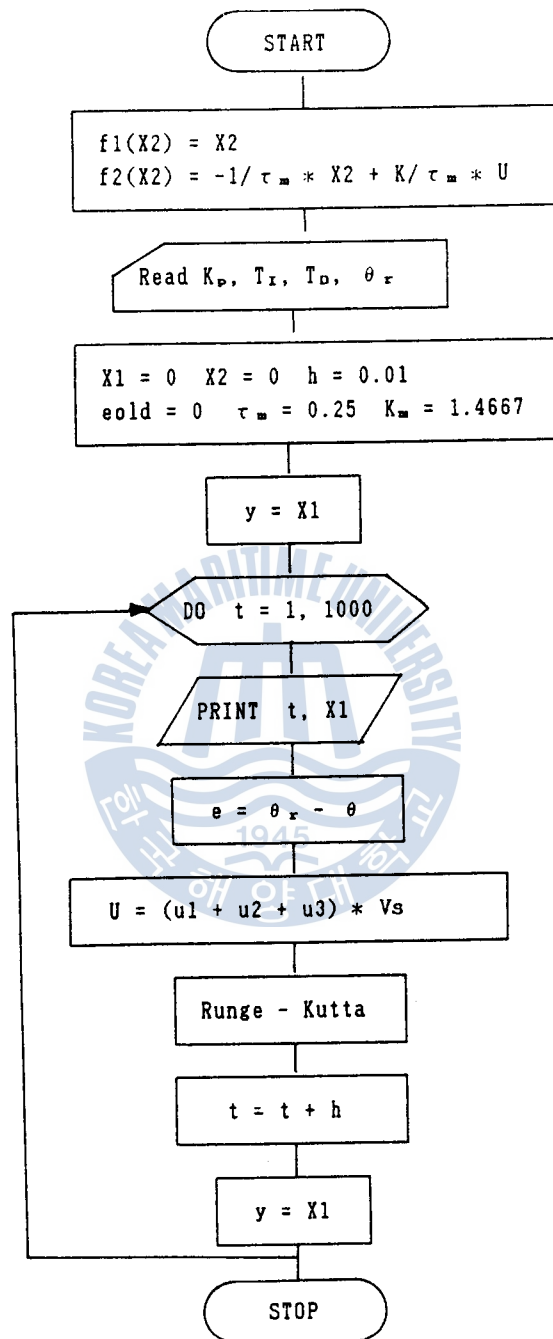


Fig. 5.4 Simulation Flow Chart

과 표 4에 각각 나타내었다. 위치결과 데이터는 마이크로 프로세서의 메모리 용량부족으로 100ms마다 취였다.

본 실험의 주제어흐름도(Main Flow Chart)는 그림 5.8에, 부제어흐름도(Sub Flow Chart)는 그림 5.9에 각각 나타내었고 기준위치와 현위치의 차는 펄스 갯수로 계산하며 위치오차가 50개보다 작으면 속도모드를 무시하고 위치모드만을 수행토록 하여 PID제어를 행하였다. 또한 소비에너지의 최소화를 위해서 위치오차가 100개 보다 작으면 감속, 1000개 보다 작으면 등속, 10000개 보다 작으면 가속회전토록 하여 속도모드를 수행한 뒤 위치모드를 행하도록 하였다.

Table 2 Position Measurement Data( $\Theta_r=12510^\circ$ )

	기준위치	추종위치	위치오차	평균치	평균치오차
1	12510°	12510.75°	0.75°	12510.47°	0.4°
2	12510°	12510.50°	0.5°		
3	12510°	12509.25°	-0.75°		
4	12510°	12510.50°	0.5°		
5	12510°	12510.50°	0.5°		
6	12510°	12510.75°	-0.75°		
7	12510°	12511.0°	1.0°		
8	12510°	12510.75°	0.75°		
9	12510°	12509.75°	-0.25°		
10	12510°	12509.75°	-0.25°		
11	12510°	12510.25°	0.25°		
12	12510°	12510.5°0.5°			
13	12510°	12510.75°	0.75°		
14	12510°	12510.25°	0.25°		
15	12510°	12510.75°	0.75°		

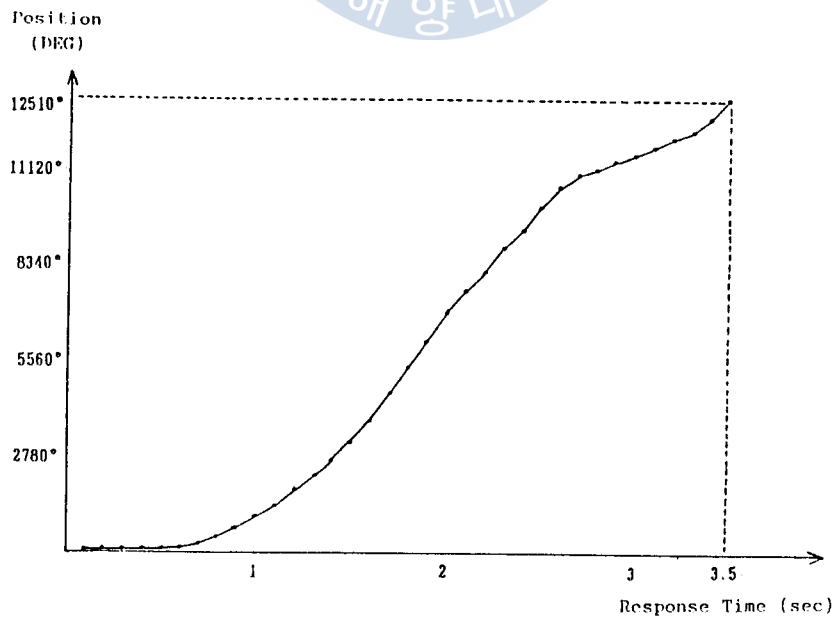
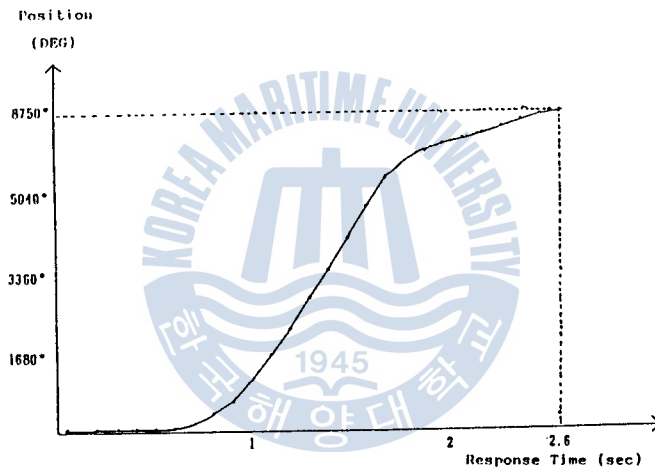


Fig. 5.5 Position Transition Curve (Reference Position 12510°)

**Table 3 Position Measurement Data( $\Theta_r=8750^\circ$ )**

	기준위치	추종위치	위치오차	평균치	평균오차
1	8750°	8750.50°	0.50°	8750.80°	0.24°
2	8750°	8749.25°	-0.75°		
3	8750°	8750.75°	0.75°		
4	8750°	8760.00°	1.00°		
5	8750°	8750.25°	0.25°		
6	8750°	8750.50°	0.50°		
7	8750°	8750.25°	0.25°		
8	8750°	8749.75°	-0.25°		
9	8750°	8749.50°	-0.50°		
10	8750°	8750.25°	0.50°		
11	8750°	8750.50°	0.50°		
12	8750°	8750.75°	0.75°		
13	8750°	8749.50°	-0.50°		
14	8750°	8750.25°	0.25°		
15	8750°	8750.50°	0.50°		



**Fig. 5.6 Position Transition Curve (Reference Position 8750°)**

**Table 4 Position Measurement Data( $\Theta_r=4230^\circ$ )**

	기준위치	추종위치	위치오차	평균치	평균오차
1	4230°	4230.50°	0.50°	4230.20°	0.27°
2	4230°	4230.25°	0.25°		
3	4230°	4230.25°	0.25°		
4	4230°	4229.75°	-0.25°		
5	4230°	4231.00°	1.00°		
6	4230°	4230.75°	0.75°		
7	4230°	4229.50°	-0.50°		
8	4230°	4230.50°	0.50°		
9	4230°	4230.25°	0.25°		
10	4230°	4230.75°	0.75°		
11	4230°	4229.75°	-0.25°		
12	4230°	4229.75°	-0.50°		
13	4230°	4230.50°	0.50°		
14	4230°	4230.25°	0.25°		
15	4230°	4230.50°	0.50°		



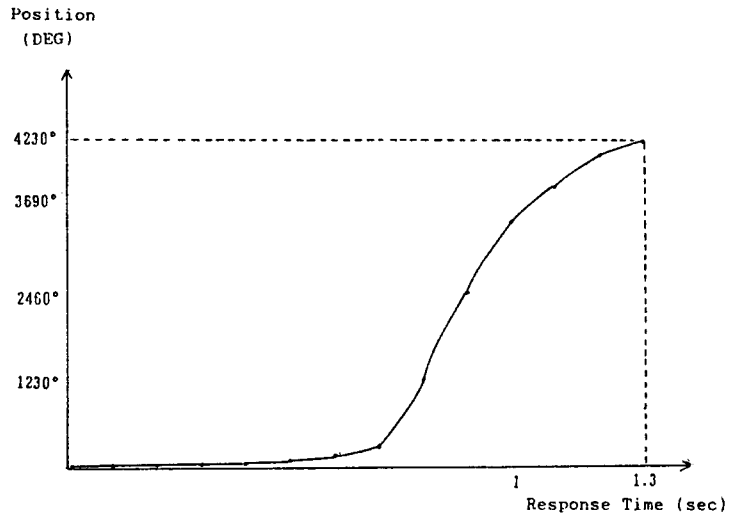


Fig. 5.7 Position Transition Curve (Reference position 4230°)

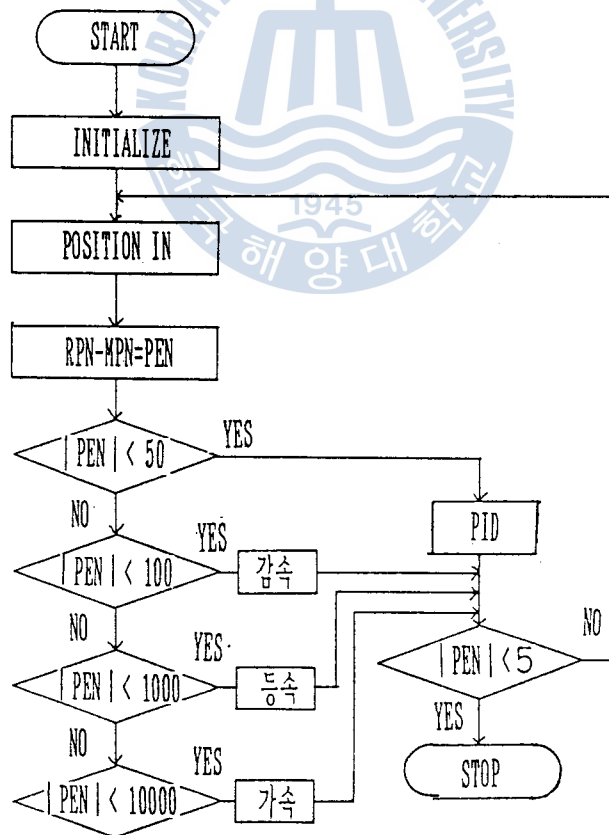


Fig. 5.8 Main Flow Chart

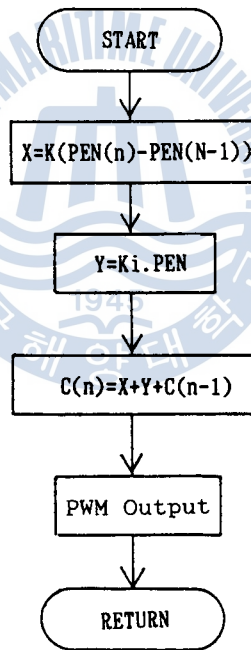
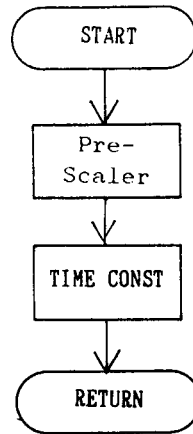


Fig. 5.9 Sub-Flow Chart

### 5.3 실험결과 분석

감속기가 없는 상태에서 기준위치가 각각 12510°, 8750°, 420°일때 시뮬레이션 한 값과 실험값이 거의 일치함을 보이고 있으나 표 2는 평균 도달위치가 12510.47°이고 평균 위치오차는 0.4°, 표 3은 평균 도달위치가 8750.80°이고 평균 위치오차는 0.24°, 표 4는 평균 도달위치가 4230.20°이고 평균 위치오차는 0.27°임을 각각 나타내고 있다. 위의 실험

결과로부터 기준위치의 설정을 변화시켜도 결과는 거의 같다는 것을 알 수 있었다.

그러나 그림 5.2와 5.5의 응답곡선을 비교해 볼때 상승시간, 정지시간이 약간 불일치한 점은 직류전동기의 인덕턴스(La)가 작은 것으로 간주하여 직류전동기를 1차계로 모델링 하였을 뿐만 아니라 쿨롱마찰등 비선형 요소의 영향을 무시하여 수치계산을 한 결과라고 생각된다.

전동기는 기준위치(오차허용도 펄스 5개)에 정지하면 토크는 발생되지 않는다. 그러나 정지시에 외부의 진동등에 의하여 현재위치에서 기준위치를 벗어나지 않도록 유지토크를 필요로 한다. 본 논문에서는 정지상태에서 기준위치로 부터 벗어나면 적절한 정전, 역전부호를 프로그램상으로 유지토크를 발생시키도록 하였다. 오차허용도를 펄스 갯수 5이하로 줄일 경우 그림 5.10에서와 같이 심한 진동이 발생함을 보았다. 위치오차를 더이상 줄일 수 없는 이유로는 회전계통의 건성마찰과 8bit 마이크로 프로세서의 성능상 16 bit의 위치 데이터를 한번에 처리를 하지 못한 점에서 비롯되는 오차라고 생각된다.

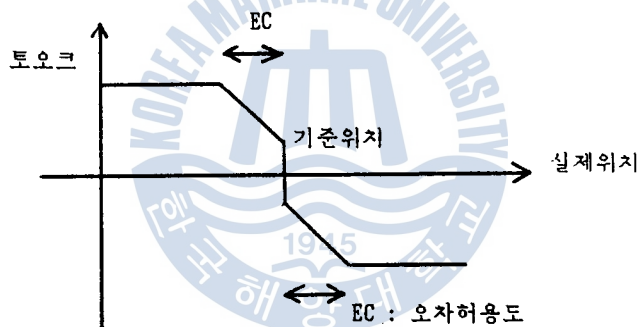


Fig. 5.10 Hold Torque Characteristic Curve

## 6. 결 론

본 연구에서 제안한 직류서어보 전동기의 위치제어를 위하여 펄스엔코더를 속도와 위치 센서의 두가지 기능을 동시에 갖게하고 위치오차를 디지털 PID방식으로 보상함으로써 해서 다음과 같은 결론을 얻었다.

1) 직류서어보 전동기의 위치제어에 있어서 시스템의 정확도 및 신뢰도를 좌우하는 요소로는 엔코더의 성능을 들 수 있는데 본 논문에서는 1회전당 360개의 펄스를 발생시키는 엔코더를 4 체배 회로에 인가시켜 1펄스당 0.25°의 분해능을 얻었으며 1회전당 더 많은 펄스를 발생시키는 엔코더를 사용하면 훨씬 더 정밀한 위치제어가 가능하다는 것을 알았다.

2) 위치검출기의 펄스카운터(74LS193)는 모터가 정전에서 순간적으로 역전이 될 경우

모터의 관성 등에 의한 펄스결손이 발생하는데 이에 대한 개선방안으로 엔코더 펄스판별 회로에서 출력되어 지는 Up신호와 Down신호를 3 State Octal Tranceiver(74LS245)를 통해 펄스카운터에 주도록 하여 정전(Up)신호가 발생되면 펄스카운터의 캐리(Carry)신호만 발생시키고 역전(Down)신호가 발생되면 보로우(Borrow)신호가 발생되도록 하여 펄스결손에 의한 비정상적인 카운팅을 방지하였다.

그러나 전동기에 부하를 걸지 못한 점, 외란에 대처할 수 있는 알고리즘, 고성능의 마이크로 프로세서를 사용하지 못한 점등은 차후 계속 연구되어야 할 과제라 생각되어 진다.

### 참고문헌

- 1) A. Frank D'Souza ; "Design of control systems", Prentice-Hall, Inc. 1988
- 2) Benjamin. C. Kuo ; "Digital control system"
- 3) Rodnay Zaks ; "Programming the Z80", 3ed, Sysbex Inc. 1982
- 4) 도서출판 세운 ; "DC모터의 제어회로 설계", pp.141-160, 1985
- 5) 도서출판 세운 ; "Z-80 패밀리 핸드북"
- 6) J.Tal ; "Design and analysis of pulse width modulated amplifiers for DC servo systems," IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., vol.IECI-23, pp.47-55, Feb. 1976
- 7) T.J. Maloney and F.L. Alvarado ; "A digital method for DC motor speed Control," IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., vol. IECI-23, pp.44-47, Feb. 1976.
- 8) J.B. Plant, S.J. Jorna, and Y.T. Chan ; "Microprocessor control of position or speed of an SCR DC motor drive", IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum. vol IECI-27, pp.228-234 1980
- 9) P.C. Tang, S.S. Lu, and Y.C. Wu ; "Design and implementation of a fully digital DC servo system based on a single chip microcomputer", IEEE Trans. Ind. Electron., vol IE-29, pp.295-298, Nov. 1982.
- 10) Philippe Mota ; "Digital position servo system:A state variable feedback system", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IA-20, No. 6. pp.1473-1481.
- 11) 노영오, 박진길 ; "마이크로 프로세서를 이용한 직류전동기의 속도제어에 관한 연구", 한국해양대학 대학원 논문집, 1986
- 12) 권순학 외 4인 ; "교육용 로봇 설계에 관한 연구-DC 서어보 전동기의 위치 및 속도제어기를 중심으로-", 전기학회 논문집 제33권 제9호, pp.327-339, 1984.
- 13) 홍문찬, 윤덕용, 박영진 ; "DC서어보 모터의 위치제어 시스템의 정밀도 향상 및 정지 토오크 발생", 단국대학교 대학원 논문집, 1989
- 14) 조현문 ; "마이크로 프로세서에 의한 직류 서어보 전동기의 속도, 위치제어에 관한 연구", 동아대학교 대학원 논문집, 1983