

# 병렬 루프 시스템을 이용한 직류 전동기의 제어기에 관한연구

## The Speed Regulator of DC Motor Using the Parallel Loop System

李成栢\* ·李宗圭\*\* ·元榮鎭\* ·金永洙\*\*

(Seong-Back Lee ·Jong-Kue Lee ·Young-Jin Won ·Young-Soo Kim)

### 요 약

마이크로프로세서를 이용한 전동기 제어 시스템에서 속도는 연속되는 두 펄스 사이의 시간을 측정하는 방법(T기법)과 단위 시간당 펄스 발생기로 부터 나온 펄스의 수를 계수하는 방법(M기법)을 이용하여 측정 할 수 있다.

전류 모드와 속도 모드로 구성된 병렬 루프 시스템(parallel loop system)에서의 제어 모드는 단위 시간당 펄스의 허용 오차에 따라 결정 된다. 즉 부하 왜란에 의한 속도 오차가 허용 오차 보다 적다면 제어 모드는 속도 모드로 천이되고, 속도 오차가 허용 오차 보다 크다면 제어 모드는 전류 모드로 천이 된다.

본 논문은, DC 전동기의 제어 시스템에 마이크로프로세서를 사용함으로써 고속 응답 속도 제어(regulating) 시스템을 새로운 제어 방법으로 실현 하였다.

### Abstract

Commonly two method have used to measure the speed in a motor control system which is suitable for microprosesser-based mortor drive. One method is T method which measure the reciprocal of the duration between two consecutive pulses. The other is M method which counts the number of the pulse per unit time generated from pulse generator by using a counter.

On parallel loop system, the control mode is decided by the acceptable error of the pulse per time unit. If the speed error from load disturbance is smaller than the tolerance error, the speed loop is activated,

\* 正會員：光云大 電子工學科 教授 · 工博

\*\* 正會員：大宥工業專門大 教授 · 工博

\* 正會員：光云大 電子工學科 大學院

\*\* 正會員：금성통신 연구소

接受日字：1991年 7月 29日

otherwise the current is activated.

On this paper, microprocessor is used in a dc motor control system and then fast response speed regulating system was realized by the new control system.

## 1. 서 론

오늘날 전동기를 중심으로한 메카트로닉스의 진보로 인하여 여러가지 분야에 커다란 발전을 가져오고 있다. 또한 제어 기술의 발달과 더불어 제어대상이 다양화 되었다. 따라서 부하의 상황과 조건에 따른 안정성이 중요하게 되었으며 이에따른 적응 제어가 필요하게 되었다.<sup>1), 2)</sup>

전동기의 회전수를 일정하게 유지 하는데는 여러가지 방법이 있지만 그중 전동기 내부의 전압 강하를 보상하는 방법과 전동기의 회전수와 전류를 검출하여 제환 시키는 방법이 많이 쓰인다.<sup>3), 4)</sup> 또한 전동기의 속도는 연속되는 두 펄스 사이의 지속 시간을 측정하는 방법(T기법)과 정해진 시간내에 발생된 펄스의 수를 계수하는 방법(M기법)을 통하여 측정 될 수 있다.

직류 전동기의 회전자 내부 임피던스는 매우 낮기 때문에 과전류를 제한하기 위한 전류 제한 회로(current limiting circuit)를 사용한다.<sup>5)~7)</sup> 제어(regulating) 시스템을 사용하는 속도 제어(control) 시스템은 속도제어(regulating) 루프와 전류 제어(regulating) 루프를 갖는다.<sup>8)~10)</sup> 전류 제한 회로가 있는 병렬 루프 시스템(parallel loop system)은 전류 제한범위 내에서는 속도 모드에서 동작한다. 만일 속도 설정값(speed command value)이 설정 전류 제한값(current limit value)을 초과하는 경우 전류 루프가 동작하며, 속도가 설정된 값에 도달하면 다시 속도 루프가 동작 한다.

제어기는 마이크로프로세서부, 속도와 전류 센서부, A/D·D/A 변환부, 비교부, 게이트 펄스 증폭부, 드라이브단등으로 구성되어 있다. 출력단으로는 브리지형 chopper를 사용하였다.

본 논문은 마이크로프로세서를 이용한 병렬 루프 속도 제어 시스템에서 정확하고 빠른 속

도 응답을 얻기 위하여, 제어기의 전체적인 설계 절차와 제어의 천이를 단순화시키는 디지털 속도 제어기 알고리즘을 제시 하였다.

## 2. 제 어 이 론

디지털 제어 방식에는 제어하려는 시스템의 종류에 따라 많은 알고리즘(algorithm)이 있지만 전동기 제어에서는 PI 제어기를 널리 사용하고 있다. PI 제어기는 구조가 간단하며 계산량이 적고 특성이 좋기 때문에 마이크로프로세서로 처리하기에 적합하다. 제어기는 전동기를 최적의 상태로 구동시키기 위하여 수시로 제어기의 계수와 매개 변수를 잘 조정 하여야 한다.

### 2.1 Regulation

PI 제어기의 시간 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$V_c(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (1)$$

$V_c(t)$  : PI 제어기의 출력

$e(t)$  : 오차(error)

$K_p$  : 비례 이득

$K_i$  : 적분 이득

Z 영역에서의 제어기 응답은 다음과 같다.

$$V_c(z) = K_p E(z) + K_i E(z) \frac{T(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} \quad (2)$$

제어기의 출력은 두가지 형태 즉, 적분기를 매개 변수(intermediate variable)로 사용하는 방법과 반복 접근법(recurrent approach)을 이용하여 표현 할 수 있다.

적분기를 매개 변수로 사용하면 다음 식과 같다.

$$V_c(n) = K_p e(n) + (\sum) \quad (3)$$

$$\sum(n) = \sum(n-1) + \frac{K_i T}{2} [e(n) + e(n-1)] \quad (4)$$

$\Sigma$  : 적분기의 출력

반복 접근법을 사용하면 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$V_c(n) = V_c(n-1) + \left[ \frac{K_i}{2} T - K_p \right] e(n-1) + \left[ \frac{K_i}{2} T + K_p \right] e(n) \quad (5)$$

$V_c(n)$  : 제어기의 출력

$V_c(n-1)$  : 이전 상태의 제어기 출력

$T$  : 샘플링 주기

$K_p$  : 비례 이득

$K_i$  : 적분 이득

$e(n)$  : 에러(error)

$e(n-1)$  : 이전 상태의 에러(error)

(3)과(4)식을 이용하여 PI 제어를 할 경우 적분기는 전류 모드에서 제어기의 동작을 교정하기 위하여 직접 제어될 수 있다. 그러나, 적분기의 동작을 제어 하기 위한 프로그램을 추가 할 필요가 있다.

(5)식을 이용하면 적분기는 제어기의 출력에 제한되면서 추가적인 동작이 제거되고 제어값(command value)의 증가분이 직접 얻어진다. 그러나 시스템이 전류 모드에서 속도 모드로 바뀔때 시스템에 과도 응답(overshoot)이 나타난다.

최대 속도 제어값은 그림 1과 같은 전류 루프 모델을 쓰면 얻을 수 있다.

0차 홀드 디바이스의 전달 함수는  $(1 - e^{-Ts})/s$ 이므로 그림 1은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(s) = \left[ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} V_c(s) K_c - K_m \Omega(s) \right] \cdot \left[ \frac{1}{R_a + L_a s} \right] \quad (6)$$

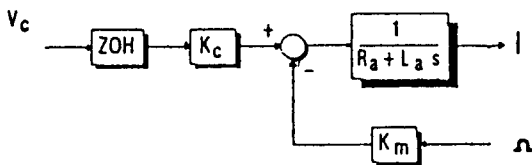


그림 1. 전류 루프의 블록 선도

Fig. 1. Block diagram of the current loop

(6)식을 Z변환 하면 다음식이 얻어진다.

$$I(z) = \left[ \frac{K_c}{R_a} V_c(z) (1 - e^{-aT}) z^{-1} - \frac{K_m}{R_a} \Omega(z) \right] \cdot \left[ \frac{1}{1 - e^{-aT} z^{-1}} \right] \quad (7)$$

$R_a$  : 회전자 저항

$L_a$  : 회전자의 인덕턴스

$\omega$  : 속도

$a$  :  $R_a/L_a$

따라서, 제어값에 대한 순환 방정식(recursive equation)은 다음과 같다.

$$V_c(n) = \left[ i(n+1) - e^{-aT} i(n) + \frac{K_m}{R_a} \omega(n+1) \right] \cdot \left[ \frac{R_a}{K_c(1 - e^{-aT})} \right] \quad (8)$$

제어값의 증가분은 현재값(actual command)과 이전값(last command)의 차이로 결정되며, 속도가 샘플링 주기 T동안 일정 하다고 가정하면, 다음 식과 같다.

$$\Delta V_c(n) = \left[ i(n+1) - i(n) - e^{-aT} [i(n) - i(n-1)] \right] \cdot \left[ \frac{R_a}{K_c(1 - e^{-aT})} \right] \quad (9)$$

최대 증가치는 계산 시간  $t_r$  동안 전류가 제한값에 접근되는 것으로 정의할 수 있다.

$$\Delta V_c(n)_{\max} = \left[ I_{\text{Lim}} - i(n) - e^{-aT} [i(n) - i(n-1)] \right] \cdot \left[ \frac{R_a}{K_c(1 - e^{-aT})} \right] \quad (10)$$

$I_{\text{Lim}}$  : 전류 제한값(current limit value)

$t_r$  : 계산 시간

단,  $t_r$ 는 제어 루프가 전류 모드로 바뀌면서 발생하는 전류의 과도 응답이 크기 때문에 속도 샘플링 시간보다 크게 설정된다.

## 2.2 속도 측정

마이크로프로세서를 이용하여 전동기의 속도를 측정하면 짧은 측정 시간, 높은 정밀도 그리고 높은 분해도를 갖는 장점이 있다.

전동기의 속도를 측정하는 방법에는 M기법과 T기법이 있다. M기법을 사용했을 경우 높은 속도에서는 속도가 정확하게 측정되는 반면 낮은 속도에서는 분해도와 정확도가 떨어진다.

그리고 T기법을 사용하면 높은 속도에서 정확도와 분해도가 떨어진다.

그림 2는 이 두 기법을 이용한 속도 측정방법을 보여주고 있다.

펄스 측정 시간  $T_d$ 는 지정된 시간  $T_c$  후 발생한 첫번째 펄스에 동기된다. 측정된 속도  $N_f$  (rpm)는 다음과 같다.

$$N_f = \frac{60X}{2\pi T_d} = \frac{60X}{2\pi(T_c + \Delta T)} \quad (11)$$

회전당 P개의 펄스를 발생 시키는 펄스 발생기(pulse generator)로부터  $T_d$ 동안에  $m_1$ 개의 펄스가 측정 되었다면 각변위(angular displacement) X(rad)는 다음과 같다.

$$X = \frac{2\pi m_1}{P} \quad (12)$$

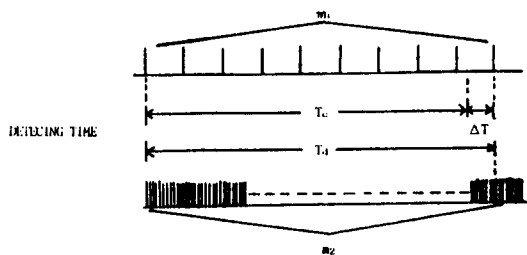


그림 2. 디지털 속도 측정의 원리

Fig. 2. Principle of digital speed measurement

또한 마이크로프로세서에서 사용 하고있는 클럭 주파수( $f_c$ )와 검출 시간( $T_d$ ) 동안 발생한 펄스 갯수( $m_2$ )의 비로  $T_d$ 를 측정할 수 있다.

$$T_d = \frac{m_2}{f_c} \quad (13)$$

(12)와 (13)식을 (11)식에 대입하면 다음식이 얻어진다.

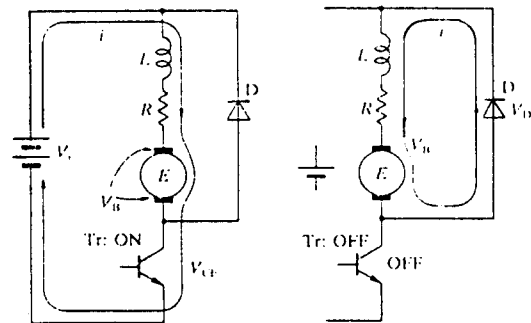
$$N_f = \frac{60f_c \cdot m_1}{p m_2} \quad (14)$$

여기서,  $60f_c/P$ 는 상수이다.

### 2.3 Chopper

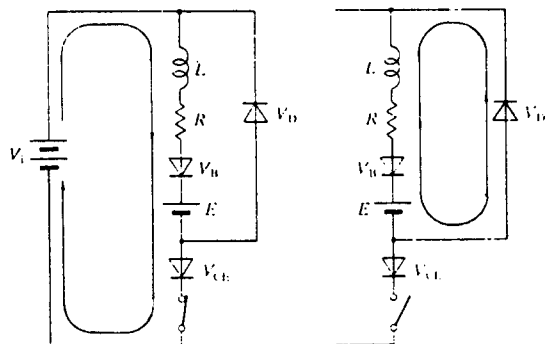
직류 전동기에 전압이 PWM형태로 가해지고 전동기가 관성에 의해 일정한 속도로 회전하고 있다면, 그림 3(a)에서 보여준 것처럼 트랜지스터가 도통(on) 되었을때 전류는 회전자, 트랜지스터를 통하여 흐른다. 그러나 트랜지스터가 오프(off)되면 전류는 그림 3(b) 처럼 L에 의한 역기전력 때문에 다이오드를 통하여 흐른다. 따라서 전동기에 흐르는 전류는 연속적으로 흐른다. 그림 4는 그림 3의 등가 회로를 보여 주는데 브러쉬(brush)의 전압강하를  $V_B$ 로, 트랜지스터의 전압 강하를 다이오드로 대체 할 수 있다.

트랜지스터가 도통 되었을때의 전류는 그림4



(a) 트랜지스터가 도통 되었을때  
(a) Transistor on  
(b) 트랜지스터가 오프 되었을때  
(b) Transistor off

그림 3. 직류 전동기가 구동되고 있을때 역기전력의 작용  
Fig. 3. Work of e. m. f for driving a DC motor



(a) 트랜지스터가 도통 되었을때  
(a) Transistor closed  
(b) 트랜지스터가 오프 되었을때  
(b) Transistor opened

그림 4. 직류 전동기의 등가회로  
Fig. 4. Equivalent circuit for driving a DC motor

(a)의 실선과 같이 흐르기 때문에 전류 방정식을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + E + V_B + V_{CE} = V_i \quad (15)$$

트랜지스터가 오프 되었을때의 전류는 그림4(b)와 같이 다이오드를 통하여 흐르기 때문에 다음과 같은 전류 방정식이 성립한다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + E + V_B + V_D = 0 \quad (16)$$

L = 회전자 인덕턴스

R = 회전자 저항

E = 역 기전력

V<sub>B</sub> = 브러쉬(brush) 전압 강하

V<sub>CE</sub> = 트랜지스터의 에미터-컬렉터(emitter-collector) 전압 강하

L/R = 전기적인 시상수

직류 전동기에 흐르는 전류가 그림 5와 같고 도통 주기 동안에 전류가 I<sub>α</sub>에서 부터 증가 한다면(15)식의 해를 구할 수 있다.

$$i = \frac{A}{R} - \left[ \frac{A}{R} - I_{\alpha} \right] \exp \left[ -\frac{t}{T_E} \right] \quad (17)$$

$$\therefore A = V_i - E - V_B - V_{CE}$$

전류는 트랜지스터가 오프되기 직전에 최대로 흐르기 때문에 전류의 최대값 I<sub>END</sub>는 다음과 같다.

$$I_{END} = \frac{A}{R} - \left[ \frac{A}{R} - I_{\alpha} \right] \exp \left[ -\frac{T_{on}}{T_E} \right] \quad (18)$$

트랜지스터가 도통 되었을때 전류의 적분값 S<sub>on</sub>은(17)식을 적분하면 된다.

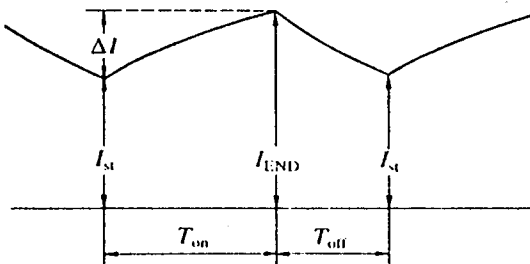


그림 5. 전류가 연속적으로 흐를때 정상 상태 전류 파형  
Fig. 5. Steady-state current waveform for the case of continuous current

$$S_{on} = \int_0^{T_{on}} \left[ \frac{A}{R} - \left[ \frac{A}{R} - I_{\alpha} \right] \exp \left[ -\frac{t}{T_E} \right] \right] dt \quad (19)$$

마찬가지 방법으로 트랜지스터가 오프 되었을때 전류의 적분값 S<sub>off</sub>는 (19)식으로 부터 계산된다.

$$S_{off} = \int_0^{T_{off}} \left[ \frac{B}{R} + Q \exp \left[ -\frac{t}{T_E} \right] \right] dt \quad (20)$$

$$\therefore B = E + V_B + V_D$$

$$\therefore Q = I_{END} + B/R$$

따라서 평균 전류 I<sub>av</sub>는 (19)식과 (20)식을 이용하면 다음과 같다.

$$I_{av} = (S_{on} + S_{off}) f \quad (21)$$

### 3. 제어기 설계

병렬 루프 제어 기법은 속도와 전류 루프가 독립적으로 동작한다. 병렬 루프 제어 기법에서 가장 어려운 점은, 한 루프에서 다른 루프로 천이될 때 발생하는 과도 응답을 줄이기 위해 정확한 제어값을 얻는 것이다. 이것을 실현하기 위해서는 천이점의 제어값을 구동 루프(active loop)의 시작점(starting point)으로 사용하는 것이다.

어떤 루프를 구동(active) 상태로 할것인가를 결정 하려면 두 루프의 증가치를 비교하면 된다. 속도 설정값의 증가분이 전류 설정값의 증가치 보다 크면 전류 루프가 구동되고 속도 설정값의 증가치가 전류 설정값의 증가치보다 적으면 속도 루프가 구동 된다. 마이크로프로세서로 위와 같은 제어를 실현 시키기 위해서는 (5)식을 다음과 같이 변형시켜 이용한다.

$$V_c(n) = V_c(n-1) + \Delta V_c(n) \quad (22)$$

V<sub>c</sub>(n-1) : 컨버터의 마지막 제어값

ΔV<sub>c</sub>(n) : 제어값의 증가분

윗 식에서 ΔV<sub>c</sub>는 설정값과 측정값과의 오차에 의한 제어값의 증가치이며, 이전의 제어량과 오차에 의한 제어량의 증가치를 더한값이 출력단에 공급되는 제어량이다.

그림 6은 병렬 루프 제어 시스템의 구성도를 나타낸다. 제어 모드는 전류 혹은 속도 모드중

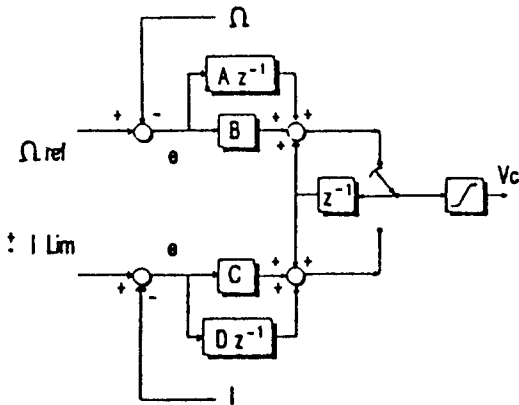


그림 6. 병렬 루프 구조에 대한 속도와 전류 제어 블록 선도  
 Fig. 6. Speed and current regulating block diagram for parallel loop configuration

한 모드에 있게된다.

그림 7과 그림 8은 전류 인터럽트와 속도 인터럽트 루틴을 나타내고 있다. 인터럽트가 발생되면 마이크로프로세서는 제어 설정값과 센서로부터 받은 제환 신호를 비교하여 제어 들 실행 시킨다.

그림 9는 설계된 속도 측정 회로의 구성도이다. 프로그램이 시작되면 마이크로프로세서는 펄스 발생기(PLG)로부터 나온 펄스를 내부 클럭 주파수를 이용하여 측정한다. 펄스 측정 시간은 6 ms이며 이 시간 동안 펄스의 수를 측정하면 설정값과 측정값과의 오차가 계산된다. 펄스의 수가 0이면 전동기는 정지 상태이다.

연속 제어 시스템 (continuous control system)

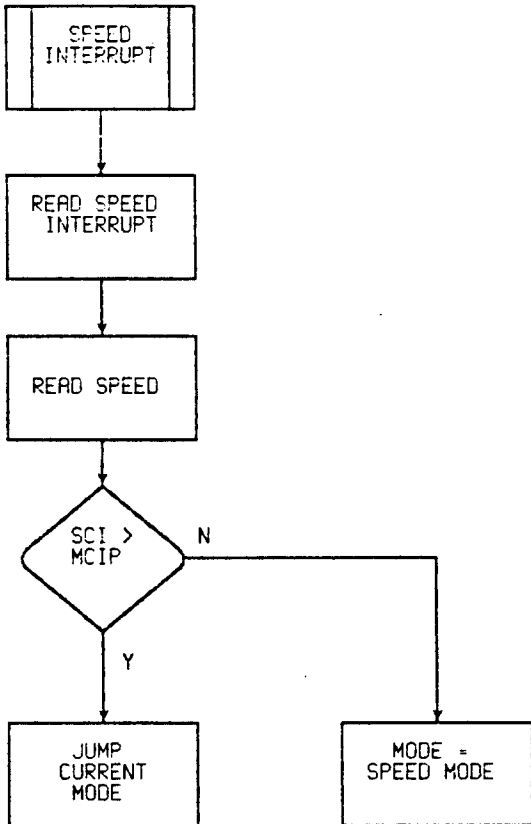


그림 7. 속도 인터럽트 루틴  
 Fig. 7. Sprrd interrupt routine

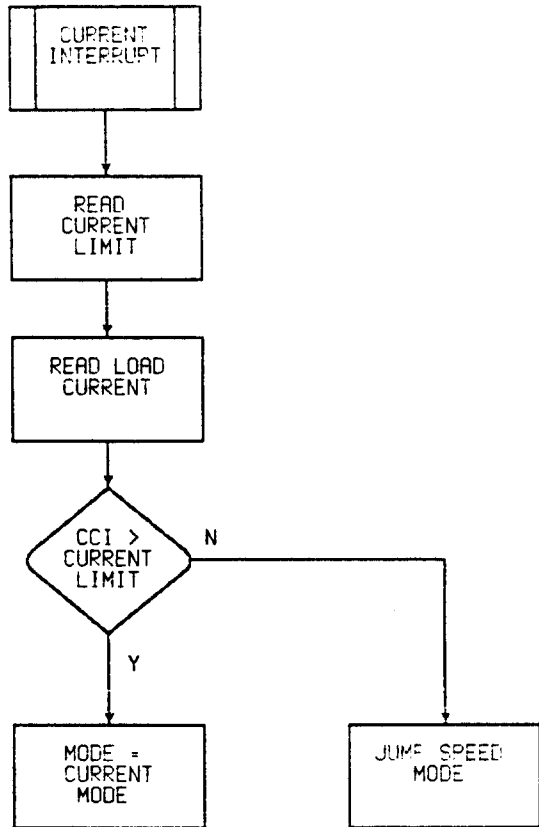


그림 8. 전류 인터럽트 루틴  
 Fig. 8. Current interrupt routine

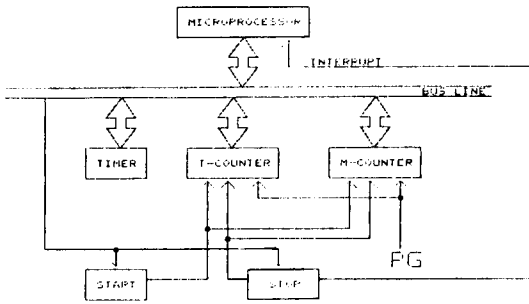


그림 9. 디지털 속도 측정 회로

Fig. 9. Digital speed measuring circuit

에서 모든 제어동작은 동시에 이루어진다. 그러나 이산 제어 시스템(discrete control system)에서는 한개의 CPU를 사용 한다면 순차적으로 제어가 실행된다. 또한 제어 루프(regulating loop)에 대한 샘플링 주기의 선택은 예측된 시간 응답(expected time response), 제어기 루틴의 실행 시간, 그리고 특별히 엔코더가 사용 되었을 경우 속도를 측정하기 위하여 소비되는 시간에 달렸다.

## 4. 실험 및 고찰

### 4.1 시스템 구성

그림 10은 실험 장치의 구성도(block diagram)를 나타낸다. 마이크로프로세서는 타이머가 내장되어 있는 MCS-51을 사용 하였다. 드라이브단은 브릿지형의 chopper로 구성 하였다. 전동기의 회전축에 연결된 광 센서로부터 나온 펄스의 수와 부하에 흐르는 평균 전류를 A/D변환기로 변환하여 각각 제환 시켰다.

본 논문에서 사용한 제어 시스템은 실행 속도가 1MHz인 8비트 8031 마이크로프로세서를 사용하여 구현 하였다. 회전당 60개의 펄스를 발생시키는 엔코더를 회전자 축에 부착하여 광 센서로 속도를 측정 하였다. 속도는 1MHz로 동작하는 내부 클럭에 의해 측정된다. 시스템의 속도를 높이기 위하여 또하나의 프로세서를 사용하여 6ms마다 측정한 속도를 주(main) CPU에 전송하였다. 전동기는 180W정격 속도

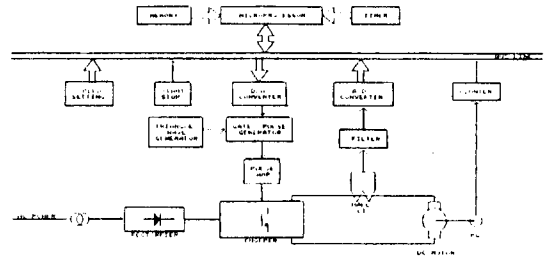


그림 10. 제어 시스템의 구성

Fig. 10. Configuration of regulating system

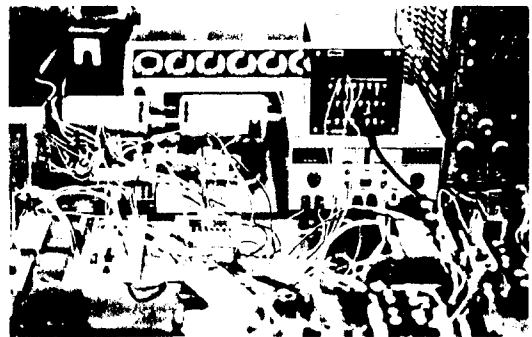


사진 1. 실험장치

Photo 1. Experimental set-up

10000rpm 직류 전동기를 사용하였다.

사진1은 제작 실험된 장치를 촬영한 사진이다.

### 4.2 실험 결과의 고찰

전동기의 회전수를 일정하게 유지 시키기 위해서는 전동기에 흐르는 전류에 관계없이 역기 전력을 일정하게 하면된다. 그림 11은 실험에서 사용된 직류전동기의 전류와 속도의 관계이다.

그림 12와 13은 속도 설정 값(speed command)을 0에서 2000rpm으로 설정 했을 경우, 병렬 루프 시스템의 M/T기법과 기존의 M기법에 의한 step응답을 보여준다. 그 결과 병렬 루프 시스템의 M/T기법을 사용했을때의 속도 안정 시간이 약 500ms 정도이므로 기존의 M기법 보다 속도 안정 시간이 약 700ms 정도 빠르게 나타났다.

그림 14와 15는 속도 설정 값(speed com-

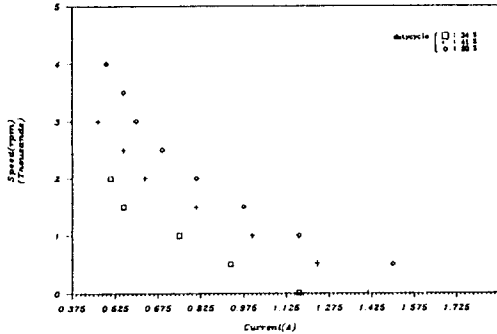


그림 11. 직류 전동기의 속도-전류 특성

Fig. 11. Speed vs Current characteristics of DC motor

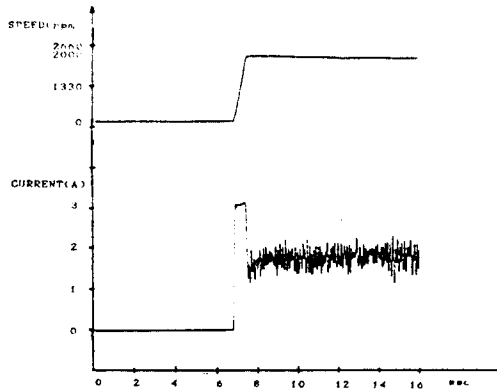


그림 12. M/T기법을 이용한 step 응답(속도 설정값 =2000rpm)

Fig. 12. Step response using a M/T method (speed command=2000 rpm)

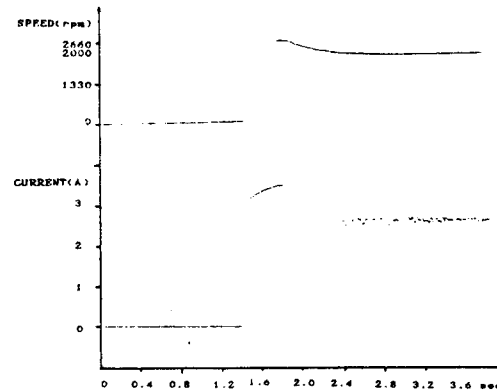


그림 13. M기법을 이용한 step 응답(속도 설정값 =2000 rpm)

Fig. 13. Step response using a M method (speed command=2000 rpm)

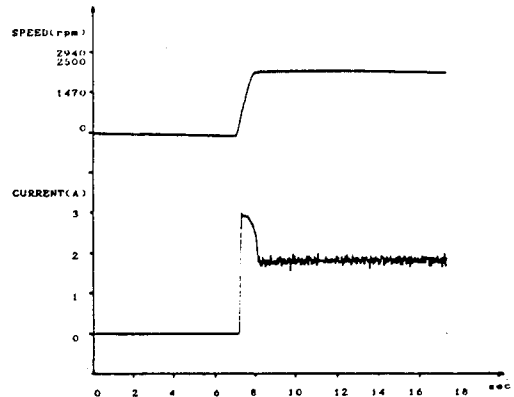


그림 14. M/T기법을 이용한 step 응답(속도 설정값=2500rpm)

Fig. 14. Step response using a M/T method (speed command=2500 rpm)

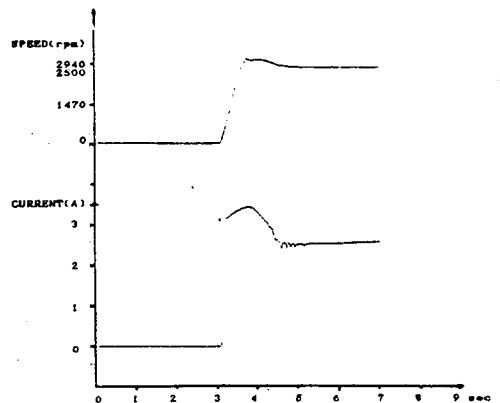


그림 15. M기법을 이용한 step 응답(속도 설정값 =2500 rpm)

Fig. 15. Step response using a M method (speed command=2500 rpm)

mand)을 0에서 2500rpm으로 설정 했을 경우의 결과로써, 병렬 루프 시스템의 M/T기법이 800 ms이므로 기존의 M기법보다 속도 안정 시간이 약 600 ms정도 빠르게 나타났다.

또한, 병렬 루프 시스템의 M/T기법을 사용할때의 속도 안정 시간은 속도 설정 값을 낮게 할 경우, 보다 빨리 안정된 속도를 유지 하므로 속도 설정 값에 의해서도 영향을 받는다.



## 5. 결 론

본 논문에서는 마이크로프로세서를 이용하여 병렬 루프 시스템의 새로운 속도 제어기(regulator)를 설계 하였다.

병렬 루프 제어 시스템의 M/T기법에 의한 속도 측정 방법은 기존의 M기법만을 사용한 방법보다, step입력에 대해 개선된 속도 응답을 얻어냈다. 이 결과는 이론과 실험이 잘 부합됨을 나타낸 것이다. 그러나 M/T기법을 이용하고 step 입력값을 변화시켜 실험한 결과, 높은 속도보다 낮은 속도에서의 응답이 빨리 나타났다. 이것은 전류 모드에서 지연된 응답때문으로 생각되며, 빠르고 안정된 응답을 갖는 전류 모드를 사용하여 앞으로 개선시킬 과제이다. 그리고 이 시스템을 보다 광범위한 분야에 응용하기 위하여 부하에 대한 응답도 실험 되어야 할 것이다.

고속 제어용 마이크로프로세서를 사용한다면 보다 빠르고 정확한 속도 응답을 얻을 수 있을 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- 1) G. joos and J. Leavasseur, "Digital Implementation of Parallel Control Loops in Electric Drives" in IEEE. pp. 165-170. 1989.
- 2) M. Imaeda and K. hashimoto, "Practical considerations for application of digital PID predictive control" IECON. pp. 375-370. 1988
- 3) Geza Joos Member, et al., "A Comparison of Microcomputer-Based Implementation of Cascaded and Parallel Speed and Current Loops in DC Motor Drives" in IEEE. pp. 413-419. 1987.
- 4) Kenneth R. Zelenka and Thomas H. Batron., "A Fast-Acting Current Limit for a DC Motor Drive" in IEEE Trans. ind. Appl. Vol. IA-22, pp. 798-804. Sept/October 1986
- 5) Tatsuro Hasegawa et al., "A Microcomputer-Based Thyristor Leonard System Having Powerful RAS Functions" in IEEE Trans. Ind. Electron. vol. IE-31. pp. 74-78. February 1984.
- 6) Tsutomu Ohmae et al., "A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives" in IEEE Trans. Ind. Electron. vol. IE-29. pp. 207-211. August 1982.
- 7) Pei-Chong Tang, et al., "Design and Implementation of a Fully Digital DC Servo System Based on a Single-Chip Microcomputer" in IEEE Trans. Ind. Electron. vol IE-29. pp.295-298. Nov 1982.
- 8) Koichi Ishida et al., "Microprocessor Control of Converter-Fed DC Motor Drives" in IEEE/IAS Annual Meeting. pp. 619-623. 1982.
- 9) TsuTomu Ohmae et al., "A Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives" in IEEE Trans. Ind Appl. vol. IA-16. pp. 190-196. May/June 1980.
- 10) G. joos and Thomath H. Baron, "Four-Quadrant DC Variable-Speed Drives-Design Considerations" in IEEE proc. vol. 63. pp. 1660-1668. December 1975.