

직접적응제어방식을 이용한 직류전동기의 정밀 속도제어 시스템의 구현

(An Implementation of the Precisely Speed-Controlled DC Servo Motor System Using Direct MRAC Algorithm)

金浚植,** 鄭東根,* 洪哲鎬,* 李宅鐘*

(Jun Sik Kim, Dong Keun Chong, Chol Ho Hong and Taek Jong Yi)

要 約

본 논문에서는 모델과 플랜트의 완전 모델 추종 제어 조건이나 명확한 매개변수 추정자를 필요로 하지 않는 직접적응제어방식을 이용한 직류전동기의 정밀속도 제어장치가 제안되었다.

MC-68000 microcomputer를 이용한 실제적 시스템뿐만 아니라 컴퓨터 시뮬레이션 역시 이산적인 직접적응제어 알고리즘으로 구성되었으며, 전동기의 출력이 부하에 의한 외란과 매개변수의 변동에도 기준 입력을 잘 추종함을 알 수 있었다.

적용된 알고리즘은 소프트웨어와 하드웨어적으로 모두 간단하며 효과적인 특성을 가지고 있다.

Abstract

In this paper, a precisely speed-controlled DC servo motor system utilizing direct adaptive control (DAC) algorithm which require that neither satisfaction of the perfect model following conditions (PMFC) nor explicit parameter identification is proposed.

Computer simulation as well as experiments using MC-68000 are implemented with the above discrete direct adaptive control algorithm and results show that motor output follows the reference input trajectory fairly well in spite of load disturbances and parameter variations.

Presented algorithm is simple and effective both in software and hardware applications.

I. 서 론

현대 산업공정제어계의 기본요소라 할 수 있는 전동기는 정밀속도제어 및 정밀위치제어가 필요하며 이에 따라 감도 및 적응력이 민감한 제어방식이 요구되어 현대제어 이론을 이용한 디지털 서어보제어가

여러분야에서 응용되고 있는데 대부분은 정상상태에서 제어량을 목표치에 일치시키는 방식이며 과도시 응답패턴을 고려한 것은 적다. 그러나 실제적인 면에서는 생산설비의 전기적 구동장치 또는 로봇트 머니플래이터 등의 서어보 계통에 있어서 원하는 응답패턴을 추종하는 제어가 바람직하다.^[1]

한편 직류전동기의 동적 특성은 관성과 부하의 마찰에 따라 변화하는데 이에 따른 매개변수 변화의 최대-최소의 변화비는 3~100정도로써^[2] 효과적인 제어

*正會員, **準會員, 成均館大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sungkyunkwan Univ.)
接受日字: 1988年 7月 11日

를 위해서는 적응제어방식이 요구된다.

고정밀도를 요하며 시스템의 매개변수가 환경적 변화로 인하여 시시각각으로 변하는 복잡한 시스템에 대한 제어기법으로서 기준모델 적응제어(MRAC)에 관한 많은 연구결과들이 제시되었다.³⁻⁶⁾

이러한 MRAC기법은 i) 직접적응제어(direct adaptive control), ii) 간접적응제어(indirect adaptive control) 방식으로 크게 대별된다. 직접적응제어방식에서는 플랜트와 제어기를 포함한 전체 제어계의 전달함수가 원하는 기준모델의 전달함수와 같도록 하기 위하여 플랜트의 출력과 모델의 출력사이에서 발생하는 오차를 적응제어칙(adaptive control law)에 사용한다. 한편 간접적응제어방식은 플랜트의 매개변수를 추정하여 제어기의 매개변수를 조정하도록 하는데³⁾ 이 경우 효율적인 연산이 가능한 on-line 상태추정자를 구성해야하는 단점이 있기 때문에 직접적응제어방식을 많이 채택하고 있다.

본 논문에서는 위의 직접적응제어방식에서 Mabiuss 등의 알고리즘⁶⁾을 이용하여 전동기 구동장치와 디지털 서버보 제어기 및 MC-68000 마이크로프로세서 시스템을 제작 결합하여 직류전동기의 실시간 제어가 가능하도록 구현하였다.

전동기의 속도제어를 위한 구동장치로는 전력변환기로서 스위칭이 빠른 전력용 트랜지스터를 이용, 트랜지스터에 인가되는 펄스의 폭을 조정하는 디지털 PWM(pulse width modulation) 전동기 구동장치를 제작하여 이용하였고 알고리즘에 관계되는 대부분의 시스템을 소프트웨어로 대처함으로써 제어 알고리즘의 유연성과 제작이 손쉽고 정확한 장점을 갖도록 하였다.

MC-68000 microprocessor를 MP(main processor)로 이용한 system은 8MHz로 동작하므로 샘플링 주기의 단축 및 고속연산이 가능하므로 system의 정밀도를 향상시켰으며 실시간 제어가 가능하도록 하였다.

결과적으로 플랜트는 모델을 매우 빠른 시간내에 추종하며, 임의의 속도입력에 대한 제어가 가능하고, 외란이나 부하 등에 대해서도 robust 함을 확인하였다.

II. 적응제어 이론에 관한 고찰

1. 적용된 적응모델 추종제어 이론

플랜트와 모델을 다음과 같은 연속치계 선형 시불변 계통으로 나타내면,

$$PLANT; \dot{X}_p(t) = A_p X_p(t) + B_p U_p(t) \quad (1)$$

$$Y_p(t) = C_p X_p(t) \quad (2)$$

여기서,

$X_p(t)$; $(n \times 1)$ 계통 상태 벡터

$U_p(t)$; $(m \times 1)$ 계통 입력 벡터

$Y_p(t)$; $(q \times 1)$ 계통 출력 벡터

여기서 A_p, B_p 는 각각 적당한 차원을 가지며, 다음과 같은 가정을 만족한다.

[가정 1] 플랜트 매개변수의 범위는 제한되어 있다.

[가정 2] (A_p, B_p) 는 가제어성이다.

[가정 3] (A_p, C_p) 는 가관측성이다.

Mabiuss 등에 의한 본 알고리즘은 A_p 와 B_p 의 값을 명확히 알지못한다 하더라도 계단입력에 의한 모델의 출력 $Y_m(t)$ 를 플랜트 출력 $Y_p(t)$ 가 근사하게 추종하도록 하는 제어입력 $U_p(t)$ 를 구하는 것이다.

$$Model; \dot{X}_m(t) = A_m X_m(t) + B_m U_m(t) \quad (3)$$

$$Y_m(t) = C_m X_m(t) \quad (4)$$

여기서,

$X_m(t)$; $(n \times 1)$ 모델 상태 벡터

$U_m(t)$; $(m \times 1)$ 모델 계단입력 벡터

$Y_m(t)$; $(q \times 1)$ 모델 출력 벡터

여기서 A_m, B_m 은 각각 적당한 차원을 갖는다.

시간이 무한대로 감에 따라 Error $(Y_m(t) - Y_p(t))$ 가 "0"으로 수렴하는 구조를 갖도록 Controller를 설계한다. 이러한 방식은 모델의 구조적인 특성에 관계없이 유용하며 따라서 완전모델 추종조건이 성립하지 않아도 성립하는 방식이다.⁶⁾

Sobel, Kaufman, Mabiuss (1982)⁶⁾에서 보듯이 요구조건을 만족시키는 적응제어 알고리즘은 다음과 같은 형태를 갖는다.

$$U_p(t) = Q_1(t) (Y_m(t) - Y_p(t)) + Q_2(t) X_m(t) + Q_3(t) U_m(t) = K_r(t) R(t) \quad (5)$$

여기서,

$$R(t) = \begin{bmatrix} Y_m(t) - Y_p(t) \\ X_m(t) \\ U_m(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

이득은 비례이득과 적분이득의 합으로 정의되며 다음과 같다.

$$K_r(t) = K_i(t) + K_p(t) = [Q_1(t), Q_2(t), Q_3(t)] \\ = m \times n \text{인 이득행렬} \quad (7)$$

$$K_p(t) = (Y_m(t) - Y_p(t)) R^T(t) \bar{T} \quad (8)$$

$$\bar{K}_i(t) = (Y_m(t) - Y_p(t)) R^T(t) T \quad (9)$$

$T, \bar{T} : n_r \times n_r$ 시분변 이득 비중행렬

$Y_m(t) - Y_p(t) = E_y(t) : \text{출력편차}$

한편 $Q1(t), Q2(t), Q3(t)$ 는 적응이득이며 일정한 상수값이 아니라 매 샘플링 순간마다 변화되는 값을 갖게된다. 앞에서 정의된 식 (5)~(9)를 이용하면 $Q1(t), Q2(t), Q3(t)$ 는 다음과 같은 형태로 구성됨을 알 수 있다.

$$K_p(t) = E_y(t)R^T(t)\bar{T} = E_y(t)[(Y_m - Y_p), X_m(t), U_m(t)]\bar{T} \quad (10)$$

비중행렬 $T = \bar{T} = \begin{vmatrix} T1 & 0 & 0 \\ 0 & T2 & 0 \\ 0 & 0 & T3 \end{vmatrix}$ 라고 놓으면

$$K_p(t) = [E_y^T(t)T1, E_y(t)X_mT2, E_y(t)U_m(t)T3] \quad (11)$$

마찬가지의 방법으로 적분이득을 구해보면,

$$K_i(t) = [E_y^T(t)T1, E_y(t)X_mT2, E_y(t)U_m(t)T3] \quad (12)$$

결국 $Q1(t), Q2(t), Q3(t)$ 는 다음과 같다.

$$Q1(t) = E_y^T(t)T1 + T1 \int E_y(t) dt \quad (13)$$

$$Q2(t) = E_y(t)X_m(t)T2 + T2 \int E_y(t)X_m dt \quad (14)$$

$$Q3(t) = E_y(t)U_m(t)T3 + T3 \int E_y(t)U_m dt \quad (15)$$

이러한 알고리즘으로부터 적응제어계의 페루프 시스템은 그림 1과 같다.

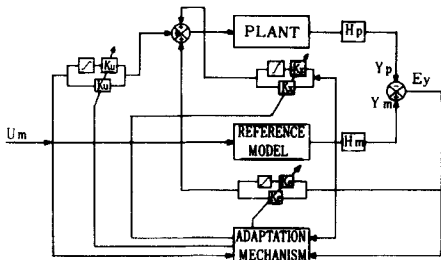


그림 1. 적응제어계의 블럭선도
Fig. 1. Block diagram of adaptive system.

위와 같은 알고리즘에 대한 안정도는 Lyapunov 2nd method로 해석된다. 제안된 새로운 편차식을 이용하여 편차 방정식을 구해보면 다음과 같다.

$$E(t) = X_p^*(t) - X_p(t) \quad (16)$$

양변을 미분하면,

$$\begin{aligned} \dot{E}(t) &= \dot{X}_p^*(t) - \dot{X}_p(t) \\ &= A_p X_p^*(t) + B_p U_p^*(t) - (A_p X_p(t) + B_p U_p(t)) \\ &= A_p (X_p^*(t) - X_p(t)) + B_p (U_p^*(t) - U_p(t)) \\ &= A_p E(t) + B_p (S_{11} X_m + S_{22} U_m - U_p(t)) \\ &= A_p E(t) + B_p (S_{11} X_m + S_{22} U_m - [K_i(t) + K_p(t)]R(t)) \end{aligned} \quad (17)$$

결국 편차식의 미분형은 (18)식과 같다.

$$\dot{E}(t) = A_p E(t) + B_p (S_{11} X_m + S_{22} U_m - K_i(t)R(t) - C_p E(t)R^T(t)\bar{T}) \quad (18)$$

Lyapunov에 의한 안정도 해석은 다음과 같은 절차에 따른다.

- i) 상태변수에 의해 양(positive)인 함수 V를 구한다.
- ii) \dot{V} 의 부호를 조사하여 페루프의 안정도를 구한다.
- i)의 조건을 만족하는 v에 대한 함수는 다음과 같이 선택한다.

$$V(E, K_i) = E^T(t)PE(t) + \text{tr}\{S(K_i - \bar{K})T^{-1}(K_i - \bar{K})S^T\} \quad (19)$$

여기에서,

- P; $n \times n$ 정치 대칭행렬
- \bar{K} ; $m \times n_r$ 행렬
- S; $m \times m$ nonsingular 행렬

$V(E, K_i)$ 에 대한 미분의 형태를 구해보고 부호를 판별해 보면 (19)식은

$$\begin{aligned} \dot{V}(E, K_i) &= E^T(t)[P(A_p - B_p \bar{K} e C_p) + (A_p - B_p \bar{K} e C_p)^T P]E(t) \\ &\quad - 2E^T(t)PB_p(S^T S)^{-1}B_p^T \\ &\quad PE(t)R^T(t)\bar{T}R(t) \end{aligned} \quad (20)$$

(20)식의 부호가 “-”가 되어 페루프계통이 안정하기 위한 필요충분조건은 다음과 같다.

- i) T^{-1} ; 정치행렬, \bar{T} ; 준정치행렬
- ii) $C_p = (S^T S)^{-1}B_p^T P$, $\bar{K}x = S_{11}$, $\bar{K}u = S_{22}$
- iii) $P(A_p - B_p \bar{K} e C_p) + (A_p - B_p \bar{K} e C_p)^T P < 0$ 이어야 한다. 이때 모든 A_p, B_p 에 대해 K_e 가 존재할 수 있도록 P행렬을 선정한다.

실제로 위와 같은 알고리즘의 응용에 있어서 dital computer로 수행되었으며, continuous한 알고리즘의 direct digitization이 이용되었다. 이 경우 샘플링 시

간 간격을 작게 취함으로써 그로인한 문제점은 해결된다.

Ⅲ. 컴퓨터 시뮬레이션

일반적으로 MRACS라는 것은 미지의 특성을 갖는 플랜트를 제어함에 있어서 플랜트와 제어기를 일체로한 제어계의 특성이 기준모델이라는 이상적인 모델의 특성에 일치하도록 하는 controller를 적응적으로 구성하고자 하는 것이다.^[9]

컴퓨터 시뮬레이션에 있어서 직류전동기를 포함한 플랜트의 전달함수는 본 실험에 사용한 전동기의 경우와 동일한 전달함수를 이용하였는데, 실제 플랜트의 특성은 정격전압 24[V], 정격출력 40[W]인 전동기로서 controller를 포함한 플랜트의 전달함수는 실험적으로 식(21)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_p(S) = \frac{K}{1+TS} \tag{21}$$

여기서,

$$K = 130, T = 0.150$$

이때 계산기의 연산수행능력을 고려하여, 플랜트와 모델의 출력값은 정상상태(정상속도)의 값으로 정규화 하였고 식(5)~(9)의 알고리즘을 전동기의 속도제어와 같은 SISO(single input single output) 계에 적용을 시키기 위하여 우선 식(21)을 이상적인 형태로 변환을 하여야 한다. 상태공간 접근방식[8]을 이용하여 차분방정식을 구해보면,

$$Y_p(K) = 0.9867 Y_p(K-1) + 0.0133 U_p(K-1) \tag{22}$$

이다. 이때 K=1로 하였고, 시정수 T는 본 논문에서 실제 사용한 직류전동기의 시정수와 동일한 값인 T=0.150을 택하였으며, 샘플링 시간은 0.002초이다. 마찬가지로 방법을 적용하여 모델의 차분방정식을 구해보면,

$$Y_m(K) = 0.9847 Y_m(K-1) + 0.0153 U_m \tag{23}$$

컴퓨터 시뮬레이션을 행하기 위한 흐름도는 그림 2와 같다.

임의의 속도에 대한 제어 가능성을 확인하기 위하여 기준입력의 변화에 대한 모델과 플랜트 출력오차의 수렴여부와 수렴속도를 조사하였으며, (8), (9)식에서의 비중행렬 T는 설계자가 안정도를 고려하여 임의로 결정하는 것인데, 이의 변화에 대한 수렴여부 및 수렴속도를 함께 고찰하였다. 또한 부하 및 시스템에서의 일정한 외란, 매개변수의 변화에 대한 사

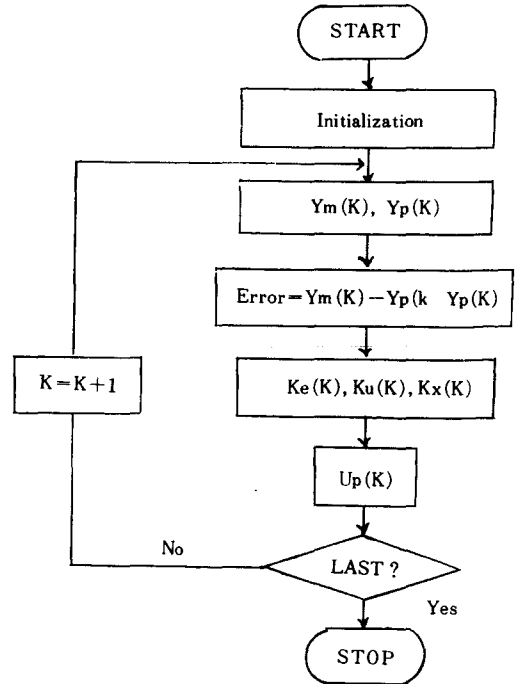


그림 2. 흐름도
Fig. 2. Flowchart.

향도 살펴보았다.

그림 3~5는 동일한 기준입력에서의 비중행렬 T, T̄의 변화에 대한 오차의 수렴속도를 나타내고 있다. 시뮬레이션 결과로부터 플랜트는 모델을 양호하게 추종하고 있음을 알 수 있으며, T, T̄값의 적절한 선택이 수렴속도에 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있다.

그림 6은 기준입력이 0.5에서 t=0.5초 일때 0.8로 변화시킨 경우이다. 처음의 과도상태에서 오차가 발생하지만 곧 모델을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

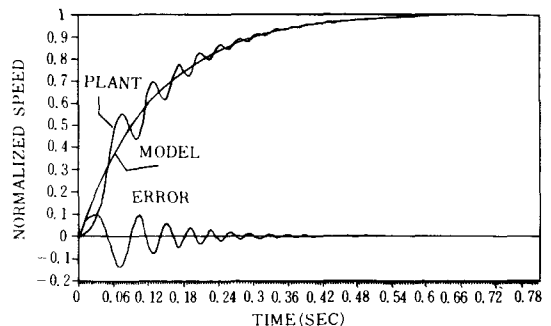


그림 3. Step input에 대한 simulation 결과
Fig. 3. Simulation results when step input applied. (T1=5, T2=7, T3=3).

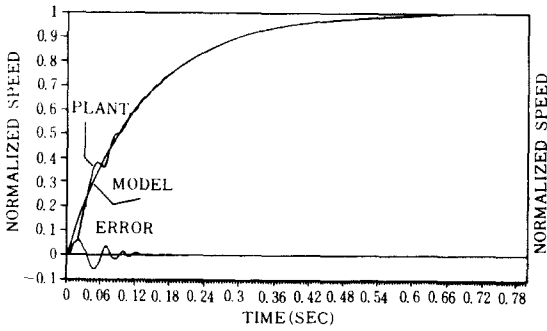


그림 4. Step input에 대한 simulation 결과
 Fig. 4. Simulation results when step input applied. (T1=25, T2=30, T3=15).

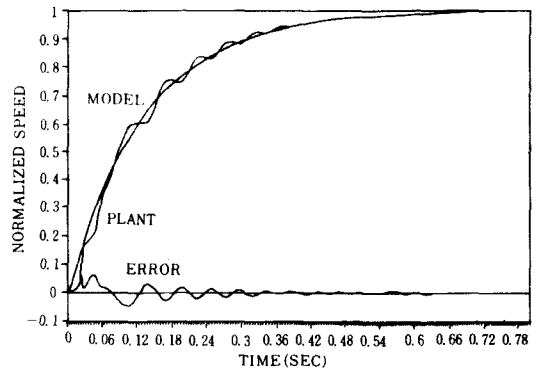


그림 7. 부하 인가시의 simulation 결과
 Fig. 7. Simulation results when load applied.

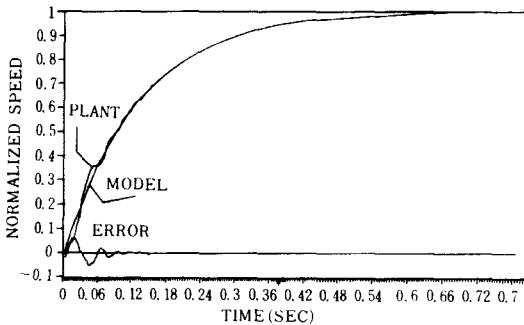


그림 5. Step input에 대한 simulation 결과
 Fig. 5. Simulation results when step input applied. (T1=25, T2=33, T3=21).

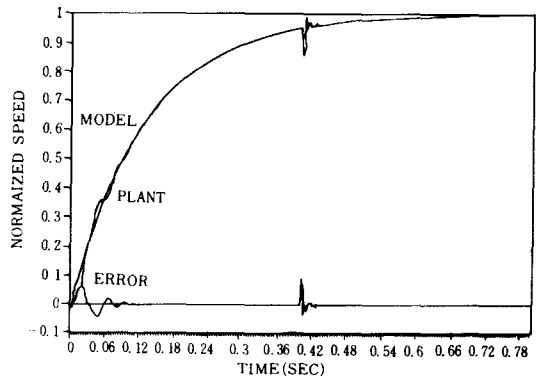


그림 8. 외란을 인가한 경우의 simulation 결과
 Fig. 8. Simulation results when disturbance applied.

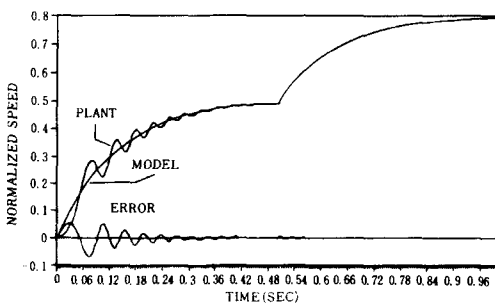


그림 6. 기준입력변화에 대한 simulation 결과
 Fig. 6. Simulation results for reference input variation.

그림 7은 식 (20)에서 $T=1.5$ 인 부하를 인가한 경우이다. 0.4초 이내에 모델을 완전히 추종하고 있다. 그림 8은 $t=0.4$ 에서 정상값의 10%에 해당하는 외

란을 인가한 경우이다. 이 경우 0.04초 이내에 정상 상태로 돌아오며, 정상편차가 없는 robust성을 확인할 수 있다.

그림 9는 플랜트에서 $0.1\sin(31.4t)$ Am 만큼의 내부 매개변수 변동이 발생한 경우이다. $t=0.4$ 초 이내에 모델을 완전히 추종하고 있다.

그림 10은 그림 9에서 발생한 오차를 도시한 것이다.

IV. 제어 시스템의 구성 및 실험결과

구성된 직류전동기 속도제어 시스템의 전체 블록 선도는 그림 11과 같다. 전체 시스템은 16비트 마이크로프로세서인 MC-68000 시스템과 PWM 파형발생기, PWM 증폭기, 그리고 속도추정회로로 구성하였다.

1. Main-Controller 회로

16bit 마이크로프로세서인 MC-68000을 MP(main processor)로 사용하고 있는 제어 시스템은 전반적

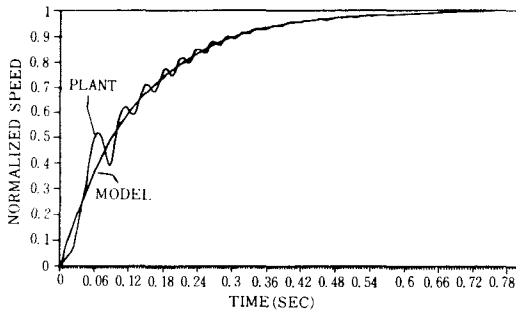


그림 9. 내부 파라미터변동에 대한 simulation 결과
Fig. 9. Simulation results when internal parameter variation.

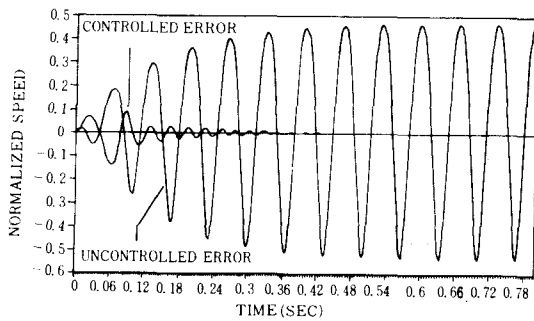


그림 10. 오차
Fig. 10. Error.

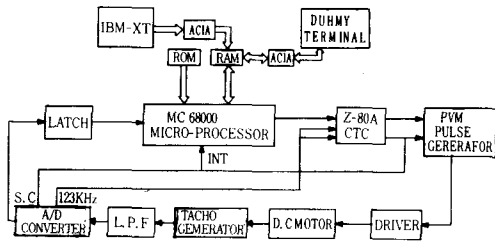


그림 11. 제어 시스템의 블럭도
Fig. 11. Block diagram of control system.

인 제어를 담당하며 기본적인 logic 구성에 따른 회로 외에 부수적으로 프로그램 타이머 관리를 위한 CTC (counter timer circuit), 프로그램의 down load와 monitoring을 위한 시스템 개발용 하드웨어를 포함하고 있다.

16MHz 오실레이터를 2,4분주하여, 각각 8,4MHz의 클럭을 기본클럭 및 Z-80A CTC 클럭으로 사용하였으며, state display logic은 function code FC0-

FC2를 디코딩하여 프로그램의 각 상태를 8개의 LED에 display 시킴으로써 프로그램의 수행상태를 감지할 수 있는 기능을 구비하고 있다. Address decoding logic에 따른 address map은 표 1과 같다.

표 1. 어드레스 맵 도표
Table 1. Address map table.

FFFFFF	RESERVED
200000	BUS INTERFACE CONTROL PORT
1C0000	ACIA II
180000	ACIA I
140000	LATCH ENABLE
100000	A/D CONVERTER OE PORT
0C0000	CTC
080000	MPCC
040000	RESERVED
02C000	ROM
020000	RESERVED
004000	RAM
000008	START ROM ADDRESS
000000	

MC-68000을 중심으로 하는 시스템의 동작순서는 다음과 같다.

- 1) IBM-XT상에서 제어 프로그램을 작성한다.
- 2) MC-68000 시스템상의 RAM으로 RS-232C bus와 ACIA II(68B50)를 통하여 down loading을 한다.
- 3) Dummy terminal에서는 ACIA I (68B50)을 통하여 받은 제어 프로그램을 수정 및 실행을 한다.

또한 dummy terminal에서 실행한 모든 동작은 Z-80A CTC에서 발생한 Level 1의 auto-vectored interrupt 주기내에서 이루어지며, 주변회로는 그림12와 같다. CTC는 counter mode로 동작하며, CLK1과 CLK2로 입력되는 125KHz를 FF 분주하여 약 500Hz를 발생시키며 동시에 interrupt가 걸리게 된다.

2. PWM 회로

PWM 회로에는 PWM 신호발생회로와 이를 구동시키는 PWM 증폭기 구동회로로 나눌 수 있다. PWM

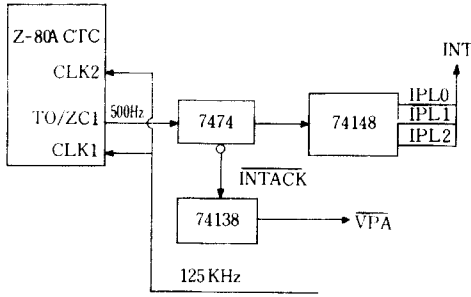


그림 12. CTC 주변회로
Fig. 12. CTC peripheral circuit.

증폭기는 전동기의 정, 역회전을 원활히 하기 위해 양 방향성 모드로 구성하는데, 본 논문에서는 속도제어에 한하므로 이를 단방향성만으로 이용하였다. 또한 PWM 발생회로와 PWM 증폭기 사이에는 포토커플러를 이용하여 PWM 신호의 전달과 동시에 두 회로 사이의 접지를 분리시킴으로써 증폭단에서 발생할 수 있는 전기적 충격으로부터 PWM 발생회로 및 기타 다른 디지털 시스템을 보호하였다.

그림 13은 제작된 PWM 신호발생회로이다. 포토커플러로서는 4N25를 사용하였으며 이것의 입력신호는 TTL Level이므로 PWM 증폭기의 입력신호로 사용하기 위해서는 충분히 증폭을 해주어야 한다.

그림 14는 PWM 증폭기 회로이다. PWM 증폭기의 스위칭 주파수 F_s 는 다음과 같은 사항들을 고려하여 선정하여야 한다.

- 1) 전동기의 인덕턴스가 그 주파수에서 큰 임피던스를 갖도록 충분히 높아야 한다.
- 2) 서버보 시스템이 스위칭에 반응하지 않도록 충분히 높아야 한다. 전동기의 대역폭을 F_b 라고 하면, $F_s > 10F_b$ 를 만족하도록 선택해야 한다.
- 3) 스위칭 주파수가 높아지면 트랜지스터의 제한된 스위칭 시간 때문에 출력 트랜지스터에서 열소모가 커진다. 따라서 가능하면 낮게 선택해야 한다.
- 4) 펄스폭 변조신호 파형에 있어서의 dead time도 스위칭 주파수를 제한하는 요소이다. 스위칭 주기가 dead time보다 충분히 크게하기 위해서는 F_s 를 낮게 선택할 필요가 있다.

따라서 1), 2)항에 의하면 F_s 는 높아져야 하고, 3), 4)항에 의하면 F_s 는 낮아져야 하므로 이를 절충해야 한다.^[7] 본 논문에서는 이를 고려하여 2msec로 선정하였다.

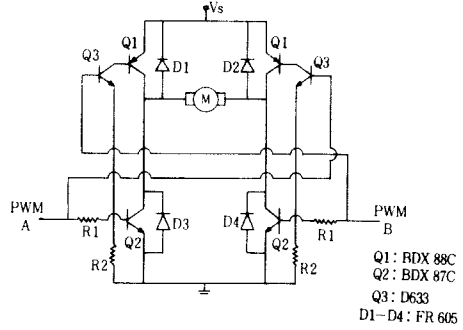


그림 13. PWM 증폭기
Fig. 13. PWM amplifier.

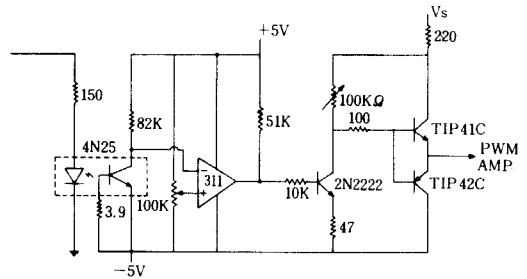


그림 14. PWM 파형발생 회로
Fig. 14. PWM signal generation circuit.

3. 속도측정회로

속도측정 센서인 타코미터는 전동기의 회전속도에 따라 3V/1000rpm인 전압의 형태로 출력되며 이 때의 속도에 대한 전압값을 데이터값으로 하기 위해 8비트의 ADC0800 chip을 이용하여 A/D 변환기를 구성하였다. 정상속도(3000rpm)에 변동요인을 고려하여 A/D 변환기에 최고 10V의 입력신호가 인가된다고 보면, 입력분해능은 $10/256 = 39[mV]$ 가 된다.

제작된 A/D 변환기 및 그 주변회로는 그림 14와 같다.

Z-80A CTC에서 500Hz의 pulse가 발생함과 동시에 약 6μsec의 pulse폭을 갖는 start conversion 신호가 발생된다. conversion이 끝나면 약 80sec의 pulse폭을 갖는 negative pulse가 end of conversion 신호로써 발생되고 R/W와 PORT signal의 게이트 조합에 의하여 output enable 단자에 신호가 입력된다. 이때 latch에 대기중인 속도에 대한 데이터값이 입력되어 전체 시스템의 1회 수행이 끝나게 된다.

본 논문에서 제시한 속도제어 시스템을 기존의 시

스택과 비교하여 보았을 때 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 1) 16bit의 MC-68000 마이크로프로세서를 MP로 한 시스템 개발용 하드웨어를 포함하고 있으므로 유연성이 비교적 넓다.
- 2) 1회의 수행시간이 약 0.3msec로 속도제어가 매우 빠른 실시간으로 처리되며 전동기의 3-dB 차단 주파수가 낮은 많은 전동기를 동시에 제어할 때 더욱 유용하다.
- 3) PWM 방식을 이용하였으므로 전동기 구동회로의 에너지효율을 증가시켰다.

2. 실험결과

그림15~20은 무부하인 경우의 각각 2600, 1900, 1200(rpm)인 모델을 추종하는 경우이다. Simulation 결과와 같이 비중행렬 T값이 수렴속도에 미치는 영향을 알 수 있다. 모두 0.45초 이내에 모델을 추종하고 있다.

그림21은 변화하는 모델에 대한 플랜트의 추종을 나타내고 있다. 0.5초 이후의 추종에서는 정상상태

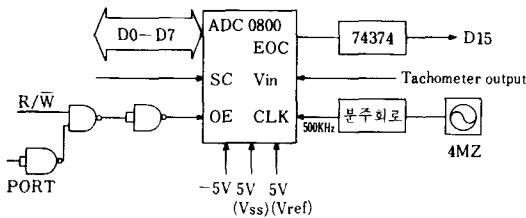


그림15. A/D 변환기 주변회로
Fig. 15. A/D converter peripheral circuit.

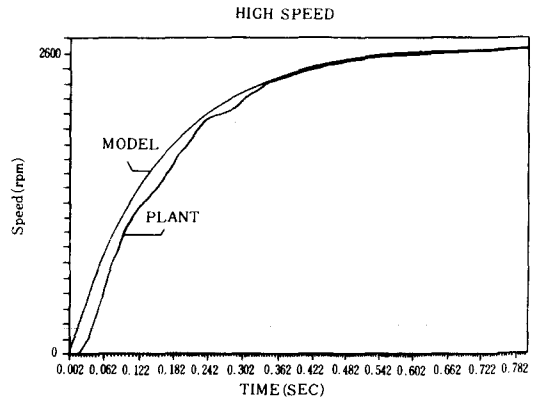


그림17. 무부하시 측정결과
Fig. 17. Measurement results for no load.
($T_1=0.75, T_2=0.5, T_3=0.56$).

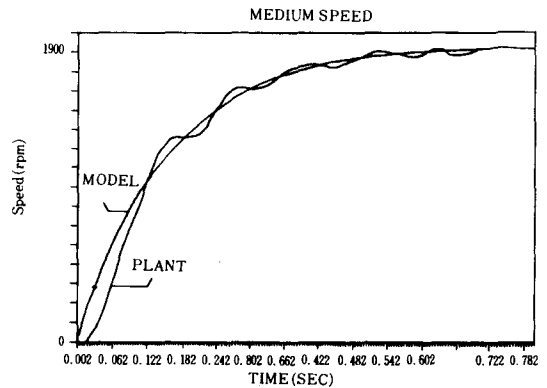


그림18. 무부하시 측정결과
Fig. 18. Measurement results for no load.
($T_1=2.75, T_2=0.75, T_3=0.56$).

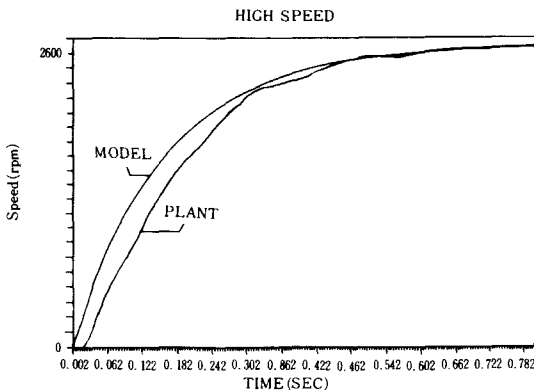


그림16. 무부하시 측정결과
Fig. 16. Measurement results for no load.
($T_1=0.75, T_2=0.56, T_3=0.5$).

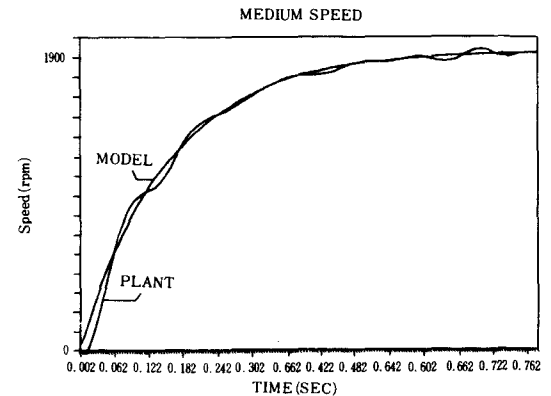


그림19. 무부하시 측정결과
Fig. 19. Measurement results for no load.
($T_1=0.81, T_2=0.68, T_3=0.5$).

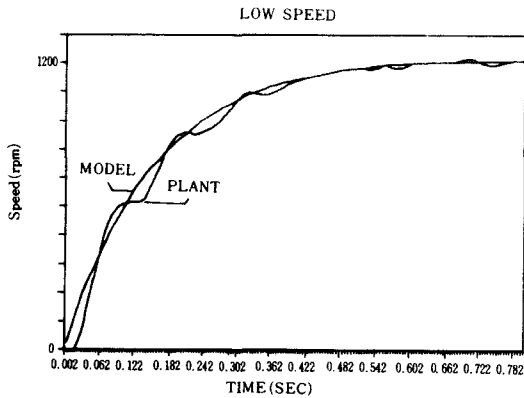


그림20. 무부하시 측정결과
 Fig. 20. Measurement results for no load.
 ($T_1=0.75, T_2=0.68, T_3=0.56$)

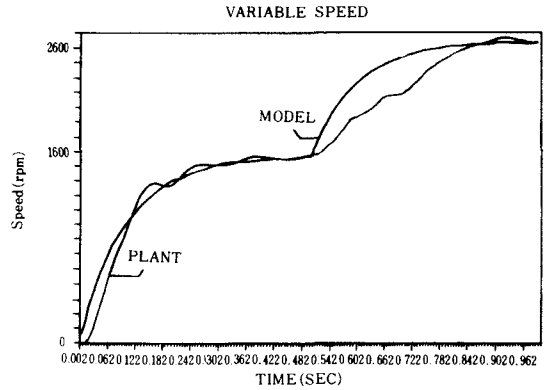


그림22. 기준입력의 변화에 따른 측정결과
 Fig. 22. Measurement results for reference input variations.

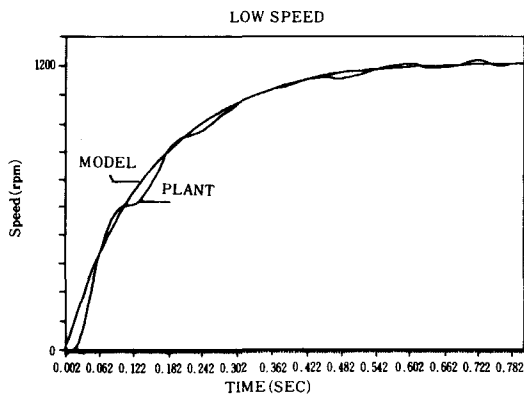


그림21. 무부하시 측정결과
 Fig. 21. Measurement results for no load.
 ($T_1=0.75, T_2=0.5, T_3=0.68$).

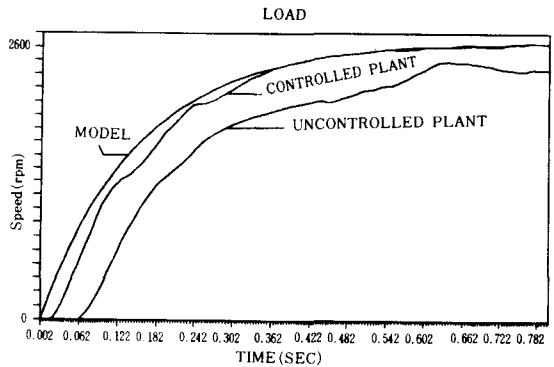


그림23. 부하 인가시 측정결과
 Fig. 23. Measurement results when load applied.

에 이르기까지 약 0.15초의 시간이 걸리는데, 이것은 MC-68000이 16비트 마이크로프로세서인데 비해 CTC는 8비트의 신호로 동작하기 때문이며, 이 경우 16비트의 카운터 회로를 이용하면 개선될 수 있다.

그림22는 관성 모멘트가 $J=2.1 \times 10^{-4} \text{Kg}\cdot\text{m}^2$ 인 부하가 걸렸을 경우이다. 제어함이 없이 기준입력만을 인가하였을 경우 상승시간이 늦어지고, 정상상태에서 정상 편차가 발생하지만 적응모델 추종제어 시스템을 이용한 경우 모델을 양호하게 추종하며 정상편차가 거의 발생하지 않음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 완전모델 추종조건이나 명확한 매

개변수 추정자를 필요로 하지않는 직접적응제어(direct MRAC) 알고리즘을 이용하여 직류전동기의 정밀속도제어장치를 구현하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결론을 얻었다. 모든 상태를 측정하지 않아도 되는 직접적응제어방식이므로 제어시스템을 구현하는데 있어서 종래의 방식보다 간편하며, 임의의 속도에 대한 정밀제어가 가능함을 보였고, 외란이나 부하 등에 대해서도 robust 함을 확인 하였으며 또한 비중행렬 T, T'의 적절한 선택으로 오차의 수렴속도를 개선시킬 수 있음을 보였다.

실험결과 플랜트는 모델을 매우 빠른시간(0.45초) 내에 추종하였다.

본 논문에서 제안한 직류전동기의 속도제어 시스템의 특징은,

1) 알고리즘에 의한 시스템의 1회 수행시간이 약 0.3msec이므로 실시간 제어가 가능하다.

2) 양방향성의 펄스폭변조증폭기(PWM servo amplifier)를 실현하였기 때문에 위치제어가 가능하다.

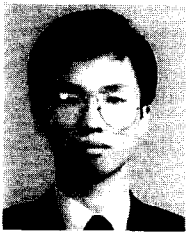
이상의 연구결과에서, 차후의 개선점은 하드웨어적으로 입출력의 비트수를 증가시킴으로써 보다 고정밀의 제어 특성이 얻어지며, 알고리즘 자체가 MIMO인 점에 주목하여 보면 다수의 전동기를 동시에 제어함도 가능하리라 보여져 이를 구현하는 것이다.

參 考 文 獻

[1] K.S. Narendra, L.S. Valavani, "Direct and indirect model reference adaptive control," *Automatica*, vol. 15, pp. 653-664, 1979.
 [2] Y.D. Landau, "Adaptive control," Marcel Dekker, Inc., 1979.
 [3] R.V. Monopoli, "Model reference adaptive

control with an augmented error signal," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 19, pp. 474-484, 1974.
 [4] K. Sobel, H. Kaufman, L. Mabijs, "Implicit adaptive control for a MIMO systems," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 18, no. 5, 1982.
 [5] Paul Katz, "Digital control using microprocessors," Prentice Hall International, 1981.
 [6] JACOB TAL, "Design and analysis of pulsewidth-modulated amplifiers for DC servo systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. 23, 1976.
 [7] C.P. Neuman, C.S. Baradello, "Digital transfer functions for micro-computer control," *IEEE Trans. on Systems, Mans, and Cybernetics*, vol. SMC-9, no. 12, 1979.
 [8] 計測自動制御學會編: 自動制御ハンドブック, 基礎編, 第Ⅲ部, 第3章 適応制御, オーム社, 1983. *

著 者 紹 介



金 浚 植(準會員)

1965年 2月 20日生. 1987年 2月 성균관대학교 전자공학과 졸업. 1989年 2月 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학석사학위 취득. 현재 (주)퍼시픽 콘트롤즈 기술연구소 근무. 주관심분야는

Adaptive control, μ -processor 응용 등임.



洪 哲 鎬(正會員)

1954年 4月 26日生, 1977年 2月 성균관대학교 전자공학과 졸업 공학사학위 취득. 1982年 2月 동대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1982年~1988年 인덕공업전문대학 조교수. 1989年 2月 성균관

대학교 전자공학과 공학박사학위 취득. 1989年~현재 호서대학교 제어계측공학과 조교수. 주관심분야는 로보틱스 및 적응제어이론 등임.



李 宅 鎭(正會員)

1931年 1月 5日生. 1954年 해군사관학교 졸업 이학사학위 취득. 1958年 U. S. Naval Post Graduate School Electrical Eng. 1963年 서울대학교 대학원 전기공학과 공학석사학위 취득. 1972年~1974年 미

국 Tacoma Company 해군고속함건조기술연수. 1974年~1978年 KOREA-Tacoma 회사 기술부장. 1983年~1984年 미국 Univ. of Maryland 객원교수. 1979年~현재 성균관대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 Adaptive control, Robot manipulator control 등임.



鄭 東 根(正會員)

1961年 1月 3日生. 1986年 2月 성균관대학교 전자공학과 졸업 공학사학위 취득. 1988年 2月 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학석사학위 취득. 1988年 3月~현재 성균관대학교 대학원 전자

공학과 박사과정. 주관심분야는 Adaptive control, 회로 및 시스템, 로보틱스 등임.