원칩 마이크로 콘트롤러에 適用하기 쉬운 修正된 最短時間 位置制御 알고리즘에 關한 硏究

양 주 호·김 창 화
부산수산대학교 기관공학과
(1994년 2월 5일 접수)

A Study on a Modified Minimum Time Position Control Algorithm comfortably to be adapted for One - Chip Microcontroller

Joo - Ho YANG and Chang - Hwa KIM
National Fisheries University of Pusan, Dept. of Marine Engineering
(Received February 5, 1994)

The DC Servo Motor has been used as an actuator in automatic control fields because of the good response and the control easiness nevertheless it has some disadvantage such as spark at the brush.

Recently, along with the fast development of semiconductor industries, the digital control scheme is increasing in comparison with analog control because of the strength against noise and the accuracy.

In this paper, authors proposed a combined control algorithm, which is mixed Modified Minimum Time Position Control(MMTPC) and PI control algorithm, for minimum time position control of DC Servo Motor by the one-chip microcontroller.

The proposed control algorithm showed the fast response and offset-free. The validity of the proposed method comparing with the VSS control is proved by the response experiments.

Nomenclature

A : Maximum value of control input
b : Viscous friction coefficient
e_a : Applied armature voltage
e_b : Back emf
i_a : Armature current
j_a : Inertia moment
k : motor gain constant
k_b : Back emf constant of motor

k_i : Torque constant
k_p : Proportional gain
L_a : Armature inductance
n : Reduction ratio
R_a : Armature resistance
T : Sampling time
T_i : Integral time
T_L : Load torque
τ : Motor time constant
τ_a : Armature time constant
ω : Angular speed
θ : Angular position
θ_{ref} : Referance input

서 론

자동제어의 액츄에이터로서 이용되는 서보 모터는 소형이면서도 큰 토크를 얻을 수 있고, 토크와 전류가 비례하여 응답성과 안정성이 매우 우수하다. DC 서보모터는 브러시가 있기 때문에 불꽃이 발생하는 문제점이 있기는 하지만 제어가 용이하기 때문에 우주 관측용 장치의 위치제어 및 안테나 위치제어 등에 아직도 많이 이용되고 있다. DC서보 모터 구동에는 SCR 또는 파워트랜지스터(Power Transister)등의 전력 소자가 많이 이용되고 있고, 최근 반도체 산업의 급속한 발달로 고속의 스위칭이 가능한 파워 트랜지스터가 개발되어 디지탈적으로 Power Tr의 펄스 폭을 제어하는 PWM(Pulse Width Modulation)방식이 많이 연구되어 지고 있다[1].

제어기에 대한 요구로서는 단순히 대상물을 제어하는 수준을 넘어 제어기 설계와 제작의 용이성, 제어 프로그램의 손쉬운 교환, 여러 다른 계측 제어기기나 상위 컴퓨터와의 정보교환 등을 들 수 있으며, 이러한 요구를 충족시킬 수 있는 것이 디지탈 제어기이고 현재 널리 이용되고 있다[2)-3)]. 또한 디지탈 제어기로 많이 사용되고 있는 범용 마이크로 프로세서들은 외부의 신호를 계측하고 제어 신호를 출력시키기 위하여 별도로 A/D, D/A 변환장치를 필요로 하며, 상위 시스템과 정보교환을 위한 통신장치가 별도로 필요하게 되어, 부피가 커질 뿐 만 아니라 가격 또한 상승하는 요인의 된다. 그러나 제어용으로 만들어진 원칩 마이크로 콘트롤러(One-chip microcontroller)들은 위의 문제점을 해결할 수 있도록 개발되어 있다[4)-5)].

따라서, 본 연구에서는 제어기로 이용하려는 원칩 마이크로 콘트롤러에 수정된 최단시간제어 알고리즘과 PI제어모드를 혼용한 알고리즘을 적용하여 DC 서보모터의 위치제어를 행하고자 한다.

본 연구에서 이용하려는 원칩 마이크로 콘트롤러 i8097은 외부와 통신을 하기 위해 직렬포트가 있고, 외부의 아날로그 값을 읽어들이기 위해 분해능이 10 비트인 A/D 변환장치도 8채널이 준비되어 있다. 또한 디지탈 값을 아날로그 값으로 변환(PWM방식)하여 외부로 내보내기 위해서 1개의 D/A 채널을 포함하고 있어 제어용으로 많이 사용되고 있으며 앞으로 더욱 많이 이용될 것으로 전망된다.

서보 모터를 제어하기 위한 제어 알고리즘에는 여러가지 있으며, 종전에는 PID 제어 방식이 널리 이용되어 왔으나, 앞서 설명한 제어 전용 마이크로 프로세서를 이용함으로서 복잡한 제어 알고리즘도 용이하게 실현 가능하게 되어 최단시간 제어 및 가변구조 등의 제어기법을 이용할 수 있게 되었다[6)-8)].

본 연구에서 제안하는 제어알고리즘의 연산은 제어 전용 16비트 원칩 마이크로 콘트롤러 i 8097bh를 이용하고, DC 서보모터를 구동하는 방법으로서는 파워트랜지스터를 이용한 PWM 방식을 사용하며, 파워트랜지스터 베이스에 PWM 파형을 가하기 위해서는 8비트 마이크로 프로세서 i8085를 사용하여 구동회로 구성한다[9)]. 이렇게 구성된 실험장치로 실시간 제어실험을 통하여 제어기로 이용하려는 원칩 마이크로 콘트롤러에 수정된 최단시간 제어알고리즘과 PI제어모드를 혼용한 알고리즘의 타당성을 조사한다.

서보 모터의 모델링

직류 모터 제어에는 전기자 제어와 계자 제어의 두가지 방법이 있는데 본 연구에서는 제어 특성이 우수한 전기자 제어 방식을 이용하였고, 개략적인 회로도는 Fig. 2.1과 같다. 이 회로에서 모터의 단자전압 e_a와 각 위치 θ의 관계는 아래와 같은 미분 방정식으로 표현된다.

$$e_a(t) = e_b(t) + i_a(t)R_a + L_a\frac{di_a(t)}{dt} \quad (2\text{-}1)$$

$$e_b(t) = k_b(t)\frac{d\,\theta(t)}{dt} \quad (2\text{-}2)$$

$$T_L(t) = J_a\frac{d^2\,\theta(t)}{dt^2} + b\frac{d\,\theta(t)}{dt} \quad (2\text{-}3)$$

$$T_L(t) = k_i i_a(t) \quad (2\text{-}4)$$

위 식들을 라플라스 변환하고 L_a가 아주 적으면 인가전압 $e_a(s)$에 대한 각 위치 $\theta(s)$의 전달함수 식으로 표시하면 식 (2-5)와 같다.

$$\frac{\theta(s)}{e_a(s)} = \frac{k}{s(\tau s+1)} \quad (2\text{-}5)$$

여기서 $k = \frac{k_i}{(R_a b + k_i k_b)}$, $\tau = \frac{R_a J_a}{(R_a b + k_i k_b)}$ 이다. 식 (2-5)에서 단자전압 e_a를 제어입력 u라고 하고, 출력값과 기준값의 오차를 상태(state)x_1, 속도를 상태 x_2로 상태 방정식으로 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & \frac{-1}{\tau}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \frac{k}{\tau}\end{bmatrix}u \quad (2\text{-}6)$$

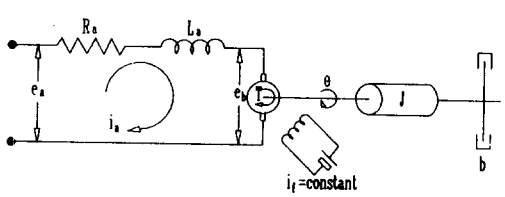


Fig. 2-1. Circuit of armature current control.

제어기 설계

1. 수정된 최단시간 제어칙

제어대상의 상태방정식, 제어입력 구속조건, 경계조건이 식 (3-1), (3-2), (3-3)으로 주어져 있다.

$$\text{상태방정식} : \begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & \frac{-1}{\tau}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \frac{k}{\tau}\end{bmatrix}u \quad (3\text{-}1)$$

$$\text{제어입력제한} : |u| \le A \quad (3\text{-}2)$$

$$\text{경계조건} : \begin{cases}x_1(0) = x_0, & x_1(t_f) = 0\\ x_2(0) = 0, & x_2(t_f) = 0\end{cases} \quad (3\text{-}3)$$

$$\text{평가 함수} : J = \int_0^{t_f} dt = t_f \quad (3\text{-}4)$$

이때 식 (3-4)로 주어지는 평가함수의 값을 최소로 하는 최적 제어 입력 u를 구하기 위해 위상면도를 이용하도록 한다. 우선, 식(3-1)으로부터 아래와 같은 식(3-5)을 얻을 수 있다.

$$\tau\dot{x}_2 + x_2 = \pm kA \quad (3\text{-}5)$$

여기서 식(3-5)에서 x_2의 해를 구하면,

$$x_2(t) = \pm KA + ((x_2(0) - (\mp kA)))e^{-(\frac{t}{\tau})} \quad (3\text{-}6)$$

이 된다. 이 해를 식(3-5)에 대입하여 정리하면,

$$x_1(t) + \tau x_2(t) \mp kA\,\tau\ln(1 \pm \frac{x_2(t)}{kA}) = x_1(0) + \tau x_2(0) \mp kA\,\tau\ln(1 \pm \frac{x_2(0)}{kA}) = Constant \quad (3\text{-}7)$$

으로 되는 위상면도의 식을 얻을 수 있으며[9], 이때 식(3-7)에서 입력 u가 초기에 $+A$ 및 $-A$인 경우에 대해 궤적이 원점을 지나는 두 곡선의 식은 식(3-8)과 같다.

$$(S(x_1, x_2)) = \begin{cases} x_1 + \tau x_2 - kA\,\tau \ln(1+\frac{x_2}{kA}), & u_0 = A \text{일 때} \\ x_1 + \tau x_2 - kA\,\tau \ln(1+\frac{x_2}{kA}), & u_0 = -A \text{일 때} \end{cases} \quad (3\text{-}8)$$

이때의 제어 입력 u는 식(3-9)와 같다[10].

$$u = A\ sign(S(x_1, x_2)) \quad (3\text{-}9)$$

Fig. 3.1은 식(3-9)에 대한 위상 면도(Phase plane)이며, 이 위상 면도에서 스위칭 라인이 점선으로 되어 있는 상태에 대하여 조작량 $u=+A$이고, 실선으로 되어 있는 상태에 대해서는 조작량 $u=-A$일때다. 원칩 마이크로 콘트롤러를 이용하여 식(3-7)의 최적 제어 입력 u를 구하기 위해서는 자연대수를 계산하여야 하는데, 이 자연대수를 원칩 마이크로 콘트롤러에서 구하려고 하면 자연대수를 구하는 서브루틴이 필요로 하고, 또한 $kA\,\tau\ln(1\pm\frac{x_2}{kA})$ 의 값을 구하면 아주 적은 값이 되므로 식(3-7)을 간단히 식(3-10)과 같이 생각할 수 있다

$$S'(x_1, x_2) = x_1 + \tau x_2 \quad (3\text{-}10)$$

이때의 최적 제어 입력 u는 식(3-11)와 같다.

$$u = A\ sign\ (S'(x_1, x_1)) \quad (3\text{-}11)$$

이때의 위상면도는 Fig. 3.2와 같다. Fig. 3.2에서 본래의 스위칭 라인과 수정된 스위칭 라인 사이의 차이가 큰 범위에서는 수정된 라인을 따라 원점에 이르지 못하고 오버슈트를 발생하면서 원점에 도달하게 된다. 즉 초기상태가 P′1점인 경우는 P′1점→P′2점→P′3점→0점에 도달하게 된다. 또 본래의 스위칭 라인과 수정된 스위칭 라인 사이에 차이가 없을지라도 Fig. 3.3에서 보는 바와 같이 원칩 마이크로 콘트롤러 내에서의 연산 시간 때문에 P2점에서 스위칭 동작이 일어나지 못하고 Δt만큼 시간 지연이 있은 후 P3점에서 스위칭이 일어남으로써 이 경우도 오버슈트가 일어나게 된다(Fig. 3.3). 따라서 이러한 문제점을 제

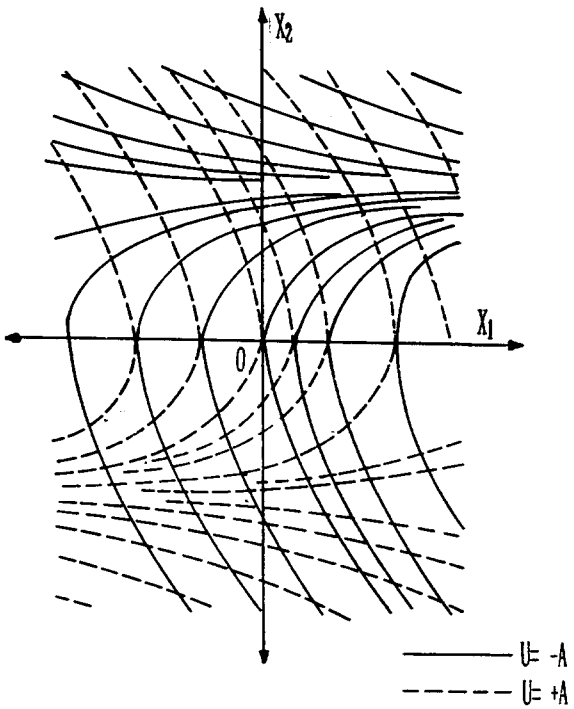


Fig. 3.1. Original switching line 1.

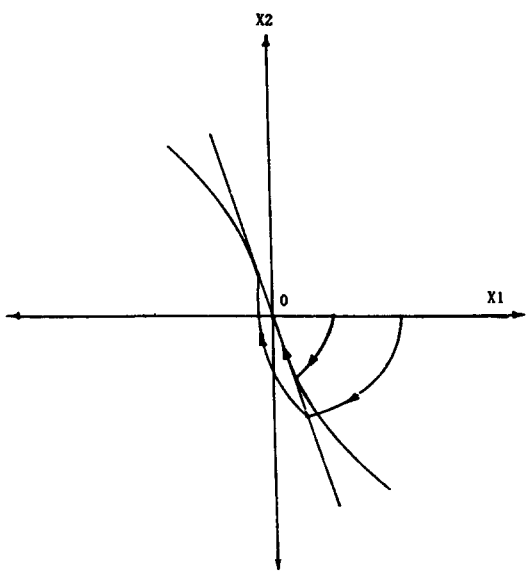


Fig. 3.2. A lined witching line 2.

거하기 위하여 수정된 최단시간 제어칙 식(3-10)에 있는 τ의 값을 수정하여 제어를 행하면 위 문

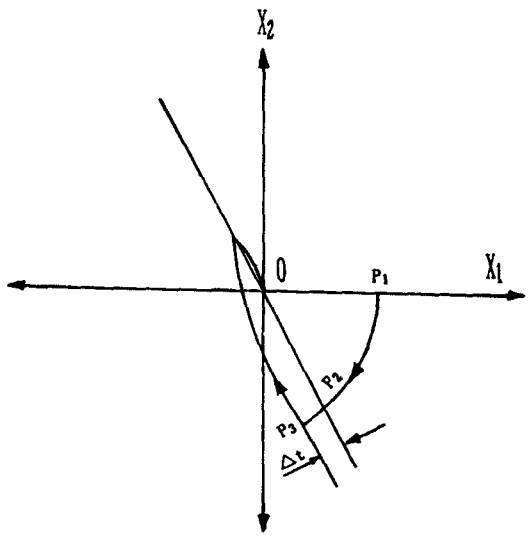


Fig. 3.3. Influnence of delay time at switching.

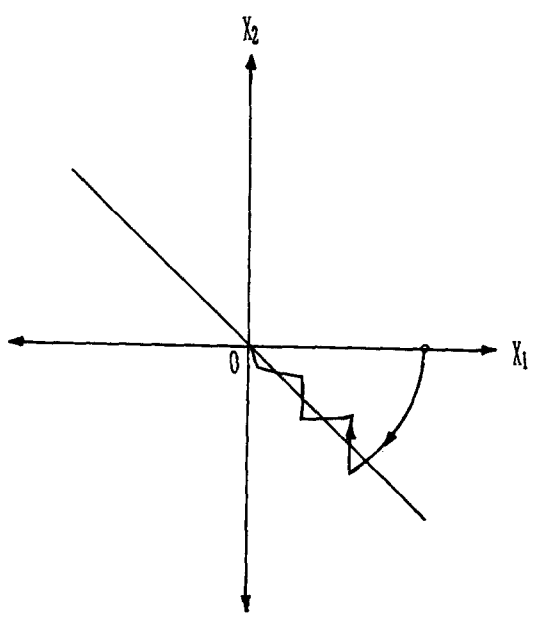


Fig. 3.4. A modified witching line 2.

제점을 해결 할 수 있게된다. 즉 스위칭 라인의 기울기를 결정하는 r의 값을 본래의 값보다 약간 크게하면 Fig. 3.4에서 보는 바와 같이 가변구조 제어기의 동작과 유사한 동작을 하게 되어 오버슈트 없이 목표치에 도달하게 된다. 그런데 스위칭 라인이 원점에 도달하게 될 때 제어입력 u가 $\pm A$에서 $\mp A$로 변환하는 채터링이 발생하게 되고 이러한 현상은 물리계에서 바람직하지 않으므로 허용오차 이내로 들어 왔을 때는 수정된 최단시간 제어칙에서 PI제어칙으로 제어 모드를 전환하여 채터링 현상을 일으키지 않도록 하였다.

2. PI 제어기

3.1절에서 알 수 있었던 바와 같이 상태궤적이 원점에 접근함에 따라 제어입력 u는 $\pm A$에서 $\mp A$사이를 재빠르게 건너뛰는 이른바 채터링(chattering)이 발생하는데, 물리계에 있어서 이와 같은 현상은 바람직하지 않으므로 상태 x_1이 어느 허용치 이내로 들어오게 되면 수정된 최단시간 제어로부터 PI 제어 모드로 전환하도록 한다. 일반적으로 디지탈 PI 제어기에 대하여는 많은 문헌에 나와 있고, 본 연구에서는 아래와 같이 이산화 된 PI 제어기를 사용하였다.

$$u(k)=u(k-1)+K_p[(1-z^{-1})+\frac{Tz^{-1}}{T_i}]e(k) \quad (3\text{-}12)$$

3.1절 및 3.2절의 제어기를 조합한 제어계의 블록선도는 Fig. 3.5와 같다.

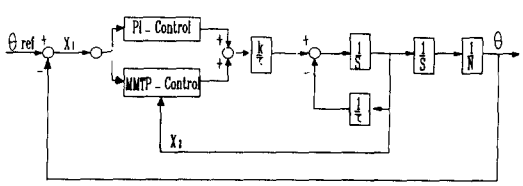


Fig. 3.5. Block diagram of control system.

하드웨어 구성

본 연구에서 사용된 16비트 원칩 마이크로 콘트롤러 i8097은 내부에는 제어용으로 사용하기 쉽게 다음과 같은 기능들을 소유하고 있다.

① 256바이트의 RAM.

② 8비트로 구성된 I/O포트 5개.

③ 샘프링과 홀딩 기능을 가지고 외부의 아날로

그 값을 디지탈 값으로 변환하는 10비트의 A/D 변환 장치 8채널(12MHz에서 변환시간이 22μs).

④ 디지탈 값을 아날로그 값으로 PWM 출력하는 D/A 변환 장치 1개.

⑤ 고속으로 데이터를 수수할 수 있는 HSI (High Speed Input) 및, HSO(High Speed Output) 내장.

⑥ 다른 주변기기나 상위 컴퓨터와 통신을 할 수 있는 비동기식 3개 모드와 동기식 1개 모드를 갖는 시리얼 포트 1개.

⑦ 2개의 16비트 카운터와 타이머.

⑧ 소프트 웨어 타이머 4개.

또한 파워 트랜지스터를 이용하는 방법으로는 선형 동작을 이용하는 방법과, 포화-컷 오프영역을 이용하는 두 가지 방법이 있는데 후자의 방법이 PWM 구동 방법으로서 전자의 방법에 비하여 전력 손실이 작으므로 후자의 방법을 사용하였다.

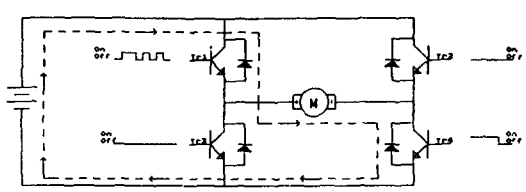


Fig. 4.1. (a) A clockwise.

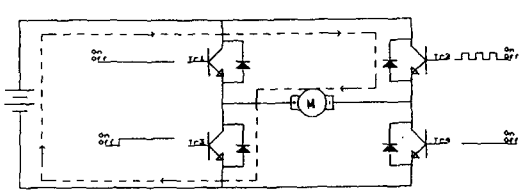


Fig. 4.1. (b) A counterclockwise.

그리고 DC 서보 모터 위치제어를 하기 위한 구동 방법은 양방형 구동을 위한 H형 브리지 방식을 채택하였고, Fig. 4.1와 같다. 그림에서 보는 바와같이 DC 서보 모터에 정회전을 하기 위하여는 Tr4는 On하여 Tr1에 펄스의 폭을 인가하게 되면 모터는 정회전을 하게 되고, 이 때의 Tr2, Tr3는 Off의 상태로 남아있게 된다. 또한 모터를 역회전하기 위해 Tr3을 On상태에서 Tr2에 펄스의 폭을 인가하도록 한다. 이 때 Tr1, Tr4는 Off의 상태로 남아있게 된다. Table 4.1은 마이크로 프로세서(i8085)에서 PWM신호를 발생시키기 위한 데이터 구성표이다. 또한 모터가 정회전에서 역회전

Table 4.1 Output of Base Driver.

	정 회 전	역 회 전
Tr1	On, Off 반복	Off
Tr2	Off	On, Off 반복
Tr2	Off	On
Tr4	On	Off

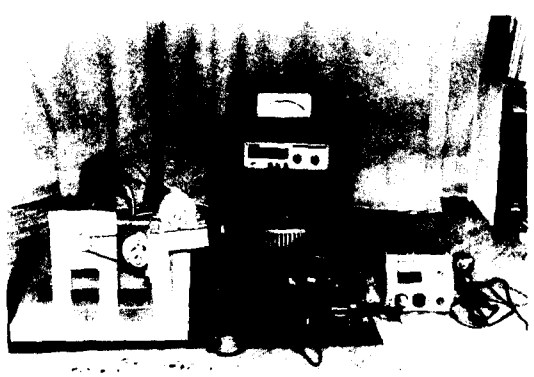


Fig. 4.3. Schematic diagram of position control system.

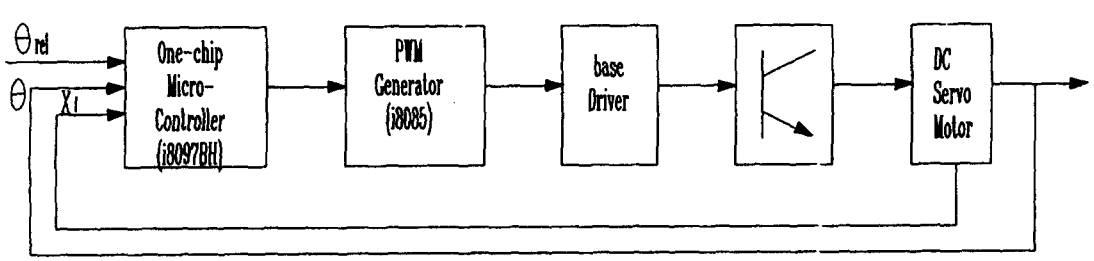


Fig. 4.2. Block diagram of position control system.

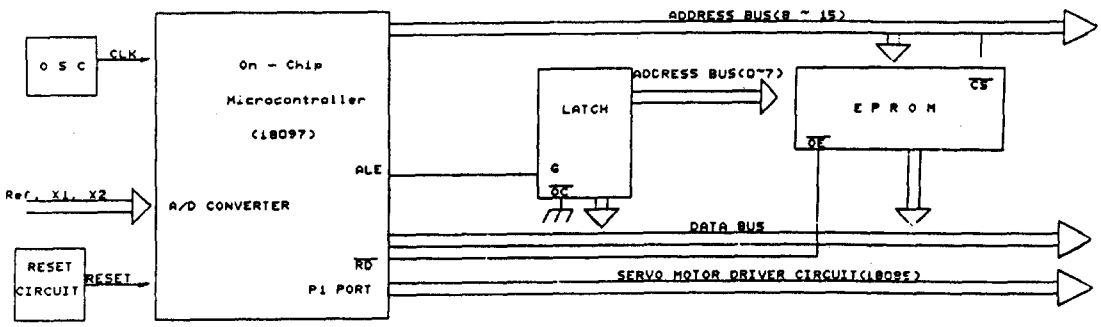


Fig. 4.4. A block diagram of control board used one-chip microcontroller.

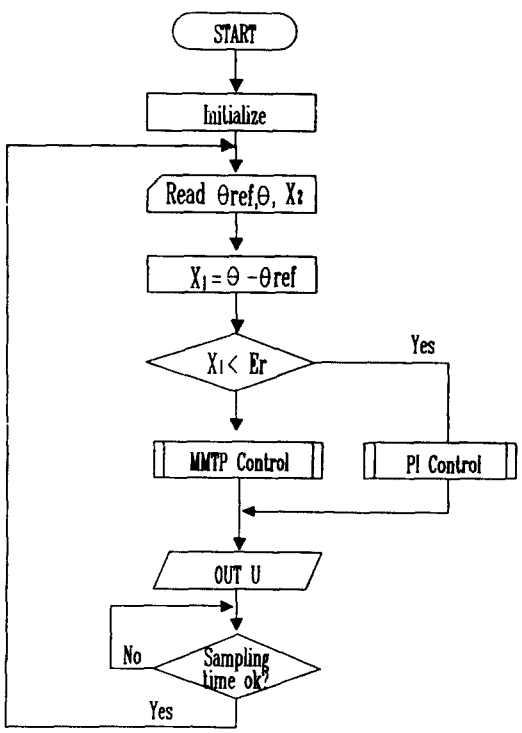


Fig. 4.5. Flow chart of control Algorithm.

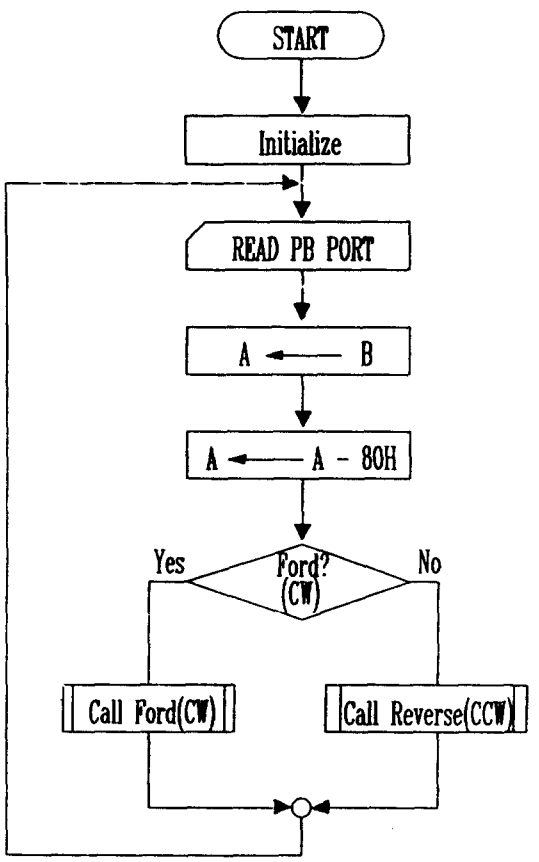


Fig. 4.6. (a) A flow chart for PWM signal generation.

으로 운전할 경우에 있어서, Tr1은 On, Tr3는 Off로 파워 트랜지스터 베이스에 동시에 신호를 가하면 파워 트랜지스터의 시간지연으로 인하여 동시 도통으로 파괴된다. 따라서 이것을 피하기 위해 약간의 데드 타임(Dead Time)이 필요로 하게 되므로, 본 연구에서는 200μsec의 시간 지연을 두어 파워 트랜지스터 파괴를 방지하였다.

과거에는 PWM 파형을 발생하기 위해서 변조파와 반송파를 연산 증폭기(OP Amp.)로 구성한 비교기에 가하여 파형을 형성하는 아날로그 방법이 많이 이용되어 왔으나, 최근에는 마이크로 프로세서의 급속한 발전으로 마이크로 프로세서를

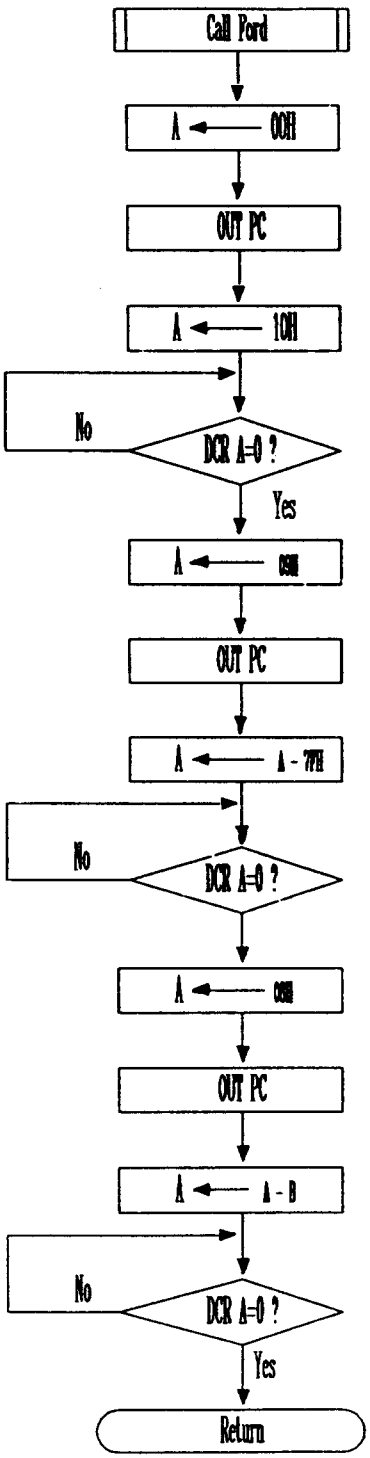


Fig. 4.6. (b) A flow chart of a subroutine for clockwise.

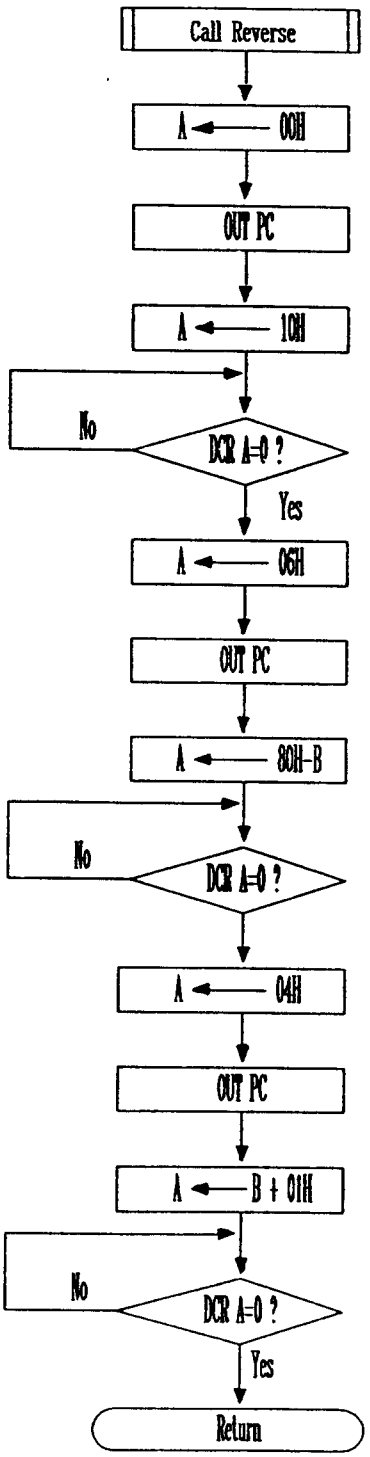


Fig. 4.6. (c) A flow chart of a subroutine for counterclockwise.

이용한 PWM 구동 방식이 널리 채용되어 오고 있다[12]. 따라서 본 연구에서는 8비트(i8085) 마이크로 프로세서를 이용하여 PWM 파형을 생성하도록 하였다.

이러한 마이크로 프로세서 및 마이크로 콘트롤러를 이용하여 다음과 같이 하드웨어를 구성하였다. 제어기로 사용된 원칩 마이크로 콘트롤러는 채널 0(CHO)으로 기준 입력을, 채널 1(CH1)은 포텐쇼 메타(potentiol meter)로부터 위치를, 채널 2(CH2)는 타코 제너레이터(tacho generatr)로 부터 속도를 계측한다. 이때 속도는 양방향성이므로 연산증폭기를 이용하여 원칩 마이크로 콘트롤러가 읽어 들일 수 있는 범위의 전압으로 변환한다. 채널 0에서 채널 2까지 계측한 기준입력, 현재위치, 속도값으로부터 3장에서 제안한 수정된 최단시간 제어 및 PI 제어 알고리즘에 의해 제어입력 u를 계산한다. 이때 계산된 최적 제어입력 u는 I/O 포트(P1.0-P1.7)로 구동회로에 출력한다. 구동회로에 이용된 i8085는 I/O (i8255) 포트로부터 제어 입력 u값을 넘겨 받고, 이때 넘겨받은 값으로부터 이에 상응하는 PWM 파형을 생성하여 i8255를 통하여 파워 트랜지스터의 각 베이스(bass0 구동부에 인가한다. 이때 베이스 구동회로는 각각이 파워트랜지스터 베이스를 구동하고, 모터의 최단 시간 위치제어를 행한다. 본 연구에서 이용된 전체 하드웨어 구성에 관한 블록 선도는 Fig. 4.2와 같고, Fig. 4.3은 실험 장치의 실제모습이다. 원칩 마이크로 콘트로러 i8097를 이용한 제어용 보드는 자작하였으며, 이에 대한 회로도는 Fig. 4.4 이고, 제어 프로그램의 플로 챠트는 Fig. 4.5이다. 그리고 PWM 신호 발생 프로그램의 플로 챠트는 Fig. 4.6과 같고, 베이스 구동회로는 Fig. 4.7과 같다.

응답 실험 및 검토

1. 제어대상의 제 정수

실험에 사용한 서보 모터의 제 정수는 Table 5.1과

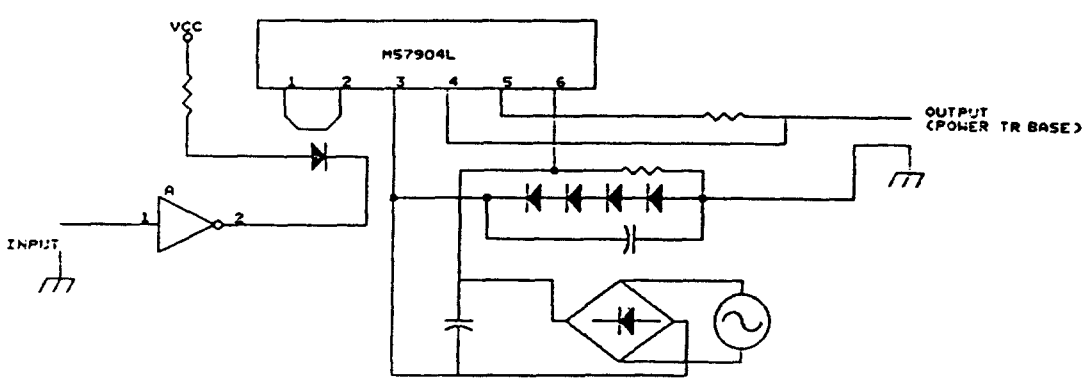


Fig. 4.7. A base driver circuit.

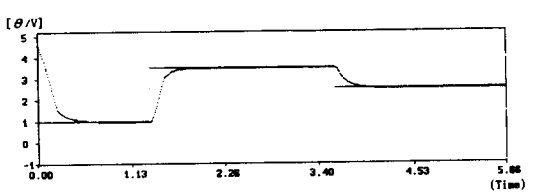
Table 5.1. The Physical parameters of the system

Name	Simbol	Value	Unit
Armature current	i_a	1.9	$[A]$
Rotor Inertia	J_a	0.009	$[kg\ m^2]$
Torque constant	k_i	6.59	$[kg-cm/A]$
Reduction ratio	n	9	
Armature time constant	τ_a	10.3	$[ms]$
Motor time constant	τ	300	$[ms]$

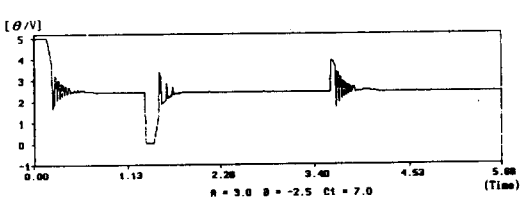
같다.

2. 실험 결과

원칩 마이크로 콘트롤러 i8097은 시스템으로부터 위치와 속도를 계측한 다음, 식(3-10) 또는 식(3-12)에 의하여 제어입력 u를 계산한다. 계산된 제어입력 u는 양방향의 값이므로 PWM 구동회로부에 비트값으로 인가하기 위하여 +5V를 FFH로, -5V를 OOH로 변환하여 출력하였다. PWM 구동 회로부는 제어기(i8097)로부터 넘겨 받은 값으로 PEM 파형을 형성하여 파워 트랜지스터 베이스에 인가한다. 이렇게 인가된 PWM 파형이 서보 모터를 구동한다. 본 연구에서는 AC 전압을 슬라이 닥스로 80[V]로하여 전력 증폭부에 전압을 인가하였고, PWM 구동 회로부의 PWM 주파수는 1250(Hz)로 실험을 하였다. 이 때 PWM 주파수는 프로그램에 의해서 제어 가능하다. 제어기의 샘플링 타임은 0.0125[sec]로 하고 목표치의 입력을 스텝상으로 인가하였다. Fig. 5.1은 VSS인 경우에 대한 응답이고, Fig. 5.2, Fig. 5.3, Fig. 5.4는 본 연구에서 제안하는 제어알고리즘으로 제어한 경우의 응답이다. VSS로 제어한 경우는 Fig. 5.1에서 보는 것과 같이 오버슈트가 없이 목표치에 도달하고, 이 때 5%의 정착시간은 약 0.275sec이다.



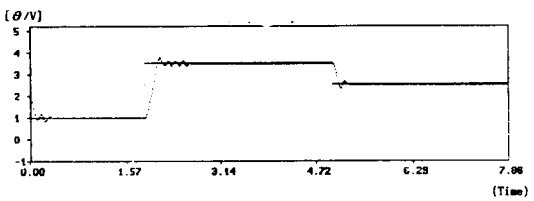
(a) Response



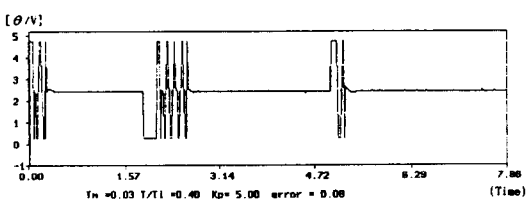
(b) Control input

Fig. 5.1. VSS Control with sampling time 0.0125[sec].

그리고, Fig. 5.2, Fig. 5.3, Fig. 5.4는 τ의 값을 각각 0.03, 0.06, 0.1로 한 경우인데, τ의 값을 0.03으로 하였을 경우에는 오버슈트를 가지면서 목표치에 도달하고 있다. 이것은 식(3-10)에 있는 기울기를 크게한 것을 의미하며, 위상 면도 해석법으로부터 스위칭 라인을 벗어나서 스위칭을 하고 있기 때문이다. 이 때 5%의 정착 시간을 0.

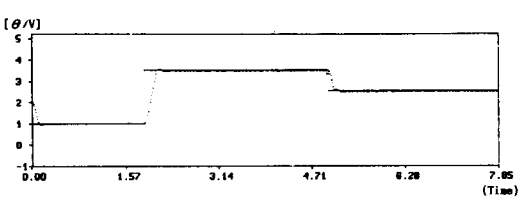


(a) Response

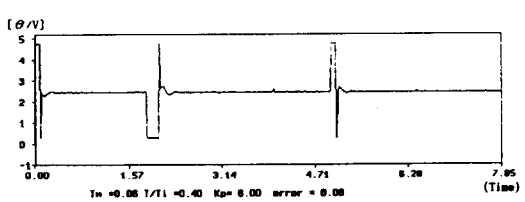


(b) Control input

Fig. 5.2. Position Control with τ 0.03 and sampling time 0.0125[sec].

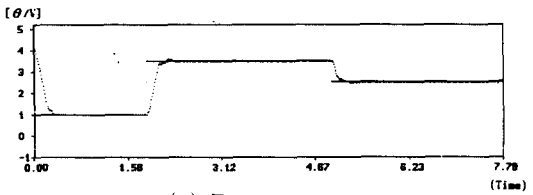


(a) Response

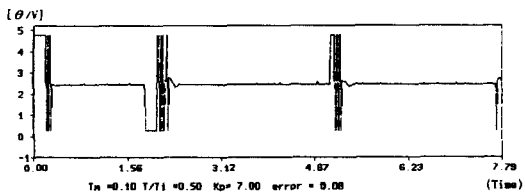


(b) Control input

Fig. 5.3. Position Control with τ 0.06 and sampling time 0.0125[sec].



(a) Response



(b) Control input

Fig. 5.4. Position Control with t 0.1 and sampling time 0.0125[sec].

42sec이다. t의 값이 0.06으로 한 경우에 오버슈트 없이 목표치에 도달하고 있으며, 이 경우는 스위칭 작용을 두어번하여 빠른 시간안에 목표치에 도달함을 알 수 있다. 이 때 5%의 정착 시간은 0.19sec이다. t의 값이 0.1일때는 오버슈트 없이 목표치에 도달하고 있지만, 이때 제어입력 u는 스위칭을 많이하고 있음을 보이고 있고, 이때 5% 정착시간은 0.22sec이다. 이 경우는 식(3-10)의 기울기를 작게 함으로서 스위칭 작용이 많아지고, t의 값이 0.06인 경우보다도 목표치에 도달하는 시간이 늦음을 보이고 있다.

결 론

본 연구에서 제안한 수정된 최단시간 제어칙과 원칩 마이크로 콘트롤러를 이용하여 서보모터제어 전용 회로를 제작하여 응답 실험을 한 결과 다음과 같은 결론들을 얻을 수 있었다.

(1) 본 연구에서 제안하는 수정된 최단시간 제어 알고리즘은 마이크로 콘트롤러의 연산 시간을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 오버슈트가 없고 속응성이 일반적인 가변구조 제어기 보다 빠름을 알 수 있었다.

(2) 일반적으로 퍼스널 컴퓨터에서 행하던 제어방식을 탈피하여 제어용으로 만들어진 원칩 마이크로 콘트롤러(one-chip microcontrollers)를 이용하더라도 만족 할 만한 결과를 얻을 수 있을 것을 확인하였다.

(3) 본 연구에서 제안한 수정된 최단시간 제어칙에 있어서 t의 값이 응답 시간 및 오버슈트에 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있었다. 또한 상태 x_1 허용치 이내로 들어 왔을때 수정된 최단시간 제어칙에서 PI제어칙으로 변환함으로서 시스템에 인가 하는 제어입력 u의 급격한 변동을 제거 할 수 있었다.

참고문헌

1) 전금경(1991) : 파워 일렉트로니스와 AC드라이브, 세화, pp.15 - 358
2) Karl J. Astrom Bjorn Wittenmark(1990) : Computer Controlled Systems, Prentice-Hall, pp.221 - 243
3) Richard H. Middleton Grahm c. Goodwin(1990) : Digital Control And Estimation, Prentice-Hall, pp.499 - 501
4) Intel(1992) : Embeded Microcontrollers and Processers volume I, pp.15-1 - 15-165
5) Intel(1991) : Embeded Applications, pp. 6-1 - 6-305
6) C. J. Harris and S. A. Billings(1980) : Self-Tuning and Adaptive Control, Peter Peregrinus LTD, pp.204-229
7) Frank L. Lewis : Applied Optimal Control and Estimation, Prentice-Hall, pp. 298 - 306
8) Takahashi, Rabins, Auslaander(1972) : Control and Dynamic Systems, Addison-Wesley, pp.509 - 566
9) 廣田實(1982) : 船舶制御 システム 工學, 成山堂 書店, pp.220 - 232

10) 양주호, 김창화, 하주식, 박진길, 유영호, 류길수, 진강규(1992) : 한일 메카드로니스 학술강연회 초록집, pp.25 - 31, 1992
11) Katsuhiko. Ogata(1987) : Discrete-Time Control Systems, Prentice-Hall, pp.306 - 478
12) 이영근, 허웅, 박인정(1992) : 마이크로 프로세서 시스템 설계 청문각, pp.62 - 422