

DSP를 이용한 DC 모터에 대한 가변구조 위치제어기 설계

박귀태* 강문호* 이영* 문일남* 유지훈**
* 고려대학교 전기공학과 ** 창원대학교 전기공학과

The design of the variable structure position controller
for a DC servo motor using Digital Signal Processor

Gwi-Tae Park* Moon-Ho Kang* Young Lee* Il-Nam Moon* Ji-Yoon Yoo**
* Dept. of Elec. Eng. Korea Univ.
** Dept. of Elec. Eng. Chanwon National Univ.

ABSTRACT

VSS controller is suited for systems where the robust performances in the presence of parameter variations and disturbances are most important. The practical realization of such robust VSS algorithm using DSP (TMS32020) is discussed in this paper. PWM-like control signal which is produced by directly using VSS control algorithm substitutes the PWM amplifier. And the armature current is used in construction of switching function for the purpose of increasing switching frequency. In order to compensate steady state error produced by various external disturbances practical integral compensator is considered.

제 1 장 서론

가변 구조 제어 이론의 독특한 특성인 슬라이딩 모드 내에서는 계통의 파라미터 변동이나 외란의 영향에 매우 둔감한 특성을 갖기 때문에 파라미터 변동이나 외란의 영향을 많이 받는 모토르 매니플레이터같은 견고성(robustness)을 요구하는 계통에 잘 적용될 수 있다. [2], [3] 본 논문에서 사용되는 가변 구조 제어 이론에서는 종래의 PWM파형 발생기에서 만들어져 서보 구동부에 인가되는 입력 펄스 열은 단지 슬라이딩 모드 알고리즘의 계산 과정과 결과로 대치될 수 있으며 따라서 계통의 견고성(robustness)에 아무런 기여를 하지 않는 PWM 증폭기를 하드웨어 구성에서 제거시킬 수 있다.

슬라이딩 모드를 사용하는 위치 제어기의 성능은 스위칭 주파수에 의해서 결정되므로 본 연구에서 사용된 위치 제어기에서는 제어 입력의 스위칭 주파수를 늘려 주기 위해서 스위칭 평면을 구성하는데 전자자 전류를 포함시켰으며, 정상 상태에서의 위치 오차를 보상하기 위한 실제적인 방법으로서 적분 보상을 스위칭 평면을 구성하는데 선택적으로 포함하였다.

위치 제어기는 DSP(TI, TMS32020)와 주변회로로 구성된다. DSP는 수학적 계산과 많은 양의 데이터들을 신속하게 처리하기 위해 최적화된 마이크로프로세서이며 따라서 가변 구조 제어 알고리즘처럼 매우 빠른 스위칭 주파수를 갖는 제어 알고리즘등의 실시간 제어에 효과적으로 이용될 수 있다.

위에서 제시한 사항들을 이용하여 여섯개의 관결에 각

각 직류서보 모터를 갖는 6관결 모토르 매니플레이터(SAMSUNG Co. PESE)의 두번째 관결에 대해서 서보 위치제어를 실행하였다.

제 2 장에서 가변 구조 제어이론을 간단히 소개하고 제 3 장에서는 실제적으로 이 제어이론이 DC 모터의 서보 위치제어 계통에 어떻게 적용되는가를 설명한다. 제 4 장에서는 실험에 앞서 컴퓨터 시뮬레이션을 행하고 제 5 장에서는 제어기의 하드웨어에 대해서 설명하며 제 6 장에서는 실험 결과를 고찰하고 제 7 장에서는 결론을 실행한다.

제 2 장 가변 구조 제어 알고리즘

다음과 같이 주어진 3차 계통을 생각하자.

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

여기서 A, B는 각각 계통의 변수들로 구성된 행렬들이고 X는 상태변수들로 구성되는 상태벡터, u는 제어입력이다.

가변 구조계통에서 제어입력은 스위칭 평면에서 스위칭 로직에 따라 계통의 구조를 변화시키므로써 상태공간간의 어떤 위치에서도 상태는 스위칭 평면을 향하게 되며, 스위칭 평면에 도달하게 되면 그 평면을 따라 이동하게 되는데 이러한 현상을 슬라이딩 모드라고 한다. 스위칭 평면은 다음과 같이 정의된다.

$$S(x) = \{ X | CX = 0 \}, \quad C = [c_1 \ c_2 \ 1] \quad (2)$$

계통의 상태들을 슬라이딩 초평면으로 향하게 하는 필요 충분 조건은 다음 식 (3)으로 주어진다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{m}(s) S(x) < 0 \quad (3)$$

식 (3)으로 표현되는 슬라이딩 모드 존재조건을 만족하는 제어입력을 구성하는 방법을 그림 1과 그림 2에 보았다. [5] 먼저 그림 1로 표현되는 일반적인 경우 S(x)에 따라서 상이한 상태 피드백 중의 어느 하나를 결정하므로써 제어입력을 구성하는 방법이다. 이 때의 제어

입력은 다음과 같이 구성된다. [6]

$$u = -\sum_{i=1}^3 \Psi_i x_i \quad (4)$$

식(1),(2),(3),(4)로부터 슬라이딩 모드가 발생하기 위해선 다음 관계들이 만족되어야 한다.

$$S(x) = CX = CAX + CBu$$

$$\begin{aligned} S(x)S(x) &= S(x)CAX + S(x)CBu \\ &= (-a_1 - b\Psi_1)S(x)x_1 + (c_1 - a_2 - b\Psi_2)S(x)x_2 \\ &\quad + (c_2 - a_3 - b\Psi_3)S(x)x_3 < 0 \end{aligned} \quad (5)$$

이 경우 피드백 되는 상태의 수가 증가함에 따라 복잡하게 제어입력이 결정되고, 이때의 제어입력은 PWM 증폭기를 통해 펄스 형태로 정형되어야 하므로 필수적으로 PWM 증폭기가 필요하다.

그림 2로 예를 든 두번째의 경우 스위칭 함수값 S(x)가 상태들의 피드백된 값들에 의해서 구해지고 이 값이 제어입력을 결정한다. 식(1),(2),(3)으로부터 슬라이딩 모드가 존재하기 위해서는 다음 관계를 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} S(x)S(x) &= S(x)CAX + S(x)CBu \\ &= S(x)CAX + S(x)bu < 0 \end{aligned} \quad (6)$$

식(6)에서 b>0을 가정할 때 S(x)>0인 경우 실제 계통을 고려해서 충분히 작은 값을 갖는 제어입력 u⁻을 구성하고 S(x)<0인 경우 충분히 큰 값을 갖는 제어입력 u⁺를 구성하면 슬라이딩 모드가 존재한다. 따라서 이 때의 제어입력은 다음과 같이 구성된다.

$$u = \begin{cases} u^- (<<0) & \text{if } S(x)>0 \\ u^+ (>>0) & \text{if } S(x)<0 \end{cases} \quad (7)$$

이 경우 제어 알고리즘이 간단해지고 스위칭 함수값에 따라서 결정된 제어입력은 펄스열의 형태를 가지므로 PWM 증폭기가 불필요하다.

슬라이딩 모드내에서 다음 관계가 성립한다.

$$S(x) = 0 \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (8)$$

슬라이딩 모드내에서 등가 제어입력 u_{eq}는 다음과 같이 구해진다. [7]

$$S(x) = 0, \quad \dot{S}(x) = 0$$

$$\dot{S}(x) = CX = CAX + CBu_{eq} = 0$$

$$u_{eq} = -(CB)^{-1} CAX \quad (9-a)$$

$$u^- < u_{eq} < u^+ \quad (9-b)$$

이 때 C는 스위칭 표현행렬을 나타낸다.

이상으로 부터 슬라이딩 모드내에서 페루프 계통의 동태 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{X} = \{I_n - B(CB)^{-1}C\}AX \quad (10)$$

식(10)으로부터 슬라이딩 모드는 실제 계통의 제어입력 u와는 독립적으로 단지 스위칭 초평면 S(x)의 선택에 달려있다는 것을 알 수 있다.

제 3 장 DC 서보모타의 위치 제어

본 논문에서는 한 개의 직류모타에 로보트 팔이 비선형 외란으로 작용하는 위치 서보계통을 고려한다. 그림 3에 계통의 블록 선도를 나타냈고 계통의 파라미터들을 표 1에 보았다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & -\frac{K_t}{J} \\ 0 & -\frac{K_e}{L} & -\frac{R_a}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} f$$

x₁ : 위치 x₂ : 속도 x₃ : 전기자 전류
f : 외란

(11)

식(11)로 주어지는 계통에 대한 제어입력을 구성하는데 필요한 스위칭 평면에 스위칭 주파수를 증가시켜 주기 위해서 전기자 전류를 포함시켰다. 따라서 속도상태, 위치상태, 전류 상태로 구성된 스위칭 평면은 식(12)와 같이 주어진다.

$$S = c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3 = 0 \quad (12)$$

$$\text{where } e_1 \equiv x_{ref} - x_1$$

$$e_2 \equiv e_1$$

$$e_3 \equiv -x_3$$

슬라이딩 모드 내에서 계통의 상태들은 S = 0인 스위칭 평면상에 머무르게 된다. 식(12)에 식(11)의 각 파라미터들을 대입한 후 라플라스 변환을 하고 최종치 정리 (final value theorem)를 이용하여 각 상태에 대한 정상상태에서의 오차값을 구해보면 다음과 같다.

식(12)로부터

$$S = c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3$$

$$= c_1 e_1 + c_2 e_1 + e_3 = 0 \quad (13)$$

$$E_1(s) = \frac{-\frac{f}{K_t s}}{\frac{J}{K_t} s^2 + \left(\frac{B}{K_t} + c_2\right) s + c_1} \quad (14)$$

$$E_2(s) = \frac{-\frac{f}{K_t}}{\frac{J}{K_t} s^2 + \left(\frac{B}{K_t} + c_2\right) s + c_1} \quad (15)$$

$$E_3(s) = \frac{\frac{f}{K_t} \left(c_2 + \frac{c_1}{s}\right)}{\frac{J}{K_t} s^2 + \left(\frac{B}{K_t} + c_2\right) s + c_1} \quad (16)$$

$$e_1(+\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_1(s) = -\frac{f}{c_1 K_t}$$

$$e_2(+\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_2(s) = 0$$

$$e_3(+\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_3(s) = \frac{f}{K_t} \quad (17)$$

이상에서 유도된 식(17)에 의하면 f로 표현되는 외란항에 의해서 정상상태에서 오차가 발생하게 된다. 이 외

란항을 보상하기 위해서 선택적으로 적분 보상기를 사용했다. 또한 스위칭 표면 행렬 값 c_1 , c_2 의 값은 2차 계통에서 빠른 응답 속도, 안정도등을 고려하여 적절하게 구할 수 있다. 적분 보상기를 사용할 경우 스위칭 초평면은 식(18)로 나타나며 위치에 대해서 정상상태 오차가 없어진다.

$$S = c_0/e_1dt + c_1e_1 + c_2e_2 + e_3 \quad (18)$$

정상상태 오차를 없애기 위해 적분 보상기를 사용하는 경우 과도 응답시에 상태 궤적에 진동 현상이 발생될 수 있다. 따라서 ξ 으로 표시되는 충분히 작은 스위칭 함수값을 경계로 적분 보상기를 사용하는 방법이 모색되었다.^[3]

$$S = \begin{cases} c_1e_1 + c_2e_2 + e_3 & |s| > \xi \\ c_0/e_1dt + c_1e_1 + c_2e_2 + e_3 & |s| \leq \xi \end{cases} \quad (19)$$

여기서 ξ 값은 식(17)에서 보여지는 정상상태 위치 오차를 고려하여 다음과 같이 정한다.

$$\xi = \max \frac{|f|}{c_1K_t} \times n \quad (20)$$

여기서 n 은 임의의 작은 정수 값이며 ξ 를 구하기 위해서 외란의 최대값을 알아야 한다.

제 4 장 컴퓨터 시뮬레이션

제 3 장에서 식(11)로 주어 지는 계통에 대해서 본 논문에서 채택된 가변구조 알고리즘을 적용시켜 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 응답을 구하였다. 본 시뮬레이션에서는 i) 스위칭 함수에 전류상태를 포함한 경우, 스위칭함수에 전류상태를 포함하고 iii)적분 보상기를 스위칭 함수에 포함시킨 경우, iv)적분 보상기를 선택적으로 스위칭 함수에 포함시킨 경우들에 대해서 각각의 상태응답, 상태궤적을 보였다. 제어입력의 최대값과 최소값은 $u^*=20V$, $u^-=-20V$ 로 정했다. 또한 제어 주기는 20KHz로, 목표위치는 10회전(20 π rad)이다.

i)스위칭 함수에 전류상태를 포함한 경우

그림 4 에 이 경우의 상태응답을 나타냈다. 이 경우 비선형 부하로 작용하는 모보트 팔에 의해서 식(17)에서 나타난 바와 같은 정상상태 오차가 발생된다.

ii)적분 보상기를 스위칭 함수에 포함시킨 경우

그림 5 에 정상상태 오차를 없애기 위해 적분 보상기를 스위칭 함수에 포함시킨 경우의 상태응답을 나타냈다. 이 경우 정상상태 오차는 없어지지만 계통의 차수가 증가함에 따라 상태응답에서 오버슈트가 발생하는 단점이 발생된다.

iii)적분 보상기를 선택적으로 스위칭 함수에 포함시킨 경우

ii)의 경우에서 생기는 오버슈트를 없애고 빠른 응답 속도를 얻기위해서 $S=0$ 부근 즉, $|S| < \xi$ 영역에서만 선택적으로 적분 보상기를 사용하는 방법을 사용한다. ξ 는 식(20)에 의해서 0.15로 결정했다. 시뮬레이션에서는 본 부하의 최대토크값을 간단한 모델링 과정을 통하여 0.03Kg/N-H로 정하였다. 이 경우 오버슈트가 없어지고 정상상태에서의 오차도 없어진 결과를 보인다. 그림 6에 K_t , K_o 에 0.2초, 0.8초에서 각각 30% 파라미터 변동을 주었을 경우의 상태응답, 제어입력, 상태궤적을 나타냈다. 이 경우 응답 결과에서 보이는 바와 같이 본 연구에서 사용된 제어 알고리즘은 계통의 파라미터 변동에

매우 둔감하다는 것을 알 수 있다.

제 5 장 제어 계통 구성

DC 모터의 서보 위치 제어를 수행하기 위해 설계 및 제작된 하드웨어는 전 계통의 제어 및 주 프로그램 수행을 위한 TMS 32020 DSP, RAM, ROM, 웨이트 상태 발생회로등으로 구성된 DSP 및 메모리 회로, 엔코더와 연결된 4채널 속도 검출 회로, 전류를 검출하기 위한 전류 검출회로, 스위칭 펄스발생 및 증폭회로, IBM-AT 와 DSP 사이의 데이터 전송을 위한 데이터 전송회로등으로 구성된다. 통상, 위치 정보를 검출하기 위해 구성되는 위치 검출회로는 속도 검출회로에서 얻은 값을 매 제어 주기동안 누적시켜서 위치값을 계산해 낼 수 있으므로 본 하드웨어 구성에서 제외되었다. 본 연구에서 수행한 제어 계통의 블록 선도는 그림 9 와같다. 또한 본 연구에선 소프트웨어 의해 스위칭 함수값의 부호를 계산한 후 부호에 따른 스위칭 보직과 한개의 FLIP-FLOP소자를 이용해서 스위칭 펄스를 발생한다. 따라서 다소 복잡한 PWM 펄스 발생회로가 제어 알고리즘 소프트웨어와 한개의 TTL 계열 FLIP-FLOP소자로 대체된다. 직류 모터에 전력을 공급하기 위해 4개의 MOSFET을 이용하여 스위칭 펄스 증폭회로를 구성하였다.

제 6 장 실험 결과 및 고찰

본 연구에서는 직류 서보모터에 대해서 모보트 팔이 외란으로 작용한다. 식(17)과 표 1 에 제시된 파라미터 값들로부터 정상상태에서 $f_{max}/(c_1K_t)$ 의 최대위치오차를 발생시킨다. 본 논문에서는 외란 존재시 정상상태 오차를 보상하기 위해서 적분기를 스위칭 함수 구성에 선택적으로 첨가하였다. 적분보상기를 포함해서 구성된 스위칭 함수(식(18))의 경우 J/K_t 가 매우 작은 값이라는 가정하에 계통의 차수를 2차로 간략화 시키더라도 과도상태에서 오버슈트를 발생시키는 문제가 발생된다. 따라서 본 논문에서는 $s=0$ 부근에서 ξ 를 구한 후 이 영역에서만 적분 보상기를 포함시켰다.^[3] 본 실험에서는 식(24)에 의해서 ξ 값을 0.15로 선택했다. 이 때의 스위칭 함수는 식(23)과 같이 구성된다. 그림 8 에 적분 보상기 첨가시의 상태응답, 제어입력, 상태궤적을 나타냈다.

제 7 장 결 론

이상의 시뮬레이션과 실험을 통해서 본 연구에서 위치 제어기에 대해서 다음과 같은 결론을 내릴 수 있었다.

- i) 빠른 상태응답을 얻을 수 있었다.
- ii) 외란 및 파라미터 변동에 둔감한 결과를 얻을 수 있었다.
- iii) 적분기를 선택적으로 사용하므로서 i)ii)의 장점을 유지하면서 오버슈트와 정상상태 오차가 없어지는 결과를 얻을 수 있었다.
- iv) VSS 제어 알고리즘에 의해 직접 스위칭 펄스를 발생시키므로서 위치제어기 설계가 비교적 간단해 질 수 있었다.

본 연구결과 DSP의 빠른 계산속도에 비해서 상대적으로 낮은 정밀도와 느린 변환시간을 갖는 속도, 위치, 및 전류 센서를 사용함에 따르는 실험 정밀도 저하에 대해 아쉬움이 남으며 앞으로 점차 계산속도가 빠른 프로세서의 출현에 따라 더욱 스위칭 주파수를 증가시킬수 있는 방법에 대한 연구, 아울러 위치에 따라 크기가 변하는 비선형 외란의 보상에 대한 더욱 효과적이고 견고한 대

응답이 기대된다.

참고 문헌

- (1) H.Asada & J.E.Slotine, "ROBOT ANALYSIS AND CONTROL", A Wiley- Interscience publication
- (2) V.I.Utkin, "Variable structure systems with sliding mode", IEEE, trans.No.2, pp.212-222, 1977
- (3) H.Hashimoto, K.Maruyama, Y.Arai, "Practical realization of VSS controller for Robotic arms", IECON'86, PP.34-40, 1986
- (4) T.Kenjo, S.Nagamori, "Permanent Magnet and Brushless DC Motors", Sogo Electronics Publishing Company, Tokyo
- (5) P.Feller, U.Benz, "Sliding mode position control of a DC motor", Swiss Federal Institute of technology
- (6) U.Itkis, "Control systems of Variable structure", John Wiley and sons, 1976
- (7) V.I.Utkin, "Sliding modes and their applications in variable structure systems", Mir Publisher, Moscow, 1988
- (8) B.C.Kuo, J.Tal, "Incremental motion control", SRL Publishing company, Champaign, Illinois vol.1

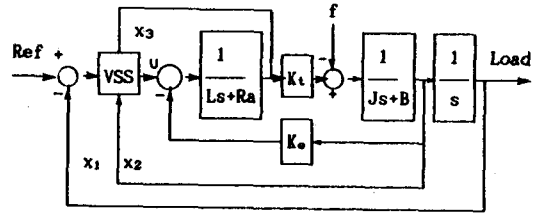


그림 3 위치제어 계통의 블록선도

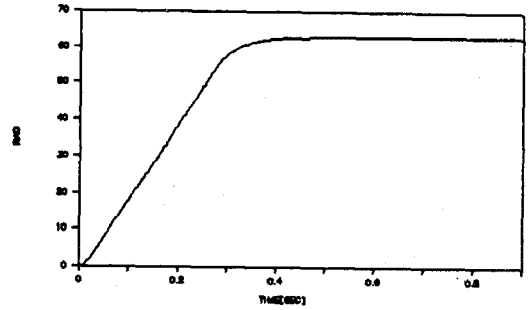


그림 4 스위칭 함수에 전류상태를 포함한 경우
($c_1=10, c_2=0.5, \theta_{ref}=20\pi$)

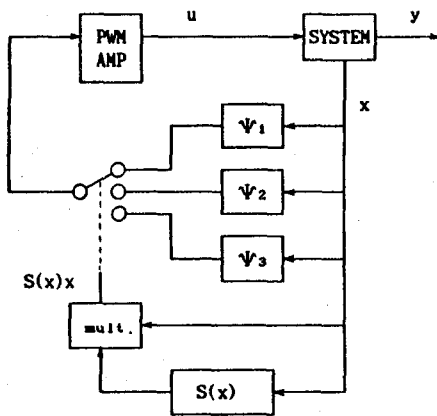


그림 1 스위칭함수와 상태피드백에 의해서 제어입력이 결정되는 계통의 블록선도

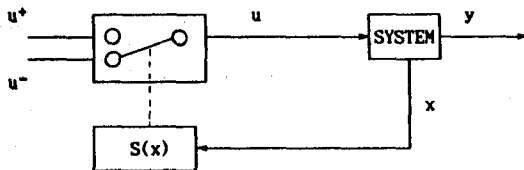


그림 2 스위칭함수에 의해서 제어입력이 결정되는 계통의 블록선도

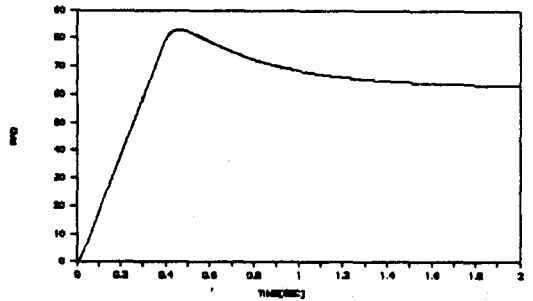


그림 5 적분 보상기를 스위칭 함수에 포함시킨 경우
($c_0=20, c_1=10, c_2=0.5, \theta_{ref}=20\pi$)

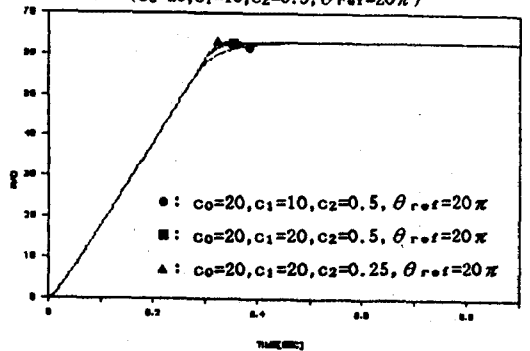
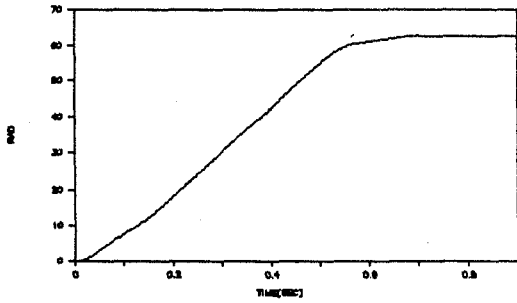
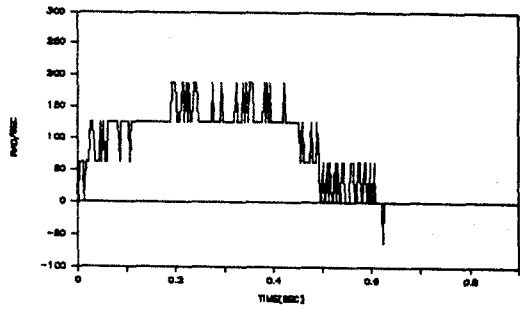


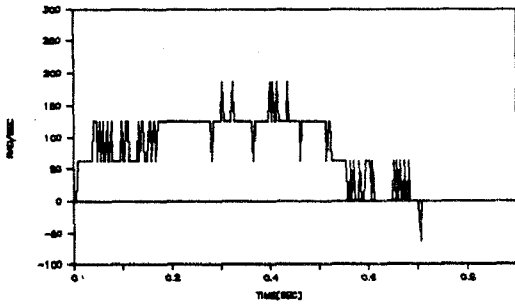
그림 6 파라미터 변동이 없고 적분 보상기를 선택적으로 스위칭 함수에 포함시킨 경우
($c_0=20, c_1=10, c_2=0.5, \theta_{ref}=20\pi$)



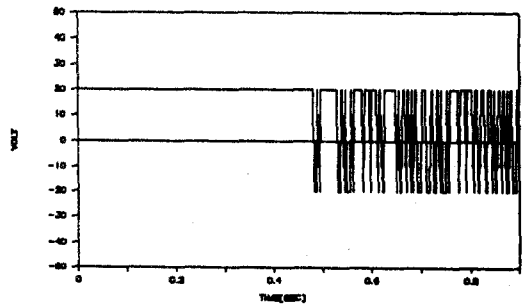
(a) Position response



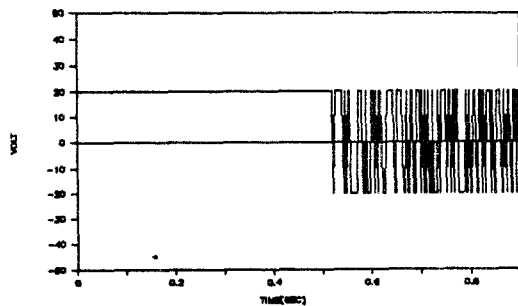
(b) Velocity response



(b) Velocity response



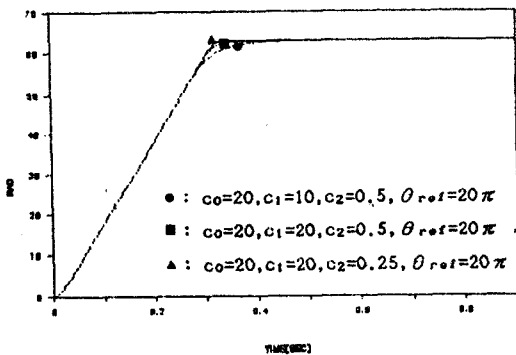
(c) Control input



(c) Control input

그림 8 선택적으로 적분기를 스위칭 함수에 첨가한 경우 상태응답과 상태궤적(실험결과) ($c_0=20, c_1=10, c_2=0.5, \theta_{ref}=20\pi$)

그림 7 적분기를 스위칭 함수에 첨가하지 않은 경우(실험결과) 상태응답과 제어입력 ($c_1=10, c_2=0.5, \theta_{ref}=20\pi$)



(a) Position responses

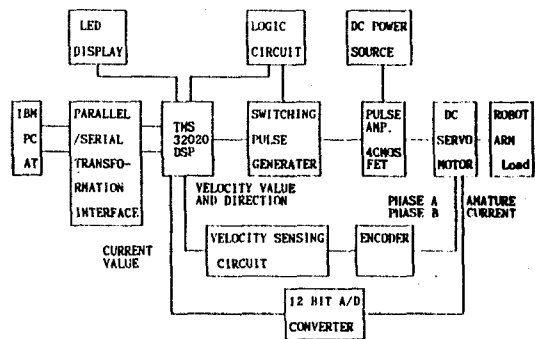


그림 9 위치제어 계통의 블록 선도

표 .1 직류 서보모타의 사양

Parameters	Symbols	Values	Units
Inertia	J	$0.138 \cdot 10^{-6}$	Kg-m^2
Time constant (sec.)	τ_m	4.28	ms
Time constant (elec.)	τ_e	0.6	ms
Back EMF constant	E_b	0.05546	V/rad/sec
Torque constant	E_t	0.05546	N-m/A
Armature resistance	R_a	4.262	Ω
Friction torque	B	$77.48 \cdot 10^{-6}$	$\text{Kg-m}^2/\text{sec}$
Load torque	f	0.03	N-m