

슬라이딩 제어기법을 이용한 교류 서보 시스템의 속도 제어

Speed Control of AC Servo System Using a Sliding Control Techniques

이 제 희, 허 욱 열
(Je-Hie Lee and Uk-Youl Huh)

Abstract : In this paper, a sliding mode controller which is characterized by high accuracy, fast response and robustness is applied to speed control of AC-SERVO motor. The control input is changed to the continuous one in the boundary layer to reduce the chattering phenomenon, and the boundary layer converges to zero when the state variables of system reach to steady state values. The integral compensator is added to reduce steady state error and to provide the continuous torque reference. The acceleration which is necessary for the sliding plane is estimated by an observer. Sliding surface is included in control input to enhance the robustness and transient response without increasing sliding mode controller gain. The proposed controller is implemented by DSP(digital signal processor). The effectiveness of the proposed scheme is demonstrated through experimental works.

Keywords : AC servo motor, sliding mode speed controller, acceleration observer, digital signal processor

I. 서론

서보 시스템의 구동 장치로 쓰이는 서보 모터는 정밀 제어 시스템에 중요한 역할을 하게 된다. 지금까지 대부분의 서보 시스템에는 속도 제어가 용이하고 토크가 전류에 비례하여 넓은 범위에서 선형 제어가 가능한 직류 서보 모터가 많이 사용되어 왔다. 그러나 직류 서보 모터는 구조상 브러시와 정류자가 필요하며 이는 구조적으로 복잡하며 정기적인 보수를 필요로 하게 된다. AC 서보 모터는 브러시와 정류자가 필요 없고 효율과 신뢰성이 높으며 무단 변속이 가능하다는 장점으로 많은 분야에서 이용되고 있다.

이와 같은 특성을 지닌 AC 서보 모터를 이용한 제어에 있어서는 고 정도의 빠른 응답성이 요구되고 있으며, 특히 산업 현장에서 적용에서는 모터의 매개변수의 변동이나 외란에 강인한 성능이 중요한 요소로 대두되고 있다. 이러한 요구를 실현하기 위하여 슬라이딩 모드 제어기가 각광을 받고 있다. 슬라이딩 모드 제어 이론은 빠른 스위칭에 따른 실용화에 어려움이 있었으나 최근의 반도체 스위칭 소자와 디지털 프로세서의 발전으로 과거에는 실현이 불가능하였던 부분이 실현 가능케 되므로 다시 주목받고 있다. 슬라이딩 모드 제어기는 제어 대상의 상태에 따라 제어기의 구조를 바꿔 상태 공간에서 미리 설정한 슬라이딩 평면에 상태를 구속시키면서 목표 값에 도달시키는 제어 방식인데 상태가 슬라이딩 평면에 도달할 경우의 시스템은 원래의 시스템과 무관하게 되며 매개변수의 변동과 외란에 둔감한 특성을 갖는다[1][2][3]. 그러나 이 제어기의 단점으로는 슬라이딩 평면에 도달하기 전 까지 기간에는 매개 변수의 변동이나 외란에 민감하며 불연속 입력에 의한 상태 궤적의 채터링 현상을 들 수가 있다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 슬라이딩 모드 제어의 제어 법칙과 슬라이딩 평면이 여러 형태로 연구되어 리칭 모드와 불연속 입력을 연속 입력으로 바꾸어 채터링 현상을 제거하는 방법이 제안되어 왔다.

Kaynak[4]는 슬라이딩 평면의 기울기를 변화시킴으로서 리칭 타임을 줄임으로서 강인성을 향상시켰으며, Hara-shima[5]는 슬라이딩 평면을 3개의 구간으로 나눔으로서 리

칭 모드를 제거하였다. 또한 주 기호[6]등은 시변 슬라이딩 평면을 제안하여 초기 치를 슬라이딩 평면 위에 있도록 함으로서 리칭 모드를 제거하였다. 또한 채터링 현상을 줄이기 위한 방법으로는 슬라이딩 평면과 나란한 경계 층을 설정하고 이 경계층안에서 불연속 제어 입력을 연속 입력으로 바꾸었다[2]. 이 방법은 경계 층으로 인한 정상상태 오차가 발생하는 단점이 있다.

본 논문에서는 높은 정밀도와 빠른 응답 속도 및 외란에 둔감한 슬라이딩 모드 제어기를 AC 동기 서보 모터의 속도 제어에 적용하고자 한다. 슬라이딩 모드 제어기의 단점인 채터링 현상을 감소시키기 위하여 슬라이딩 평면 근처에 경계 층을 설정하고 경계 층 영역 안에서 불연속 입력을 연속 입력으로 변환시킨다. 이러한 수정된 제어 입력은 경계 층의 영역을 시스템의 상태가 정상 상태에 도달하면서 오차가 점진적으로 "0"으로 수렴하게 함으로서 기존의 경계 층의 영역이 슬라이딩 평면과 나란히 선정됨으로 인하여 생길 수 있는 정상 상태 오차를 제거하였다. 슬라이딩 평면을 제어 입력에 포함함으로써 서보 구동 중에 빈번하게 발생하는 갑작스런 부하 변동에 대해서 큰 이득을 사용하지 않고도 응답특성을 개선시킨다. 이와 같은 수정된 제어 입력에 의하여 불연속 입력으로 인한 토크 지령치에 맥동 현상을 줄였으며 또한 채터링 현상으로 발생할 수 있는 오버슈트 없는 응답 특성을 얻었다. 특히, 서보 제어기를 설계할 때 시스템에 내재된 비 선형 특성인 마찰 토크는 제동기와 같은 역할을 하여 시스템의 성능 저하를 야기한다. 그러므로 이에 대한 보상이 이루어지기 위해서 설계된 속도 제어기에 마찰 토크를 고려한 모델링을 한다. 대부분의 슬라이딩 모드 제어기는 서보 위치 제어에 많이 적용되어져 왔다[8][9]. 위치 제어에 필요한 정보는 위치와 속도에 대한 정보이나 이러한 정보는 센서를 통하여 쉽게 얻을 수가 있다. 그러나 본 논문에서 적용한 슬라이딩 모드 제어기법은 속도 제어를 위해서 정확한 가속도와 속도 정보가 필요하다. 가속도는 높은 주파수 폭을 갖는 신호이므로 일반적으로 측정하기가 힘든 정보가 된다. 정확한 가속도의 정보가 요구되는 슬라이딩 모드 속도 제어기는 가속도의 직접 측정이 용이하지 않으므로 관측자(observer)를 구성하여 가속도 추정을 하였다[10]. 실험은 TI 사의 TM320C31을 CPU로 제작된 DSP 보드를 사용하였으며 시스템의 전체 크기를 줄이기 위하여 인버터를 제외한 모든 부분을 소프트웨어로 처리하여 프로세

접수일자 : 1995. 6. 17., 수정완료 : 1996. 5. 7.

이제희 : 인하대학교 전기공학과

허욱열 : 인하대학교 전기공학과

* 본 논문은 1994년도 한국 과학 재단의 연구비 지원으로 제어 계측 신 기술 연구 센터 주관하에 수행된 연구입니다.

서가 가지고 있는 기능을 최대한 활용하였으며 신뢰도와 견실성을 높였다.

본 논문의 구성은 2장에서는 서보 시스템의 모델링에 대하여 설명하며 3장에서는 제안된 슬라이딩 모드 제어기법에 대하여 소개한다. 4장은 가속도 추정 방법에 대해 설명하고 5장은 제안한 슬라이딩 모드 제어기를 위한 하드웨어의 구성 및 실제 응답 특성을 보여 제어기의 성능을 검증하고 6장은 결론에 관하여 기술한다.

II. 비 선형 서보 시스템 모델링

서보 시스템에서 불확실성을 다루는 것은 시스템의 속도, 위치 제어에 있어서 중요하다. 특히 대표적인 불확실성 특성을 가진 마찰력은 속도와 윤활 조건에 따라 시변한다. 이에 대한 마찰 모델은 (1)과 같이 표현한다.

$$T_f(\cdot) = T_v \omega(t) + T_c \text{sgn}(\omega(t)) \quad (1)$$

여기서, T_v : Viscous 선형 마찰 토크 항, T_c : Coulomb 비선형 마찰 토크항, ω : 각 속도.

이와 같이 시스템에 포함되는 마찰 토크 함수는 비 선형 속도의 함수로써 모터의 회전 방향에 따라 함수의 형태가 결정되며 속도 제어 성능에 영향을 끼친다.

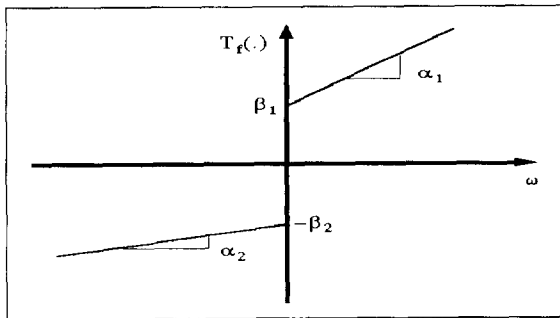


그림 1. 마찰 토크 모델.

Fig. 1. Friction torque model.

마찰 토크 모델 형태는 그림 1과 같다. 마찰력을 보상하기 위한 모델링을 (2)로 한다. 즉, 마찰력은 속도 부호에 따른 대칭 함수가 아니라 비대칭 함수로 설정되어 실제 모델과 근사화 시킨다.

$$T_f(\cdot) = \begin{cases} \alpha_1 \omega + \beta_1 & \omega(t) > 0 \\ \alpha_2 \omega - \beta_2 & \omega(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

(2)에서의 매개변수 α, β 는 viscous, coulomb 토크의 상수로써 입력을 변화 시켜가면서 실험적으로 구한다. (2)를 적용한 실제 동적 서보 시스템 상태 방정식은 (3)과 같다. 단, 부하와 외란 토크, 모터의 커플링(coupling)에 의한 공진 상태는 무시한다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\theta(t)}{dt} \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{\alpha_i}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} [T_g(t) - \beta_i \text{sgn}(\omega)] \quad (3)$$

여기서, T_g : 발생 토크, $\alpha_i, \beta_i, \begin{cases} i=1 & \omega(t) > 0 \\ i=2 & \omega(t) < 0 \end{cases}$

그림 2는 서보 속도 제어에 널리 쓰이고 있는 속도, 토크 제어기와 함께 가속도 관측자를 포함한 형태의 간단한 블록 선도를 나타낸 것이다. 바깥쪽 루프인 속도 제어기에서는 실제 속도와 속도 지령치의 오차에 비례하는 토크 지령치를 계산하여 토크 제어기에 보내 준다. 토크 제어기는 토크 지령치와 안쪽 루프의 여자, 환류상 전류인 I_r, I_s 를 받아들

여 스위칭에 의해 여자상의 전류를 제어하여 필요한 토크를 발생시킨다. 이때의 I_r, I_s 는 모터의 구동 중에 순차적으로 바뀌는 여자상과 환류상의 권선 전류를 의미한다. 또한, 속도 제어기 내에 필요한 가속도 정보는 관측자에서 매 샘플링 마다 토크 명령치와 실제 속도 값을 받아들여 추정한다.

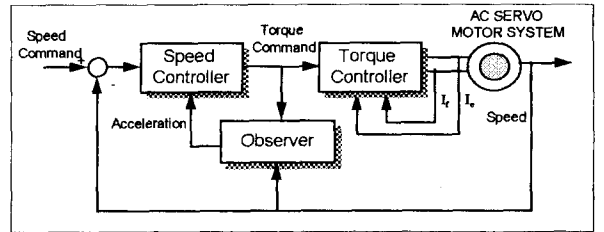


그림 2. 서보 속도 제어 블록선도.

Fig. 2. Block diagram of servo speed control.

III. 속도 제어를 위한 슬라이딩 모드 제어 기법

가변 구조 계는 제어를 행하는 동안 시스템의 구조를 강제로 바꾼다는 점에서 다른 제어 이론과는 다른 특징을 가지고 있다. 슬라이딩 모드 제어는 상태 공간에서 표현되는 슬라이딩 평면(s)에서 시스템의 구조를 바꿈으로써 가변 구조 계에서 슬라이딩 현상을 얻어낸다. 슬라이딩 모드 제어기의 특징으로는 시스템의 상태가 슬라이딩 현상 중일 경우에는 시스템의 매개 변수의 변화에 무관하고 외란에도 강인한 특성을 얻을 수가 있다. 슬라이딩 평면을 $s(x)$ 로 나타낸다면 슬라이딩 모드 제어기가 제어가 가능 조건은 $\dot{s} < 0$ 만족해야 한다. 이 조건의 해는 (4)와같이 주어진다.

$$u(t) = u_{eq}(t) + \Delta u(t) \quad (4)$$

$u_{eq}(t)$ 는 $s(x, u) = 0$ 의 해이다. 즉, $s(x) = 0$ 일 때 적용되는 필요한 제어 입력이다[13]. $\Delta u(t)$ 는 평면 $s(x) = 0$ 에 접근하는 상태 궤적(state trajectory)의 형태함수이며 새롭게 설계된다.

서보 모터의 속도 제어를 위한 슬라이딩 모드 제어기의 슬라이딩 평면은 일반적인 속도 지령치와 실제치의 차 형태인 $s = \omega_r - \omega$ 구성한다면 \dot{s} 함수에 서보 시스템의 입력 항이 포함되지 않는다. 그러므로 입력 항이 표현되는 (5)와 같은 형태로 설정한다. 적용하고자 하는 서보 시스템의 s 는 (3)에 의해 (5)와 같은 형태로 유도된다.

$$s = C e_\omega(t) + \dot{e}_\omega(t) = -(C - \frac{\alpha_i}{J})\omega(t) + C\omega_r - \frac{1}{J}(T_g(t) - \beta_i \text{sgn}(\omega)) \quad (5)$$

이때, ω_r 은 속도 지령치이며, $e_\omega = \omega_r - \omega$ 는 속도 추적 에러이다. 여기서 C 는 시스템 응답의 시 상수이며, 양의 실수 값을 가진다. 시스템의 제어 입력 $u(t)$ 는 (6)의 발생 토크의 미분으로 나타내어진다.

$$u(t) = T_g(t) \quad (6)$$

슬라이딩 평면 내에 존재하기 위한 제어 입력을 구하기 위해 s 항을 구한다.

$$\dot{s} = -(C - \frac{\alpha_i}{J})\dot{\omega}(t) - \frac{1}{J}u(t) \quad (7)$$

즉, 슬라이딩 모드 제어기의 상태 변수인 e_ω 과 \dot{e}_ω 를 "0"으로 보내는 (8)의 제어 입력($u_{eq}(t)$)는 $s(e_\omega, u) = 0$ 일 때 적용되는 필요한 제어 입력이다.

$$u_{eq}(t) = -J(C - \frac{\alpha_i}{J})\dot{\omega}(t) \quad (8)$$

슬라이딩 모드 제어기에서 시스템의 상태가 슬라이딩 평면

으로 접근하기 위해 필요한 입력은 부호 함수로 되며, $u_{eq}(t)$ 을 포함한 (9)형태로 표현된다. 여기서, K_i 는 양의 실수이며 $u_{eq}(t)$ 값에 따라 조정되는 상수 값이다.

$$u(t) = u_{eq}(t) + K_i \text{sgn}(s) \quad (9)$$

(9)의 두 번째 항인 부호 함수는 상태 변수와 부호를 결정하는 이득에 의해 (10)과 같이 구체적으로 표현된다.

$$u(t) = \Psi_1 e_\omega + \Psi_2 \dot{e}_\omega \quad (10)$$

(9)의 $K_i \text{sgn}(s)$ 항은 시스템의 상태를 슬라이딩 조건에 만족하도록 하는 고주파 성분의 정류 함수(high frequency commutation function)이다. 제어기의 입력은 부호 함수 항과 같은 고주파 성분의 스위칭 함수로 인한 불연속 함수로 표현된다. 즉 슬라이딩 현상이 일어나는 동안에 $s(e_\omega) = 0$ 에 도달하기 위한 상태 궤적은 심한 진동을 하게 된다. 이러한 불연속적인 입력으로 인하여 모델링 과정에서 무시된 고주파 성분은 포함하게 되고 슬라이딩 현상의 파괴로 인한 오버슈트가 발생하는 경우가 있다. 이러한 부적절한 채터링 현상을 줄이기 위한 방법으로 슬라이딩 평면과 나란한 경계층(boundary layer)을 설정하고 이 경계 층 안에서 불연속 제어 입력을 연속 입력으로 바꾼다. 그러나 경계 층의 영역이 슬라이딩 평면과 나란히 설정되어 정상 상태 오차가 발생하는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 시스템의 상태가 정상 상태에 도달하면 경계 층의 영역이 "0"으로 수렴하도록 경계 층의 영역을 설정한다. 불연속 입력을 연속 입력으로 변환하기 위한 제어 입력은 경계 층의 영역 안에서 연속함수인 $1/\lambda N(E)$ 로 설정되어 (9)의 부호 함수는 (11)과 같이 수정된다.

$$u(t) = u_{eq}(t) + K_i \text{sat}\left(\frac{s}{\lambda N(E)}\right) \quad (11)$$

여기서,

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\lambda N(E)}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\lambda N(E)}, & \text{if } \left| \frac{s}{\lambda N(E)} \right| < 1 \\ \text{sgn}\left(\frac{s}{\lambda N(E)}\right), & \text{if } \left| \frac{s}{\lambda N(E)} \right| \geq 1 \end{cases}$$

$N(E) = |e_\omega| + |\dot{e}_\omega|$ 이다.

λ 는 경계 층의 영역을 결정하는 상수로서 λ 의 값이 작을수록 입력은 불연속적인 값이 된다. 그러나 λ 의 값을 너무 크게 설정하면 결과적으로 슬라이딩 이득이 작아지게 되므로 전체 시스템의 응답 속도가 느려지게 된다. 따라서 λ 값을 시스템의 응답 속도에 영향이 없는 범위에서 알맞게 선정하여야 한다.

(11)로 주어지는 제어 입력에서 슬라이딩 존재 조건을 만족하도록 이득을 조정하여 시스템의 모든 상태를 경계 층의 영역을 향하게 되고 이 경계 층 안의 상태는 경계 층을 따라서 이동하게 된다. 슬라이딩 모드 제어기에서 단순히 슬라이딩 존재 조건에 따라 큰 이득을 사용함으로써 급격한 부하의 변동에 대하여 강인함을 얻는다. 그러나 큰 이득을 사용하면 제어 입력인 $u(t)$ 의 값은 정상 상태에도 맥동을 포함하므로 채터링 현상이 일어나며 이것에 비례하여 토크 지령 치의 맥동 현상을 피할 수가 없다. 큰 이득을 사용하지 않고 순간적인 부하의 변동에 대한 강인성을 향상시키고 과도 상태 응답을 향상시키기 위하여 슬라이딩 평면을 제어 입력에 포함하여 (11)에 (12)와 같이 새롭게 $K_d s$ 항 첨가하여 표현한다. 위와 같은 (12)의 입력은 상태가 경계층내에 존재할 때는 $K_d s$ 항은 고려되지 않는 (11)의 제어입력으로 동작하며 시스템의 상태가 경계 층으로부터 벗어나는 경우인 외란에 의한 상태의 급격한 변동이 있을 경우 $K_d s$ 항은 값을 가지고 빠른 시스템의 회복을 돕는다. 즉, 동일한 이득으로 부하의 급격한 변화에 대해 둔감하게 된다.

$$u(t) = u_{eq}(t) + K_i \text{sat}\left(\frac{s}{\lambda N(E)}\right) + K_d s \quad (12)$$

(12)와 같이 설계된 제어 입력으로 시스템의 모든 상태가 슬라이딩 평면의 안정점으로 향하게 하는 조건을 구해야 한다. (10)과 (12)에 의해 (13)으로 표현된다.

$$u(t) = \Psi_1 e_\omega + \Psi_2 \dot{e}_\omega + K_d s \quad (13)$$

슬라이딩 제어 조건이 만족하기 위해 $ss < 0$ 함수를 구해 보면 (14)와 같다. 이때의 조건을 만족하기 위한 이득은 (15)이다.

$$ss = -\frac{1}{J}(K_d C + \Psi_1)se_\omega + \left(C - \frac{\alpha_i}{J} - \frac{K_d}{J} \frac{\Psi_2}{J}\right)s\dot{e}_\omega < 0 \quad (14)$$

$$\begin{cases} \Psi_1 > -K_d C, & \text{if } se_\omega > 0 \\ \Psi_2 > \left(C - \frac{\alpha_i}{J} - \frac{K_d}{J}\right) J, & \text{if } s\dot{e}_\omega > 0 \\ \Psi_1 < -K_d C, & \text{if } se_\omega < 0 \\ \Psi_2 < \left(C - \frac{\alpha_i}{J} - \frac{K_d}{J}\right) J, & \text{if } s\dot{e}_\omega < 0 \end{cases} \quad (15)$$

위 조건에 의해 시스템 상태의 위치에 따라 상태 궤적은 이득 부호의 변화에 의해 슬라이딩 평면에 접근한다.

제어기에서 계산된 $u(t)$ 는 토크 지령치를 만들기 위해 적분 보상기를 거쳐야 한다. 이 보상기는 토크 제어기의 입력인 토크 지령 치와 슬라이딩 제어기의 제어 입력의 물리적인 의미를 맞추고 또한 적분기를 사용함으로써 정상 상태 오차를 줄일 수 있다는 이점이 있다.

IV. 가속도 추정

슬라이딩 모드 제어기에 의한 속도 제어를 위해 필요한 정보는 정확한 속도와 가속도가 필요하게 된다. 속도는 엔코더, 리졸버, 타코제너레이터와 같은 센서를 통하여 쉽게 측정할 수 있다. 그러나 가속도는 커다란 주파수 폭을 가지고 있는 신호이기 때문에 일반적으로 측정이 어렵다. 그래서 본 논문에서는 관측자를 사용하여 가속도를 추정하고자 한다. 그리고 제어기에서의 속도 정보는 센서에서 받아들인다. 가속도 정보 추정을 위한 (16)과 같은 관측자(observer) 시스템을 구성한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{\alpha_i}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} u(t) \\ &+ \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \end{aligned} \quad (16)$$

위의 시스템은 (3)이 관측 가능하므로 실제 측정 속도와 추정 속도의 오차에 의하여 가속도 추정이 가능해진다. 따라서 관측자 이론에 의하여 관측자 이득 행렬 $[l_1 \ l_2]^T$ 의 설계가 필수적이다. 그러나 빠른 추정 수렴을 위해서는 큰 l_1 과 l_2 를 사용하게 되면 잡음에 약한 단점이 있다. 이러한 점을 보장하기 위해 실제 시스템의 고유치 보다 3배에서 5배의 고유치를 설계한다. 따라서 고유 값이 안정하면 시간이 지남에 따라서 추정 오차는 점근적으로 "0"으로 수렴하게 된다.

V. 실험 및 결과

제안된 시스템은 소프트웨어와 하드웨어 시스템으로 나뉜다. 소프트웨어 시스템은 관측자, 슬라이딩 속도 제어기, 적분 보상기, 토크 제어기 순서로 구성되어진다. 관측자는 센서 신호로부터 계산된 실제 각 속도와 제어기내에서 계산된 제어입력으로부터 가속도를 추정한다. 추정된 가속도는 속도 제어기내에서 속도 오차와 함께 슬라이딩 평면 구성과,

제어 입력을 생성하는데 쓰인다. 특히 계산된 제어입력은 슬라이딩 평면을 첨가한 후 적분 보상기에 입력된다. 적분 보상기를 거친 제어 입력은 토크 지령치 신호가 되어 토크 제어기의 입력으로 쓰인다. 토크 제어기에서는 모터 구동기의 스위칭 시간 조절에 의해 정 토크 구동이 되도록 한다.

실험에서 사용된 실제 매개 변수들과 관측자 이득 행렬값들을 포함한 상태 방정식은 (17)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -166.67 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 294 \cdot 10^3 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 11 \cdot 10^3 \\ 1018 \cdot 10^3 \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (17)$$

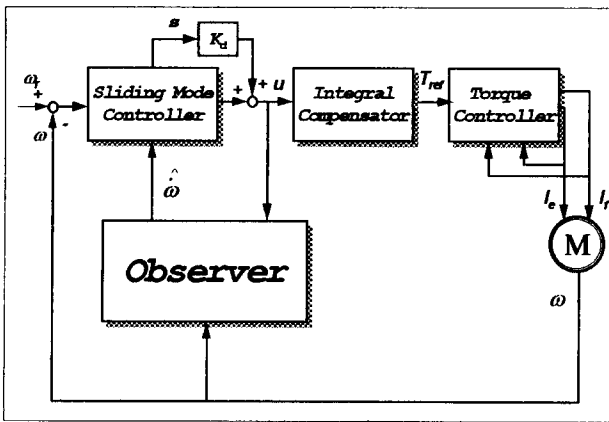


그림 3. 슬라이딩 모드 속도 제어기 블록선도.
Fig. 3. Sliding mode speed control block diagram.

그림 3은 제안된 시스템의 블록선도를 나타낸 것이다. 슬라이딩 모드 속도 제어기, 적분 보상기, 토크 제어기, 가속도 관측자가 구성되어 있다. 실험에 사용한 모터는 엔코더 부착된 AC servo 200W모터를 사용하였다. 실험은 TI사의 TMS 320C31를 CPU로 한 DSP보드를 사용하였다. 부하로 이용된 모터는 직류 모터로써 제어 대상 모터와 커플링(coupling)시켜 실험하였다. 측정되어진 출력 데이터는 병렬 포트로 구성되어 있어 고속의 전송이 가능하며, 모터의 상 전류는 A/D 변환기를 통해 전류센서의 출력을 받아들인다. 회전 각 속도는 센서의 위치 신호를 계수하여 얻어낸다.

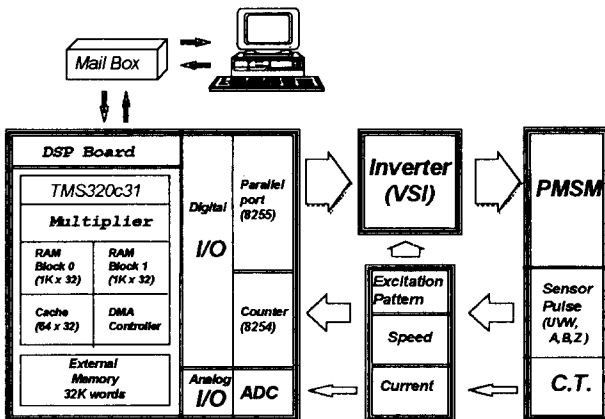
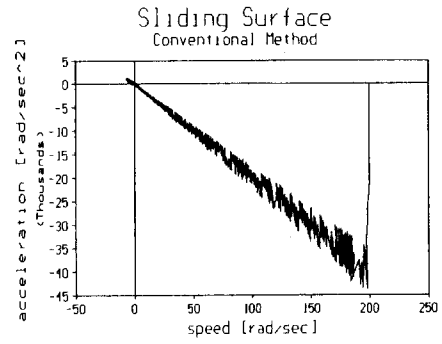


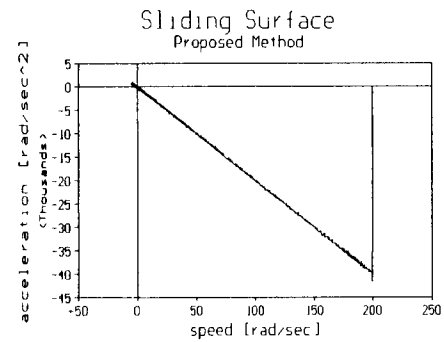
그림 4. 전체 하드웨어 시스템의 구성도.
Fig. 4. Scheme of entire hardware system.

전체 하드웨어 시스템의 구성 도는 그림4와 같다. 속도의

제어는 제어기의 출력인 토크 지령치를 추종하기 위한 실제 토크와 비교, 제어한다. 토크 제어를 위한 여자상의 검출 방법은 엔코더의 U, V, W상을 디지털 I/O 의 병렬 포트로 입력받아서 모드를 검출한다. 속도 제어기의 샘플링(sampling) 시간은 10kHz이며 전류 제어 루프의 주파수는 33kHz 이다. 제어기의 성능 실험 결과는 일반적인 슬라이딩 모드 제어기와 제안된 제어기를 실험, 비교하여 보여준다.



(a)



(b)

그림 5. 슬라이딩 평면 비교.
(a) 일반적인 방법, (b)제안한 방법.

Fig. 5. Comparing sliding surface.
(a) Conventional method, (b)Proposed method.

그림 5는 일반적인 방법(a)에 의한 슬라이딩 평면과 제안한 방법(b)에 의한 슬라이딩 평면으로서 제어 입력을 연속으로 바꾸므로 인하여 채터링 현상이 줄어들을 볼 수가 있다. 이때의 $\lambda=0.27$ 이다. 그림 6은 일반적인 방법에 의한 (a) 속도 응답 (b) 제어 입력 (c) 토크 지령치로서 (a)는 속도 지령치가 200 [rad/sec] 인 경우로서 오버슈트 없이 지령치를 잘 추종하고 있음을 보여준다. 정상 상태 도달 시간은 0.24 [sec] 이고 정상 상태 오차율은 0.42 %이다. (c)는 제어 입력의 평균치인 적분 보상기의 출력인 토크 지령치이며 많은 맥동 성분을 볼 수가 있다. 그림 7은 제안한 방법에 의한 (a) 속도 응답 (b) 제어 입력 (c) 토크 지령치이다. (a) 역시 오버슈트 없이 지령치를 잘 추종하고 있음을 보여주며 정상 상태 도달 시간은 0.232 [sec]로 개선되었으며 오차율은 0.41 %이다. (b)는 경계층의 영역 안에서 불연속적인 입력을 연속적인 제어 입력으로 대치한 경우의 제어 입력으로서 일반적인 방법보다 제어입력의 크기가 83.42 % 감소하였다. (c)는 제어 입력의 평균치인 적분 보상기의 출력으로서 제어 입력을 연속으로 바꾸므로 인하여 토크 지령치 예고조파성분이 그림 6보다 현저히 줄어들었다. 그림 6과 7에서 살펴보면 같은 속도 명령이 주어질경우, 제안된 방법이 효율이나 응답시간이 개선됨을 알 수 있다. 그림 8은 스텝 부하를 제어 대상 모터에 인가했을 경우의 응답 특성이다. 인가된 부하의 크기는 모터 정격의 46%이다. (a)는 제어 입

력에 슬라이딩 평면을 포함하지 않은 경우로서 부하에 충격을 가하는 순간 속도가 33 [rad/sec] 강하하였으며 정상상태로의 회복시간은 0.31 [sec]가 걸렸다. (b)는 제어 입력에 슬라이딩 평면을 포함한 형태인 $K_d=0.2$ 로 넣어준 경우이다.

속도는 25 [rad/sec] 강하하였으며 정상 상태로 돌아오는 데 걸린 시간은 0.23 [sec]로써 (a)의 특성 보다 빠른 회복시간을 보여준다. 즉, 부하의 급격한 변동에 대한 정상 상태 회복율이 슬라이딩 평면을 첨가하지 않았을 경우보다 25.2% 향상되었다.

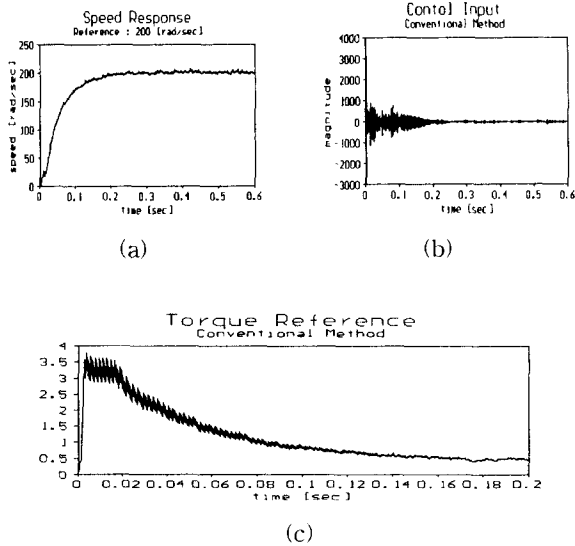


그림 6. 일반적인 방법의 속도 응답.
(a) 속도 응답 (기준속도: 200 [rad/sec]),
(b) 제어 입력, (c) 기준 토크.

Fig. 6. Speed response of conventional method.
(a) Speed response (Reference speed : 200 [rad/sec]), (b) Control input, (c) Torque reference.

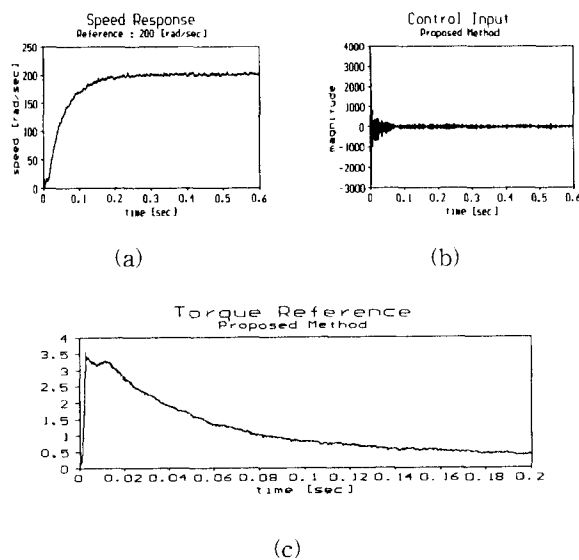


그림 7. 제안한 방법의 속도 응답.
(a) 속도 응답 (기준속도: 200 [rad/sec]),
(b) 제어 입력, (c) 기준 토크.

Fig. 7. Speed response of proposed method.
(a) Speed response (Reference speed : 200 [rad/sec]), (b) Control input, (c) Torque reference.

VI. 결론

본 논문은 부하의 변동에 강인하고 과도 상태 응답을 개선하기 위한 슬라이딩 모드 제어를 제안하여 AC 서보 모터의 속도 제어에 실제 적용하여 실험하였다.

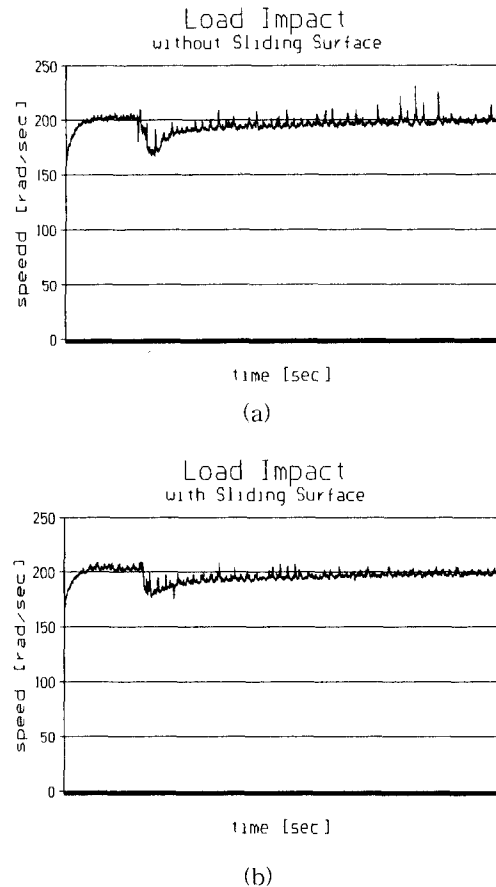


그림 8. 급격한 부하변동에 대한 속도 특성.
(a) 제어 입력에 슬라이딩 평면항 추가하지 않은 경우,
(b) 제어 입력에 슬라이딩 평면항을 추가한 경우.

Fig. 8. Speed characteristic for momentary load impact.
(a) Control input without sliding surface term, (b) Control input with sliding surface term.

특히, 속도 제어에 필요한 지령 토크의 계산을 위하여 측정된 속도로부터 가속도를 추정하는 관측기와 적분 보상을 구성하였다. 슬라이딩 모드 제어가 발생하는 채터링 현상의 개선을 위하여 오차의 일정한 영역 내에서 선형적인 제어를 행하여 제어 입력의 크기를 줄임으로 인하여 토크 지령치에 맥동 현상을 줄였다. 실제 실현한 서보 시스템의 속도 특성은 일반적인 슬라이딩 제어기보다 효율과 응답 속도의 개선이 이루어졌다. 또한, 부하의 급격한 변동에 강인성을 향상시키기 위하여 제어기 입력에 슬라이딩 평면을 첨가하여 기존 AC 서보 모터 제어시 자주 발생하는 부하의 급격한 변동에 대한 빠른 정상 상태 회복 능력을 보였다.

참고문헌

[1] J. Y. Hung, W. B. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.
[2] J. J. Slotine and S. S. Sastry, "Tracking control of

- nonlinear system using sliding surface, with application to robot manipulators," *Int. J. Contr.*, vol. 38, no. 2, pp. 465-492, 1983.
- [3] V. I. Utkin, "Variable structure system with sliding mode," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [4] O. Kaynak, F. Harashima and H. Hashimoto, "Variable structure systems theory applied to sub-time optimal position control with an invariant trajectory," *Trans. IEE. of Japan*, vol. 104, no. 3/4, pp. 47-51, 1984.
- [5] F. Harashima, H. Hashimoto and K. Maruyama, "Sliding mode control of manipulator with time-varying switching surfaces," *Trans. of SICE of Japan*, vol. 22, no. 3, pp. 87-94, 1986.
- [6] 주기호외 3명, "가변 구조계의 reaching phase 및 chattering 현상의 제거에 관한연구," 전기학회 논문지, 제36권, 1호, pp. 52-57, 1987.
- [7] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo, "MOSFET converter-fed position servo system with sliding mode control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 238-244, 1985.
- [8] C. Namuduri, "A servo-control system using a self-controlled synchronous motor(SCSM) with sliding mode controller," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 23, no. 2, pp. 283-295, 1987.
- [9] H. Hashimoto et al., "Variable structure approach for brushless servo motor control," *IECON '87*, pp. 1169-1179, 1987.
- [10] D. G. Luenberger, "An introduction to observer," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 16, no. 6, pp. 596-602, 1971.
- [11] R. A. Decarlo, S. H. Zak and G. P. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multi-variable systems: A tutorial," *Proc. IEEE*, vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [12] H. Sira-Ramierz, "Differential geometric methods I nvariable structure control," *Int. J. Contr.*, vol. 48, no. 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [13] E. Y. Y. Ho and P. C. Sen, "Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 883-892, 1991.
- [14] 이제희, 허욱열 외 3명, "슬라이딩 모드 제어를 이용한 AC 서보모터의 속도 제어", 자동제어학술회의 논문집, pp. 1406-1410, 1994.



이 제 희

1969년 2월 28일생. 1991년 2월 인하대학교 전기공학과졸업(학사). 1993년 2월 인하대학교 전기공학과 대학원졸업(석사). 1993 ~ 현재 인하대학교 전기공학과 제어 및 시스템 전공 박사과정. 주관심 분야는 Motion Control, 소형

Motor 설계, Intelligent Control.

허 욱 열

제어·자동화·시스템공학회 논문지 제 2권, 제 1호 참조.