

초기과도 상태를 개선한 자기 동조 제어 방식

김 운 성, 배 한 경, 허 경 무
대우중공업 중앙연구소

Self-Tuning Control with Improved Transient State

Woon-Sung Kim, Han-Kyung Bae, Kyung-Moo Huh
DAEWOO HEAVY INDUSTRIES LTD., Central R & D Institute

Abstract

In this thesis, a self-tuning control method based on Variable Structure System technique for tracking control of Direct-Drive motor is presented.

The self-tuning control could not make the tracking error zero in the transient period. This tracking error may be due to disturbances or the error in parameter identification. To overcome this problem, a self-tuning control method based on discrete time VSS technique is presented.

The STC based on VSS technique gives good tracking performance of the reference signal in the transient period. The proposed controller is robust to parameter errors and disturbances. The performance of the proposed controller is compared with that of simple STC through digital computer simulation.

I. 서 론

다이렉트 드라이브 모터(Direct Drive Motor : DD Motor)의 제어에는 기존의 감속기를 사용하는 경우와는 현저히 다른 면이 있다. 감속기를 사용하는 경우에는 부하의 영향이 감소되어 나타나므로 모터 축에서 볼 때 부하변동에 의한 영향을 작게 받는다. 그러나 DD Motor의 경우는 부하가 직접 연결되어 구동되므로 정확하고, 빠르고, smooth한 움직임을 보장하나, 모터 구동축에 부하의 변화와 외란등이 직접 전달되고 모터 자체의 정확한 모델링이 어렵다는 문제점으로 인해 기존의 제어 이론을 곧바로 적용하는데 문제점이 있다.

적응제어의 주요한 분야로서 자기 동조 제어(Self-Tuning Control : STC) 기법은 미지의 파라미터를 추정하여 부하의 변화에 강인성(robustness)을 가지며, 시간 지연이 존재하는 시스템과 시변 동특성을 갖는 프로세스에 적합하다. 그러나 자기 동조 제어 기법은 미지의 파라미터를 추정하기 위한 초기 과도상태에서 초기 추적오차가 크게 발생하는 문제점이 있다. 따라서 자기 동조 제어기에 초기 과도상태의 문제점을 개선하기 위해 비선형 제어 기법중 하나인 가변 구조 제어(Variable Structure Control : VSC) 기법을 이용하여 이를 개선하고자 한다. 가변 구조 제어 기법은 제어 대상 시스템의 동특성이 설계자에 의해 설정된 스위칭 면(switching surface)에

의해 미리 결정된 궤적을 추종하도록 불연속적인 제어 입력으로 제어 구조를 변화시켜 주는 기법이다. 가변 구조 제어 기법에서는 설정된 스위칭 면에 의해 제어입력이 결정되며 이로 인해 시스템은 시스템 변수의 변화나 부하 외란에 대해 강인한 특성을 보인다.

본 논문에서는 자기 동조 제어 기법에 가변 구조 제어 기법을 적용한다. 자기 동조 제어 기법은 기준입력을 추적(tracking)하는데 과도주기에서 좋지 못하므로 파라미터 변화에 강인한 가변 구조 제어 이론을 적용하여 과도상태의 위치 오차를 제거하는 기법을 이용하였다. 가변 구조 제어 이론을 기초로 한 자기 동조 제어는 파라미터가 완전하게 일치할 때 완전한 추적이 수행될 뿐만 아니라, 부하 변화에 대한 과도 현상도 억제할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인 하였다.

II. 가변 구조 제어 시스템

가변 구조 제어 이론은 1960년대 소련에서 처음으로 시작되었으나 고속 스위칭의 구현등의 어려움으로 인해 그동안 제한적으로 사용되다가 고속 스위칭 소자의 발달과 마이크로 프로세서의 발달에 힘입어 1970년대 부터 그 이론과 실현에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

가변 구조 제어는 제어계의 형태(structure)를 상태에 따라 의도적으로 바꾸어 줌으로써 원하는 목적을 달성하고자 하는 것이다. 가변 구조 제어기법은 스위칭 면에서 슬라이딩 모드(sliding mode)를 형성하여 시스템의 상태 변수들이 슬라이딩 모드에 있는 동안에는 시스템의 파라미터 변화와 외란에 둔감한 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라, 제어대상 시스템의 정확한 모델링 없이 단지 파라미터 값의 변화량만을 알고도 정밀한 제어가 가능하다는 장점이 있다.[1][2][3]

식 (2-1)과 같이 표현되는 연속시간 시스템의 상태 방정식을 생각해 보자.

$$\dot{x}_i = x_{i+1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n-1 \quad (2-1)$$

$$\dot{x}_n = \sum_{i=1}^n a_i x_i(t) + bu(t) + f(t)$$

식 (2-1)을 행렬 방정식으로 표현하면 식 (2-2)와 같다.

$$\dot{X} = AX + Bu + F(t) \quad (2-2)$$

여기서 X 는 $n \times 1$ 의 상태 벡터, u 는 $m \times 1$ 의 제어입력 벡터, $F(t)$ 는 외란이고, a_i 는 상수이거나 시변수이며, 행렬 A, B 의 차원과 각 성분의 변화 범위 및 외란의 변화 범위를 안다고 가정한다.

제어입력 u 는 식 (2-3)과 같이 정의한다.

$$u = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{for } S(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{for } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2-3)$$

여기서 $S(x)$ 는 식 (2-4)을 만족하는 스위칭 면이다.

$$S(x) = CX = \sum_{i=1}^n c_i x_i = 0, \quad c_n = 1 \quad (2-4)$$

위에서 $S \in R^m$ 이고 C 는 rank m 인 상수 행렬이다.

가변 구조 제어기법은 불연속 제어입력이 스위칭 면의 부호에 따라 시스템의 궤환구조를 바꾸도록 하는 것으로 상태변수의 궤적은 스위칭 면에 머물면서 미끌어져 내려가게 된다. 이 상태를 슬라이딩 모드(sliding mode)라 한다.

슬라이딩 모드가 스위칭 면에서 일어나기 위한 조건은 식 (2-5)와 같다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{S} < 0 \quad (2-5)$$

상태궤적의 움직임이 스위칭 면에서 슬라이딩 모드를 형성하게 되면 슬라이딩 모드는 식 (2-6)을 만족한다.

$$S(x) = 0, \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (2-6)$$

식 (2-6)은 스위칭 면에서의 시스템 상태변수의 움직임을 나타내고 있으며, 파라미터의 변동이나 외란에 무관하게 되는 불변성을 갖는다.

슬라이딩 모드가 식 (2-6)을 만족하므로 시스템의 동특성을 나타내는 식 (2-2)는 제어입력 u 대신 등가 제어입력(equivalent control input) u_{eq} 을 대입하여 얻을 수 있다.

선형 등가 제어입력은 식 (2-7)과 같이 된다.

$$u_{eq} = -(CB)^{-1}(CAX + CF) \quad (2-7)$$

식 (2-7)을 식 (2-2)에 대입하면 슬라이딩 모드시의 동특성은 식 (2-8)과 같이 구해진다.

$$\dot{X} = (I - B(CB)^{-1}C)(AX + F) \quad (2-8)$$

따라서 슬라이딩 모드에서 식 (2-6)을 이용하여 시스템의 차수가 $(n - m)$ 차로 줄어 들게 된다. 이는 시스템의 상태변수 궤적이 스위칭 면에 있기 때문에 생긴 결과이며 시스템의 동특성은 단지 행렬 C 의 선택에 의존된다.

가변 구조 제어에서 슬라이딩 면이 선정되면 어떤 초기 조건에서도 스위칭 면에 도달할 수 있게 보장(reachability)하는 제어입력을 구하는 일이 남는다. 이것은 시스템의 상태 변수 궤적이 스위칭 면으로 향하게 하는 상태궤환 제어 함수 $u : R^n \rightarrow R^{n-1}$ 를 선택하는 일로서, 제어입력은 스위칭 면과 상태변수의 관계로 부터 슬라이딩 모드를 만족하는 범위내에서 구해진다. 일반적으로 가변 구조 제어입력은 식 (2-9)와 같이 선형제어 부분 u_L 과 비선형 제어 부분 u_N 으로 구분된다.

$$u = u_L(x) + u_N(x) \quad (2-9)$$

가변 구조 제어는 슬라이딩 모드를 형성하기 위해 제어입력이 식 (2-9)와 같이 구성되며 스위칭 면의 상태에 따라 제어입력을 불연속으로 변화시키면서 제어구조를 변화시키므로 떨림현상을 유발하게 된다. 또한 스위칭 소자의 시간 지연 현상, 제어입력의 계산 시간으로 인한 시간 지연등으로 인하여 시스템은 이상적인 슬라이딩 모드의 특성을 갖게 되지 못하고 준-슬라이딩(Quasi-Sliding) 모드를 형성하게 된다.

III. 가변 구조 제어 특성을 갖는 자기 동조 제어

III.1. 자기 동조 제어기 [4][5]

DD Motor(Mega-torque Motor)는 다음과 같이 기술된다.

$$J \ddot{x} + D \dot{x} = \tau \quad (3-1)$$

여기서 x 는 각도(출력)이고, τ 는 모터의 출력 토크(제어 입력)이다. 식 (3-1)을 DARMA(Deterministic Autoregressive Moving-Average Models)로 표현하면 식 (3-2)와 같다.

$$y_k + a_1 y_{k-1} + a_2 y_{k-2} = b_1 u_{k-1} + b_2 u_{k-2} \quad (3-2)$$

여기서 $y_k = x(kT)$, $u_k = \tau(kT)$ 이고 a_1, a_2, b_1, b_2 는 이산시간 시스템의 파라미터들이다. θ 를 식 (3-3a), ϕ_k 를 식 (3-3b)와 같이 정의한다.

$$\theta^T = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & b_1 & b_2 \end{bmatrix} \quad (3-3a)$$

$$\phi_k^T = \begin{bmatrix} -y_{k-1} & -y_{k-2} & u_{k-1} & u_{k-2} \end{bmatrix} \quad (3-3b)$$

추정 파라미터 벡터 $\hat{\theta}$ 는 식 (3-4)와 같이 구할 수 있다.

$$P_k = \frac{1}{\lambda} \begin{bmatrix} P_{k-1} & -\frac{P_{k-1} \phi_{k-1}^T \phi_{k-1}^T P_{k-1}}{\lambda + \phi_{k-1}^T P_{k-1} \phi_{k-1}} \end{bmatrix} \quad (3-4a)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + P_k \phi_{k-1} \left[y_k - \phi_{k-1}^T \hat{\theta}_{k-1} \right] \quad (3-4b)$$

여기서 $\hat{\theta}$ 은 추정 파라미터 값이고, λ 는 망각 지수 (forgetting factor)를 나타낸다.

각 파라미터는 다음과 같은 관계가 있다.

$$a_1 = -(1 + a_2), \quad b_1 = b_2$$

식 (3-2)를 이산시간 시스템의 출력방정식으로 기술하면 식 (3-5)과 같다.

$$y_{k+1} = b_1 u_k + b_2 u_{k-1} - a_1 y_k - a_2 y_{k-1} \quad (3-5)$$

여기서 u_k 는 입력신호이고, y_k 는 모터 로터의 각도인 출력신호이다.

시스템의 출력방정식 (3-5)과 기준입력 r_k 에 의해 오차방정식은 $e_k = r_k - y_k$ 이고, 오차값이 "0"이 되도록 하기 위하여,

$$e_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} = 0 \quad (3-6)$$

의 식에서 k_1, k_2 를 원하는 수렴도를 갖도록 정한다.

이때 오차방정식은 식 (3-7)로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} e_k \\ e_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{k-1} \\ e_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_k \quad (3-7)$$

$$v_k = r_{k+1} - y_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} \quad (3-8)$$

만약 $v_k = 0$ 이면 오차 e_k 는 수렴한다. 그러므로 제어입력 u_k 는 식 (3-9)가 된다.

$$u_k = \frac{1}{b_1} \{ r_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} + a_1 y_k + a_2 y_{k-1} - b_2 u_{k-1} \} \quad (3-9)$$

그런데 $b_1 = b_2$ 이므로 제어입력 식 (3-9)는 단위원(unit circle) 안에서 하나의 극점을 가지게 되므로 불안정하게 된다. 이 문제를 해결하기 위하여 평가함수(cost function: J_{cost})를 식 (3-10)과 같이 정의한다 [4].

$$J_{cost} = p(e_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1})^2 + \gamma(u_k - u_{k-1})^2 \quad (3-10)$$

여기서 $p = 1$ 이라 가정하고 제어 가중 인자 $\gamma > 0$ 값을 적절하게 선택하면 시스템의 불안정을 피할 수 있다. 추정 파라미터 $\hat{\theta}$ 를 이용하여 식 (3-11)과 같은 제어입력을 k 순간마다 계산한다.

$$u_k = \frac{1}{\hat{b}_1 + \gamma} \{ r_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} + \hat{a}_1 y_k + \hat{a}_2 y_{k-1} - (\hat{b}_2 - \gamma) u_{k-1} \} \quad (3-11)$$

III.2. 가변 구조 제어 특성을 갖는 자기 동조 제어

본 절에서는 이산 시간 시스템의 가변 구조 제어 이론을 기초로 한 자기 동조 제어를 설계한다. 식 (3-6)의 상태방정식에서 식 (3-12)와 같은 스위칭 면을 정의한다.

$$s_{k+1} = e_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} = 0 \quad (3-12)$$

여기서 k_1, k_2 를 조절하여 오차 e_k 가 $s_k = 0$ 인 면에서 안정한 값을 갖도록 결정한다.

등가제어입력 U_{eq} 는 스위칭 면 $s_k = 0$ 에서 식 (3-13)과 같이 얻어진다.

$$U_{eq} = e_k + k_1 e_{k-1} + k_2 e_{k-2} \quad (3-13)$$

$$e_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} = e_k + k_1 e_{k-1} + k_2 e_{k-2} \quad (3-14)$$

식 (3-14)는 등가제어입력이 매 샘플링 순간마다, 슬라이딩 면상에 유지 되도록 하는 것을 의미한다. 제어 입력의 스위칭 부분은 식 (3-15)와 같다.

$$\Delta u_k = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{k-1} \\ e_k \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

식 (3-15)는 스위칭 면에 도달하게 하며 스위칭 면상에서 $\Delta u_k = 0$ 가 된다. 그러므로 스위칭면상에서는 등가제어입력 U_{eq} 만으로 구동된다.

다음에는 Δu_k 가 스위칭 면에 존재하기 위한 제어법칙을 유도하기 위하여 Lyapunov 함수를 도입하여 안정도를 정의하면 다음과 같다. [1]

$$V_k = \frac{1}{2} s_k^2 \quad (3-16)$$

$$\Delta s_{k+1} = s_{k+1} - s_k \quad (3-17)$$

식 (3-16)과 식 (3-17)로부터 식 (3-18)이 유도된다.

$$V_{k+1} = V_k + s_k \Delta s_{k+1} + \frac{1}{2} \Delta s_{k+1}^2 \quad (3-18)$$

스위칭 면에 존재하기 위해서는 $V_{k+1} < V_k$ 의 조건식을 만족해야 하므로 식 (3-19)과 같은 조건식을 얻을 수 있다.

$$s_k \Delta s_{k+1} < -\frac{1}{2} \Delta s_{k+1}^2 \quad (3-19)$$

스위칭 면에서 $\Delta u_k = 0$ 이므로 식 (3-20)와 같다.

$$\Delta s_{k+1} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{k-1} \\ e_k \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

식 (3-19)의 조건식을 만족하는 제어입력을 구하기 위해 식 (3-21)의 조건식이 유도되며 식 (3-23)의 경계 조건을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} s_k \Delta s_{k+1} &= c_1 e_{k-1} s_k + c_2 e_k s_k \quad (3-21) \\ &< -\frac{1}{2} (c_0^2 e_{k-1}^2 + 2c_0^2 e_{k-1} e_k + c_0^2 e_k^2) \\ &= -\frac{1}{2} \Delta s_{k+1}^2 \end{aligned}$$

$$\delta_i = \frac{1}{2} (c_0 e_{k+i-2}^2 + c_0 |e_{k-1}| |e_k|) \quad (3-22)$$

식 (3-23)의 경계 조건은 식 (3-19)을 만족한다.

$$c_i = \begin{cases} c_0 & \text{if } e_{k+i-2} s_k < -\delta_i \\ 0 & \text{if } |e_{k+i-2} s_k| < \delta_i \\ -c_0 & \text{if } e_{k+i-2} s_k > \delta_i \end{cases} \quad (3-23)$$

$$(c_0 > 0, i = 1, 2)$$

추정 파라미터 $\hat{\theta}$ 를 이용하여 식 (3-24)과 같은 제어입력 u_k 를 구성한다.

$$u_k = \frac{1}{\hat{b}_1 + \gamma} \{ r_{k+1} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} + \hat{a}_1 y_k \} \quad (3-24)$$

$$+ a_2 y_{k-1} - (\hat{b}_2 - \gamma) u_{k-1} - (1 - k_1) e_k$$

$$- (k_1 - k_2) e_{k-1} - k_2 e_{k-2} - \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{k-1} \\ e_k \end{bmatrix}$$

식 (3-24)은 가변 구조 제어의 특성을 갖는 자기 동조 제어기의 제어입력이다.

이 방식은 자기 동조 제어시 과도주기에 나타나는 좋지 못한 현상을 보상할 뿐 아니라, 부정확한 모델링이 대한 과도현상을 억제할 수 있는 제어방식으로 파라미터의 변화와 외란에 둔감한 특성을 보인다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 고찰

컴퓨터 시뮬레이션에 사용한 모터 사양은 표 4-1과 같다.

최대 토크 τ_{\max}	[Nm]	147.1
회전자 관성 J_m	[Kg m^2]	0.077
접성 마찰 계수 D_m	[Ns/m]	0.55
최대 전류 I_{\max}	[A]	15

표 4-1 메가 토크 모터의 사양 (EE1010)

식 (3-2)의 이산시간 시스템 파라미터를 추정하기 위하여 식 (4-1)과 식 (4-2)과 같은 초기값을 사용 하였다.

$$\hat{\theta}_{k=0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

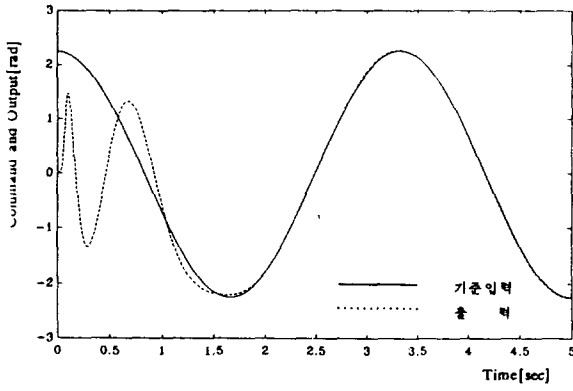
$$P_{k=0} = 1000 I_{4 \times 4}, \lambda = 0.99 \quad (4-2)$$

기준입력은 약 4.5 [rad/sec]의 크기를 가지면서 약 0.716 [rps]의 속도로 진동 하는 정현파 이다. 자기 동조 제어기의 샘플링 주기 h 는 5 [msec], 제어 가중 인자 $\gamma = 0.00035$, $k_1 = -1.9687$, $k_2 = 0.9700$ 으로 하였으며, 움직이는 도중에 부하의 변화를 위해 로우터와 부하의 총 관성 ($J = J_m + J_L$)을 모터 관성의 4배 ($J = 0.308$), 접성마찰 ($D = D_m + D_L$)을 모터 접성마찰의 2배 ($D = 1.10$)로 증가한 후 다시 관성을 6배 ($J = 0.406$)로 증가 하였다. 자기 동조 제어시의 기준입력과 출력과의 관계를 그림 4-1(a)에 나타내었고, 그림 4-1(b)는 제어입력을 나타내었다. 그림 4-1(a)에서 나타난 것과 같이 초기에는 추종 오차가 크고 약 2.0초 후에는 기준 입력을 충실히 추종함을 알 수 있다. 또한 관성과 마찰이 증가(부하 변화) 되었을 경우에도 잘 추종함을 알 수 있다. 그림 4-1 (b)는 제어입력의 최대치를 140[Nm]로 제한 하였다.

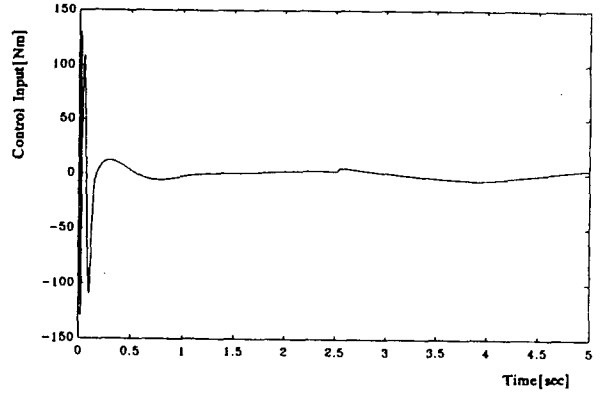
제안된 제어 방법인 VSC-STC의 결과는 다음과 같다.

그림 4-2는 자기 동조 제어와 비교하기 위해 그림 4-1의 기준 입력과 부하 변동을 동일하게 한 경우의 출력 결과이다. VSC-STC에서 $k_1 = 0.070$, $k_2 = 0.036$ 및 $\gamma = 0.00005$ 로 하였다. 자기 동조 제어시 초기 2초 후에 기준 입력을 추종 하였지만 본 논문에서 제안된 제어 방법인 VSC-STC에서는 약 0.5초 내에 기준 입력을 추종하며, 부하의 변화에도 강인함을 보였다.

그림 4-3(a) 4-3(b)은 $k_1 = 1.070$, $k_2 = 0.260$ 으로 고정하고 2.5초 후에 관성과 접성 마찰을 각각 4배, 2배로 증가하였다. 이때 그림 4-3(a)는 $\gamma = 0.0016$, 그림 4-3(b)는 $\gamma = 0.00025$ 의 값으로 변화하였을 때의 기준 입력과 출력의 관계를 알아 보았다. 여기서 평가함수를 최소화하기 위한 γ 의 적절한 값을 선적으로 추종 오차의 불안정함을 피할 수 있었다.

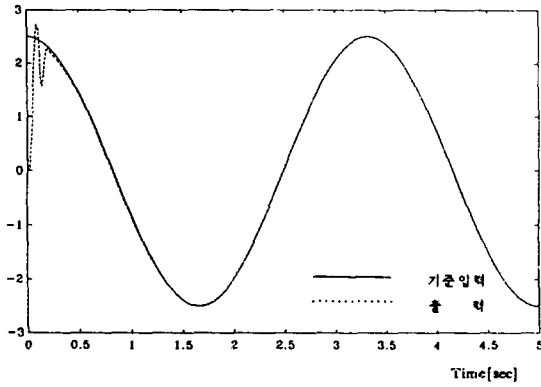


(a) 기준 입력과 출력

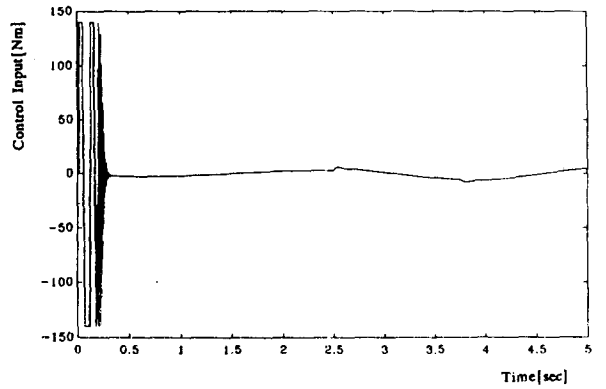


(b) 제어 입력

그림 4-1 자기 동조 제어시 입-출력

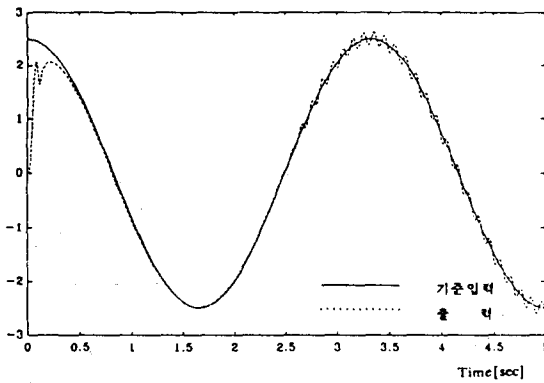


(a) 기준 입력과 출력

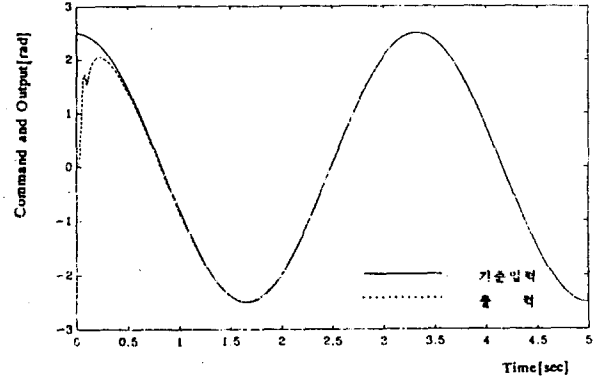


(b) 제어 입력

그림 4-2 VSC-STC시 입-출력 (부하변동시)



(a) 기준 입력과 출력 ($\gamma = 0.0016$)



(b) 기준 입력과 출력 ($\gamma = 0.00025$)

그림 4-3 VSC-STC시 γ 의 변화

V. 결 론

본 논문에서 제안된 가변 구조 제어 특성을 갖는 자기 동조 제어기에서는 초기 과도주기시 추적 에러를 안정화시켰을 뿐만 아니라 가변 구조 제어의 특징인 파라미터의 변화나 외란에 대해 강인함을 시뮬레이션을 통해 입증 하였다.

본 논문에서 제안한 제어기법은 현재 산업용 서보 시스템의 Direct Drive 다관절 로봇트등과 같이 각 관절과의 커플링 현상에 인해 제어가 어렵거나, 강한 비선형으로 인해 제어기 구현이 힘들고 파라미터의 변화나 외란의 영향을 쉽게 받는 시스템 등에서 유용하게 적용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] U. Itkis, Control system of Variable Structure. New York: John Wiley & Sons, 1976.
- [2] V.I.Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. AC-22, No. 2, pp212-222, 1977.
- [3] R. A. DeCarlo, S. H. Zak, and G. P. Mattkews, "Variable Structure Control of Non-linear Multivariable Systems: A Tutorial," *Proc., IEEE*, Vol. 36, No. 3, pp212-232 Mar. 1988.
- [4] K.J.Astrom, and B. Wittenmark, Adaptive control, Addison-wesley publishing company, 1989.
- [5] J.H. Kim and K.K Choi, "Self-Tuning Discrete PID Controller," *IEEE Trans. Ind. Eleciron*, Vol. IE-34, No. 2, pp298-301. May 1987.
- [6] K. Furuta and K.kosuge, "Implementation of Sliding Mode control by a Digital Computer," *IECON 88*, pp453-458, 1988.
- [7] 이용강, 최규근, "이산 시간 가변 구조 시스템에서 준 슬라이딩 모드 조건에 관한 연구", 전자공학회논문지 제25권 제8호, 1988.8.