

적용 퍼지 슬라이딩 모드 기법을 이용한 Series DC 모터의 속도제어

김 도우*, 양 해원**, 정 기철*, 이 효섭***
 대덕 대학*, 한양 대학교**, 대덕 대학*, 서울 정수기능대학***

A Speed Control of A Series DC Motor Using Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Method

Do-woo Kim*, Hai-won Yang**, Gi-chul Jung*, Hyo-sup Lee***
 DaeDuk College*, Hanyang University**, Jungsu Tech. College***

Abstract - In this paper, The control problem for a series DC motor is considered to adaptive fuzzy sliding-mode control scheme. Based on a nonlinear mathematical model of a series connected DC motor, instead of the combination of a nonlinear transformation and state feedback(feedback linearization) reduces the nonlinear control design. To demonstrate its effectiveness, an experimental study of this controller is presented. Two sets of fuzzy rule bases are utilized to represent the equivalent control input with unknown system functions of the main target. The membership functions of the THEN-part, which is used to construct a suitable equivalent control of SMC, are changed according to the adaptive law. With such a design scheme, we not only maintain the distribution of membership functions over state space but also reduce computing time considerably.

1. 서 론

본 논문에서는 비선형성을 갖는 Series DC 모터의 속도를 적용 퍼지 슬라이딩모드 제어를 통해 제어하고자 한다. 일반적으로 비선형성을 갖는 Series DC모터는 비선형 변환과 상태 궤환의 조합으로 비선형의 모델을 선형 모델로 바꾸어서 제어를 한다[4],[5],[6]. 그러나 이러한 방법은 과도 상태에서 실제 모델과의 차이로 인해 적절한 제어를 할 수 없으며 특히 정밀 제어시 유용한 방법이라 할 수 없다. 따라서, 본 논문에서는 Series DC모터의 시스템의 상태변수중 측정가능한 Series DC 모터 전류를 이용, Series DC 모터를 회전 속도와 외부 부하에 대한 수학적 근사 모델을 유도하고, 이러한 모델에의한 속도 제어입력 구성시 Series DC 모터의 매개변수 J, K_m, L_f 과부하 토오크 τ_L 의 정보를 정확히 알 수는 없는 문제를 해결하기 위해 일반적인 상태 관측자나 식별기가 아닌 Series DC 모터의 속도 추종 오차에의한 슬라이딩 초평면 s 에 대해 적용 퍼지 알고리즘[7],[8]을 적용하여 근사치 \hat{y}, \hat{s} 를 추정한다.그리고, 이러한 적용 퍼지 슬라이딩 모드 Series DC 모터 속도 제어를 구현하므로써 근사적 모델과 실제 모델과 차이를 문제점을 해결하여 Series DC모터의 속도 제어시의 과도 상태오차를 개선하며 보완된 Series DC 모터의 근사모델을 통해 외부 외란과 비선형 특성에 대해 강인성과 속응성이 뛰어난 Series DC 모터 속도 제어를 제안하고자 한다.

2. Series DC 모터의 수학적 모델링

일반적으로 Series DC 모터는 모터의 고정자의 회로 단자 T_1, T_2 가 그림 1의 모터의 구조도에서 나타낸 바와 같이 정류자 단자 T_1, T_2 와 연결되어 있는 구조를 갖는 모터이다. 따라서, 본 논문에서 다루는 Series

DC 모터는 T_1 단자가 T_2 에 연결되는 구조적 특징에 의해 일반 DC 모터와는 다르게 모터에 인가되는 전류가 $i = i_a = i_f$ 이 되고 또한, 입력전압이 T_1 와 T_2 단자를 통해 인가되어진다.

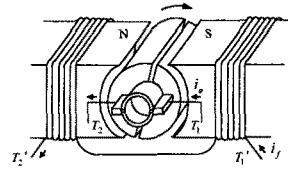


그림 1 Series DC 모터의 개략도
 Fig.1 Simplified picture of separately excited DC motor

그림 2는 이와 같은 Series DC 모터의 구조적 특징을 보다 잘 이해하기 위해 전기적 모델로 나타낸 것이다.

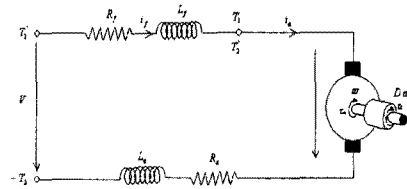


그림 2 Series DC 모터의 전기적 모델 회로도
 Fig. 2 Electric model of a series DC motor

따라서, 그림 2의 회로도에서 L_a 는 전기자 인덕턴스를 R_a 는 전기자 저항을 의미하며, R_f 는 고정자 저항을 의미한다. 그리고, L_f 는 고정자 인덕턴스로서 이는 고정자에 흐르는 전류 고정자 전류 $i_f = 0$ 일때의 고정자 자속에 의한 값으로 $L_f = \phi(0)$ 과 같이 나타낸다. 그러나, 이는 정확한 고정자 인덕턴스 값이 아니다. 왜냐하면 이는 DC 모터가 구동할 시 모터에 흐르는 고정자 전류가 $i_f \neq 0$ 이 되기 때문이다. 따라서, 일반적으로 실제로 DC 모터에 발생되는 고정자 자속 $\phi(i_f)$ 은 원점에 대해 대칭구조를 갖는 자화 곡선식을 통해 $\phi(i_f) = f(i_f)$ $i_f f(i_f) > 0$ 를 만족하는 범위에서, 고정자 자속 $\phi(i_f)$ 를 고정자 전류 i_f 에 대한 선형함수로 $\phi(i_f) = L_f i_f$ 와 같이 정의하며, 또한 일반적인 Series DC 모터의 경우에는 항상 $L_f \gg L_a$ 의 조건을 갖는다.

그리고, 그림 2의 Series DC 모터에서 역기전력 $v_b = K_m \phi(i) \omega$ 이고, 토오크 상수 $\tau_m = K_m \phi(i)$ 이다. 여기서, K_m 은 토오크/역기전력에 관계된 상수이다. 마지막

으로 D 는 점성 마찰 계수를 τ_L 은 부하 토오르크를 의미한다.

이상과 같은 그림 2의 회로도에 따라 Series DC 모터의 수학적으로 모델링하면 아래의 식(1)과 같다.

$$\frac{d[\phi(i) + L_a i]}{dt} = -(R_f + R_a)i - K_m \phi(i)\omega + u$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_m \phi(i)i - D\omega - \tau_L \quad (1)$$

식(1)의 모델은 본 논문에서 다루는 Series DC 모터가 그림 1과 같이 T_1 단자가 T_2 에 연결함으로써 Series DC 모터에 인가되는 전류가 $i = i_a = i_f$ 이 됨에 의한 모델링식이다. 따라서, 그림 2와 같이 구성된 회로상에서의 모터에 발생하는 토오르크 상수 $\tau_m = K_m \phi(i)i$ 은 항상 양수가 된다. 그러나 만일 고정자의 T_2 단자를 전기자의 T_1 단자가 아닌 T_2 에 연결한다면 토오르크 상수 τ_m 은 음의 값을 갖게된다.

그리고, 만일 그림 2에서의 고정자 회로가 자기 포화를 갖지 않는다고 가정한다면 고정자 자속 $\phi(i_f) = L_f i_f$ 이므로 식(1)의 시스템 모델식은 다음 식(2)와 같이 쓸 수 있다.

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - K_m L_f i \omega + u$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_m L_f i^2 - D\omega - \tau_L \quad (2)$$

여기서, $L = L_f + L_a$, $R = R_f + R_a$ 이고, 식(2)의 Series DC 모터 모델은 자기 포화의 효과를 무시한 식으로서 식(2)의 비선형 시스템은 실제의 Series DC 모터를 모델링 할 때 주로 사용하는 식이다.

3. 적응퍼지 슬라이딩 모드 Series DC 모터의 속도 제어

3.1 스위칭 평면의 설정

본 절에서는 슬라이딩 모드 기법을 이용하여 비선형 시스템인 식(2)의 Series DC모터에 대한 속도 제어를 다룬다. 우선, Series DC모터의 기준 각속도를 ω_{ref} 라고 하고, $e_\omega = \omega_{ref} - \omega$ 를 모터의 각속도 추종 오차라 할때 추종오차 e_ω 에 대한 상태변수는 $x_1 = e_\omega$ 와 $x_2 = \dot{e}_\omega$ 로 정의한다. 그리고, 정의된 상태변수 x_1, x_2 에 대한 Series DC 모터의 운동 방정식은 식(3)과 같이 된다.

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + \xi(t) + gu \quad (3)$$

여기서, $a_1 = \frac{2(K_m L_f)^2}{JL} i^2$, $a_2 = \frac{D}{J}$, $g = \frac{2K_m L_f}{JL} i$

그런데, 식(3)의 선형화된 상태식은 부하 토오르크와 기준 각속도에 의한 비선형 함수 $\xi(t) = \omega_{ref}'' + a_2 \omega_{ref}' + a_1 \omega_{ref} + \frac{2K_m L_f R}{JL} i^2 + \frac{\tau_L}{J}$ 에 의해 섭동현상이 발생됨을 알 수 있다. 따라서, 이러한 비선형 함수를 포함한 식(3)에 대해 슬라이딩 모드를 적용하기 쉽도록 $f(x) = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + \xi(t)$ 로 정의하고 식(3)을 다시 쓰면 식(4)와 같다.

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = f(x) + gu \quad (4)$$

따라서, 식(4)에 대해 스위칭 초평면을 식(5)와 같이 정의하면

$$s = cx_1 + \dot{x}_1 \quad (5)$$

여기서, c : 양의 상수

모터의 각속도 추종오차 x_1 는 $s=0$ 인 슬라이딩 초평면 상에서 $s = cx_1 + \dot{x}_1 = cx_1 + x_2 = 0$ 으로 적절한 c 의 설정

치에 의해 빠르게 감쇠하며, 이때 $s=0$ 인 슬라이딩 초평면상에서의 등가 제어입력 u_{eq} 는 식(6)이 된다.

$$u_{eq} = -g^{-1}[f(x) + cx_2] \quad (6)$$

그러나, 식(6)의 등가 제어입력은 $s=0$ 인 슬라이딩 모드 초평면상에서의 제어입력으로 이는 식(3)의 Series DC모터의 오차식에 대한 적절한 제어 입력이라 할 수 없다. 따라서, 적절한 제어입력 u^* 를 구현하기 위하여 식(4)의 초평면 s 에 대한 슬라이딩 모드 존재 조건을 식(7)과 같이 정의하고

$$\dot{V} = ss < 0 \quad (7)$$

모터 제어의 스위칭 동작에서 스위칭 지연이나 히스테리시스와 같은 여러 종류의 불완전한 요소의 발생을 고려하여 선형영역을 갖는 포화함수 $sat(s/\Phi)$ 을 적용하여 식(7)의 조건을 항상 만족하기 위한 초평면 s 의 미분 방정식을 식(8)과 같이 정한다.

$$\dot{s} = -Q \cdot sat(s/\Phi) \quad (8)$$

그리고, 식(4)의 초평면 s 을 미분하여 식(5)에 대입하면, 슬라이딩 모드상에서 Series DC 모터의 속도 제어입력은 식(6)에서 정의된 $s=0$ 인 슬라이딩 초평면상에서의 등가 제어입력 u_{eq} 에 의해 식(9)와 같다.

$$u^* = u_{eq} + g^{-1}Q \cdot sat(s/\Phi) \quad (9)$$

여기서, 제어입력 u^* 는 인가 제어 전압을 의미한다. 그러나, 식(9)의 제어입력은 Series DC 모터의 매개변수 J, K_m, L_f 과 부하 토오르크 τ_L 을 알고 있다는 가정에서만 가능한 입력값으로 실제로는 이러한 정보를 정확히 알 수는 없으며 따라서, 식(9)의 제어입력과 같이 구한다는 것은 실제 모터제어에서는 상당히 어렵다고 할 수 있다.

따라서, 이러한 문제를 해결하기 위해 일반적으로는 상태 관측자나 식별기를 사용하지만 본 논문의 Series DC 모터의 속도제어에서는 식(9)의 슬라이딩 모드 속도 제어기의 이러한 문제점을 해결하기 위해 식(5)의 슬라이딩 초평면 s 에 대해 적응 퍼지 알고리즘을 적용하여 근사치 \hat{f}, \hat{g} 를 추정하고, 이러한 근사치에 의한 제어기를 구성하는 적응 퍼지 슬라이딩 모드 Series DC 모터 속도 제어기를 구현한다.

3.2 적응퍼지 슬라이딩 모드에 의한 Series DC 모터의 속도 제어

본 절에서는 식(9)의 제어입력 u^* 를 구현하는데 있어서 식(4)의 비선형 연속 함수 f, g 을 정확히 알 수 없다는 점을 해결하기 위해 식(5)의 슬라이딩 초평면 s 에 대해 함수 근사 특성을 갖는 적응퍼지 알고리즘을 적용하여 식(9)의 제어입력 u^* 의 구현에서 문제가 되는 미지의 비선형 연속 함수 f, g 의 근사치 \hat{f}, \hat{g} 를 추정한다. 그리고, 이러한 추정 근사치 \hat{f}, \hat{g} 에 의한 적응퍼지 슬라이딩 모드 제어입력 u^* 를 구한다. 그림 3은 개선된 적응퍼지 슬라이딩 모드 Series DC 모터 속도 제어 블록도를 나타낸 것이다.

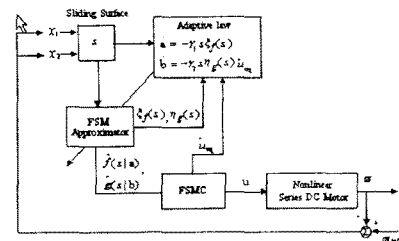


그림 3. 적응퍼지 슬라이딩 모드 제어 블록도
Fig 3 Block Diagram of Adaptive Fuzzy Sliding mode control

이제, 식(5)의 슬라이딩 초평면 s 으로부터 근사치 \hat{f} , \hat{g} 을 구성하기 위해 식(10), (11)과 같이 퍼지 규칙을 정한다.

$$i \text{ 번 규칙 : IF } s \text{ is } A_i \text{ THEN } \hat{f} \text{ is } f_i \quad (10)$$

$$j \text{ 번 규칙 : IF } s \text{ is } B_j \text{ THEN } \hat{g} \text{ is } g_j \quad (11)$$

여기서, $i \in \{-n, -n+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, n-1, n\}$

$$j \in \{1, 2, \dots, n\}$$

본 논문에서는 식(10), (11)과 같이 근사치 \hat{f} , \hat{g} 를 추정하기 위해 슬라이딩 모드 제어에 기초한 한 개의 변수인 변형된 주제어목적의 슬라이딩 초평면 s 만을 이용하여 퍼지 규칙을 정한다. 그러므로, 고전적인 적응 퍼지 알고리즘에서 일반적으로 사용하는 여러 상태변수에 의한 여러개의 퍼지규칙의 설정으로부터의 근사치 구성에 비해 현저히 퍼지규칙의 수를 크게 줄일 수 있으므로 제어 입력 u^* 을 구하는 계산 속도를 기존 알고리즘에 비해 빠르게 할 수 있다. 그림 4의 (a), (b)와 그림 5의 (a), (b)는 각각 $\hat{f}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 를 추정하기 위해 일정한 폭을 갖는 입력범위 $[-s_n, s_n]$ $[s_1, s_n]$ 와 출력범위 $[-a, a]$, $[0, b]$ 의 퍼지 입력소속함수와 출력소속함수를 나타낸 그림이다.

따라서, 그림4의 (a), (b)의 THEN-부 출력소속함수를 식(12), (13)의 퍼지 규칙에 따라 정의하면 다음과 같다.

$$f_i = \frac{i}{n} a \quad (12)$$

$$i \in \{-n, n+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, n-1, n\}$$

$$g_j = \frac{j}{n} b \quad j \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (13)$$

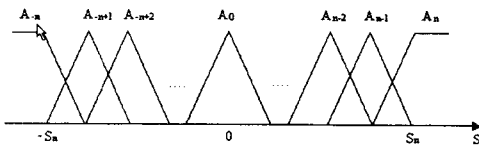
여기서, a, b 는 적응 알고리즘에 의해 주어진 각각의 출력 소속함수 영역에서 적응적으로 유도되어지는 매개변수로서 근사치 $\hat{f}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 를 온라인 동작중 자유롭게 변화시킨다. 따라서, 최대 평균법을 이용한 비퍼지화 방법에 의한 근사치 $\hat{f}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 의 출력은 다음과 같다.

$$\hat{f}(s|a) = \frac{\sum_{i=-n}^n \mu_{A_i}(s) \cdot \frac{i}{n} a}{\sum_{i=-n}^n \mu_{A_i}(s)} = a \cdot \xi_f(s) \quad (14)$$

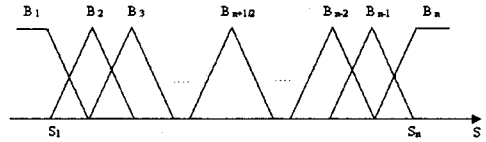
$$\hat{g}(s|b) = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_{B_j}(s) \cdot \frac{j}{n} b}{\sum_{j=1}^n \mu_{B_j}(s)} = b \cdot \eta_g(s) \quad (15)$$

여기서

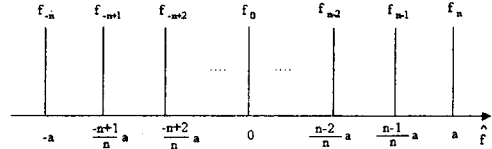
$$\xi_f(s) = \frac{\sum_{i=-n}^n \mu_{A_i}(s) \cdot \frac{i}{n}}{\sum_{i=-n}^n \mu_{A_i}(s)}, \quad \eta_g(s) = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_{B_j}(s_1) \cdot \frac{j}{n}}{\sum_{j=1}^n \mu_{B_j}(s_1)}$$



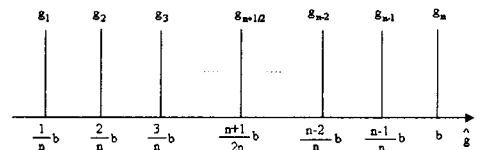
(a) \hat{f} -퍼지규칙의 입력 소속함수



(b) \hat{g} -퍼지규칙의 입력 소속함수
그림 4. 입력 소속함수



(a) \hat{f} -퍼지규칙의 출력 소속함수



(b) \hat{g} -퍼지규칙의 출력 소속함수
그림 5. 출력 소속함수

이와같이 식(5)의 슬라이딩 초평면 s 상으로부터 구해진 식(14)과 식(15)의 근사치 $\hat{f}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 을 식(6)의 등가 제어입력에 대입하면 식(16)과 같은 추정 등가 제어입력 \hat{u}_{eq} 이 구성된다.

$$\hat{u}_{eq} = \hat{g}(s|b)^{-1} (-cx_2 - \hat{f}(s|a)) \quad (16)$$

그리고, 식(5)의 슬라이딩 초평면 s 상에서 미지의 비선형 연속 함수 f, g 을 근사치 \hat{f}, \hat{g} 로 추정하기 위한 튜닝 매개변수 a 와 b 의 적응칙을 구성하기 위해, 슬라이딩 초평면이 $s=0$ 으로 제한된 슬라이딩 동작 일 때에 식(16)의 추정 등가제어 입력을 대입한다.

$$\begin{aligned} s &= cx_2 + f(x) + g(x) \hat{u}_{eq} \\ &= f(x) - \hat{f}(s|a) + [g(x) - \hat{g}(s|b)] \hat{u}_{eq} \quad (17) \end{aligned}$$

식(17)에서 만일, 최소 근사오차 $\varepsilon = [f - a^* \xi_f(s)] + [g - b^* \eta_g(s)] \hat{u}_{eq}$ 를 갖는 최적 매개변수 a^* 와 b^* 가 존재한다고 가정하고, 식(18)과 같은 최소 근사오차를 정의하면

$$\omega_f = f_1(x) - \hat{f}_1(s_1|a^*), \quad \omega_g = g_1(x) - \hat{g}_1(s_1|a^*) \quad (18)$$

식(17)는 식(19)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$s = \hat{f}(s|a^*) - \hat{f}(s|a) + \omega_f + [\hat{g}(s|b^*) - \hat{g}(s|b) + \omega_g] \hat{u}_{eq} \quad (19)$$

그리고, 식(14), (15)의 비퍼지화 방법에 의한 근사치 $\hat{f}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 를 식(19)에 대입하면, $s=0$ 상으로 제한된 슬라이딩 동작 일 때에 대해서 식(20)을 얻을 수 있다.

$$s = \phi_1 \cdot \xi_f(s) + \omega_f + [\phi_2 \cdot \eta_g(s) + \omega_g] \hat{u}_{eq} \quad (20)$$

여기서, $\phi_1 = a^* - a$, $\phi_2 = b^* - b$ 이다.

초평면 s 이 $s=0$ 으로 제한된 슬라이딩 동작일때에 대해서 식(20)의 초평면 s 와 파라미터 오차 ϕ_1, ϕ_2 가 최

소화되도록 하는 튜닝 매개변수 a 와 b 의 적응칙을 구정하기 위한 리아프노프 함수 후보를 식(21)과 같이 정한다.

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \phi_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \phi_2^2 \quad (21)$$

여기서, γ_1, γ_2 는 양의 상수이다. 그리고, 식(21)에서 정한 리아프노프 함수 V 를 시간 t 에 대해 미분하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{s}s + \frac{1}{\gamma_1} \phi_1 \dot{\phi}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \phi_2 \dot{\phi}_2 \\ &= \frac{1}{\gamma_1} \phi_1 (\dot{\phi}_1 + s \cdot \xi(s)) + \frac{1}{\gamma_2} \phi_2 (\dot{\phi}_2 + s \cdot \eta(s) \hat{u}_{eq}) + s\dot{s} \quad (22) \end{aligned}$$

이 된다. 여기서 $\dot{\phi}_1 = -\dot{a}$, $\dot{\phi}_2 = -\dot{b}$ 이고 $s\dot{s}$ 는 최소 근사오차로서 $s\dot{s} \cong 0$ 가 되도록 작게 결정 할 수 있다. 따라서, 식(22)에 의해 튜닝 매개변수 a 와 b 의 적응칙이 식(23), (24)과 같으면

$$\dot{a} = \gamma_1 s \xi(s), \quad (23)$$

$$\dot{b} = \gamma_2 s \eta(s) \hat{u}_{eq} \quad (24)$$

식(24)의 \dot{V} 는 다음과 같이 된다.

$$\dot{V} \leq s\dot{s} \quad (25)$$

그러므로, 식(25), (26)의 a 와 b 의 적응칙에 의해 변형된 슬라이딩 초평면 s 이 $s=0$ 인 슬라이딩 동작상에서 식(14), (15)의 근사치 $\hat{x}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 로 빠르게 근사되면, 추정된 근사치 $\hat{x}(s|a)$, $\hat{g}(s|b)$ 에 의해 구성된 추정 등가제어입력 \hat{u}_{eq} 도 $s=0$ 인 과도상태에서 추정되어지는 속도 역시 빠르게 된다.

4. 컴퓨터 모의 실험

본 논문에서 제안한 제어시스템의 효율성을 보이기 위해서 본 절에서는 아래 표의 Series DC 모터의 사양에 대해 컴퓨터 모의실험을 통하여 모터의 속도추종 특성을 살펴보았다.

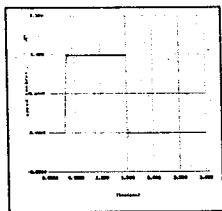
정격출력	200 W	정격토크오크	2 Nm
R	7.2 Ω	J	0.0007046kgm ²
L	0.0917(H)	K _m L _f	0.1236Nms/rad
D	0.0004Nm/A	R _a	2.5Ω

제시한 Series DC 모터의 각속도의 초기조건은 영으로 설정하고, 본 논문의 제어 이득값은 다음과 같이 정한다.

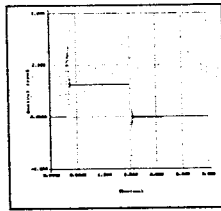
$$c = 1.5, \gamma_1 = 0.1, \gamma_2 = 0.1, \varepsilon = 0.36.$$

$$\phi_{upper} = 100, Q = 0.5$$

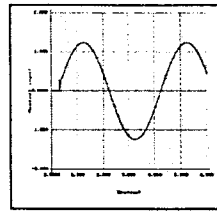
따라서, 다음의 그림 6은 Series DC 모터시스템의 적응 퍼지 슬라이딩 모드 제어입력상의 미지의 비선형 연속 함수 f, g 추정에 의한 기준 각속도의 두가지 설정에 대한 응답특성을 나타낸 것이다.



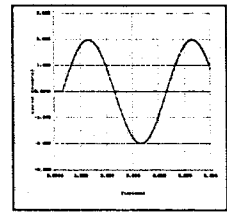
(a) 각속도 추종 특성



(b) 제어입력 특성



(c) 각속도 추종 특성



(d) 제어입력 특성

그림 6. Series DC 모터의 각속도 추종 특성

그림 6-(a),(b)는 Series DC 모터 속도제어 시스템의 비선형 연속 함수 f, g 를 알지 못한다는 가정에 대해 기준각속도를 $k(0.3초까지는 0을 유지하다 0.35 < k < 1.55초까지 1rad/sec로 주었을때에 대한 적응 퍼지 슬라이딩 모드 속도 추종 특성 곡선과 인가제어 입력을 나타낸 그림이고, 그림 6-(c),(d)는 기준각속도가 $k(0.3초까지는 0을 유지하다 0.3초부터 주기적으로 2rad/sec의 피크치로 정역회전을 반복하도록 하였을때에 대한 속도 추종 특성을 나타낸 곳이다. 그림과 같이 속도 추종 특성이 과도 상태에서 빠르게 수렴하는 우수한 특성을 나타냄을 알 수 있다.$$

5. 결 론

본 논문에서는 비선형성을 갖는 Series DC 모터의 속도를 적응 퍼지 슬라이딩모드 제어를 통해 제어함으로써 일반적으로 Series DC모터제어시 사용하는 비선형 변환과 상태 변환의 조합으로 비선형의 모델을 선형 모델에 의한 제어방법에 의한 문제점인 실제 모델과의 차이로 인해 발생하는 과도 상태 오차의 문제점을 해결하였고, 특히 Series DC모터의 시스템의 상태 변수중 측정가능한 Series DC 모터 전류를 이용, Series DC모터를 회전 속도와 외부 부하에 대한 수학적 근사 모델을 추정하는 적응 기법과 퍼지규칙을 조합한 적응 퍼지 슬라이딩 방법을 적용함으로써 외부 외란과 비선형 특성에 대해 강인성과 적응성이 우수하며 속도 제어시의 과도 오차를 크게 개선 할 수 있었다.

[참 고 문 헌]

- [1] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Berlin, Germany: Springer Verlag, 1985.
- [2] R. Su, G. Meyer, and L. R. Hunt, Design for Multi-input Nonlinear System in Differential Geometric Control theory, R. W. Brockett, R. S. Millman, and H. J. Sussman, Eds. Boston, MA: Birkhauser, 1983, pp.268-298.
- [3] A. Isidori, Nonlinear Control Systems, 2nd ed. New York: Springer verlag, 1989.
- [4] J. Chiasson and M. Bodson, "Nonlinear control of a shunt DC motor," IEEE Trans. Automat. Contr., vol 38, PP. 1584-1588, Oct. 1993.
- [5] J. Chiasson, "Nonlinear differential-geometric techniques for control of a series DC motor," IEEE Trans. Automat. Contr. Syst. Technol., vol 2, PP. 35-42, Mar. 1994.
- [6] P. D. Olver, "Feedback Linearization of Dc motors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 38, pp. 498-501, Dec.1991.
- [7] Jen-Yang Chen, "Fuzzy sliding mode controller design: indirect adaptive approach", Cybernetics and Systems: An International Journal, No. 30, pp.9-27,1999
- [8] Byungkook Yoo and Woonchul Ham "Adaptive Fuzzy Sliding control of Nonlinear System", IEEE Transactions on fuzzy systems, Vol. 6, No.2 May 1998.