

현대 제어이론과 퍼지 슬라이딩 적응 제어기에 대한 고찰

윤병도*, 김윤호*, 류홍우**, 김찬기***

(*중앙대 공대 전기공학과 교수, **한전 전력연구원 수석연구원, ***동 연구원 선임연구원)

1. 서 론

산업 현장에서 전동기의 필요성은 필요 불가결하다. 따라서 로봇트 팔이나 CNC공작 기계 그리고 플로터와 같은 고도의 정밀성을 요하는 산업 기기에서는 지령값에 대한 빠른 속응성과 정상 상태 오차가 없는 서보 시스템을 요구한다. 이러한 요구에 따라 한편에서는 전동기 자체를 관성 모멘트가 작게 만들고 계자를 영구 자석으로 만들어 시스템의 서보 성능을 높이는 방향과 또 한편에서는 시스템의 정확한 모델링을 바탕으로 하여 시스템을 제어함으로써 서보 성능을 높이는 방향이 있다. 전동기 자체를 서보 특성이 좋아지도록 만드는 경우에는 전동기 가격이 고가가 되기 때문에 경제적으로 부담이 된다, 따라서 현재로서는 가격이 싸고 기계적으로 튼튼한 전동기를 PI제어기로 구동하는 것이 일반적이다. 이러한 PI제어기는 제어 정수값이 적절히 조절될 경우 좋은 운전 특성을 얻을 수 있으며 제어 알고리즘이 간단하여 손쉽게 구현할 수 있고, 디지털 제어기로도 아날로그 제어기로도 구성이 가능하다. 그러나 운전점이 달라지거나 시스템 파라미터가 변하는 경우에는 숙련된 기술자의 경험과 시행 오차에 의해서 제어 상수를 조정하여야 한다. 따라서 적응 제어나 슬라이딩 모드 제어 그리고 퍼지 제어기와 같이 운전점의 변화를 고려한 제어기의 적용이 보고되고 있다[1]. 그러나 이러한 제어 이론도 새로운 알고리즘을 추가함으로써 생기는 많은 계산량과 고속의 프로세서를 필요로 하며, PI제어기보다 괄목할 만하게 우수하다는 평을 얻지 못하는 것이 현실이다. 따라서 본 고에서는 PI구조를 가지면서도 기존의 PI제어기로써는 향상시킬 수 없는 부분 즉, 샘플링 타임의 변화, 부하외란의 변화, 그리고 파라미터의 변화를 고려하여 기존의 PI제어기에 대한 하나의 대안을 논하고자한다. 본 고에서 다루려는 제어기는 퍼지 슬라이딩 적응 제어기(FSAC : Fuzzy Sliding Adaptive Controller)로서 슬라이딩 모드 제어에서 생기는 불연속 제어 입력을 퍼지 로직을 이용하여 연속 제어 입력이 되도록

하는 제어기로 다양한 운전 환경에서 오는 운전점의 변동이나 부하 외란에 대한 우수한 특성을 보여준다. 그리고 이러한 FSAC도 부하 외란에 대해서는 강인성이 떨어지는 단점을 유발하기 때문에 부하 토오크 관측기를 FSAC에 별도로 부착하여 이를 개선하였다. 부하 토오크 관측기에 의한 토오크 피이드 포워드 제어는 자기 동조 제어나 적응 제어에 비해 계산량이 적고 구현이 간단하다[2].

그리고 시스템 파라미터의 불확실한 측정에서 오는 미지의 외란과 다양한 주위환경에서 오는 측정 잡음을 고려하여 슬라이딩 모드 관측기(SMTO : Sliding Mode Torque Observer)를 부하 토오크 추정에 이용하였다. 이러한 SMTO는 $\text{sgn}(\cdot)$ 함수를 전차원 상태 관측기의 극값과 결합시킨 관측기로서 부하 토오크 추정에 적용하면 빠른 부하 보상 능력과 모델화 오차나 측정 잡음에 둔감함을 보이고 있다[3]. 한편 SMTO는 자체적인 특성상 불연속 제어 입력을 가지고 있기 때문에 시스템의 입력 전류에 고조파가 많이 함유하게 된다[4]. 이러한 고조파는 시스템을 과열시키고 공진시킬 수 있기 때문에 SMTO의 극값을 Z-영역상에서 (0,0)에 위치시켜 시간 지연을 없게 한 후에 SMTO뒷단에 적분 필터를 삽입하여 불연속 제어 입력을 평활하였다. 그리고 본 고에서 논하는 시스템의 특성을 확인하기 위해서 기존의 PI 제어기, SMTO를 가진 PI 제어기, 그리고 FSAC, SMTO를 가진 FSAC 각각의 제어기에 대하여 샘플링 타임의 변화와 부하 외란이나 모델화 오차가 존재하는 경우에 대해서 그 동특성을 비교해 보았으며 DSP보드(TMS320C31보드)를 이용한 실험을 통해서, 본 고에서 제안한 시스템의 우수한 제어 특성을 입증하였다.

2. PI 제어기와 현대 제어이론

PI제어기는 제어 정수값이 적절히 조절될 경우 좋은 운전 특성을 얻을 수 있으며 제어 알고리즘이 간단하여 손쉽게 구현할 수 있으나 시스템의 파라미터를 정확히 알아야 PI 제어 상수를 결정할 수 있다.

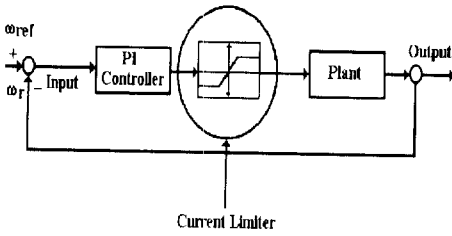
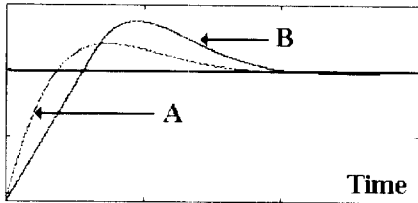


그림 1. 전류 제한기를 갖는 PI제어기

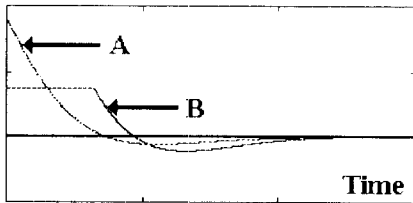
그리고 시스템의 제어기 상수를 설정했다고 하더라도 시스템의 파라미터가 변한다면, 또는 외부에서 토크 외란이 인가되면 시스템의 댐핑 계수가 변하기 때문에 최적의 운전이 불가능해진다.

Speed



a) 토크

Torque



b) 속도

그림 2. PI제어기의 입, 출력 파형
(a) 토크, (b) 속도

또한 실제 시스템에서 시스템의 파라미터를 정확하게 아는 것은 거의 불가능하고 파라미터를 정확히 안다고 해도 실제 시스템이 그림 1에서 보는 바와 같이 돌입 전류를 제한하기 위한 전류 제한기와 같은 비선형 요소를 가지고 있으므로 그림 2와 같이 속도 응답에 차이가 생긴다. 그림 2를 간단히 설명하면 A파형은 제한기를 무시한 상태에서 시스템의 시정수를 고려하여 PI제어 상수를 결정한 경우의 토크, 속도 파형이고 B 파형은 A파형과 똑같은 조건에서 전류 제한기를 추가한 경우의 시스템 토크, 속도 파형을 나타내고 있다. 이상과 같이 우리가 파라미터를 고려하여 제어 상수를 결정한다고 해도 정확히 시스템이 설계 사양대로 정밀 제어 되는 것은 아니다. 따라서 숙련된 기술자의 경험과 시행 오

차에 의한 제어 상수의 선택은 피할 수 없는 현실이다. 숙련된 기술자의 경험과 시행 오차에 의해서 제어 상수를 조정된 경우에도 부하 외란이나, 파라미터가 온도나 마모에 의해서 변하는 등 운전점이 달라지면 최적상태로 운전하기 위해서는 또다시 제어 상수를 바꾸어야 한다. PI제어기는 PI특성상 속응성과 최대 오버슈트 감쇄율을 동시에 만족할 수 없으므로 최선의 제어기가 할 수 없다. 이러한 PI제어기가 현재에도 산업 현장에서 다수를 차지하고 있는 이유는 계산이 간단하고 디지털 제어기로도 아날로그 제어기로도 구성이 가능하다는 점이다. 따라서 PI제어기의 장점을 살리면서 PI제어기가 갖는 여러 가지 단점을 해결하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다.

2.1 시스템의 구조를 동조하는 적응 제어

제어계를 크게 양분하면 레귤레이터 문제와 서어보 문제로 나눌 수 있다. 레귤레이터 문제는 외란을 어떻게 제거하여 오차를 영(零)으로 보내는 문제이며 서어보 문제는 기준값을 얼마나 잘 추종하는가 하는 문제이다.

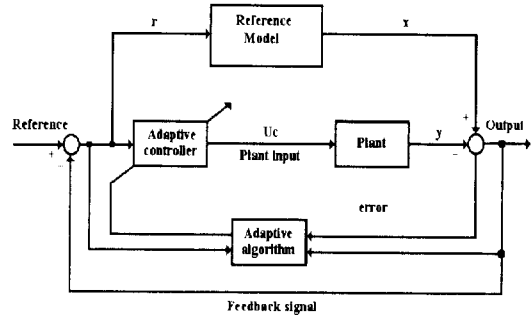


그림 3. 모델 기준 적응 제어기

따라서 이러한 문제를 해결하는 방법중에 하나가 적응 제어와 자기 동조 제어가 있을 수 있으나 그 특성이 우수함에도 불구하고 정확한 수학적 모델링이 필요하고 특히 불확실한 비선형 시스템에 적용했을 경우에는 전체적인 안정도에 상당한 문제가 있으며, 외부의 외란에 민감하여 시스템의 정상상태 회복 능력이 떨어진다. 또한 그림 3과같이 복잡한 시스템의 구성으로 인해 계산량이 많아 실시간 처리를 하기 위해서는 고속의 프로세서가 필요하다는 제약이 있다. 우선 적응 제어의 장, 단점을 분석해 보기 위해서 P(비례기)제어기만 존재하는 간단한 기준 모델 적응 시스템에 대해 살펴본다.

모델 시스템의 기준 상태 방정식을 식 (1)과같이 표현하고,

$$\dot{x} = A_M x + B_M r \tag{1}$$

그리고 시스템의 상태 방정식을 식 (2)와 같이 표현하면,

$$\dot{y} = A_P y + B_P U_c \tag{2}$$

오차 방정식은 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{x} - \dot{y} \\ \dot{e} &= A_M e + (A_M - A_p)y + (B_m r - B_p U_c) \end{aligned} \quad (3)$$

그러면 제어 입력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} U_c &= r - kp(e, t)y \\ kp &= kp + \Delta kp(e, t) \end{aligned} \quad (4)$$

kp 는 popov의 초안정 조건이나 Lyapunov의 안정 조건에 따라 e (오차)를 이용하는 에너지 평가 함수가 최소가 되도록 조정되는 것이며, 매 샘플링 시간마다 동조(tuning) 된다. 위의 식 (3)을 보더라도 A_M, B_M, t 값이 실제 시스템의 파라미터 값과 어느 정도 비슷하고 알고리즘의 처리 시간이 짧아야 한다. 그렇지 않으면 e 가 누적되고, 정상 상태로 회복하는 시간이 길어진다. 또한 적응 제어의 실질적인 상태 방정식은 식 (3)이므로 A_M, B_M , 값의 정확도가 적응제어 알고리즘의 전체 안정도를 결정하며 고속의 프로세서에 의하여 실현이 가능하며 PI제어기를 최적으로 설계한 결과 보다 10%정도의 성능향상이 보고 되고 있다.

2.2. 시스템의 구조를 가변 하는 가변 구조 제어

가변 구조 시스템(Variable Structure System)의 기본 개념은 시스템의 구조가 고정되어 있지 않고 제어되는 과정에서 미리 정해진 제어 법칙에 따라 가변 된다는 것이다. 가변 구조 시스템에서는 상태 공간에 위치한 임의의 불연속면을 시스템 상태가 교차할 때 구조를 전환하게 되며, 이로부터 가변 구조 시스템의 고유한 특성을 얻게 된다.

가변 구조 시스템의 기본 개념을 이해하기 위하여 다음과 같은 불안정한 2계 시스템을 고려하여 본다.

$$\ddot{x} - \xi \dot{x} + \psi x = 0, \quad \xi > 0 \quad (5)$$

여기서 ψ 가 α ($\alpha > 0$)인 경우와 $-\alpha$ 의 값을 가지는 경우 각각의 위상 평면에서의 궤적은 그림 4의 (a), (b)와 같으며 두 구조는 모두 불안정하여 원점으로 수렴할 수 없다.

다음과 같은 규칙으로 ψ 의 값이 전환된다면,

$$\psi = \begin{cases} \alpha & ; \sigma x > 0 \\ -\alpha & ; \sigma x < 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\sigma = cx + \dot{x} \quad (7)$$

위상 평면상에서 상태 궤적의 동작은 그림 5와 같다. 상

태값의 초기 위치가 $\sigma x > 0$ 인 영역에 있다고 가정할 경우 식(1-6)에 의하여 $\psi = \alpha$ 가 되며, 따라서 시스템의 구조는 그림 4(a) (구조I)와 같이된다. 이 경우 표시점은 $\sigma x < 0$ 인 영역으로 들어가게 된다.

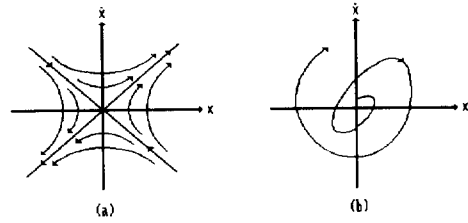


그림 4. 위상 평면 상에서의 상태 궤적. (a)구조I, (b)구조II

이때 식 (6)에 의하여 $\psi = -\alpha$ 로 바뀌고, 시스템의 구조도 그림 4(b) (구조II)로 바뀌게 된다. 표시점은 다시 $\sigma x > 0$ 인 영역으로 이동한다. 위와 같은 동작이 연속적으로 반복되면서,

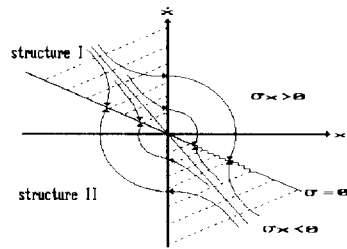
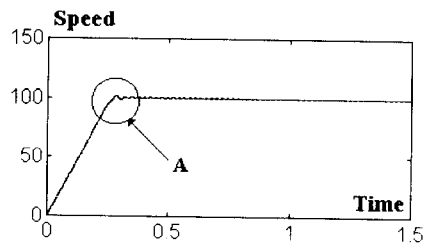
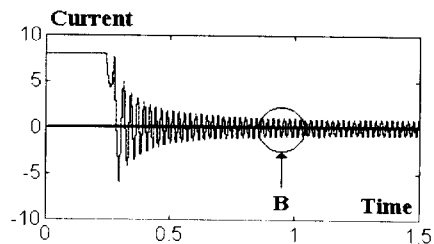


그림 5. 슬라이딩 모드.



a) 슬라이딩 모드 제어 출력



b) 슬라이딩 모드 제어 입력

그림 6. 슬라이딩 모드 제어 입,출력 파형.

시스템의 구조는 구조I과 구조II의 두개의 구조로 절환된다. 이때의 표시점의 동작은 그림 5와 같이 $\sigma = 0$ 인 선을 중심으로 빠르게 진동하면서 원점으로 수렴해 간다. 절환동작에 시간 지연이 없는 이상적인 시스템의 경우, 구조 절환 동작의 빈도수가 무한히 높아질 수 있으며, 이 경우 표시점은 $\sigma = 0$ 인 직선을 따라서 매끄럽게 미끄러지는 것과 같아진다.

이러한 동작을 슬라이딩 모드(sliding mode)라고 하며, 이 동작에 의하여 가변 구조 시스템의 고유한 특성을 얻게 된다. 위의 결과로 얻어지는 시스템은 원래의 시스템, 즉 구조I 또는 구조II가 갖고 있던 특성과는 전혀 다른 새로운 특성을 갖는 시스템이다. 예를 들어 원래의 시스템은 모두 불안정한 구조였으나, 새로운 시스템은 안정하게 원점으로 수렴한다. 새로운 시스템의 특성은

$$cx + \dot{x} = 0 \tag{8}$$

로 되며, 따라서 원래 시스템의 파라미터 (ξ, ψ) 에 영향을 받지 않는다. 새로운 시스템 특성에 영향을 미치는 요소는 식 (8)에서 스위칭면의 파라미터 c 뿐이다. 따라서 스위칭면을 적절히 선택하므로써 원하는 특성을 갖는 시스템을 얻을 수 있게 된다. 이러한 가변 구조에 대해서 고찰해보면 식 (9)와같이 임의의 스위칭면을 중심으로 제어기의 출력력을 식 (10)의 조건으로 무한대의 주파수로 스위칭을 시키면, 시스템의 특성은 슬라이딩 평면을 따라간다. 여기서 슬라이딩 모드 출력을 위에서 설명한 식 (6)과 같이 놓지 않고 식 (10)과 같이 놓은 이유는 식 (6)과 같은 식은 슬라이딩 모드 특성을 이론적으로 설명하기가 수월하지만 비례적인 요소만을 가지고 있으므로 정상 상태에서 수렴 상태가 좋지 않다. 따라서 식 (10)과 같이 적분 요소를 첨가한 슬라이딩 출력식이 현재로써는 일반적인 슬라이딩 모드 발생 출력식이 된다. 이러한 슬라이딩 모드 출력은 슬라이딩 모드 출력이 가지고 있는 특유의 불연속 입력 때문에 그림 6의 b)와 같이 과도한 고조파의 발생과 공진 그리고 이로 인해 정상 상태에서도 그림 6의 a)와 같은 시스템 출력 오차가 발생한다는 단점을 내포하고 있다.

$$S(\text{sliding surface}) = CX_1 + X_2 = 0 \tag{9}$$

(C는 슬라이딩 모드 라인의 기울기 그리고 X1, X2는 시스템 상태 변수)

$$U = \phi_1 X_1 + \phi_2 X_2 \begin{cases} \phi_1 SX_1 > 0 \\ -\phi_1 SX_1 < 0 \\ \phi_2 SX_2 > 0 \\ -\phi_2 SX_2 < 0 \end{cases} \tag{10}$$

(단, ϕ_1, ϕ_2 의 값은 $SS < 0$ 조건에 따라 결정)

2.3 불확실성에 기반을 둔 퍼지 제어

퍼지 제어기는 시스템의 입, 출력 특성에 따라 임의로 제어기를 구성할 수 있는 제어기로 시스템의 정확한 모델링이 필요 없고 알고리즘을 오프-라인으로 처리할 경우 시스템의 구성이 비교적 간단하며 인간의 직관과 경험으로부터 얻은 언어적 제어 규칙을 기반으로 하고 있다. 퍼지 제어는 그림 7과 같이 인간의 전문가적인 불확실성을 처리하는 수단이 있는데 측정된 신호로부터 퍼지 추론을 하기 위한 퍼지화부 그리고 퍼지 제어 규칙 및 퍼지 연산 법칙을 바탕으로 한 의사 결정 논리 그리고 퍼지 추론 장치에 의해서 얻어진 추론 결과를 실제의 플랜트 제어 입력으로 변환하는 비퍼지화부로 나눌 수 있다. 그러나 이러한 퍼지 제어도 그림 8과 같이 퍼지 변수의 퍼지니스를 변화시키거나 또는 스케일 팩터의 변화에 따라 특성이 다르게 나타나기 때문에 기존의 PI제어기보다 우수하다고 말할 수 없으며 엄밀히 말해 PI제어기와 비교할 수가 없다.

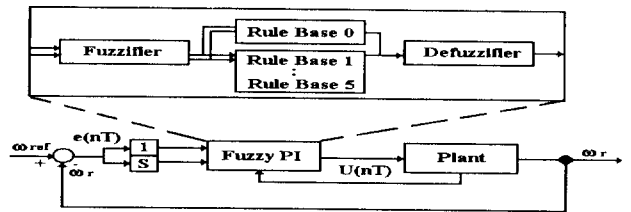
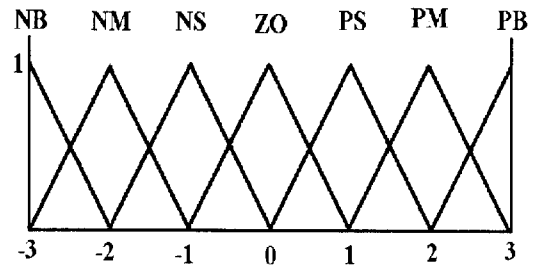
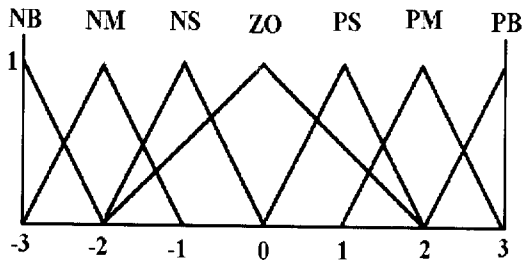


그림 7. 퍼지 제어기

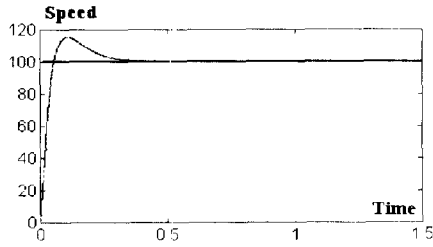


a) 균일한 멤버십 함수

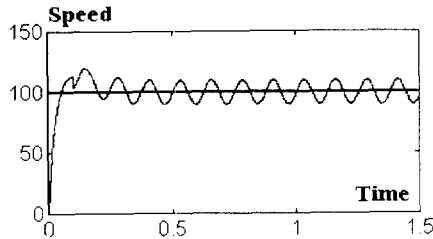


b) Zo를 변화시킨 경우의 멤버십 함수

그림 8. 퍼지니스의 변화



a) 균일한 멤버십 함수로 퍼지 규칙을 만든 경우



b) 멤버십 함수 Z_0 를 변화시킨 경우

그림 9. 퍼지니스변화에 따른 응답 파형의 변화

그림 9 a)는 그림 8의 첫 번째 멤버십 함수와 같이 균일한 퍼지 멤버십 함수를 이용한 경우이고 그림 9 b)는 두 번째 멤버십 함수와 같이 퍼지니스 Z_0 을 크게 변화시켰을 경우의 시스템 응답 파형을 보여준다. 이 그림에서 보는 바와 같이 퍼지니스를 잘못 결정할 경우에는 상당한 정상 상태 오차를 유발할 수 있다는 점을 보여주고 있다.

2.4 신경 회로 망을 이용한 학습 제어기

신경 회로망을 이용한 제어기는 최근 산업 현장에서 상당히 주목받는 제어기이다. 신경 회로망이 갖는 빠른 병렬 처리 능력과 학습 기능 그리고 외란에 강인한 특성은 서어보성을 요하는 로봇 분야나 위치 제어기에서 필요로 하는 기능을 갖추고 있으며 특히 불확실한 시스템에 대해서 출력 특성에 따라 스스로 학습하는 기능은 신경 회로망이 가지고 있는 가장 우수한 특성이라 할 수 있다. 그러나 이러한 신경 회로망도 은닉층의 갯수를 결정하는 규칙이 없고 학습 알고리즘의 불완전성 그리고 연산 속도가 길고, 심하면 학습이 안된다는 단점을 내포하고 있기 때문에 실시간 처리와 시스템의 간편성을 요하는 서어보 시스템에 치명적인 제약으로 작용하므로 서어보 시스템에 적용하기에는 상당 기간 계속 연구되어야 할 것이다. 또한 신경 회로망의 성능을 다른 제어기와 비교할 수 있는 근거가 없기 때문에 다른 제어기의 대용으로 사용하는 것은 고려해 보아야만 하는 점이다. 신경 회로망에 대하여 간단히 알아보면 다음과 같다. 그림 10은 신경 회로망의 원리도를 나타낸 것으로 i_n 은 입력층을 나타내고 j_n 은 은닉층 그리고 out 은 출력층을 나타낸다.

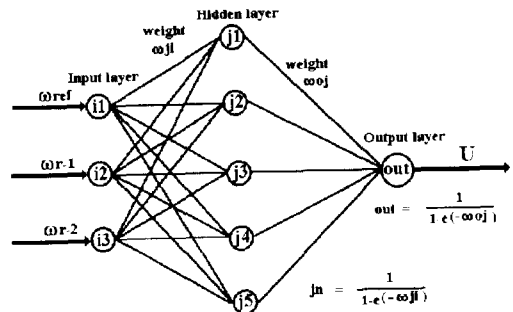


그림 10. 신경 회로망 제어기

여기서 은닉층과 출력층의 함수는 일반적으로 시그모이드(Sigmoid) 함수를 이용하는데 이 이유는 신경망의 함수는 미분 가능해야 하기 때문이며 학습 알고리즘은 일반적으로 백 프로파게이션 방법을 사용한다. 신경 회로망을 이용해서 신경 회로망 제어를 실행하는 순서는 다음과 같다. 1단계 - 은닉층 ($j_n(k)$)의 n 번째 뉴우런의 출력을 계산한다.

$$j_n(k) = \frac{2}{(1 + e^{-2h_n(k) - 2b_n(k)})} - 1$$

$$h_i = \sum_{n=1}^N W_{in} w_n(k) \quad (11)$$

여기서, $W_{in}(k)$ 는 K 번째 순간에 n 번째 입력 $W_n(k)$ 과 n 번째 은닉층 뉴우런 사이의 결합 계수를 나타낸다. $b_j(k)$ 는 K 번째 순간에 n 번째 은닉층 뉴우런의 바이어스를 나타낸다. N 는 신경 회로망의 입력 갯수를 나타낸다.

2단계 - 출력층 $out(k)$ 의 출력을 계산한다.

$$out(k) = \frac{1}{(1 + e^{h_o(k) - b_o(k)})}$$

$$h_o(k) = \sum_{n=1}^N W_{on} j_n(k) \quad (12)$$

여기서 $W_{on}(k)$ 는 K 번째 순간에 출력층과 n 번째 은닉층 뉴우런 사이의 결합 계수를 나타낸다. $b_j(k)$ 는 K 번째 순간에 출력층 뉴우런의 바이어스를 나타낸다. $N1$ 는 신경 회로망의 은닉층 갯수를 나타낸다.

3단계 - 플랜트에 실질적인 제어 신호를 계산한다.

비록 제어입력이 전류 제한기에 의해 제한됨으로 Sigmoid 함수는 뉴우런이 신경 회로망 출력이 (1, 0)범위에 존재하도록 하기 때문에 실질적인 신호는 다음과 같이 계산된다.

$$U(k) = O_{out}(k) (U_{max} - U_{min}) \quad (13)$$

그리고 신경 회로망의 결합 계수를 학습시키는 알고리즘은 백-프로파게이션 알고리즘을 사용한다. 백-프로파게이션 알고리즘의 원리는 시스템의 출력 오차를 최소로 하는 평가 함수를 최소로 함으로써 결합 계수의 값을 바꾸어 준다.

$$E(k) = (1/2)[e(k)]^2 = (1/2)[\omega_{ref}(k) - \omega_r(k)]^2 \quad (14)$$

최급강하법을 이용하면 은의층으로부터 출력층의 결합계수는 다음과 같이 업-데이트된다.

$$\begin{aligned} W_j(k+1) &= W_j(k) + \Delta W_j(k+1) \\ \Delta W_j(k) &= \eta_1 \delta O_j(k) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, η_1 = 계인상수,

$$\delta(k) = e(k)(\partial \omega(k) / \partial O_{out}(k)) h'(k) (1 - h'(k)) \omega(k) / \partial O_{out}(k)$$

은의층에서 출력층의 결합 계수는 다음과 같이 업-데이트된다.

$$W_j(k+1) = W_j(k) + \eta_2 \delta(k) O_j(k) \quad (16)$$

여기서 $\delta(k) = e(k) D h'(k) (1 - h'(k))$,

$$\begin{aligned} D &= \text{계인 팩터,} \\ \eta_2 &= \eta_1 (\partial \omega(k) / \partial O_{out}(k)) \end{aligned}$$

i번째 입력으로부터 은의층의 뉴우런의 결합계수는 다음과 같다.

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) + \eta_2 \delta \omega_i(k) \quad (17)$$

여기서, $\delta_j(k) = \delta(k) W_j(k) (1 - h_j^2(k))$

출력층의 바이어스는 다음과 같다.

$$b'(k+1) = b'(k) + \eta_2 \delta(k) \quad (18)$$

출력층에서 j번째 뉴우런의 바이어스는 다음과 같이 업-데이트된다.

$$b_j(k+1) = b_j(k) + \eta_2 \delta_j(k) \quad (19)$$

본 연구에서는 위에서 설명한 신경 회로망을 시뮬레이션

해보았으나 학습 시간이 길고, 수렴 상태가 좋지 않기 때문에 응답 파형은 생략하였다.

2.5 외란 관측기를 가진 2자유도 제어기 (광의의 의미)

요즘 서어보 시스템에 많이 적용되고 있는 제어기의 하나로써 기준 명령에 대한 정확한 응답과 외란에 대한 강인성을 필요로 하는 서어보 시스템에서는 제어 입력의 보상을 위해서 상태 변수와 외란을 측정하게 된다. 그러나, 만약 물리적으로 측정할 수 없거나, 측정하기 어려운 상태 변수가 존재하면 상태 관측기를 구성하여 상태 변수나 외란을 추정하여 시스템의 제어에 이용하는 방법이다. 따라서, 시스템에 있는 제어기의 갯수에 따라 2자유도 제어기, 3자유도 제어기등으로 분류하며 그림 11과 같이 외란 토크를 보상하기 위해서 관측기를 이용하여 외란을 추정한 다음 이 값을 보상하는 경우도 일종에 2자유도 제어기(광의의

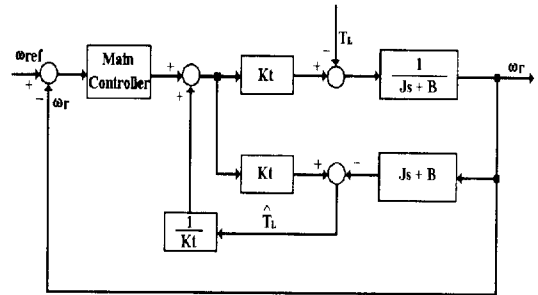
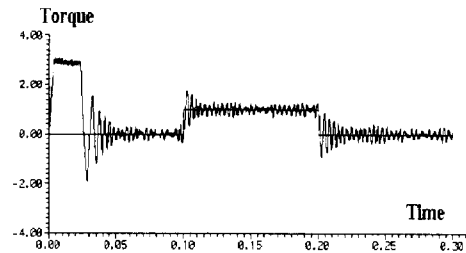
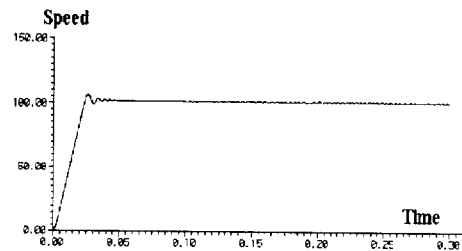


그림 11. 2자유도 제어기



a) 추정 토크 파형



b) 속도파형

그림 12. 부하 토크 관측기를 가진 시스템의 입 출력 파형

의미에서)에 속한다. 이러한 제어기는 보통 1개의 주 제어기를 가진 경우보다 속응성이나 과도 보상에서 유리하나 인버터와 같은 입력장치의 크기가 다른 제어시스템보다 커야 한다는 단점을 갖고 있다.

그림 12는 그림 11의 시스템을 모의 실험한 결과로써 부하 토크를 추정하기 위해서 최소차원 관측기를 이용하였다. 그림 12의 a)에서 추정 토크에 심한 잡음이 존재하는 이유는 최소 관측기의 극값을 영으로하는 데드-비트기법을 이용하였기 때문이다.

한편 요즘 많은 연구되고 있는 H_∞ 제어도 일종에 2자유도 제어기에 속한다고 볼 수 있으며 관측기가 어떤 종류인가에 따라서 다양한 제어 전략이 나올 수 있다. 마지막으로 본 고에서 논한 제어기들 외에도 속응성 면에서 우수한 특성을 가지고 있는 Dead-Beat제어나 에너지 평가 함수를 이용하여 최소의 시간이나 최소의 에너지를 소모하도록 시스템을 제어하는 최적 제어등이 있다.

3. 퍼지-슬라이딩 적응 제어기 설계

FSAC는 선형화된 슬라이딩 모드 제어의 슬라이딩 커브를 퍼지 제어기의 멤버십 함수로 이용해서 시스템의 입력이 연속 입력이 되게 한 제어기이다. 그림13 a)와 같은 일반적인 슬라이딩 모드 제어는 부하나 파라미터 변동에 탁월한 강인성에도 불구하고 슬라이딩 모드 제어가 가지고 있는 특유의 불연속 제어에 의하여 채터링을 유발한다. 이런 채터링을 제거하기 위하여 식 (20)와 같은 불연속 제어 함수를 식(21)과 같이 선형 함수로 만들어 사용하고 이때의 제어기 입력은 그림 13의 b)와 같은 형태가 된다. 그러나 이러한 선형화에 따른 문제로서 채터링이 줄어드는 대신에 시스템의 부하에 대한 강인성은 떨어지는 단점이 발생한다. 또한 식(21)는 시스템에 대해 비례적인 제한 루프 계인을 가지고 있으므로 정상 상태 오차는 제한 루프의 한계 때문에 사라질 수 없다. 따라서 식(22)와 같이 적분 보상을 추가하여 정상 상태 오차를 영(零)으로 만드는 제어 함수가 도입되었다.

$$U = K * \text{sgn}(S) \tag{20}$$

$$U = K * \frac{S}{|S| + \delta} \tag{21}$$

단, δ 는 양의 실수

$$U = K_p * |\text{error}| + K_i * \int |\text{error}| * dt \tag{22}$$

$$\text{단, } K_p = K_{p1} * \frac{S}{|S| + \delta}$$

$$K_i = K_{i1} * (1 - \frac{S}{|S| + \delta})$$

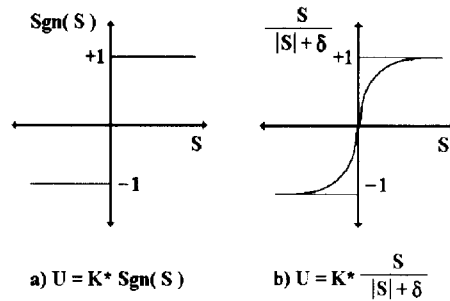
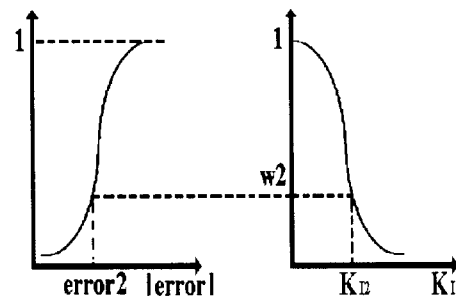


그림 13. 일반적인 슬라이딩 모드 제어기와 선형화된 슬라이딩 모드 제어기

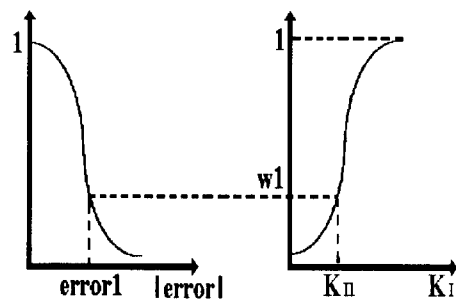
본 고에서는 퍼지 알고리즘을 이용하여 식(22)의 비례계인과 적분계인을 퍼지 규칙의 추론 함수로 이용하여 새로운 비례, 적분계인을 구하였다. FSAC를 구성하기에 앞서 비례계인 K_p 와 적분계인 K_i 는 다음과 같은 IF - THEN 퍼지 로직에 의해서 선택된다.

- if error is large then K_p is large
- if error is small then K_p is small
- if error is large then K_i is small
- if error is small then K_i is large (23)

위에서 제시한 조건에 따라 K_i 계인을 구하기 위해서 K_i 에 대한 2개의 멤버십 함수를 구하였는데 K_n 의 멤버십 함수는 우선 식 (23)의 조건문에 따라 입력 오차 멤버십 함수와 K_i 의 출력 멤버십 함수를 표현한다. 그리고 K_i 를 식(24)

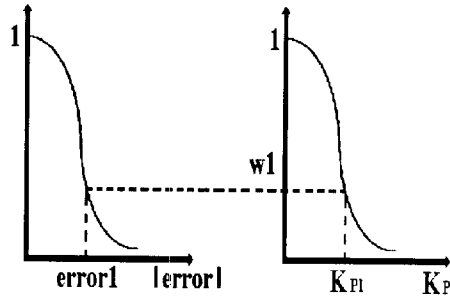


(a) K_{i1} 의 멤버십 함수

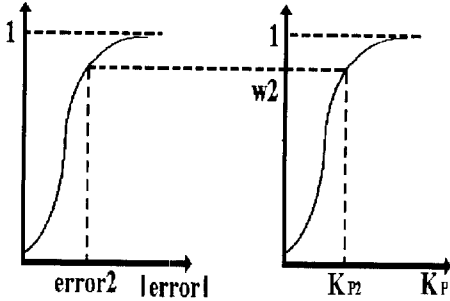


(b) K_{i2} 의 멤버십 함수

그림 14. K_i 제어기의 멤버십 함수



(a) K_{P1} 의 멤버쉽 함수



(b) K_{P2} 의 멤버쉽 함수

그림 15. K_F 제어기의 멤버쉽 함수

와 같은 무게중심법에 의해서 추론하면 FSAC의 K_i 계인이 된다.

$$\begin{aligned}
 K_i &= \frac{w_1 * K_{i1} + w_2 * K_{i2}}{w_1 + w_2} \\
 &= \frac{w_1 * f_1^{-1}(w_1) + w_2 * f_2^{-1}(w_2)}{w_1 + w_2} \\
 &= F(w_1, w_2) \\
 &= F(\text{error}_1, \text{error}_2) \tag{24}
 \end{aligned}$$

여기서 W_1, W_2 의 함수가 서로 complementary하다면 스케일 팩터 W_1, W_2 의 합은 1이 된다. 식(24)를 이용해서 얻어진 최종적인 K_P, K_I 의 계인은 식(25)와 같이 구해졌으며 K_P, K_I 계인의 범위는 그림 16과 같이 표현된다.

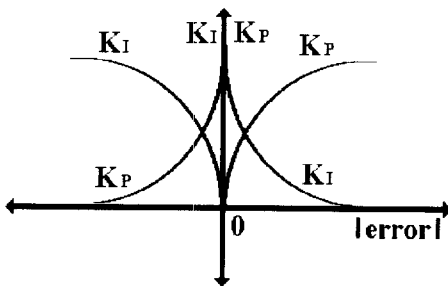


그림 16. 추론되어진 K_P, K_I 계인의 범위

$$\begin{aligned}
 K_P &= (K_{P1} - K_{P2} * e^{-K_{P3}|\text{error}|}) \\
 K_I &= K_{I1} * e^{-K_{I2}|\text{error}|} \tag{25}
 \end{aligned}$$

4. 슬라이딩 모드 상태 관측기의 구성법

일반적으로 시스템의 토크 관측기를 구성하려면 시스템의 파라미터를 정확히 알아야 한다는 가정과 측정 잡음이 존재하지 않는다는 가정에서 출발한다. 만약 시스템의 파라미터와 관측기의 파라미터가 일치하지 않을 경우에는 외란에 대한 정확한 추정이 이루어지지 않고 보상이 제대로 이루어지지 않는다. 또한 측정 잡음으로 인한 부정확한 추정도 고려되어야 할 사항이다. 모델화 오차, 측정 잡음 등을 고려한 시스템 상태 방정식을 식 (26)과 같이 새로 표현하기로 하자.

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= Ax + Bu + V \\
 y &= Cx + W \tag{26}
 \end{aligned}$$

여기에서 V 는 외란이나 모델화 오차 등을 나타내는 상태 입력 외란(State excitation noise)이며, W 는 측정 잡음(sensor noise)을 나타낸다. 한편, 유도 전동기의 기계적인 토크 방정식을 선형 연속 시간 시불변 시스템의 상태 방정식으로 나타내면 다음과 같이 표현하였다. 상태 변수 X 는 속도 ω_r 과 부하 토크로 T_L 로 정하고, 제어 입력 u 는 1차 전류 I_{qs} 로 정한다.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -B/J & -1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} K_T/J \\ 0 \end{bmatrix} I_{qs} - T_{\text{Unknown}} \tag{27}
 \end{aligned}$$

$$\omega_r = [1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \eta_2 \tag{28}$$

여기에서,

$$\begin{aligned}
 T_{\text{Unknown}} &= [\eta_1 \ 0]^T : \text{모델화오차} \\
 \eta_2 &; \text{측정잡음} \\
 K_T &= (3P/4)(L_m^2/L_r) i_{ds}^* \tag{29}
 \end{aligned}$$

서술한 유도 전동기의 토크 방정식을 SMTO로 재구성하면 식 (30)과 같다.

$$\hat{\omega}_r = -\frac{B}{J} \cdot \hat{\omega}_r - \frac{1}{J} \cdot \hat{T}_L + \frac{K_T}{J} \cdot I_{qs}$$

$$+ K_1 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r)$$

$$\hat{T}_L = K_2 \cdot \text{sgn}(\hat{\omega}_r - \omega_r) \quad (30)$$

이와 같이 구성한 SMTO의 구성도는 그림 17과 같다.

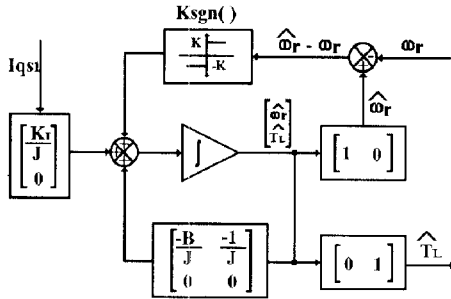


그림 17. SMTO의 구성도.

슬라이딩 평면은 식(31)과 같다.

$$S = \hat{\omega}_r - \omega_r = 0 \quad (31)$$

슬라이딩 모드를 발생시키기 위한 충분조건은 다음과 같다.

$$SS < 0 \quad (32)$$

K_1, K_2 를 구하기 위해서는 K_1, K_2 를 식(33)과 같이 정의하고, 식(32)를 만족하기 만하면 된다[3].

$$K_1 < -\Delta_{max}, \quad K_2 = -LK_1 \quad (33)$$

단, $\Delta_{max} : \max [(-J/B) |\omega_r| - \sqrt{s}]$

L : SMTO의 극(pole)

SMTO를 디지털로 구현하기 위해서 이산화하면 다음과 같다[6].

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (34)$$

여기서, $\Phi = e^{AT}$

$$\Gamma = \left(\int_0^T e^{AS} dS \right) B,$$

T = 샘플링주기

$$I_{qs2} = \frac{1}{K_T} \cdot \hat{T}_1 \quad (35)$$

SMTO의 출력값(I_{qs2})은 피이드 포워드되어 주제어기의 명

령치 전류(I_{qs1})에 더해진다.

$$\therefore I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2} \quad (36)$$

본 고에서 유도한 토크와 속도의 상태 방정식은 식(34)와 같다. 따라서 SMTO가 토크를 추정하는데 있어서 불연속 제어 입력의 형태로 토크가 추정되고 이 값이 주제어기의 명령치 전류에 보상되기 때문에 벡터 제어 입력은 슬라이딩 모드 제어를 하는 경우와 유사하게 과도한 토크 리플을 함유하게 된다. 이러한 SMTO를 일반적인 토크 관측기와 같은 동작을 하도록 하기위해서 토크 관측기의 극을 Z영역에서 데드비트(dead-beat) 시키고, SMTO 출력단에 필터를 삽입하였다. 필터를 설계하는 방법은 다음과 같다. $\text{sgn}()$ 함수의 스위칭은 주파수가 무한대라는 가정 하에서 출발한 것이고, 실제 시스템에서는 제어기의 처리 속도와 히스테리시스 성분에 의해서 슬라이딩 모드 현상은 일어나지 않고, 슬라이딩 평면에서 진동하는 채터링 현상이 일어난다. 이러한 채터링을 저감하는 기법으로 SMTO 뒷단에 적분 필터를 추가할 수 있는데 채터링에 의해서 생기는 잡음향의 주파수를 안다면 적분 필터의 설계는 용이해진다. 왜냐하면 SMTO의 스위칭 주파수에 의해서 잡음 주파수가 생기기 때문에 잡음 주파수의 크기와 필터 시정수의 관계는 다음과 같다.

$$N(\text{noise}) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega * \tau)^2}} \quad (37)$$

단, ω 는 잡음 주파수, τ 는 적분 필터 시정수

식(37)에서 보는 바와 같이 잡음 주파수와 필터 시정수는 반비례 관계가 있으므로 스위칭 주파수에 의해서 생기는 잡음 주파수가 크면 적분 필터의 시정수는 작아도 되어 관측기의 응답 지연을 최대한 방지할 수 있게 된다. 그리고 제한된 SMTO개인이 존재하는 범위는 그림 18과 같이 표현될 수 있다.

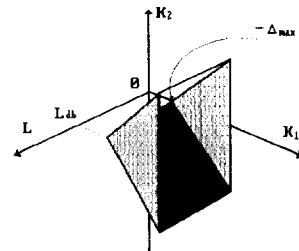


그림 18. 극값 L을 가진 이산화된 SMTO의 개인범위.

한편 SMTO는 전차원 관측기의 형태를 가지기 때문에 SMTO를 좀 더 간단하게 구현하기 위해서 최소 차원 관측

기의 형태로 변환하는 것도 고려해 보았으나, 스위칭 조건을 따지기가 상당히 어렵고, 일단 슬라이딩 모드가 발생하면 최소 차원 관측기와 같은 동작을 함으로써 이를 고려할 필요가 없다.

5. 전체 시스템 구성

그림 19와 같이 본 시스템은 토크 검출기를 중심으로 유도 전동기와 부하 실험을 위해서 직류 발전기를 갖추고 있다. 그리고 제어 모델로 사용한 벡터 제어되는 유도 전동기의 제어 수식은 아래와 같다.

$$T_e = K_T i_{qs}^* \tag{38}$$

$$K_T = (3P/4)(L_m^2/L_r)i_{ds}^* \tag{39}$$

$$H_p(S) = 1/(J_s + B) \tag{40}$$

- L_m = 상호 인덕턴스,
- L_r = 회전자 인덕턴스
- P = 극수
- i_{qs}^* = 전류지령치
- i_{ds}^* = 자속지령치
- J = 관성모멘트 상수
- B = 마찰력 상수
- R_r = 회전자 저항

본 시스템에서 유도 전동기는 간접 벡터 제어방식을 이용하였으므로 슬립은 다음과 같이 추정된다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*} \tag{41}$$

한편 아날로그 시스템에서 PI제어기는 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t)dt \tag{42}$$

식(42)를 디지털화 하면 PI제어기는 식(43)과 같은 식으로 변환되어질 수 있다.

$$G(z) = K_P + \frac{K_I}{1 - z^{-1}} \tag{43}$$

여기서, $K_P = K_P(1 - \frac{T \cdot K_I}{2})$,

$$K_I = K_P \cdot K_I \cdot T,$$

T = 샘플링 타임,
 K_P, K_I 는 FSAC의 게인

2장에서 논한 SMTO를 가진 FSAC의 제어 시스템은 그림 19와 같다.

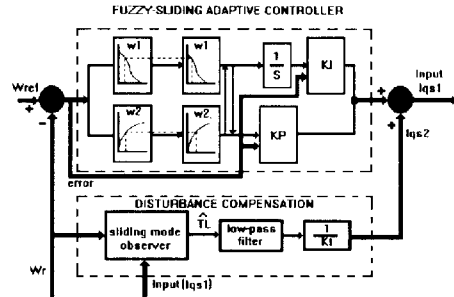


그림 19. 제안된 시스템의 제어 블럭도

6. 시뮬레이션 및 고찰

본 고에서 이용한 유도 전동기의 관성 모멘트와 마찰력 상수는 시스템에 토크 측정기와 부하용 직류 전동기를 유도 전동기에 부착하였으므로 회사에서 공표하는 실제 유도 전동기 제 정수만으로는 충분하지 않다. 따라서 토크 측정기와 부하용 직류 전동기의 관성 모멘트와 마찰력 상수를 첨가한 시스템의 관성 모멘트와 마찰력 상수를 구하였기 때문에 실제 제작사가 발표하는 유도 전동기 제 정수와는 다소 차이가 있다. 그림 21은 속도 지령치 100[rad/sec]와 샘플링 타임 0.5ms를 시스템에 인가한 경우 PI 제어기, FSAC, SMTO 가진 PI 제어기 그리고 SMTO를 가진 FSAC의 과도 특성을 나타내고 있다. PI제어기의 응답 파형이 FSAC의 과도 특성과 비교해서 별로 차이가 나지 않는 이유는 시스템의 댐핑계수(ζ)를 1로 놓았기 때문이며 SMTO를 가진 PI제어기의 응답 파형이 과도 상태에서 진동하는 것은 전류 제한기의 영향으로 SMTO가 과도 보상을 하기 때문

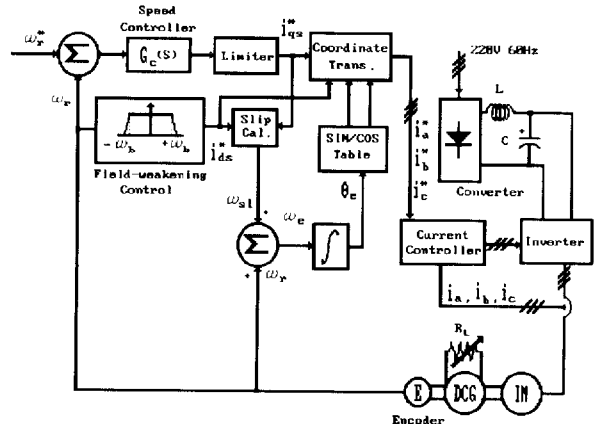
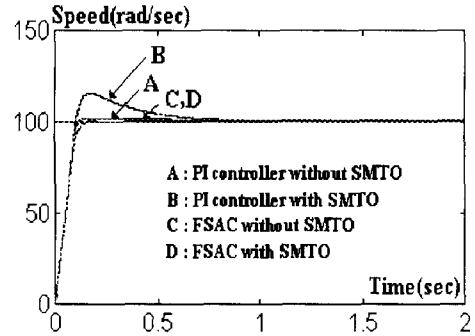


그림 20. 제안된 시스템의 전체 블럭도

이다. 그림 22는 속도 지령치와 제어기의 게인은 그대로 두고 샘플링 타임만을 줄인 경우의 과도 특성을 비교한 것이다. 그림 22(a)는 샘플링 주파수가 2kHz, 그림 22(b)는 10kHz 그리고 그림 22(c)는 1kHz인 경우를 보여준다. 그림 22(a),(b),(c)와 같은 특성이 나타나는 이유는 식(43)에서 보는 바와 같이 샘플링 타임이 변하는 것은 PI게인이 변하는 것이라고 생각할 수 있기 때문이다.

그림 22에서 보는 바와 같이 FSAC가 기존의 PI제어기보다는 과도 특성과 샘플링 타임을 고려한 시스템의 과도 특성에 대해서 우수함을 확인할 수 있다.

그림 23는 SMTO의 모델링 오차에 대한 적응 능력을 평가하기 위해 SMTO의 모델링 오차를 50% 줄이고 또한 50% 증가한 경우의 비교 파형으로 일반적인 관측기는 모델



(c)

그림 22. 샘플링 주파수가 변하는 경우 PI 제어기, SMTO를 가진 PI 제어기, FSAC 그리고 SMTO를 가진 FSAC의 과도 특성 ((a) 2kHz (b) 10kHz (c) 1kHz)

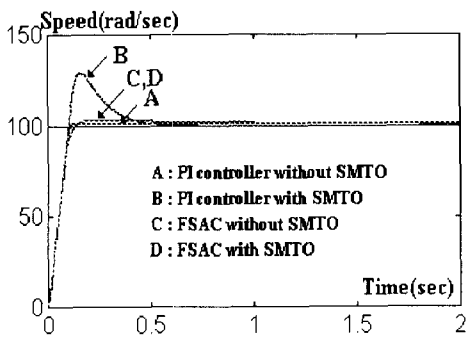


그림 21. FSAC, PI제어기, SMTO를 가진 PI제어기 그리고 SMTO를 가진 FSAC의 과도 특성

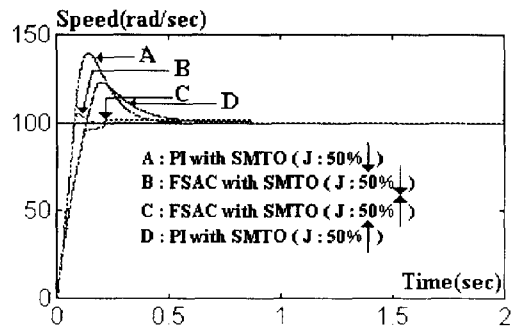
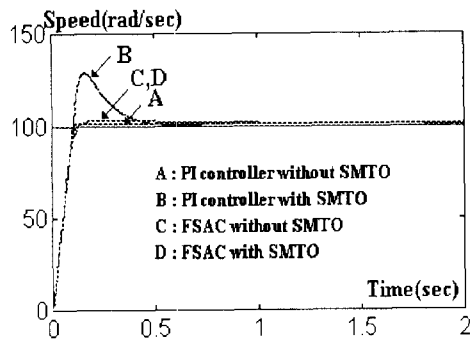


그림 23. 모델링 오차가 존재하는 경우 SMTO를 가진 PI 제어기와 SMTO를 가진 FSAC의 과도 특성



(a)

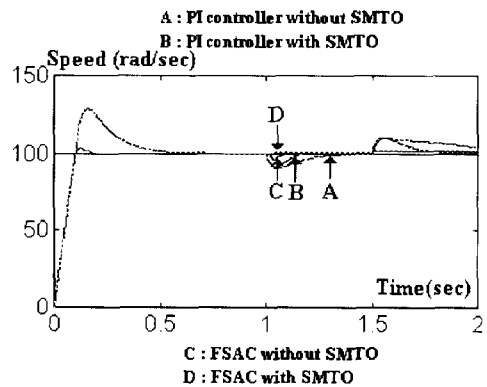
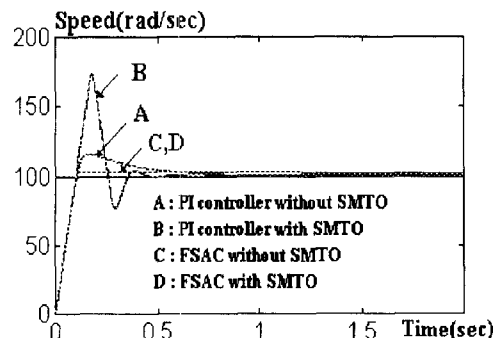


그림 24. 부하가 인가된 경우 PI 제어기, SMTO를 가진 PI 제어기, FSAC 그리고 SMTO를 가진 FSAC의 과도 특성



(b)

링 오차가 50%로 줄어들면 시스템이 불안정해진다고 보고되고 있으나[1], SMTO 자체의 모델링 오차에 대한 적응 능력에 따라 모델링 오차의 범위가 넓어질 수 있음을 보여

준다. 최종적으로 그림 24는 100[rad/sec]으로 회전하고 있는 전동기에 정격 토오크의 120%에 해당하는 1[Nm]의 부하 토오크를 스텝 입력으로 인가했을 때, PI제어기, SMTO를 가진 PI제어기, FSAC, 그리고 SMTO를 가진 FSAC에 의한 속도 과형을 나타내었다.

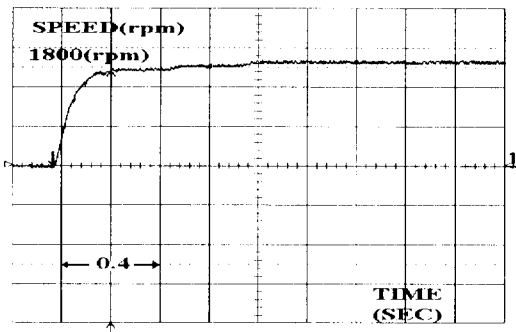
7. 실험 결과 및 검토

본 고의 실험에서 사용한 TMS320C31보드는 DSP내부에 내장된 2K×32비트의 RAM 영역이외에 512K×32비트의 SRAM(5C568*4)을 External STRB Active 영역에 할당하였다. 이와 같은 DSP 내부의 RAM영역과 외부의 SRAM 영역에 최종의 실행 화일을 IBM-PC로 부터 다운 로딩하여 모든 제어루틴을 실행하게 되어 있으며, 시스템의 제어루틴은 전부 디지털화 하였다. 그리고 인버터는 전압형 인버터를 이용하였으며, 인버터 제어방법은 히스테리시스 진류 제어를 디지털화하여 20kHz의 스위칭 주파수를 갖게 하였다. 스위칭 주파수를 20kHz로 결정한 이유는 TMS320C31의 특성상 좀더 빠른 제어 주기를 가질 수 있으나, 인터럽트의 우선 순위와 제어 순위를 고려하였기 때문이다.

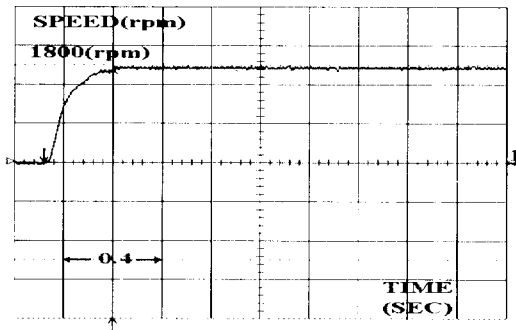
그림 25는 속도 지령치 1800[rpm]과 샘플링 타임 0.5ms

를 시스템에 인가한 경우 FSAC와 PI제어기의 과도 특성을 나타내고 있다. PI제어기의 응답 과형이 FSAC의 과도 특성과 비교해서 별로 차이가 나지 않는 이유는 시뮬레이션과 마찬가지로 시스템의 댐핑계수(ζ)를 1로 놓았기 때문이다. 그림 26은 속도 지령치와 제어기 계인은 그대로 두고 샘플링 타임을 변화 시킨 경우의 과도 특성을 비교한 것이다. 그림 26(a)는 샘플링 주파수가 10kHz인 PI 제어기를 나타내고, 그림 26(b)는 샘플링 주파수가 10kHz인 FSAC를 나타낸다, 또한 그림 26(c)는 샘플링 주파수가 1kHz인 PI 제어기를 나타낸 경우를 보여주고, 그림 26(d)는 샘플링 주파수가 1kHz인 FSAC를 나타낸 경우를 보여주고 있다.

그림 27에서 모델링 오차가 존재함에도 불구하고 SMTO가 갖는 모델링 오차에 대한 적응 능력을 확인할 수 있다.

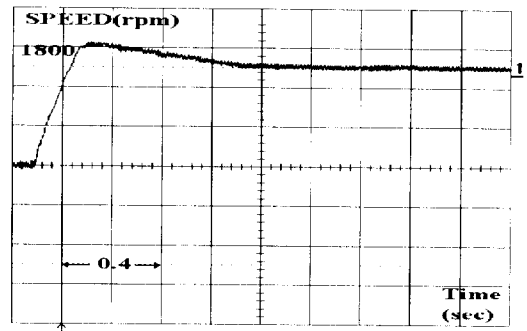


(a) PI controller

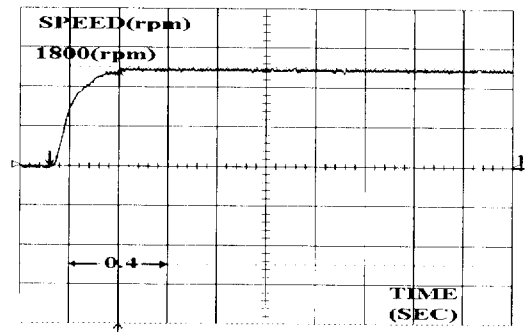


(b) FSAC (sampling freq.=5kHz)

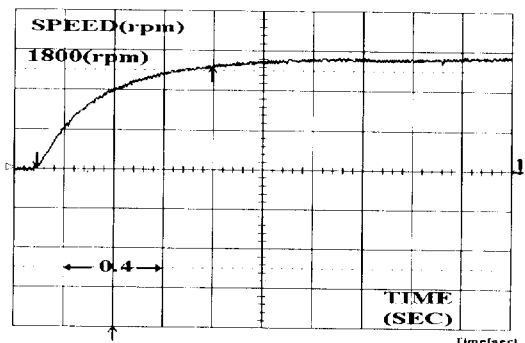
그림 25. FSAC와 PI제어기의 과도 특성 (샘플링 주파수= 5kHz)



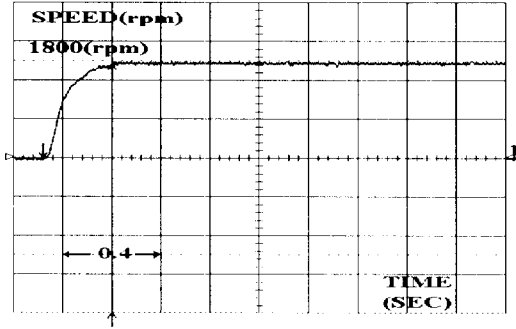
(a) PI 제어기 (샘플링 주파수=10kHz)



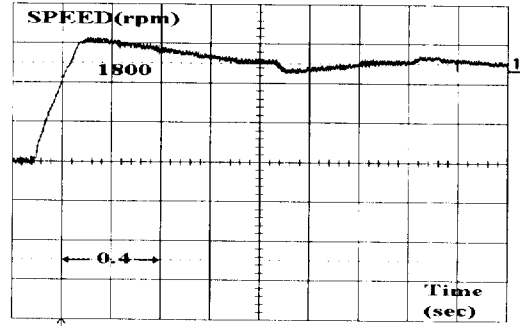
(b) FSAC (샘플링 주파수=10kHz)



(c) PI 제어기 (샘플링 주파수=1kHz)



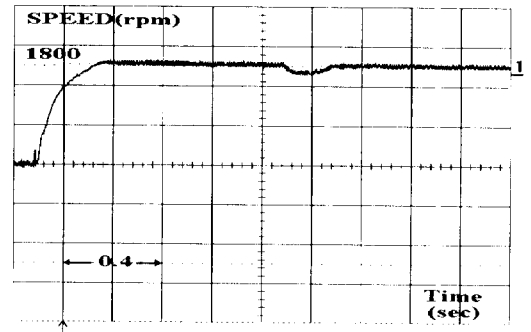
(d) FSAC (샘플링 주파수=1kHz)



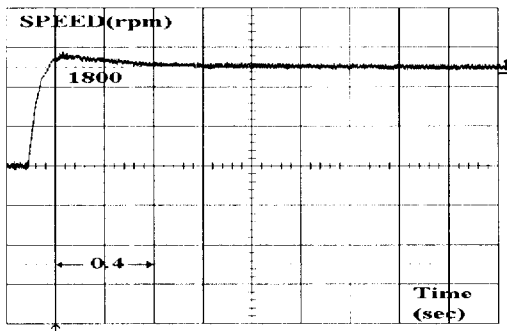
(a)

그림 26. 샘플링 타임이 변하는 경우의 PI 제어기 FSAC의 과도 특성

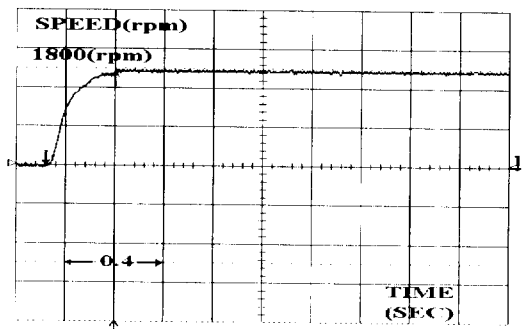
최종적으로 그림 28은 1800[rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 정격 토오크의 120%에 해당하는 1[Nm]의 부하 토오크를 스텝 입력으로 인가했을 때, SMTO를 가진 PI제어기, FSAC, 그리고 SMTO를 가진 FSAC에 의해서 제어되는 전



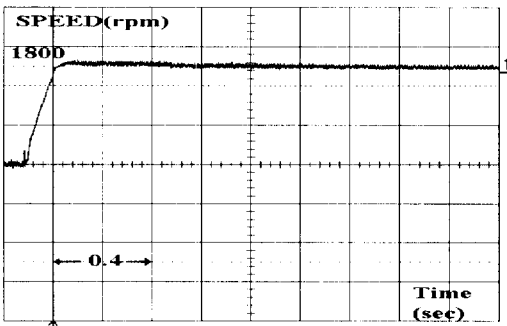
(b)



(a) SMTO를 가진 PI 제어기
(J 가 50% 증가)



(c)



(b) SMTO를 가진 FSAC
(J 가 50% 증가)

그림 27. 파라미터가 변동할 경우의 PI 제어기와 FSAC의 과도 특성

그림 28. 부하가 인가된 경우의 과도 특성

- (a) SMTO를 가진 PI 제어기
- (b) FSAC
- (c) SMTO를 가진 FSAC

동기의 속도 파형을 나타내었다.

그림 26에서 보는 바와 같이 FSAC가 기존의 PI제어기보다 과도 특성과 샘플링 타임의 변화에 대해서 우수함을 확인할 수 있다. 그림 27은 SMTO의 모델링 오차에 대한 적응 능력을 평가하기 위해 SMTO의 파라미터를 50% 줄인 결과로 시스템 응답이 그림 25보다 빨라지는 이유는 실제의 파라미터와 관측기 파라미터 차이때문에 SMTO가 과도 보상을 하는 것이다.

8. 결 론

본 고에서는 시스템 구성을 되도록 간단히 구현하면서도 부하 외란이나 측정 잡음, 파라미터 변동(일종의 외란), 그리고 샘플링 타임의 변화등에 강인한 유도 전동기의 속도 제어 구동 시스템을 구현하기 위해서 SMTO를 가진 FSAC를 제안하였다. FSAC는 불연속적인 슬라이딩 모드 제어기를 퍼지 함수를 이용하여 연속 함수가 되게 하고, 이를 기반으로 하여 시스템이 동조되는 비례계인과 적분계인을 퍼지 추론하였다. 이러한 제어기는 슬라이딩 모드 제어기에서 출발하였으나 결론적으로 슬라이딩 모드의 특성은 사라지고 시스템 제어계인이 변화되는 적응 제어기의 형태를 띠게 되었다. 이러한 FSAC는 기존의 적응 제어기보다 구현이 간단하다는 장점을 갖고 있는 반면 부하 외란에 대해서는 성능이 저하된다는 단점을 가지고 있다. 따라서 SMTO를 본 시스템에 새로이 추가하였으며 SMTO가 갖는 불연속 제어 입력은 적분 필터를 이용하여 평활하였다. 고에서 제안한 알고리즘을 구현하는데 있어서 고속의 연산이 가능한 DSP를 이용하여 시스템을 실시간 처리가 가능하게 하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 고에서 주장한 알고리즘의 타당성과 우수성을 확인하였다. 결론적으로, 기존

의 적응 제어 알고리즘은 시스템 파라미터를 변수로 하고 적응 제어 상수를 안정화 조건에 맞게 조정하여야 하는 복잡한 연산 과정을 필요로 하나 본 고에서 구현한 SMTO를 갖는 FSAC는 이러한 계산 과정이 필요 없을 뿐만아니라 기존의 적응 제어기에서 나타나는 샘플링타임의 영향에 의해서 수렴성이 떨어지는 것을 개선하였다.

참 고 문 헌

- [1] BKBOSE, *POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES*, 1986.
- [2] 堀洋一, “誘導機の 磁束オブザーバ의 離散形實現と 電動機 定數變動에 對する 低感度化,” 電氣學會半導體電力變換研資, SPC-87-25, 1987.
- [3] S.Sangwongwanich, 米本剛, “スライディングオブザーバを用いた誘導電動機の 二次磁束推定とその設計法,” 電氣學會論文誌 volume C, pp.279-288, 1991.
- [4] U.Itkis, *Control System of Variable Structure*, pp.14-16, 1976.
- [5] Y.Dote, “Stabilization Controlled Current Induction Motor Drive System via

저 자 소 개



윤병도(尹炳道)

1932년 3월 2일생. 1955년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1969년-71년 부산대 공대 전기공학과 조교수. 1989년-90년 당 학회 부회장 역임. 당 학회 평의원. 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수(공박).



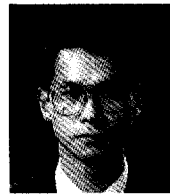
류홍우(柳洪雨)

1948년 4월 16일생. 1972년 2월 명지대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 2월 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 8월 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1967년 한전 입사. 1983년 한전 전력연구원 계통연구실 근무. 현재 한전 전력연구원 기술센터 자동제어그룹 수석연구원.



김윤호(金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(공박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 부교수



김찬기(金燦起)

1968년 12월 17일생. 1991년 2월 서울산업대 전기과 졸업. 1993년 2월 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한전 전력연구원 선임연구원. 주관심 분야: 현대 제어이론, 전동기, 서보제어, PSS, AVR