

퍼지-슬라이딩 모드 적응제어기에 의한 유도기 속도제어

尹炳道 · 金倫鎬 · 金燦起 · 梁成眞⁰
中央大學校 電氣工學科

Speed Control of Induction Motor Using Fuzzy-Sliding Adaptive Controller

Byung-Do Yoon · Yoon-Ho Kim · Chan-Ki Kim · ⁰Sung-Jin Yang
Dept. of Electrical Eng. Chung-Ang University

Abstract-A high performance motor drive system must have a good speed command tracking, a insensitivity to a parameter variation and sampling time. In this paper, a robust speed controller for an induction motor is proposed. The speed controller is fuzzy-sliding adaptive controller and its system continuously is varied. That is, only P gain act in dynamic state, I gain in steady-state. Because this system is a sort of adaptive control system, global stability analysis is used to Lyapunov function. Consequently, in this paper application of fuzzy sliding adaptive controller to induction motor controlled by vector control is presented and the control system is digitally implemented within DSP.

1. 서론

본 논문에서는 PI구조를 가지면서도 기존의 PI제어기로서는 항상 시킬 수 없는 부분 즉, 샘플링 타임의 변화, 지령치의 변화, 그리고 파라미터의 변화를 고려하여 기존의 PI제어기에 대한 하나의 대안을 제시하고자 한다. 본 논문에서 논하고자 하는 적응 제어기는 슬라이딩 모드로 제어를 할 경우 불연속제어입력에 의해서 고조파와 공진이 일어나는 단점을 퍼지로직에 의해서 연속 제어입력이 되도록 시스템의 구조가 바뀌는 PI제어기를 구성함으로써, 다양한 운전 환경에서 오는 운전점의 변동이나 측정 잡음 그리고 부하의란에 대한 우수한 특성을 보여준다. 그리고 퍼지제어기만을 사용한 것보다 그리고 일반적인 PI제어기만을 이용한 제어기보다 우수하며, 불연속 제어 입력을 가지는 슬라이딩 모드 제어기보다 고조파 리플이 적다는 장점이 있다. 그리고 시스템의 안정도는 Lyapunov함수를 이용하였으며 DSP TMS320C31 제어 프로세서를 이용하여 유도 전동기의 속도 제어에 적용해 보았다.

2. 퍼지-슬라이딩 적응 제어기에 대한 고찰

본 논문에서 다루고자 하는 제어기는 선형화된 슬라이딩 모드 제어의 슬라이딩 커브를 퍼지규칙의 함수로 이용해서 시스템의 입력이 연속 입력이 되게 하는 새로운 퍼지 슬라이딩 적응 제어기를 제안하고자 한다. 식(2-1)과 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 (2-2)와 같은 선형 함수로 만들어 사용하였다. 그러나 이러한 선형화에 따른 문제로서 채터링이 줄어드는 대신에 시스템의 부하에 대한 강인성은 떨어지는 단점이 발생한다. 또한 식 (2-2)는 시스템에 대해 비례적인 제한투프이득을 가지고 있으므로 정상상태에 차는 제한 투프의 한계 때문에 사라질 수 없다. 따라서 식 (2-3)과 같이 적분보상기를 추가하여 정상상태오차를 영(零)으로 만드는 제어 함수가 도입되었다.

$$U = K_I * \text{sgn}(S) \tag{2-1}$$

$$U = K_I * \frac{S}{|S| + \delta} \quad (\text{단, } \delta \text{는 양의 실수}) \tag{2-2}$$

$$U = K_P * |e| + K_I * \int |e| \tag{2-3}$$

$$\text{단, } K_P = K_{P1} * \frac{S}{|S| + \delta}$$

$$K_I = K_{I1} * (1 - \frac{S}{|S| + \delta}) \quad (\text{단, } \delta \text{는 양의 작은 실수})$$

그러나 식 (2-3)은 다른 적응 제어기와 같이 안정 조건에 대한 계산이 필요 없으나 S함수에 대한 스위칭조건을 따지기는 것이 어렵다는 점과 채터링 현상이 사라지지 않는다. 따라서 본 논문에서는 퍼지알고리즘을 이용하여 비례 성분과 적분 성분의 수식을 퍼지규칙의 추론함수로 이용하여 새로운 비례,적분 이득을 구하였다. 퍼지 가변 구조 PI제어기를 구성하기에 앞서 비례계인 K_P 와 적분계인 K_I 은 다음과 같은 IF - THEN 퍼지로직에 의해서 선택된다.

```

if err(error) is large then Kp is large
if err(error) is small then Kp is small
if err(error) is large then Ki is small
if err(error) is small then Ki is large
    
```

위에서 제시한 조건에 따라 K_I 계인과 K_P 계인을 구하기 위해서 4개의 멤버쉽함수가 만들어지는데 그림 1은 K_I 계인의 멤버쉽함수이고 그림 2는 K_P 계인에 대한 멤버쉽함수이다.

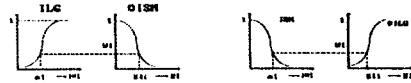


그림 1. K_I 계어의 멤버쉽함수
Fig. 1. Membership function of proportional gain K_P .

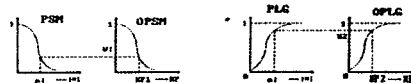


그림 2. K_P 제어의 멤버쉽함수
Fig. 2. Membership function of integrational K_I .

따라서 이때 얻어진 K_I 의 멤버쉽함수 K_{P1} 과 K_{P2} 를 또 K_P 의 멤버쉽함수 K_{P1} 과 K_{P2} 를 무게중심법에 의해서 추론하면 퍼지-슬라이딩 적응 제어기의 계인이 된다. 식(2-4)는 적분 계인을 추론 하는 것이다.

$$\begin{aligned} K_I &= \frac{w_1 * K_{I1} + w_2 * K_{I2}}{w_1 + w_2} \\ &= \frac{w_1 * f_1^{-1}(w_1) + w_2 * f_2^{-1}(w_2)}{w_1 + w_2} \\ &= F(w_1, w_2) \end{aligned}$$

$$= F(e_1, e_2) \quad (2-4)$$

식 (2-4)을 이용해서 얻어진 최종적인 K_p, K_i 의 계인은 식 (2-5)와 같이 구해졌으며 K_p, K_i 계인의 범위는 그림 3과 같이 표현된다.

$$K_p = (K_{p1} - K_{p2} * e^{-K_n |error|})$$

$$K_i = K_{i1} * e^{-K_n |error|} \quad (2-5)$$

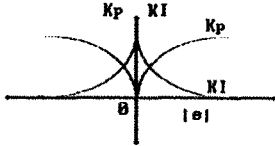


그림 3. 추론되어진 K_p, K_i 계인의 범위
Fig. 3. Range of K_p, K_i inferred.

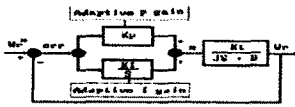


그림 4. 추론되어진 퍼지-슬라이딩 적용 제어기
Fig. 4. Inferred fuzzy-sliding adaptive controller.

본 논문의 시스템은 슬라이딩 모드 제어 알고리즘에서 출발하였으나 결론적으로 시스템의 제어 알고리즘은 적응 PI제어기의 형태를 취하게 된다. 이러한 적응 제어기는 시스템의 계인이 수시로 바뀌기 때문에 시스템의 안정도를 해석할 필요가 있다. 안정도를 해석, 분석하기 위해서 Lyapunov의 직접 방법을 이용해서 시스템의 안정도를 알아보기로 하자. 본 논문에서 제안한 시스템의 대한 안정도를 구하기 위해 그림 4의 변수 $m, error$ 를 이용하기 위해서 평형점을 $error = 0$ 그리고 $m = B \omega_r^* / K_t$ 와 같이 놓으면 다음과 같은 방정식을 만들 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \dot{error} \\ \dot{m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{K_t K_p}{J} & K_i - \frac{B K_p}{J} \\ -\frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \quad (2-6)$$

그러면 Lyapunov함수, 즉 $V(x)$ 는 다음과 같은 에너지 방정식으로 정의될 수 있다.

$$V(m, e) = \frac{1}{2} (m^2 + e^2) \quad (2-7)$$

$$\dot{V} = m \dot{m} + e \dot{e}$$

$$= \left(\frac{K_p}{J} * (K_{p1} - K_{p2} * e^{-K_n |error|}) \right) m^2 + (-K_u * e^{-K_n |error|}) m * error$$

$$+ \left(\frac{B}{J} * (K_{i1} - K_{i2} * e^{-K_n |error|}) + (-K_{i1} * e^{-K_n |error|}) \right) m * error$$

$$+ \frac{B}{J} * error^2 \quad (2-8)$$

식 (2-8)를 보면 Lyapunov함수 V 가 0보다 크고, Lyapunov함수의 미분 \dot{V} 가 0보다 작다는 사실을 알 수 있으므로 이 방정식의 비선형 미분 방정식은 점근적으로 안정하다.

3. 전체 시스템 구성

그림 6과 같이 본 시스템은 토오크 디텍터를 중심으로 유도기와 부하실험을 위해서 직류 발전기를 갖추고 있다. 그리고 제어 모델로 사용한 벡터 제어되는 유도기의 제어 수식은 아래와 같다.

$$T_e = K_t i_{ds}^* \quad (3-1)$$

$$K_t = (3P/4)(L_m/L_s) i_{ds}^* \quad (3-2)$$

$$H_r(S) = 1/(Js + B) \quad (3-3)$$

$$L_m = \text{상호인덕턴스}, L_r = \text{회전자의 인덕턴스}$$

$P =$ 극수, $i_{ds}^* =$ 전류지령치
 $i_{qs}^* =$ 자속지령치, $J =$ 관성모멘트상수
 $B =$ 마찰력상수, $R_r =$ 회전자 저항

2장에서 논한 퍼지-슬라이딩 적용제어기의 제어 시스템은 그림 5과 같고, 제어 시스템을 생략한 벡터 제어된 유도 전동기 시스템은 그림 6과 같다.

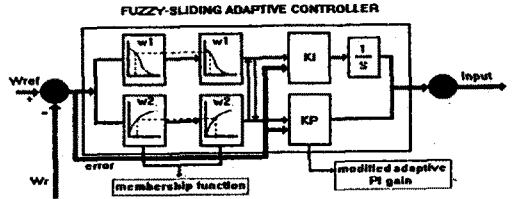


그림 5. 제안된 시스템의 제어 블록도
Fig. 5. Control block of proposed system.

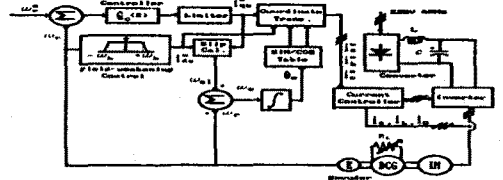
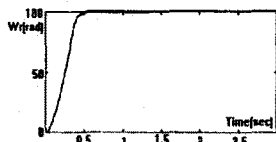


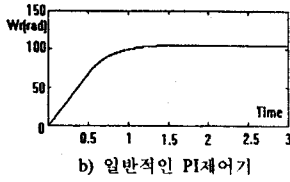
그림 6. 제안된 시스템의 전체 블록도
Fig. 6. Global block of proposed system.

4. 시뮬레이션 결과 및 실험 고찰

그림 7은 속도 지령치 100[rad/sec]와 샘플링타임 0.5ms를 시스템에 인가한 경우 퍼지슬라이딩 적용 제어기의 속도 과도 특성과 동일한 조건에서 일반적인 PI제어기를 사용한 경우의 속도 과도 특성을 나타내고 있다. PI제어기의 응답 파형이 퍼지-슬라이딩 적용제어기의 과도 특성과 비교해서 별로 차이가 나지 않는 이유는 퍼지-슬라이딩 적용 제어기의 응답 파형에 따라 적당한 PI(P : 0.5, I : 0.1)계인을 선택했기 때문이고, 작은 I계인 때문에 정상 상태에 도달하지 못함을 볼 수 있다. 그림 8는 그림 7과 같은 조건하에서 속도 지령치는 그대로 놔두고 샘플링타임을 변화 시킨 경우의 과도 특성을 비교한 것이다. 그림 8에서 a)파형은 퍼지-슬라이딩 적용 제어기를 나타낸 것이고, b)파형은 그림 7과 동일한 조건에서 샘플링 타임을 늘린 것이고, c)파형은 샘플링타임을 줄인 결과이다. 따라서 샘플링타임을 변화시키는 것은 PI계인이 변화하는 것이라고 생각할 수 있는데 그림 8의 b)파형은 그림 7에서 보여준 PI제어기의 계인을 높여 준 것이라고 생각할 수 있고 c)파형은 그림 7에서 보여준 PI제어기의 계인을 줄여 준 것으로 생각할 수 있다. 그리고 퍼지-슬라이딩 적용 제어기는 샘플링 타임을 변화시키도 동일한 응답 특성을 얻을 수 있기 때문 a)파형만 실험했다. 그림 7과 그림 8에서 보는 바와 같이 퍼지-슬라이딩 적용 제어기가 기존의 PI제어기보다는 과도 특성과 샘플링 타임을 고려한 시스템의 과도 특성에 대해 우수함을 확인할 수 있다. 그리고 그림 9에서 퍼지슬라이딩 적용 제어기의 K_p, K_i 계인 변화량은 과도 상태에서는 K_p 계인이 커지고 정상 상태에서는 K_i 계인이 커지는 것을 확인할 수 있으며 K_p, K_i 의 범위가 2장에서 추론되어진 것과 같지 않은 이유는 시스템의 전류 제한기의 영향 때문이다.

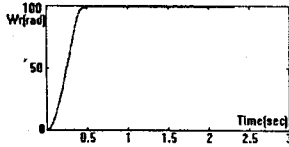


a) 퍼지-슬라이딩 적용 제어기

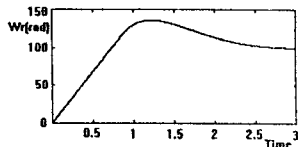


b) 일반적인 PI제어기

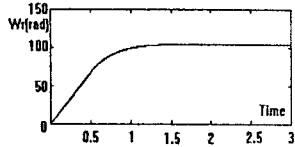
그림 7. 퍼지 슬라이딩 적용 제어기와 PI제어기의 과도 특성
Fig. 7. Dynamic characteristic of PI controller and fuzzy sliding adaptive controller.



a) 샘플링 타임을 변화 시킨 퍼지-슬라이딩 적용 제어기



b) 샘플링 타임을 크게 한 경우의 PI제어기



c) 샘플링 타임을 작게 한 경우의 PI제어기

그림 8. 샘플링 타임을 변화 시킨 경우 퍼지 슬라이딩 적용 제어기와 PI제어기의 과도 특성

Fig. 8. Dynamic characteristic of PI controller and fuzzy sliding adaptive controller(when sampling time varied).

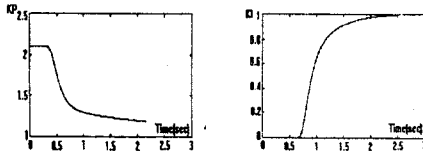


그림 9. 퍼지-슬라이딩 적용 제어기의 K_p , K_i 개인의 특성

Fig. 9. Characteristic of K_p , K_i .

본 논문에서 시스템의 제어 루틴은 전부 디지털화 하였다. 그리고 전압 구동용 인버터를 이용하였으며, 인버터 제어 방법은 히스테리시스 전류 제어를 디지털화 하여 20KHz의 스위칭 타임을 갖게 하였다. 또한 시스템의 인터럽트 주기는 샘플링 타임을 결정하며, 이 시스템의 샘플링 타임을 0.5ms로 하였다. TMS320C31의 특성상 좀더 빠른 제어 주기를 가질 수 있으나, 디지털화 된 히스테리시스 전류 제어 방식을 이용했으므로 인터럽트의 우선 순위와 제어 순위를 고려하였다. 그림 10은 속도 지령치 1800[rpm]과 샘플링 타임 0.5ms를 시스템에 인가한 경우 퍼지-슬라이딩 적용 제어기의 속도 과도 특성과 동일한 조건에서 PI제어기를 사용한 경우의 속도 과도 특성을 나타내고 있다. 시스템의 과도 특성이 별로 차이가 나지 않는 이유는 시뮬레이션과 같은 PI제어를 선택했기 때문이다. 그림 11은 속도 지령치는 그대로 놔두고 샘플링 타임을 낮추어 준 경우의 과도 특성을 비교 한 것이다.

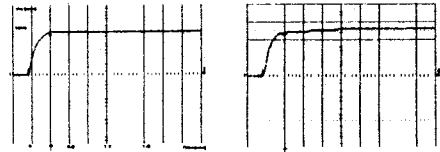


그림 10. 퍼지 슬라이딩 적용제어기와 PI제어기의 과도 특성
Fig. 10. Dynamic characteristic of PIcontroller and fuzzy sliding adaptive controller.

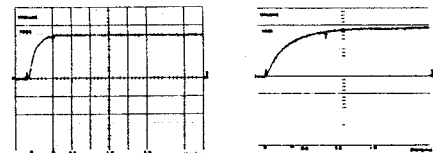


그림 11. 샘플링 타임을 변화 시킨 경우 퍼지 슬라이딩 적용 제어기와 PI제어기의 과도 특성

Fig. 11. Dynamic characteristic of PIcontroller and fuzzy sliding adaptive controller(when sampling time varied).

5. 결론 및 고찰

본 논문에서는 시스템 구성을 되도록 간단히 구현하면서도 측정 잡음, 파라미터변동(일종의 외란), 그리고 샘플링타임의 변화 등에 강한 유도 전동기의 속도 제어 구동 시스템을 구현하기 위해서 퍼지 슬라이딩 모드 적용 제어기를 제안하였다. 퍼지 슬라이딩 모드 적용 제어기는 불연속적인 슬라이딩 모드 제어를 연속함수가 되게 하고, 이를 기반으로 하여 시스템이 동조되는 비례계인과 적분계인을 퍼지 추론 하였다. 이러한 퍼지 슬라이딩 적용 제어기는 슬라이딩 모드 제어기에서 출발하였으나 결론적으로 슬라이딩 모드의 특성은 사라지고 시스템 제어 계인이 바뀌는 적용 제어기의 형태를 띠게 되었다. 본 논문에서는 Lyapunov함수를 이용하여 퍼지-슬라이딩 적용 제어기의 안정성을 해석하고 본 논문에서 제안한 알고리즘을 구현하는데 있어서 고속의 연산이 가능한 DSP를 이용하여 시스템을 실시간 처리가 가능하게 하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 논문에서 주장한 알고리즘의 타당성과 우수성을 확인하였다.

참고 문헌

- [1]B.K.BOSE, 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.
- [3]Y.Dote, "Stabilization Controlled Current Induction Motor Drive System via New Nonlinear State Observer" IEEE Trans. IECEI, 27(2), 77, 1980.
- [4]U.Itkis, "Control System of Variable Structure", pp.14-16, 1976.
- [5]FRANK L.LEWIS, "APPLIED OPTIMAL CONTROL AND ESTIMATION", Prentice Hall, pp.459-pp.525,1993.
- [6]Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGRAW HILL, 1987.
- [7]윤병도, 김윤호, 김찬기, "슬라이딩 모드 상태 옵저버를 이용한 유도 전동기의 강인성 제어", 전기학회 하계학술대회 논문지, 1994.