

매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동장치를 위한 적응 퍼지 기법 기반의 슬라이딩 모드 제어기

박기우, 주성탁, 박문수, 이교범
아주대학교

Adaptive Fuzzy based Sliding Mode Control for an Induction Motor Drive fed by a Matrix Converter

Kiwoo Park, Sung-Tak Jou, Mun-Soo Park, and Kyo-Beum Lee
Ajou University

ABSTRACT

본 논문에서는 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어 성능을 향상시키기 위한 적응제어 기법을 제안한다. 유도전동기는 비선형적 마찰력 등으로 인한 비선형적 특성을 가진다. 이러한 비선형적 특성으로 인해 야기되는 왜곡을 보상하고 속도제어 성능을 개선하기 위해 슬라이딩 모드 제어 기법을 적용한다. 슬라이딩 모드에서 발생하는 채터링 현상과 모델링되지 않은 유도전동기의 불확실성에 의한 제어 성능 저하를 개선하기 위해, 불확실성 추정을 위한 퍼지 기반 불확실성 추정기를 적용한다. 시뮬레이션을 통해 제안한 제어기법의 타당성을 검증한다.

1. 서론

매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동장치는 기존의 인버터 구동장치에 비해 여러 가지 장점을 가지고 있다. 대표적으로, 부피가 크고 구동장치의 수명 단축에 원인이 되는 직류단의 커패시터가 없고, 양방향 전력 전달이 가능하며, 입력 전류의 파형과 입력단의 역률을 제어할 수 있다. 또한 반도체 스위칭 소자의 다양한 구성과 높은 집약이 가능하기 때문에 온도, 부피 및 무게가 제한되는 산업현장에서의 적용이 용이하다는 장점을 가진다[1-2].

실제 유도전동기는 비선형적 마찰력 등으로 인한 비선형적 특성을 나타낸다. 이러한 비선형적 특성으로 인해 야기되는 왜곡과 비선형적 토크 외란 및 전동기 상수의 불확실성 등은 유도전동기 구동장치의 속도제어 성능을 저하시킨다[3].

이 논문에서는 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동장치의 고성능 제어를 실현하기 위해 불확실성 추정을 위한 퍼지 기반 불확실성 추정기를 적용한 슬라이딩 모드 제어 기법을 제안하고 시뮬레이션을 통해 제안한 제어 시스템의 타당성을 보인다.

2. 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동장치

매트릭스 컨버터 구동장치의 주요 회로는 그림 1과 같이 입력단 필터부, 입출력 3상을 연결하는 양방향 전력 스위칭들로 구성된 매트릭스 컨버터부 그리고 클램프 회로부로 구성된

다. 입력단의 LC 필터는 2차 저역통과 필터로 입력전류의 고조파 리플을 저감시키기 위해 구성되었고 클램프 회로부는 두 개의 다이오드 브릿지와 클램프 커패시터를 사용하여 과전압으로 인한 시스템의 손상을 방지하기 위해 구성되었다.

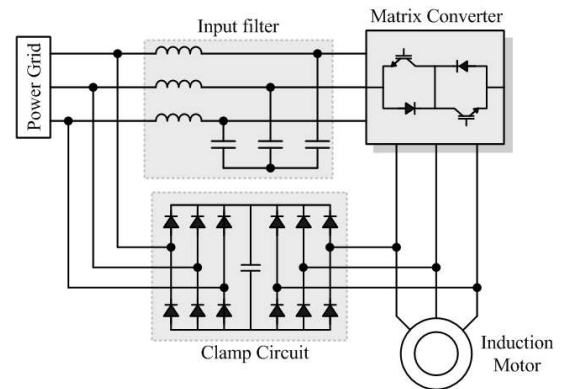


그림 1 매트릭스 컨버터 구동장치의 토폴로지
Fig. 1 Topology of a matrix converter drive

매트릭스 컨버터의 가장 보편적인 변조 기법은 간접공간벡터 변조 기법 (Indirect Space Vector Modulation: 이하 ISVM)이다. ISVM은 입력 전압을 이용하여 가상의 DC 링크 전압을 생성하는 정류 단계와 이 가상 전압을 이용하여 3상 출력 전압을 생성하는 인버터 단계로 구성된다.

그림 2에서와 같이 ISVM은 두 개의 근접한 벡터와 영전압 (zero-voltage) 벡터를 이용해 입력 전류 지령 벡터(I_{in}^*)와 출력 전압 지령 벡터(V_{out}^*)를 합성한다. 지령 벡터의 크기는 인접한 두 기준 벡터의 통류율(duty ratio)에 의해 결정되며 정류단과 인버터단의 통류율은 각각 식 (1), (2)를 이용해 계산한다.

$$d_\gamma = m_f \sin(\pi/3 - \theta_{in}^*), d_\delta = m_f \sin(\theta_{in}^*) \quad (1)$$

$$d_\alpha = m_v \sin(\pi/3 - \theta_{out}^*), d_\beta = m_v \sin(\theta_{out}^*) \quad (2)$$

여기서, m_f 와 m_v 는 각 섹터(sector) 내에서의 위상각이다.

한 스위칭 주기 안에서 정류단의 스위칭 상태($\gamma - \delta - 0$)와 인버터단의 스위칭 상태($\alpha - \beta - 0$)의 조합($\alpha\gamma - \alpha\delta - \beta\delta - \beta\gamma$)을 통해 입력 전류와 출력 전압의 균형을 이룰 수 있다. 그러므로 각 스위칭 상태의 통류율은 식 (3)과 같이 정류단과 인버터단의 통류율의 외적을 통해 구하며 나머

지 시간은 영전압 벡터의 통류율로 설정하여 하나의 스위칭 주기를 완성한다.

$$\begin{aligned}
 d_{\alpha\gamma} &= d_\alpha d_\gamma \\
 d_{\alpha\delta} &= d_\alpha d_\delta \\
 d_{\beta\delta} &= d_\beta d_\delta \\
 d_{\beta\gamma} &= d_\beta d_\gamma \\
 d_0 &= 1 - (d_{\alpha\gamma} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta\delta} + d_{\beta\gamma})
 \end{aligned} \quad (3)$$

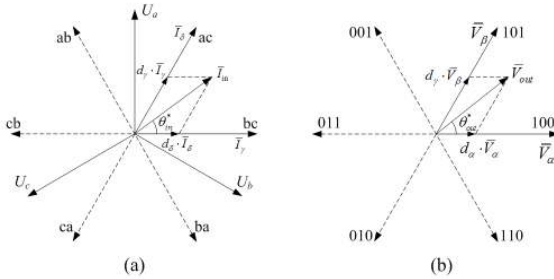


그림 2 ISVM을 이용한 지령 전압 벡터 생성 (a) 정류단, (b) 인버터단
Fig. 2 Generation of the reference voltage vectors using ISVM. (a) Rectification stage, (b) Inversion stage

3. 퍼지 불확실성 추정기를 적용한 슬라이딩 모드 속도 제어

3.1 유도 전동기 모델링

슬라이딩 모드 제어를 하기 위해서는 먼저 제어 대상의 동적 특성을 모델링해야 한다. 속도 제어 대상이 되는 유도 전동기는 식 (4)와 같이 모델링한다.

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + T_f + T_d = u \quad (4)$$

여기서, J 와 B 는 각각 전동기 회전자의 관성과 점성 마찰력을 나타내고, T_f 는 미지의 비선형 마찰력, T_d 는 미지의 유계 외란, 그리고 u 는 전동기의 토크를 나타낸다. 참고로, T_f 는 쿨롱(Coulomb) 마찰력 등을 포함하고 T_d 는 제한된 대역폭을 갖는다고 가정한다. 그렇다면, 식 (4)를 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$x_2 = \alpha(x) + \beta T + \Omega \quad (5)$$

여기서, $x = (x_1, x_2)^T = (\theta, \dot{\theta})^T$ 를 이용하면, $\alpha(x) = -\frac{B}{J}x_2$, $\beta = \frac{1}{J}$, 그리고 $\Omega = -(T_f + T_d)/J$ 는 외란을 포함한 모델 불확실성을 의미한다.

3.2 슬라이딩 모드 기반 속도 제어

속도 제어를 위해 다음 식과 같이 슬라이딩 평면(sliding surface)을 설정할 수 있다.

$$s = e + \lambda \int e \quad (6)$$

여기서, $e = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d$ 이고 λ 는 양의 상수이며 $\dot{\theta}_d$ 는 지령 속도이다. 단, $\dot{\theta}_d$ 와 $\ddot{\theta}_d$ 는 균일한 유계(uniformly bounded)라 가정한다. 그렇다면, 슬라이딩 모드 속도 제어 법칙은 다음과 같이 주어진다.

$$T = T_{eq} + T_{sw} \quad (7)$$

$$T_{eq} = \frac{1}{\beta}(-\alpha(x) + \ddot{\theta}_d - \lambda e - \hat{\Omega}) \quad (8)$$

$$T_{sw} = \frac{1}{\beta}(-K \text{sgn}(s)) \quad (9)$$

여기서, K 는 스위칭 제어 이득으로 $K > |\Omega - \hat{\Omega}|$ 이며, $\hat{\Omega}$ 는 불확실성 Ω 의 추정치로서, 다음 절에서 설계할 퍼지 불확실성 추정기를 통해 추정한다.

3.3 퍼지 불확실성 추정기

3.3.1 퍼지기저함수를 이용한 적응형 퍼지시스템

입력 벡터 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in R^n$ 를 출력 $y \in R$ 로 사상(mapping)하는 r 개의 퍼지규칙을 고려하면 다음과 같다.

Ruleⁱ: 만약 x_1 이 A_1^i 이고, ..., x_n 이 A_n^i 이면 y 는 B^i 이다.

여기서, A_j^i 는 변수 x_j 의 퍼지 집합이고 B^i 는 출력 y 에 대한 싱글톤(singleton) 실수 값이다. 그리고, 곱추론(product inference), 싱글톤 퍼지화기(singleton fuzzifier)와 중심평균법(center-average) 역퍼지화를 적용하면 다음과 같은 적응형 퍼지시스템을 얻을 수 있다.[4]

$$y(x) = \frac{\sum_{i=1}^r y^i \left(\prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)}{\sum_{i=1}^r \left(\prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)} = \hat{\phi}^T \xi(x) \quad (10)$$

여기서, $\hat{\phi}^T = (y^1, y^2, \dots, y^r)$ 는 조절 가능한 퍼지집합의 출력 매개변수 벡터이고, $\xi(x) = (\xi^1, \xi^2, \dots, \xi^r)$ 는 퍼지규칙에 대한 퍼지기저함수 벡터이다. 즉, 위 적응형 퍼지시스템은 가변 출력 매개변수 벡터 $\hat{\phi}$ 와 퍼지기저함수 벡터 $\xi(x)$ 로 표현된다.

3.3.2 불확실성 추정

식 (5)의 불확실성 Ω 를 추정하기 위해 식 (10)의 적응형 퍼지시스템을 이용한 불확실성 추정기를 설계한다. 먼저, 입력 변수 $x = (\theta, \dot{\theta})$ 가 콤팩트 집합(compact set)에 속한다고 가정할 때, 퍼지 추정기의 출력 매개변수 벡터는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\hat{\phi}^* \equiv \arg \min_{\hat{\phi} \in M_\phi} (\sup_{x \in M_x} |\Omega(x, u) - \hat{\Omega}(x, u, \hat{\phi})|) \quad (11)$$

여기서, 최적 출력 매개변수 벡터 $\hat{\phi}^*$ 가 볼록 영역(convex region) $M_\phi \equiv \{\phi \mid \|\phi\| \leq m_\phi\}$ 에 놓여있다고 가정하면 $\hat{\Omega}$ 를 얻기 위한 불확실성 추정기는 식 (10)의 적응형 퍼지시스템으로부터 다음과 같이 구현할 수 있다.

$$\hat{\Omega} \equiv \hat{\phi}^T \xi(x) \quad (12)$$

퍼지 추정기의 운동방정식을 고려하면 다음과 같다.

$$\dot{\mu} = -\sigma \mu + p(\theta, T, \hat{\phi}) \quad (13)$$

여기서, σ 는 양의 상수로 추정기의 설계 파라미터이고 $p(\theta, T, \hat{\phi}) \equiv \sigma x_2 + \alpha(x) + \beta T + \hat{\Omega}$ 로 정의한다. 그리고 퍼지 추정기의 출력 매개변수 벡터 $\hat{\phi}$ 는 아래 식 (14)에 의해서 조절된다고 가정한다.

$$\dot{\hat{\phi}} = \rho \zeta \xi(x) \quad (14)$$

여기서, ρ 는 양의 상수인 설계 파라미터이고 $\zeta \equiv \dot{\theta} - \mu$ 로 정의한다. 그러면, 미지의 불확실성 Ω 는 다음과 같이 표현된다.

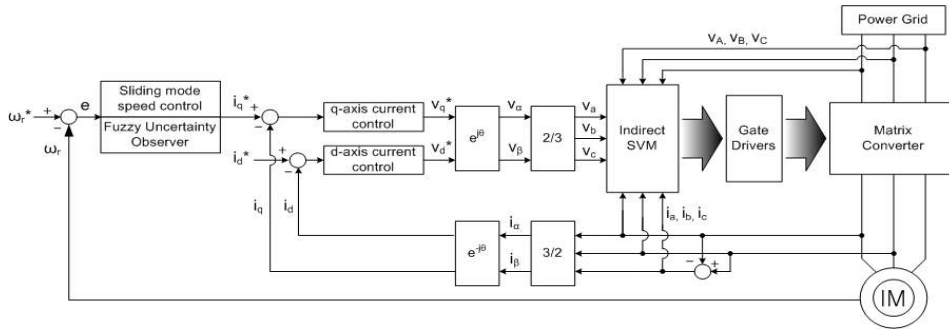


그림 3 전체 시스템 블록도
Fig. 3 Block diagram of the overall system

$$\Omega = \hat{\Omega}(x, u|\phi^*) + \epsilon(x, u) \quad (15)$$

여기서, $\epsilon(x, u)$ 는 추정 오차로서 $|\epsilon(x, u)| \leq \bar{\epsilon}$ 을 만족한다. 그러므로 충분히 작은 $\bar{\epsilon}$ 에 대하여 $\zeta \rightarrow 0$ 일 때, 즉, $\mu \rightarrow \dot{\theta}$ 일 때, $\hat{\Omega}_\theta \rightarrow \Omega_\theta - \bar{\epsilon}$ 이 된다. $\bar{\epsilon}$ 는 퍼지 추정기의 퍼지 집합의 수를 증가시키에 따라 $\bar{\epsilon} \rightarrow 0$ 이 되므로 결국 $\hat{\Omega}_\theta \rightarrow \Omega_\theta$ 가 되어 불확실성을 추정할 수 있다. 그림 3은 적응 퍼지 기법 기반 슬라이딩 모드 속도 제어를 적용한 전체 시스템의 블록도이다.

4. 시뮬레이션 결과

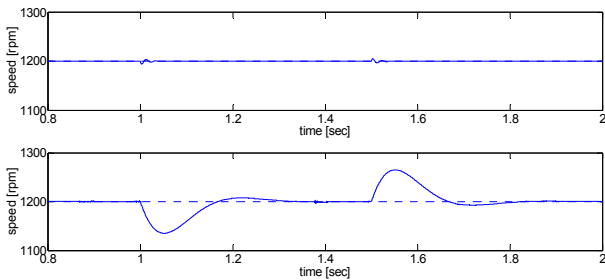


그림 4 정격 토크 50%의 외란을 가했을 경우 (상) 제안한 제어 기법, (하) 기존 PI 제어 기법

Fig. 4 50% of rating torque as disturbance (above) proposed control method, (below) conventional PI control method

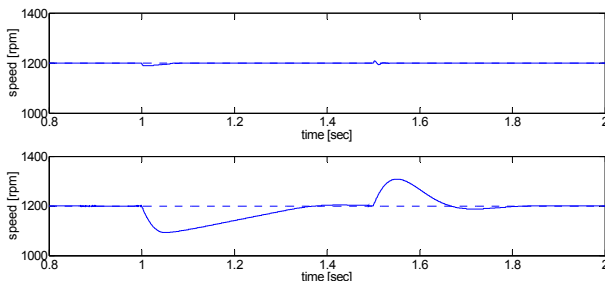


그림 5 정격 토크 80%의 외란을 가했을 경우 (상) 제안한 제어 기법, (하) 기존 PI 제어 기법

Fig. 5 80% of rating torque as disturbance (above) proposed control method, (below) conventional PI control method

제안한 퍼지 불확실성 추정기를 적용한 슬라이딩 모드 제어

기법의 성능을 검증하기 위하여 매트릭스 컨버터에 의해 구동되는 2.2 kW급 유도 전동기 시스템을 모델링하여 시뮬레이션을 수행하였다. 무부하 상태에서 정상상태 속도(1200 rpm)에 도달한 유도전동기에 특정 크기의 부하 토크(load torque)를 외란으로 가해줌으로써 제안한 제어 기법과 기존의 PI 제어 기법의 제어 성능을 비교하였다.

그림 4은 정격 토크의 50% 크기의 부하 토크를 1초에서 1.5 초까지 가해준 경우이다. 제안한 제어 기법은 퍼지 불확실성 추정기를 통해 외란을 추정하고 보상하며, 비선형 제어를 통해 기존의 PI 제어 기법에 비해 속도 제어 성능이 우수함을 나타낸다. 그림 5는 같은 조건하에서 정격 토크의 80% 크기의 부하 토크를 가했을 경우의 결과로써 외란에 대해 강인하고 오차에서 회복되는 속도도 빠르다는 것을 관찰할 수 있다.

5 결론

이 논문에서는 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기의 속도제어 성능을 향상시키기 위한 적응제어 기법을 제안하였다. 유도 전동기의 비선형적 특성으로 인한 왜곡과 비선형적 외란에 강인한 제어를 위해 슬라이딩 모드 제어 기법을 적용하였고 채터링 현상이나 시스템의 불확실성으로 인한 성능 저하를 개선하기 위해 퍼지 불확실성 추정기를 설계하였다. 제안한 제어 기법의 성능이 기존의 PI 속도 제어 기법에 비해 우수함을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, "Control in Power Electronics", Academic Press, pp. 61-89, 2002.
- [2] 이교범, "비선형모델을 이용한 Matrix Converter로 구동되는 축소차원 확장 루엔버거 관측기 기반의 유도전동기 센서리스 벡터제어의 성능개선", 전력전자학회 논문지, 10권 4호, pp. 363-372, 2005년 8월.
- [3] Sung-Hoe Huh, Kyo-Beum Lee, Ick Choy, Gwi-Tae Park, and Ji-Yoon Yoo, "Uncertainty Observer using the Radial Basis Function Networks for Induction Motor Control", Journal of Power Electronics, Vol. 4, No. 1, 2004, January.
- [4] L. Wang, "A Course in Fuzzy Systems and Control", Prentice Hall, 1997