

유도전동기 드라이브의 강인성 제어를 위한 AFLC 개발

김종관*, 최정식, 고재섭, 이정호, 박병상, 박기태, 정동화
 순천대학교 전기제어공학과

AFLC Development for Robust Control of Induction Drive

Jong-Kwan Kim, Jung-Sik Choi, Jae-Sub Ko, Jung-Ho Lee, Byung-Sang Park, Ki-Tae Park, Dong-Hwa Chung
 Suncheon National University Major of Electrical Control Engineering

Abstract -This paper is proposed robust control based on the vector controlled induction motor drive with adaptive fuzzy learning control(AFLC). The fuzzy logic principle is first utilized for the control rotor speed. AFLC scheme is then proposed in which the adaptation mechanism is executed using fuzzy logic. Also, this paper is proposed estimation of speed of induction motor using ANN Controller.

The error between the desired state variable and the actual one is back-propagated to adjust the rotor speed, so that the actual state variable will coincide with the desired one. This paper is proposed the analysis results to verify the effectiveness of the new method.

1. 서 론

최근, 간접 벡터제어는 유도전동기의 고성능을 위한 드라이브 시스템에 광범위하게 적용되고 있다. 일반적으로 고성능으로 제어되는 전동기 드라이브는 양호한 동적 속도추정, 우수한 부하 응답, 드라이브와 부하 파라미터의 변동에 대한 강인성을 필요로 한다. 이러한 조건을 충족시키기 위하여 동작조건 및 드라이브 파라미터의 적응성을 사용할 수 있다.

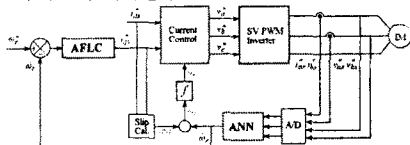
적용제어는 부하토크 또는 부하관성과 같은 동작조건에 따른 변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있으므로 다른 방법 보다 많이 사용되었다. STC, MRAC, SMC 및 EKF 등의 다양한 적응제어 기법이 제시되었다.[1] 그러나 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 직접 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.[2]

유도전동기의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시키고 센서의 정밀도에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 시스템의 강인성을 약화시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 센서리스 제어도 적응제어 기법인 관측기[3], MRAC[4] 및 EKF[5] 등이 주류를 이루고 있다.

본 논문에서는 두 가지 목적을 해결한다. 먼저, 직접 퍼지제어기의 문제점을 해결하기 위하여 AFLC(Adaptive Fuzzy Learning Control)를 설계하여 고성능 및 강인성 속도제어를 실현한다. 다음은 ANN(Artificial Neural Network)을 이용하여 유도전동기 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 속도 제어 및 추정 성능의 타당성을 입증하기 위하여 유도전동기 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 본 연구에서 제시한 AFLC 및 ANN의 성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. AFLC 제어기의 설계

그림 1은 유도전동기의 벡터제어 시스템을 위하여 본 논문에서 제시한 AFLC와 ANN의 구조를 나타낸다.



〈그림 1〉 AFLC와 ANN에 의한 유도전동기의 벡터제어 시스템

지령속도 ω^* 와 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 비교하여 오차를 구하고 이를 AFLC에 의해 지령 q축 전류 i_q^* 를 제어한다. 지령전류 i_q^* 와 i_d^* 는 전류제어에 의해 지령전압을 구한 다음, SV(Space Vector) PWM 인버터로 유도전동기를 제어한다. 슬립 각속도 ω_s 를 구하고 이를 ANN에서 합정한 추정속도 $\hat{\omega}$ 와 합하여 동기 속도 ω_r 를 구한 다음, 이를 적분하여 동기각을 구하여 전류제어에 이용한다.

2.1 DFC에 의한 속도제어기

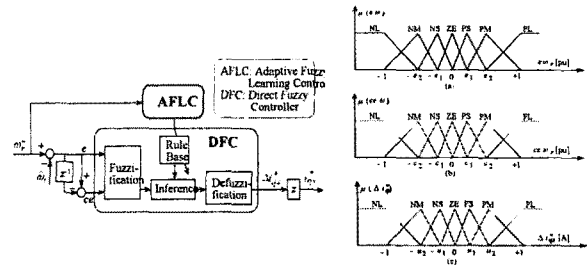
DFC(Direct Fuzzy Control)의 입력은 속도오차 $e(kT)$ 와 속도오차의 변화분 $ce(kT)$ 는 다음 식으로 정의한다.

$$e(kT) = \omega^*(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \tag{1}$$

$$ce(kT) = e(kT) - e(kT - T) \tag{2}$$

그림 2는 AFLC의 동작을 설명하는 블록도를 나타내며, 그림 3은 멤버십

함수를 나타내며 그림 3(a)는 속도오차, 그림 3(b)는 속도오차의 변화분이며 그림 3(c)는 제어변수를 나타낸다.



〈그림 2〉 AFLC 제어기

〈그림 3〉 퍼지변수의 멤버십 함수

2.2 AFLC 제어기

FLAM의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 물에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 DFC에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \tag{3}$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \tag{4}$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순서에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인 $em(kT)=0$ 에서 학습 메카니즘은 DFC에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 DFC의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 DFC의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 DFC에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \tag{5}$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버십 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 DFC는 요구되는 $i_{q^*}(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화시킨다. 이는 기준모델과 같이 동작시키기 위하여 전동기를 강제화시킨다.

학습과정은 룰 베이스의 설계에 의하여 설명할 수 있다. 정격 관성과 무부하 상태에서 지령속도를 반복적으로 변화시킨 경우의 시뮬레이션에 의해 0.15, 1.0, 2.5초에서 룰 베이스의 표를 예로서 나타내면 표 2에서 표 4와 같다.

〈표 2〉 0.15초에서 룰 베이스 표

$e(kT)$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
$ce(kT)$	NL	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	NM	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	PS
$u(kT)$	NS	ZE	ZE	NS	ZE	ZE	PS
$u(kT)$	ZE	ZE	NS	NS	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PS	NS	NS	PS	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PM	NS	PS	ZE	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PL	ZE	ZE	ZE	ZE	PL	PL

〈표 3〉 1.0초에서 룰 베이스 표

$e(kT)$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
$ce(kT)$	NL	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	NM	ZE	NL	NS	NS	NS	PS
$u(kT)$	NS	ZE	NS	NS	NS	ZE	PS
$u(kT)$	ZE	ZE	NS	NS	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PS	NS	NS	PS	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PM	NS	PS	ZE	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	PL	ZE	ZE	ZE	ZE	PL	PL

〈표 4〉 2.5초에서 룰 베이스 표

$e(kT)$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
$ce(kT)$	NL	NL	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
$u(kT)$	NM	ZE	NL	NS	NS	NS	PM
$u(kT)$	NS	ZE	NS	NS	NS	PS	PS
$u(kT)$	ZE	ZE	NS	NS	ZE	PS	PS
$u(kT)$	PS	NS	NS	PS	ZE	PS	PS
$u(kT)$	PM	NS	PS	PS	PS	PS	PL
$u(kT)$	PL	ZE	ZE	ZE	ZE	ZE	PL

3. ANN에 의한 속도 추정

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX(Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다.[6] 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d), u(k), \dots, u(k-d_u)) \tag{6}$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의

추정을 추구하는데 이상적이다. ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.[7]

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k-1)] \hat{\phi}_{dr}(k-1) - [\hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k-1)] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \} \\ &\quad + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 η 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수 α 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (8)$$

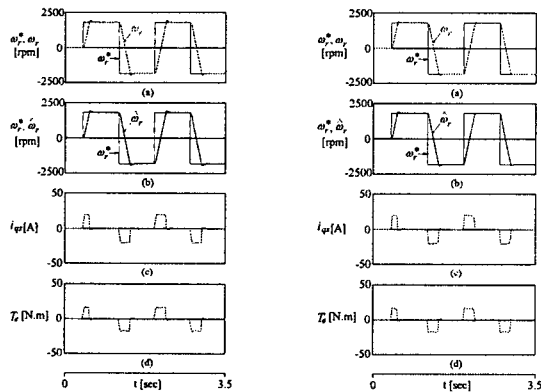
4. 시스템의 성능결과

그림 4는 지령속도를 정격속도인 1800[rpm]에서 -1800[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 경우의 DFC의 응답특성을 나타낸다. 그림 4(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 4(b)는 지령속도와 ANN에 의한 추정속도를 나타낸다. 그림 4(c)는 9축 전류이고 그림 4(d)는 발생토크를 나타낸다. DFC는 오버슈트가 크게 나타나고 안정화 시간이 길어진다. 그러나 ANN에 의한 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정되고 있다.

그림 5는 그림 4와 같은 조건에서 AFLC 제어기의 응답특성을 나타낸다. DFC에 비해 AFLC는 지령속도가 반복될수록 오버슈트가 감소하고 있으며 정상상태에 빠르게 도달하여 응답특성이 개선되고 있다.

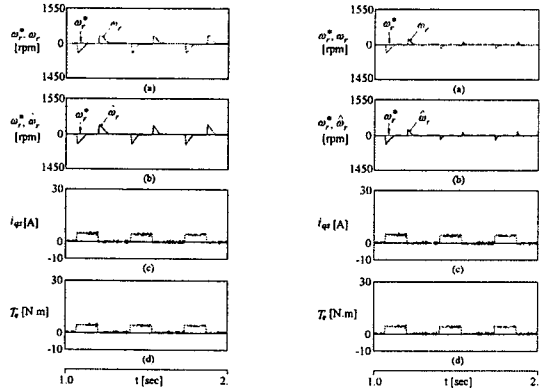
그림 6은 지령속도를 1500[rpm]으로 운전 중 0.3[sec]간격으로 부하토크 5[N·m]를 반복적으로 인가하였을 경우의 DFC의 응답특성이다. 부하토크를 인가하였을 경우 DFC는 속도변화가 크게 나타나며 반복해서 부하토크를 인가하여도 속도변화의 폭이 일정하게 나타나고 있다. 부하토크를 인가하였을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호한 특성을 나타낸다.

그림 7은 그림 6과 같은 조건으로 운전하였을 경우의 AFLC 제어기의 응답특성이다. AFLC 제어기는 DFC에 비해 부하토크가 반복해서 인가될수록 속도변화 폭이 빠르게 감소되며 응답특성이 매우 향상된다.



〈그림 4〉 스텝 지령속도의 변화에 대한 DFC의 응답특성

〈그림 5〉 스텝 지령속도의 변화에 대한 AFLC 제어기의 응답특성



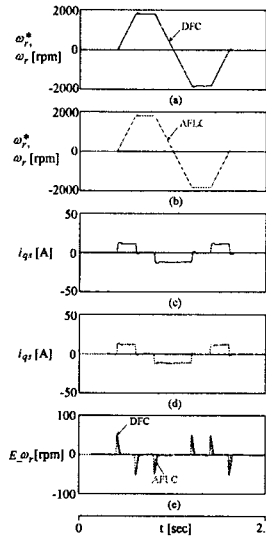
〈그림 6〉 부하토크의 변화에 대한 DFC의 응답특성

〈그림 7〉 부하토크의 변화에 대한 AFLC 제어기의 응답특성

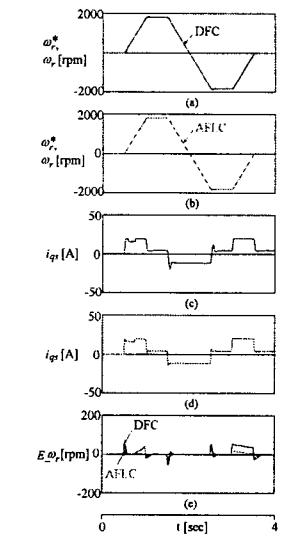
그림 8은 정격관성에서 4상한 운전시켰을 경우의 응답특성을 비교한 그림이다. 그림 8(a)는 DFC의 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 8(b)는 AFLC 제어기의 지령속도와 실제속도를 나타내며 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 8(c)는 DFC의 9축 전류, 그림 8(d)는

AFLC 제어기의 9축 전류이다. 그림 8(e)는 지령속도와 실제속도의 오차를 나타내며 AFLC 제어기의 속도오차가 DFC에 비해 적으며 지령속도의 변화에 속도오차가 매우 감소하고 있다.

그림 9는 무부하 상태에서 관성을 3배 증가시키고 4상한 운전 중 0.7[sec]에서 부하토크를 4[N·m] 인가한 상태에서 DFC와 AFLC 제어기의 응답특성을 나타낸다. AFLC 제어기의 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하며 지령속도와 실제속도의 속도오차가 DFC에 비해 매우 감소되었다. 관성을 증가시키고 부하를 인가하여 지령속도를 변화시키면 AFLC 제어기가 DFC에 비해 상승시간과 정상상태 도달 시간이 빠르게 되고 과도상태에서 오차가 감소된다. 따라서 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기가 속도의 변화, 부하변화 및 관성변화 등의 광범위한 운전조건에서 DFC 보다 응답특성이 매우 향상된다.



〈그림 8〉 4상한 동작에서 DFC와 AFLC 제어기의 응답비교 ($J=J_n$)



〈그림 9〉 부하 인가시 4상한 동작에서 DFC와 AFLC 제어기의 응답비교 ($J=3J_n$)

5. 결 론

본 연구에서는 DFC의 응답특성을 개선하기 위한 AFLC를 제시하였다. DFC는 고정된 룰 베이스를 사용하지만 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기에서는 학습 메카니즘에 의한 지식베이스의 수정자에 따라서 DFC의 지식 베이스를 최적의 상태로 변화시킨다. 최적으로 변화된 지식베이스에 의해 유도전동기의 속도를 제어하였다. 그리고 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA를 적용한 ANN을 이용한 유도전동기 드라이브의 속도를 추정하였다.

AFLC 제어기는 DFC 보다 성능이 향상된 지식베이스에 의해 제어되므로 반복되는 지령속도의 변화와 부하토크 인가에 상승시간과 정상상태 도달시간이 빠르게 나타나며 오버슈트 및 과도상태의 오차가 감소되었다. 또한 4상한 운전과 관성 증가에 따른 동작조건의 변화에 AFLC 제어기가 고속으로 속도를 추종하며 안정화 시간이 짧게 나타났다. ANN에 의한 속도추정은 다양한 지령속도의 변화, 부하토크변화 및 4상한 운전에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종하였다.

따라서 본 연구에서 제시한 AFLC 제어기는 유도전동기 드라이브 시스템의 응답특성을 향상시켰으며 속도의 추정과 제어에서도 고성능 및 강인성을 확인하였다. 따라서 본 연구에서 제시한 AFLC 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

[참고문헌]

- [1] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaption," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, 1994.
- [2] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [3] P. L. Jansen, et al., "Observer-based direct field orientation analysis and comparison of alternative method," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 4, pp. 945-953, 1994.
- [4] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive speed identification scheme for vector controlled speed sensorless inverter induction motor drive," IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 4, pp. 820-825, 1993.
- [5] G. Henneberger, et al., "Field oriented control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors using a kalman filter," EPE, Firenze, pp. 3.644-671, 1991.
- [6] I. J. Leontaritis and S. A. Billings, "Input-output parametric models for nonlinear systems," Int. J. Contr., vol. 41, pp. 303-344, 1985.
- [7] S. M. Nam, J. C. Lee, H. G. Lee and D. H. Chung, "Speed estimation and control of induction motor drive using hybrid intelligent control," International Conference ICPE'04, no. 3, pp. 181-185, 2004.