

# 다중 적용 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 고성능 제어

(High Performance Control of Induction Motor Drive using  
Multi Adaptive Fuzzy Controller)

고재섭\* · 최정식 · 정동화

(Jae-Sub Ko · Jung-Sik Choi · Dong-Hwa Chung)

## 요 약

유도전동기의 벡터제어는 고성능 적용에서 광범위하게 사용되고 있다. 그러나 이러한 드라이브 성능은 파라미터 변동에 의한 동조는 여전히 한계가 있다. 다양한 속도영역에서 운전하기 위하여 종래에는 PI과 같은 제어기를 보통 사용하였다. 이러한 제어기들은 이상적인 벡터제어 조건에서 광범위한 운전에 대하여 제한된 양호한 성능을 나타낸다.

본 논문은 다중 적용 제어기를 사용하여 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 제시한다. 이 제어기는 FAM(Fuzzy Adaptation Mechanism)에 의해 속도제어, MFC(Model Reference Adaptive Fuzzy Control)에 의해 전류제어 그리고 ANN을 이용하여 속도추정을 수행한다. 제시한 제어 알고리즘은 FAM, MFC 및 ANN 제어기를 사용하여 유도전동기 드라이브 시스템에 적용한다. 제시한 제어기의 성능은 유도전동기의 파라미터를 사용하여 다양한 동작조건에서 해석으로 평가한다. 또한, 본 논문은 제어기의 효용성을 입증하기 위하여 해석결과를 제시한다.

## Abstract

The field oriented control of induction motors is widely used in high performance applications. However, detuning caused by parameter disturbance still limits the performance of these drives. In order to accomplish variable speed operation, conventional PI-like controllers are commonly used. These controllers provide limited good performance over a wide range of operation, even under ideal field oriented conditions.

This paper is proposed high performance control of induction motor drive using multi adaptive fuzzy controller. This controller has been performed for speed control with fuzzy adaptation mechanism (FAM)-PI, current control with model reference adaptive fuzzy control(MFC) and estimation of speed using ANN. The proposed control algorithm is applied to induction motor drive system using FAM-PI, MFC and ANN controller. The performance of proposed controller is evaluated by analysis for various operating conditions using parameters of induction motor drive. Also, this paper is proposed the analysis results to verify the effectiveness of this controller.

Key Words : Induction Motor Drive, FAM-PI, MFC, ANN, Speed Control, Speed Estimation

\* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과

Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103, E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2009년 6월 17일, 1차심사 : 2009년 6월 19일, 심사완료 : 2009년 7월 2일

## 1. 서 론

최근 간접 벡터제어를 적용한 유도전동기 드라이브는 고성능 제어를 위하여 산업 적용분야에 광범위하게 사용되고 있다. 이는 유도전동기 드라이브가 간단하고 고속 응답 특성을 가지고 있으며 강인성, 가격, 신뢰성 및 효율성이 우수하다는 장점 때문이었다[1-2].

그러나 포화, 온도변화, 미지의 외란 및 파라미터의 변동 등에 의한 유도전동기의 모델은 비선형이고 복잡하므로 성능 및 신뢰성을 저하시킨다. 따라서 고성능으로 제어되는 드라이브는 양호한 동적 속도추정, 우수한 부하 응답, 드라이브와 부하 파라미터의 변동에 대하여 강인성이 반드시 필요하다.

산업분야에 가장 많이 사용되는 제어기는 PI 제어기이다. 이는 간단한 구조와 광범위한 동작조건에서 양호한 성능을 발휘할 수 있기 때문이었다. 그러나 PI 제어기는 외부의 외란 및 파라미터 등에 매우 민감하고 고정 이득은 다양한 동작점에 대한 응답을 충족시키기가 어렵다[3]. 이러한 조건을 충족시키기 위하여 동작조건 및 드라이브 파라미터의 적응제어를 사용해야 한다. 상태변수 제어[4], 최적 제어[5] 및 적응제어[6] 등의 현대제어 기법이 종래의 PI 제어기 보다 매우 양호한 성능을 발휘할 수 있는 장점이 인식되어 많이 개발되었다. 적응제어는 부하토크 또는 부하관성과 같은 동작조건에 따른 변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있으므로 다양하게 사용되었다. SMC(Sliding Mode Control)[7], MRAC(Model Reference Adaptive Control)[8], STC(Self Tuning Control)[9] 및 EKF(Extended Kalman Filter)[10] 등 다양한 적응제어 기법이 제시되었다. 이 기법은 전동기 파라미터, 부하 토크 및 관성과 같은 광범위한 동작변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있는 우수한 기법으로 평가를 받았다. 그러나 이 기법은 정확한 수학적 모델링이 필요하고 명확한 동조능력을 구현하는데 어려운 문제점이 있었다. 산업 분야의 적용에는 부하 외란, 파라미터 변화 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 반드시

필요하다.

최근에는 퍼지제어 기법이 유도전동기 드라이브의 제어에 적용되었다[11-13]. 직접 퍼지제어에서 적응 퍼지제어, 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어, 새로운 퍼지제어 등 다양한 연구가 진행되었다. 그리고 신경회로망을 이용하여 유도전동기의 속도 제어 및 추정을 하여 양호한 결과를 얻을 수 있었다[14]. 그러나 퍼지제어 및 신경회로망이 상호 장단점이 있으므로 이러한 제어기의 장점만을 유기적으로 결합하는 혼합형태의 연구가 활발하게 진행되었다. 퍼지제어와 신경회로망을 혼합한 FNN(Fuzzy-Neural Network) 제어기[15], FNN 제어기를 보상하는 적응 FNN 제어기[16], 하이브리드 인공 제어[17] 등 다양한 연구가 이루어졌다. 이러한 연구들은 고속 및 저속의 속도변화, 부하 변동, 관성 변화 및 정·역회전 운전 등 다양한 동작에도 양호한 특성을 얻을 수 있었다. 그러나 이 연구들은 대부분 속도제어에만 적용하였으며 전류제어기는 적용하지 않았다. 전류제어기의 높은 PI 이득은 전류응답을 악화시켜 드라이브의 동적 성능의 저하를 초래한다. 따라서 전류제어기에도 고성능 제어가 필요하고 속도 및 부하 토크 등 파라미터의 변동 등에 대하여 더욱 강인성 및 고성능 제어를 성취하기 위한 새로운 기법이 필요하게 되었다.

본 논문에서는 유도전동기의 제어와 추정을 위하여 FAM(Fuzzy Adaptation Mechanism)으로 PI 제어기의 이득을 추정하여 속도를 제어한다. MFC(Model Reference Adaptive Fuzzy Control)로 전류를 제어하며 ANN(Artificial Neural Network)에 의해 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

## 2. 시스템 구성 및 모델링

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 유도전동기의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

그림 1은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반적인 유도전동기 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

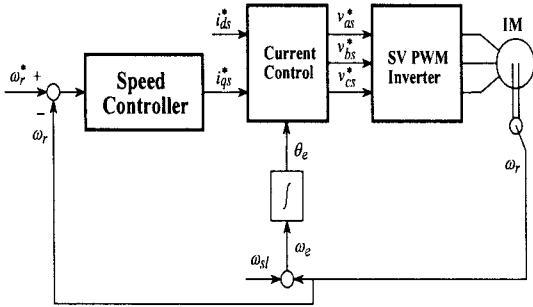


그림 1. 속도제어를 위한 벡터제어 유도전동기 시스템  
Fig. 1. Vector control induction motor system for speed control

$i_{qs}^*$ 와  $i_{ds}^*$ 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 와 비교하여 속도제어기를 이용하여 제어한다. 속도제어기의 출력은  $v_{qs}^*$ 와  $v_{ds}^*$ 이며 이는 좌표변환에 의해  $v_{as}^*$ ,  $v_{bs}^*$ ,  $v_{cs}^*$ 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 유도전동기를 제어한다. 회전자 위치정보  $\theta_r$ 는 좌표변환에 이용한다.

3상 Y 결선 유도전동기의 동적 모델은  $d-q$ 축 동기회전축에서 표현하면 미분 방정식은 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma R_r}{\sigma L_r}\right) & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ \omega_e & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & (\omega_e - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (2)$$

여기서,  $\sigma$ 는 다음 식과 같다.

$$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r) \quad (3)$$

$L_s, L_r, L_m$ : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

$R_s, R_r$ : 고정자 및 회전자 저항

$\omega_e, \omega_r, \omega_{sl}$ : 동기, 회전 및 슬립 속도

보상을 위한 비간섭 제어는 인버터 출력전압을 선정한다.

$$v_{ds}^* = \left( k_p + k_i \frac{1}{s} \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* \quad (4)$$

$$v_{qs}^* = \left( k_p + k_i \frac{1}{s} \right) (i_{qs}^* - i_{qs}) + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \quad (5)$$

### 3. 다중 적응 퍼지제어기

다중 적응 퍼지제어기를 이용하여 유도전동기 드라이브의 속도 제어 및 추정에 대한 시스템의 구성도는 그림 2와 같다. FAM으로 PI 제어기의 이득을 추정하여 속도를 제어하는 FAM-PI 제어기가 있다. MFC는 전류를 제어하고 ANN에 의해 속도를 추정한다.

PI 제어기의 두 개의 이득이 잘 알려진 종래의 방법을 이용하여 초기화한다. 그러나 이 이득은 정격 동작조건에서 유도전동기의 추정모델에 의존한다. PI 제어기의 두 개의 이득을 동조하기 위한 퍼지 알고리즘은 파라미터가 변동할 경우에 양호한 성능을 유지하기 위하여 사용한다. 이는  $\Delta K_p$ 와  $\Delta K_i$ 를 발생시키기 위하여 퍼지 룰을 사용한다. 이 룰의 설계는 정량적인 지식에 기초하며 여러 동작조건에서  $K_p$ 와  $K_i$ 의 다양한 값을 위한 종래의 PI 제어기를 해석하여 구한다.

다중 적응 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 고성능 제어

FAM에서 입력은 속도 오차  $e$ 와 속도 오차의 변화  $ce$ 이고 출력은 두 개의 이득  $K_p$ 와  $K_i$ 이다.  $K_p$ 와  $K_i$ 를 갱신하기 위한 퍼지 룰은 표 1과 표 2에 나타난다. 퍼지집합은 같은 쪽으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

퍼지 동조기는 두 개의 출력 언어변수의 비퍼지화를 위하여 무게중심법을 사용하여 PI 제어기의 이득의 적절한 변화를 얻는다. 이 두 개의 이득은 다음과 같이 갱신한다.

$$K_p = K_p + K_{kp} f_1(e_n, \Delta e_n) \quad (6)$$

$$K_i = K_i + K_{ki} f_2(e_n, \Delta e_n) \quad (7)$$

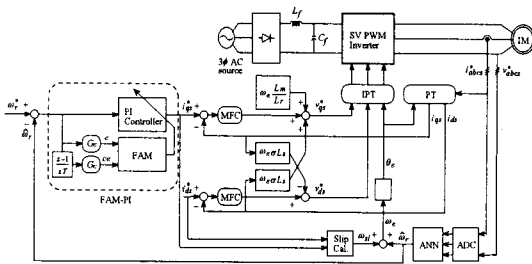


그림 2. 유도전동기 드라이브를 위한 다중 적응 퍼지 제어기  
Fig. 2. Multi adaptive fuzzy controller for induction motor drive

표 1. 이득  $K_i$ 를 갱신하기 위한 룰 베이스  
Table 1. Rule base to update gain  $K_i$

$e\omega_r$ / $ce\omega_r$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	ZE	NS	NM	NL	NM	NS	ZE
NM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS
NS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM
ZE	PL	PM	PS	ZE	PS	PM	PL
PS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM
PM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS
PL	ZE	NS	NM	NL	NM	NS	ZE

표 2. 이득  $K_p$ 를 갱신하기 위한 룰 베이스  
Table 2. Rule base to update gain  $K_p$

$e\omega_r$ / $ce\omega_r$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

드라이브의 안정화를 위하여 이득  $K_p$ 와  $K_i$ 는 정상상태에 도달하면 제한하고 지령속도가 변화할 경우에는 초기화한다.

첫 번째는 추론 룰 표에서 이득  $K_i$ 는 속도오차를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향으로 경우에는 더욱 증가시키고 속도의 오차변화를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향으로 경우에는 더욱 감소시킨다. 이는 속도의 상승시간이 개선되지만 오버슈트에 의한 속도 응답이 지연된다.

두 번째는 이득  $K_p$ 는 오차와 오차변화가 정 방향으로 클 경우에는 증가시키고 부 방향으로 작을 경우에는 감소시킨다. 이는 속도의 오버슈트와 정상상태의 오차를 감소시킨다.

적용 시스템의 적용과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 3은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC는 기존 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

DFC 알고리즘에 의한 출력은  $\Delta v_{qds1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은  $\Delta v_{qds2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령  $d-q$ 축 전압을 얻는다.

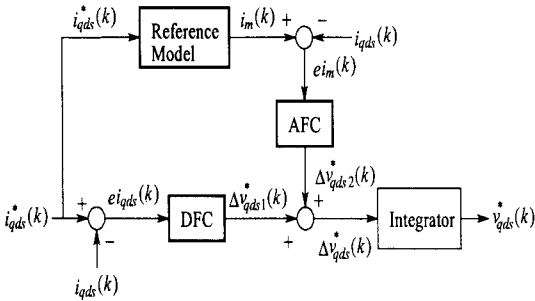


그림 3. MFC 제어기  
Fig. 3. MFC controller

### 4. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 된 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용된다. 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. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (8)$$

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. 그림 4는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식 (8)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터  $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간  $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (8)에서 함수  $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

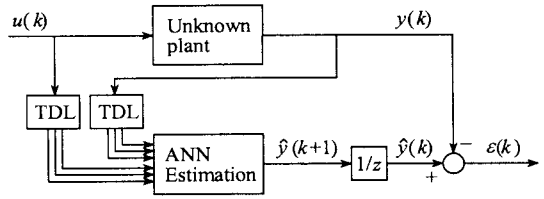


그림 4. ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 4. System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\Delta W_1(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_{gr}(k) - \hat{\phi}_{gr}(k-1)] \hat{\phi}_{gr}(k-1) - [\hat{\phi}_{gr}(k) - \hat{\phi}_{gr}(k-1)] \hat{\phi}_{gr}(k-1) \} \\ &\quad + \frac{\alpha}{T} \Delta W_1(k-1) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $T$ 는 샘플링 주기를 나타내며  $\eta$ 는 학습계수이며 학습과정에서 학습률을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습률은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수  $\alpha$ 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용한 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (10)$$

### 5. 시스템 성능결과

본 연구에서 사용한 유도전동기의 파라미터는 표 3과 같다.

그림 5는 0.1[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 지령속도를 0.4[sec]에 1200[rpm]로 변화시키고, 0.6[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크를  $5[N.m]$ 인가하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 5 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 5 (b)와 5 (c)는 FAM-PI 제어기에서 구한 이득  $k_p$ ,  $k_i$ 를 나타내고, 그림 5 (d)는  $q$ 축 전류를 나타낸다.

다중 적용 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 고성능 제어

표 3. 유도전동기의 파라미터  
Table 3. Parameter of induction motor

극 수	4
고정자 저항 $R_s$	0.59[Ω]
회전자 저항 $R_r$	0.18[Ω]
정격 주파수	60[Hz]
고정자 인덕턴스 $L_s$	64.72[mH]
회전자 인덕턴스 $L_r$	64.72[mH]
상호 인덕턴스 $L_m$	61.91[mH]
정격 속도	1800[rpm]
정격 관성 $J_n$	0.0291[kg·m <sup>2</sup> ]

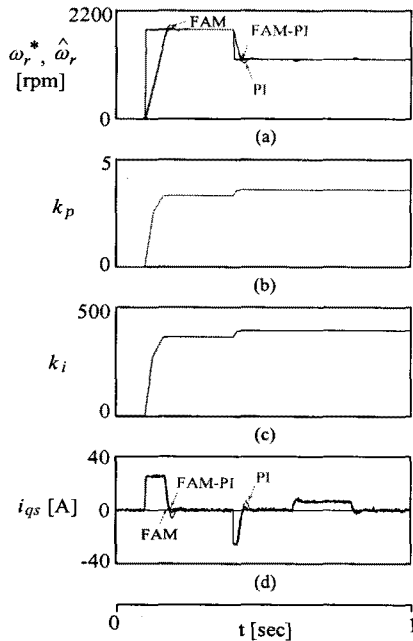


그림 5. 속도 및 부하 변화에 대한 속도 응답특성  
Fig. 5. Speed response characteristic with command speed and load torque variation

그림 6은 그림 5를 명확하게 검토하기 위해 그림 5의 과도상태 및 부하인가에 따른 응답특성을 확대하여 해석한 결과를 나타낸다. 그림 6 (a)는 속도상승에 따른 응답특성, 그림 6 (b)는 속도하강에 따른 응답특성, 그림 6 (c)는 부하인가에 따른 응답특성을

나타낸다. 본 논문에서 제시한 FAM-PI 제어가 종래의 FAM 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 작고 상승시간이 빠르며, 안정화 시간도 짧아 우수한 성능이 나타난다.

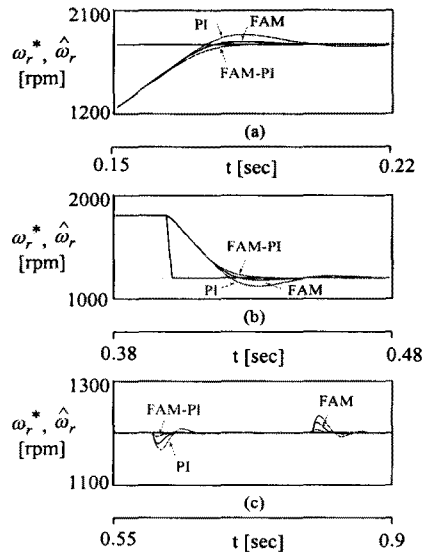


그림 6. 지령속도 및 부하변화에 대한 속도 응답특성  
Fig. 6. Speed response characteristic with command speed and load torque variation

그림 7은 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 7 (a)는 PI 제어기, 그림 7 (b)는 FAM 제어기, 그림 7 (c)는 FAM-PI 제어기, 그림 7 (d)는 속도 오차를 나타낸다. 그림 7 (d)에서 FAM-PI 제어기의 속도오차가 FAM 및 PI 제어기에 비하여 작게 나타나고 있어 우수한 성능을 나타내고 있다.

그림 8은 정·역 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 8 (a)는 PI 제어기, 그림 8 (b)는 FAM 제어기, 그림 8 (c)는 본 논문에서 제시한 FAM-PI 제어기의 응답특성을 나타낸다. 정·역 운전을 하였을 경우에도 FAM-PI 제어기는 종래의 FAM 및 PI 제어기에 비하여 우수한 성능을 나타낸다.

그림 9와 그림 10은 관성 및 회전자 저항 등의 파라미터가 변동하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 9는 관성이 3배가 되었을 경우 응답특성을 나타내며, 그림 10은 전기자 저항이 3배가 되었을 경우 응답특성을 나타낸다. 관성 및 회전자 저항 등의 파

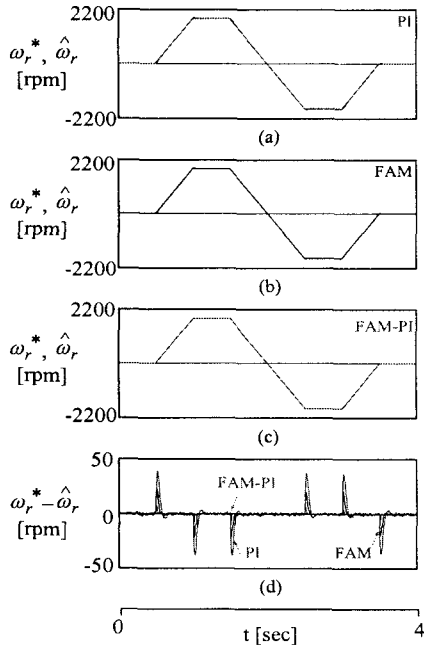


그림 7. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성  
 Fig. 7. Speed response characteristic with quadrant drive

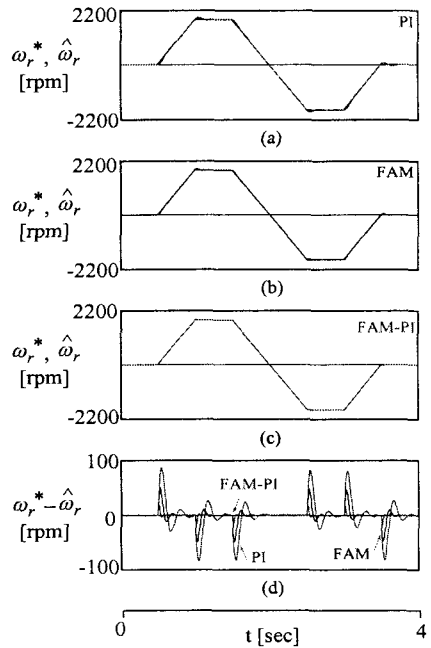


그림 9. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성 ( $J_n = 3J_n$ )  
 Fig. 9. Speed response characteristic with quadrant drive ( $J_n = 3J_n$ )

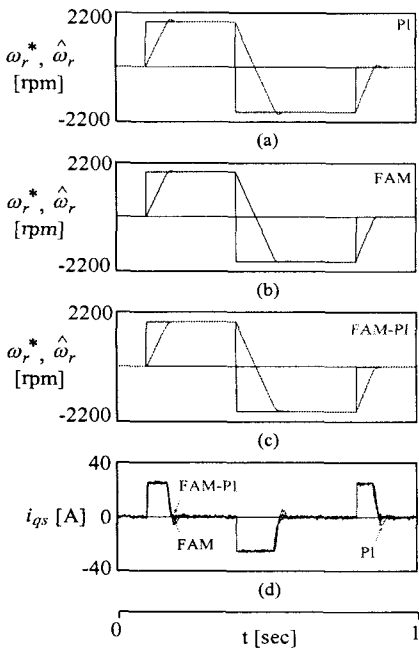


그림 8. 정·역 운전에 대한 속도 응답특성  
 Fig. 8. Speed response characteristic with forward and reverse operation

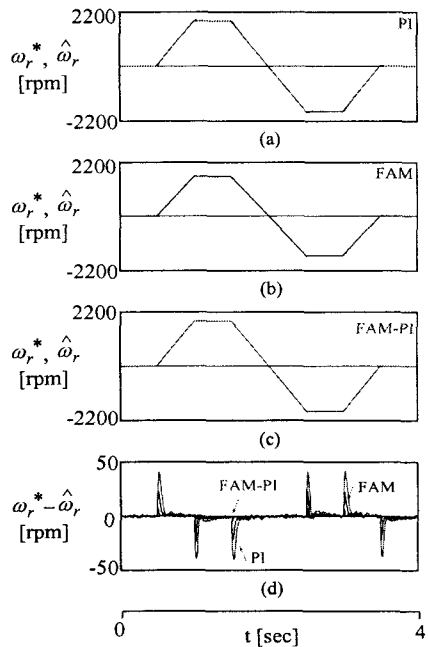


그림 10. 4상한 운전에 대한 속도 응답특성 ( $R_n = 3R_n$ )  
 Fig. 10. Speed response characteristic with quadrant drive ( $R_n = 3R_n$ )

다중 적응 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 고성능 제어

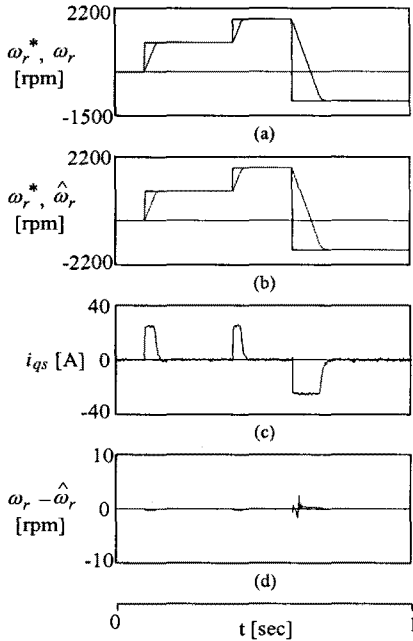


그림 11. 속도추정에 대한 응답특성  
Fig. 11. Speed response characteristic with speed estimation

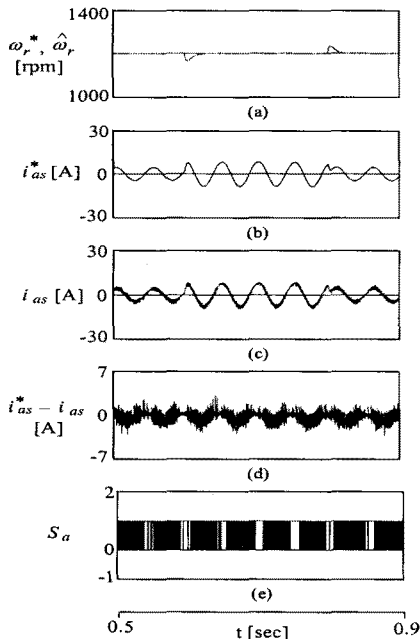


그림 12. 부하변화에 대한 전류 응답특성(PI)  
Fig. 12. Current response characteristic with load torque variation(PI)

라미터가 변동하였을 경우에도 본 논문에서 제시한 FAM-PI 제어기가 종래의 FAM 및 PI 제어기에 배하여 양호한 응답특성을 나타내고 있다.

그림 11은 ANN에 의한 속도추정에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 11 (a)는 지령속도와 실제속도, 11 (b)는 지령속도와 추정속도, 11 (c)는  $q$ 축 전류, 11 (d)는 실제속도와 추정속도의 오차를 나타낸다. 그림 11 (d)에서 추정오차는 1% 내로 추정성능이 매우 우수하다.

그림 12와 13은 부하변화에 대한 전류 응답특성을 나타낸다. 그림 12는 PI 제어기에 의한 전류제어 응답특성을 나타낸다. 그림 12 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 12 (b)는 지령 a상 전류, 그림 12 (c)는 실제 a상 전류, 그림 12 (d)는 전류오차, 그림 12 (e)는 스위칭 시간을 나타낸다.

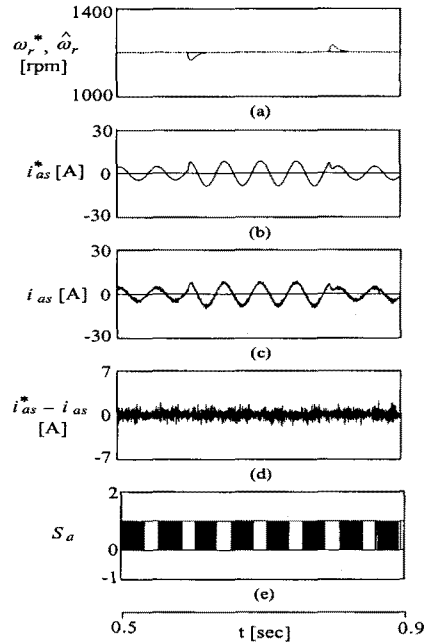


그림 13. 부하변화에 대한 전류 응답특성(MFC)  
Fig. 13. Current response characteristic with load torque variation(MFC)

그림 13은 본 논문에서 제시한 MFC 제어기에 의한 전류제어 응답특성을 나타낸다. 그림 13 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 13 (b)는 지령 a상 전류, 그림 13 (c)는 실제 a상 전류, 그림 13 (d)는 전류오차,



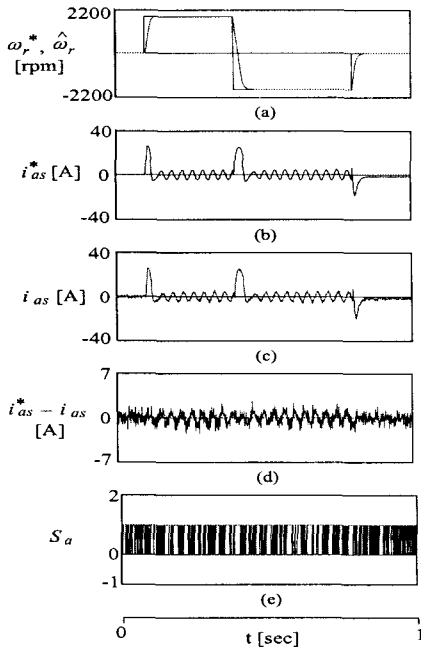


그림 14. 정·역운전에 대한 전류 응답특성(PI)  
Fig. 14. Current response characteristic with forward and reverse operation(PI)

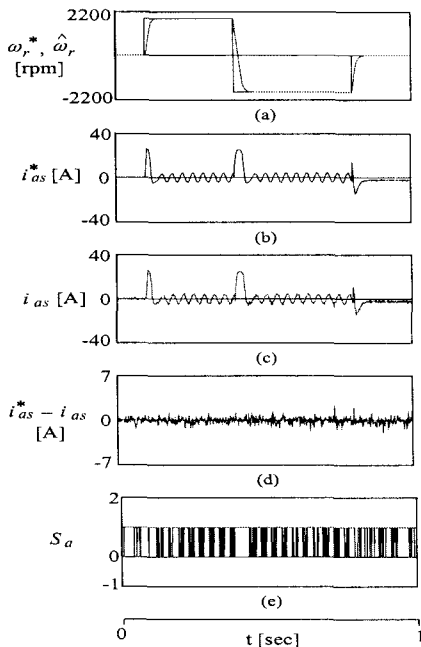


그림 15. 정·역운전에 대한 전류 응답특성(MFC)  
Fig. 15. Current response characteristic with forward and reverse operation(MFC)

그림 13 (e)는 스위칭 시간을 나타낸다. 그림 12 (d)와 그림 13 (d)의 전류 오차에서 본 논문에서 제시한 MFC 제어기에 의한 전류오차가 PI 제어기의 전류 오차보다 작게 나타난다.

그림 14와 15는 정·역 운전에 대한 전류 응답특성을 나타낸다. 그림 14는 PI 제어기에 의한 전류제어 응답특성을 나타내고, 그림 15는 본 논문에서 제시한 MFC 제어기에 의한 전류 응답특성을 나타낸다. 그림 14 (d)와 그림 15 (d)에서 본 논문에서 제시한 MFC 제어기에 의한 전류오차가 PI 제어기에 의한 전류 오차보다 작아 양호한 응답특성을 나타낸다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 FAM-PI에 의한 유도전동기의 속도제어, MFC에 의한 전류제어 및 ANN에 의한 속도 센서리스를 제시하여 고성능 속도제어 및 추정, 전류제어를 얻을 수 있었다. 제시한 FAM-PI 제어기는 퍼지제어와 적응제어를 혼합한 형태이며 FAM 제어기를 통해 PI 제어기의 이득값을 운전상태에 따라서 자동으로 갱신시키고, 갱신된 이득값으로 유도전동기의 속도를 제어하였다. MFC 제어기는 기준 모델을 고려한 AFC와 종래의 퍼지제어인 DFC를 혼합한 형태이며 MFC를 이용하여 유도전동기의 전류를 제어하였다. 제시한 FAM-PI 제어기 및 MFC 제어기는 종래의 FAM 및 PI 제어기 보다 속도제어 및 전류제어의 성능이 우수한 결과를 얻을 수 있었다. 특히, 속도, 부하토크, 관성 및 저항 등 파라미터 변동에도 양호한 제어 응답특성을 얻을 수 있었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용한 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

## References

- [1] B. K. Bose, "Modern power electronics and AC drives," Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 2002.
- [2] I. Boldea and S. A. Nasar, "Electric drives," New York: Taylor & Francis, 2006.
- [3] Gy. Juhasz, S. Halasz and K. Veszpremi, "New aspects of a direct torque controlled induction motor drive," IEEE

## 다중 적응 퍼지제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 고성능 제어

- International Conference on IT, vol. 1, pp. 43-48, 2000.
- [4] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, pp. 1054-1061, 1992.
- [5] F. Z. Feng, T. Fukao, "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, 1994.
- [6] 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.
- [7] Y. Zhang, Z. Zhao and G. Song, "A full sliding mode sensorless control of three-level inverter-fed induction motors," in Proc. IEEE PESC, pp. 2825-2831, 2008.
- [8] L. A. S. Ribeiro, C. R. Jacobina, A. M. N. Lima and A. C. Oliveira, "MRAC strategies for an IFO controlled AC motor drive with parameter estimation," 27th Annual IEEE PESC '96 Record, vol. 2, pp. 1222-1228, 1996.
- [9] S. Yaacob and F. A. Mohamed, "Real time self tuning controller for induction motor based on PI method," 38th Annual Conference Proceedings of the SICE, pp. 909-914, 1999.
- [10] C. Wang and Y. Li, "A novel speed sensorless field-oriented control scheme of IM Using Extended kalman filter with load torque observer," Twenty-Third Annual IEEE APEC 2008, pp. 1796-1802, 2008.
- [11] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," The Trans. of KJPE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.
- [12] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter change," The Trans. of KJEE, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.
- [13] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "New fuzzy controller for high performance of induction motor drive," The journal of KJIS, vol. 17, no. 4, pp. 87-93, 2002.
- [14] M. T. Wishart and R. G. Harley, "Identification and control of induction machines using neural networks," IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, 1995.
- [15] H. G. Lee, S. M. Nam, J. S. Ko, J. S. Choi, J. C. Lee and D. H. Chung, "MTPA control of induction motor drive using fuzzy-neural networks controller," ICCAS 2005, p. 134, 2005.

- [16] J. C. Lee, H. G. Lee and S. M. Nam, D. H. Chung, "Speed control of induction motor drive using adaptive FNN controller," International Conference ICEMS'04, Conference no. P1-5(430-M09-052), 2004. [CD no. 2]
- [17] J. C. Lee, H. G. Lee, Y. S. Lee and S. M. Nam, 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.

## ◇ 저자소개 ◇

### 고재섭 (高在涉)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.  
Tel : (061)750-3543  
Fax : (061)752-1103  
E-mail : kokos22@naver.com

### 최정식 (崔正植)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.  
Tel : (061)750-3543  
Fax : (061)752-1103  
E-mail : cjs1108@scnu.ac.kr

### 정동화 (鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.  
Tel : (061)750-3543  
Fax : (061)752-1103  
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr  
WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>