

# 퍼지 적응 메카니즘을 이용한 유도전동기의 HBPI 제어기

論 文

54B-8-7

## HBPI Controller of Induction Motor using Fuzzy Adaptive Mechanism

南 守 明\* · 李 洪 鈞\*\* · 鄭 東 和†

(Su-Myeong Nam · Hong-Gyun Lee · Dong-Hwa Chung)

**Abstract** - This paper presents Hybrid PI(HBPI) controller of induction motor drive using fuzzy control. In general, PI controllers used in computer numerically controlled machines process fixed gain. They may perform well under some operating conditions, but not all. To increase the robustness of fixed gain PI controller, HBPI controller proposes a new method based self tuning PI controller. HBPI controller is developed to minimize overshoot and settling time following sudden parameter changes such as speed, load torque, inertia, rotor resistance and self inductance. The results on a speed controller of induction motor are presented to show the effectiveness of the proposed gain tuner. And this controller is better than the fixed gains one in terms of robustness, even under great variations of operating conditions and load disturbance.

**Key Word** : Induction Motor Drive, Fuzzy Control, HBPI Controller, Fuzzy Self Tuning PI Controller

### 1. 서 론

산업계에서는 최근에도 유도전동기의 드라이브 시스템을 제어할 경우에 일반적으로 종래의 PI 제어기를 많이 사용하고 있다.[1]-[2] 이는 PI 제어기가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다.[2] 또한 PI 제어기는 다양한 최신 제어 알고리즘과 기법을 개발하는데 기초가 된다. PI 제어기의 고정된 이득은 어떤 동작조건 환경에서는 양호하게 수행된다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[3]-[5] PI 속도 제어기는 간접벡터에 의해 유도전동기를 제어할 경우에 부하 인가, 관성 증가 및 회전자 저항의 변화 등으로 인한 고성능 및 강인성에 주로 취약점으로 나타난다.[5]

산업 프로세서의 적용에는 부하 외란, 파라미터 변화 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 필요하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 적응 퍼지제어[6], 파라미터 변동을 고려한 퍼지 제어[7], 새로운 퍼지제어[8] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural Network)[9] 등의 연구가 되었다. 이러한 연구들은 간접벡터에 의한 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 그리고 이 연구들은 고속 및 저속의 속도변화, 부하 변동, 관성 변화 및 정·역회전 운전

등 다양한 동작에도 우수한 특성을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 기법들은 종래의 PI 제어기를 대체하여 사용하였으며 PI 제어기 이득을 조절하여 양호한 성능을 얻을 수 있는 기법은 제시하지 않았다. 유도전동기의 센서리스 제어를 위하여 다양한 적응제어 기법이 제시되었다.[10] 적응제어는 부하토크 및 부하관성과 같은 광범위한 동작변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있는 우수한 기법으로 평가를 받았다. 그러나 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 최근에 많이 연구가 되고 있는 ANN(Artificial Neural Network)을 적용하여 센서리스를 제어를 한다.

본 논문에서는 퍼지제어를 이용하여 유도전동기의 드라이브 시스템의 속도제어를 위하여 HBPI(Hybrid PI) 제어기를 제시한다. 본 논문에서 제시한 HBPI 제어기를 종래에 많이 사용되었던 PI 제어기와 성능을 비교한다. 속도, 부하토크, 관성, 회전자 저항 및 자기 인덕턴스 등 다양한 파라미터의 변동에도 강인성 및 고성능 제어가 가능한 HBPI 제어기의 양호한 성능을 확인한다. 다음은 ANN을 이용하여 유도전동기 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 유도전동기 드라이브의 속도를 추정한다. 추정속도의 타당성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 그리고 추정된 속도를 지령속도와 비교하여 전류제어와 공간벡터 PWM을 통하여 유도전동기의 속도를 제어한다. 본 연구에서 제시한 알고리즘의 성능과 추정특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

† 교신저자, 終身會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 教授 · 工博  
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

\* 正 會 員 : 順天大 工大 電氣工學科 碩士課程

\*\* 正 會 員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士課程

接受日字 : 2004年 10月 29日

最終完了 : 2005年 6月 22日

2. 유도전동기의 모델링

SV(Space Vector) PWM 인버터에 의해 구동되는 벡터 제어 유도전동기의 속도제어 방식은 그림 1과 같다.

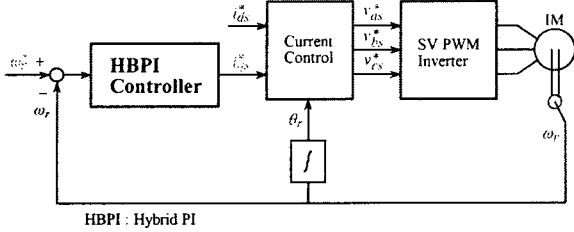


그림 1 속도제어를 위한 벡터제어 유도전동기의 블록도  
Fig. 1 Block diagram of vector controlled induction motor for speed control

유도전동기의 동특성은 동기축 (d, q)에서 비선형 미분 방정식으로 표현할 수 있다.[11]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s \quad (1)$$

$$= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv}_s$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{Cx} \quad (2)$$

여기서,  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  (3)

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T$$

$$\boldsymbol{\phi}_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

$$\mathbf{A}_{11} = -\left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{\tau_r} \right) \mathbf{I} = a_{r11} \mathbf{I} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left( \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} \right) = a_{r12} \mathbf{I} + a_{i12} \mathbf{J}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \frac{L_m}{\tau_r} \mathbf{I} = a_{r21} \mathbf{I}$$

$$\mathbf{A}_{22} = -\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} = a_{r22} \mathbf{I} + a_{i22} \mathbf{J} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I} = b_1 \mathbf{I}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  이다.

드라이브의 기계적인 모델링은 다음 식과 같다.

$$p\omega_r = \tau (-B\omega_r + T_e - T_L) \quad (8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (9)$$

3. HBPI 제어기

간접 벡터제어로 구동되는 유도전동기의 속도제어를 위한 HBPI 제어기의 설계는 그림 2와 같다.

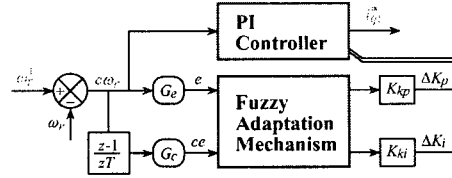


그림 2 HBPI 제어기의 구조  
Fig. 2 The structure of HBPI controller

PI 제어기의 두 개의 이득이 잘 알려진 종래의 방법을 이용하여 초기화된다. 그러나 이 이득은 정적 동작조건에서 유도전동기의 추정모델에 의존한다.[4]

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.

퍼지적용 메카니즘에서 입력은 속도 오차 e와 속도 오차의 변화 ce이고 출력은 두 개의 이득  $K_p$ 와  $K_i$ 이다.  $K_p$ 와  $K_i$ 를 경신하기 위한 퍼지 룰은 표 1과 표 2에 나타낸다. 퍼지집합은 같은 폭으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

표 1 이득  $K_i$ 를 경신하기 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 경신하기 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

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

$$K_p = K_p + K_{kp} f_1(e_n, \Delta e_n) \tag{9}$$

$$K_i = K_i + K_{ki} f_2(e_n, \Delta e_n) \tag{10}$$

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 방향일 경우에는 더욱 증가시키고 속도의 오차변화를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향일 경우에는 더욱 감소시킨다. 이는 속도의 상승시간이 개선되지만 오버슈트에 의한 속도응답이 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.

#### 4. ANN에 의한 속도추정

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 입력·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX(Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다.[12] 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \tag{11}$$

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 3은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(11)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터  $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간  $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력 벡터와 비교하여 식(11)에서 함수  $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전과 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

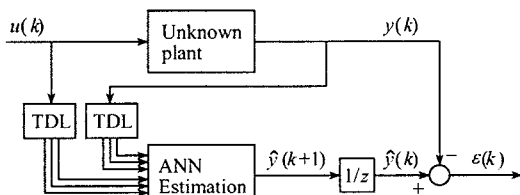


그림 3 ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 3 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\eta}{T} \{ \hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k-1) \} \hat{\phi}_{dr}(k-1) \\ &\quad - [ \hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k-1) ] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \} + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \tag{12}$$

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

추정속도를 이용한 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \tag{13}$$

그림 4는 HBPI 제어기에 의해 속도를 제어하고 ANN 제어를 이용하여 속도를 추정할 수 있는 블록도를 나타낸다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 HBPI 제어기에 입력된다. HBPI 제어기에서 지령  $q$ 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 유도전동기를 제어한다.

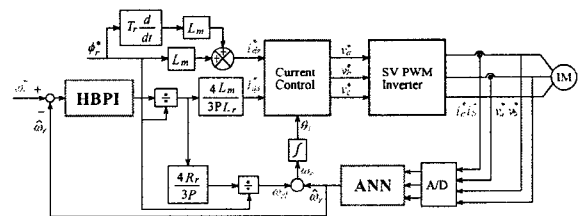


그림 4 HBPI와 ANN에 의한 유도전동기의 벡터제어 시스템  
Fig. 4 Vector control system of induction motor with HBPI and ANN

#### 5. 시스템의 성능결과

##### 5.1 시뮬레이션 결과

본 연구의 알고리즘을 확인하기 위한 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터는 표 3과 같다.

표 3 유도전동기의 파라미터

Table 3 Parameter of induction motor

극수	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]

그림 5는 지령속도를 1800[rpm]으로 스텝으로 인가할 경우 종래의 PI 제어기와 본 논문에서 제시한 HBPI 제어기의 응답특성을 나타낸다. 과도상태에서  $K_i$ 와  $K_p$ 값은 적응 동작하기 때문에 변화하고 있으며 HBPI 제어기는 종래의 PI 제어기보다 오버슈트, 안정화 시간, 정상 및 과도상태 오차 등 응답특성이 양호하게 나타난다.

그림 6은 정격속도 1800[rpm]으로 운전 중, -1800[rpm]으로 역회전 시켰을 경우에 나타나는 응답특성을 나타낸다. 속도의 변화에도 HBPI가 종래의 PI보다 응답특성이 양호하다.

그림 7은 정격속도 1800[rpm]으로 운전 중, 0.5-0.8[sec] 동안 부하토크 5[N·m]를 인가 할 경우 응답특성을 나타낸다. 동일한 조건에서 부하토크의 변동에도 HBPI가 PI보다 속도변화가 적게 나타나며 응답특성이 양호하다는 것을 알 수 있다.

그림 8은 파라미터 변동에 대한 응답 특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 관성을 정격의 2배, 그림 8(b)는 회전자 저항을 정격의 2배, 그림 8(c)는 회전자 저항을 정격의 0.5배 그리고 그림 8(d)는 회전자 인덕턴스를 정격의 1.5배로 하였을 경우의 응답특성이다. 전동기의 파라미터 변화에도 HBPI 제어기가 종래의 PI제어기보다 양호한 응답특성이 나타난다.

그림 9는 그림 7 같은 조건에서 운전하였을 경우의 응답 특성이다. 그림 9(a)는 실제속도와 추정속도, 그림 9(b)는 실제속도와 추정속도의 오차, 그림 9(c)는  $q$ 축 전류, 그림 9(d)는 발생토크를 나타낸다. 속도 오차가 1% 미만으로 ANN에 의한 추정성능도 양호하게 나타나므로 본 논문의 타당성을 입증 할 수 있다.

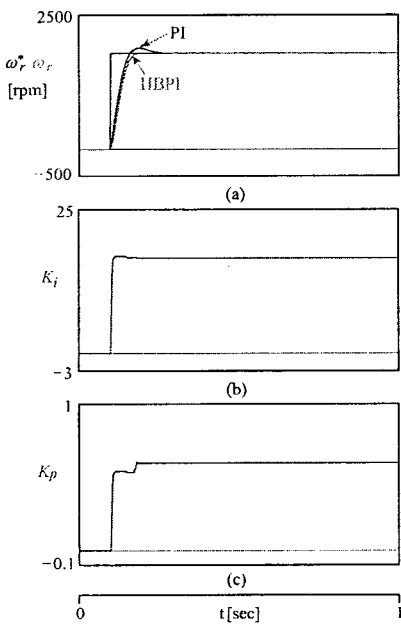


그림 5 Pi, HBPI 제어기의 응답특성의 비교  
Fig. 5 The comparison of response characteristics with PI, HBPI controller

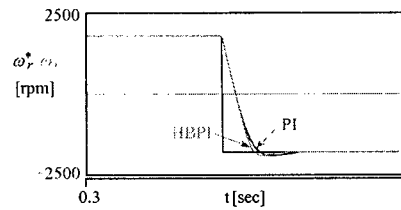


그림 6 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답비교  
Fig. 6 Response comparison with change of step command speed

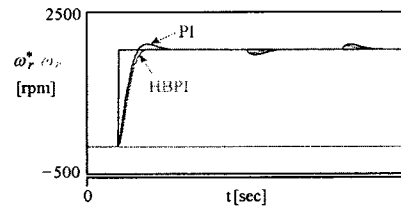


그림 7 부하토크의 변화에 대한 응답비교  
Fig. 7 Response comparison with change of load torque

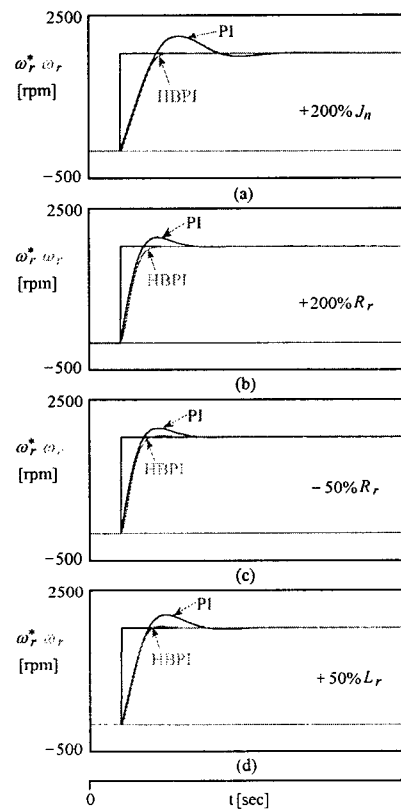


그림 8 파라미터 변동에 대한 응답비교  
Fig. 8 Response comparison with parameter changes

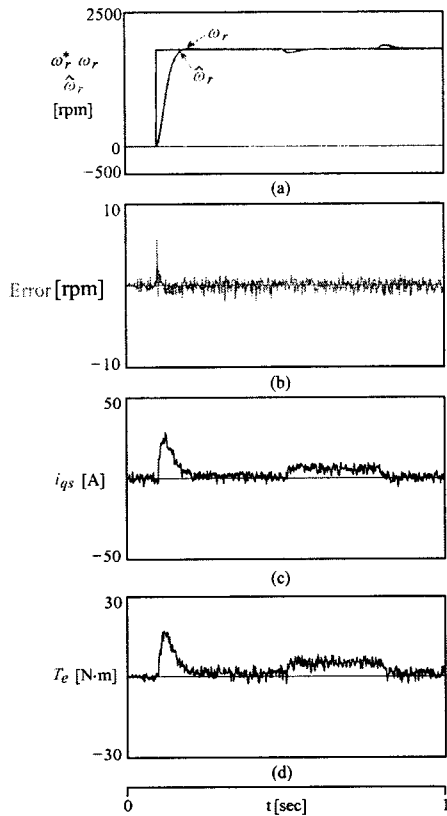


그림 9 스텝 지령속도에 따른 속도 추정  
Fig. 9 speed estimation with step command speed

5.2 실험 결과

본 연구에서 제안한 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 TMS32C31 DSP를 이용한 제어보드를 이용하여 실험하였다.

그림 10은 스텝지령 속도를 1800[rpm]으로 운전 중 부하토크를 4(N·m)인가했을 때 응답특성으로서 PI제어기의 실험결과이다. 그림 11은 그림 10과 같은 조건에서 운전하였을 경우 HBPI 제어기의 실험 결과이다. 스텝지령속도 변화와 부하인가에 대해 HBPI 제어기의 응답이 PI제어기에 비해 오버슈트가 감소하고 정상상태에 빠르게 도달하며 부하 변화에도 양호한 응답특성을 나타내고 있다.

그림 12는 스텝지령 속도를 1800[rpm]으로 운전 중 지령속도를 1500[rpm]으로 변화시켜 운전시켰을 경우의 PI제어기의 실험결과이며 그림 13은 그림12와 같은 조건에서 운전하였을 경우 HBPI 제어기의 실험결과이다. 지령속도를 변화시켰을 경우에도 HBPI 제어기의 성능이 PI 제어기보다 양호한 성능을 나타낸다.

그림 14는 지령속도를 1500[rpm]→1800[rpm]→1500[rpm]→500[rpm]으로 다양하게 변화시켰을 경우의 PI 제어기의 실험결과이며 그림 15는 그림 14와 같은 조건에서 운전하였을 경우 HBPI 제어기의 실험결과이다.

그림 15은 4상한 운전시 ANN에 의한 센서리스 제어의 응답특성을 나타내고 있다. 4상한 운전시 추정속도는 실제 속도에 양호하게 추정되고 있다.

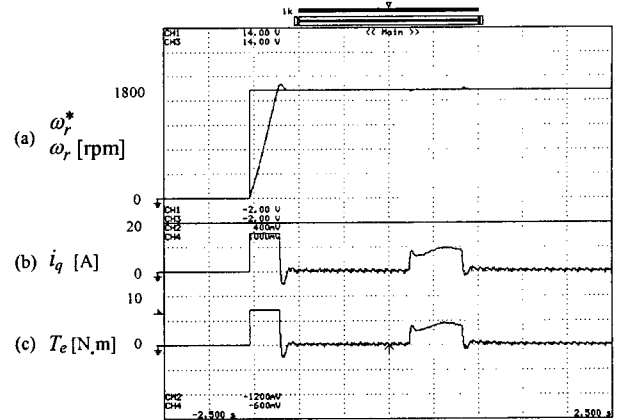


그림 10 스텝 지령속도 변화와 부하인가에 따른 PI 제어기의 응답특성  
Fig. 10 Response characteristic with step command speed and load of PI controller

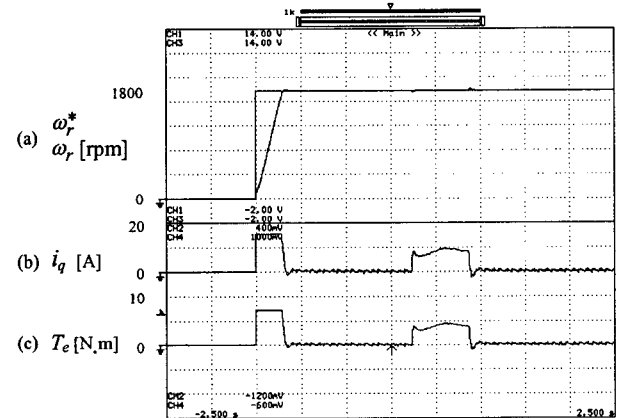


그림 11 스텝 지령속도와 부하인가에 따른 HBPI 제어기의 응답특성  
Fig. 11 Response characteristic with step command speed and load of HBPI controller

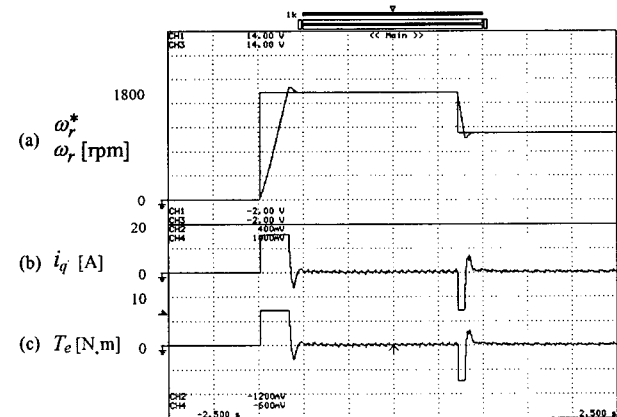


그림 12 스텝 지령속도 변화에 따른 PI제어기의 응답특성  
Fig. 12 Response characteristic with change of step command speed in PI controller

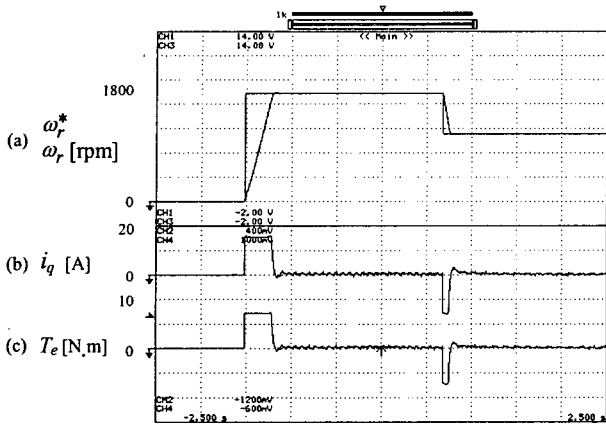


그림 13 스텝 지령속도 변화에 따른 HBPI 제어기의 응답 특성

Fig. 13 Response characteristic with change of step command speed in HBPI controller

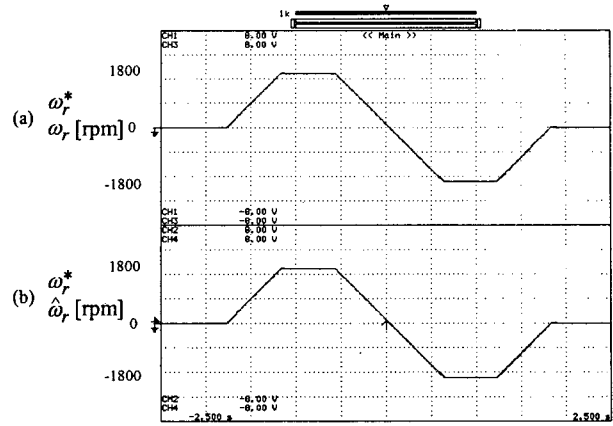


그림 16 4상한 운전에 대한 응답특성

Fig. 16 Response characteristic with quadrant drive

## 6. 결론

본 논문에서는 유도전동기 드라이브의 강인한 제어를 위하여 퍼지제어를 이용한 유도전동기 드라이브의 HBPI 제어기를 제시하였다. HBPI 제어기는 퍼지논리와 종래의 PI 제어기를 혼합한 형태이며 기준 모델을 사용하지 않고 간단한 퍼지논리 적응 메커니즘을 사용하였다. 종래의 PI제어기에서 고정된 이득을 HBPI 제어기에서는 퍼지 룰베이스를 이용하여 파라미터의 변동에 따라 자동 동조하게 하였다.

HBPI 제어기를 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터의 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하였다. 속도 및 부하토크 변화에서 HBPI 제어기는 종래의 PI제어기 보다 오버슈트 및 안정화 시간이 양호하게 나타났다. 그리고 관성, 회전자 저항 및 자기 인덕턴스와 같은 파라미터 변동에도 강인성 및 고성능이 나타났으며 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

속도와 부하토크의 변화에 대한 ANN에 의한 추종성능도 양호하게 나타났으며 속도 오차가 1[%] 이내로 매우 우수한 추종성능을 보여 주었다.

본 논문에서 제시한 HBPI 제어기는 강인성과 고성능의 응답특성을 얻을 수 있었고 ANN에 의한 추종성능도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었으므로 본 논문의 타당성을 입증할 수 있었다.

### 감사의 글

본 결과물은 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과입니다.

### 참고 문헌

- [1] G. J. Wang, C. T. Fong and K. J. Chang, "Neural network based self tuning PI controller for precise motion control of PMAC motors," IEEE Trans. on

그림 14 다양한 속도 변화에 의한 PI 제어기의 응답특성

Fig. 14 Response characteristic with variable speed change of PI controller

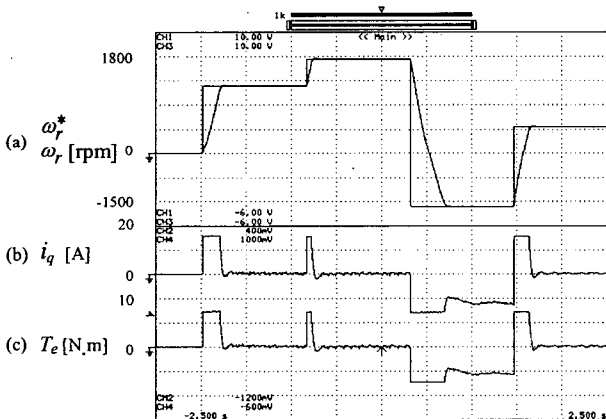


그림 15 다양한 속도 변화에 의한 HBPI 제어기의 응답특성

Fig. 15 Response characteristic with variable speed change of HBPI controller

IE, vol. 48, no. 2, pp. 408-416, 2001.

[2] M. Santos and J. M. de la Cruz, "Between fuzzy PID and PID conventional controllers," NAFIPS'96, Berkley, USA, June 1996.

[3] M. Ali Unar, D. J. Murray-Smith and S. F. Ali Shah, "Design and tuning of fixed structure PID controller - A survey," Technical Report CSC-96016, Faculty of Engineering, Glasgow University, Scotland, 1996.

[4] Z. Ibrahim and E. Levi, "Comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach," Proc. of IEEE IAS'2000, Rome, Italy, CD-ROM paper 46-3, 2000.

[5] M. N. Uddin, T. S. Radwan and M. A. Rahman, "Performance of fuzzy logic based indirect vector control for induction motor drive," IEEE Trans. on IA, vol. 38, no. 5, pp. 1219-1225, 2002.

[6] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," The Trans. of KIEE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.

[7] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter change," The Trans. of KIEE, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.

[8] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "New fuzzy controller for high performance of induction motor drive," The journal of KIIS, vol. 17, no. 4, pp. 87-93, 2002.

[9] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Adaptive FNN controller for speed control of IPMSM drive," The Trans. of KIEE, vol. 41-SC, no. 3, pp. 39-46, 2004.

[10] K.J. Astron and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.

[11] D. H. Chung, "Power electronics and motor control," Inter Vision Press, 2004.

[12] I. J. Leontaritis and S. A. Billings, "Input-output parametric models for nonlinear systems," Int. J. Contr., vol. 41, pp. 303-344, 1985.

저 자 소 개



**남수명 (南守明)**

1979년 2월 18일생. 2004년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2005년 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정  
 Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508  
 E-mail : susdol@naver.com



**이홍균 (李洪鈞)**

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 정보통신공학부 박사수료  
 Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508  
 E-mail : phoenixfive@paran.com



**정동화 (鄭東和)**

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수  
 Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508  
 E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr  
 WebPage :  
<http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>