

# HAI 제어기에 의한 IPMSM 드라이브의 속도 추정 및 제어

論 文

54D-4-2

## Speed Estimation and Control of IPMSM Drive with HAI Controller

李 洪 鈞\* · 李 廷 喆\*\* · 鄭 東 和\*\*

(Hong-Gyun Lee · Jung-Chul Lee · Dong-Hwa Chung)

**Abstract** - This paper presents hybrid artificial intelligent(HAI) controller based on the vector controlled IPMSM drive system. And it is based on artificial technologies that adaptive neural network fuzzy(A-NNF) is to speed control and artificial neural network(ANN) is to speed estimation. The salient feature of this technique is the HAI controller. The hybrid action tolerates any inaccuracies in the fuzzy logic assignment rules or in the neural network stationary weights. Speed estimators using feedforward multilayer and artificial neural network(ANN) are compared. The back-propagation algorithm is easy to derived the estimated speed tracks precisely the actual motor speed. This paper presents the theoretical analysis as well as the simulation results to verify the effectiveness of the new hybrid intelligent control

**Key Words** : IPMSM Drive, HAI, NNF, ANN, BPA, Speed Estimation, Speed Control

### 1. 서 론

최근 백터제어는 IPMSM(Interior Permanent magnet synchronous motor)의 고성능을 위한 드라이브 시스템에 광범위하게 적용되고 있다. 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다. 그러나 PI 제어기는 IPMSM의 비선형 때문에 고성능 제어에서 많은 문제점이 나타나고 있다. 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

IPMSM의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 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.[1]-[3]

STC(Self Tuning Control), MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Control) 및 EKF(Extended Kalman Filter) 등의 다양한 적응제어 기법이 제시되었다.[4] 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 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.[5]

최근, 인공 신경회로망의 진가가 인정되어 많은 관심을 가지게 되었으며 함수를 근사화하기 위하여 다양하게 연구되고 있다.[6]-[10] 이러한 방법들은 일반적인 백터제어 방법과 비교하여 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 그러나 자속을 제어할 수 없으므로 포화의 영향이 나타나고 속도센서를 사용하고 있다.

본 연구에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 HAI(Hybrid Artificial Intelligent) 제어를 이용한 IPMSM 드라이브의 속도 추정 및 제어를 제시한다. 먼저, PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 NNF(Neural Network Fuzzy)를 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 더욱 성능을 개선하기 위하여 퍼지제어는 적응 퍼지제어를 사용하여 신경회로망과 혼합제어를 구현하며 이를 A-NNF(Adaptive-NNF)라고 한다. 다음은 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 추정속도의 타당성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 그리고 추정된 속도를 지령속도와 비교하여 전류제어와 공간벡터 PWM을 통하여 IPMSM의 속도를 제어한다. 본 연구에서 제시한 NNF와 ANN 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

† 교신저자, 正會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士課程

E-mail : phoenix5@mail.sunchon.ac.kr

\* 正會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士

\*\* 終身會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2004年 10月 29日

最終完了 : 2005年 3月 3日

## 2. 시스템 및 하이브리드 지능제어

### 2.1 드라이브 시스템

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 IPMSM의 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 IPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

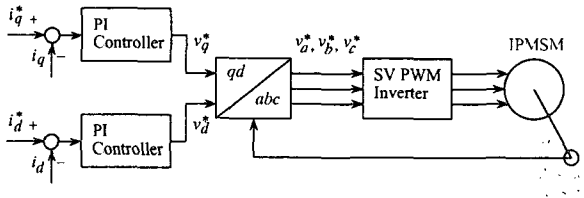


그림 1. IPMSM의 벡터제어 시스템  
Fig. 1. Vector control system of IPMSM

$\dot{i}_q$ 와  $\dot{i}_d$ 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제 전류  $i_q$ 와  $i_d$ 를 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제어한다. PI 제어기의 출력은  $v_q^*$ 와  $v_d^*$ 이며 이는 좌표변환에 의해  $v_a^*$ ,  $v_b^*$ ,  $v_c^*$ 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보  $\theta_r$ 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \quad (1)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \quad (2)$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \quad (3)$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

### 2.2 HAI 제어

IPMSM 드라이브의 속도를 추종 및 제어를 위하여 PI, PID 및 적응제어 기법이 많이 사용되었다. 그러나 이 기법들은  $d-q$ 축 리턴스 파라미터를 구하는데 복잡하고 파라미터의 변동 및 부하변화에 매우 민감하였다.

IPMSM의 속도를 제어하기 위하여 퍼지제어기가 개발되었으며 속도 추정을 위한 ANN이 연구되었다. ANN은 파라미터 변동, 부하변화 및 시스템 외란 등에 강인한 특성을 발휘하였다. 이러한 제어를 위한 설계연구는 더욱 더 새로운 방법을 모색하게 되었다. 적응, 퍼지제어, 신경회로망

및 유전자 알고리즘을 상호 혼합하여 각 제어기의 장점을 공유하는 혼합제어가 유력한 기법으로 평가받을 것으로 예측된다.

그림 2는 HAI 제어의 연구에 대하여 도식적으로 표현을 해 보았다. 각 제어기들은 화살표 방향으로 상호 공유하여 혼합제어를 형성할 수 있다.

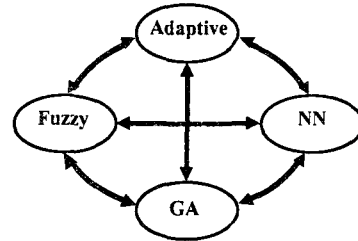


그림 2. HAI 제어의 연구  
Fig. 2. Research of HAI control

본 논문에서는 적응제어, 퍼지제어와 신경회로망(A-NNF)을 이용하여 IPMSM의 속도를 제어하는데 적용한다. 그리고 ANN을 이용하여 IPMSM의 속도를 추정하는 시스템을 구성한다.

## 3. NNF의 설계

NNF는 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. NNF는 퍼지룰의 조건부와 결론부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. NNF는 신경회로망과 같은 고도의 적응제어의 능력 및 퍼지제어와 같은 강인성 제어의 장점을 가지게 된다.

그림 3은 NNF의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력 변수는 오차  $e$ 와 오차의 변화분  $ce$ 이고 출력변수는 제어변수  $u^*$ 이다.

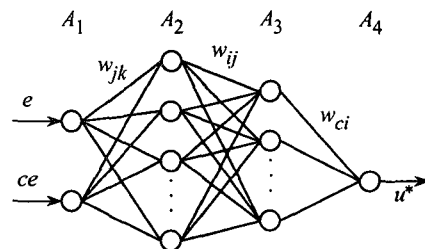


그림 3. NNF 제어기의 구성  
Fig. 3. The construction of NNF controller

### 3.1 제어기의 조건부의 구현

그림 3에서  $A_1$ 층에서  $A_3$ 층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의 조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버쉽 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1은 퍼지제어룰의 집합을 나타낸다.

표 1. 퍼지룰 표

Table 1. Fuzzy rule table

$e_{\omega_r}$								
$ce_{\omega_r}$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	
	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	
	NM	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	
	NS	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 룰베이스에서 입력공간은 49개의 부분 공간으로 나뉜다. 룰이 동일한 동작일 경우 같은 입력공간으로 클러스터링한다. 그런 다음 새로운 클러스터링과 일치하는 룰은 전문가에 의해 재 설계되고 신경회로망으로 구현한다. 퍼지 룰의 수는 클러스터링 방법에 의해 매우 감소시킬 수 있다. 또한 이러한 구현은 비선형 함수를 설계할 수 있으며 신경 세포의 시그모이드 특성에 의해 퍼지의 입력공간을 분할한다.  $A_3$ 층에서 각 신경세포의 출력은 각 부분 공간에서 퍼지 룰의 진리값이다. 퍼지 클러스터링과 학습을 실현하기 위하여 이전 49룰과 같은 효과를 얻는 NNF 제어기는 오차의 함수가 필요하다.

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전파 알고리즘에 의해  $A_1$ 층과  $A_3$ 층 사이에 가중치  $W_{jk}$ 와  $W_{ij}$ 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지 룰의 조건부를 완전하게 구현할 수 있다.

학습과정 동안 진동을 피하고 수렴속도를 개선하기 위하여 다음과 같은 모멘텀(momentum) 항으로 새로운 조절을 수행한다.

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (5)$$

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \Delta W_{ij} + \alpha[W_{ij}(t) - W_{ij}(t-1)] \quad (6)$$

### 3.2 제어기의 결론부의 구현

그림 3에서  $A_3$ 층과  $A_4$ 층 사이의 신경회로망은 퍼지 룰의 결론부의 구현을 나타낸다. 오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전파 알고리즘에 의해  $A_3$ 층과  $A_4$ 층 사이에 가중치  $W_{ci}$ 를 조절한다.

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (7)$$

### 4. 적응 NNF 제어기의 설계

IPMSM 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추징능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. 적응 NNF 제어기는 NNF 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다.

그림 4는 NNF 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)[6]를 병렬로 연결한다. NNF에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 메카니즘을 나타낸다.

NNF 알고리즘에 의한 출력은  $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령  $q$ 축 전류를 얻는다.

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 5에서 전동기의 출력  $\omega_r(k)$ 는 기준모델의 출력  $\omega_m(k)$ 와 비교하여 오차  $e_{\omega m}(k)$ 는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 그림 5는 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 NNF 루프와 병렬로 연결한다.

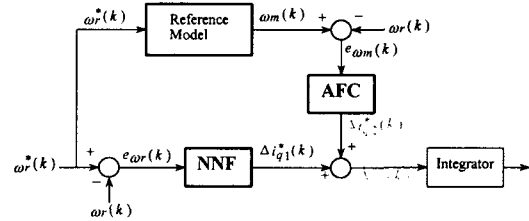


그림 4. 제시한 적응 NNF 제어기의 알고리즘

Fig. 4. Algorithm of proposed adaptive NNF controller

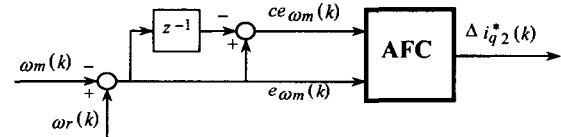


그림 5. 기준모델에 의한 AFC

Fig. 5. AFC with reference model

AFC에 의한 출력은  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 발생시킨다.  $\Delta i_{q1}^*(k)$ 과  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 합하여  $\Delta i_{q}^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해  $i_{q}^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제속도의 오차( $e_{\omega m}(k)$ )와 오차의 변화분( $ce_{\omega m}(k)$ )을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$e_{\omega m}(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \quad (8)$$

$$ce_{\omega m}(k) = e_{\omega m}(k) - e_{\omega m}(k-1) \quad (9)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령  $q$ 축 전류에 보상되는  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서  $\omega_m(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며  $\omega_r(k)$ 는 실제 회전자 속도이다.

NNF의 출력에서  $\Delta i_{q1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서  $\Delta i_{q2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령  $q$ 축 전류를 얻을 수 있다.

$$\dot{i}_q^*(k) = \dot{i}_q^*(k-1) + [\Delta i_{q1}^*(k) + \Delta i_{q2}^*(k)] \quad (10)$$

적용 NNF 제어기에 의해 제어되는 IPMSM의 드라이브 시스템은 그림 8과 같고 인버터는 공간벡터 PWM 방식을 사용한다.

### 5. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 이루어진 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용한다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연입·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX (Non-linear AutoRegressive Moving Avere with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다.[11] 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

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

여기서  $d_u$ 와  $d_y$ 는 입력과 출력 벡터  $u$ 와  $y$ 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 6은 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. 이산시간  $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식(11)에서 함수  $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

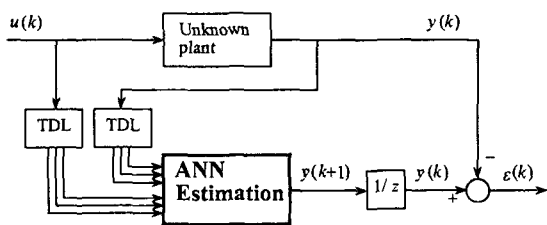


그림 6. ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 6. System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta \omega_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r - \frac{\gamma}{T} \{ [\phi_o(k) - \hat{\phi}_o(k)] [\hat{\phi}_d(k-1)] \\ &\quad - [\phi_d(k) - \hat{\phi}_d(k)] [\hat{\phi}_o(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \wedge \omega_2(k-1) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $T$ 는 샘플링 주기를 나타내며  $\gamma$ 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 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

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

그림 7은 적용 NNF와 ANN 제어기를 이용하여 속도를 추정하고 드라이브 시스템을 제어할 수 있는 블록도를 나타낸다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 NNF에 입력한다. NNF에서 지령  $q$ 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령 전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 IPMSM을 제어한다.

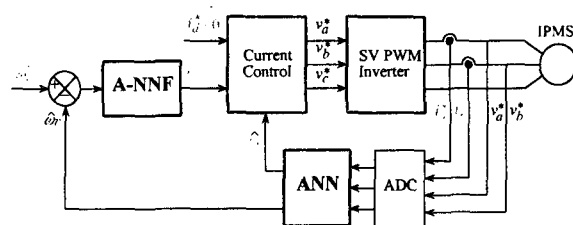


그림 7. HAI 제어에 의한 IPMSM의 드라이브 시스템  
Fig. 7. Drive system of IPMSM with HAI control

### 6. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2. IPMSM의 파라미터

Table 2. Parameters of IPMSM

극수	4
전기자 저항 $R_s$	0.98[Ω]
영구자석 쇄교자속 $\phi_o$	0.147[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
전기자 최대전류 $I_{am}$	15[A]
전기자 최대전압 $V_{am}$	200[V]
$d$ 축 인덕턴스 $L_d$	9.1[mH]
$q$ 축 인덕턴스 $L_q$	18.82[mH]
정격 속도	1800[rpm]

그림 8은 PI, NNF 및 적용 NNF(A-NNF) 제어기의 속도와  $q$ 축 전류를 비교한 결과이다. 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전하다가 0.6[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크를 3[N·m]인가하였을 경우의 응답특성이다. 그림 8(a)는 종래의 PI, NNF 제어기 및 적용 NNF 제어기의 속도를 나타내고, 그림 8(b)는  $q$ 축 전류를 나타낸다.

그림 9는 그림 8을 명확하게 분석하기 위하여 확대한 그림이다. 그림 9(a)는 스텝 지령속도를 상승시킬 때 적용

NNF 제어기에서 속도는 종래의 PI 및 NNF 제어기의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타난다. 그림 9(b)는 부하토크 변화에 대한 속도의 추종도 적용 NNF 제어기가 속도 변화도 작고 정상상태에 고속으로 추종하고 있다.

그림 10은 샘플링 주기를  $T_s=2[msec]$ 로 하고  $1500[rpm]$ 으로 운전 중  $0.6[sec]$ 에서 부하토크를  $3[N \cdot m]$  인가한 상태에서  $0.7[sec]$ 에서 스텝 지령속도를  $1000[rpm]$ 으로 변화하였을 때의 응답특성을 비교한다. 그림 10(a)는 실제속도, (b)는 추종속도 및 (c)는  $q$ 축 전류를 비교한 결과이다. 부하토크를 인가하였을 경우에도 적용 NNF 제어기의 출력이 속도 변화가 적고 정상상태에 빠르게 도달하며 부하를 인가한 상태에서 지령 속도를 변화시켰을 경우 응답특성이 매우 향상되고 있다.

그림 11은 그림 10과 같은 조건에서 샘플링 주기를  $T_s=0.5[msec]$ 로 변화시켰을 때 NNF 및 적용 NNF 제어기의 응답특성이다. 샘플링 주기를 길게 하였을 경우 속도변화가 크게 나타나고 정상상태에 늦게 도달한다. 샘플링 주기를 크게 할 경우 적용 NNF 제어기의 응답특성이 더욱 양호하게 나타나는 결과를 확인할 수 있다.

그림 12는 스텝 지령속도를  $500[rpm]$ 과  $-500[rpm]$ 으로 반복해서 변화시켰을 경우의 NNF 제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 12(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내고, 그림 12(b)는 지령속도와 추종속도를 나타낸다. 그림 12(c)는  $q$ 축 전류를 나타내고, 그림 12(d)는 실제 회전각과 추종 회전각을 나타낸다. 스텝 지령속도 변화에 실제 속도와 추종속도는 지령속도에 양호하게 추종하며 실제 회전각과 추종 회전각이 거의 유사하게 나타난다.

그림 13은 그림 12와 같은 조건에서 적용 NNF 제어기의 응답특성을 나타낸다. 적용 NNF 제어기는 NNF 제어기에 비해 지령속도에 변화에 빠르게 추종하므로 응답특성이 향상되었고 센서리스 벡터제어도 양호하게 수행되고 있다.

그림 14는 무부하 상태로 4상한 운전 중  $0.7[sec]$ 에서 부하토크를  $3[N \cdot m]$  인가한 상태에서 NNF 및 적용 NNF 제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 14(a)는 NNF 제어기의 지령속도, 실제속도 및 추종속도를 나타낸다. 그림 14(b)는 적용 NNF 제어기의 지령속도, 실제속도 및 추종속도를 나타내며 실제속도와 추종속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림(c)는 NNF 제어기의  $q$ 축 전류, (d)는 적용 NNF 제어기의  $q$ 축 전류이다. 그림(e)는 지령속도와 실제속도의 오차를 나타내며 적용 NNF 제어기의 속도오차가 NNF 제어기에 비해 매우 감소하고 있다.

그림 15는 관성을 3배 증가시키고 그림 14와 같은 조건에서 운전하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 관성의 증가에 따라 지령 속도변화에 대한 실제속도는 크게 변화한다. 그러나 적용 NNF 제어기는 NNF 제어기 보다 속도변화의 폭은 감소되고 실제속도가 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 적용 NNF 제어기가 속도의 변화, 부하변화 및 관성변화 등의 광범위한 운전조건에서 NNF 제어기보다 응답특성이 매우 향상된다.

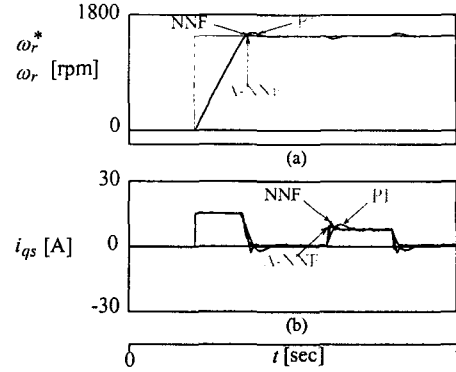


그림 8. PI, NNF 및 적용 NNF 제어기의 응답특성의 비교  
Fig. 8. The comparison of response characteristics with PI, NNF and Adaptive NNF controller

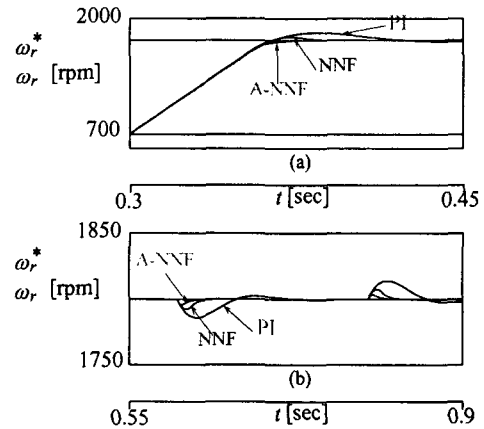


그림 9. PI, NNF 및 적용 NNF 제어기의 응답특성의 비교  
Fig. 9. The comparison of response characteristics with PI, NNF and Adaptive-NNF controller

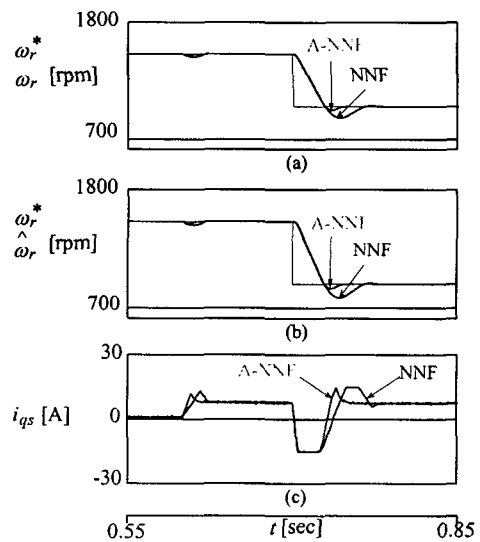


그림 10. 부하토크와 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답 비교 ( $T_s=2[msec]$ )  
Fig. 10. Response comparison with change of load torque and step command speed

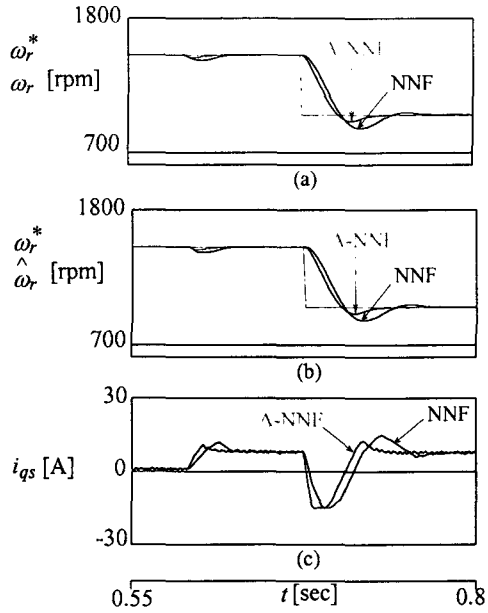


그림 11 부하토크와 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답 비교 ( $T_s = 5$ [msec])

Fig. 11 Response comparison with change of load torque and step command speed

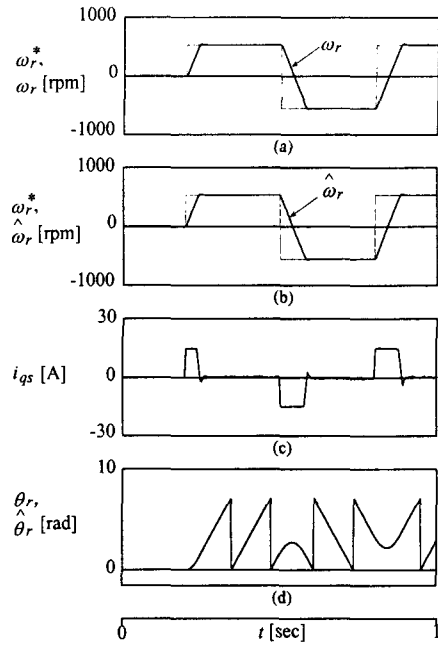


그림 13. 스텝 지령속도의 변화에 대한 적응 NNF 제어기의 응답특성 (500[rpm]→-500[rpm])

Fig. 13. Response characteristic of A-NNF controller with change of step command speed

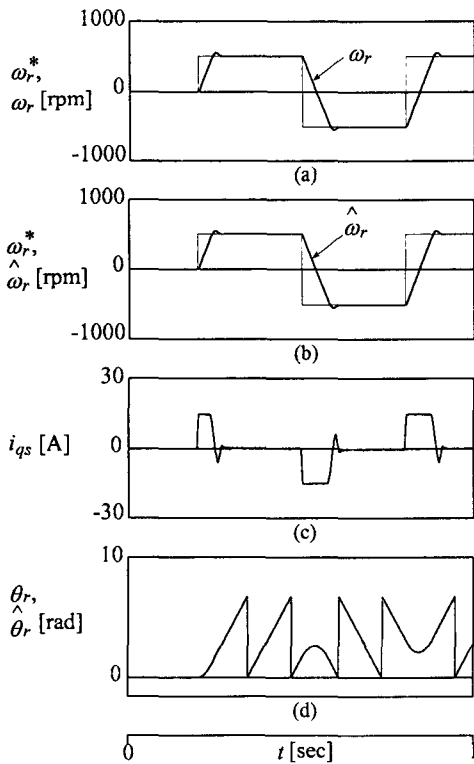


그림 12. 스텝 지령속도의 변화에 대한 NNF 제어기의 응답특성 (500[rpm]→-500[rpm])

Fig. 12. Response characteristic of NNF controller with change of step command speed

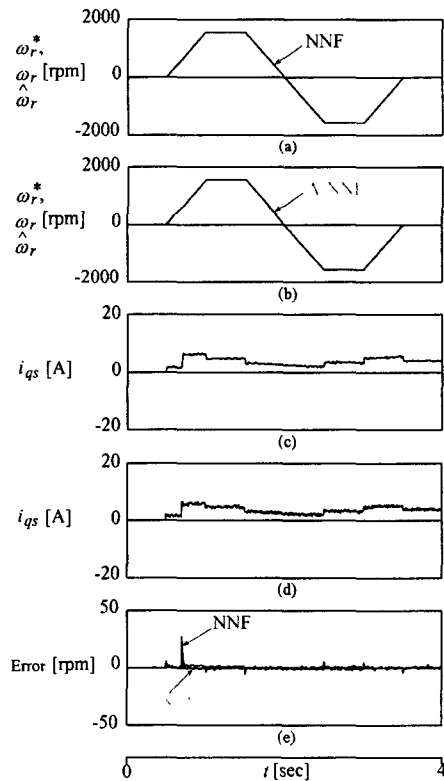


그림 14. 4상한 동작에서 NNF 제어기와 적응 NNF 제어기의 응답비교

Fig. 14. Response comparison with NNF controller and adaptive NNF controller in quadrant operation ( $J = J_n$ )

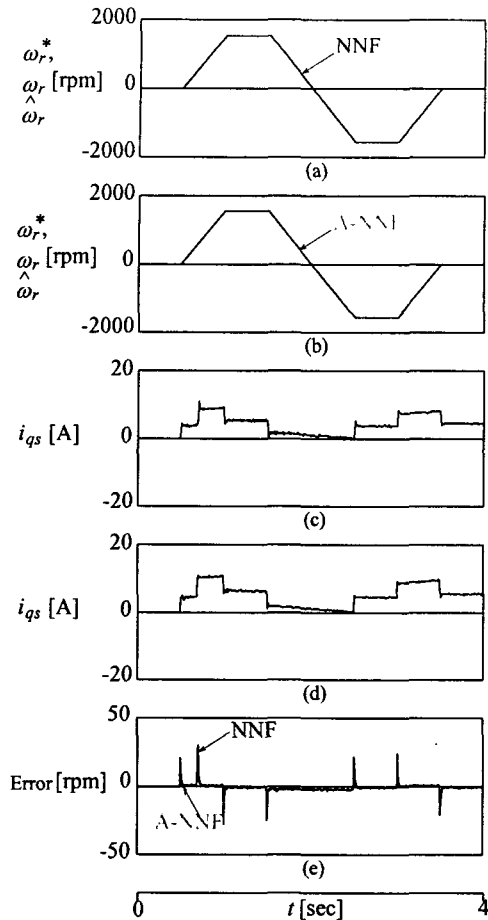


그림 15. 4상한 동작에서 NNF 및 적응 NNF 제어기의 응답비교

Fig. 15. Response comparison with NNF controller and adaptive NNF controller in quadrant operation ( $J = 3J_n$ )

### 5. 결 론

본 연구에서는 HAI 제어기를 이용한 IPMSM의 속도 추정과 제어를 제시하였다. 적응 NNF를 이용하여 IPMSM의 속도를 제어하였으며 ANN은 IPMSM의 속도를 추정하였다.

적응 NNF와 ANN 제어기는 종래의 PI 및 NFC 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 지령속도를 정·역회전 운전 및 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 그리고 부하토크를 인가할 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호한 추정 성능을 확인할 수 있었다.

본 연구에서는 제시한 적응 NNF와 ANN 제어기는 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 속도의 추정 및 제어도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 HAI 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

### 감사의 글

본 과제(결과물)는 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력대학 육성사업의 연구결과입니다.

### 참 고 문 헌

- [1] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, pp. 1054-1061, 1992.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] K.J. Astron and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.
- [5] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [6] K. S. Narendra and K. Parthasarthy, "Identification and control of dynamical system using neural network," IEEE Trans. Neural Networks, vol. 1, no. 1, pp. 4-27, 1990.
- [7] Cybenko, "Approximations by superposition of a sigmoidal function," Mathematics of Contr., Signals and Syst., vol. 2, pp. 303-314, 1989.
- [8] A. K. Toh, E. P. Nowicki and F. Ashrafzadeh, "A flux estimator for field oriented control of an induction motor using an artificial neural network," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., vol. 1, pp. 585-592, 1994.
- [9] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, 1995.
- [10] 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.
- [11] 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



**이 흥 균 (李 洪 鈞)**

1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2004년 동 대학원 정보통신공학부 박사과정수료

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508

E-mail : phoenix5@mail.sunchon.ac.kr



**이 정 철 (李 廷 喆)**

1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 2005년 동 대학원 정보통신공학부 박사.

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508

E-mail : jcleee0123@hanmail.net



**정 동 화 (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>