

ALM-FNN을 이용한 IPMSM 드라이브의 HIPI 제어기

(HIPI Controller of IPMSM Drive using ALM-FNN)

고재섭* · 최정식 · 정동화

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

요 약

종래의 고정된 이득을 가진 PI 제어기는 지령속도, 부하변화 등과 같은 파라미터 변동에 대해서 매우 민감하다. IPMSM 드라이브의 정확한 속도제어는 비선형적인 전자기적 발생저항뿐만 아니라 회전자 속도와 권선저항사이의 비선형적 관계 때문에 복잡한 문제점이 있다. 따라서 광범위한 동작상태에서 최적 제어를 위해 PI 제어기의 이득값을 실시간으로 조절해야한다.

본 논문은 FNN과 ALM을 이용하여 IPMSM 드라이브의 HIPI 제어기를 제시한다. 제시된 제어기는 ANN을 이용하여 속도를 추정하고, 시스템 외란에 대해서 IPMSM 드라이브의 고성능 속도제어를 제시한다. PI 제어기의 이득값은 모든 동작상태에서 ALM-FNN에 의해 최적화 되어진다. 제시된 제어기는 다양한 동작상태에 대한 분석을 통해 타당성을 입증한다.

Abstract

The conventional fixed gain PI controller is very sensitive to step change of command speed, parameter variation and load disturbances. The precise speed control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive becomes a complex issue due to nonlinear coupling among its winding currents and the rotor speed as well as the nonlinear electromagnetic developed torque. Therefore, there exists a need to tune the PI controller parameters on-line to ensure optimum drive performance over a wide range of operating conditions.

This paper proposes hybrid intelligent-PI(HIPI) controller of IPMSM drive using adaptive learning mechanism(ALM) and fuzzy neural network(FNN). The proposed controller is developed to ensure accurate speed control of IPMSM drive under system disturbances and estimation of speed using artificial neural network(ANN) controller. The PI controller parameters are optimized by ALM-FNN at all possible operating condition in a closed loop vector control scheme. The validity of the proposed controller is verified by results at different dynamic operating conditions.

Key Words : IPMSM Drive, ALM-FNN, ANN, HIPI Controller, Fuzzy Control

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과 박사과정

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

접수일자 : 2009년 4월 1일, 1차심사 : 2009년 4월 6일, 2차심사 : 2009년 5월 20일, 심사완료 : 2009년 6월 15일

1. 서 론

최근, 가변속 드라이브에 관한 연구개발은 전력용 반도체 기술, 디지털 전자, DSP 및 제어 알고리즘의 진보로 인해 산업분야에서 고효율 및 고성능 조건을 만족하는 방향으로 진행되고 있다. IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고토크, 대전력, 고효율 및 고역률 때문에 각광을 받고 있다. 특히, IPMSM은 자석을 회전자 철심에 부착하여 강인한 회전자 구조, 비돌극 회전자, 작고 효율적인 공극과 같은 우수한 특성을 가지고 있다[1]. IPMSM은 냉장고, 에어컨 등의 가전용에서 공작기계, 펌프, 전기 자동차 등 산업용에 이르기까지 핵심 전력전자 기기로 적용되고 있다.

로보틱스, 압연 및 공작기계 등에 사용되는 고성능 드라이브는 빠르고 정확한 속도응답, 어떤 외란으로부터 속도의 빠른 회복능력, 파라미터의 변동에 양호하게 적응하여 정확한 응답특성을 얻을 수 있어야 한다. IPMSM 드라이브의 고성능을 얻기 위하여 벡터제어를 이용하였다[2]. 그러나 이러한 시스템의 제어설계는 시스템의 성능을 양호하게 향상시킬 수 없었다. 벡터제어 IPMSM의 비간섭 특성은 파라미터의 변동에 많은 영향을 받는다. 이러한 제어 문제를 해결하기 위하여 제어 파라미터를 연속적으로 시스템에 적응시켜 제어해야 한다. 이를 위하여 종래의 PI 제어기, MRAC(Model Reference Adaptive Control)[3], SMC(Sliding Mode Control)[4] 및 STC(Self Tuning Control)[5] 등을 이용하였다. 그러나 IPMSM의 정확한 d-q축 리플턴스 파라미터를 얻기가 어렵기 때문에 제어기의 설계방법이 매우 복잡하다. 특히, 종래의 고정 이득 PI 제어기는 지령속도, 파라미터 변동 및 부하외란에 매우 민감하다[6]. IPMSM 드라이브의 정밀한 속도제어는 발생 토크의 비선형성, 권선전류와 회전자 속도 사이에 나타나는 비선형 결합 때문에 매우 복잡하다[7].

이러한 문제점을 해결하기 위하여 FNN(Fuzzy-Neural Network)[8], 하이브리드 인공지능제어[9], ALM(Adaptive Learning Control)-FNN[10], LM(Learning Mechanism)-FNN[11] 등의 연구가 활발하게 진행되었다. 이러한 연구들은 IPMSM 드라이브

에 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 기법을 제시하지 않았다.

본 논문에서는 ALM(Adaptive Learning Mechanism)과 FNN(Fuzzy Neural Network)를 이용하여 IPMSM의 드라이브의 속도제어를 위하여 HIPI(Hybrid Intelligent PI) 제어기를 제시한다. HIPI 제어기는 종래에 많이 사용되었던 PI 제어기와 성능을 비교한다. 그리고 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한 HIPI 및 ANN 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다. 속도, 부하토크, 관성, 회전자 저항 및 자기 인덕턴스 등 다양한 파라미터의 변동에도 강인성 및 고성능 제어가 가능한 HIPI 제어기의 양호한 성능을 확인하고 본 제어기의 타당성을 입증한다.

2. IPMSM의 모델링

SV(Space Vector) PWM 인버터에 의해 구동되는 벡터제어 IPMSM의 속도제어 방식은 그림 1과 같다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

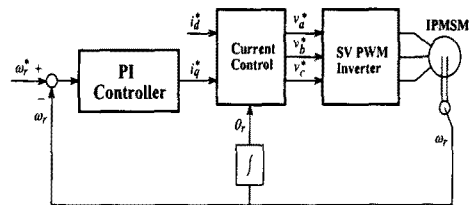


그림 1. 속도제어를 위한 벡터제어 IPMSM의 블록도
Fig. 1. Block diagram of vector controlled IPMSM for speed control

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 전류제어에 의해 v_a^*, v_b^*, v_c^* 를 얻는다. 이를 SV PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자 위치정보 θ_r 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

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

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

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

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

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

3. HIPI 제어기

그림 2는 FNN의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 $\Delta k_p, \Delta k_i$ 이다.

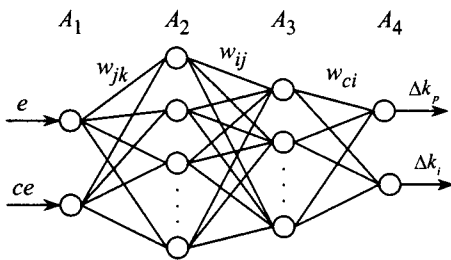


그림 2. FNN의 구성
Fig. 2. The construction of FNN

그림 2에서 신경회로망은 구조는 2개의 입력층, 12, 10개의 은닉층, 2개의 출력층으로 구성되며 A1층에서 A3층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의 조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버십 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1과 2는 퍼지제어 룰베이스를 나타낸다.

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

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전파 알고리즘에 의해 A1층과 A3층 사이에 가중치 w_{jk} 와 w_{ij} 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지룰의 조건부를 완전하게 구현할 수 있다.

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

$$E_e^* = \frac{1}{2} \sum (\omega_i^* - \omega_i)^2 \quad (5)$$

ALM-FNN을 이용한 IPMSM 드라이브의 HIPI 제어기

$$E_{\alpha}^* = \frac{1}{2} \sum \{e(k) - e(k-1)\}^2 \quad (6)$$

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

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (8)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (9)$$

그림 2에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰의 후반부의 구현을 나타낸다. 학습 동안 가중치 W_{ci} 는 오차 함수를 최소화하기 위하여 조절한다.

일반적인 델타룰을 사용하여 가중치 W_{ci} 의 변화 ΔW_{ci} 는 오차함수를 최소화할 수 있고 퍼지룰의 후반부를 재 정의하여 다음 식을 결정한다.

$$\Delta W_{ci} = -\eta \frac{\partial E^*}{\partial W_{ci}} = -\eta \delta_c O_i \quad (10)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (11)$$

여기서 δ_c 는 퍼지와 신경회로망의 출력에서 오차 신호이며, $\eta = 0.37$, $\alpha = 0.35$ 이다.

그림 3은 ALM과 FNN을 혼합 적용한 HIPI 제어기의 블록도를 나타낸다.

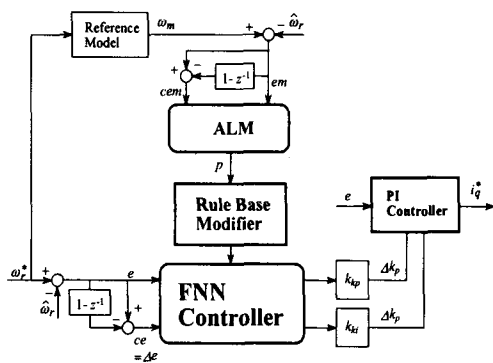


그림 3. ALM에 의한 FNN 제어기
Fig. 3. FNN controller with ALM

학습 메카니즘의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실

에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 룰에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상 상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FNN 제어기에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (12)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (13)$$

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

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식 (12)와 식 (13)과 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FNN 제어기에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FNN 제어기의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FNN 제어기에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현하며 수정하는 식은 다음과 같다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (14)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버십 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FNN 제어기는 요구되는 Δk_p , Δk_i 를 발생하기 위하여 강제화 시킨다. 이는 기준모델을 추종하도록 전동기를 제어한다.

4. 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 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.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (15)$$

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 (15)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (15)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

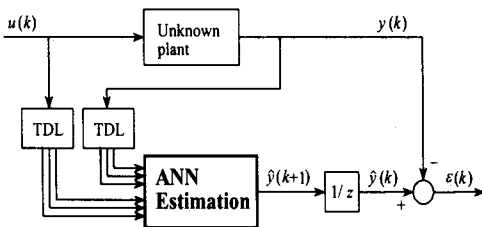


그림 4. ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 4. System estimation using ANN

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \left\{ \phi_r(k) - \hat{\phi}_r(k) \right\} \left[\hat{\phi}_r(k-1) \right] \\ &\quad - \left[\phi_r(k) - \hat{\phi}_r(k) \right] \left[\hat{\phi}_r(k-1) \right] - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (16)$$

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.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (17)$$

그림 5는 본 연구에서 제시한 방식으로 ANN를 이용하여 속도를 추정하고 신경회로망에 의한 HIPI 제어기를 이용하여 속도를 제어한다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 HIPI 제어기에 입력한다. HIPI 제어기에서 지령 q 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 IPMSM을 제어한다.

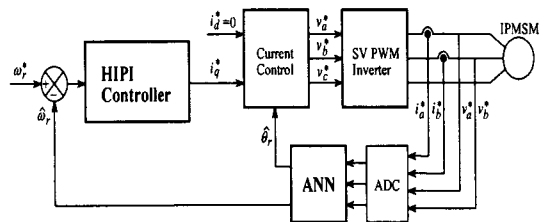


그림 5. 제시한 IPMSM의 드라이브 시스템
Fig. 5. Proposed Drive system of IPMSM

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 3과 같다.

표 3. IPMSM의 파라미터
Table 3. Parameter of IPMSM

극 수	4
전기자 저항 R_a	1.96 [Ω]
영구자석 쇠교자속 ϕ_a	0.147 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
d전기자 인덕턴스 L_d	9.1 [mH]
q전기자 인덕턴스 L_q	18.8 [mH]
정격 토크	3.5 [$N \cdot m$]
정격 속도	1800 [rpm]

그림 6은 0.1[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.4[sec]에서 0.6[sec]까지 부하토크를 3[N·m]인가하고, 지령속도를 0.8[sec] 1000[rpm]으로 변화하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 6 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 6 (b)와 그림 6 (c)는 HIPI 제어기에서 구한 이득 k_p , k_i 를 나타내고, 그림 6 (d)는 q축 전류를 나타낸다.

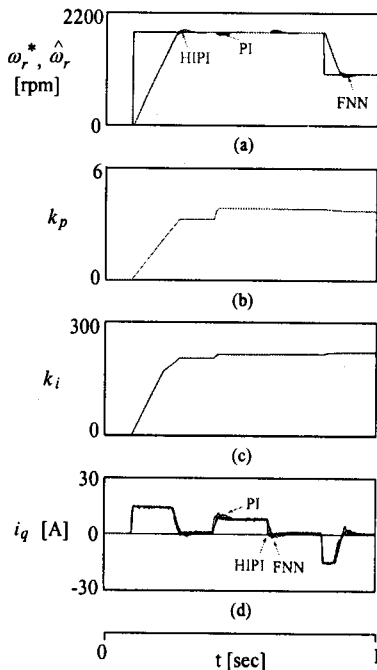


그림 6. 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
Fig. 6. Response characteristics with command speed and load torque variation

그림 7은 명확하게 검토하기 위하여 그림 6의 과도상태 및 부하인가에 따른 응답특성을 확대하여 해석한 결과를 나타낸다. 그림 7 (a)는 속도상승에 따른 응답특성, 그림 7 (b)는 부하인가에 따른 응답특성, 그림 7 (c)는 속도하강에 따른 응답특성을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 HIPI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트도 작고 안정화 시간도 짧은 양호한 성능이 나타난다.

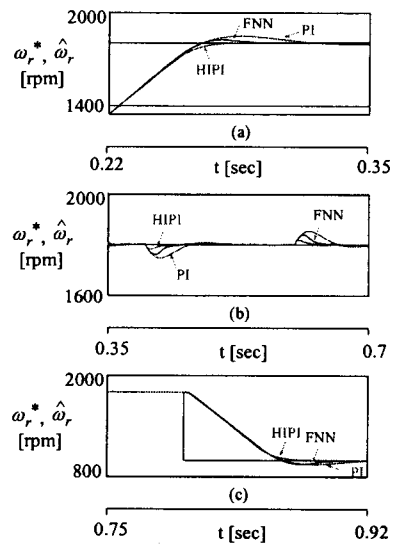


그림 7. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성(확대)
Fig. 7. Response characteristic with command speed and load torque variation(extended)

그림 8은 0.1[sec]에 1,800[rpm]으로 운전 중, 0.4[sec]에 -1,800[rpm]으로 정·역 운전하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 8 (a)는 PI 제어기, 그림 8 (b)는 FNN 제어기 및 그림 8 (c)는 본 논문에서 제시한 HIPI 제어기의 응답특성을 나타내고 그림 8 (d)는 축 q축 전류를 나타낸다. 정·역 운전을 하였을 경우에도 제시한 HIPI 제어기의 성능이 PI와 FNN 제어기 보다 양호하게 나타난다.

그림 9-12는 0.1[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 0.8[sec] 사이에 부하토크를 3[N·m] 인가하고 파라미터가 변동하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 9는 관성 J_n 이 정격의 0.5배, 그림 10은 2배가되었을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림

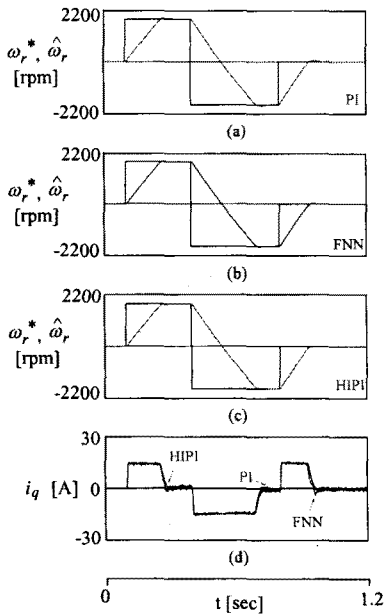


그림 8. 정·역 운전에 대한 응답특성
 Fig. 8. Response characteristic with forward and reverse operation

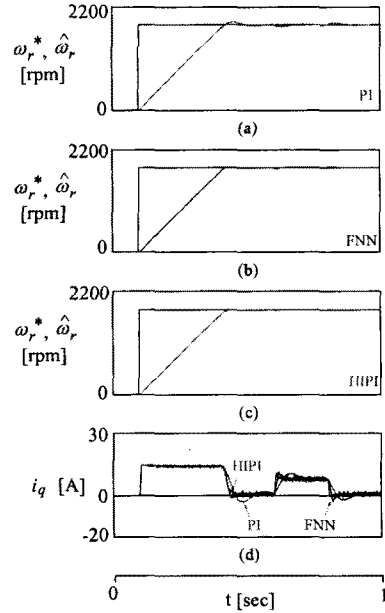


그림 10. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성($J_n = 2J_n$)
 Fig. 10. Response characteristic with command speed and load torque variation($J_n = 2J_n$)

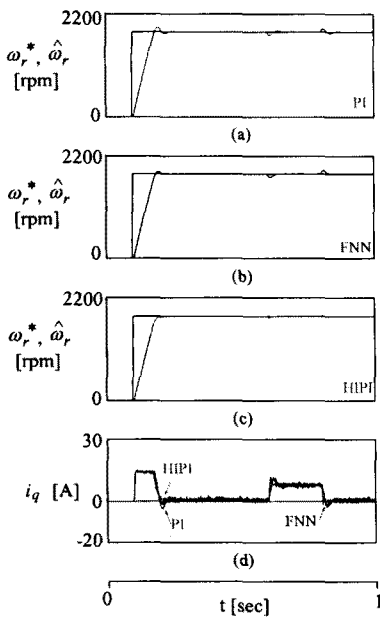


그림 9. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 ($J_n = 0.5J_n$)
 Fig. 9. Response characteristic with command speed and load torque variation($J_n = 0.5J_n$)

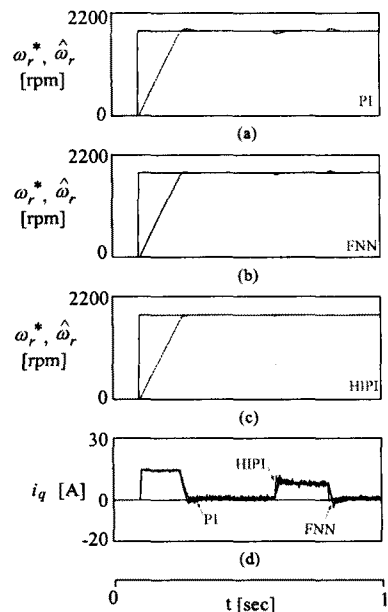


그림 11. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 ($R_o = 0.5R_o$)
 Fig. 11. Response characteristic with command speed and load torque variation ($R_o = 0.5R_o$)

ALM-FNN을 이용한 IPMSM 드라이브의 HIPI 제어기

11은 전기자저항 R_a 가 정격의 0.5배, 그림 12은 2배 가되었을 경우 응답특성을 나타낸다. 부하토크, 관성 및 전기자저항 등 파라미터가 변동하였을 경우에는 HIPI 제어기의 성능이 매우 우수하게 나타난다. 특히, HIPI 제어기는 외부 외란 및 다양한 파라미터가 변동할 경우에도 우수한 성능이 발휘되는 고성능 및 강인성 제어가 가능하다.

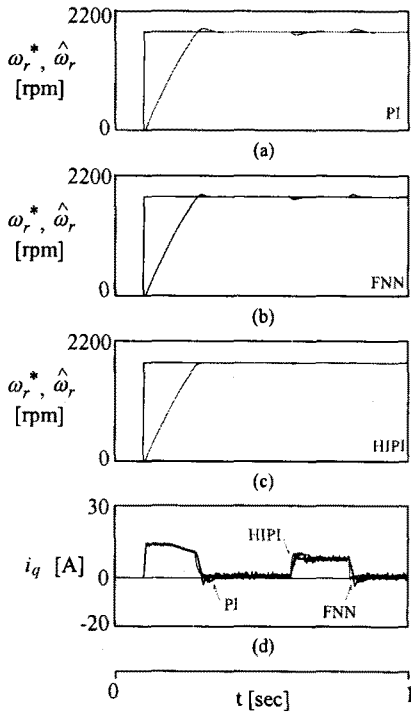


그림 12. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 ($R_a = 2R_{a0}$)
 Fig. 12. Response characteristic with command speed and load torque variation ($R_a = 2R_{a0}$)

그림 13은 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 13 (a)는 PI 제어기, 그림 13 (b)는 FNN 제어기, 그림 13 (c)는 본 논문에서 제시한 HIPI 제어기, 그림 13 (d)는 속도오차를 나타낸다. 그림 13 (d)의 속도오차에서 본 논문에서 제시한 HIPI 제어기는 종래의 PI 제어기 및 FNN 제어기에 비하여 속도오차가 매우 작게 나타난다.

그림 14는 관성 J_n 이 3배로 증가하였을 경우 4상

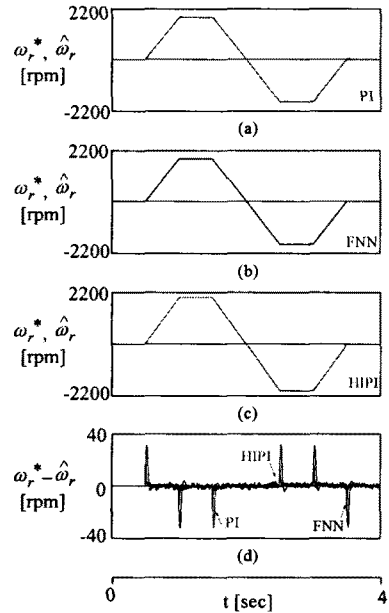


그림 13. 4상한 운전에 대한 응답특성
 Fig. 13. Response characteristic with quadrant drive

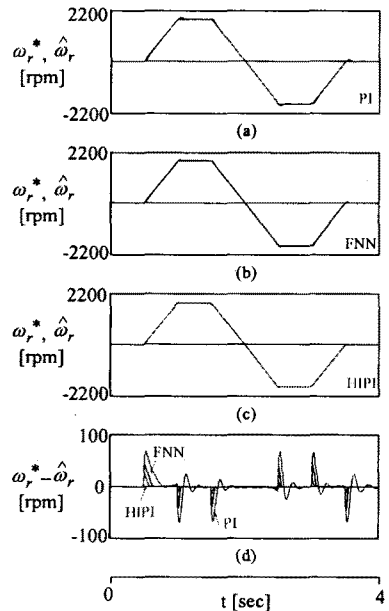


그림 14. 4상한 운전에 대한 응답특성 ($J_n = 3J_{n0}$)
 Fig. 14. Response characteristic with quadrant drive ($J_n = 3J_{n0}$)

한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 14(d)의 속도오차에서 HIPI 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기에 비하여 속도오차가 현저하게 작게 나타나고 있다.

그림 15는 ANN에 의한 속도추정에 대한 응답특성을 나타낸다. 지령속도를 1,500[rpm]→1,800[rpm]→500[rpm]으로 다양하게 변화시켰을 경우 응답특성이며, 그림 15 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 15 (b)는 지령속도와 추정속도, 그림 15 (c)는 q 축 전류, 그림 15 (d)는 실제속도와 추정속도 오차를 나타낸다. 그림 15 (d)에서 속도오차가 1% 내로 추정성능이 매우 우수하다.

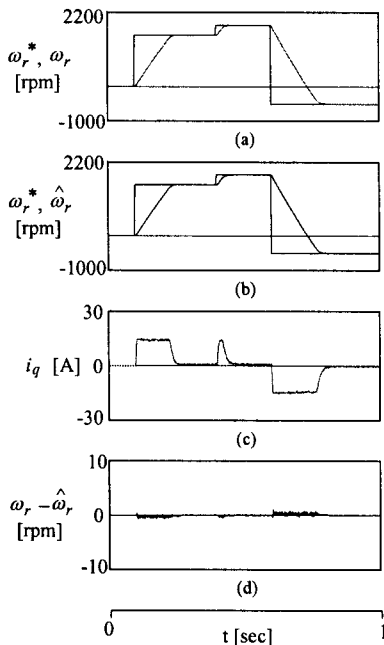


그림 15. 속도추정에 대한 응답특성
Fig. 15. Response characteristic with speed estimation

6. 결 론

본 논문에서는 IPMSM 드라이브의 고성능 속도 제어를 위하여 적응제어, 신경회로망, 퍼지제어를 이용한 ALM-FNN 제어기에 의한 HIPI 제어기를 제시하였다. HIPI 제어기는 학습메카니즘을 이용한

ALM과 퍼지제어와 신경회로망을 혼합한 FNN 제어기를 PI 제어기와 혼합한 형태이다. 종래의 PI 제어기에서 고정된 이득을 HIPI 제어기에서는 운전상태에 따라서 이득값을 자동 조절하게 하였다.

HIPI 제어기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 파라미터 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하였다. 속도 및 부하토크 변화에서 HIPI 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기보다 오버슈트가, 상승시간 및 안정화 시간이 양호하게 나타났다. 그리고 회전자 저항, 관성 등과 같은 파라미터 변동에도 강인성 및 고성능이 나타났으며 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 또한 ANN을 이용한 속도추종에 있어서도 추종성능이 양호하게 나타났으며 속도오차가 1[%] 이내로 매우 우수한 추정성능을 보여 주었다.

본 논문에서 제시한 HIPI 제어기는 강인성 및 고성능의 응답특성을 얻을 수 있었고 ANN에 의한 추정성능도 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었으므로 본 논문의 타당성을 입증 할 수 있었다.

References

- [1] G. R. Slemon, "Electric machines and drives," Addison-Wesley Publication Company, pp. 503-511, 1992.
- [2] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," Siemens Review, vol. 34, pp. 217-220, 1972.
- [3] N. Golea, A. Golea and M. Kadjoudj, "Robust MRAC adaptive control of PMSM drive under general parameters uncertainties," IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1533-1537, 2006.
- [4] B. Singh, B. P. Singh and S. Dwivedi, "DSP based implementation of sliding mode speed controller for vector controlled permanent magnet synchronous motor drive," India International Conference on Power Electronics, pp. 22-27, 2006.
- [5] Y.A.-R.I. Mohamed, "Adaptive Self-Tuning Speed Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive With Dead Time," IEEE Transaction on EC, vol. 21, no. 4, pp. 855-862, 2006.
- [6] M. A. Rahman and M. A. Hoque, "On-line self tuning ANN based speed control of a PM DC motor," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, vol. 2, no. 3, pp. 169-178, 1997.
- [7] M. A. Rahman and Ping Zhou, "Field circuit analysis of brushless permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. on IE, vol. 43, no. 2, pp. 256-267, 1996.
- [8] D. H. Chung, H. G. Lee, S. M. Nam, J. S. Ko, J. S. Choi,

ALM-FNN을 이용한 IPMSM 드라이브의 HIPI 제어기

- J. C. Lee, "The speed control and estimation of IPMSM using adaptive FNN and ANN," ICCAS 2005, p. 134, 2005.
- [9] D. H. Chung, J. S. Ko, J. S. Choi, J. H. Lee, "Maximum torque control of IPMSM drive with hybrid artificial intelligent controller," Proceeding of ICMATE'06, Session B1, pp. 177-182, 2006.
- [10] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM drive with ALC-FNN controller," ICEE'06, pp. 101, 2006.
- [11] D. H. Chung, J. S. Choi and J. S. Ko, "Maximum torque control of IPMSM drive with LM-FNN controller," ICCAS'06, TPA-7, 2006.

◇ 저자소개 ◇

고재섭 (高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사 과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)752-9841

E-mail : kokos22@naver.com

최정식 (崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사 과정.

Tel : (061)750-3543,

Fax : (061)752-9841

E-mail : cjs1108@sncu.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)752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>