

신경회로망 PI를 이용한 IPMSM의 고성능 속도제어

(High Performance Speed Control of IPMSM using Neural Network PI)

李廷浩*·崔正植·高在涉·鄭東和

(Jung Ho Lee, Jung Sik Choi, Jae Sub Ko, Dong-Hwa Chung)

Abstract

This paper presents speed control of IPMSM drive using neural network(NN) PI controller. In general, PI controller in computer numerically controlled machine process fixed gain. They may perform well under some operating conditions, but not all. To increase the robustness of fixed gain PI controller, NNPI controller proposes a new method based neural network.

NNPI controller is developed to minimize overshoot, rise time and settling time following sudden parameter changes such as speed, load torque and inertia. Also, this paper is proposed speed control of IPMSM using neural network and estimation of speed using artificial neural network(ANN) controller. The back propagation neural network technique is used to provide a real time adaptive estimation of the motor speed.

The results on a speed controller of IPMSM 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.

1. 서론

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 토크 및 전력밀도가 높고 효율 및 역률이 우수하기 때문에 공장자동화의 서보 드라이브용으로 각광을 받고 있다. 고성능 서보 드라이브에 사용되는 IPMSM 제어는 정확한 토크, 모든 동작조건을 위한 속도와 위치를 정확하게 알아야 한다.

IPMSM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다.[1]-[2] 이는 PI 제어가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다.[1] 또한 PI 제어기는 다양한 최신 제어 알고리즘과 기법을 개발하는데 기초가 된다. PI 제어기의 고정된 이득은 어떤 동작조건에 환경에서는 양호하게 수행된다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[3]

이러한 문제점을 해결하기 위하여 적응 퍼지제어[4], 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어[5], 새로운 퍼지제어[6] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural Network)[7] 등의 연구가 되었다. 이러한 연구들은 간접벡터에 의한 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 그리고 이 연구들은 고속 및 저속의 속도변화, 부하변동, 관성 변화 및 정·역회전 운전 등 다양한 동작에도 우수한 특성을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 기법들은 종래의 PI 제어를 대체하여 사용하였으며 PI 제어기 이득을 조절하여 양호한 성능을 얻을 수 있는 기법은 제시하지 않았다.

드라이브의 센서리스 제어를 위하여 다양한 적응제어 기법이 제시되었다.[8] 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 센서

리스를 제어를 한다.

본 논문에서는 IPMSM 드라이브의 속도제어를 위하여 신경회로망을 이용한 NNPI(Neural Network PI) 제어를 제시한다. 이 방법은 IPMSM 드라이브의 부하 토크, 지령 q 축 전류 및 속도 오차를 신경회로망의 입력으로 한다. 그리고 역전과 알고리즘을 이용하여 하중을 조절한 후 이득을 구하고 PI 제어기의 이득을 갱신한다. 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 지령 속도와 비교하여 전류제어와 공간벡터 PWM을 통하여 IPMSM의 속도를 제어한다. 본 연구에서 제시한 알고리즘의 성능과 추정특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

PI 제어기를 이용하여 IPMSM의 속도를 제어하는 일반적인 방식은 그림 1과 같다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

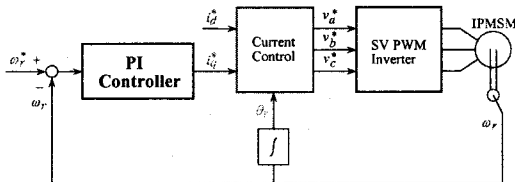


그림 1 속도제어를 위한 벡터제어 IPMSM의 블록도
Fig. 1 Block diagram of vector controlled IPMSM for speed control

i_d^* 와 i_q^* 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. 회전자의 위치정보 θ 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

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

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

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

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

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

3. NNPI 제어기의 설계

산업적용을 위한 IPMSM 제어기는 대부분 고정 이득을 가진 PI 제어기를 사용한다. 이러한 고정 이득 PI 제어기는 특정 동작조건에서 양호하지만 다양한 동작조건에서는 성능이 저하된다. 또한 적절한 PI 이득을 얻기 위하여 일반적으로 시간이 많이 소요되는 시행 착오법을 이용한다.

신경회로망은 고도의 학습능력과 비선형 사상법에 의해 성공적으로 다양한 시스템의 동정과 제어에 적용할 수 있다. 종래의 PI 제어기의 강인성을 증가시키기 위하여 다양한 동작조건에 따라 제어 이득을 자기동조가 가능한 신경회로망을 이용한 NNPI 제어 시스템을 제시한다. 그림 2는 신경회로망에 의한 PI 제어기의 블록도를 나타낸다.

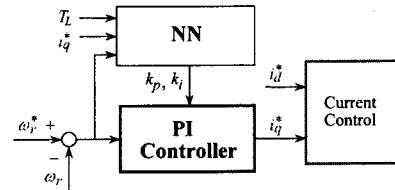


그림 2 NNPI 제어기
Fig. 2 NNPI controller

그림 2에서 NN은 신경회로망의 파라미터 동조기이며 k_p 와 k_i 는 PI의 이득이다. 동작조건에 따라 적합한 이득을 발생하여 신경회로망을 활성화하기 위하여 신경회로망의 입력 패턴은 전동기의 동작조건을 나타낼 수 있는 적합한 변수가 포함되어야 한다.

NN은 지능 파라미터 동조기로서 사용하기 전에 학습과정이 필요하다. NN의 출력이 적용분야로부터 선정된 각 학습패턴을 위하여 요구되는 출력과 일치되게 하는 효과적인 학습이 필요하다. 각 학습 패턴은 $e\omega_r = (\omega_r^* - \omega_r)$, i_d^* , T_L , k_p 및 k_i 의 5개 파라미터가 포함되도록 설계한다. 제시한 시스템에서는 입력은 $e\omega_r$, i_d^* 및 T_L 이며 출력은 k_p 와 k_i 이다. $e\omega_r$, i_d^* 및 T_L 의 구성은 다음과 같다.

$e\omega_r$ 를 0-40[rpm]까지 모두 5개의 동일한 구간으로 나눈다. i_d^* 는 0-20[A]까지 5개의 구간으로 동

일하게 나누고 T_L 은 0~5[N·m]까지 5개의 동일한 구간으로 나눈다. 성능지수 F 는 다음 식과 같이 정의한다.

$$F = F(\text{overshoot}, \text{rise_time}, \text{steady_state_error}) \\ = k_1 \cdot \text{overshoot} + k_2 \cdot \text{rise_time} + k_3 \cdot \text{steady_state_error} \quad (5)$$

여기서 k_1 , k_2 및 k_3 는 하중 인자이며 각각 100, 5 및 100으로 선정한다. 이 성능지수에서 오버슈트, 상승시간 및 정상상태 오차는 3개의 평가변수를 나타낸다. 각 입력벡터 또는 초기상태에 대하여 다양한 k_p 및 k_i 는 초기상태에서 요구되는 목표치까지 IPMSM을 구동하여 설정한다. F 가 최소가 되는 k_p 및 k_i 는 각 입력벡터 $e\omega_r$, i_q^* 및 T_L 에 대해 최적 이득이 된다. $e\omega_r$, i_q^* 및 T_L 의 다양한 구성에 따라 전체 125개의 학습패턴이 얻어진다.

각 입력벡터 $e\omega_r$, i_q^* 및 T_L 에 대하여 최적인 k_p 및 k_i 를 구하는 효율적인 방법을 제시한다. k_p 및 k_i 를 결정하는 과정은 다음과 같다.

단계 1) $k_p(k_{pmin} < k_p < k_{pmax})$ 및 $k_i(k_{imin} < k_i < k_{imax})$ 를 각각 7개의 구간으로 나눈다.

단계 2) 각 k_p 의 결정을 위하여 다음 단계가 필요하다.

- $F(t+1) < F(t)$ 의 조건 동안 한 구간에서 k_i 를 점차적으로 증가시킨다.
- $F(t+1) > F(t)$ 의 조건이 검출되면 $F(t+1) > F(t)$ 의 조건까지 1/2 구간까지 점차적으로 k_i 를 점차적으로 감소시킨다.
- $F(t+1) > F(t)$ 의 조건이 다시 검출될 때까지 1/4 구간까지 k_i 를 증가시킨다.
- 선정된 k_i 에 대한 k_{iopt} 는 $k_{iopt} = (k_i(t) + k_i(t+1))/2$ 이다. 선정된 k_p 와 k_{iopt} 에 대한 F_{opt} 는 $F_{opt} = (F(t+1) + F(t))/2$ 이다.

단계 2)를 위한 과정은 그림 3과 같다.

단계 3) 단계 2)에서 구한 모든 k_p 및 k_i 중에서 최소 F_{opt} 을 가지는 최적치를 찾는다.

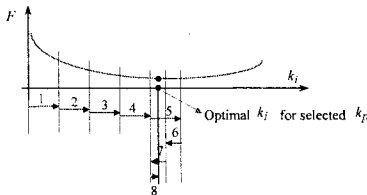


그림 3 k_i 의 결정 과정

Fig. 3 k_i determination procedures

NN의 구조는 입력, 은닉 및 출력 노드가 각각 3, 40

및 2인 3층 피드포워드 신경회로망이다.

빠른 응답에서 각 제어과정은 그림 4에서 2 단계로 나눈다. 스위칭 라인 이전에 NN은 매 샘플링 점에서 k_p 및 k_i 를 발생한다. 이는 스위칭 라인 이전에 매 샘플링 구간에서 k_p 및 k_i 는 변한다. 스위칭 라인 후, NN에 의해 발생한 마지막 고정 k_p 및 k_i 는 마지막 단계에서 모든 방법을 이용한다. 스위칭 라인은 다음과 같이 정의한다.

$$\text{switch} = \frac{d_1}{d_2} \quad (6)$$

$\text{switch} \geq 1$ 에서 단계 I은 나타나지 않는다. 제어기는 마지막에서 모든 방법으로 플랜트를 제어하기 위하여 처음 k_p 및 k_i 가 NN에 의하여 발생한다. 만약 $\text{switch} = 0$ 이면 단계 II는 나타나지 않는다. 이는 매 샘플링 시간에서 동적 이득에 의한 PI 제어를 제공한다. 다양한 동작 조건에 따른 동적 이득은 PI 제어기의 성능을 개선시킨다. 빠른 영역인 단계 I 주기 동안 동적 이득은 플랜트의 속도를 가속시킨다. 그러나 단계 II 동안 동적 이득은 상대적으로 짧은 응답 시간 때문에 오버슈트를 야기시킨다. 0.5~0.7은 스위치를 위한 적절한 범위이다.

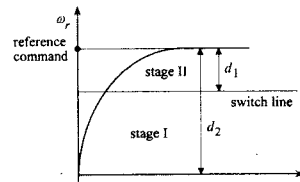


그림 4 스위칭 라인의 도식적 설명

Fig. 4 Diagrammatic illustration of the switching line

단계 I에서는 NN에 의하여 이득을 구하고 단계 II에서는 NN에서 얻은 이득과 오버슈트, 상승시간 및 정상상태의 오차를 가장 최소화하는 이득의 최적값을 구한다. 여기서 구한 이득을 이용하여 IPMSM 드라이브를 운전시키고 고정 이득을 가진 PI 제어기의 성능과 결과를 비교한다.

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.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (7)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 지지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 5는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(7)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식(7)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전과 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

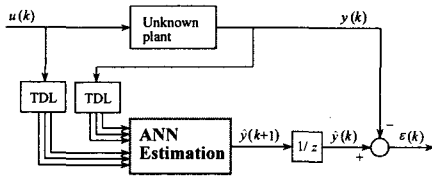


그림 5 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 5 System estimation using ANN

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_s(k) - \hat{\phi}_s(k)] [\hat{\phi}_s(k-1)] - [\hat{\phi}_s(k) - \hat{\phi}_s(k)] [\hat{\phi}_s(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 η 는 학습계수이며 학습과 정에서 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.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (9)$$

그림 6은 본 연구에서 제시한 방식으로 ANN를 이용하여 속도를 추정하고 신경회로망에 의한 NNPI 제어를 이용하여 속도를 제어한다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 NNPI 제어기에 입력한다. NNPI 제어기에서 지령 q 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 IPMSM을 제어한다.

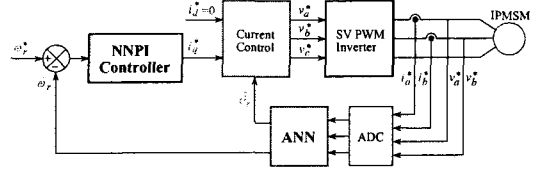


그림 6 제시한 IPMSM의 드라이브 시스템
Fig. 6 Proposed Drive system of IPMSM

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 3과 같다.

표 3 IPMSM의 파라미터
Table 3 Parameter of IPMSM

극수 R_s	4
전기자 저항 ϕ_a	0.57 [Ω]
영구자석 쇄교자속	0.108 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
d 전기자 인덕턴스 L_d	8.72 [mH]
q 전기자 인덕턴스 L_q	22.8 [mH]
정격 토크	3.5 [$N \cdot m$]
정격 속도	1800 [rpm]

그림 7은 0.1[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]으로 운전시키고 0.5-0.7[sec]에서 부하토크를 5[N·m]으로 인가했을 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 7(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)와 (c)는 NNPI 제어기에서 구한 이득 k_p , k_i 를 나타낸다. 그리고 그림 (d)는 q 축 전류를 나타낸다.

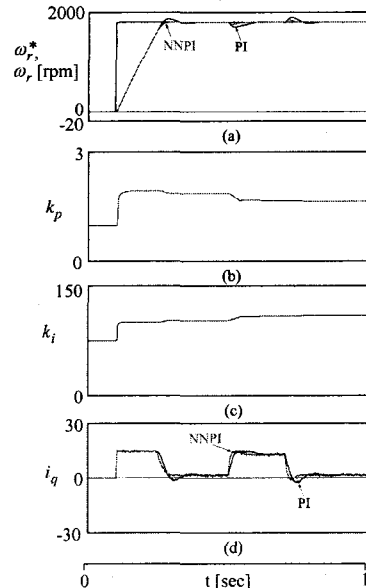


그림 7 PI와 NNPI 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 7 The comparison of response characteristics with PI and NNPI controller

그림 8은 더욱 명확하게 검토하기 위하여 그림 7의 초기와 부하가 인가된 상태를 확대한 결과이다. NNPI 제어가 PI 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승시간도 짧으며 빠르게 안정화되고 정상상태에 빠르게 추종한다.

그림 9는 0.1[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]를 주고 0.5[sec]에서 부하토크 5[N·m]으로 인가한 후, 0.7[sec]에서 지령속도를 -500[rpm]으로 감소시켰을 때 나타나는 응답특성이다. 속도와 부하 변화에도 NNPI 제어기는 PI 제어기 보다 성능이 양호하게 나타난다.

그림 10은 0.1[sec]에서 지령속도를 1800[rpm], 0.7[sec]에서 부하토크 5[N·m] 인가하고 관성을 정격의 2배로 증가시켰을 경우에 나타나는 응답특성이다.

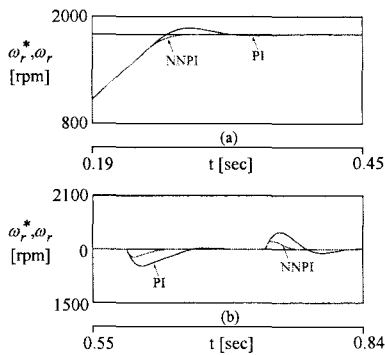


그림 8 PI와 NNPI 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 8 The comparison of response characteristics with PI and NNPI controller

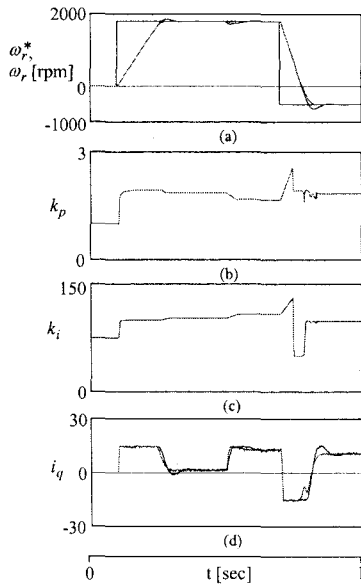


그림 9 속도와 부하의 변화에 대한 응답특성 비교
Fig. 9 The comparison of response characteristics with speed and load torque

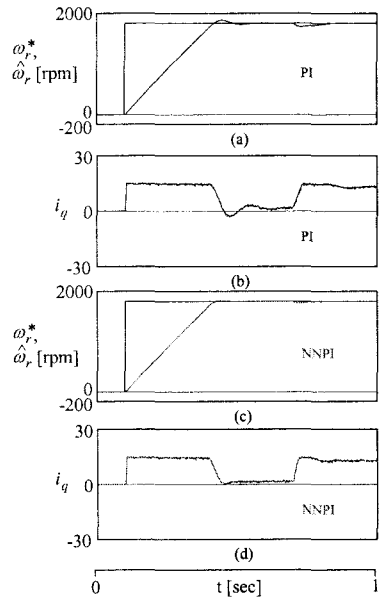


그림 10 속도와 부하의 변화에 대한 응답특성 비교
[$J = 2J_n$]

Fig. 10 The comparison of response characteristics with speed and load torque

그림 11은 0.1[sec]에서 지령속도를 1800[rpm], 0.7[sec]에서 부하토크 5[N·m] 인가하고 전기자저항을 정격의 2배로 증가시켰을 경우에 나타나는 응답특성이다. 관성과 전기자저항의 파라미터의 변동이 있을 경우에는 NNPI 제어기의 성능이 더욱 효능을 발휘하며 양호하게 나타난다.

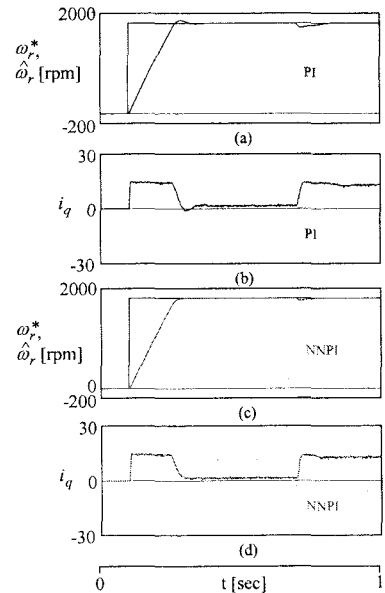


그림 11 속도와 부하의 변화에 대한 응답특성 비교
[$R = 2R_n$]

Fig. 11 The comparison of response characteristics with speed and load torque

그림 12는 관성을 3배로 증가시킨 상태에서 4상한 운전을 시킨 경우에 나타나는 응답특성이다. 4상한 운전에서도 NNPI 제어기는 PI 제어기 보다 속도오차가 작게 나타나며 우수한 성능이 나타나고 있다.

그림 13은 다양한 속도변화에 대한 ANN의 속도추정 성능을 나타내고 있다. 속도 오차는 1% 내로 추정성능이 매우 우수하다.

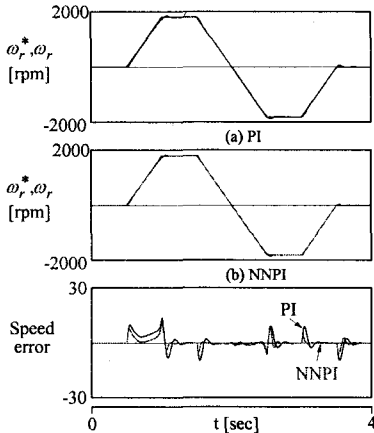


그림 12 4상한 운전에 대한 응답특성 비교 ($J=3J_n$)
 Fig. 12 The comparison of response characteristics with quadrant operation

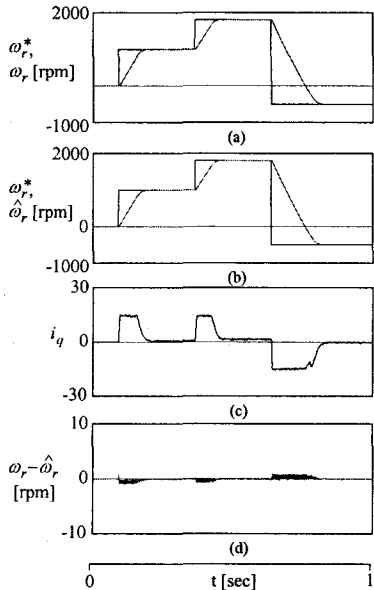


그림 13 스텝 지령속도 변화 따른 속도 추정
 Fig. 13 Speed estimation with step command speed change

6. 결론

본 논문에서는 IPMSM 드라이브의 고성능 제어를 위하여 신경회로망을 이용하여 NNPI 제어기를 제시하였다. NNPI 제어기는 종래의 고정 이득 PI 제어기의 강인성을 증가시키기 위하

여 신경회로망에 기초하여 설계한다. 이 제어기는 부하토크, 지령 q 축 전류 및 속도 오차 등 피드백 동작조건에 따라 양호하게 학습된 신경회로망을 이용하여 적합한 이득을 제공한다.

NNPI 제어기를 IPMSM의 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하였다. 속도 및 부하토크 변화에서 NNPI 제어기는 종래의 PI 제어기 보다 오버슈트, 상승시간 및 안정화 시간이 양호하게 나타났다. 그리고 회전자 저항 및 관성 등과 같은 파라미터 변동에도 강인성 및 고성능이 나타났으며 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

속도와 부하토크의 변화에 대한 ANN에 의한 추정성능도 양호하게 나타났으며 속도 오차가 1% 이내로 매우 우수한 추정성능을 보여 주었다.

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

참고 문헌

- [1] Y. Y. Tzou, "DSP-based robust control of an AC induction servo drive for motion control," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 4, pp. 614-626, 1996.
- [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] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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. PI-5(430-M09-052), 2004. [CD no. 2]
- [8] K.J. Astron and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.