

論文2002-39SC-2-9

# PD 제어기와 신경회로망을 이용한 유도전동기의 속도제어

## (The Speed Control of Induction Motor using PD Controller and Neural Networks)

梁 ㅊ \*

(Yang Oh)

## 요 약

본 논문에서는 PD 제어기와 신경회로망을 이용하여 3상 유도전동기의 속도제어 시스템을 구현하고자 한다. PD 제어기는 초기의 제어를 담당하며 신경회로망의 초기 학습을 담당한다. 또한, 신경회로망은 비선형 매핑능력과 학습능력이 탁월하기 때문에 제어기로 많이 사용되며 특히 전향경로 신경망은 구조가 매우 간단하기 때문에 본 논문에서는 이를 이용하여 유도전동기의 속도제어 시스템에 구현하였다. 신경회로망의 입력으로는 모터의 기준속도, 엔코더를 이용하여 측정된 모터의 실제 속도와 제어입력 전류를 이용하였고, 온라인 상태로 학습되도록 하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 기존에 널리 사용되었던 PI 제어기와 비교평가를 하였으며 시뮬레이션과 실험결과로부터 초기운전 상태에서는 PD 제어기가 주로 제어를 담당하지만 시간이 지남에 따라 신경회로망이 학습되어 신경회로망이 주 제어기가 됨을 확인하였다. 아울러, 제안된 하이브리드 제어기가 PI 제어기보다 우수하고 특히 부하변동과 같은 외란에 강인함을 알 수 있었으며, 정상상태 오차가 현저히 감소하여 정밀한 속도제어가 가능함을 확인하였다.

## Abstract

This paper presents the implementation of the speed control system for 3 phase induction motor using PD controller and neural networks. The PD controller is used to control the motor and to train neural networks at the first time. And neural networks are widely used as controllers because of a nonlinear mapping capability, we used feedforward neural networks(FNN) in order to simply design the speed control system of the 3 phase induction motor. Neural networks are tuned online using the speed reference, actual speed measured from an encoder and control input current to motor. PD controller and neural networks are applied to the speed control system for 3 phase induction motor, are compared with PI controller through computer simulation and experiment respectively. The results are illustrated that the output of the PD controller is decreased and feedforward neural networks act main controller, and the proposed hybrid controllers show better performance than the PI controller in abrupt load variation and the precise control is possible because the steady state error can be minimized by training neural networks.

## I. 서 론

\* 正會員, 淸州大學校 電子·情報通信·半導體 工學部  
(Dept. of Electronic Engineering, Chongju University)  
接受日字:2001年9月4日, 수정완료일:2002年1月16日

유도전동기는 기계적인 구조가 견고하고 유지보수가 용이하며 출력에비해 소형이고 가격이 저렴하며 고속 운전이 가능한 장점들을 가지고 있지만 상호결합과 비

선형성 때문에 제어하기가 어렵고 제어특성이 복잡하여 실제 산업 현장에서 정속도 구동장치로 그 용도가 제한적으로 많이 사용되고 있다<sup>[1]</sup>. 또한 가변속 제어의 경우 고속운전이 가능하며 관성이 적어 유도전동기를 적절히 제어하면 NC선반이나 각종 공작기계나 서보 운 전용으로 직류 전동기를 대체할 수 있는 장점이 있다<sup>[2]</sup>. 이와 같은 장점과 더불어 전력용 반도체인 IGBT의 발달과 초고속 연산용 프로세서인 DSP 등이 빠른 속도로 발전함에 따라 유도전동기에 대한 많은 연구가 진행되었다. 그러나, 많은 현대 제어이론이 제안되었음에도 불구하고 비례적분(PI) 제어기나 비례적분미분(PID) 제어기가 산업계에 널리 사용되고 있다. 이러한 제어기들은 구조가 간단하고 빠른 응답특성을 갖고 있기 때문에 많은 분야에서 대부분의 제어기로서 사용되고 있다. 특히 제어대상 시스템의 동특성에 대한 정확한 사전정보 없이도 제어가 가능하며 설계하기가 다른 제어기에 비해 매우 쉬운 장점을 가지고 있다. 그러나 운전 중에 시스템의 파라미터가 변동하거나 동작 영역이 변할 때 제어기의 파라미터인 비례이득, 적분이득, 미분이득을 제어대상에 따라 최적의 값을 찾기 어렵고, 특히 센서 노이즈, 외란, 부하변동 등 외부 환경이 변하는 경우 만족할 만한 제어성능을 얻을 수 없다. 또한 정밀 제어를 요하는 시스템에서는 정상상태 오차가 크기 때문에 적용하기가 곤란하다. 이러한 문제들을 해결하기 위한 많은 이론들이 연구된바 있지만 이론의 구현이 복잡하고 고가이며 제어의 정밀도에 비해 안정성이 떨어지는 등의 이유로 실제 산업현장에 쉽게 적용되지 못하고 있다. 이러한 문제점을 해결하고자 가변구조 제어기법, 학습 적응능력과 비선형 함수에 대한 근사특성이 우수한 신경회로망을 제어시스템에 도입하거나 퍼지-뉴로학습 방법을 유도전동기의 제어에 응용하는 사례가 다수 발표되었다<sup>[3-6]</sup>. 신경회로망을 제어기로 사용할 경우 신경회로망을 역전파 학습을 위한 교사신호 또는 지도신호가 필요하며 이러한 지도신호를 입력패턴으로 사용하기가 곤란하여 이를 해결하기 위한 연구가 수행되었다<sup>[7]</sup>. 또한, 이러한 지도신호를 구하기 위해 별도의 신경회로망인 식별기를 사용하여 식별기로부터 얻어진 신호를 지도신호로 사용하는 연구도 진행되었다<sup>[8-9]</sup>. 그러나 이와 같은 방법은 2개의 신경회로망을 구성하게되어 DSP를 이용한 계산량의 부담과 학습초기에 불안한 점이 있기 때문에 본 논문에서는 PD 제어기와 신경회로망 제어기를 하이브리드형태의 제어기로

구성하여 외부의 지도신호없이 유도전동기의 정밀한 속도제어 시스템을 구현하고자 한다. 이를 위해 신경회로망의 초기학습을 담당하는 PD 제어기가 사용되며 또한, 신경회로망은 전향경로 신경망으로 구성하여 신경망의 구조를 간단히 하였다.

본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 시뮬레이션을 수행하여 기존에 널리 사용되고 있는 PI 제어기와 비교 평가함으로써 이론적 타당성을 입증하며, 실제 2.2kW의 3상 유도전동기 속도제어 시스템을 구현하여 제안된 알고리즘을 평가하고자 한다. 이를 위해 고속의 데이터 처리를 하는 DSP(TMS320C31-40MHz)와 유도전동기 제어용 PWM 신호발생과 속도 검출 등을 할 수 있는 ASIC을 이용함으로써 전류제어 및 속도제어의 편리성을 도모하였다.

본 논문의 구성은 II장에서 유도전동기의 속도제어를 위해 PD 제어기와 신경회로망 제어기로 구성된 하이브리드형 제어기를 설계하며, PD 제어기를 이용하여 신경회로망을 학습시키는 방법과 안정된 학습알고리즘을 제시한다. III장에서는 컴퓨터 시뮬레이션과 이에 대한 고찰을 전개한 후 IV장에서는 실제 3상 유도전동기 속도제어 시스템을 구성하여 실험하였으며 가변속 특성과 부하변동시에 대한 과도응답 특성을 보이기 위해 기존의 PI 제어기와 제안된 제어기와의 비교 실험을 통해 제안된 알고리즘의 우수성을 보이고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 하이브리드형 제어기의 설계

### 1. PD 제어기와 신경회로망을 이용한 하이브리드형 제어기 설계

유도전동기는 비선형 제어시스템으로 이를 제어하기 위해 PI 제어기를 널리 사용하였지만 본 논문에서는 비선형 매핑 능력이 탁월한 신경회로망을 사용하여 비선형 제어기를 구성하고자 한다.

유도 전동기의 속도제어 시스템을 구성하기 위해 그림 1과 같이 PD 제어기와 신경회로망을 병렬로 구성한 하이브리드형 제어기를 설계하고자 한다. 이를 위해 유도전동기에 부착된 엔코더를 이용한 전동기의 속도에 대한 정보가 취득되며 원하는 기준 속도값과의 오차가 PD 제어기에 입력되어 제어 입력  $U_{PD}$ 를 출력하고, 신경회로망은 속도의 궤환값과 기준 속도값, 그리고 유도

전동기의 실제 제어입력 전류값이 각각 입력되어 신경 회로망을 통한 제어입력  $U_{NN}$ 을 출력한다. 아울러 각각의 제어기에서 출력되는 제어입력  $U_{PD}$ 와  $U_{NN}$ 의 합인  $U_{NN}(i_{qs})$ 가 유도전동기의 벡터제어를 위한 최종적인 제어입력이 된다.

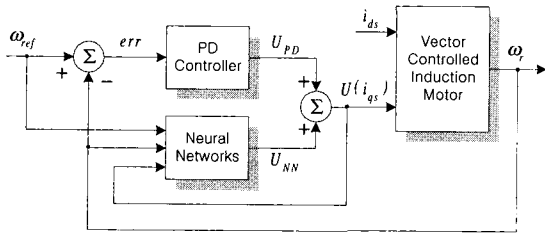


그림 1. 하이브리드 제어기의 구조  
Fig. 1. Block diagram of hybrid controller.

2. PD 제어기를 이용한 신경회로망의 학습

일반적으로 신경회로망에 의한 제어 시스템을 구성할 때 제어대상에 대한 정확한 동특성을 알 수 없을 경우 신경회로망의 출력에 대한 교사신호를 구하기 어렵다. 이런 문제를 해결하기 PI 제어기보다는 과도응답 특성이 우수한 PD 제어기를 사용한다.

PD 제어기의 출력은 식 (1)과 같고 전체 제어입력은 신경회로망을 통해 학습된 출력과 식 (1)의 PD 제어 출력의 합인 식 (2)와 같다.

$$U_{PD} = K_p \cdot err + K_d \frac{derr}{dt} \quad (1)$$

$$U = U_{PD} + U_{NN} \quad (2)$$

이제 유도전동기의 속도제어에 이용된 신경회로망의 학습을 위한 오차 평가함수를 식 (3)과 같이 설정한다.

$$E = \frac{1}{2} [U - U_{NN}]^2 \quad (3)$$

신경회로망의 학습을 위해 그림 2와 같이 전향경로 신경회로망(feedforward neural networks)을 구성하였다. 전향경로 신경회로망은 구조가 간단하고 학습 능력과 외란에 대한 강인성 때문에 식별과 제어에 많이 쓰이는 신경회로망이다. 이 신경회로망은 일단 입력층에서 출력층으로 일시에 계산이 되기 때문에 전동기와 같이 시정수가 작은 제어시스템에 적합한 구조이다.

그림 2에서 신경회로망의 구조는 입력층, 은닉층, 출력층으로 각각 구성되며, 입력층의 입력으로는 기준속

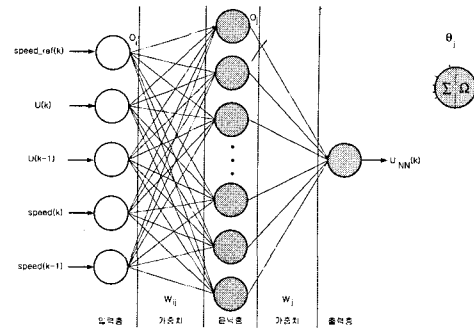


그림 2. 신경회로망의 구조  
Fig. 2. Structure of feedforward neural networks.

도 speed\_ref(k), 모터의 속도 speed(k)와 모터의 제어입력 전류 U(k)와 모터의 속도의 이전값인 speed(k-1) 및 제어 입력전류의 이전값인 U(k-1)이 각각 입력된다.  $W_{ij}$ 와  $W_j$ 는 각각 입력층과 은닉층, 은닉층과 출력층 사이의 가중치를 나타내며  $O_i, O_j, U_{NN}(k)$ 는 입력층의 출력, 은닉층의 출력, 출력층의 출력을 각각 나타낸다.

신경회로망의 출력은 식 (4)와 같이 선형 뉴런을 사용하고 또한 은닉층의 함수로는 제어입력으로 적합한 양방향 시그모이드 함수인  $\tanh(\cdot)$ 가 사용되었다.

$$U_{NN} = \sum W_j O_j + \theta \quad (4)$$

$$temp_j = \sum_{i=1}^5 W_{ij} O_i + \theta_j \quad (5)$$

$$O_j = \tanh(\alpha \cdot temp_j) \quad (6)$$

식 (4)와 식 (5)에서  $\theta, \theta_j$ 는 각각 출력층과 은닉층의 임계값(offset)을 나타내며 식 (6)의  $\alpha$ 는 시스모이드(sigmoid) 함수의 기울기를 조절하는 상수이다. 이제 역전과 학습 알고리즘을 통해 은닉층과 출력층 사이의 가중치  $W_j$ 와 입력층과 은닉층 사이의 가중치  $W_{ij}$  그리고 은닉층과 출력층에서의 임계값이 수정되며, 편미분을 위해서 체인룰(chain rule)이 적용된다.  $W_j$ 와  $W_{ij}$ 는 식 (7)과 식 (8)에 의해 가중치가 수정된다.

$$\begin{aligned} W_j(k+1) &= W_j(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_j(k)} \\ &= W_j(k) + \eta U_{PD} O_j \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} W_{ij}(k+1) &= W_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_{ij}(k)} \\ &= W_{ij}(k) + \eta U_{PD} \delta_i O_j \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서  $\delta_j = \alpha(1 - O_j^2)W_j(k)$ 이며  $\eta$ 는 학습률이다.

그러나, 이 학습 방법에서는 신경회로망의 가중치들이 안정하게 학습됨을 보장할 수 없고 실제 학습이 진행됨에 따라 신경회로망의 가중치들이 발산하는 경우가 종종 있다.

이와 같은 학습 방법을 개선하기 위해 식 (9)와 식 (10)과 같이 우변에 새로운 항을 추가함으로써 신경망의 가중치 값들이 발산하지 않고 유한한 범위에 있도록 하였다.

$$W_j(k+1) = W_j(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_j(k)} - \sigma W_j(k) \left| \frac{\partial E(k)}{\partial W_j(k)} \right| \quad (9)$$

$$= W_j(k) + \eta U_{PD} O_j - \sigma W_j(k) |U_{PD} O_j|$$

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_{ij}(k)} - \sigma W_{ij}(k) \left| \frac{\partial E(k)}{\partial W_{ij}(k)} \right|$$

$$= W_{ij}(k) + \eta U_{PD} \delta_j O_i - \sigma W_{ij}(k) |U_{PD} \delta_j O_i| \quad (10)$$

식 (10)에서  $\sigma$ 는 양의 상수이다.

이제 식 (9)가 유한함을 보이기 위해 양변에  $W_j(k)$ 를 곱하면 식 (11)과 같다.

$$W_j(k) \Delta W_j(k) = W_j(k) \eta U_{PD} O_j - \sigma W_j(k) W_j(k) |U_{PD} O_j|$$

$$\leq -\sigma |W_j(k)| |U_{PD} O_j| (|W_j(k)| - \epsilon) \quad (11)$$

여기서  $\epsilon$ 은 양의 상수이며  $|W_j(k)|$ 가  $\epsilon$ 보다 크면  $W_j(k) \Delta W_j(k) \leq 0$ 로 되어 발산하지 않고 유한함을 알 수 있다. 또한 식 (10)도 식 (11)에서 보인바와 같이 발산하지 않고 유한함을 알 수 있다.

### III. 시뮬레이션 및 고찰

본 논문의 시뮬레이션에 유도전동기의 모델링은 식 (12)와 같이 널리 사용되고 있는 지속 방정식을 이용하였다<sup>[10]</sup>.

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{ds} &= -R_s I_{ds} + v_{ds} \\ \dot{\psi}_{qs} &= -R_s I_{qs} + v_{qs} \\ \dot{\psi}_{dr} &= -R_r I_{dr} - \omega_r \psi_{qr} \\ \dot{\psi}_{qr} &= -R_r I_{qr} - \omega_r \psi_{dr} \\ \dot{\omega}_r &= \frac{P}{2J} (T_e - T) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서  $R_s, R_r, \omega_r$ 은 각각 고정자 저항, 회전자 저항, 전동기의 기계적인 각속도를 각각 나타내고  $v_{ds}, v_{qs}$ 는 d축 및 q축 성분의 전압이며  $I_{ds}, I_{dr}, I_{qs}, I_{qr}$ 는 각각 고정자 및 회전자의 d축, q축 성분의 전류를 나타낸다. 또한, P는 극수, J는 관성모멘트를 각각 나타내며  $T_l, T_e$ 는 각각 부하 토크 및 출력 토크를 나타내며 식 (13)과 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{3P}{4} (I_{qs} \psi_{ds} - I_{ds} \psi_{qs}) \quad (13)$$

시뮬레이션에 사용된 전동기는 2.2kw의 출력을 갖는 3상 유도 전동기로서 각종 파라미터를 표 1에 나타내었다.

표 1. 유도전동기의 파라미터  
Table 1. Parameters of induction motor.

구 분	파라미터	데이터 값
유도 전동기 파라미터	P(극수)	4 [극]
	PWM 인버터 전압	AC 220 [V]
	$R_s$ (고정자 저항)	0.916 [ $\Omega$ ]
	$R_r$ (회전자 저항)	1.111 [ $\Omega$ ]
	$L_m$ (자화 인덕턴스)	0.113 [H]
	$L_r$ (회전자 인덕턴스)	0.189 [H]
	$L_s$ (고정자 인덕턴스)	0.189 [H]
	J(관성모멘트)	0.1 [Kg · m <sup>2</sup> ]
	Slip Constant	5.856

시뮬레이션에 사용된 제어기는 먼저 PI 제어기와 본 논문에서 제안한 하이브리드 제어기의 특성을 비교 검토 한다. 각각의 경우에 대한 파라미터 값을 표 2에 나타내었다. PI 제어기의 이득은 시행착오를 통해 가장 특성이 우수한 이득값을 선정하였고 은닉층의 뉴런 수는 제어기의 응답특성이 우수하면서 실시간 제어에 적합하도록 15 개로 선정하였다.

제안된 유도 전동기의 속도제어기의 성능을 평가하기 위한 시뮬레이션의 기준속도는 0~5초까지는 500 [rpm]으로 하고 5~16초 구간에서는 1000[rpm]으로 하였다. 아울러 부하변동에 대한 과도응답 특성을 확인하기 위하여 3~4초 구간과 9~11초 구간에서 부하토크 6 [N · m]을 인가하였다. 그림 3은 PI 제어기의 속도오차

에 대한 응답특성을 나타내고 있다. 0초와 5초에서 500 [rpm]의 기준속도에 대한 오차를 보이고 있으며 3~4초와 9~11초 구간에서는 부하변동에 따른 오차 특성

표 2. 제어기의 파라미터  
Table 2. Parameters of controllers.

구 분	파라미터	데이터 값
PI 제어기	비례이득	0.4
	적분이득	0.5
하이브리드 제어기	비례이득	0.3
	미분이득	0.005
	$\alpha$ (활성함수의 기울기)	0.007
	$\alpha$ (가중치들의 발산방지 상수)	0.001
	$\eta$ (학습률)	0.0015
	은닉층의 뉴런 수	15 개
	입력층의 뉴런 수	5 개

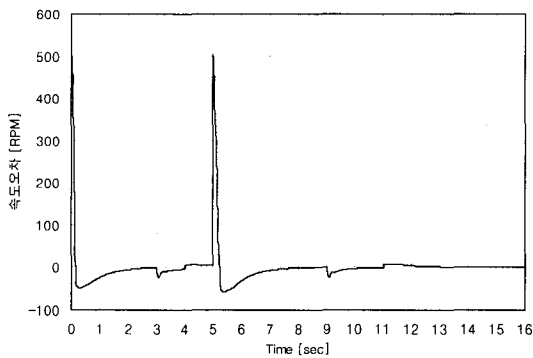


그림 3. PI 제어기의 속도오차  
Fig. 3. Speed error for PI controller.

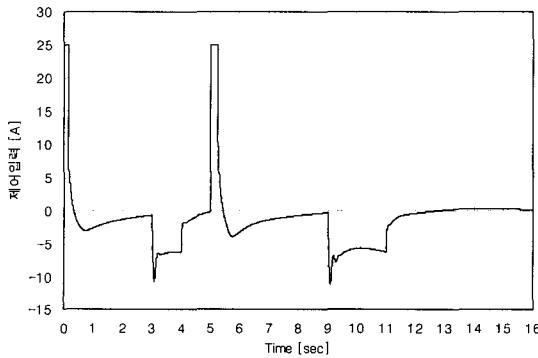


그림 4. PI 제어기의 제어입력 ( $i_{qse\_ref}$ )  
Fig. 4. Control input ( $i_{qse\_ref}$ ) for PI controller.

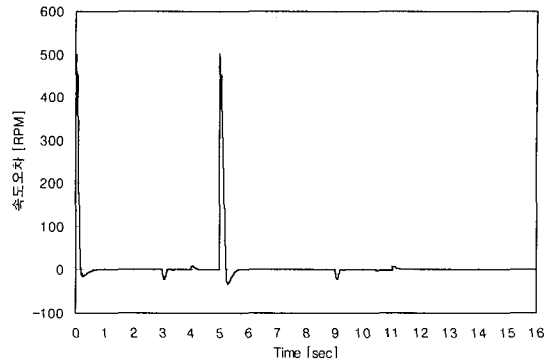


그림 5. 하이브리드 제어기의 속도오차  
Fig. 5. Speed error for hybrid controller.

을 알 수 있다.

그림 4는 PI 제어기를 사용하였을 때 제어 입력에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 4에서 제어 입력은 유도전동기의 토크를 제어하는 q축 고정자전류의 기준값  $i_{qse\_ref}$ 를 나타내며 초기의 상태에서 심한 과도상태를 보이고 있다. 즉, 0초와 5초에서 토크 성분은 전류가 25[A]로 제한되어 있음을 알 수 있고 부하변동의 구간인 3~4초 및 9~11초 구간에서 많은 전류가 출력됨을 알 수 있다.

그림 5는 본 논문에서 제안한 하이브리드 제어기에 대한 속도오차 특성을 보이고 있다.

앞서 보인 PI 제어기보다 우수한 특성을 보이고 있으며 기준속도의 변경구간인 0초, 5초 구간에서도 우수한 과도 응답특성을 보이며 부하변동구간인 3~4초 및 9~11초 구간에서도 우수한 과도응답 특성을 보이고 있다. 즉, 하이브리드 제어기가 PI 제어기에 비해 훨씬 적은 오차특성을 보이고 있다. 또한 정상상태 오차도 PI 제어기보다 우수하기 때문에 정밀 제어를 요하는 곳

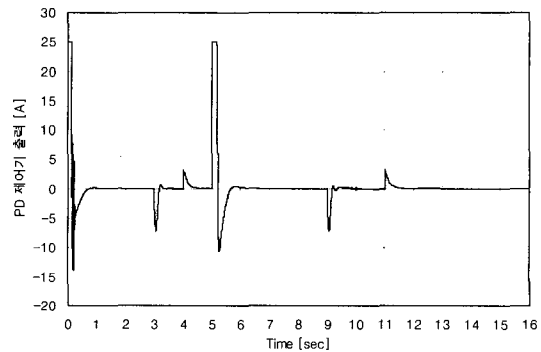


그림 6. PD 제어기의 출력  
Fig. 6. Output for PD controller.

에 사용할 수 있고 안정된 제어가 가능함을 보였다.

그림 6은 PD 제어기의 출력특성을 보이고 있다. 초기 과도상태와 부하변동 구간에서 순간적인 제어기의 출력을 내고 있다. 또한, 그림 7은 신경망 제어기의 출력을 나타내며 초기상태에서는 PD 제어기가 많은 출력을 보이나 신경회로망이 학습된 이후나 과도상태의 구간에서는 신경망 제어기의 출력이 많이 발생됨을 알 수 있다. 그림 8은 PD 제어기의 출력과 신경망 제어기의 출력을 합한 전체 제어입력이며 0초 및 5초에서 안정성을 위해 설정한 한계값 25[A]를 출력하고 부하변동 구간에서 상당히 큰 전류가 출력되고 있다.

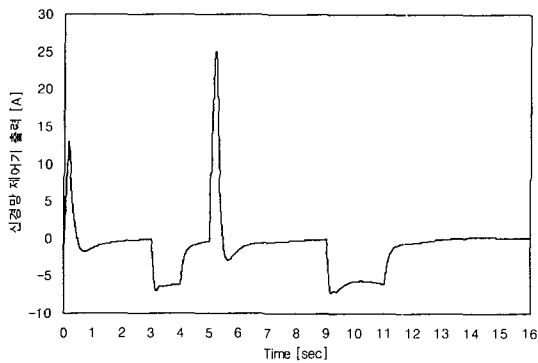


그림 7. 신경망 제어기의 출력  
Fig. 7. Output for neural networks controller.

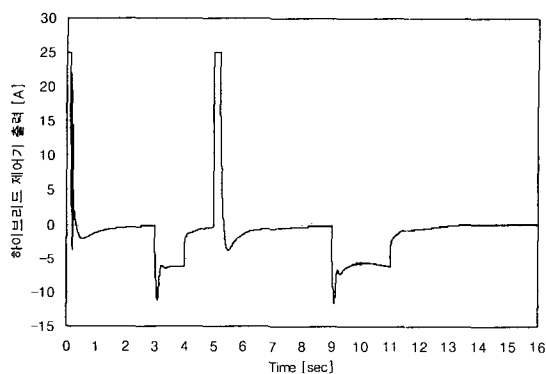


그림 8. 하이브리드 제어기 출력  
Fig. 8. Output for hybrid controller.

#### IV. 실험결과 및 검토

##### 1. 유도전동기의 속도제어 시스템 구성

그림 9는 본 논문에서 구현된 유도전동기의 속도제어 시스템에 대한 전체적인 구성도를 나타내고 있다.

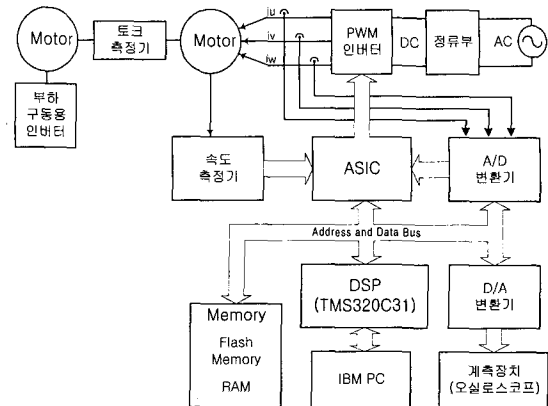


그림 9. 유도전동기의 속도제어 시스템  
Fig. 9. Speed control system of induction motor.

유도전동기의 복잡한 제어특성을 직류전동기의 제어특성과 유사한 조건으로 단순화한 벡터 제어방법을 사용하였으며, 유도전동기의 온라인 제어를 위해 신경회로망을 간단히 구현하였다. 또한 계산량이 많은 신경회로망을 구현하기 위해 초고속 프로세서인 DSP (TMS320C31-40MHz)를 사용하였다. PWM 파형 발생을 위해서 유도 전동기 구동용 ASIC을 사용했다.

PWM 발생로직과 각종 보호회로 및 속도 측정회로(M/T 방법) 등을 탑재한 ASIC은 TI사의 DSP인 TMS320C31에 적합하도록 제작된 것으로써 DSP에서의 계산량을 최대한 분담하여 신경회로망 이론의 구현에서 문제시되어왔던 계산상의 속도 문제를 개선했으며 아울러 ASIC로부터 100us 마다 외부 인터럽트(INT0)를 DSP에 발생시켜 Hall C/T를 이용한 전류 취득과 PI 전류제어를 하도록 했다.

이를 위해 유도 전동기에 흐르는 전류는 12비트 분해능의 A/D 컨버터를 이용하여 측정하며, 엔코더에서 발생된 펄스는 1회전당 8,192 펄스를 발생하는 높은 분해능의 엔코더를 사용하였으며 이를 4배배하여 M/T 방법에 의해 실제 전동기의 속도가 계산된다.

전력회로의 인버터 스위칭 소자는 Fuji사의 600V, 300A의 정격을 가지며 회생제동시의 DC Link단의 전압상승을 방지하기 위해 절연증폭기와 IGBT 등을 사용하여 회생제동회로를 구성하였다.

또한, 전원 ON/OFF시 부족전압, 과전압, 과전류 등의 보호회로를 사용하여 인버터의 안전을 도모하였다. 아울러 제어기 운전중의 각종 데이터는 DSP와 PC간의 통신을 이용하여 측정할 수 있으며 디지털로 처리되는 데이터들을 4채널 8비트의 D/A 컨버터를 통해 오실로

스코프로 계측할 수 있도록 하였다.

또한, 부하변동을 위해 제어되는 모터의 축에 2.2kw의 3상 유도전동기를 토크 측정기를 중간 축으로 연결하고, 다른 2.2 kw 3상 유도전동기를 연결한 후 별도의 상용품인 인버터를 연결하여 부하변동을 주었다. 아울러 실험에 사용된 각종과라미터들은 시뮬레이션에서 사용된 것을 그대로 적용하여 실험하였다. 이상과 같은 유도전동기 제어 시스템에 대한 세부적인 시스템 사양을 표 3에 나타내었다.

표 3. 유도전동기의 제어 시스템 사양  
Table 3. Specification of induction motor control system.

Motor	3 Phase Induction Motor (2.2 kw)	
DSP	TMS320C31-40MHz(Texas Instrument)	
FPGA	동작주파수	40 MHz
	PWM의 분해능	12 비트
	Dead Time 설정	8 비트
	기타 기능	Watch Dog Timer, PWM 보호회로, 속도 검출(M/T 방법), 각종 디코더 및 RDY신호발생
인버터	PWM Inverter, IGBT(Fuji, 정격 600V, 300A)사용	
메모리	Flash Memory : AMD29F010 RAM : 68257(32KB)×4	
A/D 변환기	AD7891(8채널 12 비트)	
D/A 변환기	AD7226(4채널 8 비트)	
토크 측정기	Torque Transducer(KEY TRANSDUCERS INC.)	

2. 실험결과 및 검토

실험을 위한 기준속도는 0~5초 구간에서 500[rpm]을 설정하였으며 5~16초 구간에서는 1000[rpm]을 설정하였다. 또한 부하변동을 위해 사용된 부하토크는 3~4초와 9~11초 구간에서 각각 6[N·m]의 부하토크를 주어 과도 특성과 부하특성을 관찰하였다.

그림 10은 PI 제어기를 사용한 속도오차 특성에 대한 실험결과 파형이다. 그림 10에서 시간축의 두 번째 눈금부터 속도제어가 시작되었으며 D/A변환기로 출력한 결과를 오실로스코프로 관측한 실험결과이다. 속도오차는 한 눈금당 200[rpm]을 나타내고 있다.

그림 10으로부터 알 수 있듯이 초기 과도상태에와 기준속도 지령구간에서 500[rpm]의 오차가 발생함을

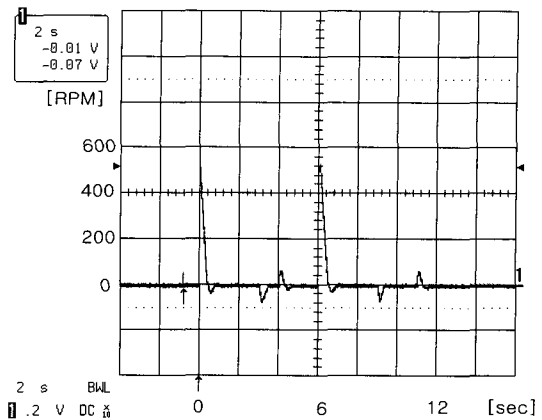


그림 10. PI 제어기를 사용한 속도오차에 대한 실험결과  
Fig. 10. Experimental result of speed error using PI controller.

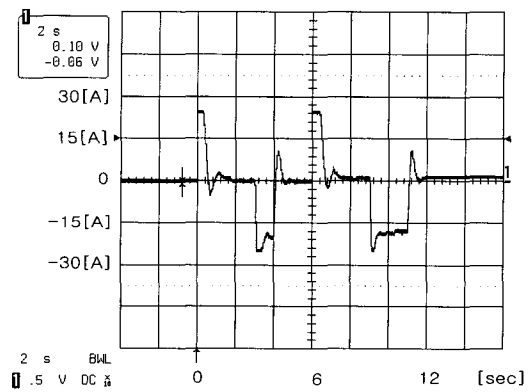


그림 11. PI 제어기를 사용한 제어입력( $i_{ase\_ref}$ )의 실험결과  
Fig. 11. Experimental result of control input using PI controller.

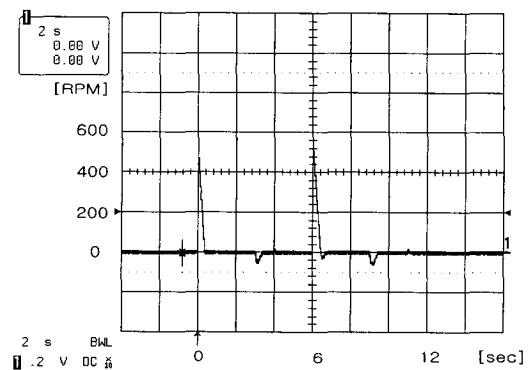


그림 12. 하이브리드 제어기를 사용한 속도오차에 대한 실험결과  
Fig. 12. Experimental result of speed error using hybrid controller.

알 수 있고 또한, 부하 변동구간에서 약 60[rpm]의 오차가 있음을 알 수 있다. 그림 11은 PI 제어기에서 출력되는 q축 성분의 전류를 나타낸다. 과도전류를 보호하기 위해 최대전류를 25[A]로 하였으며 한눈금당 15[A]를 나타낸다. 과도응답시 25[A]가 흐르고 있으며 부하 변동시 많은 전류가 흐름을 실험결과로부터 알 수 있다.

그림 12는 하이브리드 제어기를 사용한 속도오차 특성에 대한 실험결과 파형이다. 그림 12에서 속도오차는 한 눈금당 200[rpm]을 나타내고 있다. 이 그림으로부터 알 수 있듯이 초기 과도상태에서 500[rpm]의 오차가 발생함을 알 수 있고, 아울러 부하변동 구간에서 약 40[rpm]의 오차가 있음을 알 수 있다. 그러나 PI 제어기를 사용한 경우보다 우수한 실험 결과를 얻을 수 있고 특히 부하변동시 우수한 과도 응답특성을 보이고 있음을 실험 결과에서 알 수 있다. 아울러 정상상태 오차가 적기 때문에 정밀한 제어가 가능함을 알 수 있다.

그림 13, 14, 15는 PD 제어기의 출력, 신경망 제어기의 출력, 하이브리드 제어기의 전체 제어입력을 각각 나타내고 있다. 전류는 한눈금당 15[A]를 나타내며 그림 13에서 알 수 있듯이 과도 상태에서는 PD 제어기가 주제어기가 되며 부하변동과 같은 상태에서는 신경망 제어기의 출력이 증가함을 알 수 있다.

그림 15는 PD 제어기의 출력과 신경망 제어기의 출력을 합한 하이브리드 제어기의 출력 특성을 나타내고 있으며 유도전동기에 입력되는 q축 총 전류에 대한 실험 결과 파형이다. 이 그림 역시 한눈금당 15[A]이며 과도 응답시 25[A]가 흐르고 있으며 부하 변동시 부하 변동을 보상하기 위한 많은 전류가 흐름을 알 수 있다.

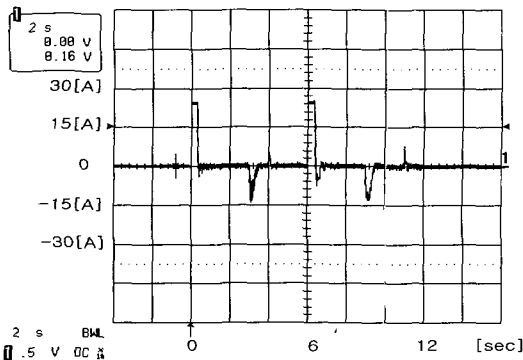


그림 13. PD 제어기 출력의 실험결과  
Fig. 13. Experimental result of the output for PD controller.

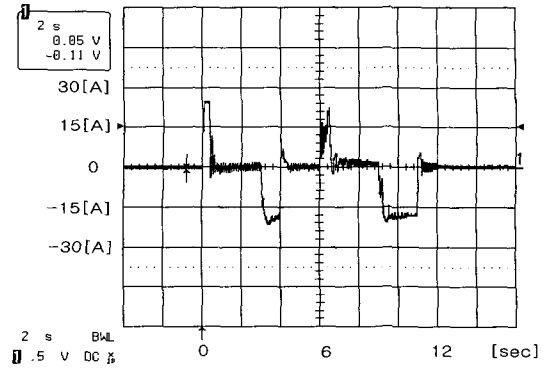


그림 14. 신경망 제어기 출력의 실험결과  
Fig. 14. Experimental result of the output for neural networks controller.

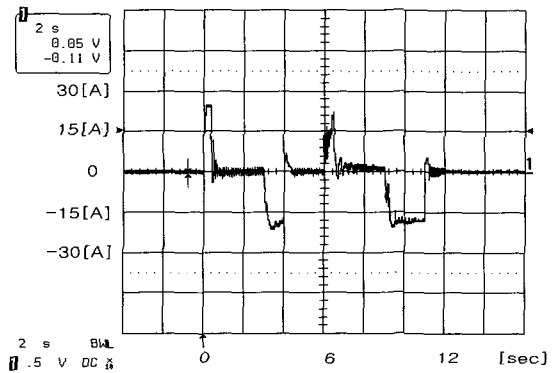


그림 15. 하이브리드 제어기 출력의 실험결과  
Fig. 15. Experimental result of the output for hybrid controller.

## V. 결 론

본 논문에서는 PD 제어기와 신경회로망 제어기를 이용하여 3상 유도전동기 속도제어 시스템을 구현하였다. PD 제어기는 급격한 부하 변동시에 주 제어기가 되며 신경망의 초기학습을 담당한다. 신경회로망은 방대한량의 연산이 이루어지며 잘못된 연산에 의해 발산하는 경우가 있는데 이를 방지할 수 있는 방법을 사용하여 안정된 신경회로망 제어기를 구성하였다. 신경회로망의 입력으로는 모터의 기준속도, 엔코더를 이용하여 측정된 속도, 유도전동기의 제어입력 전류만을 이용하였고 온라인 상태로 학습되도록 하였다. 이와 같이 구성된 제어기들을 3상 유도전동기의 속도제어 시스템에 적용하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 우수성을 보이기 위해 PI 제어기와 비교평가를 하였으며 시뮬레이션과 실험결과로부터 초기운전 상태에서는 PD 제어기가



주로 제어를 담당하며 신경회로망의 학습이 진행됨에 따라 신경회로망이 주 제어기가 됨을 확인하였다. 또한 부하 변동시에는 신경회로망 제어기의 출력에 의해 부하변동에 강인함을 알 수 있었고 기존의 PI 제어기보다 우수하며 정밀제어를 요하는 곳에 사용 가능성을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] Chiasson J., "Dynamic feedback liberalization of the induction motor", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 38, pp. 1588~1594, 1993.
- [2] K. Kenzo, O. Tsumomu, and S. Taskashi, "Application Trends in AC Motor Drives", IEEE IECON'92, pp. 31~36, 1992.
- [3] E.Y.Y Ho and P.C. Sen, "A microprocessor based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling", IEEE Trans. Ind Appl., vol.37, no.3, pp. 227~235, 1990.
- [4] Y.J Lee and Y.D Son, "Implementation and characteristic analysis of variable structure vector control system for position control of induction motor", Trans. of KIEE, vol.42. no.1, pp. 95~106, 1993.
- [5] T.C. Chen and C.Y. Liew, "Design of A Neural Fuzzy Controller for Induction Motor Speed Control," IECON '94, pp. 611~616, 1994.
- [6] M.G. Simoes and B.K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signal for a Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind, Appl., vol.31, no.3, pp. 620~629, 1995.
- [7] G.J. Wang and D.K. Miu, "Unsupervising Adaptation Neural-Network Control", Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks, vol.3, pp. 421~428, 1990.
- [8] T. Aoyama and S. Omata, "Design of a Self-Tuning PID Control System by Neural Networks," T. IEE Japan, vol.116-C, no.11, pp. 1197~1201, 1996.
- [9] 김세찬, 원충연, "신경회로망을 이용한 유도전동기 속도제어", 대한전기학회 논문지, 제45권, 1호, pp. 42~53, 1996
- [10] Mohamed Chtourout, Nabil Derbelt and Mohamed Ben Ali Kamount, "Control of a loaded induction machine using a feedforward neural network", International Journal of Systems Science, vol.27, no. 12, pp. 1287~1295, 1996.

### 저 자 소 개

梁 馮(正會員)

1983년 2월 : 한양대학교 전기공학과 졸업. 1985년 2월 : 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 1월~1997년 8월 : LG산전 연구소 책임연구원. 1997년 2월 : 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 9월~현재 : 청주대학교 전자·정보통신·반도체공학부 조교수. <주관심분야 : 디지털 논리회로 및 ASIC 설계, DSP 응용 제어>