

論文2000-37SC-5-8

## 리칭모드 제어기와 신경 회로망을 이용한 유도전동기의 위치제어

### (The Position Control of Induction Motor using Reaching Mode Controller and Neural Networks)

梁 浬 \*

(Oh Yang)

#### 요 약

본 논문에서는 리칭모드 제어기와 신경 회로망을 이용하여 3상 유도전동기의 위치제어 시스템을 구현한다. 리칭모드 제어기는 위치오차와 속도오차의 궤적을 슬라이딩 평면으로 들어가도록 하고 신경회로망의 초기학습을 담당한다. 리칭모드 제어기의 구조는 슬라이딩 평면의 스위칭 함수로부터 간단히 구성하였다. 또한, 신경 회로망은 전향경로 신경망으로 구성되며 비선형 매핑능력과 탁월한 학습능력을 이용하여 유도전동기의 등가제어입력을 학습하도록 하였고 신경 회로망의 입력으로는 모터의 기준속도, 기준위치 및 엔코더를 이용하여 측정된 모터의 실제속도와 위치 등을 이용하였고 온라인 상태로 학습되도록 하였다. 이와 같이 복합적으로 구성된 제어기들을 유도전동기의 위치제어 시스템에 적용하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 기존의 PI 제어기와 비교평가를 하였으며 시뮬레이션과 실험결과로부터 초기운전 상태에서는 리칭모드 제어기가 주로 제어를 담당하지만 시간이 지남에 따라 신경회로망이 학습되어 신경 회로망이 주 제어기가 됨을 확인하였다. 아울러, 제안된 제어기가 PI 제어기보다 우수하고 특히 부하변동과 같은 외란에 강인함을 알 수 있었으며, 정상상태 오차가 현저히 감소하여 정밀한 제어가 가능함을 확인하였다.

#### Abstract

This paper presents the implementation of the position control system for 3 phase induction motor using reaching mode controller and neural networks. The reaching mode controller is used to bring the position error and speed error trajectories toward the sliding surface and to train neural networks at the first time. The structure of the reaching mode controller consists of the switch function of sliding surface. And feedforward neural networks approximates the equivalent control input using the reference speed and reference position and actual speed and actual position measured from an encoder and, are tuned on-line. The reaching mode controller and neural networks are applied to the position control system for 3 phase induction motor and, are compared with a PI controller through computer simulation and experiment respectively. The results are illustrated that the output of reaching mode controller is decreased and feedforward neural networks take charge of the main part for the control action, and the proposed 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.

\* 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:1999年11月4日, 수정완료일:2000年3月15日

#### I. 서 론

현재 산업용 구동장치로는 직류전동기, 교류 서보 전동기 및 유도전동기 등이 널리 사용되고 있다. 그중 직

류전동기는 자속 및 토크 제어가 간단하여 가변속 구동장치로 널리 사용되어 왔으나 정류자와 브러시가 존재하여 브러시에 대한 유지보수가 필요한 단점이 있으며 교류 서보전동기는 가격이 고가이고 높은 출력의 전동기는 구하기 어렵다는 단점을 가지고 있다. 이에 반해 유도전동기는 기계적인 구조가 견고하고 유지보수가 용이하며 출력에 비해 소형이고 가격이 저렴하며 고속운전이 가능한 장점들을 가지고 있지만 상호결합과 비선형성 때문에 제어하기가 어렵고 제어특성이 복잡하여 실제 산업 현장에서는 정속도 구동장치로 그 용도가 제한적으로 많이 사용되고 있다. 그러나 이러한 문제점은 전력용 반도체인 IGBT의 발달과 초고속 연산용 프로세서 특히 DSP 등이 출현함에 따라 복잡한 제어이론에 대한 다수의 연구가 진행되고있고 이를 통해 유도전동기의 가변속 운전 또는 서보운전 등에 관한 많은 제어 이론을 실제로 구현할 수 있게 되었다<sup>[1][2]</sup>.

그러나, 최근 수많은 현대 제어이론이 제안되었음에도 불구하고 비례적분(PI) 제어나 비례적분미분(PID) 제어가 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 쉽다. 그러나 운전 중에 시스템의 파라미터가 변동하거나 동작 영역이 변할 때 제어기의 파라미터인 비례이득, 적분이득, 미분이득을 제어대상에 따라 적절히 튜닝하기 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 제어이론을 이용하여 유도전동기의 속도나 위치제어 시스템을 구현하거나, 학습 적응능력과 비선형 함수에 대한 근사특성이 우수한 신경회로망을 제어시스템에 도입하여 응용하는 사례가 다수 발표되었다<sup>[3][4]</sup>. 신경 회로망을 제어기로 사용할 경우 신경회로망을 역전파 학습을 위한 교사신호 또는 지도신호가 필요하며 이러한 지도신호를 입력패턴으로 사용하기가 곤란하여 이를 해결하

기 위한 많은 연구가 수행되었다<sup>[5]</sup>. 또한, 이러한 지도신호를 구하기 위해 별도의 신경 회로망인 식별기를 사용하여 식별기로부터 얻어진 신호를 지도신호로 사용하는 연구도 진행되었다<sup>[6]</sup>. 이와 같은 방법은 2개의 신경회로망을 사용하게되어 계산량의 부담과 학습초기에 불안한 점이 있기 때문에 본 논문에서는 리칭모드 제어기와 신경 회로망을 복합 구조로 구성하여 유도전동기의 정밀한 위치제어 시스템을 구현하고자한다.

리칭모드 제어기는 위치오차와 속도오차의 궤적을 슬라이딩 평면으로 들어가도록 하고 신경회로망의 초기학습을 담당한다. 리칭모드 제어기의 구조는 슬라이딩 평면의 스위칭 함수로부터 간단히 구성하였다.

또한, 신경 회로망은 전향경로 신경망으로 구성하여 신경망의 구조를 간단히 하였으며 등가제어입력을 학습하도록 하였다. 이와 같이 구성된 제어기들을 유도전동기의 위치제어 시스템에 적용하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 시뮬레이션을 수행하여 기존의 PI 제어기와 비교 평가함으로써 이론적 타당성을 입증하며 실제 2.2kW의 3상 유도전동기 위치제어 시스템을 구현하여 제안된 알고리즘을 평가하고자한다. 이를 위해 고속의 데이터 처리를 하는 초고속 프로세서인 DSP(TMS320C31-40MHz)와 유도전동기 제어용 PWM 신호 발생과 속도검출 등을 할 수 있는 FPGA를 설계함으로써 전류 및 위치제어의 편리성을 도모하였다.

본 논문의 구성은 II장에서 유도전동기의 리칭모드 제어기를 설계하며 신경회로망과 리칭모드 제어기를 이용하여 등가제어입력을 학습하는 것에 대해 알아보고 III장에서는 제안된 알고리즘에 대한 컴퓨터 시뮬레이션과 이에 대한 고찰을 전개한 후 IV장에서는 실제 3상 유도전동기 위치제어 시스템을 구성하여 실험하였으며 부하변동이 없을 때와 부하변동이 있을 때에 대한 특성을 보이기 위해 기존의 PI 제어기와 제안된 제어기와의 비교 실험을 통해 제안된 알고리즘의 우수성을 보이고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 리칭모드 제어기와 신경회로망 설계

### 1. 유도전동기의 리칭모드 제어기 설계

그림 1은 본 논문에서 제안된 리칭모드 제어기와 신경회로망의 복합 구조를 블록 다이어그램으로 나타내었다. 유도전동기의 속도와 위치에 대한 정보가 채환되

며 각각의 기준 값들과의 오차가 리칭모드 제어기에 입력되어 제어입력  $U_r$  을 출력하고 신경회로망으로는 실제속도와 위치의 케환값과 기준값이 각각 입력되어 제어입력  $\hat{U}_{eq}$  을 출력하며 각각의 제어입력  $U_r$  과  $\hat{U}_{eq}$  의 합  $U$  는 유도전동기의 벡터제어를 위한 입력이 된다.

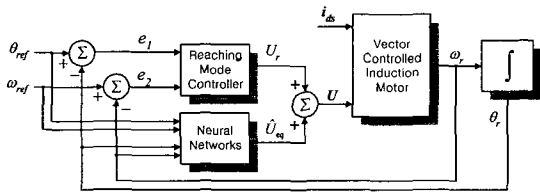


그림 1. 리칭모드 제어기와 신경회로망을 이용한 제어 시스템  
Fig. 1. Control system using reaching mode controller and Neural Networks.

벡터 제어기법은 유도전동기의 복잡한 제어 특성을 직류전동기의 제어 특성과 유사한 조건으로 단순화 시켜 제어의 편리성과 속응성을 실현한 제어기법으로써 1972년 Blaschke에 의하여 처음으로 제안된 이래로 많은 연구를 통해 그 유용성이 입증되었다. 이러한 벡터 제어기법은 회전자 자속벡터를 결정하는 방법에 따라 직접 벡터제어와 간접벡터제어로 나눌 수 있으며 본 연구에서는 그중 간접 벡터제어를 사용하였고 이에 대한 블록 다이어그램은 그림 2와 같다<sup>7)</sup>.

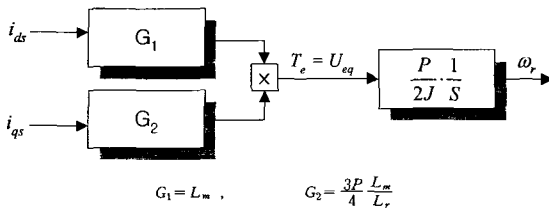


그림 2. 간접벡터 제어방식에서의 유도전동기 블록도  
Fig. 2. Induction motor block diagram for indirect vector control.

그림 2에서 자속을 제어하는 d축 고정자 전류( $i_{ds}$ )는 일정하게 유지되며 실제 토크에 대한 제어는 전적으로 q축 고정자 전류( $i_{qs}$ )에 의해 결정된다. 따라서 제안된 리칭모드 제어기와 신경회로망을 적용하여 q축 고정자 전류를 제어함으로써 목표로 하는 전동기의 위치를 제

어할 수 있다. 그림 1에서의 제어입력  $U$ 는 그림 2의 q축 고정자 전류( $i_{qs\_ref}$ )로 입력되고  $G_2$ 는 선형 이득이므로 발생토크  $T_e$ 와 정비례하며 수식으로 나타내면 식 (1)과 같고 토크와 각속도의 관계식은 식 (2)와 같다.

$$T_e = U \times G_2 (G_1 \times i_{ds}) = aU \quad (a > 0) \quad (1)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2J} \frac{1}{S} T_e = \frac{P}{2J} \frac{1}{S} aU = \frac{1}{S} bU \quad (b = \frac{P}{2J} a) \quad (2)$$

식 (2)에서  $J$ 는 관성 모멘트이고  $P$ 는 유도전동기의 극수를 나타낸다. 이제 가변구조 제어이론을 적용하기 위해 우선 안정한 스위칭 평면을 설정해야한다. 이를 위해 상태변수를 식 (3)과 같이 유도전동기 위치오차 ( $e_1$ )와 속도오차( $e_2$ )에 대한 함수로 설정하고 이에 대한 미분방정식을 식 (4)에 나타냈다.

$$\begin{aligned} e_1 &= \theta_{ref} - \theta_r \\ e_2 &= \omega_{ref} - \omega_r \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \omega_{ref} - \omega_r \\ \dot{e}_2 &= \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_{ref} - bU \end{aligned} \quad (4)$$

스위칭 평면을 나타낸 식 (5)의 계수  $c$ 는 스위칭 라인  $S=0$ 에서의 기울기를 나타내며 가변구조이론에 나타나는 쌍곡선 구조의 고유벡터의 기울기보다 작은 값을 가질 때 안정한 스위칭 평면이 된다.

$$S = [c \ 1] \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = ce_1 + e_2 \quad (5)$$

이와 같이 설정된 안정한 스위칭 평면상에서 시스템의 상태가 항상 유지되도록 하는 리칭조건을 constant rate reaching law에 의해 식 (6)과 같이된다<sup>8)</sup>. 식 (6)에서  $Q$ 는 리칭시간을 결정하는 양의 상수를 나타낸다. 또한  $\delta$ 는 스위칭 함수에 의한 채터링을 줄이기 위한 선형영역을 나타낸다.

$$\dot{S} = -Q \text{sat}(S) \quad (6)$$

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & S < -\delta \\ \frac{S}{\delta} & |S| \leq \delta \\ +1 & S > \delta \end{cases}$$

식 (5)에서 설정된 스위칭 평면에 리칭조건인 식 (6)을 적용하면 식 (7)을 얻을 수 있고 이를 제어입력  $U$ 에 관한 식으로 풀면 식 (8)을 얻을 수 있다. 식 (8)로 표현된 제어입력  $U$ 는 시스템의 상태를 스위칭 평면으

로 도달시키며 고속의 스위칭을 통해 상태변수를 0으로 수렴시킨다.

$$\dot{S} = c \dot{e}_1 + \dot{e}_2 = c \dot{e}_1 + \dot{w}_{ref} - bU = -Q \text{sat}(s) \quad (7)$$

$$U = \frac{1}{b} \{c \dot{e}_1 + \dot{w}_{ref} + Q \text{Sat}(S)\} \quad (8)$$

가변구조 제어이론에 의해 시스템에 가해지는 제어 입력을 연속적인 성질을 가지는 등가제어입력과 고주파의 스위칭 동작을 발생하는 스위칭 제어입력으로 구성한다. 이를 위해 등가 제어입력  $U_{eq}$ 는 식 (7)에  $\dot{S} = 0$ 을 대입함으로써 식 (9)와 같이 구할 수 있고 식 (10)은 전체 제어입력을 등가제어입력과 스위칭 제어입력으로 구분하여 나타냈다.

$$U_{eq} = \frac{1}{b} \{c \dot{e}_1 + \dot{w}_{ref}\} \quad (9)$$

$$U = U_{eq} + \frac{1}{b} Q \text{sat}(S) \quad (10)$$

식 (10)에 나타난 제어입력  $U$ 는 진동기의 이상적인 슬라이딩 동작을 유도하고 스위칭 평면상에서의 시스템을 안정하게 한다. 이러한 제어입력  $U$ 를 정확히 계산할 수 있다면 이로써 최적의 제어를 구현할 수 있겠지만 수식에 사용된 다수의 시스템 파라미터들에 대한 정확한 값을 알기 어렵고 제어대상인 유도전동기에 대한 수학적 모델링은 근사적인 해석일 뿐 완벽하지 못하기 때문에 실제 제어기 구현상의 어려움이 있다. 본 논문에서는 등가 제어입력을 신경회로망의 비선형 근사특성을 이용하여 구함으로써 이러한 문제를 해결하고자 한다.

2. 신경 회로망과 리칭모드 제어기를 이용한 제어 입력의 학습

일반적으로 신경회로망에 의한 제어 시스템에서는 제어대상에 대한 정확한 동특성을 알 수 없을 경우 신경회로망 출력에 대한 교사신호를 구하기 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해 많은 연구가 수행되었으며 본 연구에서도 이러한 문제점을 해결하기 위해 리칭모드 제어기의 동작 특성을 이용하였다.

식 (11)과 같이 리칭모드 제어기 출력을 설정하고 제어입력은 신경회로망을 통해 학습된 출력력과 식 (11)의 리칭모드 제어 출력의 합으로 식 (12)와 같이 나타낸다.

$$U_r = \frac{1}{b'} Q \text{sat}(S) = Q' \text{sat}(S) \quad (b' < b) \quad (11)$$

$$U = \hat{U}_{eq} + U_r \quad (12)$$

이제 신경회로망의 역전파 알고리즘을 위한 오차 평가함수를 식 (13)과 같이 설정하였다. 슬라이딩 모드가 일어날 때의 등가 제어입력인  $U_{eq}$ 는 신경회로망에 대한 교사신호로써 미지의 값이고  $\hat{U}_{eq}$ 는 교사신호를 추종하는 신경회로망 출력을 나타낸다.

$$E = \frac{1}{2} (U_{eq} - \hat{U}_{eq})^2 \quad (13)$$

$$U_{err} = U_{eq} - \hat{U}_{eq} \quad (14)$$

또한, 오차 평가함수의 내부항을 식 (14)와 같이  $U_{err}$ 로 정의하고 식 (12)에 대입하면 식 (15)를 얻을 수 있고, 식 (15)를 식 (10)에 대입하면 간단히 식 (16)을 얻을 수 있다. 식 (8)의 조건에서  $b' < b$ 이므로 식 (17)이 성립되며 이를 이용하여 신경회로망의 역전파 알고리즘을 실현할 수 있다.

$$U = U_{eq} - U_{err} + Q' \text{sat}(S) \quad (15)$$

$$U_{err} = Q' \text{sat}(S) - \frac{1}{b'} Q \text{sat}(S) \quad (16)$$

$$U_{err} = k \text{sat}(S) \quad (k > 0) \quad (17)$$

이상과 같은 등가제어입력을 학습하기 위해 그림 3과 같이 전향경로 신경회로망(feedforward neural networks)을 구성하여 미지의 등가 제어입력을 학습하였다.

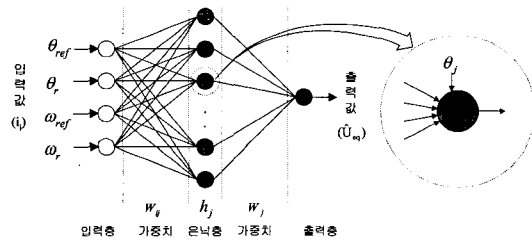


그림 3. 전향경로 신경 회로망의 구조  
Fig. 3. Structure of feedforward neural networks.

그림 3에서 신경회로망의 입력으로는 모터의 실제위치와 실제속도인  $\theta_r, \omega_r$ 과 기준위치와 기준속도인  $\theta_{ref}, \omega_{ref}$  이 각각 입력되며 출력은 선형 뉴런을 사용하여 학습된 등가제어입력  $\hat{U}_{eq}$ 가 출력된다. 은닉층의 활성화

함수로는 양방향 시그모이드 함수인  $\tanh(\cdot)$ 가 사용되었고 임계값(offset)  $\theta_j$ 와 시그모이드 함수의 기울기를 조절하는  $\alpha$ 를 포함하는 식 (18)에 의해 은닉층 출력  $h_j$ 를 구한다.

$$\begin{aligned} temp_j &= \sum_{i=1}^4 W_{ij} i_i + \theta_j \\ h_j &= \tanh(\alpha \cdot temp_j) \end{aligned} \quad (18)$$

역전파 학습 알고리즘을 통해 은닉층과 출력층 사이의 가중치  $W_j$ 와 입력층과 은닉층 사이의 가중치  $W_{ij}$  그리고 은닉층에서의 임계값  $\theta_j$ 가 수정되며 편미분을 위해서 체인룰(chain rule)이 적용된다. 식 (19)와 식 (20)에 의해 가중치  $W_j$ 가 식 (21)과 식 (22)에 의해 가중치  $W_{ij}$ 가 수정되며, 식 (23)과 (24)에 의해 은닉층의 임계값  $\theta$ 의 수정이 이루어진다.

$$\begin{aligned} \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_j(k)} &= -\eta(U_{eq}(k) - \hat{U}_{eq}(k)) \frac{\partial \hat{U}_{eq}(k)}{\partial W_j(k)} \\ &= -\eta' sat(s) h_j(k) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} W_j(k+1) &= W_j(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_j(k)} \\ &= W_j(k) + \eta' sat(S) h_j(k) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \eta \frac{\partial E}{\partial W_{ij}(k)} &= \eta \frac{\partial E(k)}{\partial h_j(k)} \frac{\partial h_j(k)}{\partial temp_j(k)} \frac{\partial temp_j(k)}{\partial W_{ij}(k)} \\ &= -\eta(U_{eq} - \hat{U}_{eq}) \frac{\partial \hat{U}_{eq}(k)}{\partial h_j(k)} \alpha(1-h_j(k)^2) i_i(k) \\ &= -\eta' sat(S) W_j(k) \alpha(1-h_j(k)^2) i_i(k) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} W_{ij}(k+1) &= W_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial W_{ij}(k)} \\ &= W_{ij}(k) + \eta' sat(S) W_j(k) \alpha(1-h_j(k)^2) i_i(k) \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \beta \frac{\partial E}{\partial \theta(k)} &= \beta \frac{\partial E(k)}{\partial h_j(k)} \frac{\partial h_j(k)}{\partial temp_j(k)} \frac{\partial temp_j(k)}{\partial \theta(k)} \\ &= -\beta(U_{eq} - \hat{U}_{eq}) \frac{\partial \hat{U}_{eq}(k)}{\partial h_j(k)} \alpha(1-h_j(k)^2) \\ &= -\beta' sat(S) W_j(k) \alpha(1-h_j(k)^2) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \theta(k+1) &= \theta(k) - \beta \frac{\partial E(k)}{\partial \theta(k)} \\ &= W_{ij}(k) + \beta' sat(S) W_j(k) \alpha(1-h_j(k)^2) \end{aligned} \quad (24)$$

이로써 신경회로망의 역전파 알고리즘을 실현하고 신경회로망 출력인 등가 제어입력  $\hat{U}_{eq}$ 를 얻을 수 있다. 신경회로망의 초기학습에는 리칭모드 제어기가 주 제어기로 되며 이러한 리칭모드 제어기가 신경회로망의 학습을 시키는 역할을 담당하고 아울러 유도전동기 운

전 초기 혹은 갑작스런 외부 잡음이나 내부 파라미터 변동 시에는 리칭모드 제어기 출력에 의한 빠른 응답 특성을 보이고 과도상태에 안정한 제어기의 출력을 얻게된다.

그러나, 시간이 지남에 따라 온라인으로 신경회로망의 가중치들이 수정되어 정상상태에서는 신경회로망의 등가 제어입력에 의한 안정된 제어성능을 기대할 수 있다.

### III. 시뮬레이션 및 고찰

본 연구의 시뮬레이션에 사용된 2.2kw 3상 유도전동기의 파라미터와 제어기의 파라미터들을 표 1에 나타내었다.

표 1. 유도전동기와 제어기의 파라미터  
Table 1. Parameters of induction motor and controller.

구분	Parameter	Value
유도 전동기 파라미터	$P$ (극수)	4 [극]
	PWM 인버터 전압	220 [V]
	$R_s$ (고정자 저항)	0.915825 [ $\Omega$ ]
	$R_r$ (회전자 저항)	1.11091 [ $\Omega$ ]
	$L_m$ (자화 인덕턴스)	0.1132335 [H]
	$L_r, L_s$ (회전자, 고정자 인덕턴스)	0.189705 [H]
	$J$ (관성모멘트)	0.1 [Kg · m <sup>2</sup> ]
제어기 파라미터	$Slip Constant$	5.856
	$\eta'$ (학습률)	0.04
	$\alpha$ (활성함수의 기울기)	0.025
	$\beta'$ (옴셋의 학습률)	0.0015
	Delta(선형영역상수)	100
	$Q'$ (리칭상수)	20
	은닉층의 뉴런 수	10 개
입력층의 뉴런 수	4 개	

시뮬레이션을 위한 유도전동기의 모델링은 식 (25)와 같은 지속 방정식을 이용하였다.<sup>[9]</sup>

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{ds} &= -R_s I_{ds} + \omega_e \psi_{qs} + v_{ds} \\ \dot{\psi}_{qs} &= -R_s I_{qs} - \omega_e \psi_{ds} + v_{qs} \\ \dot{\psi}_{dr} &= -R_r I_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \\ \dot{\psi}_{qr} &= -R_r I_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \\ \dot{\omega}_r &= \frac{P}{2J} (T_e - T_l) \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)에서  $R_s, R_r, J$ 는 각각 고정자 저항, 회전자 저항, 전동기의 관성 모멘트를 나타내며 각각의 값들은 표 1에 있는 파라미터 값들을 적용시켰다. 또한,  $T_i, T_e$ 는 각각 부하 토크 및 출력 토크를 나타낸다.

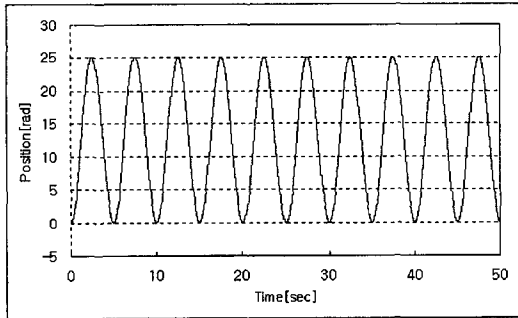


그림 4. 위치제어 시뮬레이션을 위한 기준위치  
Fig. 4. Position reference for simulations of position control.

제안된 유도전동기의 위치제어기의 성능을 평가하기 위한 시뮬레이션의 기준위치는 주기가 5초이고 4회전( $4 \times 2\pi$ [rad])위치를 왕복하는 함수로써 식 (26)과 같이 설정하였다. 초기시간부터 50초까지의 과도응답과, 정상상태 도달 후 7초 동안의 부하변동을 가지는 시스템의 응답을 시뮬레이션을 통해 보였으며 이때 사용된 부하 토크는  $3[N \cdot m]$ 를 인가하였다.

$$\theta_{ref}(t) = 4\pi \times (1 - \cos(2\pi t/5)) \quad (26)$$

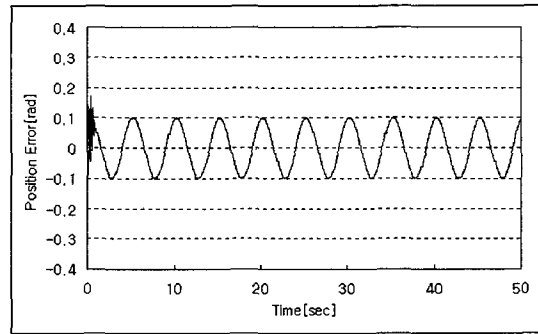
그림 5와 그림 6에 PI 제어기와 제안된 제어기와의 위치 오차 및 제어입력에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 5의 (a)에 나타난 위치오차의 그래프에서는 초기의 0[sec]부근에서 과도상태에 따른 오차를 볼 수 있으며 충분한 시간이 지난 후에서도 최대  $\pm 0.1$ [rad]정도의 정상상태 오차가 나타남을 확인할 수 있다. 그림 5의 (b)는 유도전동기의 토크를 제어하는 q축 고정자전류의 기준값  $I_{qse\_ref}$ 을 나타내며 초기의 상태에서 심한 과도상태를 보이고있다.

그림 6의 (a)에서 제안된 위치 제어기의 위치오차를 볼 수 있다. 초기의 과도상태에 따른 약간의 오차가 나타나며 정상상태 오차 또한 최대  $\pm 0.02$ [rad] 미만으로 PI 제어기에 대한 시뮬레이션 결과에 비해 아주 작은 것을 볼 수 있다.

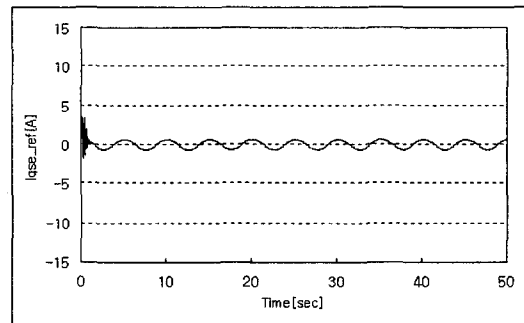
그림 6의 (b)에 나타난 제어입력은 (c)와 (d)에서 각각 나타내고 있는 신경망 제어기 출력과 리칭모드 제

어기 출력의 합으로써 구성되며 초기의 과도상태에서는 리칭모드 제어기의 출력이 크게 나타나고 점차적으로 신경망 제어기 출력이 증가함을 볼 수 있다.

이는 초기에는 리칭모드 제어기가 주제어기로서 작용하여 큰 제어입력을 발생함으로써 시스템의 상태를 슬라이딩 평면으로 접근시키고 시간이 지남에 따라 신경회로망의 학습 알고리즘에 의해 최적의 제어입력이 학습됨으로써 신경회로망의 제어기가 주제어기로서의 역할을 하고 있음을 알 수 있다.

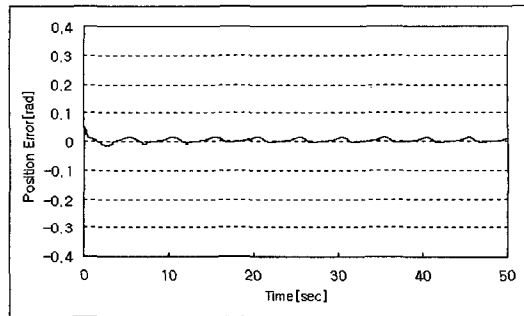


(a) 위치오차

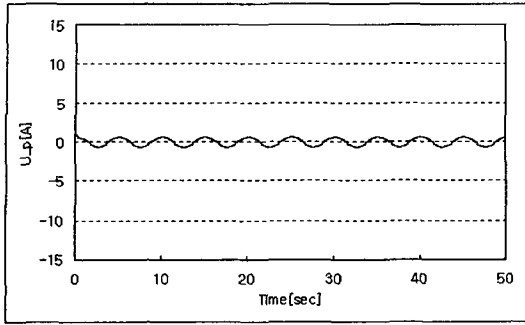


(b) 제어입력( $I_{qse\_ref}$ )

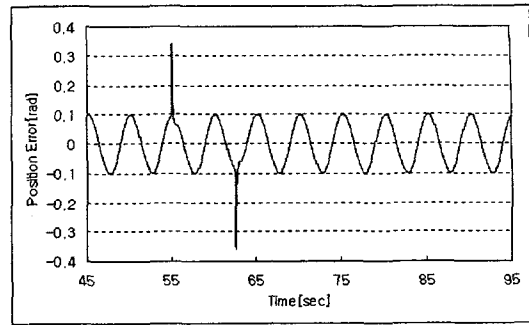
그림 5. PI 제어기의 위치오차와 제어입력  
Fig. 5. Position error and control input for PI controller.



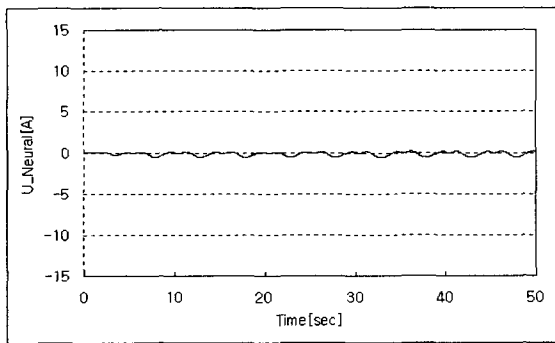
(a) 위치오차



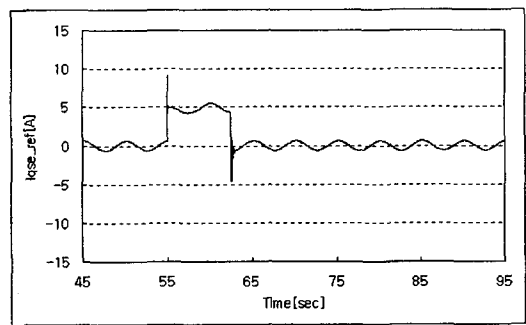
(b) 제어입력(Iqse\_ref)



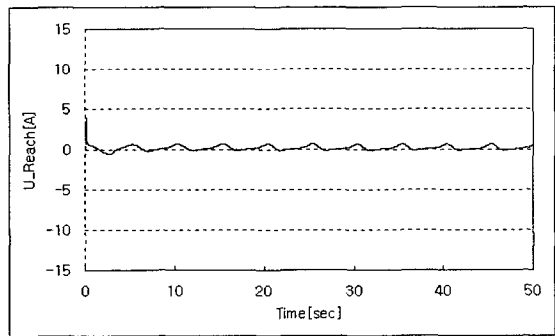
(a) 위치오차



(c) 신경망 제어기 출력



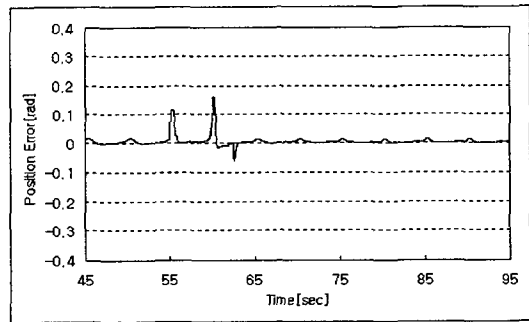
(b) 제어입력(Iqse\_ref)



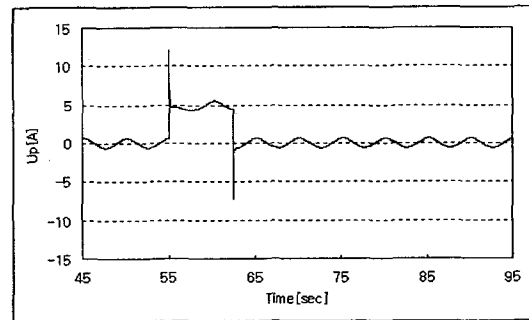
(d) 리칭모드 제어기 출력

그림 7. 부하 변동시의 PI 제어기의 위치오차와 제어 입력

Fig. 7. Position error and control input for PI controller with load torque.



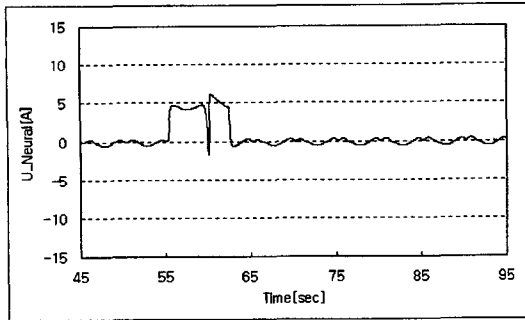
(a) 위치오차



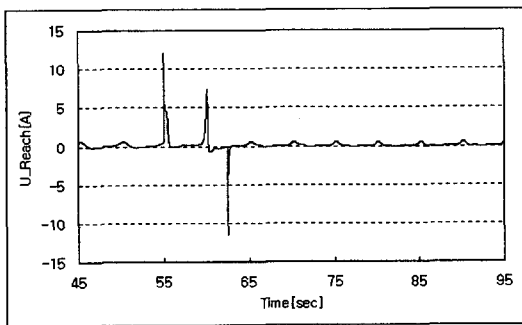
(b) 제어입력(Iqse\_ref)

그림 6. 제안된 제어기의 위치오차와 제어입력  
Fig. 6. Position error and control input for proposed controller.

그림 7은 시스템의 상태가 정상상태에 도달한 후 순간적인 부하변동을 주어 이에 따른 PI 제어기의 응답특성을 보이고있다. 이때 부하는 3[N·m]의 순간적인 스텝입력을 부하토크로 인가하였다. 부하구간이 시작되는 55초 지점과 부하가 다시 0이 되는 62초 지점에서 순간적인 부하 변동에 따른 큰 위치오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. (b)의 제어입력을 나타내는 그래프에서도 순간적인 부하변동에 따른 제어입력의 변화를 볼 수 있다.



(c) 신경회로망 제어기 출력



(d) 리칭모드 제어기 출력

그림 8. 부하 변동시의 제안된 제어기의 위치오차와 제어입력

Fig. 8. Position error and control input for proposed controller with load torque.

그림 8에서는 PI 제어기의 부하 특성 시뮬레이션에서와 동일한 조건에서 제안된 제어기의 부하에 대한 응답 특성을 보이고 있다. 위치오차를 나타내는 그림 8의 (a)에서 보는바와 같이 부하구간이 시작되는 55초 지점과 끝나는 62초 지점 그리고 전동기의 회전방향이 반전되는 60초 지점에서 최대 0.15[rad]의 위치오차 특성을 보이고 부하변동이후의 구간에서도 PI 제어기보다 우수함을 알 수 있다.

부하구간에서의 제어입력에 대한 특성은 그림 8의 (b)와 (c) 그리고 (d)에서 볼 수 있다. 그림 8의 (d)에서 리칭모드 제어기 출력은 순간적인 부하변동 초기에 큰 제어입력 값을 발생시키고 이에 비해 완만한 경사면을 가진 신경회로망 제어기 출력이 발생하는 것을 그림 8의 (c)에서 볼 수 있다. 여기서도 부하 변동시 순간적으로 위치오차가 슬라이딩 평면으로부터 떨어진 시스템의 상태를 리칭모드 제어기의 큰 출력이 슬라이딩 평면으로 복귀시키는 역할을 하며 신경회로망에 의해서는 변화된 주변환경 즉 부하의 변동에 따른 적절한

학습을 통해 최적의 제어입력이 발생됨을 예상할 수 있다. 또한 리칭모드 제어기 출력은 부하 변동시에만 작용하는 반면 신경회로망 제어기 출력은 부하가 작용하는 전 구간에서 나타남을 그림 8의 (c)를 통해 알 수 있다.

#### IV. 실험결과 및 검토

##### 1. 신경 회로망을 이용한 유도전동기의 위치제어 시스템 구성

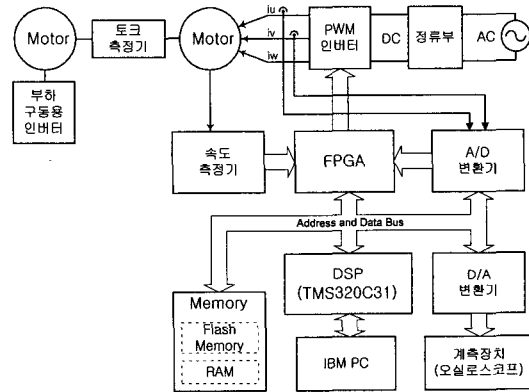


그림 9. 유도전동기의 위치제어 시스템

Fig. 9. Position control system of induction motor.

그림 9는 본 논문에서 구현된 유도전동기 위치제어 시스템에 대한 구성도를 나타낸다.

유도전동기의 온라인 제어를 위해 리칭모드 제어기와 신경 회로망을 간단히 구현했으며, 계산량이 많은 신경 회로망을 구현하기 위하여 Texas Instrument사의 초고속 프로세서인 DSP(TMS320C31-40MHz)를 사용하였다. PWM 파형 발생을 위해서는 자체 제작된 유도전동기 구동용 FPGA를 사용했다. PWM 발생로직과 각종 보호회로 및 속도 측정회로(M/T 방법) 등을 탑재한 FPGA는 TI사의 DSP인 TMS320C3x와 함께 사용할 수 있도록 VHDL을 이용하여 설계 제작된 것으로서 DSP에서의 계산량을 최대한 분담하여 신경회로망 이론의 구현에서 문제시되어왔던 계산상의 속도 문제를 개선했으며 아울러 FPGA로부터 100us 마다 외부 인터럽트(INT0)를 DSP에 발생시켜 Hall C/T를 이용한 전류 취득과 PI 전류제어를 하도록 했다. 이를 위해 유도전동기 입력단의 전류는 12비트 분해능의 A/D 컨버터



를 이용하여 계측하며 엔코더에서 발생된 펄스는 1회 전당 8,192펄스를 발생하는 높은 분해능의 엔코더를 사용하였으며 이를 4채배하여 M/T 방법에 의해 실제 전동기의 속도와 위치가 계산된다. 전력회로의 인버터 스위칭 소자는 TOSHIBA사의 1200 V , 150 A의 정격을 가지며 회생제동시의 DC Link단의 전압상승을 방지하는 회생제동회로와 전원 ON/OFF시 부족전압 보호회로와 과전압 보호회로를 사용하여 인버터의 안전운전을 도모하였다. 아울러 제어기 운전중의 각종 데이터는 DSP와 PC간의 통신을 이용하여 측정할 수 있으며 디지털로 처리되는 데이터들을 4채널 8비트의 D/A 컨버터를 통해 오실로스코프를 이용하여 계측할 수 있도록 하였다. 또한 부하변동을 위해서 제어되는 모터의 축에 2.2kw의 3상 유도전동기를 토크 측정기를 중간 축으로 연결하였다. 이상과 같은 유도전동기 제어시스템에 대한 세부 사양을 표 2에 나타내었다.

표 2. 유도전동기의 제어시스템 사양  
Table 2. Specification of induction motor control system.

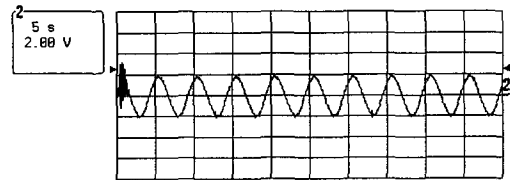
Motor	3 Phase Induction Motor (2.2 KW)	
DSP	TMS320C31-40MHz (Texas Instrument)	
FPGA	동작주파수	40 MHz
	PWM의 분해능	12 비트
	Dead Time 설정	8 비트
	기타 기능	Watch Dog Timer, PWM 보호회로, 속도 검출(M/T 방법), 각종 디코더 및 RDY신호발생
인버터	PWM Inverter, IGBT(Toshiba, 정격 1200V, 150A)사용	
메모리	Flash Memory : AMD29F010 RAM : 68257(32KB)×4	
A/D 변환기	AD7891(8채널 12 비트)	
D/A 변환기	AD7226(4채널 8 비트)	
토크 측정기	Torque Transducer(KEY TRANSDUCERS INC.)	

2. 실험결과 및 검토

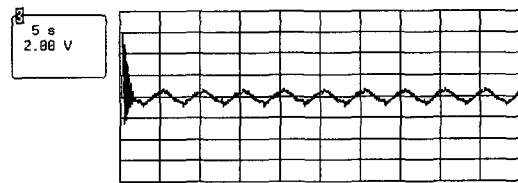
실험을 위한 기준 위치는 시뮬레이션에서와 동일하게 설정하여 시뮬레이션 결과와 실제 실험에서의 결과를 비교할 수 있도록 하였다. 실험결과를 나타내고있는

모든 그래프는 눈금당 2[V]가 표시되며, 위치오차는 2[V]당 0.1[rad]을 나타내고 제어입력은 1[V]당 1[A]를 나타낸다.

그림 10은 PI 제어기의 구동실험결과로서 위치오차와 제어입력을 각각 그림 10의 (a)와 (b)에 나타내고 있다. 위치오차를 나타낸 그림 10의 (a)를 살펴보면 초기 구동시 과도상태에서 비교적 큰 오차가 나타나며 정상상태 오차 또한 기준위치의 최대값( $8\pi$ [rad])의 0.4%에 해당하는 0.1[rad]이 발생한다. 이에 비해 그림 11의 제안된 제어기에서의 위치오차를 살펴보면 초기시간에서의 위치오차가 약 0.13[rad]으로 나타나며 정상상태 오차는 PI 제어기에서 나타난 정상상태 오차의 0.1배 이하의 값을 나타냄을 알 수 있다.



(a) 위치오차

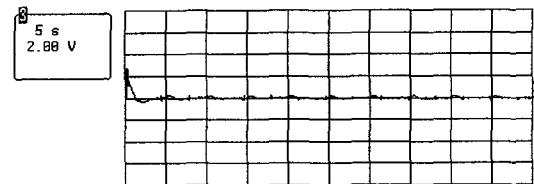


(b) 제어입력

그림 10. PI 제어기의 위치오차와 제어입력에 대한 실험결과

Fig. 10. Experimental results of position error and control input using PI controller.

그림 11의 (b)와 (c) 그리고 (d)에서 제어입력과 리칭모드 제어기 출력 그리고 신경회로망 제어기 출력을 비교 검토할 수 있다. 리칭모드 제어기의 출력은 초기에 큰 값을 나타내다가 시간이 지남에 따라 점차 작아



(a) 위치오차

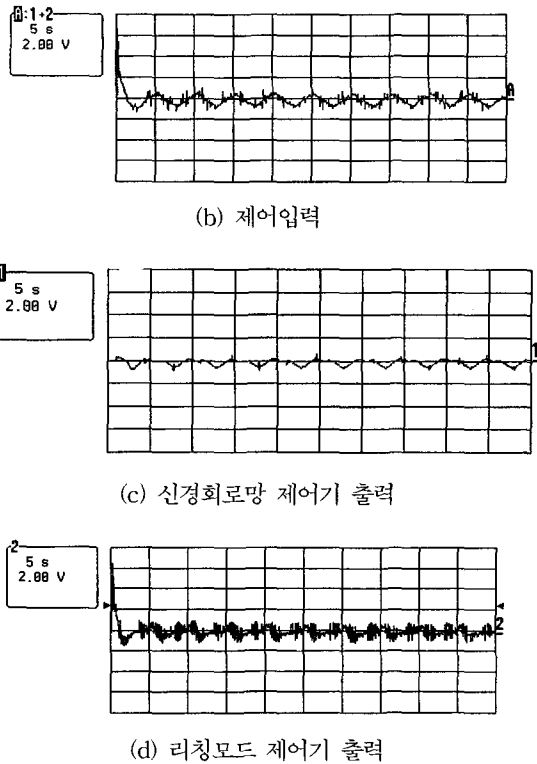


그림 11. 제안된 제어기의 위치오차와 제어입력에 대한 실험결과  
 Fig. 11. Experimental results of position error and control input using proposed controller.

지는 특성을 볼 수 있고 신경 회로망 제어기 출력은 초기에는 작은 값을 갖지만 시간의 경과에 따라 점차로 값이 커지는 것을 볼 수 있다. 이로써 시뮬레이션을 통해 모의했던 제안된 제어기에 대한 동작특성이 실현됨을 확인할 수 있다.

그림 12와 그림 13은 PI 제어기와 제안된 제어기의 실험결과로써 정상상태 도달 후인 55초에서부터 62초까지 7초간의 스텝형태의 부하토크 3[N·m]를 인가한 경우로 실험을 통해 제안된 제어기와 PI제어기와의 부하특성을 비교하였다.

그림 12의 (a)는 PI 제어기의 위치오차를 나타낸 것으로 부하변동시 약 0.28[rad]의 순간적인 위치오차가 발생함을 볼 수 있다. 이에 비해 제안된 제어기에서 발생하는 위치오차는 약 0.16[rad]이므로 PI 제어기의 실험결과에 비해 현저히 작은 값을 나타냄을 볼 수 있으며 또한 부하변동 이후에도 신속히 안정된 정상상태를 유지하는 것을 실험결과를 통해 확인할 수 있다.

이상과 같은 실험결과는 유도전동기에 대한 수학적

모델링을 통해 제시된 시뮬레이션 결과와 직접 비교 검토할 수 있으며 그림 5에서 그림 8까지의 시뮬레이션 결과와 이에 해당하는 그림 10에서 그림 13까지의 실험결과를 통해 유사함을 확인할 수 있다. 이로써 신경회로망과 리칭모드 제어기를 복합구조로 응용한 본 논문의 이론적 타당성을 입증하였고 3상 유도전동기를 제어대상으로 한 실제 실험을 통해 그 이론적 특성이 실제시스템에 잘 적용됨을 입증하였다.

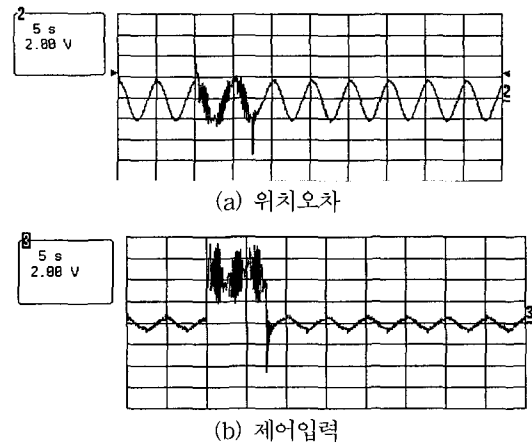
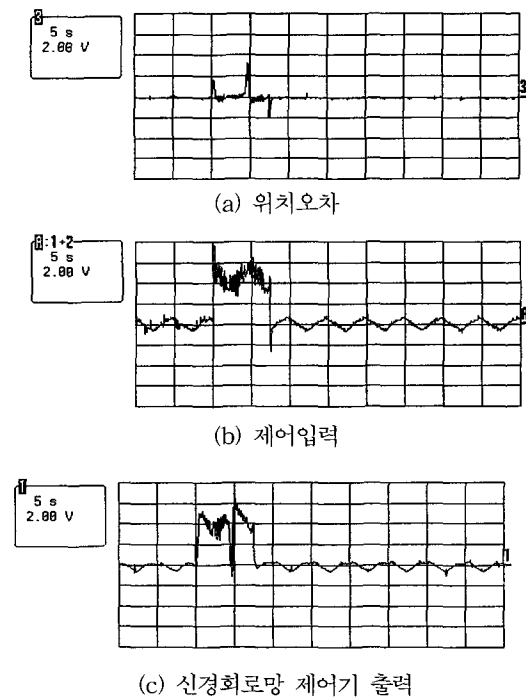
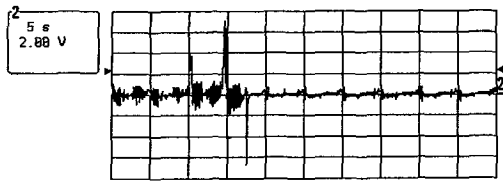


그림 12. 부하 변동시 PI 제어기의 기준위치와 오차  
 Fig. 12. Experimental results of position error and control input using PI controller with load torque.





(d) 리칭모드 제어기 출력

그림 13. 부하 변동시 제안된 제어기의 기준위치와 오차

Fig. 13. Experimental results of position error and control input using proposed controller with load torque.

## V. 결 론

본 논문에서는 리칭모드 제어기와 신경회로망 제어기를 이용하여 3상 유도전동기 위치제어 시스템을 구현하였다. 리칭모드 제어기는 위치오차와 속도오차의 궤적을 슬라이딩 평면으로 들어가도록 하고 신경회로망의 초기학습을 담당한다. 리칭모드 제어기의 구조는 슬라이딩 평면의 스위칭 함수로부터 간단히 구성하였다. 또한, 신경 회로망은 비선형 매핑능력과 탁월한 학습능력을 이용하여 등가제어 입력을 학습하도록 하였고 신경 회로망의 입력으로는 모터의 기준속도, 기준위치 및 엔코더를 이용하여 측정된 모터의 속도와 위치만을 이용하여 온라인 상태로 학습되도록 하였다. 이와 같이 구성된 제어기들을 3상 유도전동기의 위치제어 시스템에 적용하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 우수성을 보이기 위해 PI 제어기와 비교평가를 하였으며 시뮬레이션과 실험결과로부터 초기운전 상태에서는 리칭모드 제어기가 주로 제어를 담당하며 신경회로망의 학습이 진행됨에 따라 신경 회로망이 주 제어기가 됨을 확인하였다. 또한, 부하 변동시에는 리칭모드 제어기의 출력이 증가함으로써 부하변동에 강인함을 알 수 있었고 기존의 PI 제어기보다 우수함을 확인하였다. 아울러 정상상태 오차가 PI 제어기보다 현저히 감소하여 정밀한 위치제어가 가능함을 확인하였다. 앞으로 안정성이 보장되는 신경 회로망의 구조에 대한 연구를 추진하고자 한다.

## 참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] T.C. Chen and C.Y. Liew, "Design of A Neural Fuzzy Controller for Induction Motor Speed Control," IECON '94, pp.611-616, 1994.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] G.J. Wang and D.K. Miu, "Unsupervised Adaptation Neural-Network Control," Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks, vol.3, pp.421-428, 1990.
- [6] 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.
- [7] B. K. Bose, Power Electronics and AC drivers, Prentice Hall, 1986.
- [8] W. Gao and J.C. Hung, "Variable Structure Control of Nonlinear Systems," IEEE Trans. Ind. Elec., vol.40, no.1, pp.45-55, 1993.
- [9] 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 忬(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. 1997년 10월~현재 IDEC Working Group 참여교수. 주관심분야는 디지털 논리회로 및 ASIC 설계, DSP 응용 제어