[UCI]I804:24011-200000231772

신경회로망을 이용한 교류서보전동기 제어에 관한 연구

A Study on the Control of AC Servo Motor using Neural Networks

2007年 2月 日

朝鮮大學校 産業大學院

電氣工學科

文 熙 哲

신경회로망을 이용한
교류서보전동기 제어에 관한 연구

指導敎授 李 相 一

이 論文을 工學 碩士學位 申請論文으로 提出함.

2006年 10月 日

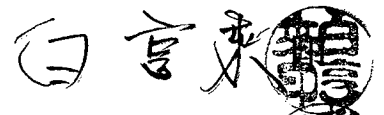
朝鮮大學校 産業大學院

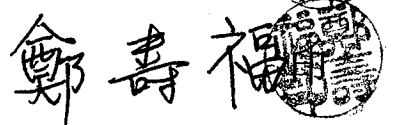
電 氣 工 學 科

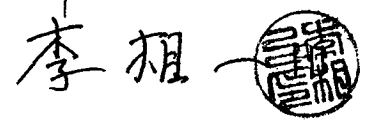
文 熙 哲

조선대학교 CHOSUN UNIVERSITY
100373634 2007-04-09

文熙哲의 工學碩士學位論文을 認准함

審査委員長　朝鮮大學校 敎授 

審査委員　　朝鮮大學校 敎授 

審査委員　　朝鮮大學校 敎授 

2006年　11月　　日

朝鮮大學校 産業大學院

목 차

ABSTRACT

Ⅰ. 서 론 1

Ⅱ. AC Servo 전동기 3

Ⅲ. 신경회로망 제어 11

A. 신경회로망 11

B. 신경회로망 제어기를 이용한 교류서보전동기 제어 16

Ⅳ. 구동시스템 21

A. 시스템 설계 21

B. 제어소프트웨어 25

Ⅴ. 실험 및 결과고찰 26

A. PI 제어 26

B. 신경회로망 제어 31

Ⅵ. 결 론 36

참 고 문 헌

List of figures

Fig. 2.1 Structural diagram of three-phase motor 5

Fig. 3.1 Model of single layer perceptron 12

Fig. 3.2 Blockdiagram of learning of single layer perceptron 14

Fig. 3.3 Schmatic of SLP 15

Fig. 3.4 Block diagram of control system using neural networks controller for AC servo motor 16

Fig. 3.5 Block diagram of control system using neural networks controller for three phase AC servo motor control 17

Fig. 3.6 Input and output elements of neuro controller 18

Fig. 4.1 Schematic of system 21

Fig. 4.2 Structure of system 23

Fig. 4.3 Flowchart of system 24

Fig. 5.1 Experimental result using PI control 27

Fig. 5.2 Experimental results using neural network control 32

ABSTRACT

A Study on the Control of AC Servo Motor using Neural Networks

Moon, Hee Chel
Advisor : Prof Lee, Sang-Il
Department of Electrical Engineering,
Graduate School of Industry, Chosun University

In this paper, neural networks is used to control AC servo motor and is finding widespread applications in different areas of science and engineering problems. AC servo systems are competed with DC servo systems for motion control. Because of their favorable electrical, mechanical properties, good dynamics and a high efficiency, AC servo motor has been covered most servo-applications in robotics, machine tools and positioning devices. Permanent magnet synchronous motor is receiving attention for servo drive applications in recent years because of its high torque to inertia ratio, superior power density and high efficiency. Recent developments of high energy materials such as neodymium have focussed attention on wide variety of speed, position control, applications.

In order to reduce with mechanical parameter variation, and to obtain a good dynamic performance at the viewpoint wide speed

range, an intelligent controller is employed. The neural networks is adopted widely, however the convergence speed is limited by its constant learning rate. The neural networks based self tuner of coefficient parameter consisting position value.

In this paper, neural networks is proposed to AC Servo Motor. It adopted back-propagation algorithm and executed in a DSP. For the implementation of high performance speed control system. It is used a 32-bit DSP, TMS320C31, which is capable of the high speed and floating point calculation. The design technic of neural networks proposed learning algorithm was presented, and the designed controller was applied to the accurate position control of AC servo system. The proposed controller for good tracking command values for motor driving is verified through the experimental results.

Ⅰ. 서 론

최근 전력용 반도체 산업의 발달로 인하여 마이크로프로세서의 제어기술이 향상됨에 따라 교류기도 직류기에 못지 않게 제어가 경제적으로 가능하게 되었고 우수한 보수성을 갖고 있으므로 직류기의 대체용으로 교류서보전동기가 각광을 받고 있는 실정이다. 로보트의 관절 등을 움직여 주는 구동부로서는 스텝모터, AC서보전동기, DC서보전동기 등이 사용될 수 있으나 스텝모터는 제어가 용이하고 오차가 누적되지 않으며 디지탈제어에 적합하다는 등의 장점이 있는 반면 유연성이 부족하고 고속 운전이 어려우며 진동에 의하여 원활한 운동이 불가능할 뿐만 아니라 외란에 의한 오차가 발생할 경우에 대비하여 부수적인 회로가 필요하다. 따라서 종래 직류서보전동기가 정류자와 브러시에 의한 정류 보수면에 제약이 있음에도 불구하고 출발이나 정지 시 토크가 크고 속도의 변환영역이 넓으며 제어신호에 따른 응답속도가 빠른 등의 이점이 높이 평가되었으나 근래에는 직류기가 사용되었던 공작기계 제어, 로봇 구동, 고속 정밀제어 분야 등에 교류서보전동기의 사용이 점차 증가되고 있다.

또한 신경망 제어는 자기 스스로를 조직화하는 학습의 형태를 가짐으로서 주위환경 변화에 따른 다양한 학습을 통해 적응이 가능하다는 큰 이점을 가지고 있으므로 최근에는 그와 같은 산업체에서 사용되는 설비에서 요구되어지는 파라메타의 변화에 따른 보완책으로 부각되고 있는 신경회로망 제어가 응용되고 있는 실정이다.

따라서 본 논문에서는 로봇시스템 등에 사용되는 액추에이터의 구동원으로 응용을 목표로 우선 각축의 구동을 위해서 절대적으로 필요한 정밀제어를 위해 신경망제어를 이용한 교류서보모터의 제어시스템을 설계 제작하였고 직류서보 전동기와 같은 고성능 정밀제어를 실현하고자 설계

제작한 AC서보전동기의 제어시스템을 신경회로망 제어에 의해 구동시켜 단계적인 제어에 의해 제안한 개선된 제어알고리즘의 타당성을 입증하고자 한다.

Ⅱ. AC Servo 전동기

로봇의 관절 등을 움직여 주는 구동부에는 AC서보 전동기, DC 서보 전동기 등의 각종 전동기가 사용될 수 있으나 스텝모터는 제어가 용이하고 오차가 누적되지 않으며 디지털제어에 적합하다는 등의 장점이 있는 반면 유연성이 부족하고 고속운전이 어려우며 진동에 의하여 원활한 운동이 불가능할 뿐만 아니라 외란에 의한 오차가 발생할 경우에 대비하여 부수적인 회로가 필요하다.[1]

교류서보전동기는 전력전자의 발전과 고성능 영구자석의 개발과 양산화에 의해 직류서보전동기의 제어상의 장점을 갖으면서 기계적 정류기구를 제거시켰을 뿐만 아니라 신뢰성과 내환경성이 크게 향상되었다. 교류서보전동기에는 IM형과 SM형이 있는데 SM형인 영구자석 동기전동기(PMM)는 회전자가 영구자석으로 구성되어 있어 관성 모멘트가 적고 회전수에 동손이 적어 효율이 높고 가속성능이 양호하여 직류기에서 갖는 여러 가지 제약성을 갖고 있지 않아서 자동차 공업 생산라인에서의 로봇, 반도체 기기나 우주산업분야, 원자력 관련 기기나 장치 등 특수환경 등에 널리 사용되고 있다.

교류서보전동기는 동기기형과 유도기형으로 대별되며 동기형인 영구자석 동기전동기는 회전자가 영구자석으로 구성되어 있어 관성모멘트가 적고 회전수에 동손이 적어 효율이 높고 가속성능이 양호하다. 직류기에서 갖는 여러 가지 제약성을 갖고 있지 않아서 자동차 공업 생산라인에서의 로봇, 반도체 기기나 우주산업분야, 원자력 관련 기기나 장치 등 특수 환경 등에 널리 사용되고 있다.

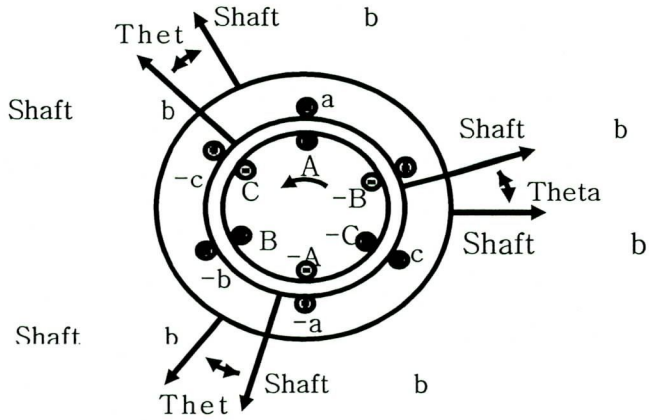
교류서보전동기는 정류자를 대신하는 자극위치검출기구와 정현파 3상 교류 제어 기구를 필요로 하는데 고속, 고 토크 영역까지 사용이 가능하므로 설치 환경에의 적응성이 높은 이점이 있다. 브러시가 없어서 보수가

용이하고 내환경성이 우수하며 정류한계가 없어서 고속으로 고 토크 이용이 가능하고 코일이 고정자에 있어서 방열상 유리하나 자극위치검출이 필요하고 제어기가 복잡해서 고가로 취급된다. 따라서 교류서보전동기에서는 자극위치검출을 하고 있고 자석의 종류와 자극구조에 따라서 회전자를 고정자에서 빼면 감자가 일어난다.

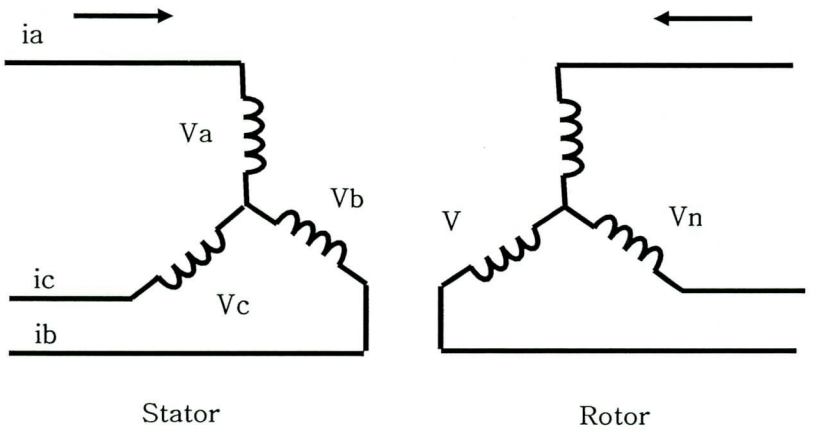
동기기형 교류서보전동기는 전기자 전류와 토크관계가 선형이고 제어가 용이하며 비상 정지 시는 다이나믹 브레이크의 사용이 가능하다. 그러나 로우터에 영구자석을 고정시키기 위해서 구조가 다소 복잡해지고 제어를 위해서 로우터 위상을 검출할 필요가 있다. 회전자에 영구자석을 끼워 넣고 고정자에 전기자 코일을 설치한 회전계자형 동기기로서 기본원리는 회전자와 고정자 사이에 토크를 발생시키는 방식이고 전기자의 3상전류를 자극과 직교하도록 제어하는 것이다. 서보전동기로서 필요로 하는 소형경량, 고빈도 가·감속, 대출력과 보수·유지비의 감소를 충족시키기 위해서 회전자에는 고성능 자속으로서 희토류와 페라이트, 알니코 등을 사용한다.

유도기형 교류서보전동기는 구조가 간단하고 튼튼한 상자형 모우터를 사용하는 교류서보 전동기방식으로서 고속 대출력용으로 적합하다. 유도기형은 동기기형에 비하면 형태도 크고 공극을 아주 작게 하지 않는 한 역률, 효율에서 떨어지고 소 용량기의 분야에는 적용되지 않는다. 회전자의 구조가 간단하고 검출기도 특수한 것을 필요로 하지 않고 직류서보전동기의 것과 동일한 것을 사용할 수 있다. 그러나 정지 시에도 상시 여자전류를 흘려 둘 필요가 있기 때문에 그것에 의한 발열의 문제가 있고 비상정지의 경우에 교류서보전동기와 같이 전기자 권선을 단락하여 다이나믹 브레이크를 걸 수 없다. 유도기형 교류서보전동기의 제어방식에는 전동기에 자속검출 센서를 채택함으로서 정밀도 높은 제어를 할 수 있는 자속검출형 벡터제어방식과 센서를 사용하지 않았기 때문에 전동기 구조는 간단하지만 자속의 예측제어기능을 갖지 않으면 안 되고 제어장치 자체가

약간 복잡하게 되는 미끄럼 주파수형 벡터 제어방식이 있다. 전동기의 출력토크는 계자 자속분과 토크 전류분의 곱에 비례한다. 전동기의 출력 토크는 계자 자속분과 토크 전류분의 곱에 비례한다. 유도기형에 있어서는 이 양 성분을 합성한 전기량으로서 제어하는 것이 필요하고 서보드라이버도 벡터 제어방식으로 된다. AC 서보 전동기를 제어하려면 수학적 모델링이 필요하며 이것을 3상 전동기의 구조로부터 구하면 그림 2-1과 같다.[2]



(a)



(b)

Fig. 2-1 Structural diagram of three-phase motor

교류서보전동기는 그 용량범위가 넓고 또 높은 신뢰성과 보수, 유지 면에 이점이 있으므로 적용에 대해서는 그 범위가 넓고 고정자의 코어를 공냉하고 있기 때문에 냉각능력이 크고 회전자의 구조에 독특한 방식을 채용하여 소형 콤팩트로서 큰 토크/이너셔비를 얻고 있으며 직류서보전동기와 같이 정류 불꽃에 의하여 최고속도가 제한되는 일이 없기 때문에 고속영역에 있어서의 토크 특성이 우수하다.

고정자 권선의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = r_1 \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + P \begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{pmatrix} \tag{2-1}$$

회전자 권선의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = r_2 \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} + P \begin{pmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{pmatrix} \tag{2-2}$$

고정자 측에서의 상 자속은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \tag{2-3}$$

$$+ L_{aA} \begin{pmatrix} \cos\theta_2 & \cos(\theta_2 - \frac{4}{3}\pi) & \cos(\theta_2 - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_2 - \frac{2}{3}\pi) & \cos\theta_2 & \cos(\theta_2 - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos(\theta_2 - \frac{4}{3}\pi) & \cos(\theta_2 - \frac{2}{3}\pi) & \cos\theta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix}$$

회전자 측에서의 상 자속은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}\lambda_A\\ \lambda_B\\ \lambda_C\end{pmatrix} = L_{aA}\begin{pmatrix}\cos\Theta_2 & \cos(\Theta_2-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\Theta_2-\frac{4}{3}\pi)\\ \cos(\Theta_2-\frac{4}{3}\pi) & \cos\Theta_2 & \cos(\Theta_2-\frac{2}{3}\pi)\\ \cos(\Theta_2-\frac{4}{3}\pi) & \cos(\Theta_2-\frac{4}{3}\pi) & \cos\Theta_2\end{pmatrix} \begin{pmatrix}i_A\\ i_B\\ i_C\end{pmatrix} + \begin{pmatrix}L_{aa} & L_{ab} & L_{ab}\\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab}\\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa}\end{pmatrix} \tag{2-4}$$

고정자 전류, 자속, 전압을 d, q변환하면 다음 식과 같고 q축은 d축보다 $\frac{\pi}{2}$만큼 앞선다.

$$\begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\\ i_{10}\end{pmatrix} = [A] \begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\\ i_{10}\end{pmatrix} \tag{2-5}$$

$$\begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\\ \lambda_{10}\end{pmatrix} = [A] \begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\\ \lambda_{10}\end{pmatrix} \tag{2-6}$$

$$\begin{pmatrix}V_{1d}\\ V_{1q}\\ V_{10}\end{pmatrix} = [A] \begin{pmatrix}V_{1d}\\ V_{1q}\\ V_{10}\end{pmatrix} \tag{2-7}$$

$$[A]=\frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\omega t & \cos(\omega t-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t-\frac{4}{3}\pi) \\ -\sin\omega t & \sin(\omega t-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\omega t-\frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{2-8}$$

변수 i_{10} , λ_{10} , V_{10} 는 d, q 변환에 필요한 것으로 평형 3상 전동기에서는 0이다. 회전자 권선에 대하여 d, q 변환하면 다음 식과 같고 d, q축은 ω_2 와 동기 하여 회전하고 회전자에는 슬립 S가 발생한다.[3]

$$\frac{d\Theta_s}{dt} = P\Theta_s = S\omega \tag{2-9}$$

$$\begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{20} \end{pmatrix} = [A'] \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \tag{2-10}$$

$$\begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{20} \end{pmatrix} = [A'] \begin{pmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{pmatrix} \tag{2-11}$$

$$\begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{20} \end{pmatrix} = [A'] \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} \tag{2-12}$$

$$[A']=\frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\Theta_s & \cos(\Theta_s-\frac{2}{3}\pi) & \cos(\Theta_s-\frac{4}{3}\pi) \\ -\sin\Theta_s & \sin(\Theta_s-\frac{2}{3}\pi) & -\sin(\Theta_s-\frac{4}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{2-13}$$

변수 i_{20} , λ_{20} , V_{20} 는 d, q변환에 필요한 것이며 평형 3상 전동기에서는 0이다. $\Theta_2=\omega t-\Theta_s$의 관계를 이용하여 자속방정식을 간략히 하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\\ \lambda_{10}\end{pmatrix} = L_{11}\begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\\ i_{10}\end{pmatrix} + L_{12}\begin{pmatrix}i_{2d}\\ i_{2q}\\ i_{20}\end{pmatrix} \tag{2-14}$$

$$\begin{pmatrix}\lambda_{2d}\\ \lambda_{2q}\\ \lambda_{20}\end{pmatrix} = L_{22}\begin{pmatrix}i_{2d}\\ i_{2q}\\ i_{20}\end{pmatrix} + L_{12}\begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\\ i_{10}\end{pmatrix} \tag{2-15}$$

식 (2-1), (2-5), (2-6), (2-7)로부터 다음 식이 성립한다.

$$\begin{pmatrix}V_{1d}\\ V_{1q}\\ V_{10}\end{pmatrix} = r_1\begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\\ i_{10}\end{pmatrix} + [A][\text{Å}]^{-1}\begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\\ \lambda_{10}\end{pmatrix} + P\begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\\ \lambda_{10}\end{pmatrix} \tag{2-16}$$

식 (2-2), (2-10), (2-11), (2-12)로 부터 다음 식이 성립한다.

$$\begin{pmatrix}V_{2d}\\ V_{2q}\\ V_{20}\end{pmatrix} = r_2\begin{pmatrix}i_{2d}\\ i_{2q}\\ i_{20}\end{pmatrix} + [A'][\text{Å}']^{-1}\begin{pmatrix}\lambda_{2d}\\ \lambda_{2q}\\ \lambda_{20}\end{pmatrix} + P\begin{pmatrix}\lambda_{2d}\\ \lambda_{2q}\\ \lambda_{20}\end{pmatrix} \tag{2-17}$$

식(2-16)과 (2-17)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}V_{1d}\\ V_{2q}\end{pmatrix} = r_1\begin{pmatrix}i_{1d}\\ i_{1q}\end{pmatrix} + P\begin{pmatrix}\lambda_{1d}\\ \lambda_{1q}\end{pmatrix} + \omega\begin{pmatrix}-\lambda_{1q}\\ \lambda_{1q}\end{pmatrix} \tag{2-18}$$

$$\begin{pmatrix} V_{2d} \\ V_{2q} \end{pmatrix} = r_2 \begin{pmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} + P \begin{pmatrix} \lambda_{2d} \\ \lambda_{2q} \end{pmatrix} + P_S \begin{pmatrix} -\lambda_{2q} \\ \lambda_{2q} \end{pmatrix} \quad (2\text{-}19)$$

식(2-14)와 (2-15)를 식(2-18)과 (2-19)에 대입하면 다음 식이 성립한다.

$$\begin{pmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1+PL_{11} & -\omega L_{11} & PL_{12} & -\omega L_{12} \\ \omega L_{11} & r_1+PL_{11} & \omega L_{12} & PL_{12} \\ PL_{12} & -s\omega L_{12} & r_2+PL_{22} & -s\omega L_{22} \\ s\omega L_{12} & PL_{12} & s\omega L_{22} & r_2+PL_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \quad (2\text{-}20)$$

위의 식들로부터 AC서보 전동기의 출력 P를 구하면 다음과 같다.

$$P=\frac{3}{2}(V_{2d}i_{2d}+V_{2q}i_{2q})=\frac{3}{2}\{-\lambda_{2q}i_{2d}(s\omega)+\lambda_{2d}i_{2q}(s\omega)\} \quad (2\text{-}21)$$

회전자 자속은 $-(s\omega)2/$극수 이므로 전동기 토크 T는 다음과 같다.

$$T=\frac{3}{2}\cdot\frac{\text{극수}}{2}(\lambda_{2q}i_{2d}-\lambda_{2d}i_{2q})$$

$$=\frac{3}{4}\cdot\text{극수}\cdot L_{12}(i_{1q}i_{2d}-i_{1d}i_{2q}) \quad (2\text{-}22)$$

이때 기계적 토크는 다음과 같다.

$$T=J\omega_2+B'\omega_2+T_L \quad (2\text{-}23)$$

Ⅲ. 신경회로망 제어

A. 신경회로망

신경회로망은 생물체에서 아이디어를 얻은 것으로 인간의 두뇌를 모방하여 구현한 지능형 기법이다. 최근 신경회로망의 연구가 활발해짐에 따라 제어분야에서도 그 응용 범위가 확대되고 있다. 신경회로망은 패턴인식, 정보처리, 최적화, 통신, 비선형제어 등 복잡한 문제를 해결할 수 있는 새로운 도구로 평가되고 있다. 신경회로망이 기존의 제어시스템 과 비교하여 갖고 있는 장점 및 특징은 다음과 같다.

고도의 병렬분산처리에 의한 연산처리 속도가 우수하다. 기존의 연산처리는 결과를 얻기 위한 방법으로 순차처리 연산방식을 채택하고 있다. 반면에 신경망은 뉴런들 사이에 정보를 분산저장 하고 병렬분산 처리방식의 빠른 연산속도로 결과를 얻을 수 있다. 그리고 환경변화에 대한 적응력이 뛰어나 주위환경의 변화에도 불구하고 신경망이 수용할 수 있는 범위 내에서 학습으로 적응이 가능하다. 신경망은 데이터를 특정 장소에만 저장하지 않고 분산저장 시키므로 약간의 데이터가 손상을 입더라도 분산되었던 나머지 데이터에 의하여 완전한 결과를 얻을 수 있으므로 성능이 저하되지는 않는다.[4]

신경회로망은 하드웨어 구현이 가능하므로 처리속도가 더욱 더 빨라지고 신경회로망의 구조가 커지더라도 구현이 가능하고 비선형 이론에서 비선형 함수 매핑과 같은 실제 문제까지 접근이 가능하므로 비선형제어에 적당하다. 그리고 신경회로망은 병렬구조를 가지고 있어서 병렬분산처리가 가능하여 처리속도가 빨라서 실시간 제어가 가능하고 기존의 제어규칙보다 잡음에 강하며 정량적인 데이터와 정상적인 데이터를 동시에 운용할 수 있으므로 센서 데이터의 합성이 용이하고 서로 다른 데이터와의 인터

페이스 기능도 할 수 있다. 그리고 여러 개의 입력과 여러 개의 출력을 가지므로 다중 입출력 변수 시스템에 적당하고 학습능력이 있으므로 플랜트나 환경을 모델링 할 필요가 없으며 학습을 통해 제어능력을 향상시킬 수 도 있다. 이상의 신경회로망에 관한 장점 및 특징들에 의하여 신경회로망을 이용한 로봇의 제어가 로봇 제어 방법들이 갖는 문제점들을 해결할 수 있다. 신경회로망의 종류로는 BPN, Hopfield, Self-Organizing Map 등이 있지만 이중 제어 문제에 적용할 수 있도록 비선형 연속매핑에 적합한 것은 BPN이다. 신경회로망은 입력신호를 받는 입력 층과 이 입력층 신호를 비선형 매핑하는 은닉층 그리고 출력을 내는 출력 층으로 이루어졌다. 제어 문제와 같이 적당한 출력의 범위를 미리 알 수 없을 경우 출력층의 활성화 함수는 적당한 기울기를 가지는 선형함수를 사용한다.

1. 퍼셉트론

퍼셉트론(perceptron)은 미국의 로젠블랫(Rosenblatt)이 1957년에 패턴을 분류하기 위해 제안한 신경회로망 모델이다. 그림 3-1은 두 가지 패턴을 식별하는 단순 퍼셉트론 모델로써, 계층형 신경회로망이며 각 층은 S층(Sensory layer), A층(Associative layer) 그리고 R층(Response layer)이라고 부른다.[5]

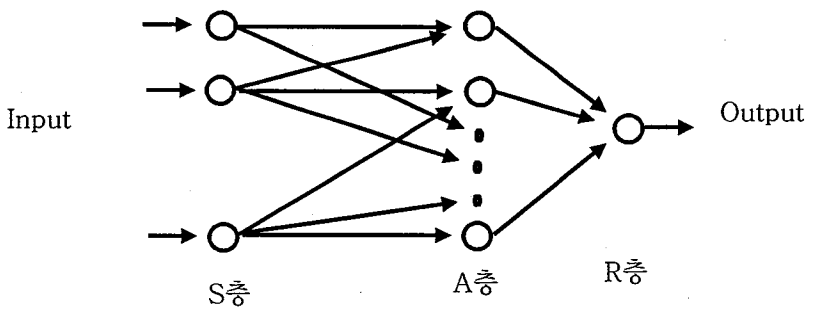


Fig. 3-1 Model of single layer perceptron

퍼셉트론의 동작은 다음과 같다. 우선 S층 PE들에 입력신호가 들어오고 S층 PE는 들어온 신호를 A층 PE로 바로 넘기는 역할을 한다. S층 PE는 A층 PE와 연결되어 있고, A층 PE가 R층 PE와 연결되어 있다. 단순 퍼셉트론 경우는 그림3-1에서 보듯이 R층 PE는 하나이다. R층 PE는 A층 PE로부터 들어오는 입력에 따라서 출력을 낸다. 가령 입력이 패턴 X일 때 1, 패턴 Y일 때 0을 출력하게 된다. 여기서 A층과 R층의 PE는 계단함수인 비선형 응답 함수를 쓴다. 그리고 S층 PE와 A층 PE의 결합강도는 초기에 결정한 값을 유지하는데 비해 A층 PE와 R층 PE간의 결합은 학습에 의하여 바뀐다. 따라서 단순 퍼셉트론에서는 A층에서 R층으로 가는 결합의 강도가 중요하며 그것이 학습의 대상이 된다.[6]

퍼셉트론의 학습을 그림 3-1과 같은 단순 퍼셉트론을 사용하여 적용을 시켜 보면, A층 PE i로부터의 출력을 A_i , R층 PE의 임계치(threshold)를 Θ, 이 PE의 함수를 f로 하면 R층 PE의 출력 R은 식(3-1)과 같다.

$$R = f(\sum W_i A_i - \Theta) \qquad (3\text{-}1)$$

이 출력 R과 교사 신호 T를 써서 무게 $W_i(t)$를 바꾸는 과정을 퍼셉트론 학습이라고 부른다. 이 학습은 식(3-2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$W_i(t+1) = W_i(t) + C \cdot (T - R) \cdot A_i \qquad (3\text{-}2)$$

여기서 C는 상수이며 식(3-4)의 $W_i(t)$는 시간 t 때의 무게,$W_i(t+1)$은 학습 후의 무게를 나타낸다. 그리고 교사신호 T는 패턴이 두 가지일 때 가령 패턴 X일 경우 T=1, 패턴 Y일 경우 T=0이 된다. 이상에서 설명한 퍼셉트론의 학습과정을 정리하면 그림 3-2와 같다.

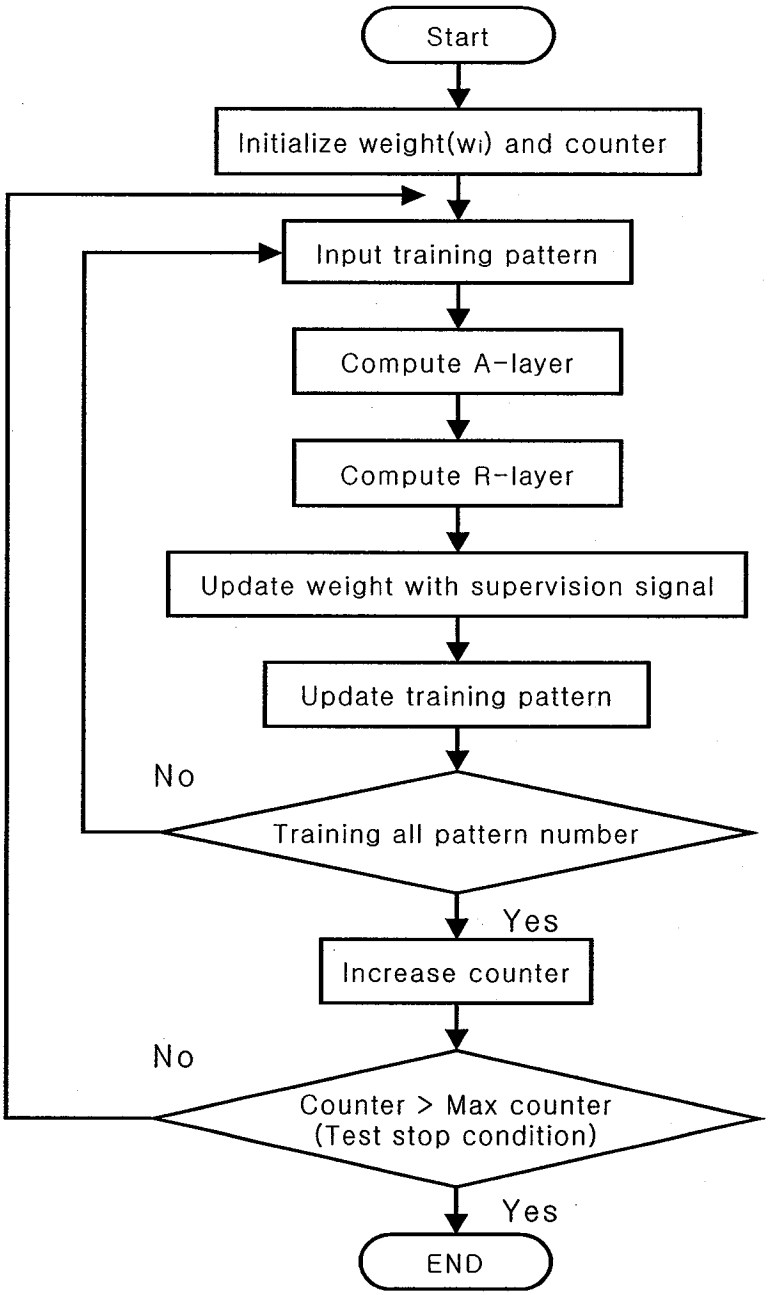


Fig. 3-2 Block diagram of learning of single layer perceptron

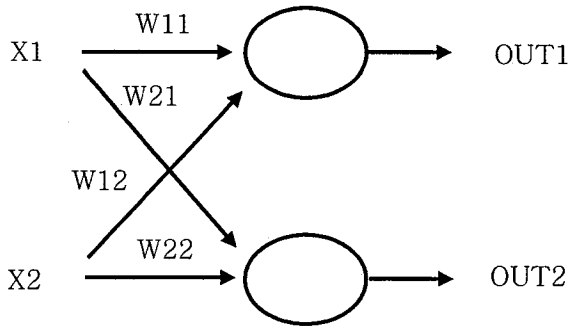


Fig. 3-3 Schmatic of SLP

단층 퍼셉트론 구조는 그림 3-3에서 보는 바와 같이 단일 층으로 구성이 되어 있어서 간단한 연산에는 유용하나 복잡한 연산을 필요로 하는 분야에서는 계산의 한계성을 보여주었다. 그러므로 복잡한 연산에서도 효율적으로 동작이 가능한 구조이다.[7]

B. 신경망제어기를 이용한 교류서보전동기의 제어

기용되었던 제어존에 사기는 개발자가 직접 비례, 적분 파라메타를 시스템에 맞도록 조전해 주어야 하는 어려움이 있다. 그러한 어려움을 신경망의 학습을 통해 스스로 시스템에 맞는 제어기로서 동작 할 수 있도록 하였다.

그림 3-4은 교류서보전동기를 제어하기 위하여 신경망을 이용한 제어기의 제어계통도이다.

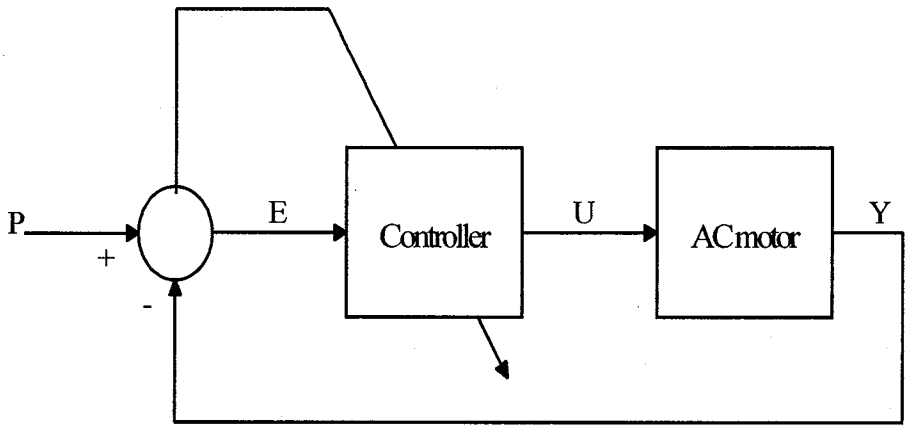


Fig 3-4 Block diagram of control system using neural networks controller for AC servo motor

그림 3-5은 설정치와 실제 출력치와의 오차에 의해 신경망제어기가 스스로가 학습하여 시스템에 적응시켜서 AC Servo 전동기로부터 설정된 속도를 얻도록 제어시킨다. 본 논문에서 사용된 제어기는 3상 AC의 위상을 제어시켜서 속도를 가변시키는 구성하였다.

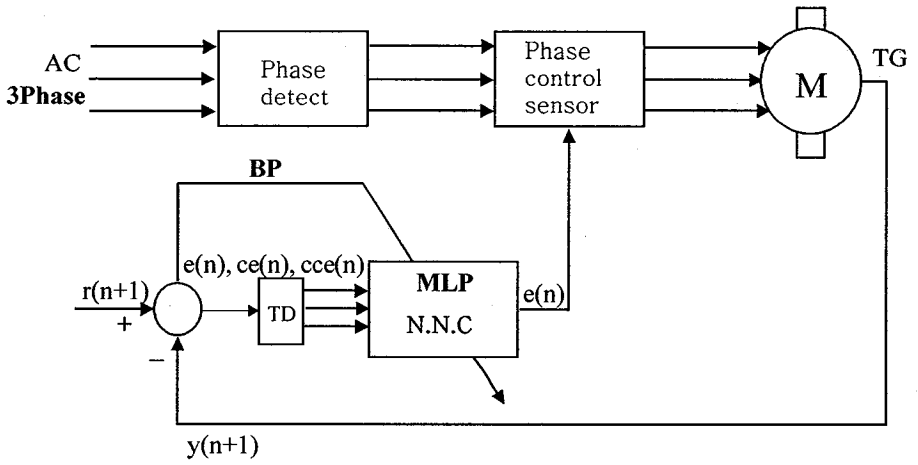


Fig. 3-5 Block diagram of control system using neural networks controller for three phase AC Servo motor control

본 논문에서 설계된 신경망제어기의 내부구조는 그림 3-6과 같다. 신경망제어기에 입력되는 인자들은 그림 3-6와 같이 설정치와 실제 출력치 비교에서 생기는 오차의 시간지연 성분 e(n)과 시간변화에 따른 오차변화 ce(n)과 오차변화의 변화치 cce(n)으로 구성된다. e(n)은 e(n+1)의 시간지연성분으로 e(n)은 식(3-3)로 나타내고 ce(n)와 cce(n)는 식(3-4)과 식(3-5)와 같다.

$$e(n) = TD[e(n+1)] = TD[R(N+1)-Y(N+1)] \quad (3-3)$$

$$ce(n) = e(n) - e(n+1) \quad (3-4)$$

$$cce(n) = ce(n) - ce(n+1) \quad (3-5)$$

그리고 4번째 인자는 바이어스로서 중간층 뉴런의 입력에 첨가시켜서 보다 안정한 뉴런 출력을 얻을 수 있도록 한다.

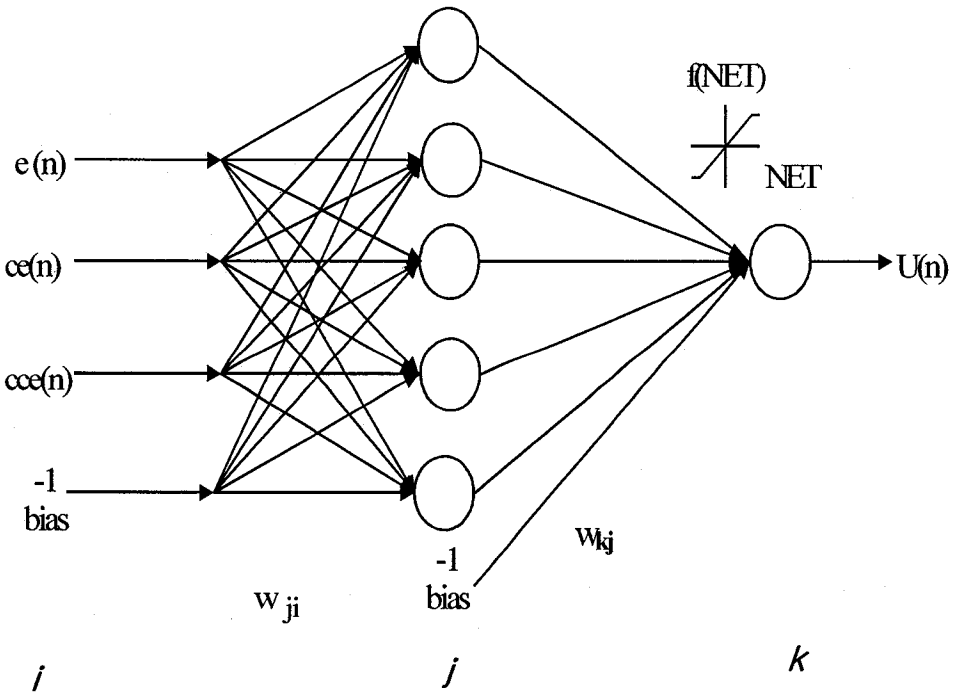


Fig. 3-6 Input and output elements of neuro controller

신경망제어기의 중간층의 수와 각각의 중간층 뉴런의 개수는 시스템의 특성에 따라 설계자에 의해 융통성 있게 정할 수 있다. 본 논문에서는 중간층을 단일층으로 구성하고 중간층 뉴런의 개수는 5개로 한다. 그리고 입력층과 마찬가지로 하나의 바이어스를 첨가시키고 각 뉴런의 임계함수는 기울기가 1인 선형함수를 취한다.

출력층 뉴런의 개수는 하나로서 제어신호 u(n)을 출력하도록 한다. 출력층 뉴런의 임계함수는 중간층과 같은 선형함수를 취하나 학습시 최적의 출력을 얻도록 출력이득을 조정할 수 있게 기울기를 설계자가 임의로 조정 가능하도록 설계한다.

설계된 신경망제어기의 학습 알고리즘은 다음과 같다.

제어신호에 대한 시스템의 출력을 평가하기위하여 평가함수를 구한다.

이 때 얻어진 평가함수로서는 직접적으로 신경망제어기의 가중치를 수정하지 못하므로 연쇄법칙을 이용하여 간접적으로 가중치 수정이 이루어진다. 여기서 평가함수는 식(3-6)과 같다.

$$J=\frac{1}{2}(\gamma(N+1) - y(n+1))^2 \tag{3-6}$$

여기서 얻어진 평가함수를 신경망의 가중치를 위하여 식(3-7)과 같이 연쇄법칙을 이용한다.

$$\frac{\partial J}{\partial W_{kj}} = -e(n-1)\frac{\partial y(n-1)}{\partial u(n)}\frac{\partial u(n)}{\partial net_k}\frac{\partial net_k}{\partial w_{kj}} \tag{3-7}$$

여기서 e(n+1) = γ(n+1) - y(n+1) 이다.

신경망의 출력층과 중간층 사이의 가중치 수정은 델타규칙에 의한 오차항을 가지고서 식(3-8)에서 가중치의 증분항을 구하고 식(3-9)에서 가중치의 수정이 이루어진다.

$$\triangle w_{kj}(n)=\eta\delta out + \alpha\triangle w_{kj}(n-1) \tag{3-8}$$

$$w_{ij}(n)=w_{kj}(n-1)+\triangle w_{kj}(n) \tag{3-9}$$

여기서, 오차항 $\delta_k=e(n+1)sign(\frac{\partial y(n+1)}{\partial u(n)})g'(NET)$ 이다. 그리고 $\left.\frac{\partial Y(N+1)}{\partial U(n)}\right|$ 는 학습율 η에 포함한다.

중간층과 입력층 사이의 가중치 수정은 일반화된 델타규칙에 의한 오차항을 가지고서(3-10)에서 가중치의 증분항을 구하고 식(3-11)에서 가중치의 수정이 이루어진다.

$$\triangle w_{ji}(n) = \eta \delta out_i + \alpha \triangle w_{ji}(n-1) \quad (3\text{-}10)$$

$$w_{ji}(n) = \triangle w_{ji}(n-1) + \triangle w_{ji}(n) \quad (3\text{-}11)$$

여기서 일반화된 델타규칙의 오차항 $\delta_j = f(NET_j)\sum_k \delta_k w_{kj}$ 이다. 가중치 수정이끝나면 새로운 입력에 대하여 적절한 출력을 얻으며 평가함수가 허용되는 오차이하가 될 때 까지 계속해서 가중치를 수정하는 역전파 학습을 수행한다.

Ⅳ. 구동시스템

A. 시스템 설계

구동 시스템은 그림 4-1과 같다. 디지탈 서보구성은 프로그램에서 주어진 지령정보는 제어기에 의해 처리되고 각축에 위치지령을 한다. 각축의 위치지령정보는 고성능 마이크로프로세서에 전해진다. 마이크로프로세서에는 이러한 정보를 기초로 위치, 속도, 전류의 제어를 일괄 처리하고 PWM제어신호를 출력한다. PWM제어신호는 별도로 장치된 서보 증폭기에 입력되고 서어보증폭기는 PWM제어신호를 증폭시켜 교류 서보 전동기에 전원을 공급한다. 전동기의 구동전류는 서보증폭기를 지나고 전동기의 위치, 속도정보는 Pulsecoder등을 통하여 제어기에 의하여 피이드백된다. 이상과 같이 전동기의 위치, 속도값 등을 검출하여 추종하여야 조작량을 마이크로 프롯서가 선택하여 최종적으로 동작하게 된다.

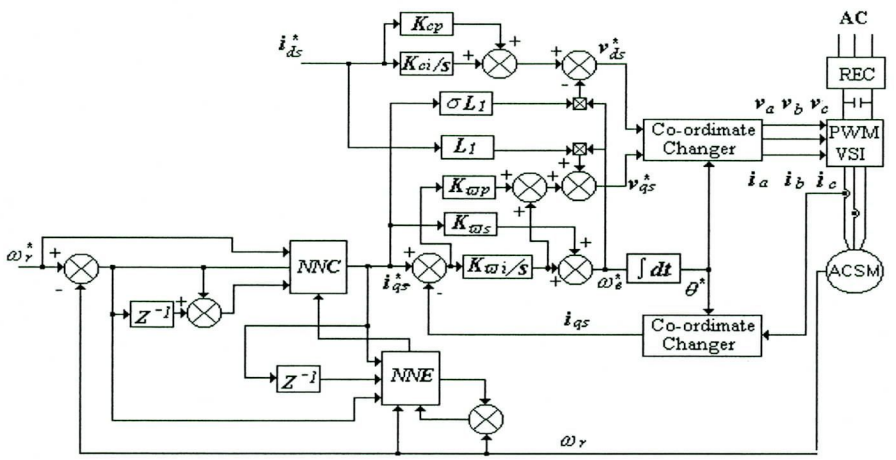


Fig. 4-1 Schematic of system

교류서보전동기의 제어시스템의 하드웨어는 크게 마이크로프로세서부, 전력변환부, 인터페이스부 등으로 세 부분으로 구성된다.

마이크로프로세서부는 DSP의 가격이 높은 편이지만 최근에는 매우성능이 우수한 DSP소자가 개발되고 급격히 응용 분야가 넓어 짐에 따라 디지털 소자의 가격이 낮아지는 추세이므로 DSP가 실용화 될 것으로 본다. 본 연구에서는 Texas Instrument사의 TMS320C31를 사용하였으며 사양은 다음과 같다.

- ▸초고속 연산(60 nsec single instruction cycle)
- ▸2K × 32비트 고속 RAM 내장
- ▸32비트 데이터버스, 24비트 어드레스 버스
- ▸40/32 비트 floating point / integer 곱셈기 내장
- ▸DMA 제어기
- ▸Serial I/O(8/16/24/32 비트 직렬통신) 내장
- ▸32비트 타이머 내장

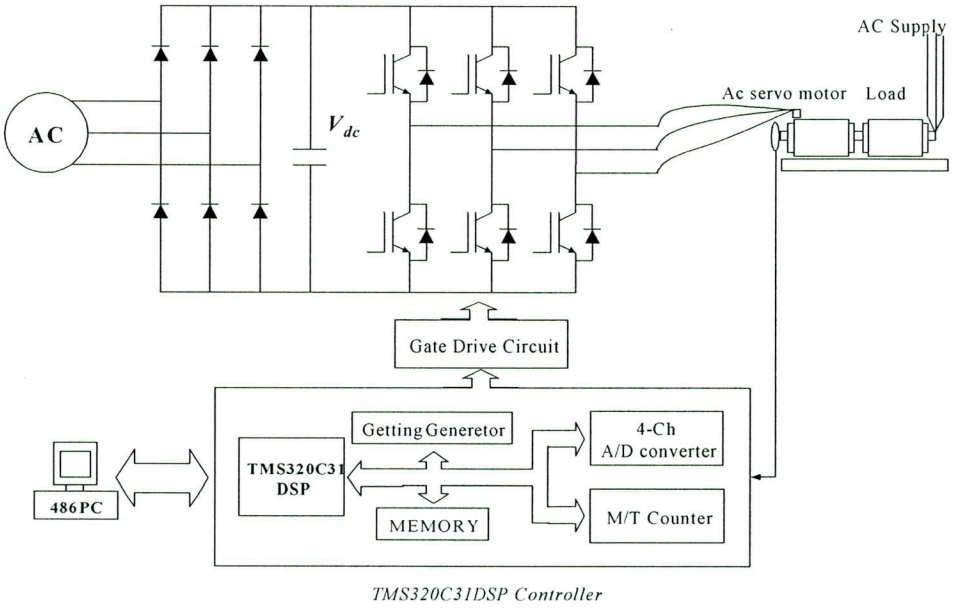


Fig. 4-2 Structure of system

전력변환부는 마이크로프로세서의 지시를 받아 3상 교류 220[V]의 상용 전원을 전동기의 구동에 적합한 가변주파수 및 가변전압(또는 가변전류)의 교류전원으로 변환하는 부분이다. 전력변환부의 정류회로는 3상 다이오드 모듈을 사용하고 인버터는 IGBT를 이용한 3상 브리지 회로를 1개의 소자로 모듈화하고 게이트 구동회로를 내장하고 있는 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하였다.

인터페이스부는 매우 복잡한 디지털 및 아날로그회로로 구성되어 제어보드가 커지게 되므로 회로의 부피를 줄일 수 있는 고집적 EPLD(Erasable Program- mable Logic Device)인 EPM7128를 사용하였다.

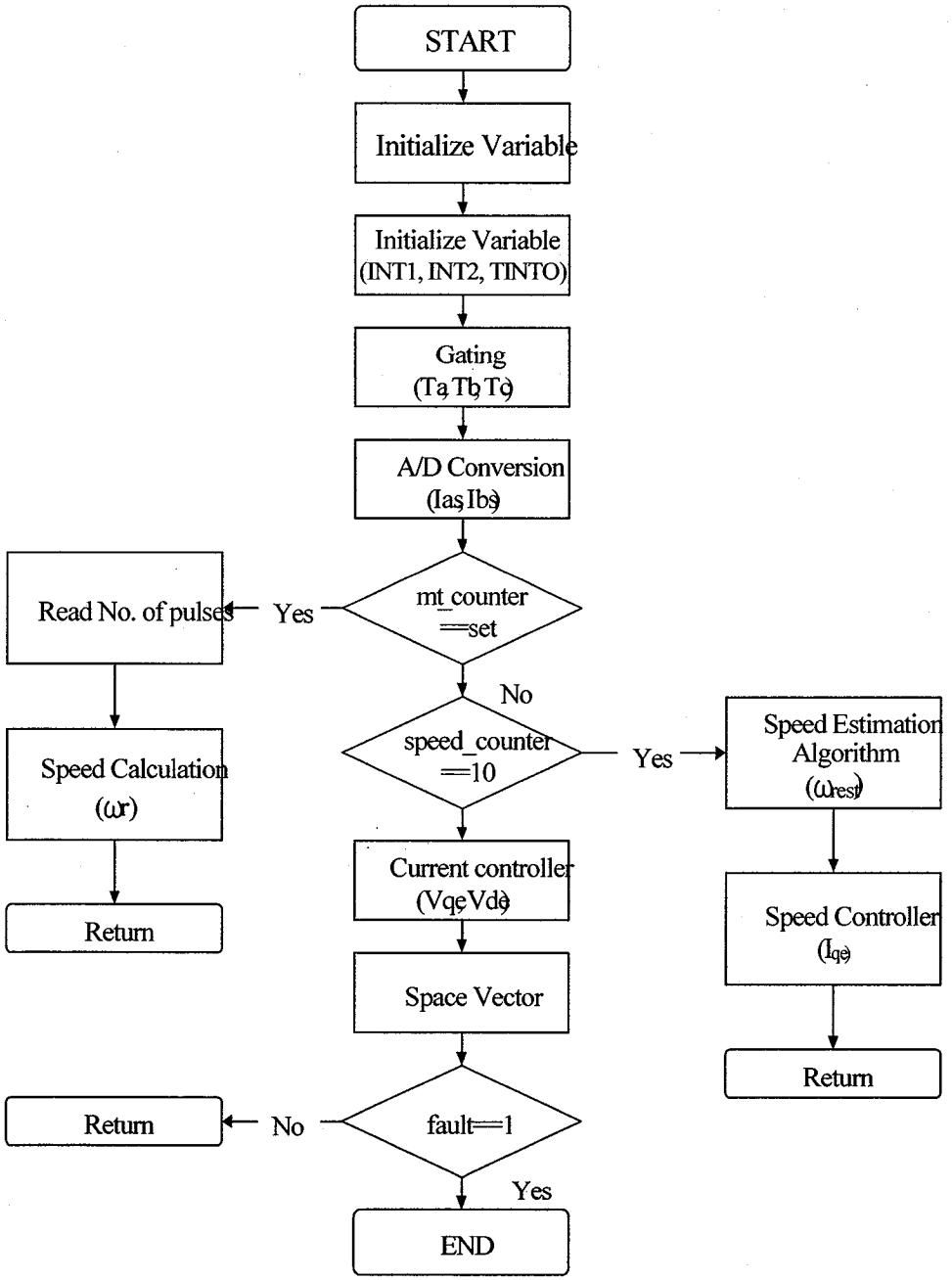


Fig. 4-3 Flowchart of system

B.제어 소프트웨어

소프트웨어는 초기화 프로그램과 일정한 주기로 제어 알고리즘을 수행하는 인터럽트 루틴으로 구성된다. 이와 같은 제어 소프트웨어의 전체적인 흐름도가 그림 4-3에 보인다. 초기화프로그램은 초기에 전역변수들과 제어기의 이득 값을 지정하고 제어보드에 구성되어 있는 주변소자들의 초기화를 실행한다. 제어를 위한 루틴들은 일정한 주기의 샘플링 시간을 유지해야 하므로 인터럽트 루틴을 구성 하였다. 인터럽트는 전류제어를 위해서 타이머 인터럽트(TINTO), M/T를 위해서는 외부인터럽트(INTO), 속도제어를 위한 외부인터럽트(INT1)로 크게 나눌 수 있다. 전류제어를 위한 샘플링 주기는 DSP의 속도를 고려하여 90[μsec]로 설정하였다. 그리고 속도제어를 위한 샘플링 타임은 전류제어루프 10번마다 한번씩 하게 된다.

전류 제어 인터럽트가 발생하면 먼저 인버터를 위한 게이팅이 이루어지고 전류를 읽어 전류제어를 실행한 다음, 공간 전압 벡터 변조 루틴을 실행한다. 실제 속도를 계산하기 위한 인터럽트는 M/T 방식으로 속도 측정의 샘플링 주기는 전류제어 샘플링 주기보다 ΔT 만큼의 시간 후에 처리 된다. M/T 방식으로 속도 측정의 원리는 식 (4-1)과 같이 구해진다.

$$\omega_r = \frac{60n}{P \cdot \Delta T} [\text{rpm}] \qquad (4\text{-}1)$$

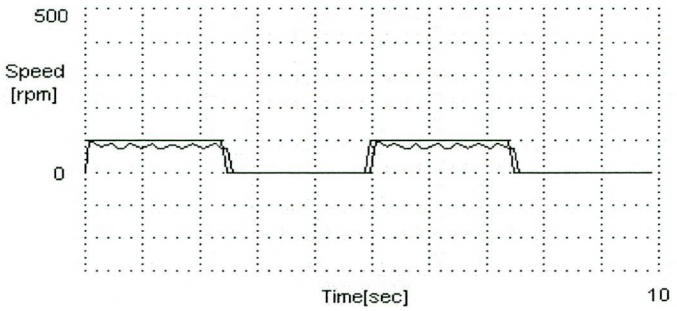
여기에서 n은 엔코더 펄스 수이고 P는 전동기 1회전당 엔코더의 출력 펄스 수 이다. 소곧 제어 인터럽트가 발생한 경우에는 먼저 지능제어 알고리즘을 이용하여 속도를 추정하고 속도제어기에서 전류 지령치를 계산하여 간접 벡터제어를 행한다.

V. 실험 및 결과 고찰

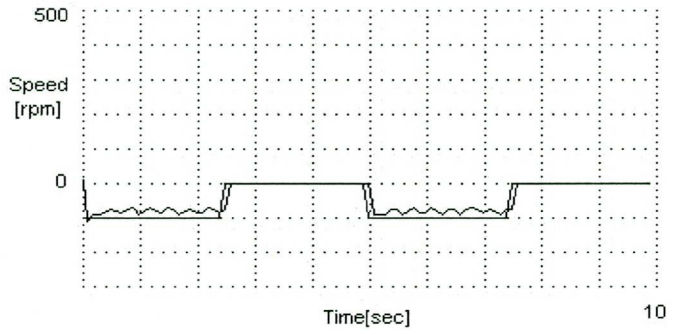
A. PI제어

신경회로망 제어기 시스템에 의한 교류서보 전동기의 실험결과 와 PI 제어를 이용한 제어를 각 단계별로 다양한 실험을 하였다. 결과는 다음과 같다.

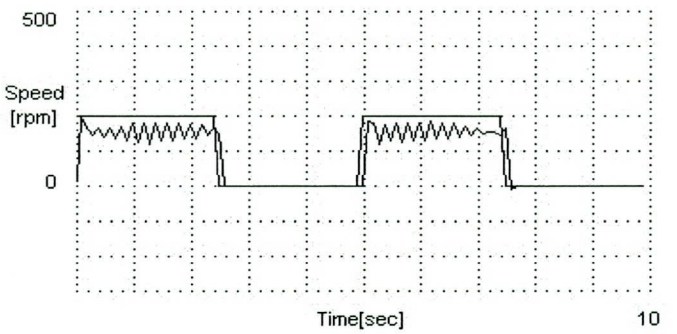
PI제어의 그림 5-1(a)는 시계방향회전의 100[rpm]을 추종하는 실험결과를 나타내고 있고 그림 5-1(b)는 반시계방향회전의 100[rpm]을 추종하는 결과를 나타내고 있다. 그림 5-1(c)는 시계방향회전의 200[rpm]을 추종하는 실험결과를 나타내고 있고 그림 5-1(d)는 반시계방향의 200[rpm]을 추종하는 실험결과를 나타내고 있다. 저속운전실험에서는 미소한 기계적 마찰에 의한 잡음만 관찰될 뿐 희망하는 속도를 정확히 추종하고 있는 것을 보여주고 있다. 그림 5-1(e)는 시계방향의 400[rpm]을 추종하는 실험결과를 나타내고 있고 그림 5-1(f)는 반시계방향의 400[rpm]을 추종하는 실험결과를 나타내고 있으며 설정 속도값을 거의 정확히 추종하고 있음을 볼 수 있다. 그림 5-1(g)는 시계방향회전의 1000[rpm]회전을 나타내고 있으며 회전을 시작하는 지점이나 속도가 0[rpm]으로 떨어지는 지점과 새롭게 시작되는 점에서는 미소한 오버슈트를 보이고 있다. 그렇지만 설정한 값에 거의 일치하는 결과를 보여주고 있다. 그림 5-1(h)는 반시계방향의 1000[rpm]으로 회전하는 실험결과이고 외란을 인가하였을 때 불안한 결과특성을 보이고 있다. 그림 5-1(i)는 시계방향으로 1500[rpm]으로 회전하는 결과를 나타내고 있으며 외란을 인가하지 않았을 때의 결과 파형이다. 그림 5-1(j)는 반시계방향으로 1500[rpm]으로 회전함을 나타내고 있으며 외란을 인가하지 않고 회전시켰을 때의 결과이고 매우 정확한 추종결과를 나타내고 있다.



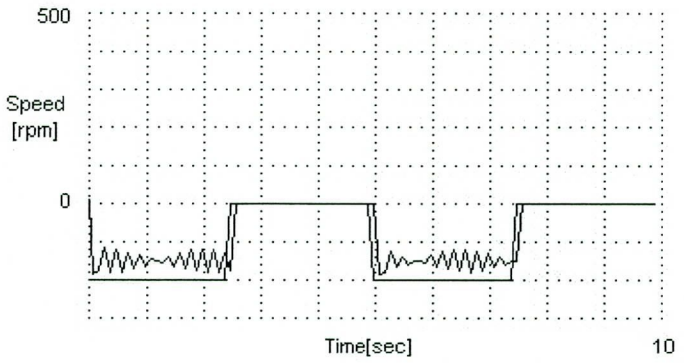
(a) CW , 100rpm



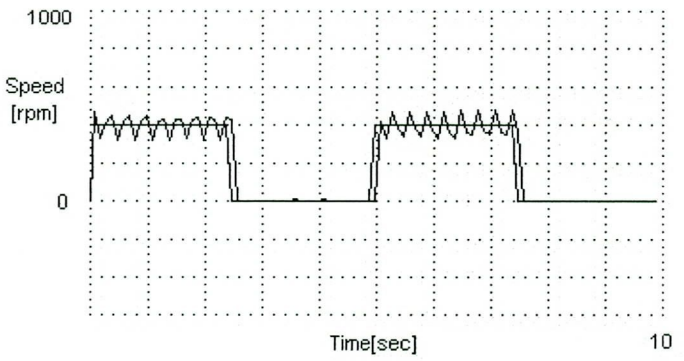
(b) CCW, 100rpm



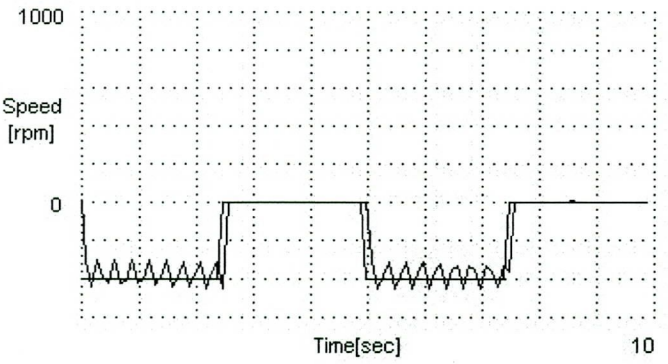
(c) CW, 200rpm



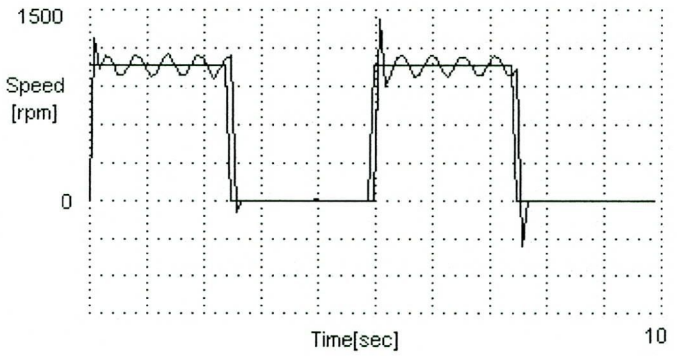
(d) CCW, 200rpm



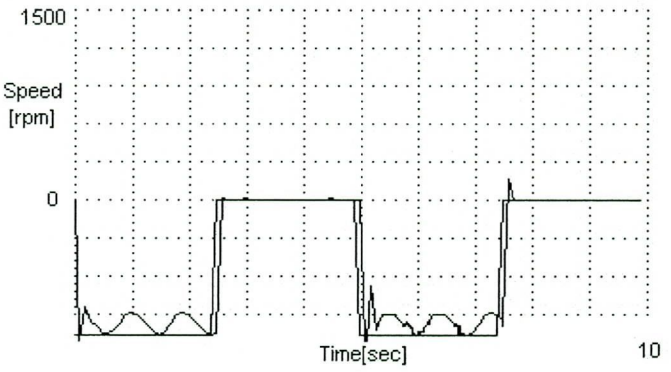
(e)CW, 400rpm



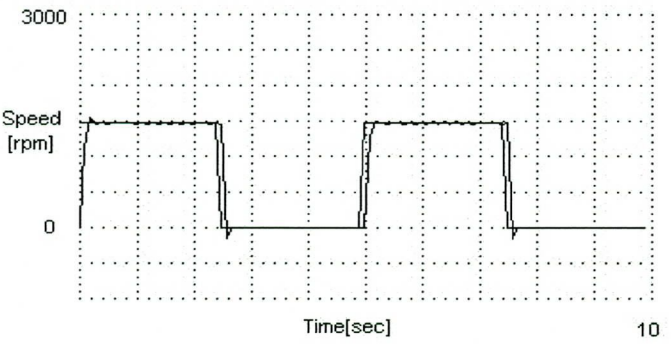
(f)CCW, 400rpm



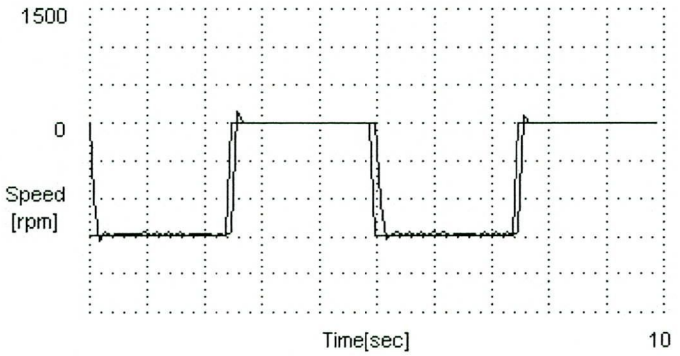
(g) CW, 1000rpm



(h)CCW, 1000rpm



(i)CW, 1500rpm



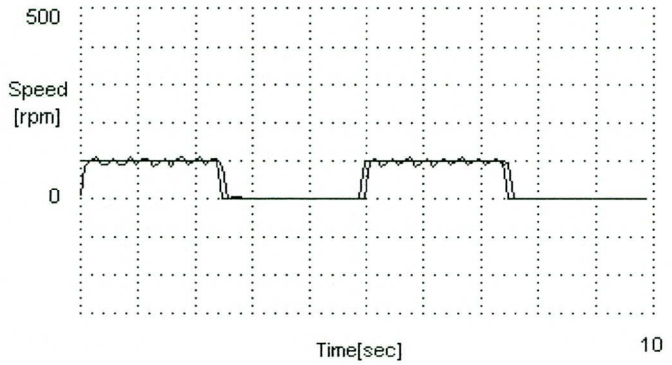
(j)CCW회전방향, 1500rpm

Fig 5-1 Experimental result using PI control

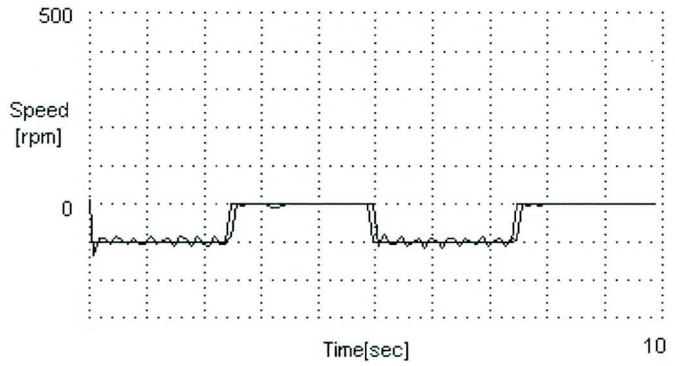
B. 신경회로망 제어

신경회로망제어를 이용한 제어의 실험결과에서 그림 5-2(a)는 시계방향으로 100[rpm]회전을 나타내고 있고 그림 5-2(b)는 반시계방향으로 외란을 인가 하였을 때 의 반시계방향으로 100[rpm]회전하였을 때의 결과이다. 외란을 인가 시켰지만 타 제어기에 비하여 거의 손색없는 정확한 추종을 하였다. 그림 5-2(c)는 시계방향으로 200[rpm]회전시켰을 때이고 그림 5-2(d)는 반시계방향으로 외란인가 시 200[rpm]회전시켰을 때의 회전상태인데 미소한 오우버슈트만 발견될 뿐 거의 정확한 추종을 하였다. 그림 5-2(e)는 시계방향으로 400[rpm]회전시켰을 때의 결과이고 그림 5-2(f)는 반시계방향으로 외란을 인가 시 400[rpm] 회전 시켰을 때인데 거의 정확한 추종을 함을 알 수 있었다. 그림 5-2(g)는 시계방향으로 1000[rpm]회전시켰을 때이고 그림 5-2(h)는 외란인가시 반시계 방향으로 1000 [rpm]회전하는 실험결과이다. 그림 5-2(i)는 시계방향으로 1500[rpm]회전시켰을 때이고 그림5-2(j)는 반시계방향으로 1500[rpm]외란 인가 시 회전하는 실험결과이다. 결과에서 알 수 있듯이 신경망제어에서는 외란이 있을 지라도 거의 정확한 설정값을 추종함을 알 수 있었다. 지령 값에 거의 정확히 응답을 하였지만 감속운전 때 약간의 오버슈트와 지연이 발생 하였지만 기준 설정 값을 잘 추종하였다. 속도를 변화 시키는 순간에서는 약간의 오버슈트와 지연이 발생 되었지만 지령한 값에 거의 정확히 도달함을 알 수 있었다.

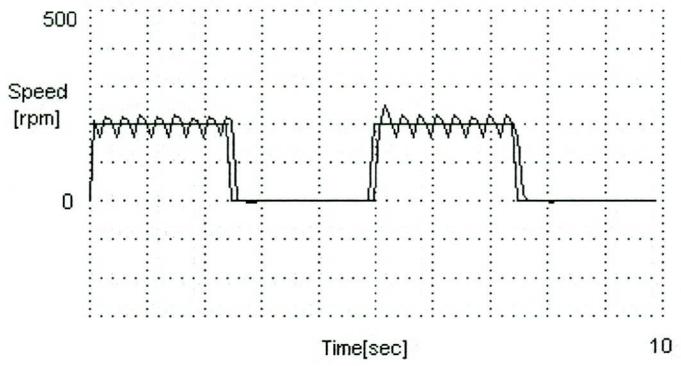
실험결과에서 알 수 있었듯이 고전적인 제어에 의한 실험결과에서도 우수한 응답특성을 얻을 수 있었지만 변하게 될 제어환경 등에 스스로 대처할 수 있는 신경망 제어기의 결과를 볼 때 신뢰성 있는 제어 특성을 기대할 수 있었다.



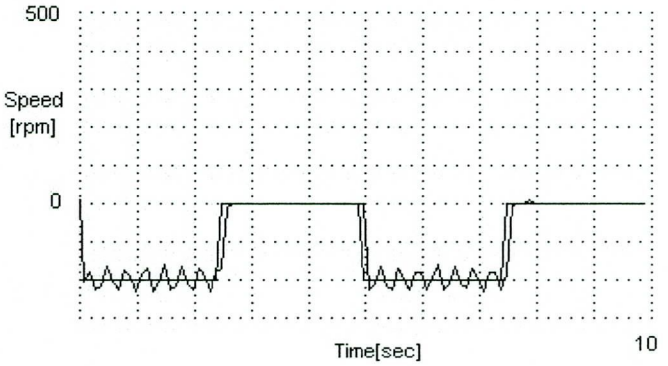
(a) CW, 100rpm



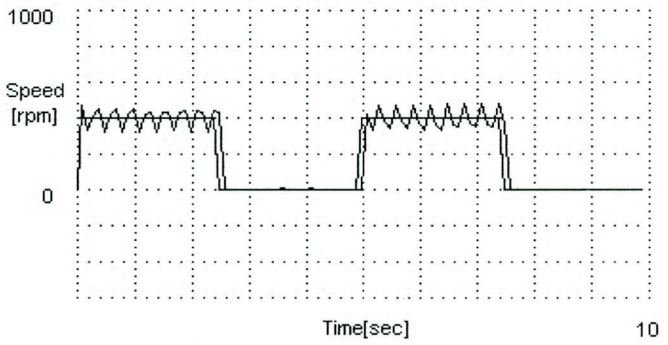
(b)CCW, 100rpm



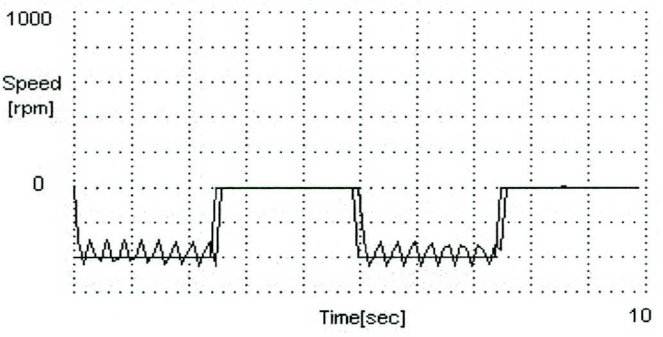
(c) CW, 200rpm



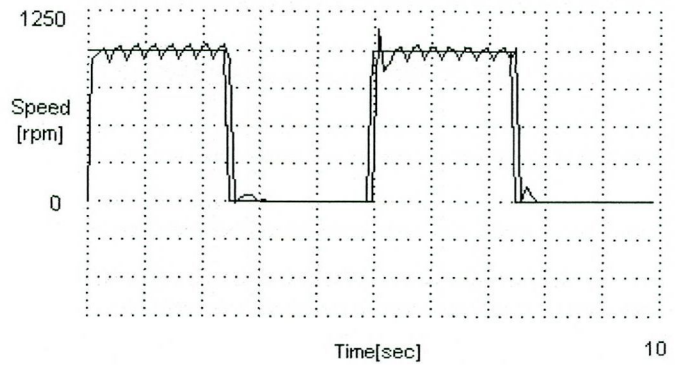
(d)CCW, 200rpm



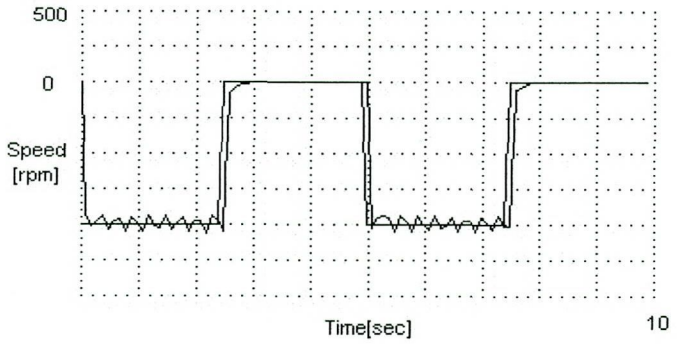
(e) CW, 400rpm



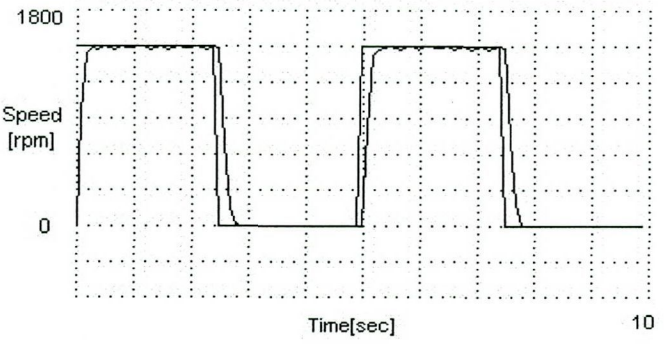
(f) CCW, 400rpm



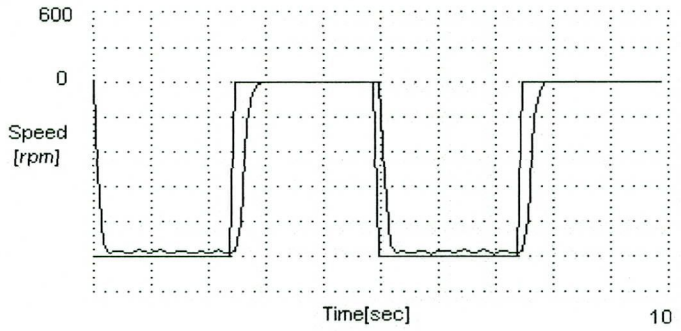
(g) CW, 1000rpm



(h) CCW, 1000rpm



(i) CW, 1500rpm



(j) CCW, 1500rpm

Fig5-2 Experimental results using neural network control

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 신경회로망 제어기를 이용하여 교류서보전동기의 각 단계별 구간 제어를 구현하였다. 설정된 속도값과 희망하는 위치의 추종하는 실험을 하여 PI제어, 신경회로망에 제어기의 실험비교를 통하여 신경회로망 제어기의 우수성을 확인 할 수 있었다. 간접제어방식에 의한 백프로퍼게이션 신경회로망을 이용한 제어기를 구성하여 교류서보전동기의 제어에 응용하였다. 다층 신경회로망 모델의 학습과정에서 문제 되었던 수렴시간과 국소적 최소화 현상을 피하기 위하여 중간층 활성함수의 기울기와 출력범위를 변화시키고 교류서보전동기의 정밀위치제어를 위해 시간지연소자를 이용해서 시스템의 현재 입력과 출력뿐만 아니라 과거의 데이터를 입력으로 이용하는 온 라인형 신경회로망 제어기는 간단한 알고리즘으로 구현하기 쉽고 부하 외란에 강인함을 가진다. 또한 초기 가중치 크기에 의한 신경회로망의 조기포화를 막기 위해 작은 난수를 발생시키고, 신경회로망의 학습속도를 높이기 위한 방법으로 오차의 한계를 두고 오차가 한계치 내에 들어오면 학습을 하지 않고 다음패턴으로 학습하게 하였다. 실험에 사용한 신경회로망의 구성은 각각 입력층 3개, 중간층 1개, 출력층 1개의 뉴런으로 구성하였다. 3개의 입력층의 뉴런은 위치 지령치, 출력값과 그의 시간 지연값, 제어 입력값이 입력되게 하였다. 모델구조에 대한 정보가 전혀 없는 교류서보전동기의 제어기를 TMS320C31로 드라이버를 구성하여 실험하였다.

경험적인 지식에 기초한 종래의 제어기에 비해 지령치에 대하여 오버슈트나 전류편차 없이 변화가 많은 가변 지령치에 대해서나 부하 인가 시에도 강인한 제어가 가능함을 알 수 있었다. 실험결과를 통하여 속도 및 위치제어의 최적화를 실현하여 서보시스템에 적용시키면 산업용 로보트의 정밀제어에 일익할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] I.D. Landau: "A Surevey of Model Reference Adaptive Techniques Theory and Application", Automatica, Vol.10, 1974.

[2] PETER VAS : "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, pp.457~470. 1998.

[3] N. Matsui, "Sensoless PM Brushless DC Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Nol.43, No.2, pp.300~308, 1996.

[4] D.H. Nguyen and B. Widrow, "Neural Networks for self learning control systems, "IEEE Control Systems, pp.18~23, 1990.

[5] A. Guez. J. L. Eilbert, and M. Kam, "Neural Networks Architecture for Control", IEEE Control Systems Mazine, 1988.

[6] Arun D. Kulkarni, "Artificial Neural Networks for Image Understanding", Van Nostrand Reinhold, 1994.

[7] J.C. Bezdek, S.K.Pal, "Fuzzy models for pattern recognition (I)", High-Tech Information, 1992.

[8] Tracey Lee, T C Chin, D P Mital, Opas Chutatape:A 2-Axis Stepper Motor Motion Control System With Adaptive Capability", IECON'92, Vol.1:442~446, 1992.

[9] K.S.Fu, R.C. Gonzalez, C.S.G. Lee, "Robotics: Control, Sensing Vision, Intelligence",McGrow-Hill Book Company, 1987.

[10] Toshiki Nino, Takahisa Ban, Akio Yamamoto, Toshiro Higuchi:"X-Y Positioner Driven by Electrostatic Motor", 31'IAS, Vol.4:1974~1979, 1996.

[11] Kenji Inoue, Junji Yoshitsugu, Shin Shirogane, Prasanna Boyagoda,Mutsuo Nakaoka:"Automatic Learning Control-Based Gain Parameter Auto-Tuning Scheme for AC Servo System", IEEE, 1997.

[12] Clemens Schaffner, Dierk Schroder, Ulrich Lenz:"Application of Neural Networks to Motor Control", IPEC'95, 46~51, 1995.

[13] S.Cavalicri:"A Novel Neural Network Model for the Performance Evaluation of Flexible Manufacturing Systems", IEEE'96, Vol.3:1478 ~1483, 1996.

[14] Wang Ruangsheng, Wang Pingyang, Y.H.Song, A.T.Johns: "Coordinated System of Fuzzy Logic Control nd Neural Network", Icee96, Vol.2:1178~1183, 1996.

[15] Guo Qingding, Wang Limei,Luo Ruifu:"Completely Digital AC Servo System Using Neural Network Controller", ICEPE'95, 51~ 55, 1995.

[16] Quang P.Ha, M. Negnevistsky:"A Neural Network-Based Controller for Servo Drives", IEEE'96, 904~909, 1996.

[17] E.Galvan, F.Barrero, M.A.Aguirre, A.Torralba, L.G.Franquelo:" ARobust Speed Control of AC Motor Drives based on Fuzzy Reasoning", IAS'93, PartⅢ:2055~2058, 1993.

감사의 글

먼저 이 논문이 완성되기까지 많은 관심과 격려로 늘 변함없이 따뜻하게 지도해 주신 이상일 교수님, 조금배 교수님, 이우선 교수님, 정수복 교수님, 오금곤 교수님, 백형래 교수님께 진심으로 감사드립니다.

산업대학원에 입학한 것이 엊그제 같은데 벌써 졸업을 준비하게 되었습니다.

이렇게 빠르게 느껴지는 것은 학교생활이 저에게는 무척 소중하고 값진 것이었기 때문일 것입니다.

직장생활과 학업을 병행하는 일이 결코 쉽지는 않았지만 뒤쳐지지 않고 무사히 졸업을 할 수 있게 된 것을 뒤돌아보면 그동안 저를 도와준 많은 고마운 분들이 계셨다는 것을 다시금 생각하게 합니다.

좁은 지면에 그분들을 일일이 열거하면서 감사의 마음을 전하지는 못하지만 이 모든 것이 결코 저 혼자의 힘만으로 된 것이 아니었음을 고백하지 않을 수 없습니다.

끝으로 아낌없는 지원과 믿음으로 지켜봐 주신 부모님, 장인 장모님께 감사드리고 사랑하는 아내와 아들 은성이에게 고마움과 사랑의 마음을 전하며 오늘의 작은 열매에 자만하지 않고 계속 정진하면서 살아가도록 하겠습니다.

2006년 12월 겨울에

문 희 철