論 文
54D-7-3

지능형 속도 추정기를 이용한 유도전동기 속도 제어

Speed Control of an Induction Motor using Intelligent Speed Estimator

崔 成 大[†] · 金 洛 敎[*]
(Sung-Dae Choi · Lark-Kyo Kim)

Abstract - In order to realize the speed control of an induction motor, the information of the rotor speed is needed. So the speed sensor as an encoder or a pulse generator is used to obtain it. But the use of speed sensor occur the some problems in the control system of an induction motor. To solve the problems, the appropriate speed estimation algorithm is used instead of the speed sensor. Also there is the limitation to improve the speed control performance of an induction motor using the existing speed estimation algorithm. Therefore, in this paper, intelligent speed estimator using Fuzzy-Neural systems as adaptive laws in Model Reference Adaptive System is proposed so as to improve the existing estimation algorithm and ,using the rotor speed estimated by the proposed estimator, the speed control of an induction motor without speed sensor is performed. The computer simulation and the experiment is executed to prove the performance of the speed control system using the proposed speed estimator.

Key Words : Intelligent Speed Estimation, MRAS, Fuzzy_Neural, Sensorless, Vector Control of Induction Motor

1. 서 론

교류 전동기는 구조가 간단하여 가격이 싼 반면에 구동을 실현하기 위해서는 필수적으로 전력 변환 장치가 요구되고 이에 따른 전체 구동 시스템의 가격 상승 및 관련 기술의 개발 부진 등의 이유로 종래에는 널리 사용되지 못하였다. 그러나 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 프로세서의 등장으로 전력 전자 기술이 비약적으로 발전하여 저 가격, 고 신뢰성의 전압 및 주파수 변환 장치들이 개발됨에 따라 교류 전동기가 종전의 직류 전동기의 역할을 대신할 수 있게 되었다. 특히 구조가 간단하고 값이 싼 농형 유도전동기는 직류 전동기가 지닌 정기적인 보수 및 최대 회전수 제한 등의 구조적인 문제점들을 극복할 수 있고, 운전 특성도 직류 전동기에 상응하는 응답을 얻을 수 있어 빠른 가감속과 고속 운전이 요구되는 서보 시스템 및 공작기계 구동장치 등에도 적용이 확대되고 있는 추세이다[1][2].

유도전동기 제어 방식 중의 하나인 벡터 제어는 전류의 크기와 순시 위상각의 동시 제어를 통해 고정자 전류를 토크 성분과 자속 성분으로 분리하여 독립적인 제어를 수행하는 것으로, 타여자 직류 전동기와 동등한 순시 토크 제어 특성을 얻을 수 있다. 벡터 제어는 기준이 되는 자속과 동기되는 직교 좌표계에서의 전류 제어이기 때문에 필수적으로 기준 자속의 정보가 요구되며 이를 얻는 방식에 따라 간접 벡터 제어 방식과 직접 벡터 제어 방식으로 분류된다. 또한, 유도전동기의 고성능 속도 제어를 원활하게 실현하기 위해서는 회전자의 정확한 속도 정보가 필요하며 이를 얻기 위해 일반적으로 속도 센서를 이용한다. 그러나 유도전동기에 속도 센서를 부착하는 것은 여러 가지 면에서 단점을 가지게 된다. 우선 유도전동기가 가지는 본래의 강인함을 약화시키고, 추가적인 센서의 부착으로 가격이 상승하며 전기적인 노이즈를 고려하여야 한다. 따라서 이와 같은 사용상의 한계점을 극복하기 위해 속도 센서의 정보 대신 적합한 알고리즘에 의해 추정된 속도를 제어에 사용하는 분야에 대한 연구가 1980년대 후반에 들어 본격적으로 진행되기 시작했으며, 이를 개선하기 위해 지능형 알고리즘을 이용하여 속도를 추정하는 연구가 활발히 진행되고 있다[3]-[9].

본 논문에서는 기존의 유도전동기 속도 추정 방식을 개선하기 위하여 퍼지-뉴럴 시스템을 이용한 지능형 속도 추정 방식을 제안하고, 이 방식으로 추정한 회전자의 속도를 이용하여 만족할만한 성능을 얻을 수 있는 유도전동기 속도 제어를 수행하고자 한다.

2. 유도전동기 제어 시스템

2.1 유도전동기 모델링

유도전동기의 동특성은 고정자와 회전자 상호간의 결합효과로 인하여 매우 복잡하며 회전자의 시변계수를 가지는 복잡한 연립 미분방정식으로 표현된다. 또한, 제반 방정식이 비선형이므로 직류전동기의 경우처럼 간단한 몇 개의 시정수로 쉽게 분리할 수 없다. 그러므로 정확하고 간단하며 실제적인 수학적 모델이 필요하게 되며, 이는 과도 및 정상상

† 교신저자, 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程
E-mail : csd1898@konkuk.ac.kr
* 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 敎授 · 工博
接受日字 : 2005年 5月 18日
最終完了 : 2005年 6月 24日

태 모두를 고려해야 하므로, 균일한 공극과 함께 3상 대칭의 정현적 권선 분포를 가정하여 복소 변수를 도입함으로써 전동기 회전각에 의한 고정자와 회전자 사이의 간섭 항을 포함하는 d-q 등가 모델을 널리 사용한다[10].

유도전동기 권선의 3상 대칭 정현 분포를 가정하고, 슬롯에서 비롯되는 자기회로의 비선형성과 자속의 고조파 성분 등을 무시하면 3상 대칭 유도전동기의 고정자 및 회전자에 대한 전압 방정식은 아래의 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{abcs} &= (R_s+pL_s)I_{abcs}+L_m(pI_{abcr})e^{j\theta_r} \\ &\quad +j\omega_r L_m I_{abcr}e^{j\theta_r} \\ V_{abcr} &= (R_r+pL_r)I_{abcr}+L_m(pI_{abcs})e^{j\theta_r} \\ &\quad -j\omega_r L_m I_{abcs}e^{j\theta_r} \end{aligned} \tag{1}$$

식 (1)을 변환 행렬을 이용하여 좌표 변환을 행하고, d, q 축 상의 벡터로 표현하여 이를 정리하면 다음 식으로 표현되는 유도전동기 d-q 등가 모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{dqs} &= R_s V_{dqs}+p\lambda_{dqs}-j\omega_e\lambda_{dqs} \\ &= (R_s+pL_s)I_{dqs}+L_m pI_{dqr}-j\omega(L_s I_{dqr}+L_m I_{dqs}) \\ V_{dqr} &= R_r I_{dqr}+p\lambda_{dqr}-j(\omega_e-\omega_r)\lambda_{dqr} \\ &= (R_r+pL_r)I_{dqr}+L_m pI_{dqs}-j(\omega-\omega_r)(L_r I_{dqr}+L_m I_{dqs}) \end{aligned} \tag{2}$$

식(2)의 전압, 전류를 d축과 q축 성분으로 정리하여 행렬로 표현하면 식(3)을 얻게 되고, 이 식은 공간상에서 임의의 각속도로 회전하는 d-q 좌표계 상에서 표현된 전압•전류 관계식을 나타내며, ω값을 영(零)으로 설정하면 정지좌표계(Stationary frame)로, 고정자 자속 벡터의 속도와 같게 놓으면 동기좌표계(Synchronous frame)로 표현되는 전압•전류 방정식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s+L_s p & -\omega_e L_s & L_m p & -\omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s+L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_r+L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_r+L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{3}$$

여기서, $\lambda_{qs}=L_{ls}i_{qs}+L_m(I_{qs}+i_{qr}),\ \lambda_{ds}=L_{ls}i_{qs}+L_m(I_{ds}+i_{dr})$
$\lambda_{qr}=L_{lr}i_{qr}+L_m(I_{qs}+i_{qr}),\ \lambda_{dr}=L_{lr}i_{dr}+L_m(I_{ds}+i_{dr})$

2.2 간접 벡터 제어

유도전동기 벡터 제어에는 기준 자속의 위치를 알아내는 방법에 따라 직접 벡터 제어와 간접 벡터 제어로 분류할 수 있다. 직접 벡터 제어는 Hall 소자나 자속 검출 코일을 이용하여 공극 자속의 위치를 직접 측정하거나 유도전동기 단자 전압이나 전류로 구성되는 자속 모델로부터 구한 회전자 자속 벡터의 자속 정보를 이용하여 자속각을 구하는 방식이다. 간접 벡터 제어는 유도전동기의 전류와 회전자 파라미터로부터 연산된 슬립 주파수를 회전자 각 속도와 합하여 자속의 위치 정보를 얻어내는 방식으로 실제 자속 정보 없이도 넓은 속도 영역에서 간단히 순시 전류 제어를 행할 수 있으며 제어기의 구조가 간단하다는 장점이 있다. 또한 간접 벡터 제어는 직접 측정된 자속을 이용하지 않고 전동기의 토크 성분 전류와 자속 성분 전류, 그리고 파라미터 정보로부터 슬립 주파수를 계산하여 측정된 전동기 속도와의 합으로 자속의 속도를 얻어서 현재의 자속 위치를 찾아내므로 실제 자속에 대한 정보 없이도 비간섭 제어를 수행할 수 있어 본 논문에서는 이 방식을 사용하여 유도전동기 속도 제어를 수행하고자 한다.

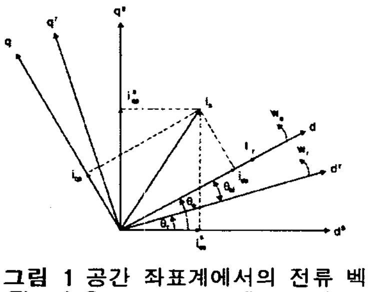

그림 1 공간 좌표계에서의 전류 벡터도
Fig. 1 Current vector diagram in space coordinates

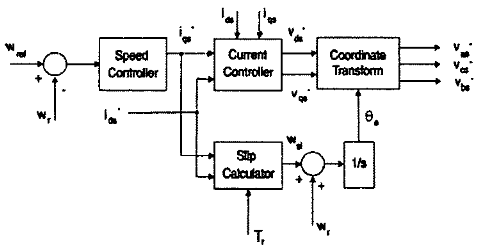

그림 2 간접 벡터 제어 시스템
Fig. 2 Indirect vector control system

그림 1은 벡터 제어를 실현하기 위한 공간상에서의 각 벡터들의 관계를 나타낸다. ds-qs 축과 dr-qr 축은 각각 고정자와 회전자에 고정되어 있는 축이며 d-q축은 ωe의 속도로 회전하는 회전축을 나타낸다. 이때 θr과 θe는 ds축을 기준으로 dr축과 d축의 회전 각도이며, θsl은 d축과 dr축 사이의 각도 차를 나타낸다. 여기서 회전자 자속이 d축에 일치하도록 하면 자속의 q축 성분은 영이 되고(λqr = 0), 회전자 전압 방정식과 자속 식으로부터 다음과 같은 슬립 식과 자속 식이 얻어진다[11][12].

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \\ T_r p\lambda_{dr}+\lambda_{dr} &= L_m i_{ds} \end{aligned} \tag{4}$$

따라서 일정 자속 제어의 경우, pλdr = 0의 조건이 만족되어 고정자 전류의 d축성분만으로 독립적인 선형 자속 제어가 가능하므로 고정자 전류의 q축에 의한 토크 역시 식 (5)와 같이 선형적으로 제어된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} \\ t_e &= \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{L_m}{L_r}i_{qs}\lambda_{dr} \end{aligned} \tag{5}$$

유도전동기의 간접 벡터 제어에 필요한 자속 위치는 슬립 속도와 측정된 속도로부터 다음 식으로 결정되며, 간접 벡터 제어 시스템에 대한 전체 블록도를 그림 2에 나타내었다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl}+\omega_r)dt \tag{6}$$

3. 지능형 속도 추정기

3.1 속도 추정 방식

유도전동기의 여러 가지 속도 추정 방식 중 모델 기준 적

응 시스템은 물리적 해석이 간결하고 적용이 용이하여 비교적 폭넓게 사용되는 구조의 하나이며, 기준 모델과 조정 모델로부터 회전자 자속을 추정하고 이를 비교하여 오차가 영(零)이 되도록 적응 규칙을 설계하여 속도를 추정하는 방식이며, 이 방식을 이용한 유도전동기의 속도 추정에 사용되는 파라미터들이 모두 추정된 값 또는 비선형성을 가지는 값이므로 기존의 적응 규칙에 지능형 알고리즘을 적용하여 추정 성능을 개선하고자 하는 연구가 진행되어 왔다. 그러나 기존의 연구에서 하나의 지능형 알고리즘 특히, 퍼지 이론을 적용하여 추정 성능을 개선하고자 하는 경우 퍼지 이론의 특성으로 인해 정상 상태에서 잔류 편차가 발생하는 문제로 인하여 정확한 속도 추정이 이루어지지 못하는 문제점이 발생하였다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위하여 기존의 퍼지 이론에 신경회로망을 결합한 퍼지-뉴럴 시스템을 사용하여 속도 추정 성능을 개선하고자 한다.

본 논문에서는 모델 기준 적응 시스템을 기반으로 지능형 알고리즘을 결합하여 회전자의 속도를 추정하는 방식을 제안하고자 한다. 그림 3에 나타낸 것과 같이 모델 기준 적응 시스템의 기준 모델인 전압 방정식과 조정 모델인 전류 방정식을 이용하여 자속을 추정하고, 이를 비교하여 그 오차와 오차의 변화를 퍼지-뉴럴 시스템의 입력으로 사용하여 유도전동기의 속도를 추정하고자 한다.

모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 사용된 퍼지-뉴럴 시스템은 두 모델에서 추정한 자속의 오차와 그 오차의 변화를 퍼지 제어의 입력으로 사용하여 회전자의 각속도를 추정하며, 이 값을 이용하여 기준 모델에서 추정된 자속과 조정 모델에서 추정된 자속이 서로 같아지도록 그 오차를 영(零)으로 만드는 기능을 수행한다. 또한 신경회로망은 추정된 속도가 정상상태에서 가지는 잔류 편차를 보상하기 위하여 퍼지 제어와 병렬로 연결하여 퍼지 제어의 퍼지 규칙을 학습 기능을 이용하여 조정함으로써 속도 추정 성능을 개선하도록 하였다. 지능형 속도 추정기의 기준 모델인 전압방정식과 조정 모델인 전류 방정식을 식(7)에 나타내었으며 그 구조를 그림 3에 나타내었고[13], 이를 이용한 전체 제어 시스템의 구성을 그림 4에 나타내었다.

$$p\begin{bmatrix}\lambda_{dr}^{s}\\ \lambda_{qr}^{s}\end{bmatrix}=\frac{L_r}{L_m}\left[\begin{bmatrix}v_{ds}^{s}\\ v_{qs}^{s}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}R_s+\sigma L_s p & 0\\ 0 & R_s+\sigma L_s p\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{ds}^{s}\\ i_{qs}^{s}\end{bmatrix}\right]$$
$$p\begin{bmatrix}\lambda_{dr}^{s}\\ \lambda_{qr}^{s}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-1/T_r & -\omega_r\\ \omega_r & -1/T_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\lambda_{dr}^{s}\\ \lambda_{qr}^{s}\end{bmatrix}+\frac{L_m}{T_r}\begin{bmatrix}i_{ds}^{s}\\ i_{qs}^{s}\end{bmatrix} \quad (7)$$

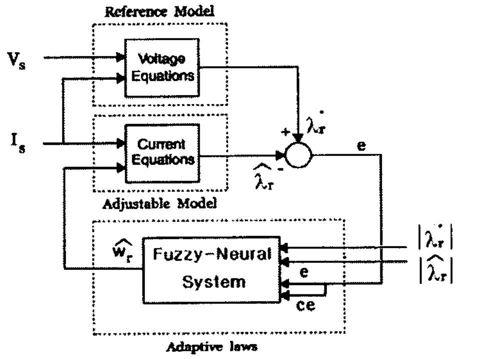

그림 3 지능형 속도 추정기의 구조
Fig. 3 Structure of Intelligent Speed Estimator

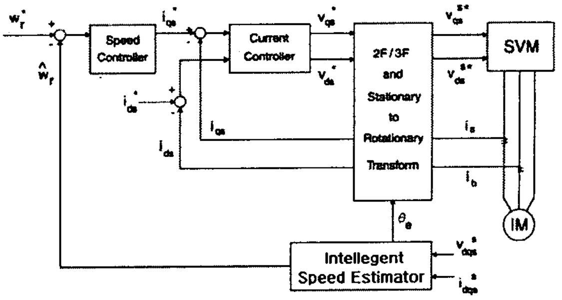

그림 4 제어 시스템 구성
Fig. 4 Control system configuration

3.2 퍼지-뉴럴 시스템

퍼지 제어는 시스템의 특성이 복잡하여 기존의 정량적인 방법으로는 해석할 수 없거나 얻어지는 정보가 정성적이고, 부정확하고, 불확실한 경우에 추론을 통하여 기존의 제어 방식보다 우수한 결과를 나타내고, 신경 회로망은 학습에 의한 보간 능력으로 인해 매우 복잡한 작업에 큰 장점을 가지며 시스템 특성이 서서히 변하는 경우에는 별도의 수정 없이도 스스로 제어 특성을 변형시키는 적응성을 가지고 있다. 따라서 각각의 단점을 보완하고 장점을 강화하기 위해서 추론의 특성을 갖는 퍼지 제어와 학습의 특성을 갖는 신경 회로망을 혼합한 퍼지-뉴럴 시스템을 모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 사용함으로써 속도 추정기의 성능을 개선하고자 한다.

모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 사용된 퍼지 제어기는 두 모델에서 추정한 자속의 오차와 그 오차의 변화를 제어기 입력으로 사용하여 회전자의 각속도를 추정하며, 이 값을 이용하여 기준 모델에서 추정된 자속과 조정 모델에서 추정된 자속이 서로 같아지도록 그 오차를 영(零)으로 만들어 유도전동기의 속도를 추정하는 기능을 수행한다. 또한 퍼지 제어기와 병렬로 구성된 신경 회로망은 오차 역전달 방법을 사용하여 오차와 오차 변화를 입력으로 하는 퍼지 제어기의 제어규칙을 학습시킴으로서 퍼지 제어기의 룰 베이스를 조정하여 퍼지 제어기가 가지는 문제점인 잔류 편차를 보완하고 목표치에 더 근접할 수 있는 추정성능을 가지도록 한다. 본 논문에서 제안한 퍼지-뉴럴 시스템의 블록도를 그림 5에 나타내었다.

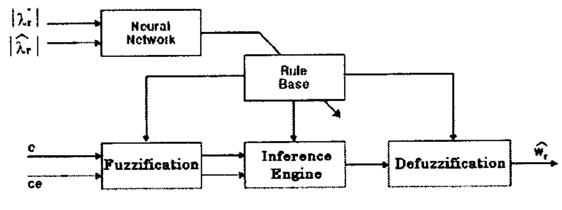

그림 5 퍼지-뉴럴 시스템
Fig. 5 Fuzzy-Neural system

3.2.1 퍼지 제어

퍼지-뉴럴 시스템에서 속도를 추정하는 역할을 하는 퍼지 제어기는 퍼지화, 퍼지 추론, 비퍼지화의 3단계로 구성된

다. 먼저 입력 변수가 언어 변수를 사용하는 소속함수와 정규화된 양자화 과정을 통하여 퍼지 값으로 변환된다. 또한, 이 값들은 언어 변수로 표현된 퍼지 규칙과 Mamdani의 min 연산을 추론 방법으로 사용하는 추론 과정을 거쳐 출력값에 대한 퍼지 집합으로 만들어진다. 최종적으로 비퍼지화는 다른 방법들에 비해 우월한 성능을 보이는 경향이 있는 무게중심법을 사용하여 제어기 출력으로 변환된다[14].

첫 번째 단계인 퍼지화 부분은 삼각형 소속함수와 양자화 과정을 통하여 퍼지 변수로 입력값을 변환한다. 자속의 오차와 오차변화를 입력신호로 하여 이 두 가지 입력신호를 정성화된 퍼지로 계산하기 위하여 소속함수와 양자화 방법을 사용하여 퍼지화 과정을 수행하였다. 본 논문에서는 삼각형 소속함수를 각각 오차와 오차변화 및 출력부분에 대한 소속함수로 정의하였다. 또한 상승시간을 빠르게 하고 설정치 근처에서 정밀한 제어를 하기 위하여 오차가 적은 범위에서는 소속함수의 폭이 좁고 오차가 넓은 범위에서는 그 폭이 넓어지는 형태의 삼각형 소속함수를 사용하였다. 각각의 퍼지 변수는 소속 정도를 가지고 퍼지 집합에 소속하게 된다. 이때 소속 정도는 소속함수로 결정되며 0에서 1사이의 값을 가진다. 또한 자속과 자속의 오차를 각각 -1~1 사이로 정규화하였으며, 퍼지 시스템의 입력 전체구간을 -6~6의 13개 양자화 구간으로 나누고, 모든 입력을 13개의 패턴으로 구분하여 사용하였다. 전체 13개 입력에 대한 퍼지 변수 값들을 계산하기 위해서는 양자화 구간별 대표값을 필요로 하는데, 본 논문에서는 각 구간의 대표값을 그 구간의 중앙값으로 설계하였다.

두 번째 단계인 퍼지 추론에서는 속도 추정값의 변화량에 따른 회전자 자속오차와 오차변화의 관계를 시행오차법을 이용하여 설정하였으며 이를 이용한 시스템의 성능 분석을 통하여 퍼지규칙을 설정하였고, 각각의 규칙들은 IF-THEN 형식의 언어 변수로 표현되며, 이를 표 1에 나타내었다. 출력 퍼지 변수를 결정하기 위한 퍼지 집합을 만드는 추론 방법에는 Mamdani의 min 연산, Larsen의 product 연산, 단조형 소속함수로 언어 변수 표현, 결론부가 조건부 변수의 선형식으로 표현하는 방법들이 주로 이용되고 있으며, 본 논문에서는 Mamdani의 min 연산을 이용하여 추론 과정을 수행하였다.

표 3 퍼지 규칙
Table 3 Fuzzy Rule

ce \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

세 번째 단계인 비퍼지화 과정에서 주로 사용되는 방법은 최대값 방법, 최대 평균법, 무게중심법 등이 있다. 이 중 최대 평균법은 과도기간의 응답이 좋다고 보고된 바 있고, 무게중심법은 다른 방법들에 비해서 우월한 성능을 보이는 경향이 있고 일반적인 PI 제어기와 비슷한 특성을 나타낸다. 본 논문에서는 일반적으로 가장 유연한 값을 출력시키는 무게중심법을 사용하였으며, 이 방법은 식(8)에 나타난 것과 같이 합성된 출력 퍼지 집합의 무게 중심을 구하여, 그 해당하는 제어 값을 제어기 출력으로 사용하는 방법이다.

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^{n} \mu(u_j) \cdot u_j}{\mu(u_j)} \tag{8}$$

여기서 n은 제어 변수 전체 집합의 양자화 준위

3.2.2 신경 회로망

신경 회로망은 오차와 오차 변화를 입력으로 하는 퍼지 제어기의 퍼지규칙을 오차 역전달 방법을 사용하여 학습시킴으로서 퍼지 제어기의 퍼지규칙 ZE의 적합도를 조정하여 추정속도가 실제속도에 못 미치게 되어 잔류 편차가 발생하였을 경우 이 부분을 보상하게 된다. 추정속도와 실제속도에 오차가 발생하면 결과적으로 기준 자속과 추정 자속에도 오차가 발생하게 되고, 그 오차는 신경 회로망에 역전파되어 학습시킴으로써 신경회로망의 출력인 퍼지 규칙 ZE의 적합도를 속도오차를 감소시키는 방향으로 변화시킨다. 본 논문에서 제안한 신경 회로망의 입력은 기준모델의 자속과 조정모델의 자속을 입력으로 설정하였다. 신경 회로망의 은닉층의 개수는 시행착오를 통하여 5개로 설정하였으며, 활성 함수에는 시그모이드 함수를 사용하였다. 신경회로망의 출력이 최종적으로 기준 속도와 추정 속도의 속도 오차를 영으로 만들도록 오차 함수를 다음과 같이 정의하여 학습을 수행하였고, 신경 회로망의 구조를 그림 6에 나타내었다[15].

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{s*} - \hat{\lambda}_{dr}^{s} \\ \lambda_{qr}^{s*} - \hat{\lambda}_{qr}^{s} \end{bmatrix} \tag{9}$$

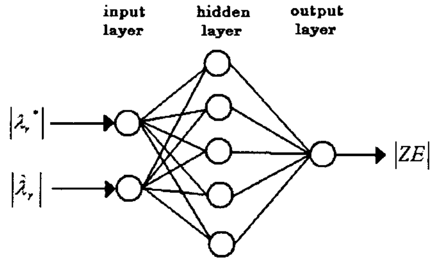

그림 6 신경 회로망의 구조
Fig. 6 Structure of Neural Network

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시스템 구성 및 실험 장치

본 논문에서 구성한 유도전동기 제어 시스템은 슬립 주파수를 계산하고 이 값과 회전자의 속도를 가지고 간접적으로 회전자 자속각의 위치를 계산하는 회전자 자속 기준 간접 벡터 제어 방식을 기반으로 하였으며, 모델 기준 적응 시스템의 적응 규칙으로 퍼지-뉴럴 시스템을 사용하여 속도를 추정하는 지능형 속도 추정기와 일반적인 PI 제어기를 사용한 속도 제어기로 구성되어 있다. 또한 본 논문에서 제안한 속도 추정 및 제어 알고리즘은 많은 양의 복잡한 계산을 실

시간으로 처리해야 하므로 이를 충분히 수행할 수 있는 고속의 프로세서를 필요로 한다. 따라서 고속 연산이 가능하고, 전동기 제어를 위한 기본적인 입출력 장치들을 갖추고 있는 프로세서인 DSP TMS320F2812를 제어 시스템의 주 연산 장치로 사용하였으며, 부하 실험을 위한 장치로 전동기 관성 모멘트의 5배[5J]의 관성 모멘트를 가지는 관성 부하를 제작하여 실험하였다. 표 2에 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 정격 및 파라미터를 나타내었고, 실험 장치를 그림 7에 나타내었다.

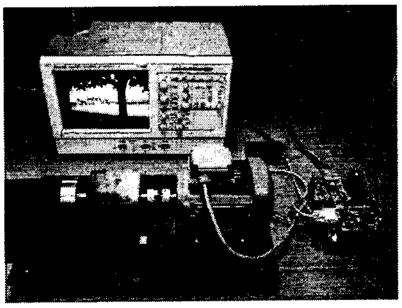

그림 7 실험 장치
Fig. 7 Experimental equipment

표 4 유도전동기의 정격 및 파라미터
Table 4 Ratings and parameters of an induction Motor

정격 전압	230 [V]	Rs	0.041 [Ω]
정격 주파수	50 [Hz]	Rr	0.024 [Ω]
정격 전류	1.7 [A]	Ls	0.01365 [H]
정격 속도	2800 [rpm]	Lr	0.01395 [H]
정격 토크	1.3 [Nm]	Lm	0.01328 [H]
극수	2	J	3.5×10^{-4} [Kg㎡]

4.2 결과 및 고찰

시뮬레이션과 실험은 모두 무부하시와 부하시로 나누어 정격 속도에 대하여 정역 운전을 시행하였다. 그림 8, 9는 무부하 정역 운전시 유도전동기 모델링으로부터 구한 속도와 추정기의 속도에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었고, 그림 10, 11은 부하 인가시 속도 응답에 대한 결과를 나타내었다. 그림 12, 13은 무부하 정역 운전시 센서로 측정한 속도와 추정기로부터 추정한 속도에 대한 실험 결과를 나타내었고, 그림 14, 15는 부하인가시 속도 응답에 대한 결과를 나타내었다. 또한 시뮬레이션과 실험에 대한 정상 상태에서의 추정 속도를 표 3에 정리하여 나타내었다.

그림 8 ~ 15에 나타내 파형을 살펴보면 센서를 사용한 경우나 본 논문에서 제안한 지능형 속도 추정기를 사용한 경우 모두 유사한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 표 3에 나타낸 결과에서 알 수 있듯이 시뮬레이션에서는 무부하시 기준 속도에 대해서 추정 속도가 -0.11%의 오차를 보이고 있고, 부하시 -0.32%의 오차를 보이고 있으며, 실험에서는 무부하시 -0.21%, 부하시 -0.39%의 오차를 보이고 있다. 이상의 결과에서 알 수 있듯이 기준 속도에 대한 추정 속도가 -0.11 ~ -0.39%의 오차를 보이고 있으나 이는 허용할만한 오차의 범위에 있다고 할 수 있으므로 본 논문에서 제안한 지능형 속도 추정기를 이용한 제어 시스템이 센서를 이용한 시스템과 비교하여도 뒤지지 않는 성능을 나타낸다고 할 수 있다.

표 5 시뮬레이션 및 실험 결과
Table 5 Simulation Results

		기준속도 [rpm]	추정속도 [rpm]	오차 [%]
시뮬레이션	무부하시	2800	2797	-0.11
	부하시	2800	2791	-0.32
실험	무부하시	2800	2794	-0.21
	부하시	2800	2789	-0.39

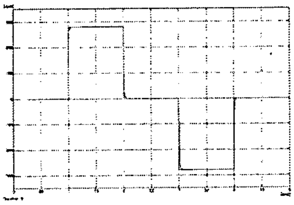

그림 8 무부하시 회전자 속도
Fig. 8 Rotor speed without load.

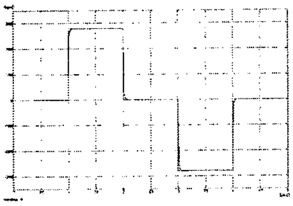

그림 9 무부하시 추정한 회전자 속도
Fig. 9 Estimated rotor speed without load.

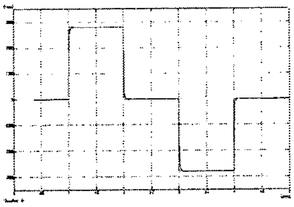

그림 10 부하 인가시 회전자 속도
Fig. 10 Rotor speed with load.

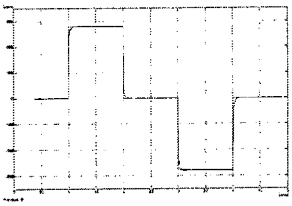

그림 11 부하 인가시 추정한 회전자속도
Fig. 11 Estimated rotor speed with load.

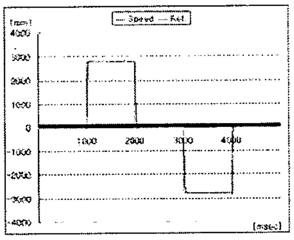

그림 12 무부하시 측정한 회전자 속도
Fig. 12 Rotor speed of sensor without load

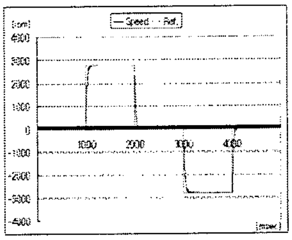

그림 13 무부하시 추정한 회전자 속도
Fig. 13 Estimated rotor speed without load

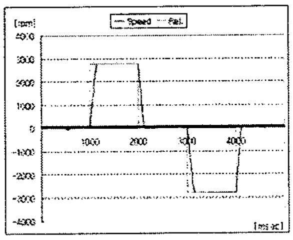

그림 14 부하시 측정한 회전자 속도
Fig. 14 Rotor speed of sensor with load

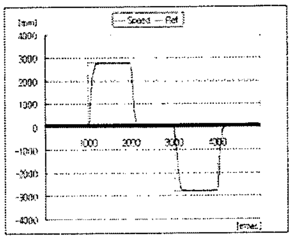

그림 15 부하시 추정한 회전자 속도
Fig. 15 Estimated rotor speed with load

4. 결 론

본 논문에서는 유도 전동기의 속도 제어시 속도 센서를 사용하지 않고 적합한 속도 추정 알고리즘을 사용하는 기존

템의 적응 규칙으로 퍼지-뉴럴 시스템을 사용하여 속도를 추정하는 지능형 속도 추정 방식을 제안하였고, 이 방식으로 추정한 속도를 사용하여 유도전동기 속도 제어를 수행하였다. 지능형 속도 추정기를 이용한 속도 제어 시스템의 성능을 입증하기 위하여 무부하 및 부하시 정격 속도를 인가하여 정역 운전을 시행하였으며, 시뮬레이션과 실험에서 -0.11% ~ -0.39%의 오차를 나타냈으나 이는 허용 범위 이내의 오차로 볼 수 있다. 그러므로 본 논문에서 제안한 지능형 속도 추정기를 이용한 유도전동기 제어 시스템의 성능이 센서를 사용한 시스템에 비하여 뒤지지 않음을 확인하였다. 향후 저속 및 가변속 운전에 대해서도 제안한 지능형 속도 추정기가 견실한 속도 추정 성능을 나타냄을 보이고, 이를 이용한 속도 제어 시스템이 전 속도 영역에서 만족할 만한 성능을 나타냄을 입증하여야 할 것이다.

감사의 글

본 연구는 2003년도 산업자원부 전력산업연구개발 사업 전력선행기술에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines", IEEE Trans. Ind. Elect., vol.35, No.1, pp. 160-177, 1988.

[2] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application Trends in AC Motor Drives", IEEE IECON'92, pp. 31-36, 1992.

[3] J. Holtz, "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", Conf. Proc. of IECON, pp. 649-654, 1993.

[4] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. 29, No. 1, pp. 175-180, 1993.

[5] Peng. Fang-Zheng T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Transactions on, Industry Applications, Volume:30 Issue:5, Sept.-Oct, pp.1234-1240, 1994.

[6] 박태식, 김성환, 유지윤, 박귀태, 김남정, "RLS 기법을 이용한 유도전동기의 속도센서없는 벡터제어", 전기학회논문지, 제 48 권 제 3 호, pp.139-143, 1999.

[7] 진대원, 권영안, "새로운 MRAS에 의한 유도전동기의 센서리스 속도제어", 전기학회논문지, 제 48 권 제 3 호, pp.124-130, 1999.

[8] B. Karanayil, M. F. Rahman, C. Grantham, "PI and Fuzzy Estimators for ON-LINE Tracking of Rotor Resistance of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", Electric Machines and Drives Conference, 2000. IEMDC 2001. IEEE International, pp.820-825, 2001.

[9] 이홍균, 이정철, 김종관, 정동화, "퍼지-ANN 제어기를 이용한 유도전동기의 속도 추정 및 제어", 전기학회논문지, 제 53 권 제 8 호, pp.545-550, 2004.

[10] Willy Tjanaka, "Modeling of Induction Motor for Speed-Sensorless Vector Control Aplications", the Ohio State Univ., 1995.

[11] Peter Vas, Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford, 1990.

[12] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Press, Oxford, 1996.

[13] T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume:28 Issue:1 Part:1, Jan.-Feb., pp.157-164, 1992.

[14] Young-Ho Kang, Lark-Kyo Kim, "Design of Improved Neuro-Fuzzy Controller for the Development of Fast Response and Stability of DC Servo Motor", 전기학회 논문지, 제51권 제6호, pp.252-257, 2002.

[15] Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", Industrial electronics, IEEE Transactions on, Volume:48 Issue:3, pp.609-614, June 2001.

저 자 소 개

최 성 대 (崔 成 大)

1970년 6월 5일생. 1995년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 02-456-2585

E-mail : csd1898@konkuk.ac.kr

김 낙 교(金 洛 敎)

1949년 2월 4일 생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1977년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986~87년Oregon State Univ. 교환교수. 1996~97년 Ohio State Univ. 교환교수 1978~80년 한국원자력연구소 선임연구원. 1980년~현재 건국대학교 전기공학과 교수.

Tel : 02-450-3485

E-mail : lkkim@konkuk.ac.kr