

적응 뉴로-퍼지 파라미터 추정기를 이용한 유도전동기의 간접벡터제어

김종홍, 김대준, 최영규  
부산대학교 전기공학과

Indirect Vector Control for Induction Motor using ANFIS Parameter Estimator

Jong-Hong Kim, Dae-Jun Kim, Young-Kiu Choi  
Dept. of Electrical Eng. Pusan National Univ.

**Abstract** - In this paper, we propose an indirect vector control method using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System(ANFIS) parameter estimator. It estimates the rotor time constant when the indirect vector control of induction motor is applied. We use the stator current error that is difference between the current command and estimated current calculated from terminal voltage and current. And two induced current estimate equations are used in training ANFIS. The estimator is trained by the hybrid learning algorithm. Simulation results shows good performance under load disturbance and motor parameter variations.

1. 서 론

산업계에서 서보제어용으로 사용되는 전동기는 직류, BLDC, 유도전동기가 있다. 그 중 유도전동기가 가격의 저렴성, 견고함의 장점을 가지고 있어 서보제어용 전동기로써 그 사용이 증가되고 있다.

유도전동기는 토크를 발생하는 자속성분과 전류성분이 상호 간섭하는 비선형 결합 시스템이기 때문에 가변속 제어 및 토크 제어를 위해서는 벡터제어가 필수이다.

벡터제어에는 자속을 직접 측정하거나 자속 추정기로부터 그 정보를 알아내는 직접벡터 제어와 전동기의 회전 속도에 슬립속도를 더해 그 적분값으로 회전 자속의 위치를 구하는 간접벡터 제어로 구분되는데, 직접벡터 제어는 전동기의 가격상승과 센서의 신뢰성 면에서 단점을 가지고 있다. 이에 반해 간접벡터 제어는 저속영역에서 정확한 추정값을 얻을 수 없는 직접벡터 제어와는 달리 전 속도 영역에서 제어가 가능하고 구조가 간단하여 주로 사용되지만, 슬립속도를 계산하는데 사용되는 회전자 시정수가 온도변화, 주파수, 전류의 크기에 따라 변화하므로 이를 정확하게 추정하는 것이 중요하다.

최근 지능알고리즘 이용해 유도전동기의 회전자 시정수를 추정하는 연구가 이루어지고 있다[2-4].

본 논문은 정상상태를 기초로 한 관계식을 이용해 간접 벡터제어가 이루어지는 동안 변동하는 회전자 시정수를 적응 뉴로-퍼지(Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System:ANFIS) 파라미터 추정기를 사용하여 추정하고자 한다.

2. 유도 전동기

2.1 수학적 모델링

고정자측 정직좌표계에서 유도전동기 고정자와 회전자의 d-q축 전압방정식은 다음 식(1)~(4)와 같다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} \tag{1}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} \tag{2}$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{qr}^s \tag{3}$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{dr}^s \tag{4}$$

동기좌표계(D-Q축)상에서의 전압방정식은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{DS}^e \\ V_{QS}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_s L_m & R_r + pL_r & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & pL_m & \omega_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{DS}^e \\ i_{QS}^e \\ i_{DR}^e \\ i_{QR}^e \end{bmatrix} \tag{5}$$

단,  $\omega_s = \omega_e - \omega_r$  : 슬립각속도,  $p$  : 미분 연산자 ( $\frac{d}{dt}$ )

쇄교 자속은 다음 식(6)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{6}$$

단,  $L_s, L_r, L_m$  : 고정자, 회전자, 상호인덕턴스

위 식(6)을 이용하여 회전자 자속과 회전자측 전류를 구하면 다음 식(7)~(10)과 같다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (-\lambda_{dr}^s - \omega_r \tau_r \lambda_{qr}^s + L_m i_{qs}^s) \tag{7}$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} (\omega_r \tau_r \lambda_{dr}^s - \lambda_{qr}^s + L_m i_{ds}^s) \tag{8}$$

$$i_{dr}^s = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr}^s - L_m i_{ds}^s) \tag{9}$$

$$i_{qs}^s = \frac{1}{L_r} (\lambda_{qr}^s - L_m i_{qs}^s) \tag{10}$$

단,  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

발생토크를 동기회전 좌표계의 D-Q축 전류와 자속으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{QS}^e \lambda_{DR}^e - i_{DS}^e \lambda_{QR}^e) \tag{11}$$

단,  $P$  : 극수

2.2 간접벡터제어

유도전동기의 자속과 토크를 분리시켜 제어하기 위해서는 아래의 식(12)를 만족시켜야 하는데, 이는 회전자

자속의 위치를 정확히 추정을 통하여 동기좌표계의 D축을 회전자 자속에 일치시킴으로써 가능하다.

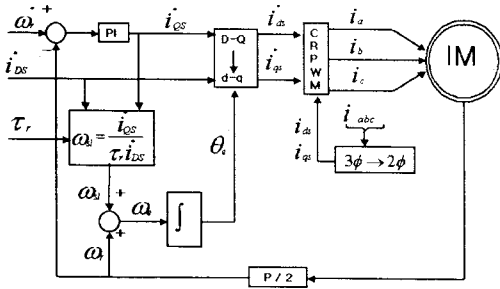


그림 1. 유도전동기의 간접벡터제어 시스템

$$\lambda_{qr} = p\lambda_{qr} = 0 \quad (12)$$

위 식(12)의 조건을 이용하여 각 명령치를 구하면 식(13)~(15)과 같다.

$$i_{DS}^* = \frac{1}{L_m} (\lambda_r^* + \tau_r \frac{d\lambda_r^*}{dt}) \quad (13)$$

$$i_{QS}^* = \frac{T_e^*}{K_T \lambda_r^*} \quad (14)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*} \quad (15)$$

$$\text{단, } K_T = \frac{P}{3R_r} \frac{L_m}{\tau_r} = \frac{P}{3} \frac{L_m}{L_r}$$

### 3. 적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기를 이용한 유도 전동기의 간접벡터 제어

#### 3.1 적응 뉴로 퍼지 시스템 (ANFIS)

적응 뉴로 퍼지 시스템 (ANFIS)은 뉴런 네트워크와 퍼지시스템을 결합한 형태로 학습규칙에 의해 퍼지시스템의 파라미터를 조정하며 비선형 입출력 관계로부터 시스템의 구조를 사상(mapping)시키는데 좋은 성능과 수렴속도가 빠른 장점이 있다[5].

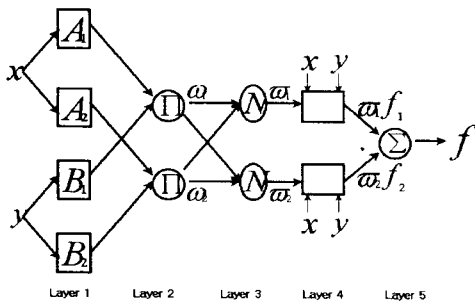


그림 2. 적응 뉴로 퍼지 시스템의 구조

적응 뉴로퍼지 시스템의 구조는 위 그림 2와 같이 각 단자가 퍼지 멤버십 함수들로 구성된 Layer 1, 각 단자의 점호강도(firing strength)를 계산하는 Layer 2, 전체 점호강도에 대한 각 단자의 점호강도의 비율을 계산

하는 Layer 3, 각 다항식과 앞단에서 계산된 점호강도의 비율을 곱하는 Layer 4, 그리고 각 다항식과 점호강도 비율의 평균값을 계산하는 Layer 5로 구성되어 있다. 본 논문은 Layer 1의 각 단자에 5개의 가우시안 멤버쉽 함수(Gaussian Membership-Function)를 사용하였다.

#### 3.2 회전자 시정수의 추정

정상상태라는 가정 하에 전동기 전류와 고정자측 전류 명령치 간의 관계를 이용하면 다음과 같이 식(16), (17)을 유도할 수 있다[2].

$$i_{DSf} = i_{DS}^* \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}} \quad (16)$$

$$i_{QSf} = i_{QS}^* \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*}\right) \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}} \quad (17)$$

위 식을 이용해 적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기를 학습시켜 변동하는 회전자 시정수를 추정하고자 한다.

#### 3.3 ANFIS 파라미터 추정기

아래의 그림 3은 적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기를 이용한 유도 전동기의 간접 벡터 제어시스템의 블록다이어그램이다.

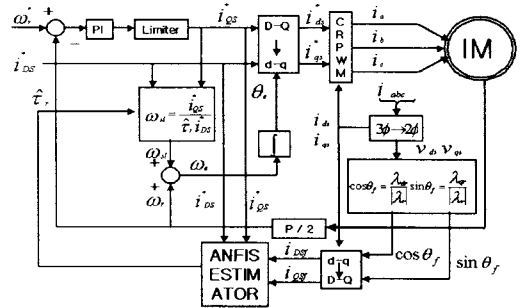


그림 3. 적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기를 이용한 유도전동기의 간접벡터제어 시스템 블록도

적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기의 출력은 회전자 시정수의 명령치와 추정되는 값과의 비로 나타나며, 전류 명령과 동기 회전좌표 상에서의 전동기의 실제 전류 사이의 관계로부터 정의된 오차식을 최소화시키는 학습규칙을 유도할 수 있다[4].

$$e_1\left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*}\right) = i_{DSf} - i_{DS}^* = i_{DSf} - i_{DS}^* \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}} \quad (18)$$

$$e_2\left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*}\right) = i_{QSf} - i_{QS}^* = i_{QSf} - i_{QS}^* \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*}\right) \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\tau_r}{i_{DS}^*} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}\right)^2}} \quad (19)$$

$$\text{Error} = e_1^2 + e_2^2 \quad (20)$$

#### 4. 모의실험 결과

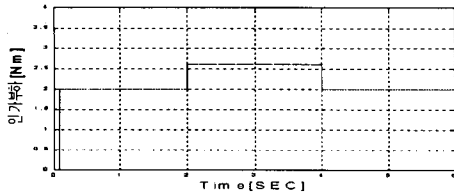
본 논문에서 제안된 방법의 가능성을 확인하기 위하여 모의실험을 하였다. 모의실험에 사용된 전동기의 사양은 다음과 같다.

표 1. 유도 전동기의 사양

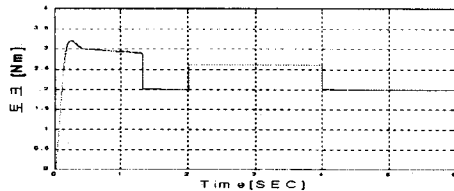
정격 출력	2.2KW
정격 전압	380V
극수 P	4
정격 전류	5A
고정자 저항	0.943 Ω
고정자 인덕턴스	116mH
회전자 저항	1.343Ω
회전자 인덕턴스	116mH
상호 인덕턴스	107mH
회전자 관성 J	0.0235kg·m <sup>2</sup>

실험환경을 구성하기 위해 그림 3에서와 같이 PI 제어를 통해 속도명령에 대한 토크 명령치를 생성시키고 전동기 구동 2초 후에 부하의 30%를 인가시켜 실험을 진행하였다.

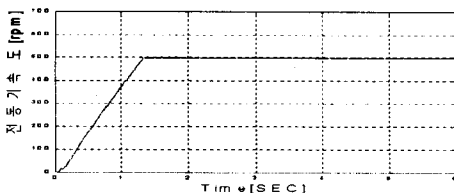
그림 4는 500 rpm 속도 명령 하에서 부하변동과 그에 따른 유도 전동기의 토크, 속도 변화를 나타낸다.



(a) 부하 조건



(b) 부하에 따른 토크의 변화



(c) 부하에 따른 속도의 변화

그림 4. 500 rpm 속도명령 하에서 부하변동

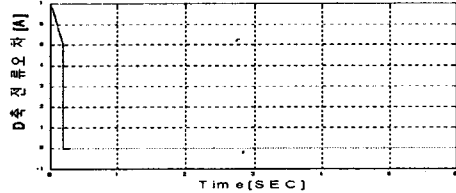
에 따른 유도전동기 토크와 속도의 변화

학습 조건을 위해 오차범위를 선정하여 학습된 결과가 그 범위 내에 들어올 경우 회전자의 시정수를 변화시키도록 하였다.

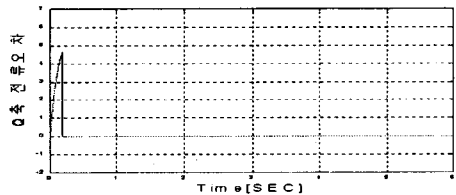
학습규칙은 추정기의 출력이 시정수의 비율( $\frac{\tau_r}{\tau_r^*}$ )로 나

오므로 이를 식(16),(17)에 대입시켜 추정 전류를 구하고 식(18),(19)를 이용해 오차를 계산하여 식(20)을 최소화하기 위해 역전파 학습방법을 적용하였다.

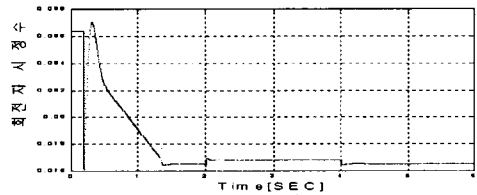
다음의 그림 5은 퍼지 파라미터 추정기를 이용하였을 때 전동기 전류와 추정전류의 오차와 추정된 회전자 시정수를 나타낸다.



(a) 전동기 D축 전류와 추정된 전류 사이의 전류오차



(b) 전동기 Q축 전류와 추정된 전류 사이의 전류오차



(c)회전자 시정수

그림 5. 전동기의 전류오차와 추정된 회전자 시정수

#### 5. 결론

본 논문에서는 적응 뉴로 퍼지 파라미터 추정기를 이용해서 변동하는 회전자 시정수를 추정하는 방법을 제시하고 모의실험을 통해 전동기의 운전 중 부하의 변동 하에서의 적용가능성을 확인하였으며 현재 실제 시스템에 적용에 대한 연구를 계속 진행하고 있다.

#### [참고 문헌]

- [1] Lazhar Ben-Brahim and Atsuo Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors," IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 39, no. 3, pp. 241-249, 1992.
- [2] R.W.De Doncker, "Parameter Sensitivity of Indirect Universal Field Oriented Controllers," Pow. Elec. Specialists Conf., PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE, pp. 605-612, 1991.
- [3] D.Fodor, G.Griva and F.Profumo, "Compensation of parameters Variations in Induction Motor Drives using a Neural Network," Pow. Elec. Specialists Conf., PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 2, pp. 1307-1311, 1995.
- [4] L.R.Valdenebro, J.R.Hernandez and E. Bin, "A Neuro-fuzzy Based Parameter Identification of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive," Adv. Intel. Mechatronics, Proc. IEEE/ASME Int. Conf., pp. 347-352, 1999.
- [5] J.-S. R. Jang, "ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System," IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics, vol. 23, no. 3, pp. 665-685, 1993.