

# 적응필터와 퍼지제어기를 이용한 유도전동기의 속도센서 없는 벡터제어

김 상 옥\*, 양 이 우, 김 영 석  
인하대학교 전기공학과

## Adaptive Filter and Fuzzy Controller for Speed Sensor-Less Vector Control of Induction Motor

Sang-uk Kim\*, Iee-woo Yang, Young-seok Kim  
Dept. of Electrical Eng., INHA Univ.

### Abstract

It has been known the fact that extended Kalman filter (EKF) is correctly capable of estimating system parameters and state variables by eliminating virtually all influences of structural noises, and fuzzy controller is robust to parameter variations. This paper presents a design method of Reduced-Order EKF and fuzzy controller which consists of the rotor speed and the rotor flux estimation only by measuring stator currents. Experiment results show that both the rotor speed and the rotor flux can be prominently estimated in a wide range of the speed.

### 서론

최근 유도전동기를 이용하여 순시토크를 제어할 수 있게 하는 벡터제어 이론이 도입되었으며 이를 수행하기 위하여 2차자속의 위치정보와 회전자의 속도정보가 필수적이다. 그러나 실제 시스템에서 이를 구현할 때에는 측정기 자체의 정밀도가 요구되어지고 실제환경에 민감하기 때문에 정확한 정보를 기대하기 어렵다는 단점이 있다. 이를 극복하기 위해 축소차원 자속옵저버를 구성하여 2차자속을 추정하는 방법이 제안되었고[1] 적응조정책을 통하여 속도를 추정하는 MRAS(Model Reference Adaptive System)가 제안되었다.[2] 그러나 이상의 시스템들은 측정잡음이나 시스템잡음을 고려하지 않기 때문에 이들 잡음에 민감하게 되며 또한 실제 파라메타를 사용할 수 없는 경우 정확한 추정치를 얻을 수 없다는 단점을 가지고 있다. 따라서 적응필터 성격을 갖는 칼만필터를 이용하여 잡음에 대한 추정오차의 분산을 최소화하여 잡음환경하에 놓인 시스템의 상태변수를 추정하는 방법이 제안되고 있다.[3] 본 논문에서는 이러한

제어방법에 비해 연산량이 적고 단지 1차전류를 측정함으로써 2차자속과 회전자속도만을 상태변수로 하여 이들을 추정하는 축소차원 EKF를 설계하였고 다양한 동작영역에서 운전할 경우 일부 동작점에서 과도응답특성이 나빠지는 경우를 극복하기 위해 강인한 외란과 유연한 제어성능을 가지는 언어적 제어기인 퍼지제어기를 설계하였다. 실험을 통하여 제안한 알고리즘의 우수한 특성을 확인하였다.

### 본론

#### 1. 적응필터와 퍼지제어기를 이용한 제어시스템

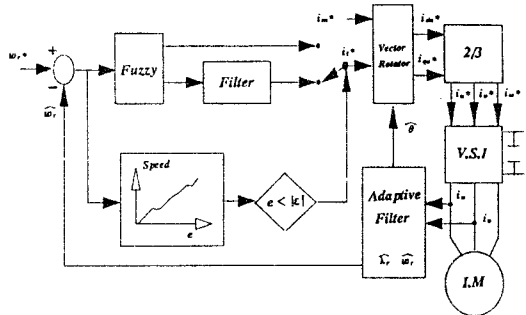


그림 1 전체 제어시스템 블록도

전체 제어시스템 블록도는 그림 1과같이 구성하였다. 축소차원 EKF에 의해 단지 측정된 전류만을 이용하여 2차자속과 회전자속도를 추정함으로써 속도센서없는 직접형 벡터제어를 수행한다. 추정된 회전자속도와 지령속도와 오차는 퍼지제어기의 입력이 된다. 언어적 제어기인 퍼지제어기는 강인한 외란과 유연한 제어성능을 가지는 반면 정상상태에서 약간의 진동이 존재하게 된다. 따라서 입력된 속도오차는 선택단자를 통해 과도상태에서는 퍼지제어기만을 정상상태에서는 저역필터와 더불어 통과하게 함으로써 응답특성을 개선하도록하여 토크분 전류지령

치를 얻는다. 출력된 값은 토오크제한기에 의해 제한받게 되고 여자분전류지령치와 좌표변환부를 통하여 2차자속 좌표계상에서 고정자직교좌표계의 D축과 Q축 전류지령치로 좌표변환된다. 고정자 직교좌표계상에서의 2차자속의 위치는 축소차원 EKF에 의해 추정된 자속값을 사용한다.

### 2. 유도전동기의 모델

제안한 알고리즘을 수행하기 위해 유도전동기의 상태방정식 및 출력방정식은 고정자 좌표계상에서 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$i_s = C \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

실험을 수행하기 위해 연속시간 미분형태의 상태방정식은 테일러 근사화예의해 이산화된 모델로 변경한다.

$$X(k+1) = F(k) X(k) + G(k) U(k) \quad (3)$$

$$X(K) = [i_{ds}(k) \ i_{qs}(k) \ \lambda_{dr}(k) \ \lambda_{qr}(k)]^T \quad (4)$$

$$U(K) = [v_{ds}(k) \ v_{qs}(k) \ 0 \ 0] \quad (5)$$

$$F(K) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad (6) \quad G(K) = \frac{ts}{\sigma L_s} \quad (7)$$

여기서

$$F_{11} = [1 - (\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r})ts] I \quad (8)$$

$$F_{12} = \frac{Mts}{\sigma L_s L_r} (\frac{R_r}{L_r} I - w_m J) \quad (9)$$

$$F_{21} = \frac{MR_r ts}{L_r} I \quad (10)$$

$$F_{22} = (1 - \frac{R_r ts}{L_r}) I - w_m ts J \quad (11)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12) \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

### 3. 축소차원 EKF

EKF는 동적시스템에 있어서 불규칙의란을 지니고 있는 최적상태추정 프로세스이다. 즉 실시간 구간마다 추정되는 잡음이 실린 데이터로부터 동적시스템의 미지의 상태변수를 추정하기 위한 선형, 불변형, 추정오차분산을 최소로 하는 추정자이다. 잡음을 지니고 있는 미지의 상태변수들은 실제플랜트에서 변화하기 때문에 그들의 온라인 추정은 시스템 파라메타를 조절하기 위해 요구되어지며 이를 실현하기 위해 EKF이론이 제안되어진다. 앞절에서 주어진 이산화된 모델

을 이용하여 EKF이론은 각 순간 (K)에서 추정된값을 기초로 하여 다음 단계의 상태변수를 얻을 수 있도록한다. 이것은 많은 계산량과 실제 구현에 있어서 많은 샘플링 시간을 요구하기 때문에 이를 해결하기 위하여 축소차원 EKF를 제안한다. 추정해서 사용할수있는 1차측전류를 제외하고 2차자속성분과 회전자속도를 상태변수로 하여 자속과 속도를 추정할수있도록 상태방정식을 세우고 이때 회전자속도는 샘플링기간내에서는 변동하지 않는다고 가정한다.

$$\xi(k+1) = f(\xi(k), u(k)) + \omega(k) \quad (14)$$

$$z(k) = h(\xi(k)) + v(k) \quad (15)$$

여기서

$$\xi(k+1) = [\lambda_{dr}(k+1) \ \lambda_{qr}(k+1) \ w_m(k+1)] \quad (16)$$

$$z(k) = [i_s(k+1) - F_{11}i_s(k) - Gv_s(k)] \quad (17)$$

새롭게 추가된 상태변수  $w_m$ 은 전체 시스템에서 비선형이되며 비선형 상태공간모델은 선형화과정이 필요하게 된다.

$$\Gamma = \frac{\partial f(\xi(k), u(k))}{\partial \xi_i} | \hat{\xi}(k/k) \quad (18)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_r}{L_r} ts & -ts\xi_3 & ts\xi_2 \\ ts\xi_3 & 1 - \frac{R_r}{L_r} ts & ts\xi_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \frac{\partial h(\xi(k))}{\partial \xi_i} | \hat{\xi}(k/k) \quad (19)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} ts & \frac{M\xi_3}{\sigma L_s L_r} ts & \frac{M\xi_2}{\sigma L_s L_r} ts \\ -\frac{\xi_3 M}{\sigma L_s L_r} ts & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} ts & -\frac{\xi_1 M}{\sigma L_s L_r} ts \end{bmatrix}$$

위의 모델로부터 회전자속도와 2차측자속은 그림 2의 칼만필터 알고리즘에의하여 추정될 수 있다.

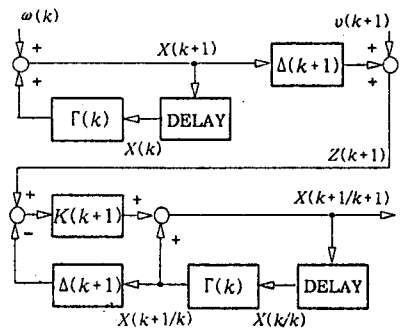
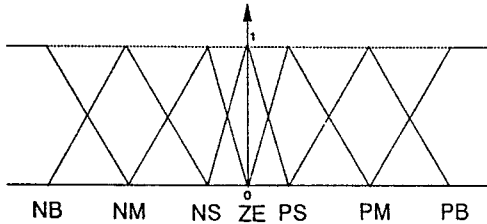


그림 2 칼만필터 시스템

#### 4. 퍼지제어기

퍼지제어기의 제어규칙을 결정하기위해 입력으로는 추정된 회전자속도와 회전자속도 지령치의 오차, 그리고 그 오차의 변화율로 한다. 출력으로는 토오크분 전류지령치로한다. 각변수에대한 멤버쉽함수는 그림 3과 같다.



$$e = \omega_m^* - \hat{\omega}_m$$

$$\Delta e = \hat{\omega}_m(k) - \hat{\omega}_m(k-1)$$

$$i_t^*$$

그림 3 멤버쉽함수

제한하는 시스템을 제어하기위한 퍼지제어규칙은 다음 표 1과 같다.

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
Δe	NB							
	NM							
	NS							
	ZE							
	PS							
	PM							
	PB							

표 1 퍼지제어규칙

퍼지추론은 *Min-Max Compositional Rule*에 의해 그리고 비퍼지화는 무게중심법에 의해 실제적인 출력을 얻는다. 최종적인 출력은 *Saturation*기법을 이용함으로써 토오크 제한기능을 하게 하고 효과적으로 응답속도를 빠르도록한다.

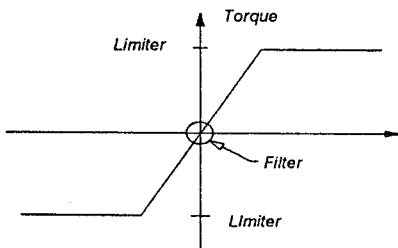


그림 4 Saturation기법을 이용한 출력도

그림 4에서 보는바와 같이 퍼지제어기는 정해진 규칙에 따라 매우 빠른 응답을 보이지만 정상상

태에서는 매우 민감한 진동을 나타내므로 유도전동기 벡터제어에서 토오크분 전류지령치는 고정자전류지령치에 선형적으로 반응하게 되므로 좋지 못한 결과를 낳게 된다. 따라서 오차분  $e(\omega_m^* - \hat{\omega}_m)$ 가 정상상태에 도달했다고 보았을 때 즉  $e < |e|$ 일 경우 지역필터를 통과시킨다.

$$i_t^*(e < |e|) = \frac{b}{s+a} \cdot \text{weight} \quad (20)$$

#### 5. 실험결과

실험장치의 전체적인 시스템은 그림 5에 나타내고 있다.

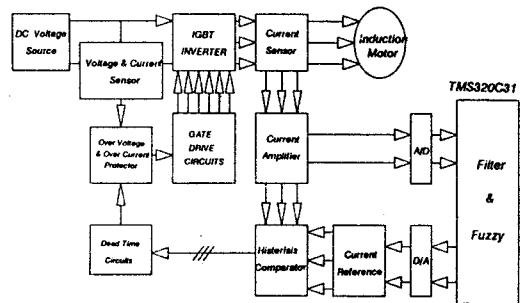


그림 5 전체 시스템 구성도

전체 시스템을 제어하기위해서 TMS320C31 DSP 제어가 사용되었다. 제한하는 알고리즘은 단지 두개의 고정자측 전류를 측정해 오고 고정자 좌표계상에서의 고정자측 전압은 DSP 내부연산알고리즘에서 수행하도록 프로그램되어 있다. 한 샘플링 기간동안의 연산시간은  $400 \mu sec$ 이었다. 실험에서 사용된 3상 유도전동기는 정격 220V, 8.3A, 1720rpm, 2.2KW, 4극이며 1차저항 3Ω, 2차저항 1.56Ω, 1차 인덕턴스 330mH, 2차인덕턴스 310mH, 상호인덕턴스 310mH의 정수를 갖고 있다. 그림 6에서 그림 8은 스텝함수 지령치를 주었을 경우의 특성을 보여주고 있는데 800rpm을 지령한뒤 1초후에 1200rpm을 주었을 경우이다. 그림 6은 U상 지령전류와 실제전류를, 그리고 그림 7은 실제속도, 추정속도, 속도오차를 보여주고 있다. 그림 7에서 과도상태일때의 오차는 약간 존재하고 있으나 영평균(stationary condition)을 유지하고 있는 정상상태에서는 거의 존재하고 있지 않음을 볼수있다. 그림 8은 D축 전류지령치와 D축 자속추정치를 보여주고 있다. 그림 9는 1000rpm에서 600rpm으로 지령치를 주었을 경우의 추정속도와 U상 지령전류를 보여주고 있다. 그림 10은 100rpm 운전중에 -100rpm의 지령치를 주었을 경우이다. 역회전시에도 지령치에 대한 속도응답특성이 양호함을 볼수있다.

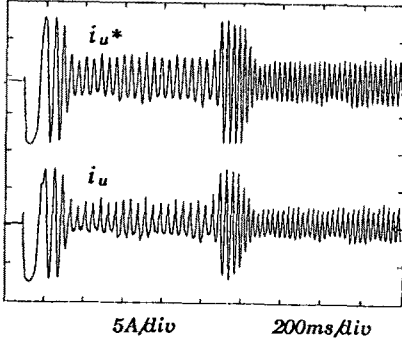


그림 6 가속시 U상 지령전류와 실제전류

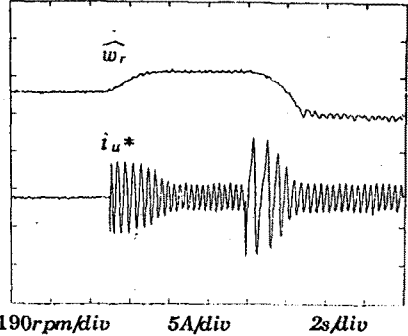


그림 10 역전시 추정속도와 U상 지령전류

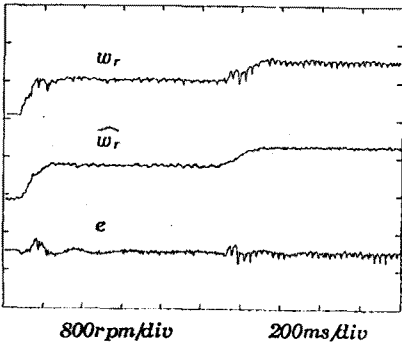


그림 7 가속시 실제속도, 추정속도, 속도오차

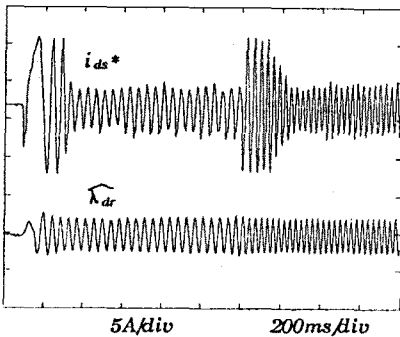


그림 8 감속시 추정속도와 U상 지령전류

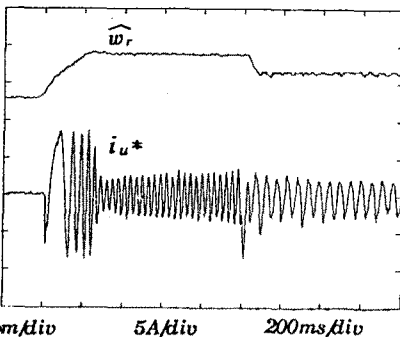


그림 9 감속시 추정속도와 U상 지령전류

### 결론

제안하는 알고리즘은 벡터제어 및 속도제어를 위해 단지 두개의 고정자측 전류만을 측정함으로써 필요한 속도정보 및 자속정보를 얻기위한 방법으로 축소차원 EKF와 피지제어기를 이용하였다. 이를 구현하기위해서 연산이 빠른 TMS320C31 DSP 제어기가 사용되었으며 실험결과 제안한 시스템은 넓은 속도 영역에서 속도추정과 자속추정 성능이 매우 양호하게 나타나고 있음을 볼 수 있었다.

본 연구는 "한국과학재단의 핵심전문연구"에 의해 수행된 일부임

### References

- [1] Yoichi Hori et al, "Control Theoretical Consideration Relating to an Induction Machine Flux Observer," T.IEE Japan, 61-B119, 1986, pp1001-1008.
- [2] Hisao Kubota et al, "Direct Field Oriented Control of Induction Motor Without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer," T.IEE Japan, Vol. 111-D, NO. 11, 1991, pp. 543-549.
- [3] A. Dell Aquila, "Induction Motor Parameter Estimation Via EKF," EPE. Vol. 3, 1991, pp. 543-549.
- [4] 이현일, 김영석 "축소차원 EKF를 이용한 유도전동기의 속도센서없는 벡터제어에 관한 연구," 하계 학술대회논문집(B), 1993, pp677-679.
- [5] Chang-Ming Liaw, Jin-Biau Wang, "Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a high Performance Induction Motor Drive," IEEE Trans. on Sys., Man, and Cybe., Vol. 21, NO. 4, 1991, pp921-929.
- [6] Chang-Ming Liaw, Jin-Biau Wang, "Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a high Performance Induction Motor Drive," IEEE Trans. on Sys., Man, and Cybe., Vol. 21, NO. 4, 1991, pp921-929.