

## 파라메타 변동에 강인한 유도전동기의 속도센서리스 벡터제어

김상욱<sup>o</sup>, 김승범, 김진수<sup>\*</sup>, 김영석  
인하대학교 전기공학과

### Robust Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor for Parameter Variations

Sang-Uk Kim<sup>o</sup>, Seoung-Beom Kim, Jin-Soo Kim, Young-Seok Kim  
Inha University

**Abstract** - The speed sensorless vector control of induction motor using the rotor speed and flux estimation is widely used. In practice, these schemes depend on the accurate parameters of the machine. If in the vector control scheme an inaccurate parameter of induction motor due to skin effects and to temperature variations is used, it is difficult to achieve correct field orientation. From this reason, we propose robust speed sensorless vector control of induction motor against the variations of parameter and disturbance by using extended Kalman filter. For speed and rotor flux estimation, conventional adaptive flux observer is applied, extended Kalman filter which is correctly capable of estimating rotor flux and load by eliminating virtually influences of structural noises is proposed. Simulation results show the effectiveness of the control strategy proposed here for the induction motor drives.

#### 1. 서론

유도전동기의 벡터제어의 구현은 마이크로 프로세서와 고성능 전력소자의 급속한 발달로 인하여 가변속 구동이 가능하게 되었다. 벡터제어를 구현하는데 있어서 회전속도의 정보를 필요로 하지만 속도센서를 부착할 수 없는 특수한 용도나 속도센서를 부착하지 않음으로서 시스템의 간소화·범용화를 행하고 싶은 요구에 따라 속도 센서리스 유도전동기 벡터제어에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다[1,2]. 그러나 속도 센서리스 유도전동기 벡터제어를 구현하기 위해서는 전동기 모델에 관한 파라메타 정보의 정확성이 문제시되어지며, 특히 유도전동기 속도 제어시 가장 큰 변동을 가져오는 회전자저항에 관한 정보는 매우 중요시 되고있으며, 저속영역에서의 측정노이즈는 제어기의 추정성능을 저하시킨다. 실제로 속도 센서리스 속도제어를 구현하고자 할 때 회전자저항은 사전 정보에 의해서 어느 정도의 정확성을 갖고 모델링을 수행하지만 온도 상승에 따른 유도전동기의 파라메타 및 회전자저항 등의 변동은 자속의 정보를 부정확하게 하고 이로 인하여 지령전류의 위상이 현재 실제 전류의 위상과 다르게 되어 제어가 원하는 성능을 얻을 수 없게 된다. 이러한 이유로 파라메타 및 회전자저항 정보 등의 정확성이 요구되고 있으며 이들을 극복하기 위해 파라메타를 동정하는 방법이 제안되고 있다[3,4]. 그러나 파라메타 동정법은 다른 파라메타들의 정보에 대해 매우 의존적이거나, 자속이나 속도센서가 부착되어야 한다는 점이 있어 속도센서리스 벡터제어를 동시에 성취할 수 없는 단점을 가지고 있다.

위와 같은 문제점을 개선하기 위하여 외란에 둔감하면서 회전자저항 변동 및 노이즈에 강인한 확장칼만필터를 이용한 속도센서리스 벡터제어를 제안한다. 회전자자속과 회전자속도는 적응 동일차원 2차자속 관측기를 이용하여 추정하며, 전류 모델과 전동기의 운동방정식을 기초로하고, 적응 동일차원 2차자속 관측기를 이용하여 추정된 회전자 자속과 속도의 정보로부터 확장칼만필터이론을 도입함으로써 외란변동에 강인하고, 추정치의 측정 잡음과 시스템 잡음에 대한 추정 오차의 분산을 최소화하고자 한다. 따라서 확장칼만필터를 이용하여 자속관측기를 통해 추정된 회전자자속 및 속도의 불확실성에 대한 영역을 확대시키고, 측정전류로 인한 노이즈의 영향이 극대화되어지는 저속영역에서의 토오크의 진동을 억제하고, 더불어 추정되어진 전동기의 부하로부터 외란역압성능을 향상시키고자 한다. 따라서 확장칼만필터를 통하여 추정된 회전자자속의 절대크기는 토오크분 지령전류성분에서 회전자자속성분으로하고, 지령전류의 위상이 현재 실제 전류의 위상과 일치하도록 동기좌표계로부터 고정자좌표계로의 좌표변환기에 이용된다. 그리고 추정되어진 회전자속도는 속도제어기로 피드백되고, 외란토오크 추정치는 토오크분 전류의 양으로 변환한 뒤 이를 입력 측에 또한 피드백하므로서 변동하는 외란을 보상하고자 한다. 모의실험을 통하여 제안된 알고리즘의 타당성을 확인하였다.

#### 2. 회전자자속 및 회전속도의 추정

유도전동기의 속도센서리스 벡터제어 시스템을 구현하기 위하여 기존의 적응 동일차원 2차자속 관측기를 이용한다. 적응 동일차원 2차자속 관측기는 1차전류와 2차자속을 추정하며, 속도추정을 위한 적응동정칙은 1차전류의 실제값과 추정치의 차 및 회전자자속의 추정치로부터 도출되고, 적응동정칙의 안정성은 Lyapunov의 안정도 이론에 의해 확인한다. 고정자좌표계상에서의 유도전동기의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{X} = AX + Bv, \tag{1}$$

$$Y = CX \tag{2}$$

여기서

$$X = [ i, \lambda, ]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \left\{ -\frac{R_r}{\sigma L_r} - \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r} \right\} I$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_r L_r} \left\{ \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right\}$$

$$A_{21} = \frac{M}{\tau_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_r} I \quad v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

$$C = [I \ 0] \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_r}$$

동일차원 2차자속 관측기는 고정자전류의 추정오차를 수정 피드백 항으로 부가하여 구성된다.

$$\hat{X} = \hat{A} \hat{X} + B v_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (3)$$

관측기의 극이 유도전동기 고유의 극에  $k$ 배 비례하도록 설정한다면, 가변극배치 동일차원 2차자속 관측기를 구성할 수 있다. 동일차원 2차자속 관측기에 속도에 관한 동정 기구를 첨가하고 동정 기구의 안정성을 확보하기 위해서 Lyapunov의 안정도 판별법을 이용하여 동정기의 구성은 다음과 같다[1].

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_{\omega p}(e_{id} \hat{\lambda}_{dr} - e_{iq} \hat{\lambda}_{qr}) + K_{\omega i} \int (e_{id} \hat{\lambda}_{dr} - e_{iq} \hat{\lambda}_{qr}) dt \quad (4)$$

여기서,  $e_{id} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}$ ,  $e_{iq} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$ 이다.

### 3. 확장칼만필터

칼만필터는 반복적인 최적 추정기(Recursive Optimal Estimator)로서 수학적인 모델은 상태공간 개념(State Space Concept)에 근거를 두고 있으며 잡음이 섞인 입력 데이터를 반복적으로 수행하기 때문에 온라인 디지털 처리가 가능하다. 칼만필터를 모델링하기 위해서는 시스템에 대한 초기 정보, 시스템이나 측정에 의해 들어오는 잡음을 정의하기 위한 잡음모델, 시스템의 동적 상태에 대한 모델링이 필요하며 이산형 칼만필터는 1사이클 이전에 저장된 데이터에 의해 계산되는 신호의 초기 추정치와 오차의 공분산(Error Covariance)을 가지고 시작하여 실시간에서 측정할 수 있는 측정치를 이용하여 필터 이전의 추정된 값들을 새롭게 조절해 간다.

이산형 칼만필터의 응용분야에서 시스템의 동적모델 및 측정치의 동적모델은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X(k+1) = \Phi(k)X(k) + u(k) \quad (5)$$

$$Z(k) = H(k)X(k) + v(k) \quad (6)$$

여기서  $X(k)$ 는  $n \times 1$  시스템 상태벡터,  $\Phi(k)$ 는  $n \times n$  상태전이행렬(State Transition Matrix),  $w(k)$ 는 기저 공분산 구성을 갖는 벡터 무상관 시퀀스(Uncorrelated Sequence)로 가정된  $n \times 1$  시스템 잡음,  $Z(k)$ 는  $m \times 1$  측정벡터,  $H(k)$ 는 측정치와 상태벡터사이에 잡음이 없는 이산적인  $m \times n$  행렬이고,  $v(k)$ 는 기저 공분산 구성을 갖는 벡터 무상관 시퀀스로 가정된  $m \times 1$  측정 잡음이다.

시스템 잡음과 측정 잡음으로 정의된  $w(k)$ ,  $v(k)$  공분산 행렬은 다음식을 만족한다.

$$E[w_i] = 0 \quad (7)$$

$$E[v_i] = 0 \quad (8)$$

$$E[w_i w_j^T] = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ Q \delta_{ij}, & i = j \end{cases} \quad (9)$$

$$E[v_i v_j^T] = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ R \delta_{ij}, & i = j \end{cases} \quad (10)$$

$$E[w_i v_j^T] = 0 \quad (11)$$

$$E[(X(0) - \hat{X}(0))(X(0) - \hat{X}(0))^T] = P(0) \quad (12)$$

여기서

$P(0)$  = 추정오차공분산의 초기값

$Q \delta_{ij}$  = 시스템의 오차공분산의 초기값

$R \delta_{ij}$  = 측정 오차공분산의 초기값

$\delta_{ij}$  = kronecker delta 이다.

시스템의 동적모델과 위에서 정의된 공분산 행렬들의 정의로부터 다음의 이산형 칼만필터 알고리즘을 이용하여 상태변수들을 추정할 수 있다.

#### 3.1 상태방정식의 Update

$$\hat{X} = \hat{X}(k/k-1) + K(k)[Z(k) - H(k)\hat{X}(k/k-1)] \quad (13)$$

#### 3.2 추정오차 공분산의 Update

$$P(k/k) = [I - K(k)H(k)]P(k/k-1)[I - K(k)H(k)]^T + K(k)R_k K(k)^T \quad (14)$$

#### 3.3 칼만게인

$$K(k) = P(k/k-1)H(k)^T [H(k)P(k/k-1)H(k)^T + R_k]^{-1} \quad (15)$$

#### 3.4 오차의 공분산 및 불편향 추정자

$$P(k+1/k) = \Phi(k)P(k/k)\Phi(k)^T + Q_k \quad (16)$$

$$\hat{X}(k+1/k) = \Phi(k)\hat{X}(k/k) \quad (17)$$

칼만필터 알고리즘을 이용하여 유도전동기의 벡터제어를 수행하기 위해서 상태방정식에 따른 유도전동기의 모델화가 필요하다. 고정자 좌표계(D-Q좌표계)상에서의 유도전동기의 상태방정식은 전류모델 및 운동방정식으로 설정하고, 1차 전류  $i_s$  및 토크지령전류  $i_r$  를 제어입력으로 하며, 2차 자속  $\lambda_r$ , 회전속도  $\omega_r$ , 및 부하토크  $T$ 을 상태변수로 하는 상태방정식으로 표현되어질 수 있다. 이때 부하토크는 속도의 변화가 토크의 응답보다 충분히 느리고, 또한 마찰계수도 적다고 가정한다.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (18)$$

$$Y = CX \quad (19)$$

여기서

$$X = [\hat{\lambda}_{dr} \ \hat{\lambda}_{qr} \ \hat{\omega}_r \ \hat{T}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r & 0 & 0 \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{B_n}{J_n} & -\frac{1}{J_n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{R_r M}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r M}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_m}{J_r} \end{bmatrix}$$

$$U = [i_{dr} \ i_{qr} \ i_T]^T$$

$$Y = [\hat{\lambda}_{dr} \ \hat{\lambda}_{qr} \ \hat{\omega}_r \ \hat{T}]$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

여기서,  $J_r$ 은 관성 계수,  $B_r$ 은 마찰 계수,  $K_m$ 은 토크 상수,  $\hat{T}_L$ 은 추정 부하토크이다.

식 (18), 식 (19)와 같은 연속시간 미분형태의 상태방정식을 이산형 칼만필터에 적용하기 위하여 테일러 근사화에 의해 이산화된 상태방정식으로 변경시킨다. 그리고 상태변수로서 추가된 회전자속도로 인하여 전체적인 상태방정식은 비선형이 되므로 상태방정식을 추정하고자 하는 상태변수로 편미분하여 선형화과정을 거치는 확장칼만필터 이론이 적용된다. 따라서 이 비선형 상태공간 모델식은 다음과 같다.

$$\xi(k+1) = f(\xi(k), u(k)) + u(k) \quad (20)$$

$$z(k) = h(\xi(k)) + v(k) \quad (21)$$

여기서,

$$\xi(k) = [\hat{\xi}_1(k) \ \hat{\xi}_2(k) \ \hat{\xi}_3(k) \ \hat{\xi}_4(k)]^T \\ = [\lambda_{dr}(k) \ \lambda_{qr}(k) \ \omega_r(k) \ T_r(k)]^T \quad (22)$$

$$u(k) = [w_1(k) \ w_2(k) \ w_3(k) \ w_4(k)]^T \quad (23)$$

$$v(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ v_3(k) \ v_4(k)]^T \quad (24)$$

$$z_1(k) = \lambda_{dr}(k) + v_1(k) \quad (25)$$

$$z_2(k) = \lambda_{qr}(k) + v_2(k) \quad (26)$$

$$z_3(k) = \omega_r(k) + v_3(k) \quad (27)$$

비선형 상태공간 모델식을 추정하고자 하는 상태변수  $\xi_i$  ( $i=1, \dots, 4$ )로 편미분을 하여 선형화하며 이를 이용하여 이산형 상태행렬식으로 표현할 수 있다. 따라서 확장칼만필터 알고리즘을 반복적으로 되풀이하므로써 구하고자 하는 회전자속과 회전자속도 그리고 부하 토크를 추정할 수 있다.

지금까지 측정신호의 잡음과 시스템 모델 자체의 부정확성에 대한 고려가 되어 있는 확장칼만필터를 적용하여 속도센서리스 벡터제어를 구성하였다. 즉, 적응 동일차원 자속관측기를 이용하여 회전자속과 회전자속도를 추정하였으며, 추정된 회전자속과 속도의 정보를 이용하여 확장칼만필터이론을 도입하므로써 외란변동에 강인하고, 추정치의 측정 잡음과 시스템 잡음에 대한 추정 오차의 분산을 최소화하고자 한다. 따라서 적응 동일차원 자속관측기의 특성을 유지하고, 적응 동일차원 자속관측기를 이용하여 추정된 회전자속 및 속도의 불확실성에 대한 영역을 확대시키며, 측정전류로 인한 노이즈의 영향이 극대화되어지는 저속영역에서의 토크의 진동을 억제하고, 더불어 추정되어진 전동기의 부하로 부터 외란역압성능을 향상시키고자 한다. 따라서 확장칼만필터를 통하여 추정된 회전자속은 토크분 지령전류성분 및 좌표변환기에 피드백되어지고, 이를 통하여 속도제어기에서 정확한 회전자속의 크기와 위상을 공급한다. 그리고 확장칼만필터를 통하여 추정되어진 회전자속도를 속도제어기의 입력으로 피드백하므로써, 특히 저속영역에서의 토크진동을 억제하고 이로부터 속도응답특성을 개선시킨다. 외란토크 추정치는 토크분 전류의 양으로 변환한 뒤 이를 입력측에 피드백하므로써 외란역압성능을 향상시키고자 한다. 전체적인 시스템 블록도는 그림 1과 같이

구성한다.

## 5. 모의실험

모의실험에 적용된 3상 유도전동기의 사양은 표 1과 같다. 제어기의 성능을 평가하기 위하여 300rpm을 인가하였을 때의 속도응답특성을 살펴보았다. 측정 잡음과 시스템 잡음에 대한 제한된 제어기의 평가를 위하여 그림 2와 같은 랜덤잡음들이 모의식에 추가되었다. 또한 1.5초후에 60%의 부하를 인가하였으며, 2초후에 120%의 회전자저항의 변동을 주입하였다.

표 1. 유도전동기의 파라메타

정격전압	220/380V	$R_r$	0.52 $\Omega$
정격전류	4.8/8.3A	$R_s$	1 $\Omega$
정격속도	1720rpm	$L_s$	110mH
출력	2.2Kw	$L_r$	103mH
극수	4pole	M	103mH

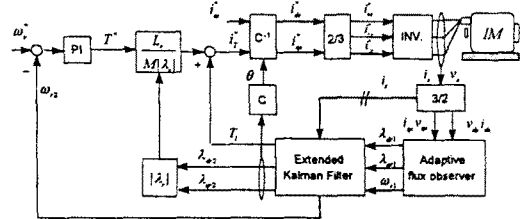


그림 1 전체 시스템의 구성도

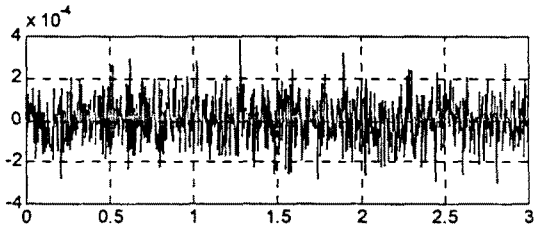


그림 2 추정노이즈 성분으로 표현된 랜덤잡음

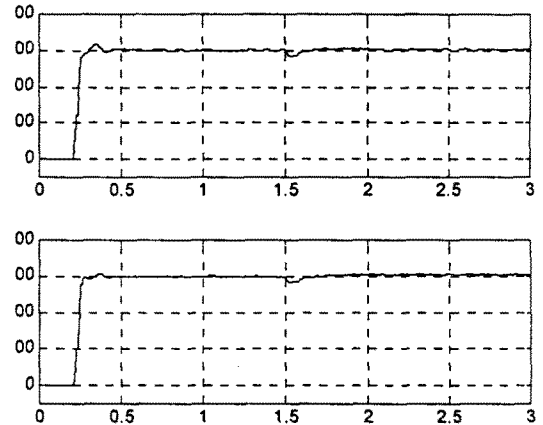


그림 3 실제회전속도 및 확장칼만필터에 의한 추정속도

그림 3은 전동기의 실제속도 및 추정속도, 그림 4는 실제 회

전자자속 및 회전자자속의 추정치 그리고 그림 5는 부하토크 크 및 추정 부하토크를 보여주고 있다. 1.5초후 인가된 부하의 변동이 확장칼만필터에 의해 추정된 부하토크를 통하여 보상되어지기 때문에 빠르게 응답함을 볼 수 있었다. 또한 부하 및 회전자저항의 변동에도 불구하고 추정되어진 회전자자속은 일정하게 안정화되고 있으며, 2초후에 회전자저항을 변동하였음에도 불구하고 속도응답과형으로부터 파라메타 변동에 강인한 특성을 가지고 있음을 볼 수 있었다. 따라서 측정 신호의 잡음과 시스템 모델 자체의 부정확성에 대한 고려가 되어 있는 확장칼만필터를 적용하여 추정치의 측정 잡음과 시스템 잡음에 대한 추정 오차의 분산을 최소화하였으며, 전동기의 부하로부터 외란역압성능이 향상되었음을 볼 수 있었다.

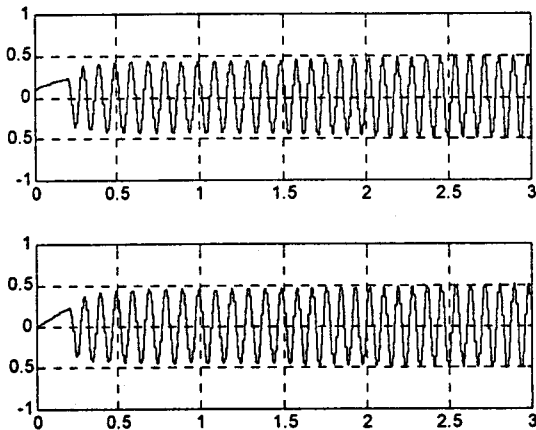


그림 4 실제 d-축 회전자자속 및 d-축 회전자자속 추정치

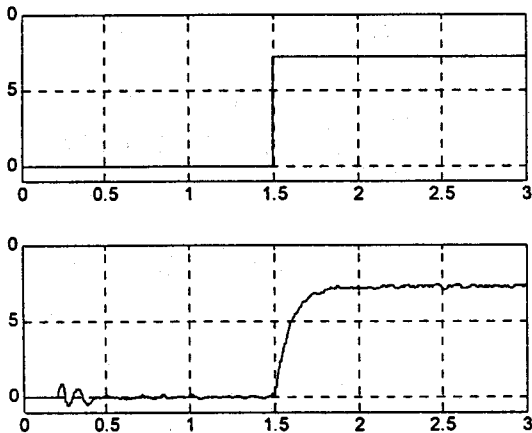


그림 5 부하토크 및 부하토크 추정치

## 6. 결론

유도전동기 속도 센서리스 벡터제어시 문제시 되는 파라메타 변동, 시스템 및 측정 잡음에 대한 고려를 위하여 본 논문에서는 확장칼만필터를 이용한 속도센서리스 벡터제어기를 제안하였다. 회전자자속과 회전자속도는 적응 동일차원 2차자속 관측기를 이용하여 추정하였으며, 전류모델과 전동기의 운동방정식을 기초로하여, 회전자 자속과 부하토크를 추정하였다. 모의실험을 통하여 확장칼만필터이론을 도입함으로써 외란변동에 강인하고, 추정치의 측정 잡음과 시스템 잡음에 대한 추정 오차를 최소화하고 있음을 볼 수 있었다.

## 참고문헌

- [1] H. Kubota, M. Ozaki, K. Matsuse, T. Nakano, "Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer", T.IEE Japan, Vol.111-D, No.11, '91 pp 954 - 960
- [2] Geng Yang, 金東海 "MRASによる一次抵抗同定機能付き誘導機速度センサレスベクトル制御" 日本電気學會論文集D, 111卷 11號, '91, pp945-953
- [3] Adel Gastil, Makoto Iwasaki, Nobuyuki Matsui, "2次磁束制御方式 誘導電動機 の速度センサレスベクトル制御法" 日本電気學會論文集D, 113卷 1號, '93, pp87-95
- [4] M. Iwasaki, N. Matsui, "DSP-Based Vector Controlled IM Drive System with Identification of Secondary Time Constant", T.IEE Japan, Vol.108-D, No.9, '88, pp845-852
- [5] Young-seok Kim, Sang-uk Kim, Iee-woo Yang, "Implementation of a Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor by Reduced-order Extended Kalman Filter", IEEE APEC '95 Dallas, Vol.1, pp.197-203, 1995