

센서리스 유도전동기의 관측기 및 칼만필터 방식의 상호 비교

이병춘, 김상균, 신영준, 권영안
부산대학교

A Comparison between Observer and Kalman Filter for Sensorless Induction Motor Drive

B. C. Lee, S. K. Kim, Y. J. Shin, Y. A. Kwon
Pusan National University

Abstract - A sensorless drive has several advantages: low cost and mechanical simplicity. This paper studies a comparison between observer and Kalman filter for sensorless speed control of induction motor. The simulation result generally shows good performances in the both sensorless control strategies. In case of considering noises, EKF algorithm shows a better performance. In case of considering parameter variation, observer algorithm shows a better performance.

1. 서 론

최근, 산업응용분야에서는 유도전동기에 의한 가변속 구동시스템 설계시 자속축 기준제어법인 벡터제어를 이용하는 경향이 증가하고 있다. 벡터제어시 속도나 위치를 측정을 위한 속도센서를 사용할 경우 센서의 추가설치가 필요할 뿐 아니라 신뢰성을 감소시키고 구동시스템의 가격을 상승시킨다. 따라서 이러한 제약들로 인해 속도 및 위치센서를 사용하지 않고 유도전동기를 제어할 수 있는 센서리스 속도제어에 관한 여러 가지 방식이 연구되었다. 본 연구에서는 센서리스 제어방식으로 잘 알려진 자속관측기에 의한 방식과 칼만필터 방식에 관한 상호 비교를 수행한다. 자속관측기에 의한 방식은 비교적 넓은 속도범위에서 우수한 성능을 보이는 방식으로 알려져 있으며 칼만필터 방식은 많은 계산시간이 요구되나 노이즈 및 외란에 강인한 성능을 나타내는 방식이다 [1]-[3]. 본 연구에서는 상태관측기를 기반으로 하는 이 두 방식에 대하여 여러 가지 조건에 대한 성능 및 실현 적합성에 관한 평가를 수행한다.

2. 유도 전동기의 수학적 모델

3상 대칭 농형 유도전동기에서 고정자와 회전자의 전압방정식 및 쇄교자속은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{abc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_{sr} \\ p(L_{sr})^T & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abc} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{단, } (f_{abc})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]$$

$$(f_{abcr})^T = [f_{ar} \ f_{br} \ f_{cr}]$$

$$R_s = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s]$$

$$R_r = \text{diag}[R_r \ R_r \ R_r]$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_s + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_s + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_s + L_m \end{bmatrix}$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_r + L_m & -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & L_r + L_m & -\frac{1}{2}L_m \\ -\frac{1}{2}L_m & -\frac{1}{2}L_m & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

$$L_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

$$p = d/dt$$

3. 상태관측기에 의한 센서리스 속도제어

본 연구에서 적용한 센서리스 제어방식은 상태관측기에 의한 방식으로서 비교적 넓은 속도범위에서 우수한 성능을 보이는 방식으로 알려져 있다.

유도전동기의 회로방정식을 정지좌표계상의 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (3)$$

$$= Ax + Bv_s$$

$$i_s = Cx \quad (4)$$

$$\text{단, } i_s = [i_{as} \ i_{\beta s}]^T$$

$$\lambda_r = [\lambda_{ar} \ \lambda_{\beta r}]^T$$

$$v_s = [v_{as} \ v_{\beta s}]^T$$

$$A_{11} = -[R_s/(\sigma L_s) + (1-\sigma)/(\sigma \tau_r)]I$$

$$A_{12} = M/(\sigma L_s L_r)[(1/\tau_r)I - \omega_r J]$$

$$A_{21} = (M/\tau_r)I$$

$$A_{22} = -(1/\tau_r)I + \omega_r J$$

$$B_1 = 1/(\sigma L_s)I$$

$$C = [I \ 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$$

$$\tau_r = L_r/R_r$$

전류를 측정하여 관측기의 출력과 비교하는 페루프 관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{\dot{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + k_p(i_s - \hat{i}_s) \quad (5)$$

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \quad (6)$$

식(5)에서 시스템 계수행렬 \hat{A} 는 시변계수인 회전자 속도 w_r 을 포함하고 있기 때문에 전체 상태 방정식이 비선형의 형태로 나타난다. 그러나 기계계의 동적 움직임은 전기계에 비하여 매우 느리므로 제어주기 내에서는 전동기의 속도가 일정하다는 가정이 성립한다. 따라서 한 제어주기 내에서 전동기속도가 일정하다고 보고 회전자 자속성분을 추정한다. 그리고 시스템 계수행렬 \hat{A} 를 속도추정기에서 추정한 회전자속도 w_r 에 의해 가변하는 적응관측기를 구성한다.

추정된 회전자의 자속벡터로부터 동기회전 전기각은 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}}\right) \quad (7)$$

회전자의 속도는 동기각속도 및 슬립각속도로부터 구해진다. 먼저 동기각속도 w_e 는 관측기에 의해 추정된 자속벡터의 전기각을 미분하면 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{\omega}_e = p\hat{\theta}_e = \frac{p\hat{\lambda}_{\beta r}\hat{\lambda}_{\alpha r} - p\hat{\lambda}_{\alpha r}\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (8)$$

동기각속도로 회전하는 $d-q$ 좌표계에서 d 축의 회전자속을 합성자속벡터 λ_r 과 일치시킨다면 유도전동기의 토크는 q 축전류에 비례하게 되고 토크와 슬립각속도의 관계식은 다음과 같이 된다.

$$T_e = \lambda_r i_{qr} = -\frac{M}{L_r} \lambda_r i_{qs} \quad (9)$$

$$\omega_s = -\frac{M}{L_r} R_r \frac{i_{qs}}{\lambda_r} = R_r \frac{T_e}{\lambda_r^2} \quad (10)$$

식(10)을 고정좌표계 상의 성분들로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_s = \frac{R_r}{L_r} M \cdot \frac{\hat{\lambda}_{\alpha r} i_{\beta s} - \hat{\lambda}_{\beta r} i_{\alpha s}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (11)$$

식(8)과(11)로부터 회전자의 속도는 다음과 같이 정한다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_s \quad (12)$$

4. 확장형 칼만 필터에 의한 센서리스 속도제어

연속 시간 상태 공간 시스템에서의 노이즈를 고려한 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + Bv_s + r \quad (13)$$

$$i_s = Cx + \rho \quad (14)$$

$$\text{단, } x = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \lambda_{\alpha r} \ \lambda_{\beta r} \ w_r]^T$$

r = 시스템 노이즈

ρ = 출력 노이즈

r 과 ρ 는 백색 가우시안 노이즈이다.

각각의 노이즈에 대한 평균은 영이고 공분산행렬은 다음과 같다.

$$Q = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Q = r 의 자기 공분산 행렬

R = ρ 의 자기 공분산 행렬

이 모델은 비선형 상태 방정식이기 때문에 칼만 필터 알고리즘을 수행하기 위해 테일러 수열 팽창을 사용한 선형화 과정이 필요하며, 이를 통해 행렬 A_d , B_d 를 얻을 수 있다.

확장형 칼만 필터 알고리즘은 다음의 과정을 통해 수행된다.

1) prediction of state and parameter

$$X[k+1|k] = A_d[k] X[k|k] + B_d[k] U[k] \quad (17)$$

$$\hat{\omega}_r[k+1|k] = \hat{\omega}_r[k|k] \quad (18)$$

2) Estimation of error covariance matrix

$$P[k+1|k] = F[k] P[k|k] F[k]^T + Q \quad (19)$$

$$F[k] = \begin{bmatrix} A_d[k] & \frac{\partial}{\partial X}(A_d[k]X[k|k] + B_d U[k])_{X[k|k]} \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (20)$$

3) Computation of Kalman Filter gain

$$K[k+1] = P[k+1|k] H^T (HP[k+1|k] H^T + R)^{-1} \quad (21)$$

$$H = [C \ 0] \quad (22)$$

4) Estimation of state and parameter

$$\begin{bmatrix} X[k+1|k+1] \\ \hat{\omega}_r[k+1|k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X[k+1|k] \\ \hat{\omega}_r[k+1|k] \end{bmatrix} + K[k+1](Y[k+1] - CX[k+1|k]) \quad (23)$$

5) Update of the error covariance matrix

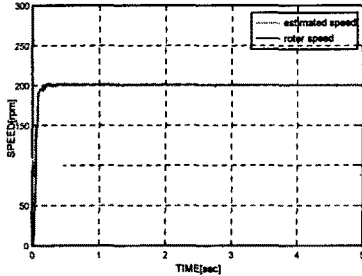
$$P[k+1|k+1] = P[k+1|k] - K[k+1]HP[k+1|k] \quad (24)$$

5. 시뮬레이션 및 검토

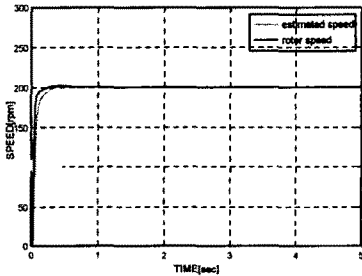
상기에서 제시한 적응 상태관측기와 확장형 칼만 필터 알고리즘에 대해 입,출력 노이즈의 영향을 받을 경우와 파라메타의 변화가 있을 경우의 속도 응답에 대해 상호 비교하였다. 시뮬레이션 사용된 유도전동기는 3상 4극, 3hp 전동기이다.

그림 1은 지령속도 200rpm, 무부하에서 속도응답을 나타낸다. 그림 2는 지령속도 200rpm, 5Nm의 부하에서 회전자저항 값을 실제 값의 2배로 가정하였을 경우의

속도응답을 나타낸다. 그림 3은 지령속도 200rpm, 무부하에서 입출력 노이즈의 공분산이 각각 4V, 4A인 경우의 속도응답을 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 전반적으로 관측기 및 칼만필터 방식 모두 우수한 성능을 보이고 있다. 그리고 칼만필터

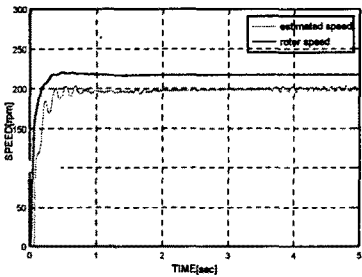


(a) 관측기

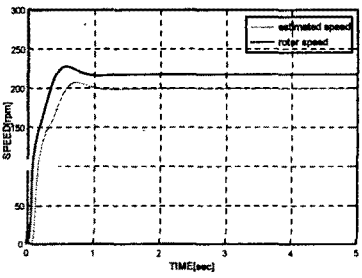


(b) 칼만필터

그림 1. 지령속도 200rpm, 무부하에서 속도응답

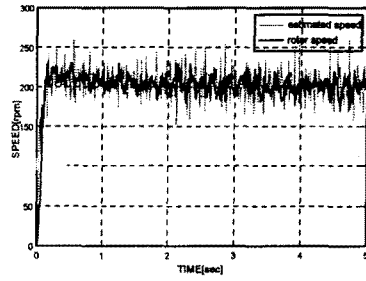


(a) 관측기

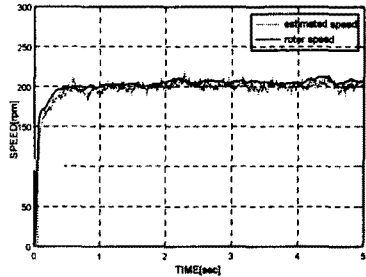


(b) 칼만필터

그림 2. 지령속도 200rpm, 5Nm 부하에서 속도응답



(a) 관측기



(b) 칼만필터

그림 3. 지령속도 200rpm, 입출력 노이즈에서 속도응답

방식은 노이즈가 포함되는 경우에 관측기 방식보다 우수한 성능을 보이나 계산시간이 많이 소요되며 파라미터 설정이 잘못되는 경우에 관측기 방식보다 과도특성이 떨어짐을 보이고 있다.

6. 결 론

본 연구에서는 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식으로 관측기에 의해 추정된 회전자 자속값과 고정자 전류로부터 회전자 속도를 추정하는 적응 상태 관측기 방식과 노이즈 환경에서 최적의 센서리스 알고리즘인 확장형 칼만 필터 방식을 이용하여 속도제어를 수행하고 상호비교를 하였다. 시뮬레이션 결과에서 두 방식 모두 전반적으로 양호한 속도응답을 나타내었다. 그리고 노이즈에 대한 영향과 파라메타의 변화에 대한 영향을 고려하여 속도제어를 수행한 결과 노이즈의 영향을 고려하는 경우에는 확장형 칼만 필터 알고리즘이 더 양호한 응답특성을 보였고, 파라메타 변화의 영향에 대한 응답특성에서는 적응 상태 관측기가 더 양호한 응답특성을 나타내었다.

[참고문헌]

- [1] Ilaş, C.; Bettini, A.; Ferraris, L.; Griva, G.; Profumo, F., "Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives" IEEE/IECON, pp. 1579-1588, 1994.
- [2] Deng Bing; Tian Tao; Pan Junmin, "Dsp based Sensorless Control for Induction Motor using Extended Kalman Filter," IEEE/ICECS, pp. 390-393 2000.
- [3] Hilairret, M.; Auger, F.; Darenosse, C. "Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors," IEEE/PESC, pp.891-896 2000.