슬라이딩 관측기를 이용한 유도전동기의 센서리스 벡터제어

* 박 지 호* · 김 구 형* · 조 용 길* · 김 춘 삼** · 우 정 인*
동아대학교*, 삼척산업대학교**

Sensorless Vector Control of Induction Motor using Sliding Observer

* J.H.Park* · G.H.Kim* · Y.K.Cho* · C.S.Kim** · J.I.Woo*
Dong-A Univ.*, Samchok National Univ.**

Abstract - In this paper, the robust vector control method of Induction Motor for the purpose of improving the system performance deterioration caused by parameter variations is proposed. The full order state observer estimates the stator current and the rotor flux by using the state prediction of state variables. And, the motor speed is estimated without speed sensor using the full order state observer. Also, the parameter variation is compensate by the Sliding Observer. By using this method, speed sensorless control and current contol with no affection of the parameter variation can be obtained simultaneously.

1. 서 론

최근 유도전동기의 벡터제어를 구현하기 위하여 회전자 자속의 크기와 위치를 자속관측기를 통해서 추정하는 속도 센서리스제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1].그러나, 속도 센서리스제어는 전동기 파라메타의 변동, 특히 회전자저항의 변동에 의하여 실제 자속과 추정된 자속사이의 정상상태 오차로 인하여 제어성능이 저하되는 문제점을 가지고 있다. 또한, 유도전동기의 벡터제어에서는 일반적으로 고정자전류가 순시적으로 정확하게 지령치에 추종되기를 요구한다. 이러한 조건을 만족시키기 위하여 상태예측에 의한 Deadbeat 전류제어가 사용되고 있다[2]. 하지만, Deadbeat제어 또한 파라메타 변동에 민감한 고유의 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 동일차원 상태관측기를 구성하여 고정자전류와 회전자자속을 추정한다. 추정된 고정자전류와 회전자자속을 이용하여 속도 동정기[3]를 구성한 후 회전자의 속도를 추정하고, Deadbeat 전류제어를 수행한다. 또한, 회전자속도의 추정에서 고정자전류 오차는 가변극배치 동일차원 상태관측기에 의해서 보상되며, 회전자자속 오차는 고정자전류를 입력으로 하고 회전자자속을 출력으로 하는 모델을 설정하여 이 모델에 파라메타 변동에 강인한 슬라이딩 관측기로 구성된 회전자자속 관측기를 부가한다. 이 회전자자속 관측기에서 회전자자속의 지령치와 추정값 사이의 오차를 보상하므로써 속도 동정기에 강인성을 부여하고, 정확한 Deadbeat 전류제어의 상태예측을 수행한다.

결론적으로, 파라메타 변동에 기인한 속도제어기와 전류제어기의 성능저하를 동시에 개선할 수 있는 슬라이딩 관측기의 강인성을 시뮬레이션을 통해서 확인한다.

2. Deadbeat 전류제어

유도전동기는 고정좌표계에서 다음과 같은 상태방정식으로 표현된다[1].

$$pX = AX + Bv_s$$

$$\begin{bmatrix} pi_s \\ p\lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (1)$$

출력방정식은 다음과 같다.

$$Y = CX$$

$$i_s = [I\ 0] \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, $i_s = [i_{ds}\ i_{qs}]^T$: 고정자전류

$\lambda_r = [\lambda_{dr}\ \lambda_{qr}]^T$: 회전자자속

$v_s = [v_{ds}\ v_{qs}]^T$: 고정자전압

$$A_{11} = -\left\{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}\right\} I$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\left\{\frac{R_r}{L_r} I - \omega_r J\right\}$$

$$A_{21} = \frac{L_m R_r}{L_r} I$$

$$A_{22} = -\frac{R_r}{L_r} I + \omega_r J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

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

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: 누설계수

p : 미분연산자

회전자의 속도가 샘플링 주기 T동안 일정하다고 가정하면 식 (1)의 이산시간 모델은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} \Delta T(k) \quad (3)$$

여기서, Φ_{ij}는 e^{AT}와 γ_i는 $e^{AT/2}BE$와 관련된 항이며, $\Delta T(k) = [\Delta T_d(k)\ \Delta T_q(k)]^T$이다. 또한, $I_s(k)$, $\lambda_r(k)$와 $\Delta T(k)$는 샘플링 순간 kT에서의 값이다.

식 (3)의 첫 번째 항에서 $I_s(k+1)$을 그 지령치 $I_{sref}(k+1)$로 대치하고, $\Delta T(k)$에 관하여 정리하면 Deadbeat 제어법칙은 다음과 같다[2].

$$\Delta T(k) = \gamma_1^{-1}[i_{sref}(k+1) - \Phi_{11} i_s(k) - \Phi_{12}\lambda_r(k)] \quad (4)$$

이 제어법칙은 고정자전류를 샘플링 순간 $(k+1)$에서 정확히 지령치에 추종하도록 한다. 예측제어를 수행하기 위하여 지령치는 한 샘플링 이전의 고정자전류의 값이 된다.

고정자전류와 회전자자속을 추정하기 위하여 동일차원 상태관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\hat{X}(k+1)=\hat{\Phi}\hat{X}(k)+\Gamma\Delta T(k)+G(i_s(k)-\hat{i}_s(k))$$

$$\begin{bmatrix}\hat{i}_s(k+1)\\ \hat{\lambda}_r(k+1)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\hat{\phi}_{11} & \hat{\phi}_{12}\\ \hat{\phi}_{21} & \hat{\phi}_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_s(k)\\ \hat{\lambda}_r(k)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\gamma_1\\ \gamma_2\end{bmatrix}\Delta T(k)+\begin{bmatrix}G_1\\ G_2\end{bmatrix}[i_s(k)-\hat{i}_s(k)] \quad (5)$$

여기서, ^는 추정치를 나타내며, G는 식 (5)가 안정하기 위하여 극배치기법에 의해서 임의로 결정되는 관측기 이득 행렬이다. 먼저, 관측기 이득 행렬 G는 s평면에서 식 (6)과 같이 설정할 수 있다.

$$G_1=g_1I+g_2J=\begin{bmatrix}g_1 & -g_2\\ g_2 & g_1\end{bmatrix}$$

$$G_2=g_3I+g_4J=\begin{bmatrix}g_3 & -g_4\\ g_4 & g_3\end{bmatrix} \quad (6)$$

본 논문에서는 관측기의 극이 유도전동기의 극에 k배 비례하도록 다음의 식과 같이 설정하고, 유도전동기의 극의 변화에 비례해서 관측기의 극을 변화시키는 가변 극배치 동일차원 상태관측기를 구성한다.

$$\alpha_1\pm j\beta_1=k(p_1\pm jp_1)$$

$$\alpha_2\pm j\beta_2=k(p_2\pm jp_2) \quad (7)$$

여기서, p_1과 p_2는 유도전동기 극의 실수부이며, k는 비례상수이다. 따라서, z평면에서의 관측기의 극은 다음과 같다.

$$\zeta_1\pm j\eta_1=e^{\alpha_1 T}\cos\beta_1 T$$

$$\zeta_1\pm j\eta_1=e^{\alpha_1 T}\cos\beta_1 T \quad (8)$$

관측기의 추정오차식은 다음과 같다.

$$\varepsilon(k+1)=(\Phi-GC)\varepsilon(k) \quad (9)$$

여기서, $\varepsilon(k)=\begin{bmatrix}\varepsilon_i(k)\\ \varepsilon_\lambda(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_s(k)-\hat{i}_s(k)\\ \lambda_r(k)-\hat{\lambda}_r(k)\end{bmatrix}$

동일차원 상태관측기에 의해서 추정된 상태변수들을 식 (4)의 Deadbeat 제어법칙에 사용하면 다음과 같다.

$$\Delta T(k)=\gamma_1^{-1}[i_{sref}(k+1)-\hat{\phi}_{11}\hat{i}_s(k)-\hat{\phi}_{12}\hat{\lambda}_r(k)] \quad (10)$$

3. 속도 센서리스제어

속도 센서리스제어를 수행하기 위하여 회전자의 속도는 다음과 같은 동정기구를 구성하여 추정된다[3].

$$\hat{\omega}_r(k)=K_P(\varepsilon_{id}(k)\hat{\lambda}_{qr}(k)-\varepsilon_{iq}(k)\hat{\lambda}_{dr}(k))+K_I\int(\varepsilon_{id}\hat{\lambda}_{qr}-\varepsilon_{iq}\hat{\lambda}_{dr})dt \quad (11)$$

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

K_I, K_P: 임의의 양의 이득

식 (11)의 회전자속도 동정기구에서 파라메타의 변동에 의한 고정자전류의 오차는 유도전동기의 극의 변화에 비례해서 관측기의 극을 변화시키는 가변 극배치 동일차원 상태관측기에 의해서 줄일 수 있다.

고정자전류 지령치는 다음과 같이 회전자자속에 의하여 계산되어진다.

$$i_{ds}^*=i_m^*\cos\hat{\theta}-i_t^*\sin\hat{\theta}$$

$$i_{qs}^*=i_m^*\sin\hat{\theta}-i_t^*\cos\hat{\theta} \quad (12)$$

여기서, $\cos\hat{\theta}=\hat{\lambda}_{dr}/\hat{\lambda}_r$

$\sin\hat{\theta}=\hat{\lambda}_{qr}/\hat{\lambda}_r$

$\hat{\lambda}_r=\sqrt{\hat{\lambda}^2_{dr}+\hat{\lambda}^2_{qr}}$

i_m^*: 여자전류 지령치

i_t^*: 토크전류 지령치

회전자자속의 정확한 추정을 위하여 식 (3)의 이산시간 모델 상태방정식에서 고정자전류를 입력으로 하고 회전자자속을 출력으로 하는 모델을 설정하면 다음과 같다.

$$\lambda_r(k+1)=F\lambda_r(k)+Hi_s(k) \quad (13)$$

여기서, $F=\phi_{22}$, $H=\phi_{21}$

위의 모델에 파라메타 변동에 강인한 슬라이딩 관측기로 구성된 회전자자속 관측기를 부가하면 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r(k+1)=F\hat{\lambda}_r(k)+Hi_s(k)+Ksgn(\varepsilon_{\lambda r}(k)) \quad (14)$$

여기서, $\varepsilon_{\lambda r}(k)=\hat{\lambda}_r(k)-\lambda_r^*(k)$

슬라이딩 평면을 $s(k)=\hat{\lambda}_r(k)-\lambda_r^*(k)$로 정의하면, 슬라이딩 모드가 존재하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$s(k)s(k+1)<0 \quad (15)$$

또한, 슬라이딩 관측기의 $sgn(\varepsilon_{\lambda r}(k))$는 다음과 같은 관계를 갖는 시스템으로 표현할 수 있다.

$$sgn(\varepsilon_{\lambda r}(k))=\begin{cases}-1 & ;\ \varepsilon_{\lambda r}(k)<0\\ 0 & ;\ \varepsilon_{\lambda r}(k)=0\\ +1 & ;\ \varepsilon_{\lambda r}(k)>0\end{cases} \quad (16)$$

즉, 회전자자속의 지령치와 추정값 사이의 오차신호로 표현된 슬라이딩 관측기의 $sgn(\varepsilon_{\lambda r}(k))$를 슬라이딩 평면상에 존재하도록 하고, 이를 수정 피드백항으로 부가하므로써 파라메타의 변동에 강인한 속도 동정기구를 구성할 수 있으며, 식 (10)의 Deadbeat 제어법칙에서 정확한 상태예측을 수행할 수 있다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 시스템의 전체구성도는 그림 1과 같다. 또한, 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 회로정수는 표 1과 같다.

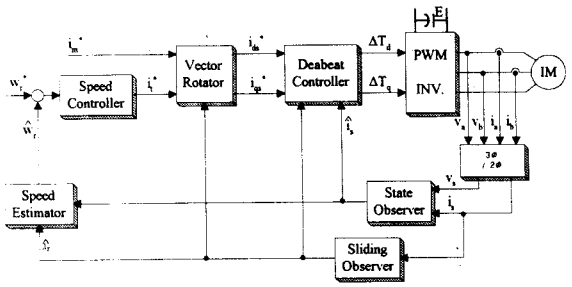
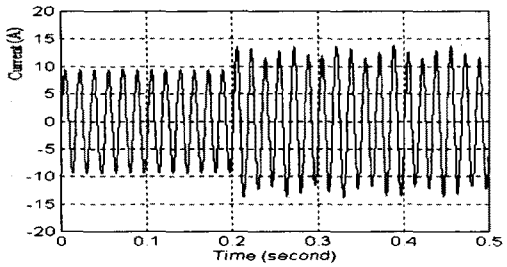


그림 1 전체시스템의 구성도

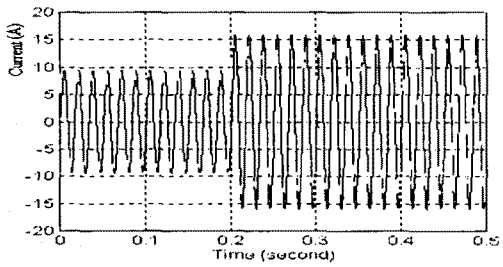
표 1 유도전동기 회로정수

정격전압	220[V]	R_s	1.67[Ω]
정격전류	10[A]	R_r	1.5[Ω]
정격속도	1740[rpm]	L_s	100[mH]
출 력	2.2[Kw]	L_r	100[mH]
극 수	4pole	L_m	95[mH]

그림 2는 상전류의 지령치 진폭 10[A]에서 유도전동기 상전류 파형의 시뮬레이션 결과이다. 그림 2(a)는 슬라이딩 관측기가 부가되지 않은 경우로서 유도전동기의 파라메타가 변동하지 않는 경우에는 Deadbeat 전류제어기의 성능이 우수하나, 0.2[sec] 경과된 시점에서 파라메타가 변동한 경우에는 전류리플이 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 2(b)는 슬라이딩 관측기가 부가된 경우로서 파라메타의 변동에 강인한 특성을 나타내고 있는 것을 알 수 있다.

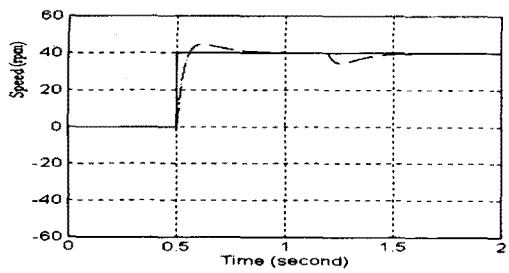


(a) 슬라이딩 관측기가 부가되지 않은 경우

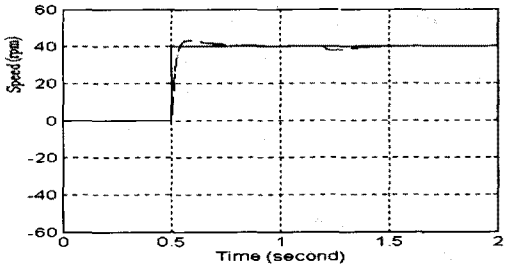


(b) 슬라이딩 관측기가 부가된 경우
그림 2 유도전동기 상전류 시뮬레이션 결과

그림 3은 0.5[sec] 시점에서 속도지령치 40[rpm]을 인가한 경우 추정된 회전자 속도응답의 시뮬레이션 결과이다. 그림 3(a)는 슬라이딩 관측기가 부가되지 않은 경우로서 1.2[sec] 경과된 시점에서, 파라메타의 변동에 의하여 속도응답의 변동이 있는 것을 알 수 있다. 그림 3(b)는 같은 조건에서 슬라이딩 관측기가 부가된 경우로서 속도응답이 파라메타의 변동에 강인한 것을 알 수 있다.



(a) 슬라이딩 관측기가 부가되지 않은 경우



(b) 슬라이딩 관측기가 부가된 경우
그림 3 유도전동기 속도응답 시뮬레이션 결과

5. 결 론

본 논문에서는 파라메타 변동에 기인한 전류제어기와 속도제어기의 성능저하를 개선하기 위하여 슬라이딩 관측기를 부가한 유도전동기 센서리스 벡터제어를 제안하였다. 상태예측에 의한 Deadbeat 전류제어와 속도 센서리스 벡터제어를 수행하기 위하여 동일차원 상태관측기를 구성하고 고정자전류와 회전자자속을 추정하였다. 고정자전류의 실제값과 추정값 사이의 오차정정은 유도전동기의 극의 변화에 비례하여 관측기의 극을 변화시키는 가변극배치 동일차원 상태관측기를 이용하여 보상하였다. 또한, 회전자자속의 지령치와 추정값 사이의 오차는 고정자전류를 입력으로 하고 회전자자속을 출력으로 하는 모델을 설정하여 이 모델에 파라메타 변동에 강인한 슬라이딩 관측기로 구성된 회전자자속 관측기를 부가하여 보상하므로써 속도 동정기에 강인성을 부여하고, 정확한 Deadbeat 전류제어의 상태예측을 수행하였다.

결론적으로, 파라메타 변동에 기인한 속도제어기와 전류제어기의 성능저하를 동시에 개선할 수 있는 슬라이딩 관측기의 강인성을 시뮬레이션을 통해서 확인하였다.

[참 고 문 헌]

[1] M.Tsuji, E.Yamada, K.Izumi, J.Oyama, "A Flux Observer Based Vector Control of a Controlled Current Source-Fed Induction Motor", T. IEE Japan, Vol. 113-D, No.10, pp. 1145-1153, 1993

[2] L.Ben-Brahim, A.Kawamura, "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 39, No. 3, pp. 241-249, 1992

[3] H.Kubota, K.Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No.5, pp. 1219-1224, 1994

[4] S.Sangwongwanich, T.Yonemoto, T.Furuhashi, S.Okuma, "Design of Sliding Observer for Estimation of Rotor Flux of Induction Motors", T. IEE Japan, Vol. 110-C, No. 4, pp. 279-288, 1990