

회전자 시정수를 보상한 유도전동기 센서리스 벡터제어

박철우*, 이우영**, 윤경섭***, 구본호****, 권우현*
 *경북대학교, **두원공과대학, ***거창전문대학, ****경일대학교

Sensorless Vector Control of Induction Motor with Rotor Time Constant Compensation

Chul Woo Park*, Moo Young Lee**, Kyung Sub Youn***, Bon Ho Ku****, Woo Hyen Kwon*
 *Kyungpook Nat'l Univ. **Doowon Technical College
 Geochang Junior College, *Kyungil Univ.

Abstract - Several sensorless vector control methods of induction motor have been proposed, but these methods don't have the satisfying performance to the change of the rotor time constant. Therefore, this paper proposes the sensorless vector control method which estimates the rotor speed using MRAS and compensates the rotor time constant using current error feedback at the same time.

This method can guarantee the accurate performance of sensorless vector control while the rotor speed and the rotor time constant are changing.

This method is verified by computer simulation using SIMULINK in MATLAB.

1. 서 론

유도전동기의 간접벡터제어에서는 회전자속의 위치를 검출하기 위해 encoder와 같은 속도센서를 사용한다. 이로 인해 시스템의 가격이 올라가고, 열악한 주위환경에서 동작할 경우 전체 시스템의 신뢰성이 떨어지는 단점이 있다. 또한, 센서의 배선 및 설치가 용이하지 못할 경우에 대한 대책이 필요하다. 이를 위해 속도센서를 사용하지 않고도 유도전동기의 벡터제어가 가능한 여러 가지 센서리스 벡터제어기법들이 개발되었지만 만족할만한 성능을 가지지 못하였다.

본 논문에서는 MRAS기법을 사용하여 회전자속도를 추정하면서 [7] 동시에 전류오차를 이용하여 회전자 시정수를 보상은 [10] 센서리스 벡터제어기법을 제안한다. 이 방법은 회전자 속도 및 회전자시정수의 변화를 정확히 추정할 수 있으므로 회전자 시정수의 변화에도 정확한 벡터제어 성능을 보장할 수 있다.

이를 Matlab의 Simulink를 이용한 모의실험을 통해 제안한 방법의 타당성을 확인한다.

2. 본 론

2.1 유도전동기의 모델

임의 회전 좌표계(arbitrary rotating reference frame)에서 농형 유도전동기의 전압, 전류 및 자속 방정식은 식(1), (2)와 같이 나타난다[1],[2].

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\ v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\ v_{os} &= r_s i_{os} + p \lambda_{os} \\ v'_{qr} &= r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \\ v'_{dr} &= r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \\ v'_{or} &= r'_r i'_{or} + p \lambda'_{or} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_h i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda_{ds} &= L_h i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda_{os} &= L_h i_{os} \\ \lambda'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda'_{or} &= L'_{lr} i'_{or} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{단, } M = \frac{3}{2} L_m, L_s = L_h + M, L_r = L'_{lr} + M$$

여기에서, L_m 은 상호인덕턴스, $r_s, L_h, L_s, r'_r, L'_{lr}, L_r$ 은 각각 고정자와 고정자측에서 바라본 회전자의 저항, 누설인덕턴스 및 자기인덕턴스 이고, p 는 미분연산자, ω, ω_r 은 기준 좌표계와 전기적인 회전자의 각속도이다.

회전자의 전압 $v'_{or} = v'_{dr} = v'_{or} = 0$ 이므로 식(1), (2)를 자속에 관해서 정리하면 식(3)-(6)과 같다

$$p \begin{bmatrix} \lambda'_{or} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} & -(\omega - \omega_r) \\ (\omega - \omega_r) & -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{or} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{r'_r M}{(L'_{lr} + M)} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{or} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{or} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\lambda_{or} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{or} + \frac{(L_h + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{os} \quad (5)$$

$$\lambda_{ds} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{dr} + \frac{(L_h + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{ds} \quad (6)$$

그리고 전동기의 토크 방정식은 식(7)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M}{L'_{lr} + M} (i_{os} \lambda'_{dr} - i_{ds} \lambda'_{or}) \quad (7)$$

단, P : 전동기의 극수

2.2 간접벡터 제어기

벡터제어는 동기 회전 좌표계에서 토크 전류와 자화전류를 독립적으로 분리 제어하기 위한 것으로, 동기 회전 좌표계의 d축을 회전자의 자속벡터(λ_r)에 일치시킴으로 d축 전류(i_{ds})로 자속을 제어하고(자화전류) 이와 직교하는 q축 전류(i_{qs})로 토크를 제어한다(토크전류). 즉 회전자의 자속벡터의 위치를 찾으면 이와 일치하도록 동기 회전 좌표계의 d축 위치를 결정할 수 있고 DQ역변환에 의해 실제 전동기에 들어갈 3상 전류의 명령치를 만들 수 있다.

따라서, 간접벡터제어의 조건은 식(8)과 같다.

$$\lambda'_{or} = p \lambda'_{or} = 0, \lambda'_{dr} = \lambda_r = \text{Constant}, p \lambda'_{dr} = 0 \quad (8)$$

식(8)의 조건을 이용해 식(3)과 (7)로부터 자화전류, 토크 전류 및 슬립의 지령치를 구해보면 식(9)-(11)과 같다.

$$\dot{i}_{ds}^* = \frac{1}{M}(\lambda_r^* + T_r \frac{d\lambda_r^*}{dt}) \quad (9)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L'_{lr} + M}{M} \frac{T_e}{\lambda_r^*} \quad (10)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{M r'_r i_{qs}^*}{L'_{lr} + M \lambda_r^*} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\lambda_r^*} \quad (11)$$

단, $T_r = \frac{(L'_{lr} + M)}{r'_r}$: 회전자 시정수

식(9)-(11)을 근거로 구현된 간접벡터 제어기의 블록도는 그림 1과 같다

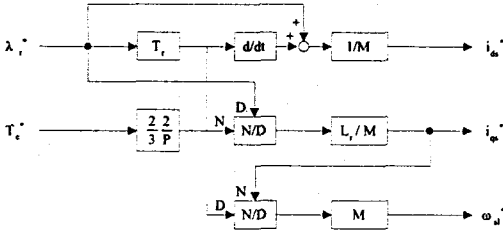


그림 1. 간접벡터제어기

Fig. 1. Indirect vector controller.

동기 회전 좌표계에서 구해진 자화 및 토크 전류 지령치를 CRPWM 인버터에 들어갈 3상 전류지령치로 바꾸기 위해서는 계산된 슬립지령치에 현재의 회전자 속도를 더해 동기속도를 구하고 이를 이용해 DQ역변환을 거쳐 순시적인 3상 전류지령치를 얻는다.

2.3 MRAS를 이용한 센서리스 벡터제어

MRAS를 이용한 회전자속도 추정 방법은 회전자 속도에 종속적인 모델과 독립적인 모델의 출력으로 오차신호를 구성하여 이용한다. 오차신호를 구성하는 출력의 선택에 있어서 여러 가지 MRAS 구조가 가능하지만 가장 일반적인 MRAS 구조는 회전자 자속을 이용해서 오차신호를 구성하는 방법이다. 이 방법은 회전자 자속 위치를 잘 추정하고 구조가 간단하다는 장점이 있다[9].

식(4), (5), (6)에서 고정자 자속을 소거하여 식(12)를 구하고, 식(3)을 식(13)으로 나타내었다.

$$\lambda_{or}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{os} - R_s i_{os}^s) dt - \sigma L_s i_{os}^s \right]$$

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{ds} - R_s i_{ds}^s) dt - \sigma L_s i_{ds}^s \right] \quad (12)$$

$$p\lambda_{or}^s = -\frac{1}{T_r} \lambda_{or}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s + \frac{L_m}{T_r} i_{os}^s$$

$$p\lambda_{dr}^s = -\frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{or}^s + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s \quad (13)$$

단, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: 전동기 누설 계수

식(12)은 회전자속도에 독립적인 고정자 방정식으로 기준모델로 이용하고, 식(13)은 회전자속도에 종속적인 회전자 방정식으로 가변모델로 이용한다. 이 두 모델의 출력으로서 오차신호를 구성하여 가변모델의 회전자속도가 실제 회전자 속도를 추정하도록 적응제어기법을 적용한다.

$$\varepsilon = \lambda_{or}^s \hat{\lambda}_{dr}^s - \lambda_{dr}^s \hat{\lambda}_{or}^s \quad (14)$$

식(14)에서 두 모델 출력의 벡터 외적으로 오차신호를 구성하였다. 오차신호는 두 모델의 출력 자속 사이의 각도 오차에 sine을 취한 것에 비례한다. 즉, 가변모델의 회전자 속도를 가변시켜 오차신호가 0이 되도록 하면 가변모델의 회전자 속도

가 실제 회전자 속도와 일치한다.

그림 2는 MRAS 방법으로 추정한 회전자 속도를 이용한 유도전동기의 센서리스 벡터제어 시스템 블록도이다.

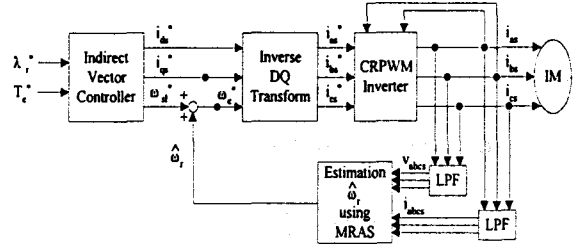


그림 2. 유도전동기의 센서리스 벡터제어 시스템 블록도
Fig 2. Sensorless vector controlled system of induction motor.

그러나 전동기의 회로변수들을 실제 값들과 다르게 알고 있다면 잘못된 회전자 속도를 추정하게 되고, 따라서 정확한 벡터 제어가 이루어지지 않는다. 특히 초기에는 전동기의 회로변수들을 정확히 알고 있다하더라도 전동기 운용 중에 회전자 시정수가 변할 수 있고, 이를 적절히 보상하지 못할 경우 벡터 제어가 이루어지지 않으므로 이를 보상하는 방법이 필요하다. 온도변화에 따른 회전자 시정수의 변화성분중 회전자 저항값의 변화가 주요 하다고 볼 수 있으므로 우선 회전자의 저항값을 보상하는 방법을 본 논문에서 제시하였다.

2.3 전류오차를 이용한 회전자 저항값 보상

식(3)으로부터 실제 시스템의 동기 회전 좌표계에서의 고정자 전류는 식(15)와 같이 표현되어 질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{os}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r \\ -\omega_{sl} T_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{or}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{T_r}{M} p \begin{bmatrix} \lambda_{or}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (15)$$

정지 좌표계에서 식(4)는 식(16)이 되고, 식(5), (6)을 식(17), (18)로 나타내었다. 전동기 운용 중에 회전자 저항값 외에는 전동기 회로변수들의 변화가 없다고 가정하면 식(16)-(18)로부터 회전자 저항값을 이용하지 않고 회전자의 자속벡터를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{or}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} v_{os}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{os}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \right) dt \quad (16)$$

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{ds}^s - \frac{(L_s + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{ds}^s \quad (17)$$

$$\lambda_{or}^s = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{os}^s - \frac{(L_s + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{os}^s \quad (18)$$

정지 좌표계에서의 회전자의 자속벡터를 동기 회전 좌표계의 값으로 바꾸기 위하여 축변환 과정을 거치면 식(19)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{or}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{or}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\text{단, } \theta = \int_0^t \omega_e(\xi) d\xi$$

식(16)-(19)를 바탕으로 동기 회전 좌표계에서의 회전자 자속을 구하는 블록도는 그림3과 같다

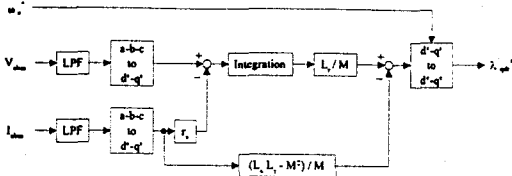


그림 3 회전자 자속벡터 계산 블록도
Fig. 3 Rotor flux calculation.

식(16)-(18)로부터 구해진 회전자 자속과 알고있는 시정수 지령치를 이용해, 식(15)로부터 전류를 추정해 보면 식(20)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}^e \\ \hat{i}_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r^* \\ -\omega_{sl} T_r^* & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{T_r^*}{M} p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (20)$$

그러나 단자의 전압과 전류를 측정해서 계산한 회전자의 자속벡터는 잡음이 많아 이를 미분하는 것은 바람직하지 않으므로 전류추정치를 식(21)과 같이 두자.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}^e \\ \hat{i}_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r^* \\ -\omega_{sl} T_r^* & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (21)$$

또한 식(21)과 같이 두는 것은 벡터제어가 제대로 될 경우 d축 및 q축 회전자 자속벡터의 미분치는 0이 되므로 타당하다고 할 수 있다.

회전자 시정수를 보상하기 위한 오차신호를 $(i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e)$ 로 두면 이는 식(22)로 표현되고, 벡터제어가 정확히 된다면 q축의 회전자 자속값은 0이 되므로 오차신호는 식(23)과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} ES &= i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e \\ &= \frac{1}{M} (\lambda'_{qr}^e + \omega_{sl} T_r \lambda'_{dr}^e + T_r p \lambda'_{qr}^e) \\ &\quad - \frac{1}{M} (\lambda'_{qr}^e + \omega_{sl} T_r^* \lambda'_{dr}^e) \\ &= \frac{1}{M} \omega_{sl} (T_r - T_r^*) \lambda'_{dr}^e + \frac{1}{M} T_r p \lambda'_{qr}^e \end{aligned} \quad (22)$$

$$ES = i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e \approx \frac{1}{M} \omega_{sl} (T_r - T_r^*) \lambda'_{dr}^e \quad (23)$$

식(23)에서 오차신호는 회전자 시정수의 오차에 직접 관계하고, 벡터제어가 될 때 d축의 회전자 자속벡터 값 (λ'_{dr}^e) 은 일반적으로 상수이므로, 슬립 주파수가 0이 아니면 회전자 시정수의 오차를 쉽게 구할 수 있다. 실제시스템의 경우 가감속은 물론 정속운전에서도 부하 또는 마찰로 인해 슬립 주파수는 대부분 0이 아니므로 언제든지 회전자 시정수 오차를 구할 수 있다.

그러나 회전자 시정수 오차의 절대적인 값을 구해서 보상하기보다는 이 오차신호에 슬립주파수의 크기를 고려한 적절한 비례 이득 및 적분 이득을 가지는 PI 제어기를 부착한 후 벡터제어기 내의 회전자 시정수 값을 보상하도록 제어를 걸어 이 오차신호값을 0으로 보낸다면, 벡터제어기 내부의 회전자 시정수 값이 실제 시정수 값을 추종하도록 할 수 있다.

식(23)의 오차신호에 PI 제어기를 거친 값을 벡터제어기 내부의 회전자 저항값에 부채환을 걸시 정 역 운전의 변화에 의해 슬립 주파수의 부호가 달라지므로 그 영향을 고려하고, 전동기 운용 중에 회전자 저항값 외에는 전동기 회로변수들의 변화가 없으며 그 저항값의 변화비가 0.5~1.5 정도로 크지 않다고 가정하면(6), 오차신호는 식(24)와 같이 표현된다

$$\begin{aligned} ES &= \text{sgn}(\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e) (i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e) \\ &= \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e| (T_r - T_r^*) \\ &= \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e| \frac{L_r}{r_r r_r^*} (r_r^* - r_r) \\ &\approx \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e| \frac{L_r}{(r_r^*)^2} (r_r^* - r_r) \end{aligned} \quad (24)$$

따라서 오차신호를 식(24)와 같이 두고 부채환을 걸때 추정된 저항값이 실제 저항값에 수렴하려면 식(25)로부터, 비례 및 적분이득을 식(26)이 만족되도록 정해주면 된다.

$$\hat{r}_r = r_r^* - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) EI \quad (25)$$

$$\left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e| \frac{L_r}{(r_r^*)^2} = 1 \quad (26)$$

CRPWM Inverter의 전압여유가 충분하여 실제 전류가 지령치 전류를 잘 따라간다고 가정하면, 계산상의 편의를 위하여 오차신호에 사용되는 실제 전류 i_{qs}^e 대신 벡터제어기에서 나오는 전류 지령치 i_{qs}^* 를 사용할 수 있다.

즉 새로운 오차신호를 식(27)과 같이 둘 수 있다.

$$ES = \text{sgn}(\omega_{sl} \lambda'_{dr}^e) (i_{qs}^* - \hat{i}_{qs}^e) \quad (27)$$

그림 4는 단자 전압, 전류로부터 오차신호를 구하고 PI제어기를 거친 보상 블록도 이고, 그림 5는 제시된 방법을 바탕으로 회전자 시정수를 보상하는 유도전동기의 센서리스 벡터제어 시스템 블록도이다.

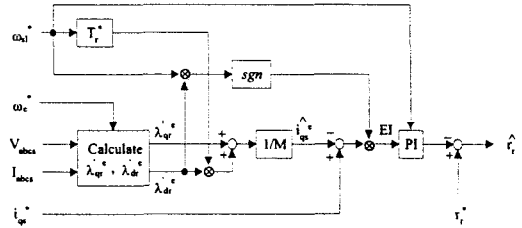


그림 4. 오차신호 계산 블록도
Fig. 4. Error Signal calculation.

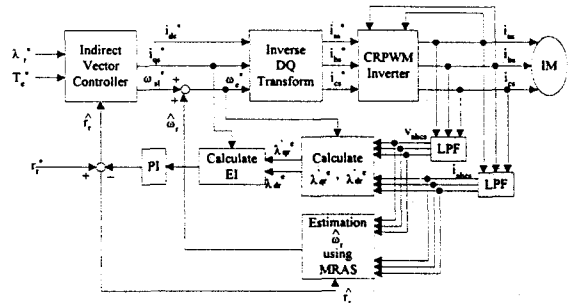


그림 5. 시정수를 보상하는 유도 전동기의 센서리스 벡터제어 시스템 블록도

Fig. 5. Sensorless vector controlled system of induction motor with rotor time constant compensation.

2.5 모의실험 및 검토

그림 6은 센서리스 벡터제어에서 회전자 시정수를 변화시키고 보상 알고리즘이 없을 때 속도 추정기가 실제 회전자 속도를 추정하지 못하므로 벡터제어가 되지 않는 것을 보여준다.

그림 7은 실제 회전자 저항값을 변화시킬 때 벡터제어의 회전자 저항이 실제값을 추종함을 모의실험한 결과로 실제 회전자 저항값과 추정한 값을 동시에 나타내었다. 그림 8은 회전자 저항값을 보상하면서 센서리스 제어한 토크 지령치, 토크 및 속도를 나타낸 것으로 회전자 저항 값이 변할때에도 정확한 센서리스 벡터제어가 이루어짐을 알 수 있다.

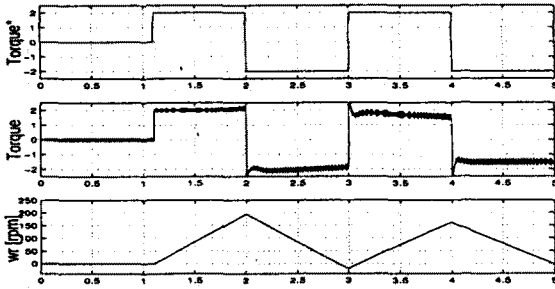


그림 6. 토크 지령치, 토크 및 속도
(센서리스, r_r : 가변, 보상 없음)

Fig. 6. Torque command, torque and speed.
(sensorless, r_r : change and without compensation)

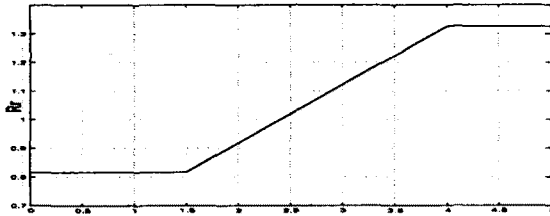


그림 7. 회전자 저항의 추종
Fig. 7. Tracking of rotor resistance.

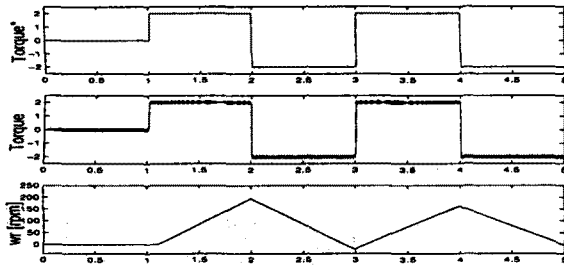


그림 8. 토크 지령치, 토크, 속도
(센서리스, r_r : 가변시키고 보상함)

Fig. 8. Torque command, torque and speed.
(sensorless, r_r : change and with compensation)

표 1. 모의실험에 사용된 유도전동기 회로변수
TABLE 1. Parameters of induction motor for simulation

정격출력	3 [Hp]	고정자 저항 (r_s)	0.435 [Ω]
정격전압	180 [V]	회전자 저항 (r_r)	0.816 [Ω]
정격전류	7.2 [A]	고정자 자기인덕턴스 (L_s)	0.0713 [H]
정격주파수	53 [Hz]	회전자 자기인덕턴스 (L_r)	0.0713 [H]
극 수	4	상호인덕턴스 (M)	0.0693 [H]
관성계수 (J)	0.089 [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]	마찰계수 (B)	0

3. 결 론

본 논문에서는 회전자의 저항 변화를 정확히 보상하므로써 유도전동기의 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있는 방법을 제안하였다. 동기회전자표계의 Q축 고정자 전류를 추정하여 Q축 고정자 전류명령치와의 차를 오차신호로 잡아 회전자저항을 정확히 보상할 수 있었다. 또한 MRAS 기법을 이용해 회전자 속도를 정확히 추정할 수 있으므로 회전자 저항의 변화 시에도 정확한 센서리스 벡터제어의 성능을 보장할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill, 1986.
- [2] P. C. Krause and O. Wasynczuk, Electromechanical Motion Devices, McGraw-Hill, 1989.
- [3] R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, no. 4, pp. 623-635, July/Aug. 1987.
- [4] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Schemes for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, pp. 624-632, May/June 1985.
- [5] T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, no. 4, pp. 720-727, July/Aug. 1991.
- [6] W. H. Kwon, C. H. Lee, K. S. Youn and G. H. Cho, "Measurement of Rotor Time Constant Taking into Account Magnetizing Flux in the Induction Motor", IEEE IAS'94, pp. 88-92, 1994.
- [7] Colin Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October, 1992.
- [8] Fand-Zheng Peng and Tadashi Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October, 1994.
- [9] Mohammad N. Marwali and Ali Keyhani, "A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine", IEEE-IAS Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, pp. 160-166, October 5-9, 1997.
- [10] 김승민, 이무영, 김우현, 권우현, "전류오차 제환을 이용한 유도전동기 회전자 시정수 보상", 한국자동제어 학술회의논문집, 제1권, pp. 195-198, 1997.10