

고정자 전류오차를 이용한 유도전동기 회전자 시정수보상

Compensation of the Rotor Time Constant of Induction Motor using Stator Current Error

이 무 영, 김 승 민, 윤 경 섭, 구 본 호, 권 우 현

(Moo Young Lee, Seung Min Kim, Kyung Sub Youn, Bon Ho Ku and Woo Hyen Kwon)

Abstract : It is proposed a new compensation method in the rotor time constant of indirect vector controlled induction motor. The proposed scheme is an on-line method using the stator current error that is the difference between current command and estimated current calculated from terminal voltages and currents. As the current error becomes to zero, the rotor time constant in the vector controller approaches the real value. The proposed method shows good performances in the transient region as well as in the steady state region regardless of load torque variation, and it is verified by the computer simulation using SIMULINK in Matlab.

Keywords : induction motor, indirect vector control, rotor time constant

I. 서론

유도전동기는 다변수 비선형 결합 시스템으로 가변속 제어 및 토크 제어를 위해서는 고속의 제어회로를 이용한 벡터제어기법이 많이 사용되고 있으며, 완벽한 벡터 제어가 이루어지기 위해서는 순시적인 회전자 자속벡터의 정확한 위치가 필요하다[1-2]. 그러나 유도전동기의 회로변수, 특히 회전자의 시정수는 전동기 운용 중에 온도변화, 주파수 및 전류의 크기 등에 따라 변화하므로 그 변화량을 적절히 보상하지 못하면 정확한 벡터제어가 불가능하다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위하여 많은 방법들이 연구되었다[3-5].

이들 중 테스트 전류를 주입하는 방법[3]은 부가적인 하드웨어로 인한 하드웨어의 복잡성이 증대되는 단점이 있고, 모델기준 적응제어(Model Reference Adaptive Control : MRAC)를 이용하는 방법[4]은 수렴시간이 길고 부하에 민감한 단점이 있다. 이러한 방법들은 각각 모두 장점과 한계점을 가지고 있어 적용하는 시스템에 따라 최적의 방법을 선택해야 하며 모든 경우에 적용 가능한 완벽한 해결책은 현재로서는 존재하지 않는다.

본 논문에서는 고정자의 전압과 전류로부터 회전자의 자속을 구하여 전류오차를 계산하고, 이를 이용하여 회전자 시정수를 온라인으로 보상하는 방법을 제시한다. 계산된 전류오차는 회전자 시정수의 오차에 일차 비례하는 형태로 근사화시킬 수 있으므로 보상시수렴속도가 빠르고 부하변화에 둔감하며, 정상상태에 기초한 해석이

아닌 임의의 동작상태를 기초로 한 해석이므로 정상상태는 물론 과도상태에서도 좋은 보상특성을 얻을 수 있다. 모의 실험은 Matlab의 SIMULINK를 이용하여 유도전동기 및 벡터제어기를 모델링한 후 유도전동기의 회전자 시정수를 시간에 따라 변화시킬 때 전류오차 제환에 의해 벡터제어기 내부의 회전자 시정수가 유도전동기의 실제 시정수 값을 추종함을 보임으로써 제시된 방법이 타당함을 보인다.

II. 유도전동기의 수학적 모델

1. 유도전동기의 수학적 모델

D-Q변환에 의한 회전자표계(rotating reference frame)에서, 평형 3상 농형 유도전동기의 전압, 전류 및 자속 방정식은 (1)-(8)과 같다.

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (1)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (2)$$

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (3)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (4)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (5)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (6)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_r i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (7)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_r i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (8)$$

단, $M = \frac{3}{2} L_{ms}$, $L_s = L_s + M$, $L_r = L'_r + M$

회전자 전압 $v'_{qr} = v'_{dr} = 0$ 이므로 이를 바탕으로 (1)-(8)을 자속에 대해 정리하면 (9)-(12)와 같다.

접수일자 : 1998. 2. 17., 수정완료 : 1998. 7. 27.

이무영 : 두원공과대학 전자과

김승민 : 한국중공업 제어연구팀

윤경섭 : 거창전문대학 전자과

구본호 : 경일대학교 제어계측공학과

권우현 : 경북대학교 전자·전기공학부

$$p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} & -(\omega - \omega_r) \\ (\omega - \omega_r) & -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$+ \frac{r'_r M}{(L'_{lr} + M)} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\lambda_{qs} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{qr} + \frac{(L_s + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{qs} \quad (11)$$

$$\lambda_{ds} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{dr} + \frac{(L_s + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{ds} \quad (12)$$

그리고, 전동기의 토크 방정식은 (13)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M}{L'_{lr} + M} (i_{qs} \lambda'_{dr} - i_{ds} \lambda'_{qr}) \quad (13)$$

단, P : 전동기의 극수

2. 회전자 시정수 보상 알고리즘

유도전동기의 벡터제어는 토크와 자속을 독립적으로 분리 제어하기 위해 동기회전좌표계의 D축을 회전자의 자속벡터 λ_r 에 일치시키므로써 D축 전류 i_{ds}^e 로 자속을 제어하고, 이와 직교하는 Q축 전류 i_{qs}^e 로 토크를 제어한다. 이를 위해 회전자 자속벡터의 위치가 필요하며, 이를 회전자의 속도와 전동기 회로변수들을 이용해 계산된 슬립의 합으로 구하는 방법을 간접벡터제어라 한다.

그러나 간접벡터제어의 경우, 전동기의 회로변수들은 실제 정확한 측정이 어렵고, 또한 시간에 따라서 변화하므로 회로변수들에 의해 계산되는 슬립은 적절한 보상이 없이는 정확한 계산이 불가능하다. 따라서 이러한 시정수의 변화를 찾아내어 보상하는 알고리즘의 개발은 정확한 벡터제어를 위해 반드시 필요하다.

회전자 시정수를 보상하는 방법들은 지금까지 많은 논문에서 제시되었으며, 본 논문에서 제시하는 전류유차 변환을 이용한 방법과 비슷한 대표적인 방법으로는 일반화 모델기준 제어기법(Generalized MRAC)[4]과 Q축 회전자 자속을 이용한 방법[8]이 있다.

2.1 일반화 모델기준 제어기법

일반화 모델기준 제어기법[4]은 그림 1의 블록도에서 보듯이 일반적인 유도전동기의 간접벡터제어 시스템에서 전동기 단자의 전압과 전류로부터 어떤 물리량 \hat{Y} 를 계산하고, 전동기의 모델로부터 모델기준값 Y^* 를 계산한 후 이 두 값의 차를 이용하여 회전자 시정수를 보상하는 방법이다.

이때 보상을 위해 선택하는 물리량 Y 에 따라 토크 기준 모델 무효전력 기준 모델 D축 전압 기준 모델, Q축 전압 기준 모델, 전압량 기준 모델이 있으며 이들 가운데 D축 전압 기준 모델이 가장 많은 장점과 적은 한계점을 가진 것으로 알려져 있다.

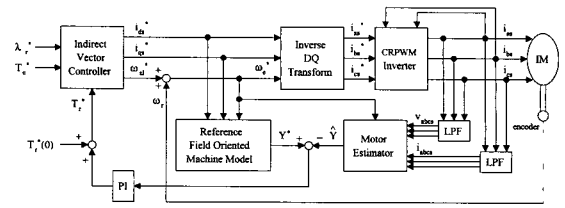


그림 1. 일반화 모델기준 제어기법을 이용한 회전자 시정수 보상 블록도.

Fig. 1. Block diagram of rotor time constant compensation using generalized MRAC.

$$v_{ds}^{e*} = r_s i_{ds}^{e*} - \omega_e (L_s - \frac{M^2}{L_r}) i_{qs}^{e*} \quad (14)$$

(14)는 D축 전압 기준 모델에서 모델기준값 Y^* 를 계산하는 식으로 기준 모델 자체가 벡터제어가 이루어지는 정상상태를 기준으로 했으므로, 수식 유도과정에서 λ'_{qr}^e 및 $p \lambda_{ds}^e$ 은 0으로 대치되었다. 하지만 일정한 자속 명령에 대해서는 λ'_{qr}^e 및 $p \lambda_{ds}^e$ 은 0으로 근사화가 가능하므로 (14)는 정상상태뿐 아니라 과도상태에서도 적용 가능하다[4].

2.2 Q축 회전자 자속을 이용한 방법

Q축 회전자 자속을 이용한 방법[8]은 회전자 시정수가 변화되면 벡터제어가 이루어지지 않는다는 사실, 즉 회전자의 Q축 자속 λ'_{qr}^e 이 0이 되지 않는다는 사실을 이용한 방법이다. 그림 2에서 보듯이 일반적인 유도전동기의 간접벡터제어 시스템에서 출력단자의 전압과 전류로부터 회전자의 Q축 자속을 계산하고 이 값이 0이 되도록 회전자 시정수를 보상한다.

$$\hat{\lambda}_{qr}^{e*} = -\frac{L'_{lr} + M}{\omega_e M} (v_{ds}^e - r_s i_{ds}^e) - \frac{(L_s + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{qs}^e \quad (15)$$

(15)는 회전자의 Q축 자속을 계산하는 식으로 수식 전개과정에서 모든 미분항을 0으로 두었으므로 정상상태 해석을 기초로한 수식이며, 회전자 시정수가 달라졌을 경우 회전자의 Q축 자속이 0이 되지 않는다는 사실만 명확할 뿐 회전자 시정수의 변화량과 시정수 보상에 사용될 Q축 회전자 자속의 크기와는 선형적인 관계를 정의하기 힘들다.

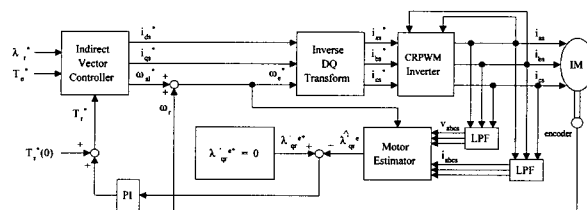


그림 2. Q축 회전자 자속을 이용한 회전자 시정수 보상 블록도.

Fig. 2. Block diagram of rotor time constant compensation using Q-axis rotor flux.

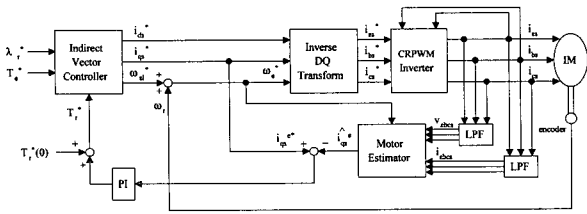


그림 3. 고정자 전류오차를 이용한 회전자 시정수 보상 블록도.

Fig. 3. Block diagram of rotor time constant compensation using stator current error.

3. 전류오차 제환을 이용한 제한한 방법

본 논문에서 제시하는 전류오차 제환을 이용한 방법의 주요개념은 그림 3에 나타난 바와 같이 유도전동기의 간접벡터제어 시스템에서 단자의 전압과 전류로부터 회전자의 자속을 계산한 후 이 값을 이용하여 고정자의 Q축 전류를 추정하고, 고정자의 Q축 전류명령과 추정된 Q축 전류의 차를 이용하여 회전자 시정수를 보상하는 방법이다. (9)로부터 실제 시스템의 동기회전좌표계에서의 고정자 전류는 (16)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r \\ -\omega_{sl} T_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{T_r}{M} p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \quad (16)$$

정지좌표계에서 ω 는 0이므로 (10)은 (17)이 되고, 전동기 운전 중에 회전자 저항 외에는 전동기 회로변수들의 변화가 없다고 가정하면, (17)-(19)로부터 전동기 단자의 고정자 전압과 전류를 이용해 회전자 저항 값을 이용하지 않고 회전자의 자속을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^s \\ \lambda_{ds}^s \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \right) dt \quad (17)$$

$$\lambda'_{dr} = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{ds}^s - \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{ds}^s \quad (18)$$

$$\lambda'_{qr} = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{qs}^s - \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{qs}^s \quad (19)$$

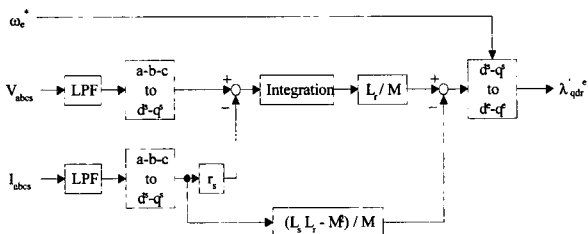


그림 4. 회전자 자속벡터 계산 블록도.

Fig. 4. Block diagram of rotor flux calculation.

그림 4는 (17)-(19)를 바탕으로 동기회전좌표계에서의 회전자 자속을 구하는 블록도이다. (17)-(19)로부터 구해진 회전자 자속과 알고 있는 회전자 시정수 지령치를 이용해, (16)으로부터 고정자 전류를 추정해 보면 (20)과 같다.

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

회전자 시정수를 보상하기 위한 오차신호를 E_s 로 정의하고 이를 $(i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e)$ 로 두면 (16)과 (20)으로부터 E_s 는 (21)로 표현된다.

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

(21)은 자속의 미분항과 비미분항으로 분리되는데, 벡터 제어가 정확히 될 경우와 정상상태일 경우는 미분항이 0이 되므로 오차신호는 회전자 시정수의 오차값에 대하여 일차함수의 형태로 나타난다. 또한 회전자 시정수의 변화가 초래되어 정확한 벡터제어가 이루어지지 않는 경우라도 오차신호는 (22)와 같이 회전자 시정수의 오차값에 대한 일차함수의 형태로 근사화가 가능하다.

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

그림 5는 이를 증명하기 위한 모의실험 결과인데, 시정수 보상이 이루어지지 않는 상황에서 토크 명령의 크기 및 회전자 시정수의 변화정도를 달리 했을 때 (22)의 미분항과 비미분항의 크기를 비교한 것이다. 그림 5의 (a)는 벡터제어기 내부의 회전자 시정수를 실제 값의 0.5배로 했을 경우 0.05 및 0.5[N·m]의 계단파 토크 명령에 대한 비미분항 $\omega_{sl} \lambda'_{dr}$ 과 미분항 $p \lambda'_{qr}$ 의 크기를 비교한 그림이다. 그림 5의 (b), (c), (d)도 (a)와 동일한 토크 명령에 대하여 벡터제어기 내부의 회전자 시정수를 실제 값의 0.9배, 1.1배, 2배로 했을 경우의 모의실험 결과이다. 그림 5의 (a)와 (d)에서 보듯이 시정수 오차가 큰 경우에 과도상태에서는 미분항을 무시하기 곤란하나 0.5초 이내에 미분항이 0으로 수렴함을 알 수 있다. 특히 (b)와 (c)에서 보듯이 회전자 시정수의 오차가 크지 않은 경우 과도상태에서도 미분항은 비미분항에 비해 그 값이 작아 무시할 수 있으므로 오차신호는 (22)와 같이 회전자 시정수의 오차에 대한 일차함수로 근사화가 가능하다. 더욱이 그림 5의 모의실험 결과는 시정수 보상이 이루어지지 않는 경우이므로, 만약 온라인으로 회전자 시정수 보상이 이루어져 벡터제어기 내부의 회전자 시정수가 실제 값을 어느 정도 추종하고 있는 경우라면 (22)의 근사는 타당하다고 볼 수 있다.

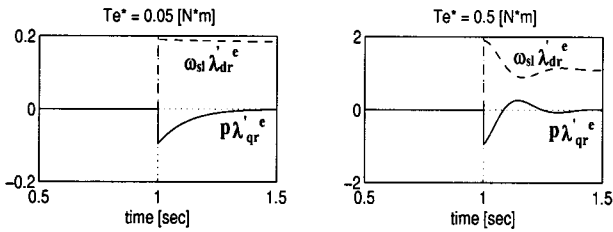
따라서 (22)를 이용해 오차신호 E_s 에 슬립주파수의 크기를 고려한 적절한 비례 이득 및 적분 이득을 가지는 PI 제어를 부착한 후 벡터제어기 내의 회전자 시정수 값을 보상하도록 제환을 걸어 오차신호 E_s 를 0으로 보낸다면, 벡터제어기 내부의 회전자 시정수 값이 실제 시정

수 값을 추종하도록 할 수 있다.

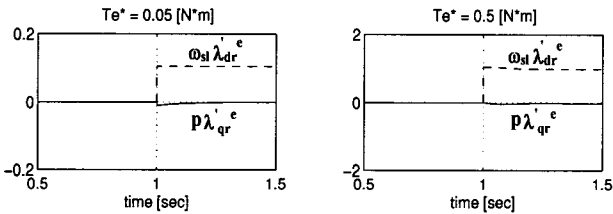
(22)의 오차신호 E_s 에 PI 제어를 거친 값을 벡터제어기 내부의 회전자 시정수 값에 정궤환을 걸 때 정·역 운전의 변화에 의해 슬립 주파수의 부호가 달라지므로 그 영향을 고려하면 오차신호 E_s 는 (23)과 같이 표현된다.

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

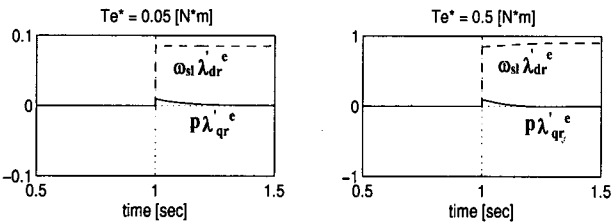
$|\omega_{sl}|$ 은 토크 명령에 따라 그 값이 변하고 나머지 $|\lambda'_{dr}{}^e|/M$ 은 상수에 가까우므로 오차신호 E_s 를 $|\omega_{sl}|$ 로 나눠주면 토크 명령의 크기에 관계없이 비례 및 적분 이득을 고정할 수 있다. 그러나 오차신호 E_s 를 $|\omega_{sl}|$ 로 나눠줄 때 $|\omega_{sl}|$ 의 값이 0이 될 수 있으므로 정격토크



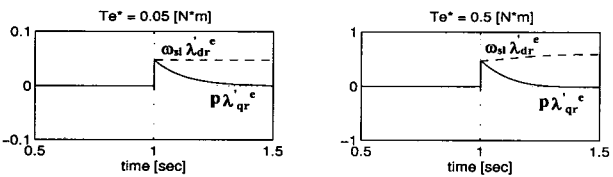
(a) $T_r^* = 0.5 T_r$



(b) $T_r^* = 0.9 T_r$



(c) $T_r^* = 1.1 T_r$



(d) $T_r^* = 2 T_r$

그림 5. 미분항 $p\lambda'_{qr}{}^e$ 과 비미분항 $\omega_{sl}\lambda'_{dr}{}^e$ 의 비교.
Fig. 5. Comparison a differential term $p\lambda'_{qr}{}^e$ with a non-differential term $\omega_{sl}\lambda'_{dr}{}^e$.

의 1%정도의 토크 명령(23)에서 $|\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e|/M$ 중 슬립주파수의 절대값이 주어졌을 때 발생하는 슬립명령치보다 작은 적당한 값 ϵ 을 $|\omega_{sl}|$ 에 더한 후 E_s 를 나눈다면 토크명령과 무관한 비례 및 적분이득을 얻을 수 있다. 또한 $|\lambda'_{dr}{}^e|/M$ 의 영향을 고려해 오차신호 E_s 에 M/λ_r^* 을 곱하면, (24)로부터 비례 및 적분이득을 정할 수 있다. K_p 및 K_i 의 영향 및 수렴성을 검사하기 위해 (24)를 라플라스 변환하면 (25)와 같고, $T_r(s)$ 에 대해서 정리하면 (26)과 같다.

$$T_r^*(t) = T_r^*(0) + K_p \left(\frac{M}{\lambda_r^*} \frac{1}{|\omega_{sl}| + \epsilon} E_s u(t) \right) + K_i \int_0^t \left(\frac{M}{\lambda_r^*} \frac{1}{|\omega_{sl}| + \epsilon} E_s u(t) \right) dt \quad (24)$$

$$\approx T_r^*(0) + K_p (T_r(t) - T_r^*(t)) u(t) + K_i \int_0^t (T_r(t) - T_r^*(t)) u(t) dt$$

$$T_r^*(s) = \frac{T_r^*(0)}{s} + \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (T_r(s) - T_r^*(s)) \quad (25)$$

$$T_r^*(s) = T_{r(s)} - \frac{1}{1+K_p} \frac{sT_{r(s)} - T_r^*(0)}{s + \frac{K_i}{1+K_p}} \quad (26)$$

만약 $T_r(t)$ 가 $T_r(0)$ 으로 일정하다고 가정하고 (26)을 시간영역으로 변환하면 (27)과 같다. (27)에서 보듯이 시간이 경과하면 시정수가 실제 값으로 수렴함을 알 수 있고, 특히 적분이득이 클수록 수렴시간이 짧아지며, 비례이득이 커지면 초기 오차는 작아지나 수렴시간이 길어짐을 알 수 있다.

$$T_r^*(t) = T_{r(0)} - \frac{1}{1+K_p} (T_{r(0)} - T_r^*(0)) e^{-\frac{K_i}{1+K_p} t} \quad (27)$$

그림 6은 단자 전압, 전류로부터 오차신호 E_s 를 구한 후 슬립주파수의 크기를 고려한 후 PI제어를 거친 보상 블록도이다.

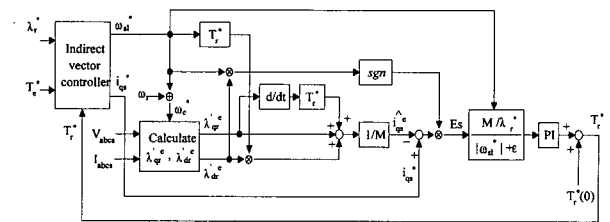


그림 6. 오차신호 계산 블록도.
Fig. 6. Block diagram of error signal calculation.

4. 모의실험 및 검토

모의실험을 수행하기 위하여 Matlab의 SIMULINK를 이용해 유도전동기 및 벡터제어기를 모델링한 후 CRPWM 전압원 인버터와 결합해 본 논문에서 제시하는 전류오차 궤환을 이용한 회전자 시정수 보상 블록을 구현하였다. 여기서 CRPWM 전압원 인버터는 실제의 인버터와 유사하게 동작하도록 하기위하여 이상적인 히스테리시스 제어로 구성하였다. 모의실험에 사용된 유도전

동기의 회로변수들은 표 1과 같고, 벡터제어를 위한 자속 명령 λ_r^* 은 $0.1[V \cdot s/rad]$ 로 하였다.

그림 7은 모의실험에서 사용한 토크명령으로 0.5초 간격으로 $\pm 0.5[N \cdot m]$ 의 구형파 토크명령이 입력되며, 이에 따라 전동기는 가속속을 반복하게 된다. 초기 자속벡터 확립을 위해 1초 동안 D축 전류명령만 나가고, 그후 토크 명령이 들어가는 시점부터 회전자 시정수 추종은 시작된다.

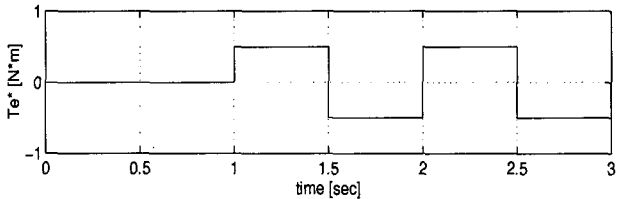


그림 7. 모의실험시 사용된 토크 명령.
Fig. 7. The torque command used in simulations.

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

정격출력	1.5 [Hp]	고정자저항 (r_s)	1.15 [Ω]
정격전압	180 [V]	회전자저항 (r_r)	0.57 [Ω]
정격전류	7.2 [A]	고정자자기 인덕턴스(L_s)	0.065 [H]
정격속도	1425 [rpm]	회전자자기 인덕턴스(L_r)	0.069 [H]
극 수	4	상호인덕턴스(M)	0.06 [H]
관성계수 (J)	0.002 [$kg \cdot m^2$]	점성마찰계수(B)	0 [$N \cdot m \cdot s/rad$]

그림 8은 전동기의 시정수를 고정하고 벡터제어의 시정수를 전동기 시정수 값의 0.5배로 했을 때의 모의실험 결과이며, 그림 9는 전동기의 시정수 값이 50%에서 150%로 변화할 때 벡터제어의 시정수 값이 실제 값을 추종하는 성능을 모의실험한 결과이다. 이때의 토크명령은 그림 7과 같은 방식으로 주어지며, 크기는 $0.5[N \cdot m]$ 와 $0.05[N \cdot m]$ 의 두가지로 입력된다.

그림 8(a)와 (b), 그림 9(a)와 (b)는 일반화 모델기준 제어기법 중 D축 전압 기준 모델을 이용한 방법으로 토크 명령이 0.5로 전류명령이 어느정도 클 때에는 (14)의 유도과정에서 생략된 λ_{or}^* 와 λ_{ds}^* 가 벡터제어가 정확히 되지 않더라도 오차신호보다 훨씬 작으므로 응답은 느리지만 어느정도 시정수를 보상된다. 그러나 토크명령이 $0.05 N \cdot m$ 로 작을 때는 오차신호가 작으므로 λ_{or}^* 를 무시할 수 없게 되는데도 오차신호가 이를 반영하지 못하므로 보상하지 못함을 보여 준다.

또한 그림 8(c)와 (d), 그림 9(c)와 (d)는 Q축 회전자 자속을 이용한 방법으로 오차신호와 회전자시정수의 변화와의 관계가 선형적이지 못하므로 응답속도가 느리며, 제어의 정확도가 떨어짐을 보여준다.

그리고 그림 8(e)와 (f), 그림 9(e)와 (f)는 제안한 전류 오차제환을 이용한 것으로 (24)에서 정의했듯이 오차신호와 회전자시정수의 관계가 선형적으로 정의되고, 근사한 수식이 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 적용가능하므로 토크명령의 크기에 관계없이 빠르고 정밀한 보상능력을 가짐을 보여주고 있다. 다만 토크명령이 아주 작을 때는 모의실험에서 사용한 PWM에 의해 발생된 잡음의 영향으로 약간의 오차를 가진다. 또한 전류오차 제환을 이용한 방법에서 E_s 를 $|\omega_{sl}|$ 로 나눠줄 때 0으로 나눠지는 것을 방지하기 위해 $|\omega_{sl}|$ 에 더해진 작은 값 ϵ 은 0.1로 했으며, E_s 에 곱해지는 M / λ_r^* 은 0.6, 시정수 보상에 사용된 비례

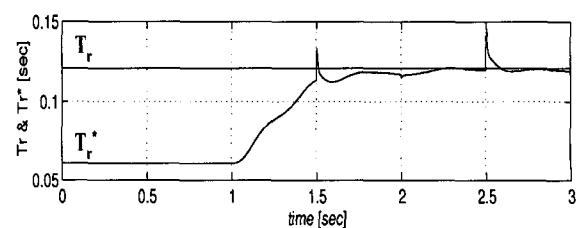
이득 K_p 는 1, 적분이득 K_i 는 60으로 하였다.

그림 8과 9의 결과를 살펴볼 때 일반화 모델기준 제어법과 Q축 회전자 자속을 이용한 방법에 비해 본 논문에서 제안한 전류오차 제환을 이용한 방법이 수렴속도 및 실제 값으로의 정확한 추종능력면에서 성능이 우수하다는 것을 볼 수 있다.

III. 결론

본 논문에서는 회전자의 시정수 변화를 효과적으로 보상하는 방법을 제시하였다. 전동기 단자의 전압과 전류로부터 회전자 자속을 추정하고 이를 이용해 동기회전좌표계의 Q축 고정자 전류를 추정한다. 이 추정치와 Q축 고정자 전류명령치와의 차를 이용하여 회전자의 시정수 변화를 보상한다. 변하는 슬립에 따라 그와 반비례하는 이득을 구해진 전류오차에 곱함으로써 그 값이 회전자 시정수의 오차에 일차 비례하게 만들 수 있어 수렴속도가 빠르고, 큰 토크 명령에서는 물론 작은 토크 명령에서도 좋은 보상특성을 얻을 수 있다. 또한 제안된 방법은 전동기의 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 좋은 수렴특성을 나타냄을 컴퓨터 모의실험을 통해 확인할 수 있었다.

그러나 Q축 고정자 전류의 추정을 위해서는 전동기 단자의 전압과 전류의 검출이 요구된다. 고정자 전류의 검출은 CRPWM인버터의 전류출력이 명령치를 추종한다고 생각하면 전류의 명령치를 사용하면 된다. 그러나 고정자 전압의 검출은 고전압, 고주파 신호의 검출로 저역통과필터를 이용해서 평균전압을 검출한다. 이때 저역통과필터의 위상지연, 잡음등으로 인해 검출된 신호의 정확도를 확보하는 문제, 절연등의 실용상의 문제가 있을 것으로 예상되며, 실제 시스템의 적용에 대한 연구가 진행중이다.



(a) $T_e^* = 0.5 N \cdot m$

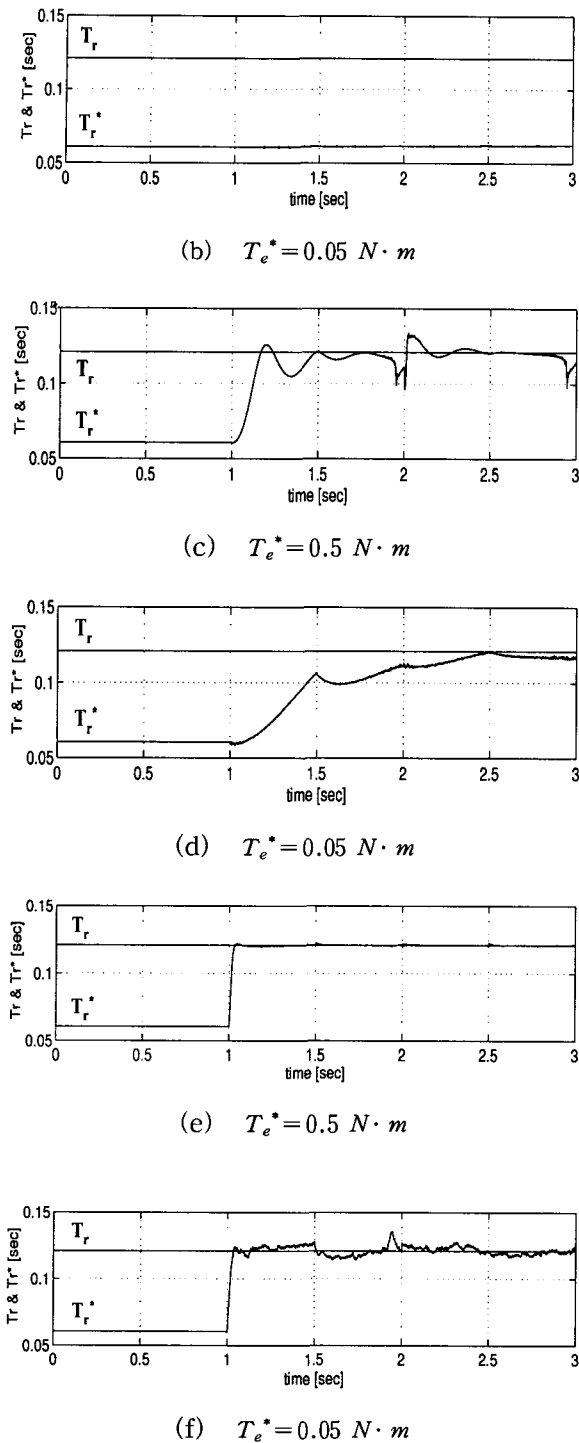


그림 8. 회전자 시정수 보상 모의실험 ($Tr^* = 0.5 Tr$).

- (a), (b) D축 전압 기준 모델을 이용한 방법
- (c), (d) Q축 회전자 자속을 이용한 방법
- (e), (f) 제안된 전류오차 궤환을 이용한 방법

Fig. 8. Simulation of rotor time constant compensation. ($Tr^* = 0.5 Tr$).

- (a), (b) D-axis voltage reference model method
- (c), (d) Q-axis rotor flux method
- (e), (f) The proposed current error feedback method

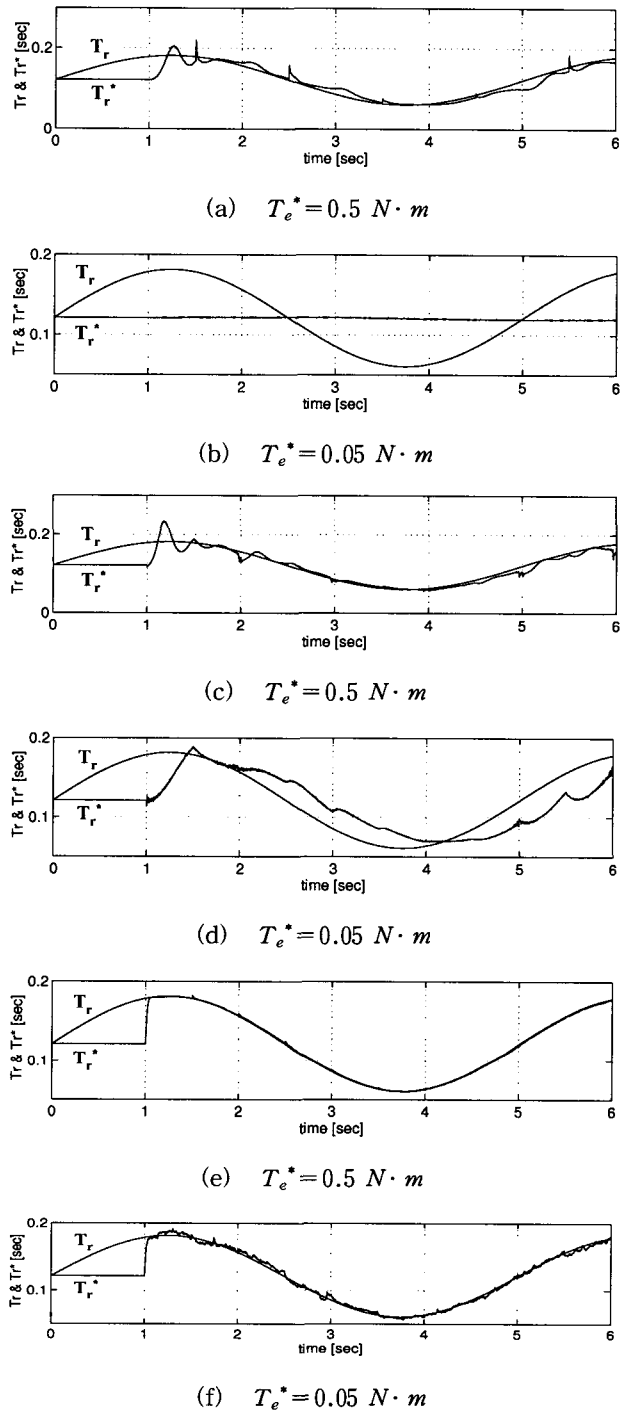


그림 9. 회전자 시정수 보상 모의실험 ($Tr^* : 50 \sim 150\%$ 변화).

- (a), (b) D축 전압 기준 모델을 이용한 방법
- (c), (d) Q축 회전자 자속을 이용한 방법
- (e), (f) 제안된 전류오차 궤환을 이용한 방법

Fig. 9. Simulation of rotor time constant compensation. ($Tr^* : 50 \sim 150\%$ change).

- (a), (b) D-axis voltage reference model method
- (c), (d) Q-axis rotor flux method
- (e), (f) The proposed current error feedback method

참고문헌

- [1] R. Gabriel, W. Leonhard and C. Nordby, "Field oriented control of a standard AC motor using microprocessors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, no. 2, pp. 186-192, March/April, 1980.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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. IA-27, no. 4, pp. 720-727, July/Aug., 1991.
- [5] 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.
- [6] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986.
- [7] P. C. Krause and O. Wasynczuk, *Electromechanical Motion Devised*, McGraw-Hill, 1989.



이 무 영

1967년 5월 22일생, 1991년 경북대 전자공학과 졸업, 동대학원 석사(1993), 동대학원 박사수료(1997), 1992년~1996년 LG전자 영상미디어 연구소 주임연구원, 1998년~현재 두원공과대학 전자과 전임강사, 관심분야는 전동기제어, 전력전자, 컴퓨터 응용제어.



윤 경 섭

1965년 2월 21일생, 1991년 경북대 전자공학과 졸업, 동대학원 석사(1993), 동대학원 박사(1998), 1992년~1993년 LG전자 생산기술센터 연구원, 1997년~현재 거창전문대학 전자과 전임강사, 관심분야는 전동기제어, 전력전자, 컴퓨터 응용제어.



김 승 민

1970년 11월 15일생, 1996년 경북대 전자공학과 졸업. 동대학원 석사(1998), 1998년~현재 한국중공업 제어연구팀 연구원, 관심분야는 전동기제어, 전력전자, 분산제어시스템.



구 본 호

1956년 7월 30일생, 1980년 경북대 전자공학과 졸업, 동대학원 석사(1985), 동대학원 박사(1991), 1991년~현재 경일대학교 제어계측공학과 부교수, 관심분야는 전력변환, 마이크로프로세서응용, 공장자동화.

권 우 현

제어·자동화·시스템공학 논문지 제3권, 제3호, 참조.