

회전자 시정수 변동을 보상한 유도 전동기 벡터제어

김남준, 이동명^o, 문희성, 현동석
한양대학교 전기공학과

Vector Control of Induction Motors with Identification of Rotor Time Constant

Nam-Joon Kim, Dong-Myung Lee^o,
Hee-Sung Moon, Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

Abstract - This paper proposes a simple identification method of the rotor time constant to solve the degradation of motor performance due to the difference between the rotor time constant of a controller and actual one in slip frequency type vector control scheme. The proposed method is based on rotor induced voltage equations and it is confirmed that immunity of the stator resistance thermal variation. The simulation results show that the proposed method suitably identifies the rotor time constant in steady state as well as in transient state.

1. 서론

슬립 주파수형 벡터제어는 회전자 자속을 검출하지 않고 자속분전류와 토오크분전류로 구분되는 고정자 입력전류와 전동기 회로정수를 이용하여 연산한 슬립주파수에 전동기 회전속도를 더해 적분한 값으로 자속의 위치를 추정 제어하는 방법이다. 따라서 제어기의 유도전동기 정수값과 실제 전동기 정수값이 일치하지 않으면, 정상상태에서 전동기의 효율저하 및 과도시 회전자자속과 토오크의 진동으로 원하는 동특성을 얻을 수 없다. [1]

특히, 온도에 의한 회전자저항 R_r 의 변화와 포화 정도에 따른 회전자 인덕턴스 L_r 의 변화에 의한 슬립각(slip angle)의 오차는 제어기의 성능을 저하시키므로 회전자 시정수를 정확하게 추정하는 것이 슬립 주파수형 벡터제어에 있어 요구되는 점으로, 이러한 문제점을 해결하기 위해 많은 방법들이 제시되었다. [2]-[8] 이들 중 Garces [2]의 방법은 무효 전력식으로부터 추정에 필요한 기준함수를 만들고 이를 통한 회전자 시정수 추정방법을 제안하였으며, Tamai [3]는 MRAS를 이용한 R_r 추정을 제안했으나, 이 방법은 전압 모델에 사용한 고정자 저항 R_s 의 변동에 의한 오차가 발생하는 단점이 있다.

본 논문은 추정을 위한 기준함수를 동기속도로 회전하는 d^e - q^e 축으로 변환된 고정자 입력전류와 회전자 유기전압간의 벡터곱으로 정의하여, 고정자 저항의 변화에 대한 영향을 제거하며 이러한 연산에서는 추가적인 전압센서로부터의 전압치를 사용하지 않고, 단지 제어기 내의 전압지령치를 사용한다.

제안한 방법의 타당성을 입증하기 위하여 시뮬레이션 실험을 통해 과도상태 및 정상상태에서 회전자 시정수 ($T_r=L_r/R_r$)가 양호하게 추정됨을 보인다.

2. 벡터제어 시스템 및 비간섭 제어

농형 3상 유도전동기의 전압방정식을 동기속도로 회전하는 d^e - q^e 축으로 변환하면 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r) L_r \\ (\omega_e - \omega_r) L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서 고정자 전압방정식을 정리하면 다음과 같다.

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + pL_\sigma i_{ds}^e - W_e L_\sigma i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} (p\lambda_{dr}^e - W_e \lambda_{qr}^e) \quad (2)$$

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + pL_\sigma i_{qs}^e + W_e L_\sigma i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} (p\lambda_{qr}^e + W_e \lambda_{dr}^e) \quad (3)$$

여기서,

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e, \quad \lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e$$

$$L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

완전한 벡터제어를 가정하여, 토오크를 고정자 q 축 입력 전류성분에 의해서만 제어되도록 회전자 쇄교자속축을 d 축과 일치시키면 식 (4)의 관계를 얻을 수 있다.

$$\lambda_{dr}^e = const., \quad \lambda_{qr}^e = p\lambda_{qr}^e = p\lambda_{dr}^e = 0 \quad (4)$$

한편, 식 (2)와 (3)에서 고정자 입력전류의 두성분을 독립적으로 제어하기 위해 q 축 유기전압 $W_e L_\sigma i_{qs}^e$ 와 d 축 유기전압 $L_s W_e \lambda_{dr}^e$ 를 전향보상하면 고정자 전류는 R_s - L_σ 의 선형회로가 되어 전류의 오차만으로 선형제어가 가능한 d^e - q^e 축 비간섭 전압식을 식

(5)와 같이 얻을 수 있다.

$$V_{ds}^e = V_{ds}^{e'} + W_e L_s i_{qs}^e, \quad V_{qs}^e = V_{qs}^{e'} - W_e L_\sigma i_{qs}^e \quad (5)$$

여기서, $V_{ds}^{e'} = (R_s + L_\sigma) i_{ds}^e$, $V_{qs}^{e'} = (R_s + L_\sigma) i_{qs}^e$

3. 회전자 시정수 보상

식(2)과 식(3)으로부터 회전자 유기전압 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_M = \frac{L_m}{L_r} (p \lambda_{dr}^e - W_e \lambda_{qr}^e) = V_{ds}^e - R_s i_{ds}^e - p L_\sigma i_{ds}^e + W_e L_\sigma i_{qs}^e \quad (6)$$

$$e_T = \frac{L_m}{L_r} (p \lambda_{qr}^e + W_e \lambda_{dr}^e) = V_{qs}^e - R_s i_{qs}^e - p L_\sigma i_{qs}^e - W_e L_\sigma i_{ds}^e \quad (7)$$

식(6)에서 회전자 유기전압의 자화분 e_M 은 식(4)의 조건을 만족할 때 영이 되고, 식(7)의 회전자 유기전압의 토오크분 e_T 는 $L_m / L_r W_e \lambda_{dr}^e$ 이 되지만 제어기의 회전자 시정수 값과 실제 전동기의 회전자 시정수가 일치하지 않으면 e_M, e_T 가 식(4)를 만족하지 못하는 값으로 나타나므로, 이 값들로부터 회전자 시정수의 추정이 가능하다. 그러나 식(6)과 (7)에 의해 e_M 과 e_T 를 구함에 있어 온도에 따라 변화하는 고정자 저항 R_s 가 사용되므로 시정수 추정치의 오차를 가져오게 된다. 본 연구에서는 이러한 R_s 의 영향을 제거하기 위해 회전자 유기전압과 고정자 입력 전류의 백터곱을 기준함수로 정의하여, 이를 식(8)에 나타낸다.

$$F = e_T \cdot i_{ds}^e - e_M \cdot i_{qs}^e = V_{qs}^e \cdot i_{ds}^e - V_{ds}^e \cdot i_{qs}^e + L_\sigma i_{qs}^e \cdot p i_{ds}^e - L_\sigma i_{ds}^e \cdot p i_{qs}^e - W_e L_\sigma i_s^e{}^2 \quad (8)$$

식(8)의 V_{ds}^e, V_{qs}^e 는 측정하지 않고, 제어기 내의 전압지령치를 사용한다.

한편, $Tr = Tr^*$ 인 경우 (*는 제어기에 쓰인 값) 식(4)를 만족하므로 식(9)로 나타낼 수 있다.

$$F^* = e_T \cdot i_{ds}^e - e_M \cdot i_{qs}^e = W_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e{}^2 \quad (9)$$

한편, 정상상태에서 F/F^* 는 식(10)으로 나타낼 수 있고, 슬립지령치와 입력전류는 식(11)과 같다.

$$\frac{F}{F^*} = L_m \frac{\lambda_{dr}^e \cdot i_{ds}^e + \lambda_{qr}^e \cdot i_{qs}^e}{\lambda_{ref}^2} \quad (10)$$

$$i_s^e = i_s, \quad W_{sl}^* = W_{sl} \quad (11)$$

회전자 전압방정식에서 회전자 쇄교자속은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dr}^e = (L_m i_{ds}^e + W_{sl} Tr L_m i_{qs}^e) / (1 + W_{sl}^2 Tr^2) \quad (12)$$

$$\lambda_{qr}^e = (L_m i_{qs}^e - W_{sl} Tr L_m i_{ds}^e) / (1 + W_{sl}^2 Tr^2) \quad (13)$$

식(11)과 식(12), (13)을 식(10)에 대입 정리하면 식(14)와 같다.

$$\frac{F}{F^*} = c^2 \frac{1+a^2}{1+a^2 \cdot b^2} \quad (14)$$

여기서, $a = i_{qs}^e / i_{ds}^e$, $b = Tr / Tr^*$, $c = L_m / L_m^*$

Tr / Tr^* 의 변화에 따른 F/F^* 의 상관관계를 식(14)로부터 나타내면 그림 1과 같다. 그림 1의 결과에서 정의한 기준함수에 의한 회전자 시정수 보상이 가능함을 알 수 있다. 한편, $a=0$ 즉 $i_{qs}^e=0$ 일 때는 보상이 불가능하다.

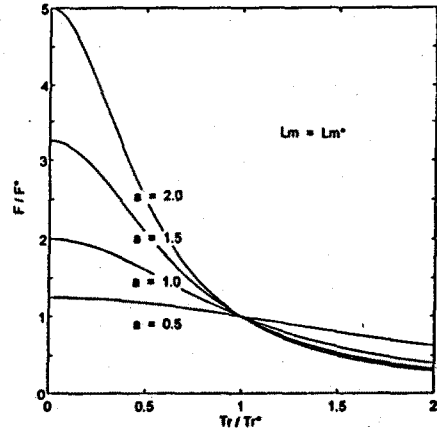


그림 1 Tr/Tr^* 변화에 따른 F/F^* 의 상관관계

그림 2는 식(8)의 기준함수 F 와 식(9)의 F^* 간의 오차를 PI제어기를 사용하여 회전자 시정수를 추정함을 보인다. 식(14)의 F/F^* 의 경우에는 W_e 항이 제거되어 영향이 나타나지 않지만, PI 제어기의 입력으로 사용되는 ΔF 의 경우에는 W_e 의 영향이 나타나므로, W_e 의 부호를 오차에 곱하여 $\Delta(1/Tr)^*$ 를 구해 초기에 설정한 값을 더한 후 1차 low-pass filter를 거쳐 슬립제산기의 지령치로 사용하며, 그림 3은 전체 제어시스템의 블록선도를 나타낸다.



그림 2 추정 제어기의 블록 선도

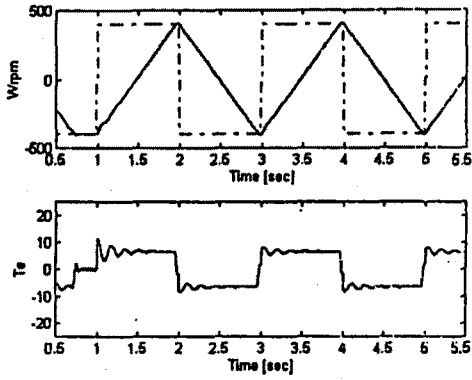


그림 4 $Tr=2Tr^*$ 일 때 시뮬레이션 결과
(시정수 추정을 하지 않은 경우)

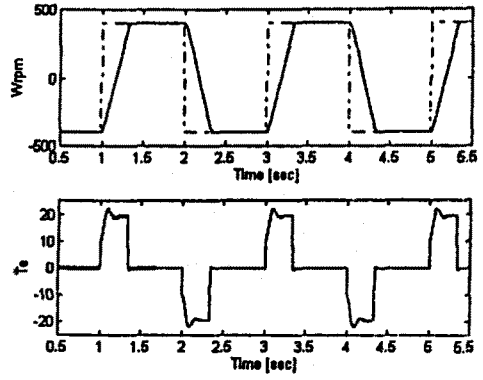


그림 5 $Tr=0.5Tr^*$ 일 때 시뮬레이션 결과
(시정수 추정을 하지 않은 경우)

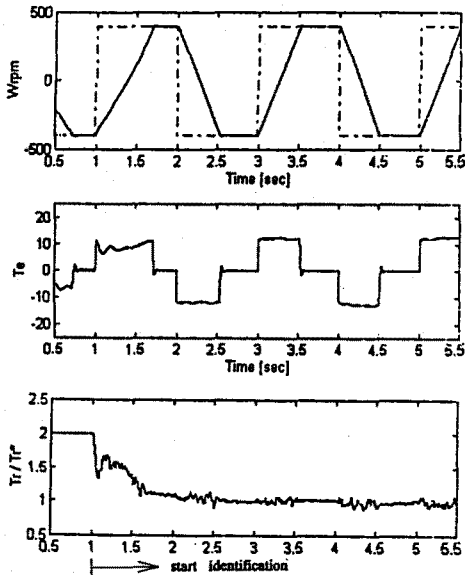


그림 6 $Tr=2Tr^*$ 일 때 시뮬레이션 결과
(시정수 추정을 행한 경우)

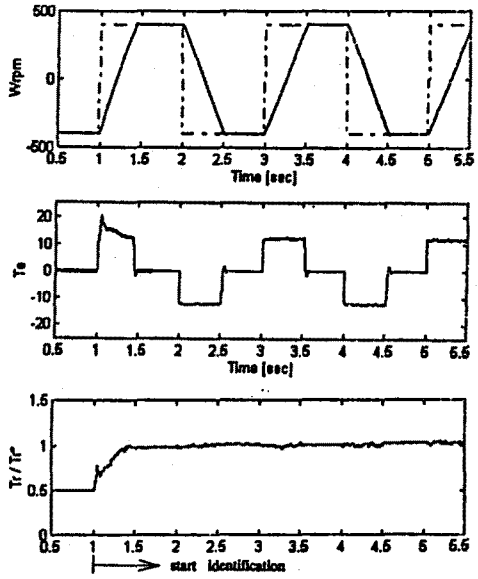


그림 7 $Tr=0.5Tr^*$ 일 때 시뮬레이션 결과
(시정수 추정을 행한 경우)

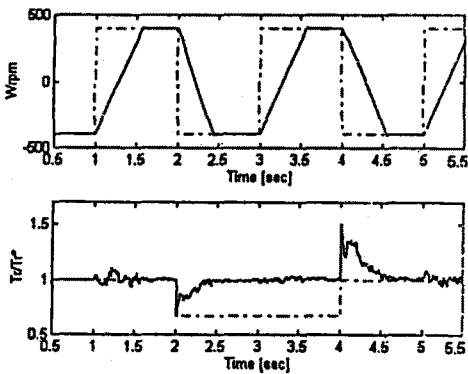


그림 8 Rr 의 계단 변화에 대한 Tr/Tr^* 값