

유도전동기 벡터제어를 위한 전동기 제어 정수 설정

석 줄기°, 설 승기
서울대학교 전기공학과

Parameter Identification for Induction Machine Vector Control

Jul Ki Seok°, Seung Ki Sul
Dept. of Electrical Eng. Seoul Nat'l Univ.

Abstract

A new scheme to measure the rotor time constant and to set the slip gain of a vector-controller is presented. The approach utilizes the phase difference between the torque producing component of the stator current and rotor current in the stationary frame. It is shown that the rotor time constant can be uniquely identified by detecting the corresponding phase difference. The simulation was carried out by considering the variation of other parameters and the torque producing component of the stator current frequency.

1. 서론

유도전동기의 벡터제어 적용은 소용량에서 대용량까지 전 범위에 걸쳐 전동기의 고성능 제어를 가능하게 하였다. 특히 속도 정보가 필요한 간접 벡터제어를 정밀하게 하기 위해서는 정확한 회전자 시정수의 설정이 필수적이다. 회전자 인덕턴스와 회전자 저항의 비로 주어지는 회전자 시정수는 고정자 전류로부터 전동기의 슬립 주파수를 결정하는데 사용되며 제어성능에 직접적인 영향을 미치게 된다. 그러나 농형 유도전동기의 회전자 시정수는 직접 측정이 불가능하며 전류, 온도 등의 영향으로 변화되는 비선형 시변 특성을 가진다. 최근까지 회전자 시정수의 추정, 보상 등에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-6].

본 논문에서는 유도전동기가 정지되어 있는 상태에서 정상운전에 사용될 회전자 시정수를 설정하는 방법을 제시한다. 제안된 방법은 정격 자속을 확립한 후 정지좌표계의 토크분전류(i_{qr}^*)를 일정 주파수의 정현파로 제어함으로써 정상운전시와 유사한 전류, 자속의 조건에서 회전자 시정수를 설정한다.

2. 정지좌표계에서의 유도전동기

평형 3상 농형 유도전동기가 가지는 자기회로의 비선형, 저항 변화, MMF의 고조파 성분 등을 무시하면 동기좌표계에서의 전압 방정식은 식 (1)과 같다.

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

여기서 $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$, $p = d/dt$ 이다.

전동기가 정지되어 있을 때, 정지좌표계에서의 q축 고정자 전압 방정식과 q축 회전자 전압 방정식은 각각 식 (2) (3)과 같다.

$$V_{qs}^* = (R_s + pL_s)i_{qs}^* + pL_m i_{qr}^* \quad (2)$$

$$0 = pL_m i_{qs}^* + (R_r + pL_r)i_{qr}^* \quad (3)$$

3. 회전자 시정수 설정

유도기의 회전자 시정수를 설정하기 위하여 정지좌표계에서 q축의 전류는 식 (4)와 같은 일정 주파수의 정현파를 인가한다.

$$i_{qr}^* = I_{qmax} \sin \omega t \quad (4)$$

정지좌표계에서 식 (4)와 같은 전류를 인가할 경우 q축의 회전자 전류 i_{qr}^* 는 식 (3)의 일차 선형 미분방정식으로부터 다음 식 (5)와 같이 구해진다.

$$i_{qr}^* = Ke^{-1/T_r t} + A \sin \omega t + B \cos \omega t = Ke^{-1/T_r t} + C \sin(\omega t + \alpha) \quad (5)$$

여기서 K는 상수, $1/T_r = R_r/L_r$, $A = -L_m \omega I_{qmax} / (\omega + 1/T_r^2 / \omega) / L_r$, $B = -1/T_r L_m \omega I_{qmax} / (\omega L_r) / (\omega + 1/T_r^2 / \omega)$, $C = \sqrt{A^2 + B^2}$, $\alpha = 1/(\omega T_r)$ 이다.

식 (4)와 (5)로부터 q축 회전자 전류와 q축 고정자 전류 사이의 위상차 α 는 회전자 시정수 T_r 에 관한 정보를 포함하고 있다. 이 위상차 α 를 측정하므로써 회전자 시정수 T_r 을 구할 수 있다.

여기서 전류 제어가 제대로 수행된다면 실제 유도기의 전류는 지령치와 일치하게 된다. q축 회전자 전류 i_{qr}^* 는 실제로 측정 불가능하므로 식 (2)에서 고정자 저항 R_s , 자화 인덕턴스 L_m , 고정자 인덕턴스 L_s 를 알고 q축 전압과 전류를 적분하면 i_{qr}^* 를 얻을 수 있다.

$$i_{qr}^* = \int (V_{qr}^* - R_s i_{qr}^* - L_s p i_{qr}^*) / L_m dt \quad (6)$$

여기서 $p i_{qr}^* = I_{qrmax} \omega \cos \omega t$ 가 되고 q축 전류의 주파수 ω 는 전류제어기의 지연이 위상차 α 에 비해 무시될 수 있도록 설정한다.

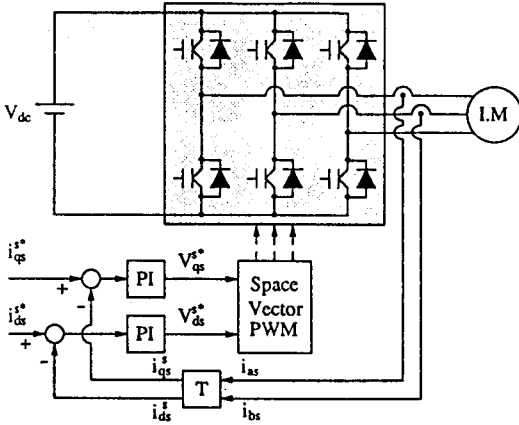


그림 1. 제안된 회전자 시정수 설정 제어 구조

본 논문에서 제안한 회전자 시정수 설정법은 별도의 출력 전압 센서나 속도 센서 없이 2상의 전류 센서와 직류 전압 측정 센서만으로도 구현이 가능하다. 그리고, 정격에 해당하는 자속을 확립하고 일정량의 토크분 전류를 인가함으로써 회전자제를 발생시킨다. 그러나, 전동기에서 발생하는 교번 토크의 평균값이 정지마찰력보다 작기 때문에 전동기는 정지해 있다. 따라서 전동기의 정상 운전시와 거의 유사한 조건하에서 회전자 시정수를 구해낼 수 있다. 제안된 방법은 실제 산업계에 설치되어 있는 유도전동기 구동 시스템에 대해서도 전동기의 특별한 분리, 구속없이 적용될 수 있다.

4. 시뮬레이션

시뮬레이션은 q축 전류의 주파수 ω 와 i_{qr}^* 의 계산에 필요한 정수 R_s , L_m , L_s 의 변동에 따른 $1/T_r$ 의 오차에 대해 행하였다.

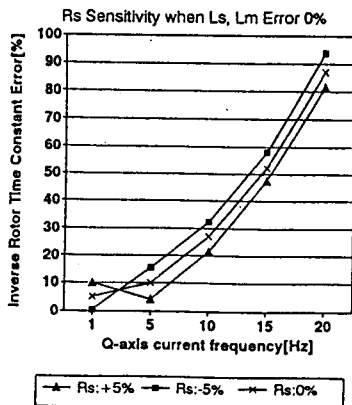


그림 2. 고정자 저항(R_s) 변동에 따른 $1/T_r$ 오차의 추이

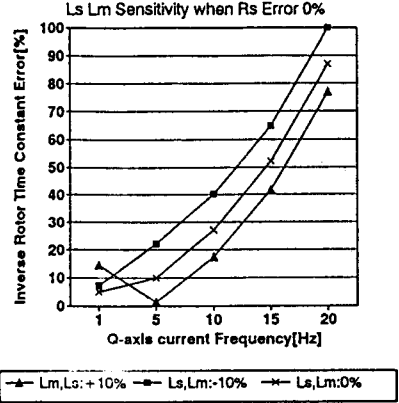


그림 3. 고정자 인덕턴스(L_s)와 회전자 인덕턴스(L_m) 변동에 따른 $1/T_r$ 오차의 추이

그림 2는 L_m , L_s 의 오차가 0%일 때 R_s 가 0%, $\pm 5\%$ 변동한 경우이고, 그림 3은 R_s 의 오차가 0%일 때 L_m , L_s 가 0%, $\pm 10\%$ 변동한 경우이다.

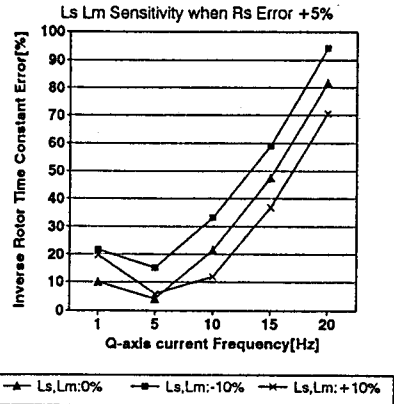


그림 4. 고정자 저항(R_s), 고정자 인덕턴스(L_s)와 회전자 인덕턴스(L_m) 변동에 따른 $1/T_r$ 오차의 추이

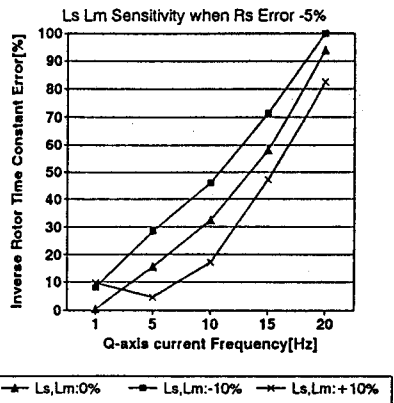


그림 5. 고정자 저항(R_s), 고정자 인덕턴스(L_s)와 회전자 인덕턴스(L_m) 변동에 따른 $1/T_r$ 오차의 추이

그림 4는 R_s 의 오차가 5%일 때 L_m , L_s 가 0%, $\pm 10\%$ 변동한 경우이고, 그림 5는 R_s 의 오차가 -5%일 때 L_m , L_s 가 0%, $\pm 10\%$ 변동한 경우에 대한 결과이다.

그림 4에서 R_s 가 +5% 변동하고 L_m , L_s 의 오차가 +10%일 때 $1/T_r$ 의 오차가 최소이고, 그림 5에서 R_s 가 -5% 변동하고 L_m , L_s 의 오차가 -10%일 때 $1/T_r$ 의 오차가 최대임을 볼 수 있다.

그리고, q축 회전자 전류와 d축 고정자 전류 사이의 위상차 α 는 q축 전류의 주파수 ω 에 반비례한다. 따라서, 일정한 샘플링 시간에 대해서 q축 전류의 주파수 ω 가 높아짐에 따라 $1/T_r$ 의 오차가 커짐을 볼 수 있다.

I_{qmax} 는 34[A], 샘플링 시간은 10 μ sec 이고 스위칭 주파수는 5KHz로 하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 상수는 표 1에서 보이고 있다.

유도전동기의 상수	
용량	22 [kW]
극수	4극
고정자 저항(R_s)	0.041 [Ω]
회전자 저항(R_r)	0.04 [Ω]
고정자 인덕턴스(L_s)	0.01365 [H]
자화 인덕턴스(L_m)	0.01328 [H]
회전자 인덕턴스(L_r)	0.01395 [H]

표 1. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 상수

5. 결론

제안된 유도전동기 회전자 시정수 설정법은 정격에 해당하는 자속을 확립하고 일정량의 토크분 전류를 인가함으로써 회전자계를 발생시킨다. 따라서 전동기의 정상 운전시와 거의 유사한 조건하에서 회전자 시정수를 구해 낼 수 있다. 그리고 구한 시정수가 토크분 전류 주파수의 선택에 따라 다른 유도기 정수의 변동에도 둔감함을 시뮬레이션 결과로부터 알 수 있다.

현재 다른 유도기 정수의 변동에 대한 영향을 최대한 줄이기 위해서 초기에 고정자 저항 R_s , 고정자 인덕턴스 L_s , 자화 인덕턴스 L_m 을 정확하게 설정하는 연구와 시뮬레이션 결과를 입증하기 위한 실험이 진행중이다.

6. 참고 문헌

[1] T.M.Rowan, R.J.Kerman and D.Leggate "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., 1989, pp.579-587.

[2] C.Wang, D.W.Novotny and T.A.Lipo "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field Oriented Drives", IEEE-IAS Transactions Vol.IA-21, May/June, 1985, pp.624-632.

[3] S.K.Sul "A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance", IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., 1987, pp.184-188.

[4] A.Khambadkone and J.Holtz "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No.5. Oct. 1991, pp.322-327.

[5] R.Krishnan and F.C.Doran "Study of Parameter Sensitivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., Oct. 1984, pp. 510-524.

[6] A.Keyhani and S.I.Moon "Maximum likelihood estimation of synchronous machine parameters and study of noise effect from flux decay data", IEE proceedings, vol. 139, no. 1, January 1992, pp.76-80.