

회전자 시정수 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기의 벡터제어

김 종 국* 이 득 기 정 종 진 김 흥 근
경북대학교 전기공학과

Vector Control of Induction Motors with Compensation Algorithm of Rotor Time Constant

Jong-Kuk Kim* Deuk-Kee Lee Jong-Jin Jung Heung-Geun Kim
Dept. of Electrical Eng. Kyungpook Natl. Univ.

Abstract - The rotor time constant variation has a large effect on the vector controlled system of induction motor. In this paper, the algorithm which compensate the misalignment of the rotor flux vector as an error caused by incorrect rotor time constant are presented. The simulations show that the proposed algorithm suitably compensates the rotor time constant.

1. 서 론

산업응용분야에서 이용되고 있는 유도전동기는 직류전동기에 비해 효율, 출력대 중량비, 낮은 초기 비용과 강인성등의 여러면에서 유리하지만 비선형 다변수 구조를 가지기 때문에 제어가 어려운 단점이 있다. 마이크로프로세서와 전력용 반도체의 빠른 발전과 고효율 속도 제어에 대한 요구가 증가하면서 벡터제어 기술이 널리 이용되어져 왔다.[1]

유도전동기의 고성능 벡터제어를 위해서는 유도전동기의 회전자 자속벡터의 정확한 정보가 필요하며 이는 고정자전류를 토크와 자속성분전류로 분리하여 독립적으로 제어하는데 이용된다. 간접 벡터 제어는 자속의 위치를 계산하는데 슬립주파수의 정확한 계산이 필요하고 이를 위해서는 전동기 파라미터, 특히 회전자 시정수에 크게 영향을 받는다. 유도전동기의 온도와 자계의 포화 정도에 따라 회전자 시정수가 넓게 변화함으로써 잘못된 회전자 자속벡터의 추정이 이루어지고, 바람직하지 못한 $d-q$ 축간의 상호간섭과 과도상태에서의 제어 성능저하를 초래하여 과도시에 토크맥동이 발생한다.

고성능 벡터제어를 위해서는 회전자 시정수의 실시간 보상이 필요하고 이러한 문제점을 해결하기 위해 많은 방법들이 연구되었다.[2~6] 이들 중 테스트 신호를 주입한 후 응답에 나타나는 신호를 측정하여 회전자 시정수 보상에 이용하는 방법[2]은 오차를 검출할 수 있는 충분히 큰 신호가 주입되어야 하고 따라서 동특성에 예기치 않은 간섭이 발생되어질 수 있고 수렴시간이 긴 단점이 있으며,

MRAC(Model Reference Adaptive Control)를 이용하는 방법[3]은 전압모델에 사용되는 고정자저항의 변동에 의한 오차가 발생하며 제어기의 구현이 어렵다. Kalman filter를 이용하는 방법[4]은 구현이 어렵고 계산시간이 많이 필요하며 부하변동이 심한 경우에는 적용하기가 힘든 단점이 있다.

본 논문에서는 간단하고 구현하기가 쉬운 회전자 시정수 보상 알고리즘을 제안하고자 한다. 회전자 좌표계에서의 회전자 자속벡터는 d 축성분만 존재하고 q 축성분이 존재하지 않는 것을 이용하여 유도전동기의 전압방정식으로부터 회전자 자속의 q 축성분을 계산하고 이를 영이 되도록 하는 회전자 시정수의 보상분을 계산하는 회전자 시정수 보상 알고리즘을 제안한다. 제안된 방법의 타당성을 보이기 위해 시뮬레이션을 통해 회전자 시정수의 실시간 보상이 가능함을 보인다.

2. 본 론

2.1 유도전동기 시스템 모델링

동기속도 회전좌표계에 대한 유도전동기의 시스템 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_s = R_s i_s + p\lambda_s + j\omega_e \lambda_s \quad (1)$$

$$0 = R_r i_r + p\lambda_r + j\omega_{sl} \lambda_r \quad (2)$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (4)$$

단, p 는 미분연산자, v_s 는 고정자전압, v_r 는 회전자전압, i_s 는 고정자전류, i_r 는 회전자전류, λ_s 는 고정자자속, λ_r 는 회전자자속, R_s 는 고정자저항, R_r 는 회전자저항, L_s 는 고정자 자기인덕턴스, L_r 는 회전자 자기인덕턴스, L_m 는 상호인덕턴스, ω_s 는 동기각속도, ω_{sl} 는 슬립각속도를 나타낸다.

식(3),(4)를 i_r 를 소거하여 λ_s, λ_r 에 대해 정리하면 식(5),(6)과 같다.

$$\lambda_s = \frac{L_m}{L_r} (\lambda_r + \sigma L_s i_s) \quad (5)$$

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_s - \sigma L_s i_s) \quad (6)$$

$$\text{단, } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

식(6)을 식(1)에 대입하여 고정자전압을 고정자전류와 고정자자속 및 회전자자속으로 표현할 수 있다.

$$v_s = R_s i_s + p \frac{L_m}{L_r} \lambda_s + p \sigma L_s i_s + j \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_r + j \omega_e \sigma L_s i_s \quad (7)$$

정상상태에서는 미분항이 영이 되고, $d-q$ 로 분리하게 되면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{sd} - R_s i_{sd} = -\omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rq} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \quad (8)$$

$$v_{sq} - R_s i_{sq} = +\omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} \quad (9)$$

식(8),(9)를 회전자 자속성분에 대하여 식을 정리하면

$$\lambda_{rd} = + \frac{L_r}{\omega_e L_m} (v_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{sd} \quad (10)$$

$$\lambda_{rq} = - \frac{L_r}{\omega_e L_m} (v_{sd} - R_s i_{sd}) - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{sq} \quad (11)$$

로 된다. 식(10),(11)에 의해 고정자전류, 고정자전압, 동기각속도의 값으로 회전자 자속성분이 계산되어질 수 있다.

2.2. 회전자 시정수 (τ_r) 보상

유도전동기의 벡터 제어시 제어기에서 사용되고 있는 회전자 시정수와 실제 전동기의 회전자 시정수의 값이 같은 경우 회전자 좌표계에서 회전자자속을 투영하게 되면 q 축성분은 존재하지 않고 d 축성분은 i_{sd} 에 의해 계산된 값과 같아야 함을 기초로 하여 회전자 시정수를 보상한다. 잘못된 회전자 시정수를 가지는 경우 제어기에서 추정된 회전자자속과 실제 회전자자속이 일치하지 않기 때문에 실제 회전자자속을 추정된 회전자자속으로 투영하게 되면 $\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$ 두 개의 성분으로 나누어지고 $\lambda_{rd} \neq |\lambda_r|, \lambda_{rq} \neq 0$ 가 된다. 따라서 회전자 시정수 이외의 전동기 파라미터의 변동을 무시한다면 $\lambda_{rd} = |\lambda_r|, \lambda_{rq} = 0$ 이 될 수 있도록 회전자 시정수를 보상해 준다면 회전자 시정수의 실시간 보상이 이루어질 수 있을 것이다. 그러므로, 회전자

시정수의 변동으로 인한 오차 신호로 제어기에서 계산된 λ_{rd} 와 실제 회전자자속의 크기 $|\lambda_r|$ 의 차이를 이용하는 방법과 λ_{rq} 를 직접 이용하는 방법의 두가지로 나뉘어질 수 있다. λ_{rd} 방법은 실험이나 계산에 의한 추정으로 얻은 $|\lambda_r|$ 을 기준치로 사용하므로 λ_{rq} 의 값을 직접 오차신호로 이용할 수 있는 λ_{rq} 방법 보다는 구현하기 어려울 것이다. 따라서 본 논문에서는 λ_{rq} 방법에 대해서만 다루기로 한다.

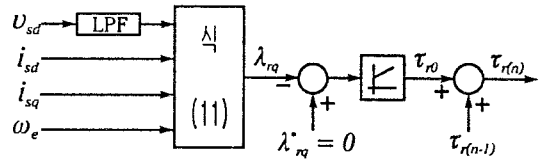


그림 1. 회전자 시정수 보상 블록도.

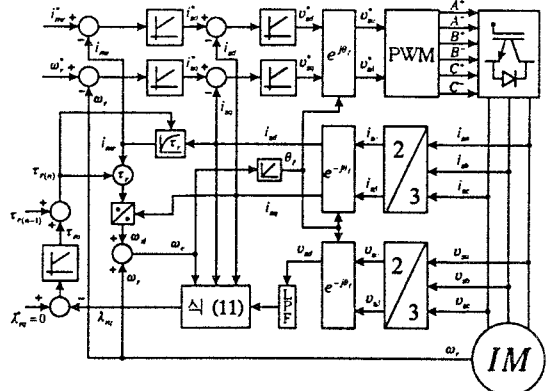


그림 2. 회전자 시정수 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 벡터제어 시스템 블록도.

그림 1은 회전자 시정수 보상 블록도를 나타낸다. 고정자전압을 저역통과필터를 거친 값과 고정자전류값, 그리고 동기각속도의 값으로 식(11)에 의하여 λ_{rq} 를 계산하고, 이를 오차신호로 사용하여 λ_{rq} 가 영이 되게 하는 회전자 시정수 보상분(τ_{r0})을 PI 제어기를 통하여 구한다. 그리고 이 값과 제어기에서 사용되었던 회전자 시정수($\tau_{r(n-1)}$)를 더하여 제어기에서 사용될 새로운 회전자 시정수($\tau_{r(n)}$)를 구한다. 그림 2는 회전자 시정수 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 벡터제어 시스템의 블록도이다.

2.3 시뮬레이션 및 검토

본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 보이기 위해 ACSL을 사용하여 그림 2에 보인 벡터제어 시스템을 구성하고 시뮬레이션하였다. 전동기 온도

상승에 의해 회전자 시정수가 변화할 때의 추정 성능을 검토해야 되지만 시뮬레이션의 편이성을 위해 제어기에 사용되는 회전자 시정수(τ_r^*)의 초기치를 실제 회전자 시정수(τ_r)와 다르게 하여 시뮬레이션 하였고 시뮬레이션에 사용된 전동기 파라미터는 표 1과 같다.

그림 3은 전동기 속도 900 [rpm]에서 $\tau_r^* = 2\tau_r$, $0.5\tau_r$, 즉 제어기에 사용되는 회전자 시정수가 두 배 또는 절반일 때 τ_r 을 추정한 결과이다. 회전자 시정수 보상 알고리즘은 1초부터 수행하여 약 2초 후에 회전자 시정수 실제치로 추정치가 수렴함을 알 수 있다. 실제 시스템에서 회전자 시정수의 변화는 매우 느리므로 이 추정시간과 무관하게 양호한 추정성능을 보일 것이라 생각된다.

그림 4는 $\tau_r^* = 2\tau_r$ 인 경우 전동기 속도를 900 [rpm]과 1400 [rpm]으로 1초 간격으로 변화시킬 때 속도와 토크를 나타내며 회전자 시정수의 실제치와 제어기에서 사용된 값이 다르면 기준속도를 추종하는데 걸린 시간이 길어지며 토크에 고주파 맥동이 발생하여 속도와 토크 특성이 나빠짐을 알 수 있다. 그림 6은 $\tau_r^* = 0.5\tau_r$ 인 경우이며 그림 4와 마찬가지로 속도 추종시간이 길고 토크 맥동이 존재한다.

그림 5와 7은 그림 4와 6의 조건에서 회전자 시정수 보상 알고리즘을 1초부터 수행한 경우이다. 그림에서 회전자 시정수의 실제치로 추정치가 수렴함을 알 수 있다. 회전자 시정수가 실제치로 수렴함에 따라 속도와 토크 특성이 개선되어 속도 추종 시간이 짧아졌으며 토크에 고주파 맥동이 발생하지 않는 것을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서 회전자 시정수 보상 알고리즘을 갖는 새로운 유도전동기 벡터제어 시스템을 제안하였다. 이 알고리즘은 잘못된 회전자 시정수를 제어기에서 사용하는 경우 회전자 자속의 d 축 성분은 회전자자속의 크기와 다르고 q 축 성분은 영이 아닌 것을 이용하였으며 간단한 소프트웨어의 추가만으로도 회전자 시정수의 변화에 강인한 유도전동기 벡터제어 시스템을 구현할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

앞으로의 연구 과제는 이상에서 언급한 회전자 시정수 보상 알고리즘의 실제 시스템을 구현하여 실험을 통한 타당성 검토가 필요할 것으로 생각된다.

정격출력	2.2 [kW]	R_r	2.526 [Ω]
정격전압	380 [V]	L_s	251.91 [mH]
정격전류	5.1 [A]	L_r	255.84 [mH]
극 수	4	L_m	244.08 [mH]
R_s	2.061 [Ω]	J	0.07 [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]

표 1. 시뮬레이션에 사용된 전동기 파라미터.

[참 고 문 헌]

- [1] S. A. Shirsavar, et al., "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors with Parameter Estimation", IEEE IAS. Ann. Mtg., pp.262-269, 1996.
- [2] J. C. Branco, R. M. Stephan, "A Simple Adaptive Scheme for Indirect Field Orientation of an Induction Motor", Conf. Rec. EPE'91, pp.208-213, 1991.
- [3] H. Sugimoto, S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23;No.2, pp.296-303, 1987.
- [4] L. Loron, G. Laliberté, "Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors", Conf. Rec. EPE'93, pp.85-90, 1993.
- [5] N. Vukosavic, M. R. Stojic, "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.IE-40;No.1, pp.130-138, 1993.
- [6] D. M. Lee, D. S. Hyun, "Vector Control of Induction Motors with Identification of Rotor Time Constant", Summer Conference of KIEE-A, pp.353-356, 1995.

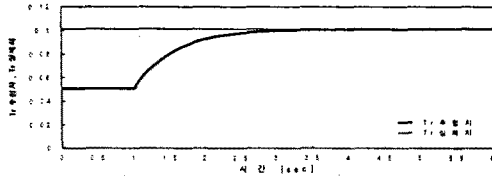
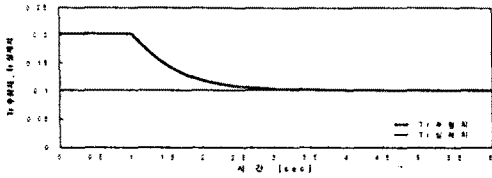


그림 3. 회전자 시정수 추정성능
(전동기 속도 : 900(rpm)).

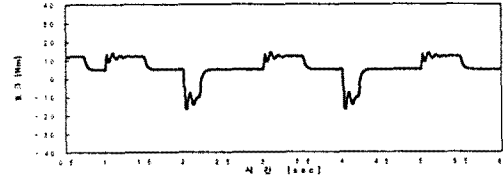
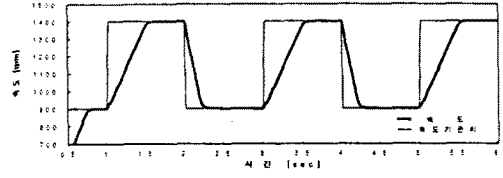


그림 6. $\tau_r^* = 0.5\tau_r$.
(τ_r 추정을 하지 않은 경우).

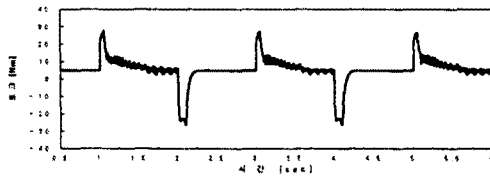
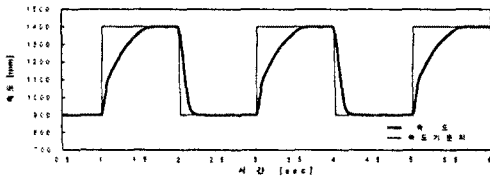


그림 4. $\tau_r^* = 2\tau_r$.
(τ_r 추정을 하지 않은 경우).

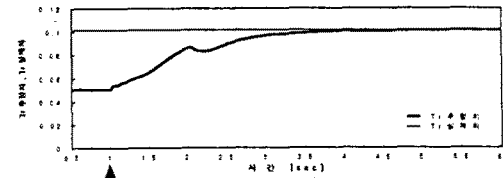
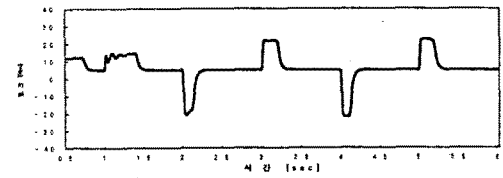
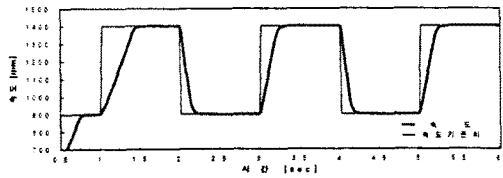


그림 7. $\tau_r^* = 0.5\tau_r$ (τ_r 추정을 한 경우).

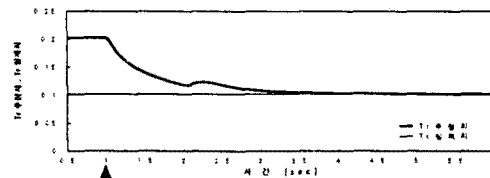
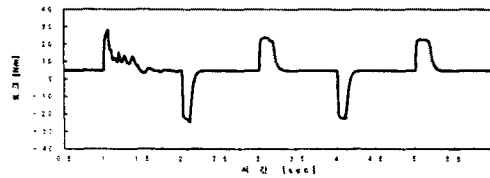
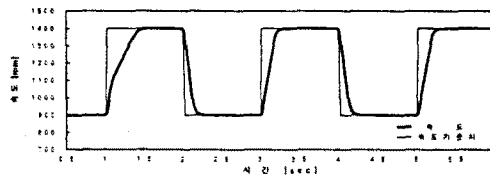


그림 5. $\tau_r^* = 2\tau_r$ (τ_r 추정을 한 경우).