

벡터제어 유도전동기의 회전자 시정수 실시간 보상 알고리즘

정진욱, 김진규*, 이득기, 김흥근
 경북대 전기공학과, *대구공업대 전기과

Real time Compensation Algorithm of Rotor time Constant
 for Vector Controlled Induction Machine

Jin-Uk Jeong, Jin-Kyu Kim*, Deuk-Kee Lee, Heung-Geun Kim
 Kyungpook Nat. Univ, *Taegu Tech. College

Abstract - To obtain a high performance in a vector controlled induction machine, it is essential to know the instantaneous position of the rotor flux which depends on the rotor time constant. But the rotor time constant mainly varies due to the temperature rise in the motor winding, so real time compensating algorithm is necessary. This paper proposes that it uses short duration pulses added to the constant flux command current and then resultant torque command current produced by speed controller is utilized for the rotor resistance estimation. This method has advantages with a low computational requirement and does not require voltage sensors. The proposed method is proved by simulations.

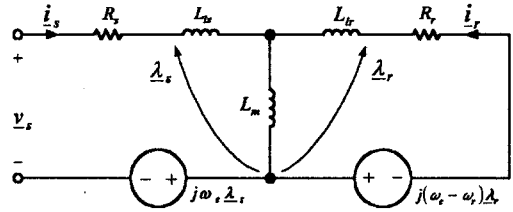


그림 1. 동기속도 회전자표계에 대한 유도전동기의 등가회로

$$v_s = R_s i_s + p \lambda_s + j \omega_e \lambda_s \tag{1}$$

$$0 = R_r i_r + p \lambda_r + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_r \tag{2}$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{3}$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \tag{4}$$

단, p : 미분연산자, ω_e : 동기각속도, ω_r : 회전자 속도

동기속도 회전자표계의 d 축을 회전자 자속과 일치시키면 $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$, $\lambda_{qr} = 0$ 이 되고, 이때의 자속, 슬립 각속도, 발생토크는 다음으로 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dr} = \frac{1}{\tau_r} \int (L_m i_{ds} - \lambda_{dr}) dt = L_m i_{mr} \tag{5}$$

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{mr}} \tag{6}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \tag{7}$$

단, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$: 회전자 시정수, P : 극수

2.2 회전자 저항 변동에 따른 영향

간접 벡터제어에서 회전자 자속각은 식(6)에 의해 계산된 슬립 각속도(ω_{sl})와 회전자 속도(ω_r)를 더한 값을 적분하여 계산한다.

유도전동기의 벡터제어는 회전자 자속 정보의 정확한 동정이 필수적인데, 슬립 각속도 계산에는 온도에 따라 변화하는 성분인 회전자 저항을 포함하고 있으므로 회전자 저항값을 정확히 알아야지만 고성능의 벡터제어를 이룰 수 있다.

그림 2는 회전자 저항에 따른 고정자 전류 성분의 변화를 나타낸 그림으로, 그림 2(a)는 제어기에서 사용되는 회전자 저항값이 실제 회전자 저항값보다 큰 경우로서 슬립 각속도가 크게 추정됨으로써 자속각의 추정값이 실제값보다 크게 되고, 그림 2(b)는 그 반대의 경우로서 자속각이 실제값보다 작게 된다.

1. 서 론

유도전동기의 고성능 벡터제어를 위해서는 유도전동기의 회전자 자속벡터의 정확한 정보가 필요하며 이는 고정자 전류를 토크와 자속성분전류로 분리하여 독립적으로 제어하는데 이용된다. 간접 벡터제어에서 자속의 위치 계산하기 위해서는 슬립주파수의 정확한 계산이 필요하고, 이를 위해서는 전동기 상수, 특히 회전자 시정수의 정확한 동정이 필요하다. 그러나 유도전동기의 온도와 자계의 포화 정도에 따라 회전자 시정수가 넓게 변화하므로 회전자 자속벡터를 잘못 계산할 수 있다. 이는 $d-q$ 축간의 상호간섭과 과도상태에서의 제어 성능저하를 초래하여 과도시에 토크맥동이 발생한다.

따라서 고성능 벡터제어를 위해서는 회전자 시정수의 실시간 보상이 필요하고 이러한 문제점을 해결하기 위해 많은 방법들이 연구되었다[1~3].

그러나 이 방법들은 고정자 저항의 변동에 의한 오차가 발생하거나 제어기의 구현이 어렵고 계산시간이 많이 필요한 단점이 있다.

본 논문에서는 별도의 하드웨어를 추가하지 않고 프로그램의 조작만으로 슬립상수를 실시간 보상하는 유도전동기 벡터제어 시스템을 제안하고자 한다. 이를 구현하기 위해 사용된 회전자 시정수 보상 알고리즘은 벡터제어의 자화전류지령에 짧은 폭의 펄스를 인가하고 과도시에 발생하는 토크성분 전류지령의 변화를 이용, 회전자 저항을 실제값으로 보상하는 회전자 시정수 변동에 강인한 유도전동기의 벡터제어 시스템을 제안하였으며, 그 타당성을 시뮬레이션을 통해 보였다.

2. 유도전동기의 벡터제어

2.1 유도전동기의 모델링

동기속도 회전자표계에서의 유도전동기 등가회로는 그림 1과 같으며, 전압 방정식은 식(1)~식(4)에 나타내었다.

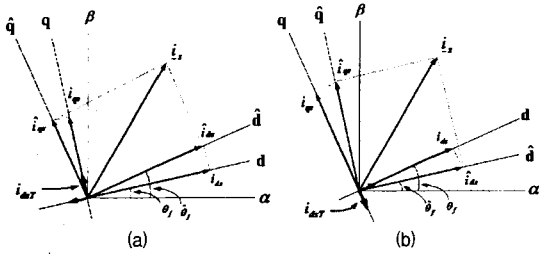


그림 2. 회전자 저항에 따른 고정자 전류성분의 변화
(a) $\hat{R}_r > R_r$ (b) $\hat{R}_r < R_r$

이와 같이 전동기의 회전자 저항과 제어기에서 사용되는 값이 다르게 되면 슬립 각도가 잘못 추정되고 따라서 회전자 자속각의 추정값이 실제값과 다르게 된다. 또한 고정자 전류의 자속성분과 토크성분으로의 정확한 분리가 어렵게 되고 토크성분전류에 의한 발생토크의 선형 제어가 이루어지지 않게 된다.

3. 회전자 저항 보상 알고리즘

3.1 회전자 저항 보상

유도전동기의 간접 벡터제어 제어기에서 사용되고 있는 회전자 저항과 전동기의 실제값이 같게 되면 정확한 회전자 자속각의 추정이 이루어지지만, 제어기가 잘못된 회전자 저항값을 갖게 되면 제어기에서 추정된 회전자 자속과 실제 회전자 자속이 일치하지 않게 되는데, 그림 2(a) 경우 처럼, 추정값이 실제값보다 크면 자속 성분전류(\hat{i}_{ds}^*)는 발생토크를 증가시키는 성분(i_{dsT})을 가지므로 토크가 증가하게 되고, 그림 2(b)는 그 반대로 자속성분전류(\hat{i}_{ds}^*)는 발생 토크를 감소시키는 성분(i_{dsT})을 가진다. 이 원리를 이용하여 회전자 저항이 일치하지 않는 경우 자화전류에 짧은 시간동안 변화를 주면 회전자 자속은 거의 변하지 않지만 전동기 발생 토크에는 변화가 생기게 된다. 따라서 본 논문에서는 이때의 토크성분 전류지령의 변화를 감시하여 회전자 저항을 보상하는 알고리즘을 제시한다.

그림 3과 같이 자화전류지령(i_{ds}^*)에 짧은 폭의 사각펄스를 첨가했을 때 추정값이 실제값보다 작은 경우, 펄스의 시작부에서 토크성분 전류지령이 감소한후 펄스 끝부분에서 증가한다. 반면에 추정값이 실제값보다 큰 경우, 펄스의 시작부에서 토크성분 전류지령이 증가하다 펄스 끝부분에서 감소한다. 이와 같은 결과는 토크성분 전류지령(i_{qs}^*)을 만드는 속도제어기가 발생 토크의 변화를 보상하기 위한 토크명령을 만들기 때문이다. 따라서, 이 토크성분 전류지령의 변화는 자속 펄스에 의한 발생 토크의 변화를 인식하는데 이용되고, 토크 변화의 극성은 추정된 저항값의 실제값에 대한 대소를 판단하는데 사용될수 있다. 다음은 토크 변화의 극성을 이용한 회전자 저항 추정값을 조정하는 알고리즘이다.

- 1) 토크성분 전류지령(i_{qs}^*)을 세부분에서 샘플한다.
 - a) 자속 펄스의 시작부(:0ms).
 - b) 자속 펄스의 끝부분(:5ms).
 - c) 자속 펄스 끝나고, 한 번의 지속시간후(:10ms)
- 2) 샘플 b)가 샘플 a)와 c)보다 큰 경우,

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) - \Delta \hat{R}_r$$

단, $\hat{R}_r(k+1)$: 다음추정값, $\hat{R}_r(k)$: 현재 추정값,
 $\Delta \hat{R}_r$: 증분값

- 3) 샘플 b)가 샘플 a)와 c)보다 작은 경우,

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) + \Delta \hat{R}_r$$

4) 이 과정을 100ms 주기마다 1)번부터 반복해서 사용한다.

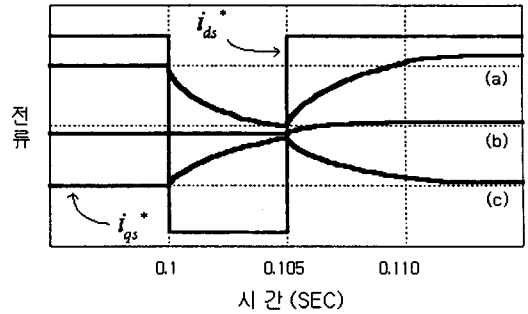


그림 3. 자속전류지령동안의 속도제어기 토크전류지령
(a) $\hat{R}_r < R_r$ (b) $\hat{R}_r = R_r$ (c) $\hat{R}_r > R_r$

3.2 회전자 저항 보상 알고리즘의 개선

3.1절에서 제시한 회전자 저항 알고리즘을 사용하면 보상시에 느린 수렴시간이 문제이고, 일정한 증분값($\Delta \hat{R}_r$)을 사용하므로 정상상태에서 수렴하지 못하는 문제점을 가지는데, 이를 개선시켜 주기위해 회전자 저항의 보상값을 세부분의 샘플값들간의 차이에 따른 가변값으로 만들어 준다.

$$\Delta \hat{R}_r = \frac{\Delta i_{qs}^*}{\Delta i_{qs_{max}}^*} \Delta R_{max} \quad (8)$$

$$\Delta i_{qs}^* = \frac{1}{2} [(i_{qs(a)}^* - i_{qs(b)}^*) + (i_{qs(c)}^* - i_{qs(b)}^*)] \quad (9)$$

$$\hat{R}_r(k+1) = \hat{R}_r(k) + \Delta \hat{R}_r \quad (10)$$

단, ΔR_{max} : 최대 스텝값, $\Delta i_{qs_{max}}^*$: 토크성분 전류지령 최대값, $i_{qs(a)}^*$, $i_{qs(b)}^*$, $i_{qs(c)}^*$: 각 부분의 샘플값

수정된 알고리즘을 적용하면 참값과 추정값의 오차에 따라 더욱 수렴시간이 빨라지게 된다. 그림 4는 본 논문에서 제안한 회전자 저항 실시간 보상을 갖는 유도전동기 벡터제어 시스템의 블록도이다.

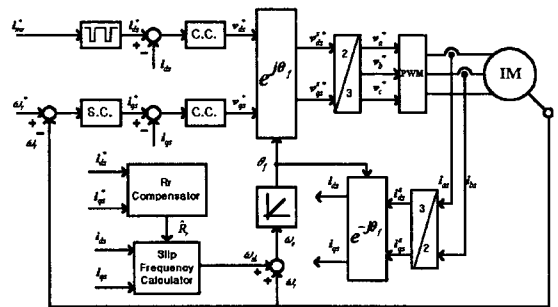


그림 4. 유도전동기 벡터제어 시스템 블록도

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 논문에서 제안한 시스템의 타당성을 보이기 위해 ACSL을 사용하여 그림 4에 보인 벡터제어 시스템을 구성하고 시뮬레이션하였다. 전동기 온도 상승에 의해 회전자 저항이 변화할 때의 추정성능을 검토해야 되지만 시뮬레이션의 편의성을 위해 제어기에 사용되는 회전자 저항(\hat{R}_r)의 초기치를 실제 회전자 저항(R_r)의 0.5배인 경우와 1.5배인 경우를 가정하여 시뮬레이션을 수행하고 결과를 비교 검토하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기 정수 및 정격은 표 1과 같다.

표 1. 유도전동기 정수 및 정격

| | | | |
|-------|--------------------|-------|--------------------------|
| 정격출력 | 2.2 [kW] | R_r | 0.816 [Ω] |
| 정격전압 | 220 [V] | L_s | 71.312 [mH] |
| 정격전류 | 8.8 [A] | L_r | 71.312 [mH] |
| 극 수 | 4 | L_m | 69.312 [mH] |
| R_s | 0.435 [Ω] | J | 0.1 [kg·m ²] |

그림 5와 6은 $\hat{R}_r = 0.5R_r$, $\hat{R}_r = 1.5R_r$ 인 경우 전동기 속도를 600과 800(rpm)으로 1.5초 간격으로 변화시킬 때 속도, 토크와 저항의 추정과정을 보여주는데, 실제값과 제어기에서 사용된 값이 다르면, 기준속도를 추종하는데 걸리는 시간이 길어지며, 토크에 맥동이 발생하여 속도와 토크의 특성이 나빠지지만 회전자 저항 보상 알고리즘에 의해 회전자 저항의 보상이 완료되면 양호한 전동기 특성이 나타남을 볼 수 있다.

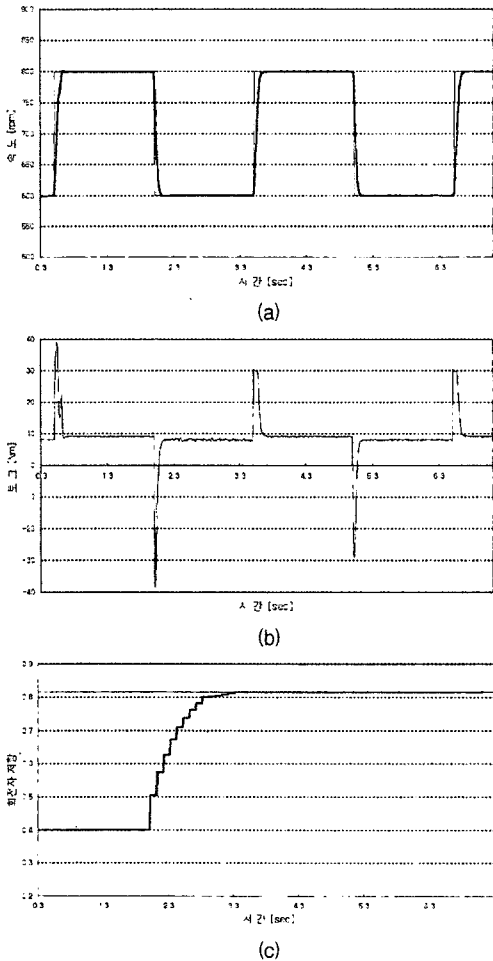


그림 5. 전동기 속도의 스텝변화시 회전자 저항 추정 특성 ($\hat{R}_r = 0.5R_r$)
(a) 속도 (b) 토크 (c) 회전자 저항 추정

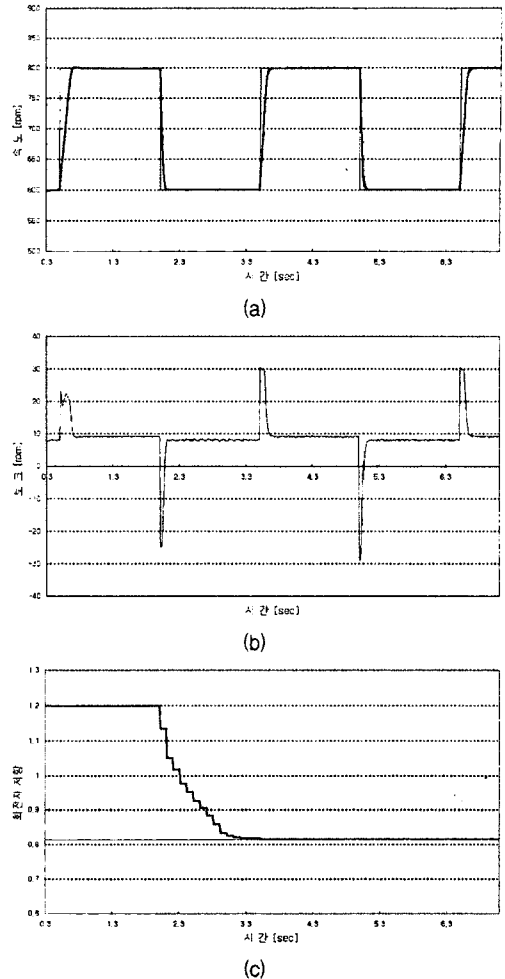


그림 6. 전동기 속도의 스텝변화시 회전자 저항 추정 특성 ($\hat{R}_r = 1.5R_r$)
(a) 속도 (b) 토크 (c) 회전자 저항 추정

5. 결 론

본 논문에서는 유도전동기 간접 벡터제어에서 회전자 저항의 변화에 따른 영향을 고찰하고, 회전자 저항의 변화를 실시간으로 보상하는 알고리즘을 제안하였다. 알고리즘은 잘못된 값의 회전자 저항을 제어기에 사용할 경우 회전자 자속벡터가 동기 좌표계의 기준축에 일치하지 않게 되고 이를 보상하기 위한 속도제어기의 토크 성분 전류지령을 이용, 회전자 저항값을 추정하고 보상을 더해 줌으로서 회전자 저항의 변화에 의한 간접 벡터제어 시스템의 동특성 저하를 개선할 수 있었다.

[참고 문헌]

- [1] 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.
- [2] L. Loron, G. Laliberté, "Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors," Conf. Rec. EPE'93, pp.85-90, 1993.
- [3] 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.