

유도전동기 벡터제어 시스템에서 DQ변환을 이용한 시간지연 보상

Compensation of Time Delay in Induction Motor Vector Control System Using DQ Transformation

최 병 태, 박 철 우*, 권 우 현
(Byeong-Tae Choi, Chul-Woo Park, and Woo-Hyen Kwon)

Abstract : A time-delay compensation method for vector control system is proposed that can compensate for voltage and current distortions resulting from a time delay in the overall system due to the low pass filter, hysteresis control inverter, microprocessor program computation time, and so on. The proposed scheme estimates the time delay using the difference between the Q-axis stator current command and the time-delayed actual Q-axis stator current in a synchronous reference frame, then compensates the time delay in the voltage and current using the angular displacement of a DQ transformation. Accordingly, the proposed scheme can accurately compensate for the time delay related to the overall system, thereby significantly improving the performance of the vector control system, as verified by simulation and experiment.

Keywords : induction motor, vector control, time delay, LPF

I. 서론

벡터제어는 유도전동기를 타여자식 직류전동기처럼 자속과 토크를 분리하여 제어하는 방법으로, 벡터제어에 대한 꾸준한 연구결과와 고성능 DSP칩 및 전력용 반도체 소자의 등장으로 벡터제어 방법이 실용화되어 각종 로봇 및 NC 선반 등의 정밀한 제어 성능이 요구되는 시스템에서도 유도전동기의 사용이 증가되어 가고 있다. 그리고, 벡터제어 시스템의 성능 향상을 위하여 전동기 동작 중 변화하는 회로변수의 온라인 보상, 속도센서를 제거하기 위한 회전자 속도 추정에 대한 연구가 활발하게 진행되어 오고 있다[1-6].

회로변수 보상과 속도 추정을 하기 위해 제안된 많은 방법들에 있어서 전압과 전류의 정확한 측정은 필수적이다. 그러나, 유도전동기의 단자 전압, 전류는 PWM된 파형이므로 기본과 성분의 측정을 위해서는 저역통과필터(Low Pass Filter: LPF)를 이용해야만 한다. LPF를 사용하여 전압과 전류를 필터링 할 경우 기본과 성분의 위상과 크기에 왜곡이 발생하게 된다. 또한 전압과 전류의 측정시 발생하게 되는 신호의 왜곡은 LPF에서만 나타나는 것이 아니라 CRPWM 인버터, 마이크로프로세서의 프로그램 연산시간 등으로 인하여 시스템 전체에서 시간지연이 발생한다[1,2]. LPF를 포함한 벡터제어 시스템 전체에서 발생하게 되는 신호의 왜곡을 보상하지 않은 전압과 전류를 자속과 토크의 계산에 이용한다면 실제 전동기의 자속과 토크를 계산할 수 없게 되고, 오차를 가지고 있는 자속과 토크를 회로변수의 추정과 회전자 속도 추정에 이용한다면 벡터제어 시스템의 성능이 현저히 떨어지게 된다[3]. 벡터제어 시스템에서 발생하는 측

정 신호의 왜곡성분 중 LPF에 의한 영향은 주파수에 따른 LPF의 특성을 미리 확인하여 동작하는 속도에 따라 LPF의 영향을 보상하는 방법을 사용할 수도 있으나, 벡터제어 시스템이 넓은 속도 제어 범위를 가질 경우에는 모든 동작 범위에서 LPF에 의한 크기변화와 위상변화를 정확히 알 수 없기 때문에 그 영향을 보상하기에는 어려움이 있다. 그리고, 전압과 전류의 측정시 발생하는 시간지연은 LPF에서만 발생하는 것이 아니라 CRPWM등 시스템 전체에서도 발생하므로 별도의 시간지연 보상방법이 필요하다.

본 논문에서는 측정된 전압, 전류를 동기좌표계로 변환하는 과정에 이용되는 DQ변환 행렬의 변위각을 제어하여 시스템 전체의 시간지연을 보상하는 방법을 제안한다. 동기좌표계의 Q축 고정자 전류명령치와 측정치의 차이를 이용하여 DQ변환 행렬의 변위각을 제어함으로써 LPF를 포함한 벡터시스템 전체에서 발생하는 측정 신호의 시간지연 성분을 보상할 수 있다. 따라서 제안한 방법은 시간지연이 없는 단자전압과 전류의 측정을 가능하게 하므로 전동기의 실제 자속과 토크를 정확하게 계산할 수 있고, 결과적으로 벡터제어 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 그리고, 제안한 알고리즘의 타당성을 모의실험과 실험을 통하여 확인한다.

II. 본론

1. 전압과 전류 측정시 발생한 시간지연의 영향

유도전동기의 벡터제어기에서는 전류명령치가 출력되며, CRPWM 인버터가 사용되어 유도전동기에 인가되는 전류가 전류명령치를 추종하도록 동작한다. 이때 CRPWM 인버터에 인가되는 3상 전류명령치는

$$\begin{aligned} i_a &= I_s \cos(\theta_{ef}) \\ i_b &= I_s \cos\left(\theta_{ef} - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_c &= I_s \cos\left(\theta_{ef} + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1)$$

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2003. 4. 13., 채택확정 : 2003. 8. 29.

최병태, 박철우, 권우현 : 경북대학교 전자공학과

(btchoi@plagong.knu.ac.kr/true@plagong.knu.ac.kr/whkwon@ee.knu.ac.kr)

로 나타낼 수 있다. 여기서, $\theta_{ef} = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{ef}(0)$ 이고, 인가되는 전원의 변위각이다. 그리고, 3상 신호를 동기좌표계로 DQ변환할 때 이용되는 변환행렬은

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \sin \theta_e & \sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) & \sin \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

로 주어지며, 여기서, $\theta_e = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_e(0)$ 이고, 동기좌표계의 변위각이다.

(2)의 DQ변환행렬을 이용하여 (1)로 주어진 3상 전류명령치를 동기좌표계로 변환하면 (3), (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{qs}^e &= \frac{2}{3} \left[\cos \theta_e i_a + \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) i_b + \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) i_c \right] \\ &= \frac{2}{3} I_s \left[\cos \theta_e \cos \theta_{ef} + \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \cos \left(\theta_{ef} - \frac{2}{3} \pi \right) \right. \\ &\quad \left. + \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \cos \left(\theta_{ef} + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (3) \\ &= I_s \cos [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_{ds}^e &= \frac{2}{3} \left[\sin \theta_e i_a + \sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) i_b + \sin \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) i_c \right] \\ &= \frac{2}{3} I_s \left[\sin \theta_e \cos \theta_{ef} + \sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \cos \left(\theta_{ef} - \frac{2}{3} \pi \right) \right. \\ &\quad \left. + \sin \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \cos \left(\theta_{ef} + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (4) \\ &= I_s \sin [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \end{aligned}$$

(3), (4)에서 Q축과 D축 전류는 동기좌표계에서 상호간섭이 없어진 상수로 나타나고, 이때 전류 값의 크기는 전원과 동기좌표계의 초기 위상각의 차이에 의해서 결정된다는 것을 알 수 있다.

한편, 벡터제어 시스템에서 제어를 위하여 실제로 측정할 전류는 시스템에 존재하는 LPF등의 시간지연요소로 인하여 크기와 위상에 변화가 발생하게 된다. 따라서, 측정 전류는

$$\begin{aligned} i_{a,d} &= I_d \cos (\theta_{ef} - \phi) \\ i_{b,d} &= I_d \cos \left(\theta_{ef} - \frac{2}{3} \pi - \phi \right) \\ i_{c,d} &= I_d \cos \left(\theta_{ef} + \frac{2}{3} \pi - \phi \right) \end{aligned} \quad (5)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, I_d 은 왜곡된 전류의 크기, ϕ 는 시스템 전체에서 발생한 시간지연을 나타낸다.

(5)를 시간 지연이 없는 3상 전류를 동기좌표계로 변환할 때 사용한 변위각 θ_e 를 이용하여 동기좌표계로 변환하면 (6), (7)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} i_{qs,d}^e &= \frac{2}{3} \left[\cos \theta_e i_{a,d} + \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) i_{b,d} + \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) i_{c,d} \right] \\ &= I_d \{ \cos \phi \cos [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \\ &\quad - \sin \phi \sin [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_{ds,d}^e &= \frac{2}{3} \left[\sin \theta_e i_{a,d} + \sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) i_{b,d} + \sin \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) i_{c,d} \right] \\ &= I_d \{ \cos \phi \sin [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \\ &\quad + \sin \phi \cos [\theta_e(0) - \theta_{ef}(0)] \} \end{aligned} \quad (7)$$

(3), (4)로 주어진 시간지연이 없는 전류명령치와 (6), (7)로 표현된 시스템의 시간지연이 포함된 전류를 동기좌표계에서 비교하기 위해 대입하여 정리하면

$$i_{qs,d}^e = \frac{I_d}{I_s} \left[\cos \phi i_{qs}^e - \sin \phi i_{ds}^e \right] \quad (8)$$

$$i_{ds,d}^e = \frac{I_d}{I_s} \left[\cos \phi i_{ds}^e + \sin \phi i_{qs}^e \right] \quad (9)$$

와 같다. (8), (9)를 보면 시간 지연을 나타내는 ϕ 가 커질수록 D축과 Q축의 결합 성분이 증가하여 신호의 왜곡이 커지는 것을 알 수 있다.

2. 전달함수를 이용한 LPF의 영향 보상

전압과 전류의 필터링을 위해 사용한 LPF의 전달함수를 정확히 안다면 LPF에 의한 시간지연 영향은 다음과 같이 보상할 수 있다.

LPF로 인하여 시간 지연된 3상전류를 정지좌표계로 변환하여 극좌표로 나타내면 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{s,d} &= \sqrt{(i_{qs,d}^s)^2 + (i_{ds,d}^s)^2} \exp(j\gamma) \\ \gamma &= \tan^{-1} \left(\frac{i_{qs,d}^s}{i_{ds,d}^s} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

그리고, LPF의 전달함수를 정확히 안다면 LPF에 의한 크기와 위상의 변화는 신호의 기본파 성분 주파수 ω_e 의 함수로서 계산할 수 있다. 즉 LPF의 주파수에 따른 크기변화를 $mag(\omega_e)$, 위상변화를 $phase(\omega_e)$ 로 하면, (10)으로 표현된 왜곡된 신호를 (11)을 이용하여 보상할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{1}{mag(\omega_e)} \sqrt{(i_{qs,d}^s)^2 + (i_{ds,d}^s)^2} \exp(j\alpha) \\ \alpha &= \tan^{-1} \left(\frac{i_{qs,d}^s}{i_{ds,d}^s} \right) + phase(\omega_e) \end{aligned} \quad (11)$$

그러나, 유도전동기의 속도제어 영역, 즉 전압과 전류의 기본파 성분의 주파수가 변화되는 모든 범위에서 아날로그 회로로 구현한 LPF의 전달함수를 모든 환경조건에서 정확히 안다는 것은 어려운 일이며, 또한 시스템 전체의 시간지연은 LPF의 영향뿐만이 아니므로 위 방식을 이용한 보상은 한계가 있다.

3. 시간 지연을 보상하기 위해 제안한 방법

본 논문에서는 단지 전압과 전류의 측정시 시스템 전체에서 발생하는 시간 지연을 보상하기 위한 방법으로 측정된 전압과 전류를 동기좌표계로 DQ변환하는 과정에 이용되는 변위각 θ 를 가변하는 방법을 제안한다.

시간 지연된 3상 전류를 동기좌표계로 축변환하는 과정에

서 변위각을 $(\theta_e - \bar{\phi})$ 으로 대치하면, 새로운 DQ변환 행렬은

$$K_e = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \bar{\phi}) & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) \\ \sin(\theta_e - \bar{\phi}) & \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) & \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

와 같다. 여기서 θ_e 는 벡터제어기에서 계산된 전류명령치를 3상 전류명령치로 변환할 때 사용되는 변위각이고, $\bar{\phi}$ 는 시간 지연에 따라 제어되는 값이다. 새로운 DQ변환 행렬인 (12)를 이용하여 (5)의 시간 지연된 전류를 동기좌표계로 변환하면 (13), (14)와 같다.

$$i_{qs,r}^e = \frac{2}{3} \left[\cos(\theta_e - \bar{\phi}) i_{a,d} + \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) i_{b,d} + \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) i_{c,d} \right] \quad (13)$$

$$= \frac{2}{3} \left[\cos \bar{\phi} \left(\frac{3}{2} i_{qs,d}^e \right) + \sin \bar{\phi} \left(\frac{3}{2} i_{ds,d}^e \right) \right]$$

$$i_{ds,r}^e = \frac{2}{3} \left[\sin(\theta_e - \bar{\phi}) i_{a,d} + \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) i_{b,d} + \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi - \bar{\phi}) i_{c,d} \right] \quad (14)$$

$$= \frac{2}{3} \left[\cos \bar{\phi} \left(\frac{3}{2} i_{ds,d}^e \right) - \sin \bar{\phi} \left(\frac{3}{2} i_{qs,d}^e \right) \right]$$

(13), (14)를 시간지연이 없는 신호와 비교하기 위하여 (8), (9)를 대입하여 정리하면

$$i_{qs,r}^e = \cos \bar{\phi} \left[\frac{I_d}{I_s} (\cos \phi i_{qs}^e - \sin \phi i_{ds}^e) \right] + \sin \bar{\phi} \left[\frac{I_d}{I_s} (\cos \phi i_{ds}^e + \sin \phi i_{qs}^e) \right] \quad (15)$$

$$= \frac{I_d}{I_s} [i_{qs}^e \cos(\bar{\phi} - \phi) + i_{ds}^e \sin(\bar{\phi} - \phi)]$$

$$i_{ds,r}^e = \cos \bar{\phi} \left[\frac{I_d}{I_s} (\cos \phi i_{ds}^e + \sin \phi i_{qs}^e) \right] - \sin \bar{\phi} \left[\frac{I_d}{I_s} (\cos \phi i_{qs}^e - \sin \phi i_{ds}^e) \right] \quad (16)$$

$$= \frac{I_d}{I_s} [i_{ds}^e \cos(\bar{\phi} - \phi) - i_{qs}^e \sin(\bar{\phi} - \phi)]$$

과 같다. (15), (16)에서 신호의 크기 변화 비에 해당하는 I_d/I_s 항은

$$\frac{I_d}{I_s} = \frac{\sqrt{(i_{qs,d}^e)^2 + (i_{ds,d}^e)^2}}{\sqrt{(i_{qs}^e)^2 + (i_{ds}^e)^2}} \quad (17)$$

과 같이 왜곡이 없는 전류의 크기와 측정된 전류 크기의 비로서 표현되므로, (17)의 역을 DQ변환 과정중 신호의 크기에 곱하면 신호의 크기를 보상할 수 있다. 따라서, (15), (16)에서 크기를 보상하면

$$i_{qs,m}^e = \frac{I_s}{I_d} i_{qs,r}^e = i_{qs}^e \cos(\bar{\phi} - \phi) + i_{ds}^e \sin(\bar{\phi} - \phi) \quad (18)$$

$$i_{ds,m}^e = \frac{I_s}{I_d} i_{ds,r}^e = i_{ds}^e \cos(\bar{\phi} - \phi) - i_{qs}^e \sin(\bar{\phi} - \phi) \quad (19)$$

와 같다. (18), (19)에서 알 수 있듯이 $\bar{\phi}$ 를 실제 전압, 전류의 측정시 발생하는 시간지연 ϕ 와 같도록 해준다면, $i_{qs,m}^e, i_{ds,m}^e$ 는 i_{qs}^e, i_{ds}^e 와 일치하게 되고 시스템 전체에서 발생하는 시간지연을 보상할 수 있게된다.

DQ변환 행렬의 변위각 제어에 이용되는 전체 시스템의 위상지연 추정치 $\bar{\phi}$ 를 계산하기 위한 오차신호를 $(i_{qs}^e - i_{qs,m}^e)$ 로 두고 정리하면 (20)으로 표현된다.

$$ES = i_{qs}^e - i_{qs,m}^e = i_{qs}^e - [i_{qs}^e \cos(\bar{\phi} - \phi) + i_{ds}^e \sin(\bar{\phi} - \phi)] \quad (20)$$

$$= i_{qs}^e [1 - \cos(\bar{\phi} - \phi)] - i_{ds}^e \sin(\bar{\phi} - \phi)$$

시스템 전체의 시간지연 ϕ 는 전동기에 인가되는 전원의 기본파 주파수에 비례하는 양이므로 주파수가 0일 때, 즉 초기에 전동기가 정지된 상태에서 DQ변환을 이용한 시간지연 보상 알고리즘을 시작하여 $\bar{\phi}$ 이 ϕ 를 추종하도록 한다면 $(\bar{\phi} - \phi)$ 는 작은 값으로 유지할 수 있고, 따라서, (21)처럼 근사화가 가능하다.

$$\cos(\bar{\phi} - \phi) \approx 1, \quad \sin(\bar{\phi} - \phi) \approx \bar{\phi} - \phi \quad (21)$$

(21)을 (20)에 대입해서 정리하면

$$\bar{\phi} - \phi = \frac{ES}{i_{ds}^e} \quad (22)$$

와 같이 표현된다. (22)의 우변에 있는 오차신호 ES는 (20)에 나타내었듯이 동기좌표계에서 고정자 전류명령치와 측정치의 차이로서 구할 수 있고, 이를 D축 고정자 전류명령치로 나누어준 후, PI 제어기를 거친 값을 DQ변환에 이용되는 변위각에서 빼준다면 $\bar{\phi}$ 이 실제 시스템의 시간지연을 추종하게 된다.

그림 1은 동기좌표계에서 Q축 전류명령치와 시간 지연된 전류와의 차이로 전압, 전류의 크기와 위상의 왜곡을 보상하는 블록도이다. 제안한 알고리즘은 필터링에 사용한 LPF에 관계없이 시간 지연 성분을 보상할 수 있으므로, 유도전동기의 단자 전압과 전류의 기본파 성분을 시간지연 없이 측정이 가능하게 하여 벡터제어 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

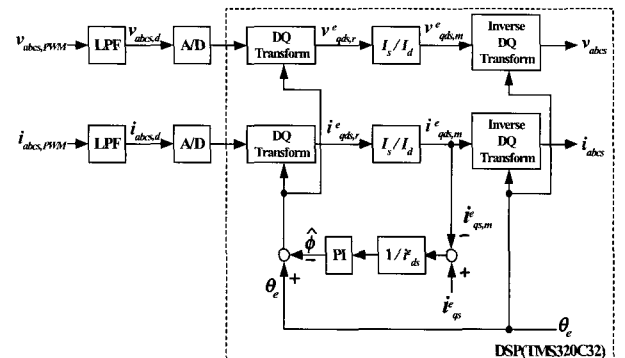


그림 1. 제안한 방법을 이용한 시간 지연 보상 블록도.
Fig. 1. Block diagram of time-delay compensation using proposed algorithm.

4. 모의실험

모의실험을 수행하기 위하여 MATLAB의 SIMULINK를 이용해 유도전동기 및 벡터제어를 모델링한 후 본 논문에서 제안하는 시간지연 보상 알고리즘을 구현하였다. 그림 2에는 모의실험에 이용된 유도전동기 벡터제어 시스템의 블록도를 나타내었다. 그리고, 본 논문의 모의실험과 실험에서 사용한 유도전동기의 정격과 회로변수를 표1에 나타내었다.

모의실험에서 사용한 LPF는 그림 3과 같이 차단 주파수 50[Hz]의 Butterworth 2차 LPF를 이용하였고, SIMULINK의 transport delay 블록을 이용하여 LPF가 아닌 시스템 다른 부분에서 발생하는 시간지연 성분을 구현하였다. 제안한 시간지연 보상 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 실제 시스템의 시간지연보다는 큰 1m[sec]의 시간지연이 transport delay 블록에서 발생하도록 설정하였다. 그리고, 속도명령을 1000[rpm]으로 일정하게 주어 속도가 일정한 정상상태에서 모의실험을 하였고, 이때 주어진 자속명령치는 0.32[Wb]이다.

그림 4에는 시간지연이 없는 A상 전류 기준치, 그림 3의 블록을 이용하여 시간 지연된 전류와 LPF의 전달함수를 이용하여 보상한 전류를 동시에 나타내었다. 이 때 속도는 1000[rpm]이므로 차단 주파수 50[Hz]의 Butterworth 2차 LPF에 의해서 4.96m[sec]의 시간지연이 발생하고 크기는 0.92배로 줄어든다. 추가의 1m[sec] 시간지연 블록의 영향을 고려하면, 시스템에서 발생한 총 시간지연은 5.96m[sec]가 된다. 그림 4에서 전달함수를 이용하여 보상한 전류는 LPF에 의한 영향은 보상하였지만, 시간지연 블록에서 발생한 1m[sec] 시간지연은 보상을 하지 못하므로 전류명령치와 많은 차이가 있는 것을 알 수 있다.

그림 5에는 기준치 전류, 시간 지연된 전류와 제안한 방법을 이용하여 시스템 전체의 시간지연을 보상한 전류를 동시에 나타내었다. LPF에 의한 크기감소와 시간지연, 1m[sec] 시간지연 블록에 의한 영향까지 보상된 것을 기준치 파형과 보상한 전류가 일치하는 것으로 알 수 있다.

그림 6에는 시간지연을 보상하지 않은 전류를 이용하여 동기좌표계에서 계산한 회전자 자속을 나타내었다. 1000[rpm] 정상상태에서 벡터제어가 정확히 되고 있으므로 D축 회전자 자속은 주어진 자속명령치인 0.32[Wb]가 되고, Q축 회전자 자속은 0[Wb]이 되어야 한다. 그러나, 그림 6(a)에서는 LPF와 시간지연의 영향으로 회전자 자속 계산에 많은 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 6(b)는 전달함수를 이용하여 LPF의 영향을 보상한 전류를 이용하여 계산한 회전자 자속이다. 전달함수를 이용한 방법으로 LPF에 의한 영향은 보상할 수가 있지만, 추가의 1m[sec] 시간지연 블록의 영향은 보상할 수가 없고 그 오차가 회전자 자속의 오차로 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 6(c)는 제안한 방법을 이용하여 LPF와 시간지연의 영향을 보상한 경우에 계산한 회전자 자속이다. D축 회전자 자속이 주어진 자속명령치인 0.32[Wb], Q축 회전자 자속이 0[Wb]으로 일정하게 나타나므로 LPF의 영향과 시간지연 블록의 영향이 정확히 보상된 것을 알 수 있다.

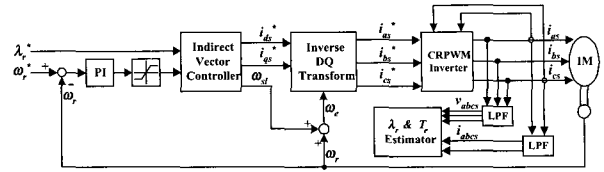


그림 2. 유도전동기 벡터제어 시스템의 블록도.

Fig. 2. Block diagram of induction motor vector control system.

표 1. 모의실험과 실험에 사용한 유도전동기의 회로변수.

Table 1. Parameters of induction motor used in simulation and experiment.

정격출력	1 [Hp]	고정자저항	2.5 [Ω]
정격전압	220 [V]	회전자저항	1.95 [Ω]
정격전류	3 [A]	고정자 누설인덕턴스	0.0075 [H]
정격주파수	60 [Hz]	회전자 누설인덕턴스	0.0075 [H]
극 수	4	상호인덕턴스	0.153 [H]

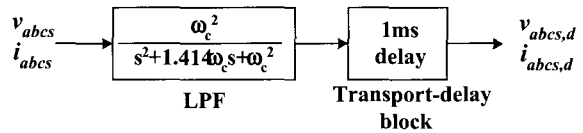


그림 3. 모의실험에 사용한 LPF와 시간 지연 블록.

Fig. 3. LPF and time-delay block used in simulation.

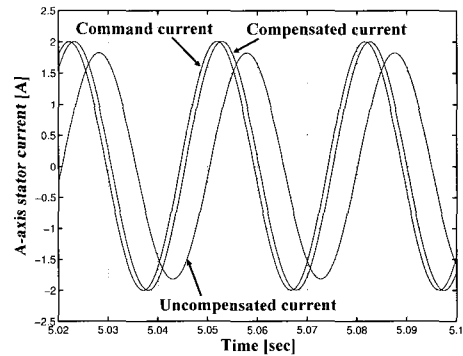


그림 4. 전달함수를 이용하여 보상한 전류.

Fig. 4. Current compensated using transfer function.

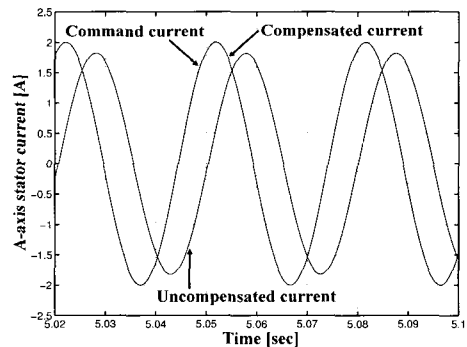


그림 5. 제안한 방법을 이용하여 보상한 전류.

Fig. 5. Current compensated using proposed method.

5. 실험

실험시스템의 블록도는 그림 7과 같다. 시스템의 구성은 TMS320C32 DSP를 이용한 CPU보드, 속도검출을 위한 1024

PPR의 엔코더와, 단자 전압과 전류의 검출을 위한 LPF와 12 비트 A/D 변환기, 유도전동기와 이를 구동하기 위한 CRPWM 인버터로 되어 있다. LPF는 UAF41 Universal Active Filter를 이용하여 Butterworth 2차, 차단주파수는 50[Hz]로 구현하였다.

그리고 속도명령이 1000[rpm], 1500[rpm]인 정상상태에서 전달함수를 이용한 방법과 제안한 방법의 시간지연 보상 정도를 비교하였다.

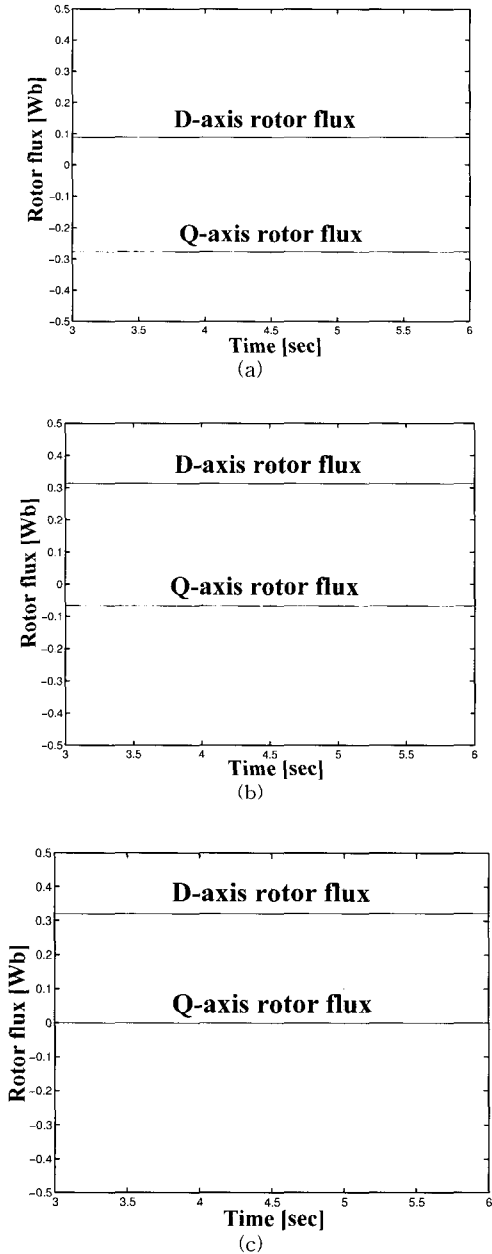


그림 6. 속도 명령이 1000[rpm] 일 때 동기좌표계에서 회전자 자속 (a) 시간 지연을 보상하지 않았을 경우의 회전자 자속 (b) 전달함수를 이용하여 시간 지연을 보상했을 경우의 회전자 자속 (c) 제안한 방법을 이용하여 보상했을 경우의 회전자 자속.

Fig. 6. Rotor flux in synchronous reference frame when speed command is 1000[rpm], (a) rotor flux with uncompensated time delay, (b) rotor flux when transfer function used to compensate time delay, (c) rotor flux when proposed algorithm used to compensate time delay.

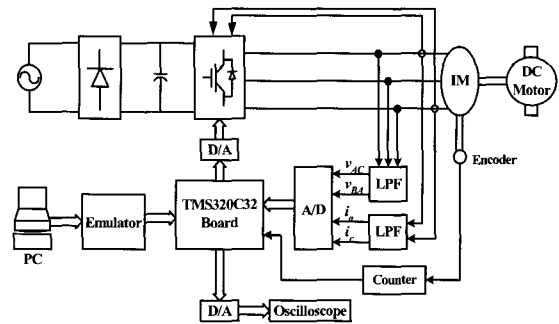
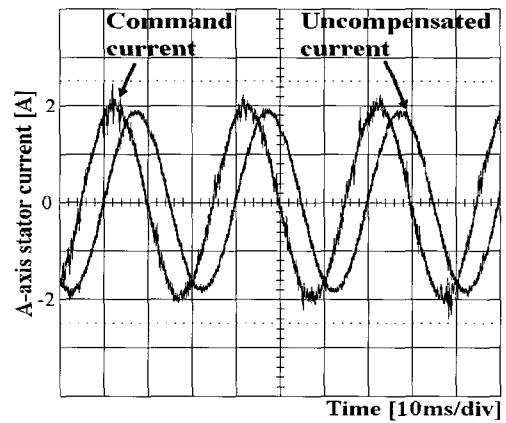
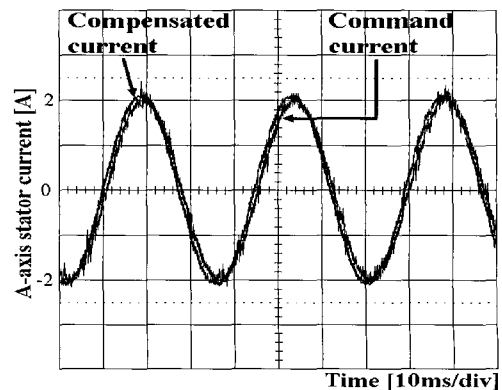


그림 7. 유도전동기 벡터제어 실험 시스템의 블록도.

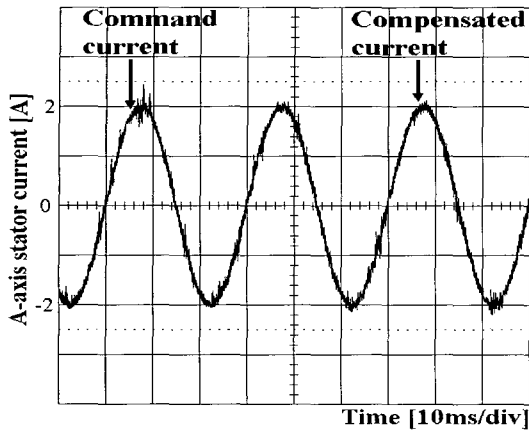
Fig. 7. Block diagram of induction motor vector control experiment system.



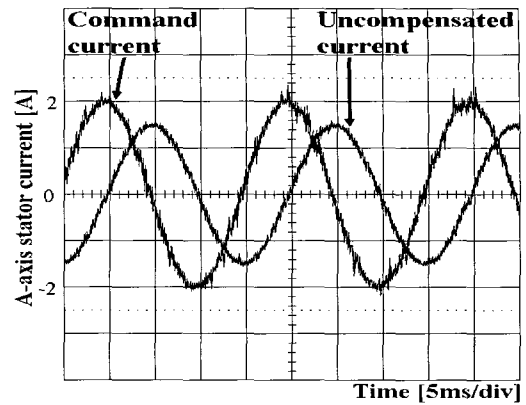
(a)



(b)



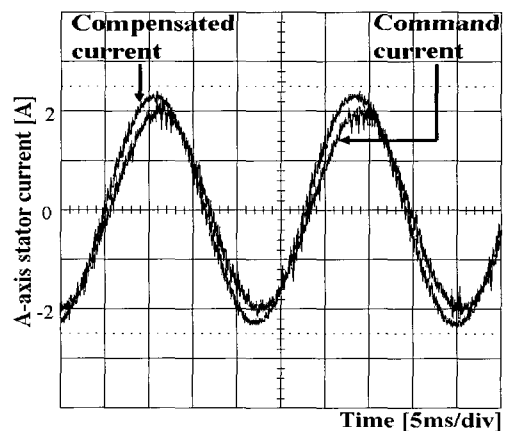
(c)



(a)

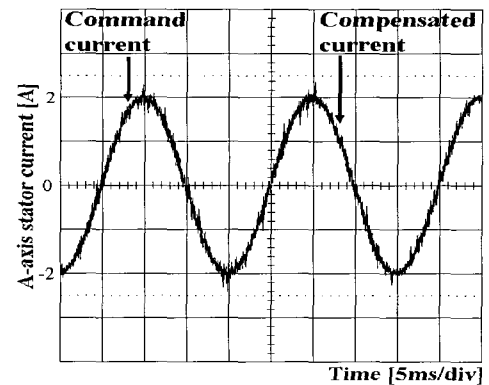
그림 8. 1000[rpm] 정상상태에서 전류의 시간지연 보상 (a) 전류명령치와 시간 지연된 전류 (b) 전류명령치와 전달함수를 이용하여 보상한 전류 (c) 전류명령치와 제안한 방법을 이용하여 보상한 전류.

Fig. 8. Time-delay compensation of current in steady state at 1000[rpm], (a) current command and time-delayed current, (b) current command and current compensated using transfer function, (c) current command and current compensated using proposed algorithm.



(b)

그림 8은 속도 명령이 1000[rpm]으로 주어졌을 때 정상상태에서 보상한 전류 파형이다. 그림 8(a)에는 LPF의 영향과 시간지연을 보상하지 않은 A상 전류와 A상 전류명령치를 나타내었다. 실험에 사용한 LPF는 계산상으로 1000[rpm]에서 4.96m[sec]의 시간지연과 0.92배의 크기감소가 나타난다. 그림 8(b)는 LPF의 전달함수를 이용하여 시간지연 성분을 보상한 파형과 A상 전류명령치를 동시에 나타내었다. 그림 8(a)에 비해서 크기와 시간 지연이 많이 보상되었지만, 보상에 이용한 전달함수와 실제 구현된 LPF 사이의 오차로 인하여 보상된 전류 파형이 기준치보다 조금 앞서서 것을 볼 수 있다. 그림 8(c)는 제안한 방법을 이용하여 보상한 파형이다. 전류명령치 파형과 보상한 전류 파형이 일치하는 것으로 LPF의 영향과 시간지연이 완전히 보상된 것을 알 수 있다.



(c)

그림 9에는 속도 명령이 1500[rpm]으로 주어졌을 때 정상상태에서 측정된 파형을 나타내었다. 그림 9(a)에는 LPF의 영향과 시간지연을 보상하지 않은 A상 전류와 A상 전류명령치를 나타내었다. UAF41을 이용하여 구현한 Butterworth 2차 LPF에서는 1500[rpm]에서 계산상으로 5m[sec]의 시간지연과 0.707배의 크기감소가 발생하게 되고, 그림 9(a)에서 약 5m[sec]의 시간지연이 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 9(b)는 LPF의 전달함수를 이용하여 측정 파형에서 LPF의 영향을 보상한 파형과 A상 전류명령치를 동시에 나타내었다. 그림 8(b)에서 LPF의 영향 보상에 이용한 것과 동일한 방법을 이용하였지만 보상한 파형의 오차는 그림 9(b)의 경우가 훨씬 큰 것을 볼 수 있다. 그러므로 전압, 전류를 필터링하기 위해 구현한 LPF와 LPF의 이론적인 전달함수 사이에는 오

그림 9. 1500[rpm] 정상상태에서 전류의 시간 지연 보상 (a) 전류명령치와 시간 지연된 전류 (b) 전류명령치와 전달함수를 이용하여 보상한 전류 (c) 전류명령치와 제안한 방법을 이용하여 보상한 전류.

Fig. 9. Time-delay compensation of current in steady state at 1500[rpm], (a) current command and time-delayed current, (b) current command and current compensated using transfer function, (c) current command and current compensated using proposed algorithm.

차가 존재하고, 이 오차는 전압, 전류의 기본파 성분의 주파수에 따라 변화하는 비선형적인 특성을 가진다는 것을 알

수 있다. 따라서, 실제 실험에서는 전달함수를 이용한 LPF의 영향 보상방법으로는 전압, 전류의 측정시 발생하는 시간 지연 성분을 완전히 보상을 할 수 없고, 또한 LPF가 아닌 시스템의 다른 부분, 즉, PWM 인버터, 마이크로프로세서의 프로그램 연산시간 등으로 발생하는 시간지연도 보상할 수가 없다. 그림 9(c)에는 제안한 방법을 이용하여 보상을 나타내었고, 기준치 전류 파형과 보상한 전류 파형이 일치하는 것을 볼 수 있다. 따라서, 제안한 방법은 전압, 전류의 필터링에 사용한 LPF의 종류, 차단주파수와 전동기의 속도에 따른 LPF의 비선형적인 특성에 무관하게 LPF의 시간지연 성분을 포함한 시스템 전체의 시간지연을 보상할 수 있다.

속도 명령이 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변화하는 과도 상태에서 회전자 자속과 토크를 계산하여 전달함수를 이용한 방법과 제안한 방법의 시간 지연 보상을 비교하였다. 그림 10에는 속도 명령이 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변화할 때 토크명령치와 회전자 속도를 나타내었다.

그림 11은 그림 10에서와 같이 회전자 속도가 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변하는 순간에 동기좌표계에서 회전자 자속을 계산하여 시간지연 성분이 보상되는 정도를 비교하였다. 벡터제어가 정확히 되고 있으므로 D축 회전자 자속은 주어진 자속명령치인 0.32[Wb]가 되고, Q축 회전자 자속은 0[Wb]이 되어야 하지만 LPF와 시간지연의 영향을 보상하지 않으면 전혀 다른 값이 계산되는 것을 그림 11(a)에서 볼 수 있다. 그림 11(b)는 전달함수를 이용하여 보상한 전류를 이용하여 계산한 회전자 자속으로 여전히 많은 오차가

존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 11(c)는 제안한 방법을 이용한 경우의 회전자 자속이다. D축 회전자 자속이 0.32[Wb]이고, Q축 회전자 자속이 0[Wb]이 되는 것으로 LPF의 영향과 시간지연이 정상상태뿐만 아니라 속도가 변화하는 과도 상태에서도 정확히 보상되는 것을 알 수 있다.

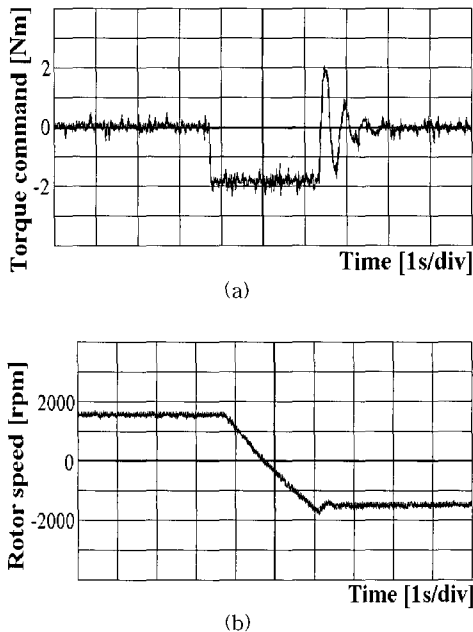


그림 10. 속도 명령이 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변화할 때 (a) 토크명령치 (b) 회전자 속도.
 Fig. 10. Torque command and rotor speed when speed command varied from 1500[rpm] to -1500[rpm], (a) torque command, (b) rotor speed.

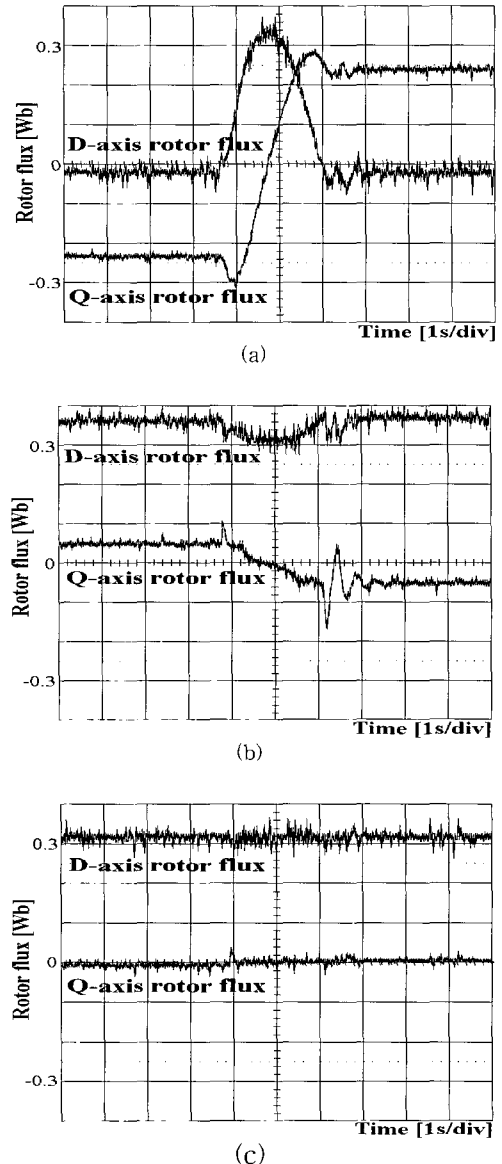


그림 11. 속도 명령이 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변화할 때 동기좌표계에서 계산한 회전자 자속 (a) 시간 지연을 보상하지 않은 경우의 회전자 자속 (b) 전달함수를 이용하여 보상한 경우의 회전자 자속 (c) 제안한 방법을 이용하여 보상한 경우의 회전자 자속.
 Fig. 11. Rotor flux in synchronous reference frame when speed command varied from 1500[rpm] to -1500[rpm], (a) rotor flux with uncompensated time delay, (b) rotor flux when transfer function used to compensate time delay, (c) rotor flux when proposed algorithm used to compensate time delay.

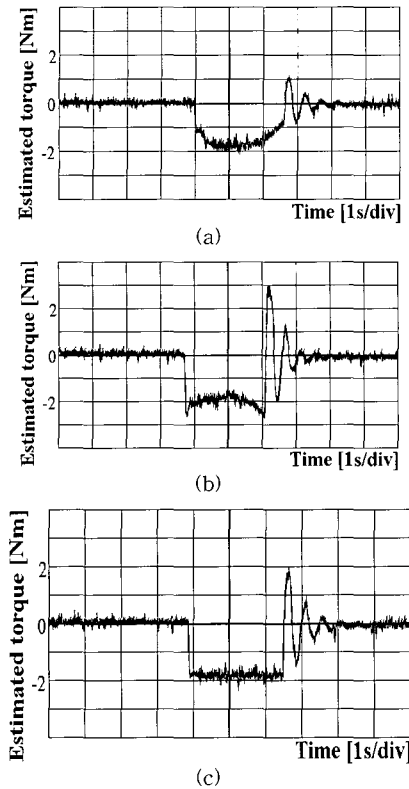


그림 12. 속도 명령이 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변화할 때 동기좌표계에서 계산한 토크 (a) 시간 지연을 보상하지 않은 경우의 토크 (b) 전달함수를 이용하여 보정한 경우의 토크 (c) 제안한 방법을 이용하여 보정한 경우의 토크.

Fig. 12. Calculated torque when speed command varied from 1500[rpm] to -1500[rpm], (a) torque with uncompensated time delay, (b) torque when transfer function used to compensate time delay, (c) torque when proposed algorithm used to compensate time delay.

그림 12는 회전자 속도가 1500[rpm]에서 -1500[rpm]으로 변하는 순간에 회전자 자속과 전류를 이용하여 계산한 토크를 나타내었다. 시간지연을 보상하지 않고 계산한 토크를 그림 12(a)에 나타내었고, 토크명령치인 그림 10(a)와 비교하면 시스템의 시간지연의 영향으로 실제 토크와 계산한 토크 사이에 많은 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 그림 12(b)는 전달함수를 이용하여 보정한 전류를 이용하여 계산한 토크로 그림 12(a)보다는 오차가 줄어들었지만, 여전히 오차가 존재하는 것을 볼 수 있다. 그림 12(c)는 제안한 방법을 이용하여 시간 지연을 보정한 경우에 계산한 토크이다. 그림 10(a)의 토크명령치와 일치하는 파형이 나타나는 것으로 시스템의 시간지연 성분이 정확히 보상이 되었다는 것을 알 수 있다.

III. 결론

본 논문에서는 전압, 전류의 측정시 LPF와 히스테리시스 제어 인버터, 마이크로프로세서의 프로그램 연산 시간 등으로 인하여 시스템 전체에서 발생하는 시간 지연을 DQ변환

의 변위각을 제어함으로써 보상할 수 있는 방법을 제시하였다. 동기좌표계의 Q축 고정자 전류명령치와 시간 지연된 Q축 고정자 전류의 차이로 구성된 오차신호로서 시간 지연을 추정하고, 이를 이용하여 DQ변환의 변위각을 제어함으로써 전압과 전류의 시간 지연을 보상할 수 있었다. 제안한 방법을 이용하여 크기와 위상의 변화가 정확히 보상됨을 전류명령치와 보상된 전류가 일치함으로써 보였다. 그리고, 전달함수를 이용한 경우와 제안한 방법을 이용한 경우에서 회전자 자속과 토크를 비교하여 나타냄으로써 제안한 방법의 우수함을 보였다. 따라서, 제안한 방법을 이용하면 전압, 전류의 기본과 측정을 위해 구현한 LPF의 전달함수와 속도 제어 범위에 관계없이 크기변화와 시간지연이 없는 전압, 전류의 측정이 가능하여 정확한 회전자 자속과 토크를 계산할 수 있으므로 유도전동기의 벡터제어 성능을 향상시킬 수 있다.

참고문헌

- [1] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, September/October, 1994.
- [2] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Trans. Power. Elec.*, vol. 11, no. 2, pp. 260-269, March, 1996.
- [3] M. H. Shin, D. S. Hyen, S. B. Cho, and S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE PESC.*, pp. 1581-1586, 1998.
- [4] S. Y. Lin, H. Wu., and Y. Y. Tzou, "Sensorless control of induction motors with on-line rotor time constant adaptation," *IEEE PESC.*, pp. 1593-1598, 1998.
- [5] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October, 1994.
- [6] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October, 1992.
- [7] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986.

최 병 태

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 9 권 제 8 호 참조

박 철 우

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 9 권 제 8 호 참조

권 우 현

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제 9 권 제 8 호 참조