

3상 부하 전류 제어를 위한 강인한 제어기 설계기법

(Robust Controller Design for the Regulation of Currents in a Three-phase Load)

지수정* · 조남훈**

(Sujung Jee · Nam-Hoon Jo)

Abstract

The regulation of currents in a three-phase load is an important issue for electric power systems. The most popular conventional method is a decoupling controller that compensates the coupling terms arising from DQ rotating frame transformation. Although the decoupling controller achieves decent performance in the absence of load parameter uncertainties, the variation of parameters causes performance to degrade intolerably. In this paper, we propose to use disturbance observer based controller to improve the control performance in spite of the parameter uncertainties. The computer simulation study validates the effectiveness of the proposed method.

Key Words : Robust controller, DQ transformation, Parameter uncertainties, Disturbance Observer

1. 서 론

현재 전동기는 산업분야 전반에 걸쳐 구동력으로써 우리나라 전체 전력소비량의 60%, 산업부문 전력소비량의 약 70% 이상을 차지할 정도로 널리 사용되고 있다. 그 중 직류전동기는 정밀한 토크 제어가 수월하여 속도나 위치 제어용으로 사용되어 왔

다. 그러나 직류전동기의 구조상 정류자와 브러시가 필요하고 이로 인해 마찰에 의한 기계적인 마모와 섬락(flashover)현상으로 인한 부품의 손상이 발생하기 때문에 정기적인 유지보수가 필요하고 고속 회전에 부적합하다[1-2]. 이와는 반대로 유도전동기는 그 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴하여 범용으로 산업계에 널리 사용되고 있다. 전동기 구동에 사용되는 전기에너지의 80%가 유도 전동기를 구동하는데 사용되며, 반도체와 마이크로프로세서 기술의 발전으로 인하여 정밀한 제어가 가능하게 됨에 따라 직류전동기를 대신하여 로봇, NC머신 등의 산업용 기기의 가변속 구동기로서 그 영역을 넓혀가고 있다[2-5].

일반적으로 유도전동기의 전류 제어기는 구현이 쉽고 간단하며 제어 이득을 적절히 조절함으로써 최적의 출력을 얻을 수 있는 비례적분 제어기를 사용

* 주저자 : 송실대학교 전기공학부 석사과정
** 교신저자 : 송실대학교 전기공학부 부교수
* Main author : Soongsil University, Dept. Electrical Engineering
** Corresponding author : Soongsil University, Dept. Electrical Engineering, Professor
Tel : 02-820-0643, Fax : 02-817-7961
E-mail : nhjo@ssu.ac.kr
접수일자 : 2013년 1월 20일
1차심사 : 2013년 1월 23일, 2차심사 : 2013년 5월 7일
심사완료 : 2013년 5월 9일

한다. 그러나 비례적분 제어기는 시변계수를 제거하기 위한 동기좌표계 DQ변환에서 속도기전력에 의해 발생하는 상호 간섭 성분과 외란에 의한 영향을 많이 받게 되고 이에 따라 제어기의 성능이 감소한다. 이를 극복하기 위해서 상호 간섭 성분을 전향 보상하는 비간섭 제어 기법(Cross-Coupling Decoupling Control)을 사용한다. 이 기법은 상호간섭 성분을 상쇄하여 d축과 q축을 독립적으로 만들 수 있기 때문에 우수한 제어성능을 갖는다[6-7]. 그러나 주어진 전동기 정수의 정확한 값을 알 수 없거나 온도나 전동기의 구조 및 재질 등으로 인한 외란에 의해 제어기 설계시에 비해 값이 바뀔 경우 상호 간섭 성분을 완전히 제거할 수 없게 되어 제어성능이 감소하게 된다.

본 논문에서는 교류전동기를 간략화된 3상 부하로 모델링한 후, 부하 파라미터 값의 변동이 있을 때에도 좋은 성능을 얻을 수 있는 강인제어기법에 대해서 연구한다. 먼저 기존의 제어기법인 비간섭 제어기법을 소개한다. 파라미터 변동이 없을 때 비간섭 제어기의 전반적인 성능은 우수하나, 실제 인덕턴스 값과 제어기 설계시 알려진 값이 다른 경우(즉 실제 인덕턴스 값을 정확하게 알지 못하는 경우)에는 전향 보상 값의 계산이 부정확해져서 성능이 저하된다[3]. 본 논문에서는 파라미터 값을 정확하게 알지 못하는 경우에 비간섭제어기의 성능저하를 해결하기 위하여 외란관측기 기반 제어기를 사용할 것을 제안한다. 제안하는 외란관측기 제어기법의 우수한 성능을 검증하기 위하여 Matlab을 이용한 모의실험을 수행한다. 모의실험결과, 부하 파라미터를 정확히 알지 못하는 경우, 외란관측기 제어기법이 기존 제어기법보다 우수하다는 것을 모의실험으로부터 알 수 있다.

2. 3상 부하 전류제어기 및 DQ변환

유도전동기와 같은 대부분의 3상 부하는 그림 1처럼 R-L부하와 역기전력을 갖는 회로로 간략하게 나타낼 수 있다[2].

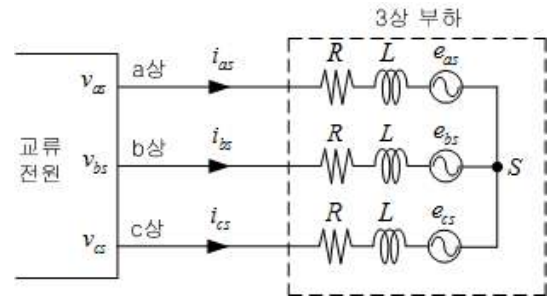


그림 1. 간략화된 3상 부하
Fig. 1. Simplified three-phase load

그림 1로부터 식 (1)과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있는데, v_{as}, v_{bs}, v_{cs} 와 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 및 e_{as}, e_{bs}, e_{cs} 는 각각 상전압, 상전류, 상역기전력을 나타낸다.

$$V_{as} = Ri_{as} + L \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \quad (1)$$

$$V_{bs} = Ri_{bs} + L \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs}$$

$$V_{cs} = Ri_{cs} + L \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs}$$

식 (1)과 같이 abc축 좌표계에서 표현되는 3상부하의 전류제어기를 설계하기 위해서는 일반적으로 DQ 변환을 하게 된다. abc 좌표계의 3상 변수를 임의의 각속도 ω 로 회전하는 직교 좌표계의 d축, q축 변수로 변환하는 일반화된 식은 다음과 같다[2-3].

$$f_{dq}^{\omega} = T(\theta)f_{abc}$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

위에서 f_{abc} 는 abc축 좌표계에서의 물리량을, f_{dq} 은 dqn축 좌표계에서의 물리량을 나타낸다. 또한 각속도 ω 가 0인 경우를 정지좌표계(stationary reference frame), 0이 아닌 경우를 회전좌표계(rotating reference frame)라고 부른다.

2.1 정지좌표계 전류 제어

먼저 정지좌표계에서의 비례적분(PI) 제어기에 대해서 기술한다. abc축 좌표계의 전압 방정식을 DQ 변환을 이용하여 정지좌표계의 전압 방정식으로 변환하면 식 (2)와 같다[2].

$$V_{ds}^s = R i_{ds}^s + L \frac{di_{ds}^s}{dt} + e_{ds}^s \quad (2)$$

$$V_{qs}^s = R i_{qs}^s + L \frac{di_{qs}^s}{dt} + e_{qs}^s$$

이를 통해 정지 좌표계에서 표현된 3상 부하는 abc 축 좌표계에서의 전압 방정식과 유사한 형태로 R-L 부하와 역기전력을 갖는 2개의 독립된 전압 방정식으로 나타낼 수 있다. 이렇게 변환된 전압 방정식을 이용하여 각각의 축에 대한 전류 제어기를 설계한다. d축과 q축은 서로 영향을 주지 않으므로, 이러한 정지 좌표계에서의 비례적분 전류 제어기의 특성을 알아보기 위하여 한 축에 대해서만 살펴보면 그림 2와 같다. 또한 그림 2로부터 식 (3)을 얻을 수 있다.

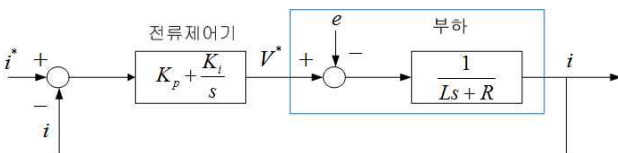


그림 2. DQ축 정지좌표계에서의 전류 제어기
Fig. 2. Current controller in stationary DQ frame

$$I(s) = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (R + K_p)s + K_i} I^*(s) - \frac{s}{Ls^2 + (R + K_p)s + K_i} E(s) \quad (3)$$

식 (3)으로부터 전류 지령 $I^*(s)$ 가 교류인 경우, 즉 $s = j\omega \neq 0$ 일 때에는 전류 제어기 이득 K_p, K_i 가 무한대가 아니므로 실제 전류 $I(s)$ 가 지령치를 추종할 수 없음을 알 수 있다. 이와 같이 정지좌표계를 이용하여 교류 전류를 제어하는 경우는 크기의 오차와 위상의 오차가 발생하게 된다. 그러나 만약 전류 지령 $I^*(s)$ 가

직류($s=0$)이라면 $I(s)/I^*(s)=1$ 이기 때문에 지령치를 정확히 추종할 수 있다. 즉 교류 전류를 직접 제어하는 것보다 직류전류로 변환하여 제어하면 더 좋은 특성을 얻을 수 있다. 이를 위해 교류전동기의 전류가 직류로 표현되는 동기좌표계상의 전류를 제어할 필요가 있으며 이를 2.2절에서 기술한다.

2.2 동기좌표계 전류 제어

abc상 좌표계에서의 전압방정식을 회전자계의 주파수 ω_c 로 회전하는 동기좌표계로 변환하면 식 (4)와 같다[2].

$$V_{ds}^e = R i_{ds}^e + L \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_c L i_{qs}^e + e_{ds}^e \quad (4)$$

$$V_{qs}^e = R i_{qs}^e + L \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_c L i_{ds}^e + e_{qs}^e$$

식 (4)로부터 동기좌표계의 식에는 전류 제어기에 대해 외란 역할을 하는 역기전력 성분 e_{ds}^e 와 e_{qs}^e 뿐만 아니라, 축이 회전함에 따라 발생하는 속도 기전력 성분인 $-\omega_c L i_{qs}^e$ 와 $\omega_c L i_{ds}^e$ 가 존재한다. 이 속도 기전력은 d축, q축 간에 서로 영향을 주는 상호 간섭(cross-coupling) 성분이며 우수한 전류 제어 특성을 얻기 위해서는 역기전력 뿐만 아니라 속도 기전력도 제거해 주어야 한다. 그럼에도 불구하고 dq 동기좌표계로 변환할 경우, 3상 교류 신호가 직류 신호처럼 변하기 때문에[2-3], 제어기 설계가 용이해진다. 따라서 제어기를 설계하는데 있어 동기좌표계를 주로 사용하며 원하는 제어출력을 얻기 위해서는 상호 간섭 성분 $-\omega_c L i_{qs}^e$ 와 $\omega_c L i_{ds}^e$ 으로 인해 발생할 수 있는 영향을 최대한 감소시키는 것이 중요하다.

3. 비간섭 제어기 설계

2장에서 알아본 바와 같이 PI 전류 제어기 설계 시에는 상호 간섭 성분의 영향을 고려하지 않고 d축, q축이 각각 독립적으로 동작하도록 제어기를 설계한다. 따라서 DQ변환을 통해 직류 형태로 변환된 지령치를

이용하여 제어를 하기 때문에 직류 전동기의 제어기법을 이용할 수 있다. 비례적분 제어기의 이득값은 참고문헌 [2-3]과 같은 방법으로 영점-극점 상쇄기법을 이용하여 (5)와 같이 계산할 수 있다.

$$K_p = \omega_c L \tag{5}$$

$$K_i = \frac{R}{L} K_p = \omega_c R$$

여기서 차단 각속도 ω_c 는 일반적으로 식 (6)과 같이 정하는데, 이는 페루프 시스템의 대역폭(bandwidth)과 개루프 주파수 응답의 교차각 주파수가 거의 비슷하다는 사실을 이용한 것이다.

$$\omega_c = \frac{K_i}{K_p} = \frac{R}{L} \tag{6}$$

응답특성을 빠르게 하기 위해서는 대역폭을 키워야 하기 때문에, 차단 각속도를 (6)으로 계산된 값보다 더 큰 값을 사용하는 경우도 종종 있다.

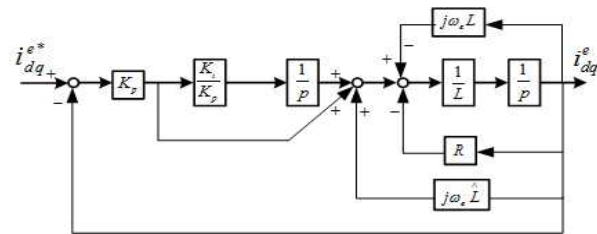


그림 3. 동기좌표계 R-L 부하의 비간섭 제어기
Fig. 3. Decoupling controller for R-L load in DQ rotating frame

한편 동기 좌표계에서는 전술한 바와 같이 각각의 축들이 상대방 축에 대하여 상호 간섭 성분이 존재하고 이러한 성분들의 영향으로 실제 전동기의 전류를 제환(feedback)하여 비례적분 제어를 하더라도 좋은 제어특성을 얻기 힘들다. 비례적분 제어에서 상호 간섭 성분으로 인한 영향을 제거하여 d, q축 전류가 독립적으로 제어되도록 하기 위해서는 그림 3과 같이 이들 성분을 외란으로 간주하고 그 값을 추정하여 전향 보상하는 방법이 있는데 이를 비간섭 제어(Decoupling Control)라 한다[2-3]. 그림 3에서 L 은

실제 부하의 인덕턴스 값을, \hat{L} 은 제어기 설계시 알려진 인덕턴스 값을 의미한다. 또한, j 는 다른 축의 성분을 나타내는데, 비간섭 제어는 알려진 인덕턴스 값을 이용하여 $\omega_c \hat{L}$ 값으로 상호 간섭 성분 $\omega_c L$ 을 전향 보상하는 것이다. 비간섭 제어기의 전반적인 성능은 우수하나, 실제 인덕턴스 L 과 알려진 인덕턴스 \hat{L} 이 다른 경우(즉 실제 인덕턴스 값을 정확하게 알지 못하는 경우)에는 전향 보상 값의 계산이 부정확해져서 성능이 저하되는 문제점을 가지고 있다[4-5].

4. 외란관측기 기반 제어기 설계

파라미터 값을 정확하게 알지 못하는 경우에 비간섭 제어기의 성능저하를 해결하기 위하여 본 논문에서는 외란관측기 기반 제어기를 사용할 것을 제안한다. 외란관측기 기반 제어기는 파라미터 변동이나 외란의 영향을 효과적으로 저감시켜 주는 제어기법으로 알려져 있다[8-9]. 외란관측기 기반 제어기는 그림 4와 같은 구조를 갖는다.

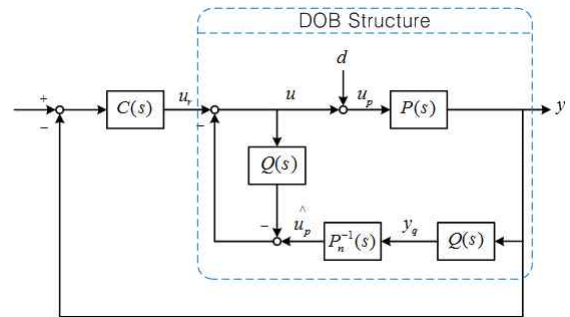


그림 4. 외란관측기 기반 제어기
Fig. 4. Disturbance observer based controller

그림 4에서 $P(s)$ 는 정확한 파라미터 값을 알지 못하는 실제 플랜트를 나타내며, $P_n(s)$ 는 제어기 설계시 알려진 플랜트를 나타내고, 제어기 $C(s)$ 는 $P_n(s)$ 를 이용하여 설계한 것이다. 그리고 $Q(s)$ 는 저역통과필터이면서 $P_n^{-1}(s)Q(s)$ 의 분모의 차수가 분자의 차수와 같거나 크도록 선택 한다[8]. 일반적으로, $Q(s)$ 의 상대차수는 $P(s)$, $P_n(s)$ 와 같으며 주로 식 (7)과 같이 사용한다.

$$Q(s) = \frac{1}{(\tau s + 1)^r} \quad (7)$$

여기서 r 은 플랜트의 상대차수를 나타내고, τ 는 설계 파라미터인데 보통 1/100 또는 1/1000과 같은 값을 사용한다[8]. 그림 4로부터 제어대상 시스템의 출력은 식 (8)과 같이 계산된다.

$$y(s) = \frac{P(s)P_n(s)}{P_n(s) + (P(s) - P_n(s))Q(s)} u_r(s) + \frac{P(s)P_n(s)(1 - Q(s))}{P_n(s) + (P(s) - P_n(s))Q(s)} d(s) \quad (8)$$

외란은 주로 저주파영역에 존재하기 때문에, 저주파 영역에서 식 (8)이 어떻게 근사되는지 알아보자. 저주파 영역에서는 $Q(j\omega) \approx 1$ 이기 때문에, 식 (8)은 식 (9)와 같이 근사된다[8].

$$y(j\omega) \approx P_n(j\omega)u_r(j\omega) \quad (9)$$

따라서 시스템 출력이 외란의 영향을 받지 않을 뿐만 아니라 플랜트의 파라미터 변동에도 영향을 받지 않게 된다는 것을 알 수 있다.

5. Matlab을 이용한 모의실험

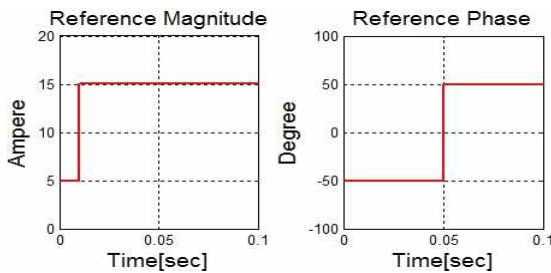


그림 5. R-L 부하의 전류 지령치
Fig. 5. Reference current input for R-L load

앞서 제안되었던 전류 제어기들의 성능을 모의실험을 통해 비교하고자 한다. 각 제어기의 성능을 확인하기 위하여 모의실험에 사용한 R-L부하의 파라미터는 다음과 같다.

$$R = 1.1[\Omega]$$

$$L = 3.7[mH]$$

모의실험은 0.1초 동안에 이루어지며, 전류 제어기의 성능을 확인하기 위한 지령치는 그림 5와 같다.

먼저 비례적분 제어기의 제어 성능에 대해서 기술한다. (6)으로부터 $w_c = 297.3$ 으로 계산되는데, 제어시스템의 대역폭을 넓혀서 응답특성을 향상시키기 위하여 $w_c = 297.3 \times 4 = 1189.2$ 로 정하였다. 그 다음 식 (5)를 이용하여 식 (10)과 같은 제어기 이득을 얻을 수 있다.

$$K_p = 4.6496, \quad K_i = 1.3823 \times 10^3 \quad (10)$$

컴퓨터 모의 실험결과를 그림 6에서 볼 수 있는데, 0.05초에서 전류지령치가 바뀔 때 크기와 위상이 영향을 받고 있음을 알 수 있다. 위상이 변하는 0.05초에서, 크기의 감소폭은 6.12[A], 위상의 오버슈트는 7.78° 임을 알 수 있다.

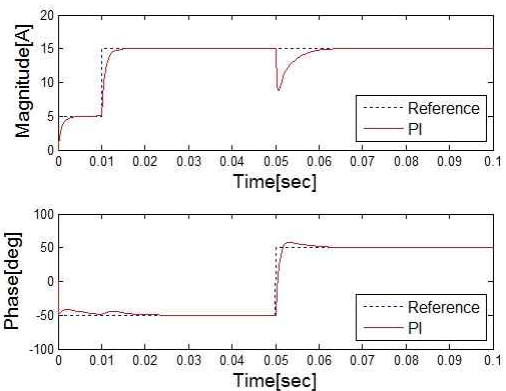


그림 6. $f_c = 50[Hz]$ 일 때의 PI 제어기 성능
Fig. 6. Control performance of PI controller when $f_c = 50[Hz]$

이제 비간섭 제어기의 제어성능을 분석해 보자. 비간섭 제어기는 그림 3과 같이 설계하는데, PI 제어기 이득은 식 (10)을 사용한다. 우선 인덕턴스 L 이 정확히 알려진 경우, 즉 $L = \hat{L} = 3.7[mH]$ 일 때 모의실험을 수행하였다. 실험 결과는 그림 7과 같은데, 그림 6과 비교해 보면 비례 적분 제어기보다 더 좋은 제어 성능을 보임을 알 수 있다.

3상 부하 전류 제어를 위한 강인한 제어기 설계기법

실제 상황에서는 상호 간섭 성분에 포함되어 있는 인덕턴스 L 이 온도 등에 의한 영향으로 변하게 된다. 이때의 제어성능을 알아 보기 위하여 모의실험을 수행하였고, 그 결과를 그림 8에서 볼 수 있다.

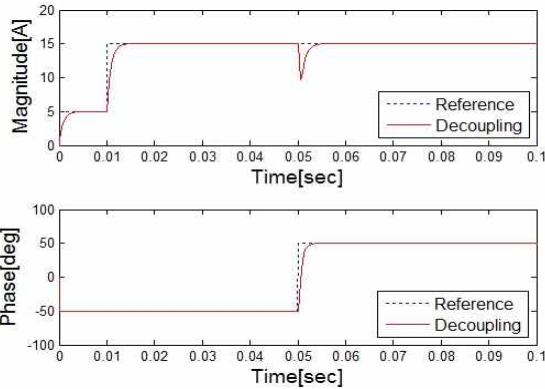


그림 7. $f_e = 50 [Hz]$ 일 때의 비간섭 제어기 성능
Fig. 7. Control performance of decoupling controller when $f_e = 50 [Hz]$

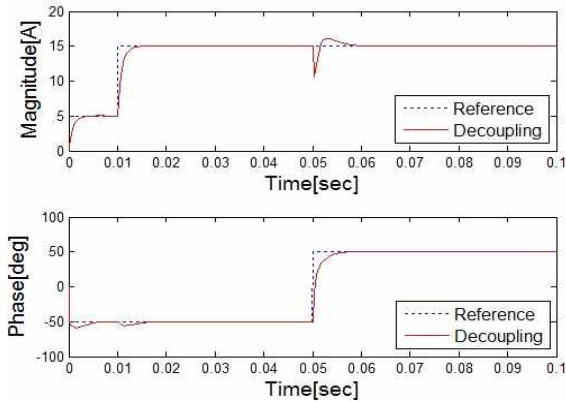


그림 8. $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$ 일 때의 비간섭 제어기 성능
Fig. 8. Control performance of decoupling controller when $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$

그림 8은 실제 인덕턴스(L)가 제어기 설계시 알려진 값(\hat{L})보다 0.4배인 경우를 나타낸다. 그림 8로부터 인덕턴스 값을 정확히 알 수 없는 경우, 제어성능이 나빠진다는 것을 알 수 있다. 이는 인덕턴스 값이 변하면서, 비간섭 제어기가 상호간섭성분을 정확하게 상쇄시키지 못하기 때문이다.

이제 파라미터 변동에 따른 비간섭 제어기의 문제점을 해결하기 위한 방안으로 제시한 외란관측기 제어기법의 모의실험을 수행하였다. 외란관측기 제어기 설계시, $P_n(s)$ 는 알려진 인덕턴스 값을 이용하여 계산하였고, $C(s)$ 는 비례적분 제어기로 설계하였으며, $Q(s)$ 는 아래와 같이 정하였다.

$$Q(s) = \frac{1}{0.001s + 1}$$

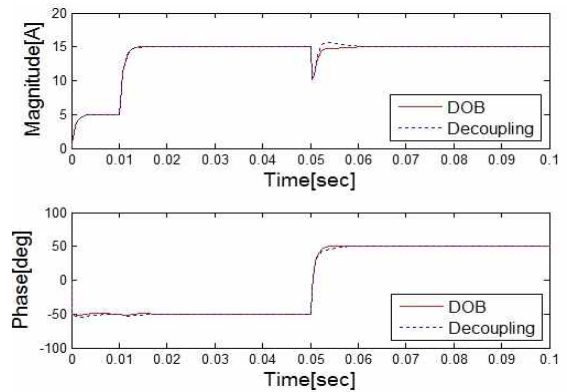


그림 9. $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.6$ 일 때의 제어기 비교
Fig. 9. Controller comparison in case where $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.6$

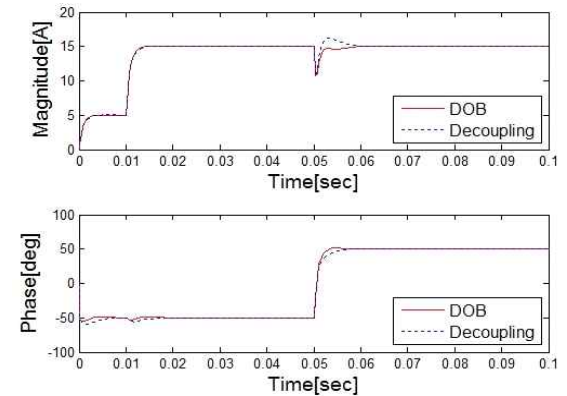


그림 10. $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$ 일 때의 제어기 성능 비교
Fig. 10. Controller comparison in case where $f_e = 50 [Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$

모의실험 결과를 그림 9와 그림 10에 나타내었다. 그림으로부터 $L = \hat{L} \times 0.6$ 일 때는 비간섭 제어기와

DOB 제어기의 성능이 큰 차이가 없지만, $L = \hat{L} \times 0.4$ 일 때는 DOB 제어기의 성능이 우수함을 알 수 있다. (0.5초에서 크기 변동의 오버슈트가 작다.)

마지막으로 그림 11은 $f_e = 200[Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$ 일 때의 추가 모의실험 결과를 나타낸다. 주파수에도 변동이 생기는 경우에는 DOB제어기의 성능이 비간섭 제어기보다 더욱 우수해짐을 알 수 있다.

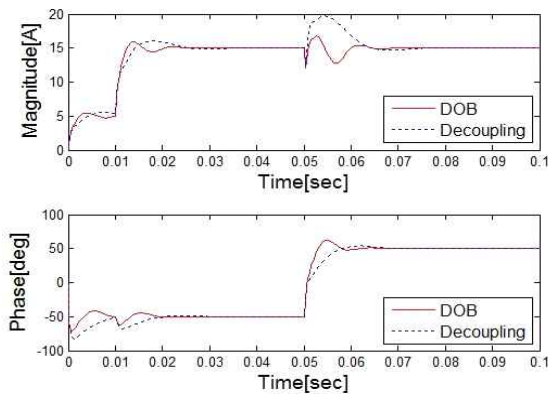


그림 11. $f_e = 200[Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$ 일 때의 제어기 성능 비교

Fig. 11. Controller comparison in case where $f_e = 200[Hz]$, $L = \hat{L} \times 0.4$

6. 결 론

본 논문에서는 R-L 부하에 파라미터 변동이 존재하는 경우의 강인 전류제어기 설계에 대해서 연구하였다. 기존에 주로 사용되던 비간섭 제어기는 실제 인덕턴스 값과 제어기 설계시 알려진 값이 다른 경우에는 전향 보상 값의 계산이 부정확해져서 제어 성능이 좋지 않음을 알 수 있었다. 이러한 성능 저하를 해결하기 위하여 본 논문에서는 외란관측기 기반 제어기를 사용할 것을 제안하였다. 모의실험 결과, 부하 파라미터를 정확히 알지 못하는 경우, 외란관측기 제어기법이 기존 제어기법보다 우수하다는 것을 알 수 있었다.

본 연구는 2011년도 산업통상자원부의 재원으로 한국 에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20114010203140)입니다.

References

- [1] D. W. Novotny, T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Oxford Univ. press, 1996.
- [2] Sanghoon Kim, Control of DC, AC motor, Bokdu, 2011.
- [3] Seungki Sul, Control of Electric Machine, Hongreung, 2007.
- [4] Fernando Briz, Michael W. Degner, Robert D. Lorenz, "Dynamic Analysis of Current Regulators for AC Motors Using Complex Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 6, pp. 1424-1432, Nov/Dec. 1999.
- [5] Fernando Briz, Michael W. Degner, Robert D. Lorenz, "Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 3, pp. 817-825, May/June. 2000.
- [6] Lennart Harnefors, Hans-Peter Nee, "Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 1, pp. 133-141, Jan. 1998.
- [7] Yuseok Jeong, Seungki Sul, "Analysis and Design of a Decoupling Current Controller for AC Machines: A unified transfer-matrix approach", in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 751-758, 2005.
- [8] H. Shim, Nam H. Jo, "An almost necessary and sufficient condition for robust stability of closed-loop systems with disturbance observer", Automatica, vol. 45, pp. 296-299, Jan. 2009.
- [9] Nam H. Jo, H. Shim, and Y.I. Son, "Disturbance Observer for Non-minimum Phase Linear Systems and Its Application to Autopilot Design", International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 8, no. 5, pp. 994-1002, Oct., 2010.

◇ 저자소개 ◇



지수정 (池洙晶)

1983년 2월 5일생. 2011년 숭실대 공대 전기공학과 졸업. 현재 숭실대 대학원 전기공학부 석사과정.



조남훈 (趙南勳)

1970년 3월 18일생. 1992년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(박사). 2002년~현재 숭실대학교 전기공학부 교수.