

외란관측기를 이용한 유도전동기의 정밀 위치 제어

金賢植^{*}, 姜旻佑^{*}, 高宗宣[†]

Precision Position Control of Induction Motors Using Disturbance Observer

Hyun-Sik Kim, Kyoung-Woo Kang, and Jong-Sun Ko

요 약

본 논문은 유도기의 정밀위치제어를 얻고자 외란 변화에 대하여 정밀위치 제어를 할 수 있는 외란 관측기를 적용하였다. 제안된 알고리즘은 외란 변화에 대한 유도전동기의 정밀 제어에 강인함을 보이고 있다. 모든 계인의 튜닝은 디지털 제어 이론에 입각하여 이산 영역에서 구하였다. 또 시뮬레이션은 시뮬링크를 사용하여 그 구성을 매우 간편하게 하였다. DS1102 보드를 이용한 유도기 정밀위치 제어 결과는 제안된 시스템의 유용성을 보인다.

ABSTRACT

This paper presents load torque observer that is used to deadbeat control method in the induction motor(IM) precision position control system. The proposed algorithm shows robustness on induction servo motor system. All of the gain has been obtained on discrete domain analysis. The simulation has been obtained by the simulink. The results show that proposed system has good effectiveness for the disturbance of the induction servo motor system using DS1102 board.

Key Words : Induction motor, Precision Position Control, Deadbeat observer

1. 서 론

최근에 유도전동기는 마이크로프로세서의 발달과 현대 제어이론의 적용으로 산업현장에서 사용 영역이 점차 확대되어 가고 있다^[1]. 또한, 유도전동기의 벡터제어는 전류의 크기와 순시 위상각의 동시 제어를 통해 고정자 전류를 토크 성분과 자속 성분으로 분리하여 독립적인 제어를 행하는 것으로, 순시 토크 제어 특성이 얻어 질 수 있다. 유도전동기는 PMSM과 비교하여 제작이 용이하고 안정이 높은 장점이 있으나 특히,

rotor flux 관측이 어려워 정밀 위치제어가 복잡한 단점이 있다. 따라서, 정확한 전류제어의 수행과 함께 파라미터 변동 시에 요구되는 제어기의 강인성은 제어기의 필수 특성이 되었다.

본 논문에서는 유도전동기의 정밀 위치제어의 방법으로 데드비트 부하 토크 관측기(deadbeat load torque observer)를 이용한 외란 보상방법에 의해 응답 특성을 개선하는 시스템을 제안하였다. 외란 관측기에 의한 보상방법은 이미 선행연구로 알려진 데드비트 외란 관측기를 이용하였다^[2]. 유도기의 속도제어에 대한 연구는 많이 되어 있으나, 복잡한 적용제어기들을 쓰며, 위치 제어에 대한 연구는 매우 적다^[3,4]. 또한 비선형으로 두고 제어하기 어려우므로 선형화를 실시한다^[5]. 본 시스템에서는 데드비트 외란 관측기를 사용하여 부하 변동 시 일어날 수 있는 문제들을 해결하였다. 이와 같이 제안된 제어기는 외란에 의한 변화를 갖는 시스

[†]교신저자 : 정희원, 단국대 전자전기컴퓨터공학부 교수

^{*}학생회원 : 단국대 전기공학과 석사과정

E-mail : jsko@dku.edu

접수일자 : 2005. 9. 22

1차 심사 : 2005. 10. 21

2차 심사 : 2005. 11. 18

3차 심사 : 2005. 12. 2

심사완료 : 2005. 12. 19

템에서 정밀 위치제어를 할 수 있으며, 이의 안정성과 효용성을 전체가 simulink로 구성된 시뮬레이션과 실험으로 입증하였다.

2. 제어 알고리즘

2.1 유도전동기의 수학적 모델링

유도전동기의 동특성 방정식의 모델을 위해 벡터제어중 자속기준제어(field orientation control) 방법에 의해 i_{ds} 를 일정한 상수로 만들 수 있다. 이 제어방법에 의한 유도전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형 방정식으로 쓸 수 있다^[6-7].

$$\dot{i}_{qs} = -\left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_o}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} - \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r L_o} \omega_r - \frac{1}{L_o} v_{qs} \quad (1)$$

$$\dot{i}_{ds} = \omega_e i_{qs} - \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_o}\right) i_{ds} - \frac{\lambda_{dr} L_m R_r}{L_r^2 L_o} + \frac{1}{L_o} v_{ds} \quad (2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{L_m \lambda_{dr}}{J L_r} i_{qs} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{P}{2J} T_L \quad (3)$$

$$\dot{\theta} = \omega_r \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r} i_{qs} = k_t i_{qs} \quad (5)$$

단, $L_o = L_s - L_m^2/L_r$, $k_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m \lambda_{dr}}{L_r}$

P	극수	R_s	고정자 저항[Ω]
J	관성 [Kgm ²]	R_r	회전자 저항[Ω]
k_t	토크 상수[Nm/A]	L_s	고정자인덕턴스[H]
ω_e	회전자전기각속도[rad/s]	L_r	회전자인덕턴스[H]
ω_e	동기회전자속도[rad/s]	L_m	상호 인덕턴스[H]
λ_{dr}	d-축의 회전자 자속[Wb]	L_o	누설 인덕턴스[H]

자속 기준 제어를 구현하기 위하여 전류제어 명령을

발생해야 하는데 이 명령은 i_{qc} 로, 회전자 기준에서 발생한 제어 전류를 고정자 기준으로 바꾼다.

이 결과 얻은 고정자 3상전류를 CRPWM (Current Reference-Pulse Width Modulation)으로 추적토록 한다. 이는 향후 실험에서 사용할 것이다.

2.2 상태 제한 제어 알고리즘

유도전동기의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (6)과 같이 정의하면 유도전동기의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (7), (8)과 같으며 제어 규칙은 식 (9)와 같이 정할 수 있다.

$$\dot{z} = y - y_r \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} - \begin{bmatrix} \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} y_r \quad (7)$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$u = -[k_1 \ k_2 \ k_3] \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} = -K \begin{bmatrix} \omega \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, $y = \theta$, $u = I_{qs}$ 이다.

일반적으로 단순한 선형상태 제한 제어를 실행하면 외란에 의한 오차를 빨리 줄이기 위해서는 큰 제한 이득이 필요하게 된다. 이것은 매우 큰 전류를 만들게 되어 높은 이득에 의한 에너지 과도 소비 및 비선형 영역에 들어갈 요인이 된다. 만일 부하 토크 T_L 을 알게 되면, $T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 선택적으로 생성할 수 있다. 따라서 제어 입력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상전류로 정제(feed-forward)하여 보상한다.

2.3 외란 관측기

일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정을 할 수 있다. 그러나 실제시스템에서 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우가 있다. 이러한 입력의 경우 관측기에 의해 추정할 수 있음이 알려져 있으며, 빠른 샘플링에 의해 외란은 구간상수로 가정할 수 있으므로 다음과 같은 0차 관측기에 의해 추정이 가능하다.

$$T_L = 0 \tag{10}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_t}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} + L \left(y - [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \tag{11}$$

이때 L 은 3×1 의 피드백 행렬이다. 전체 시스템 응답 시간보다 빠른 부하 토크 계산을 하고, 과도 응답에서 부하 토크 보상을 위해서 데드비트 관측기를 사용한다. 데드비트의 극점 정의에 의해서 궤환 이득은 Ackermann 공식을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다^[1].

$$L = P(\Phi) W_0^{-1} [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T \tag{12}$$

데드비트 관측기는 이득이 커서 노이즈에 매우 민감하다. 따라서 노이즈를 줄이기 위한 처리가 필요하다. 필터는 관측기 전단이나 관측기 후단에 사용될 수 있으며, 경우에 따라 2가지를 같이 이용하는 방법이 있다. 하지만, 관측기 정보의 저감을 줄이기 위해서는 전단 필터(pre-filter)보다는 후단 필터(post-filter)가 유용하게 사용된다. 본 논문에서는 시뮬레이션이 노이즈에 크게 영향을 받지 않아 필터를 사용하지 않았으나 실험에서는 사용할 예정이다. 제어 입력 $i_{qc} = i_{qc1} + i_{qc2}$ 로 구성된다. i_{qc1} 은 추가 상태 궤환(augmented state feedback)의 전류명령이고 i_{qc2} 는 관측기의 보상 신호이다. 제안된 알고리즘의 블록선도를 그림 1에 제시하였다. 그림에서 알 수 있듯이 상태 궤환기와 외란 관측기가 동시에 독립적으로 적용되고 있다. 그림 1의 부하관측기는 앞에서 설명한 식 (11)으

로 구현 된다.

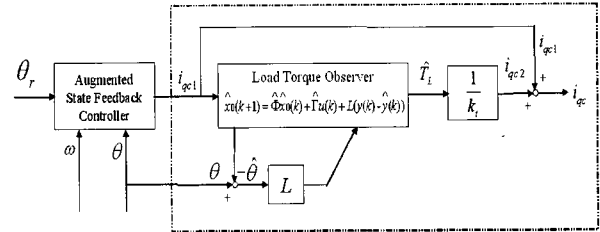


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도
Fig. 1 Block diagram of the proposed

2.4 MA(Moving Average) 필터

유동전동기의 속도는 고정자의 전류에 종속되어 있으며, 속도 추정은 증분형 엔코더에 의한 양자화된 위치 값으로부터 속도를 계산하기 때문에 많은 잡음요소를 가지고 있다.

이러한 이유로 속도신호 궤환을 갖는 데드비트 외란관측기는 빠른 외란 추정의 장점을 지니지만 추정된 외란에는 많은 증폭된 잡음이 포함되어 있다. 증폭된 잡음신호를 포함한 추정된 외란값을 사용한 정궤환 보상은 시스템의 성능에 좋지 않은 영향을 미치기 때문에 직접보상에 의한 구현이 어렵다는 문제를 가지고 있다. 따라서 이러한 잡음신호의 처리를 위해서 필터가 필요하다. 필터사용은 사용 위치에 따라 관측기 전단에 사용하는 전단필터(pre-filter)와 관측기 후단에 사용하는 후단필터(post-filter)로 나눌 수 있다. 관측기 전단에 사용하는 전단필터는 관측기로 궤환 되는 궤환신호의 잡음을 줄여 잡음 증폭효과를 억제할 수 있으나 필터에 의해 유효정보를 포함하는 신호까지 감쇄시킴으로써 관측기의 성능을 저하시킬 수 있다. 반면 후단필터를 사용하면 관측기에서 증폭된 잡음을 포함한 추정된 외란에서 잡음 신호를 제거하므로 전단필터와는 달리 궤환 신호에 포함된 잡음의 영향을 줄일 수 있다.

3. 전체 시스템 구성

제안한 제어 시스템의 구성은 시뮬링크 프로그램으로 그림 2에 나타냈다^[8].

여기서 제어알고리즘은 위치제어기, 외란 관측기로 구성되며 하나의 블록으로 표현하였다.

위치 제어기는 추가 상태 궤환으로 이루어지며, 일반적으로 추가 상태 $z(k+1)$ 의 구현은 평행사변형 방식을 이용하며 외란 관측기는 데드비트 관측기의 출력인

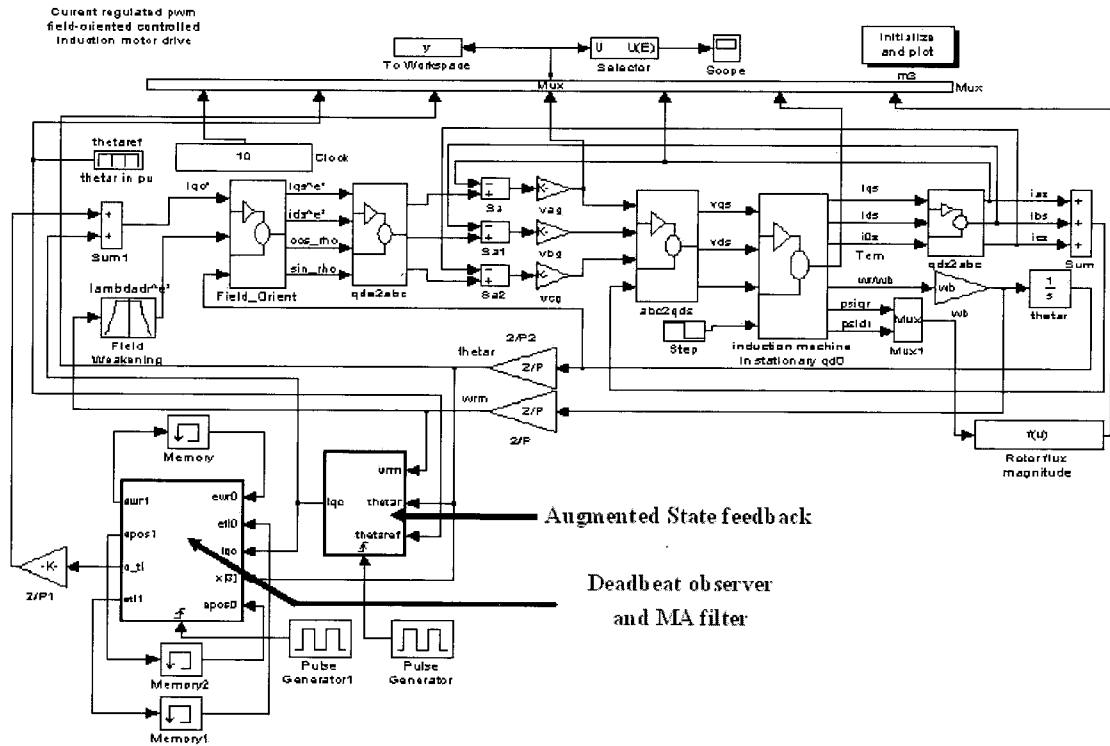


그림 2 제안된 제어시스템의 시뮬링크 모델
 Fig. 2 Simulink model of the proposed control system

i_{qd2} 를 사용한다^[9]. 이상의 제어 알고리즘을 사용하여 제안한 제어 시스템의 시뮬링크 모델은 위와 같다. 외란의 영향을 보이기 위하여 부하 토크를 직접 모터 측에 인가하고 그 부하에 따른 위치의 변동을 얻었다.

수행할 때 이 관성이 크게는 수십배 이상의 순간적인 변화값을 갖는다.

본 논문에서는 유도전동기의 정격 토크 부하를 모델로 시뮬레이션 하였다.

4. 시뮬레이션

표 1 모터 파라미터
 Table 1 Motor parameters

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 표 1에 나타내었다. 시뮬레이션 주기 $T_s = 0.2[ms]$ 이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬 (weighting matrix) $Q = \text{diag}[1 \ 5 \ 20]$, $R = 1$ 으로 선택하여 최적이득 행렬을 구하면 $K = [0.5858 \ 3.2613 \ 3.9049]$ 가 되며, 외란 관측기의 이득 $L = [9623.9 \ 2.7 \ -3639.9]T$ 가 된다. 여기서 원하는 사양의 안정시간은 2sec 그리고 overshoot는 거의 0으로 하였다. 실제 Q값의 튜닝은 Ricath equation을 matlab 프로그램으로 시뮬레이션하여 구현하였다. 일반적으로 명판에 기재되어 있는 파라미터는 최소 10~20%정도 부정확하다. 유도전동기의 관성이 2.4 kgcm^2 이며 robot, 자동화기에서 어떠한 작업을

정격출력	800 W
정격속도	3900 rpm
극수(P)	4 극
관성 모멘트(J)	2.4 kgcm ²
고정자 저항(Rs)	6.087 Ω
회전자 저항(Rr)	4.092 Ω
고정자 누설 인덕턴스(Lss)	11.6 mH
회전자 누설 인덕턴스(Lrr)	7.5 mH
자화 인덕턴스(Lm)	177.6 mH

시뮬레이션 파형은 아래와 같다. 그림 3은 추가 상

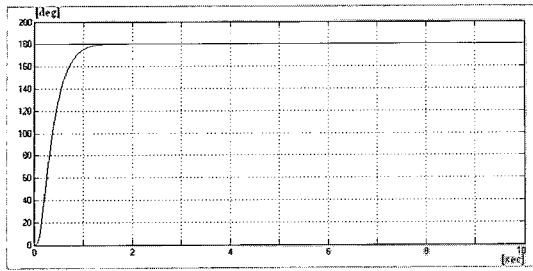


그림 3 추가 상태 궤환 위치응답(무부하)
Fig. 3 Augmented state feedback position response (no load)

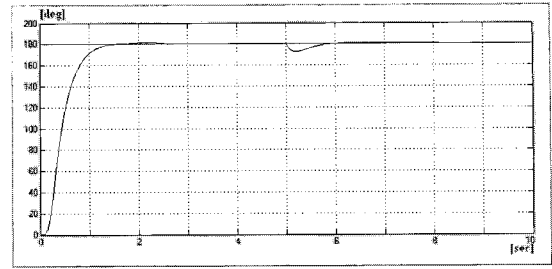


그림 5 추가 상태 궤환 위치응답(외란)
Fig. 5 Augmented state feedback position response (Disturbance)

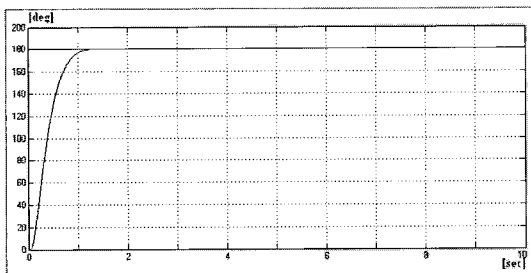


그림 4 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 알고리즘 (무부하)
Fig. 4 Augmented state feedback, Load torque observer position response (no load)

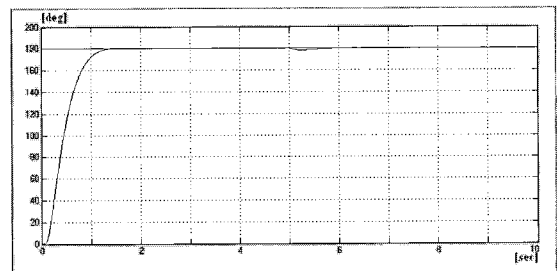


그림 6 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 위치응답 (외란)
Fig. 6 Augmented state feedback, Load torque observer position response (Disturbance)

태 궤환 제어를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내며, 그림 4는 추가 상태 궤환과 데드비트 관측기를 포함하는 제어를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다.

초기 기동 후 과도 상태에서 안정적인 위치 응답특성을 가짐을 볼 수 있다. 첫 번째로 무부하일 경우 그림 3은 추가 상태 궤환만 가질 때의 유도전동기의 위치응답이며, 그림 4는 추가 상태 궤환 제어기, 외란관측기를 사용하였을 때의 유도전동기의 위치응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

두 번째로 정격 부하토크의 외란이 인가된 경우인 그림 5는 추가 상태 궤환을 가질 때 위치 응답이며, 그림 6은 추가 상태 궤환 제어기와 외란관측기를 사용했을 때 위치응답에 대한 결과를 나타낸다.

유도기의 위치제어에서도 그 응답이 매우 강인함을 알 수 있다.

5. 실험 및 결과

본 논문에 실험에 대한 결과는 유도기에 DS1102

모드를 인터페이스한 시스템으로 수행을 하였다.

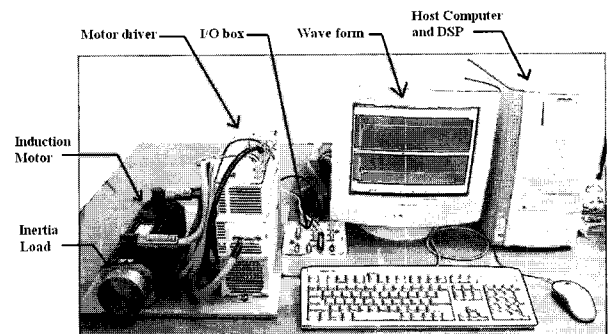


그림 7 실험 장치
Fig. 7 Equipment for experiment

첫 번째로 그림 8은 무부하인 경우 추가 상태 궤환만 가질 때, 그림 9는 제안한 제어를 가질 때 유도전동기의 회전자 위치응답과 지령치 전류 실험결과 파형이다. 그림 9의 초기에 제어 전류가 채터링하는 부분은 관측기에 의한 보상이 관측기가 없는 경우보다 그 역할이 크다는 것을 보인다, 실제 실험 결과는 시뮬레이션과 매우 유사함을 보인다.

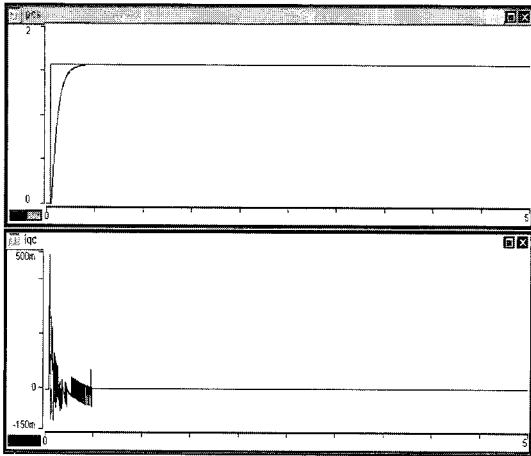


그림 8 추가 상태 궤환 위치응답 및 지령전류(무부하)
 Fig. 8 Augmented state feedback position response, command current (no load)

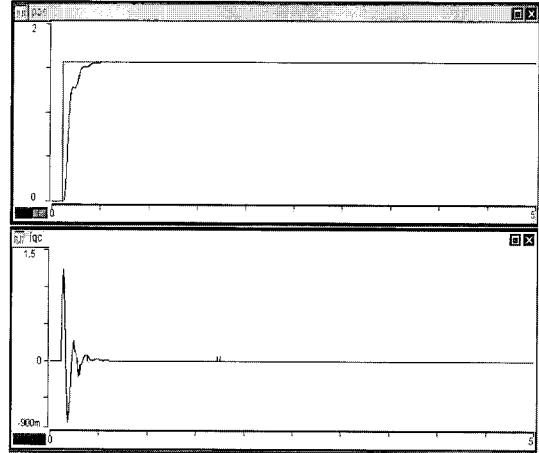


그림 10 추가 상태 궤환 위치응답 및 지령전류(부하)
 Fig. 10 Augmented state feedback position response, command current (Load)

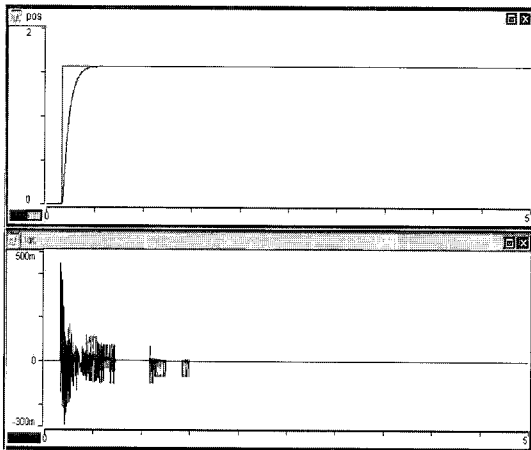


그림 9 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 위치응답 및 지령전류(무부하)
 Fig. 9 Augmented state feedback, Load torque observer position response, command current (no load)

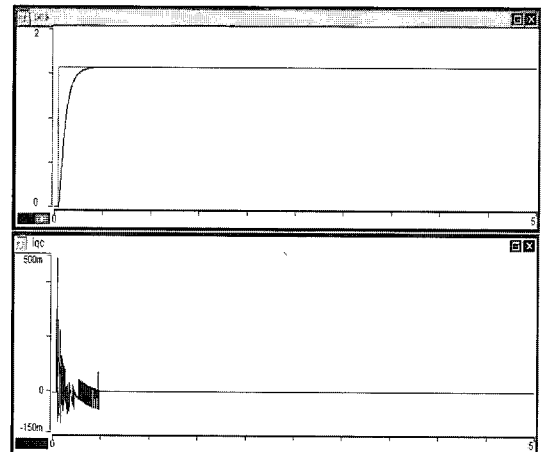


그림 11 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 위치응답 및 지령전류(부하)
 Fig. 11 Augmented state feedback, Load torque observer position response, command current (Load)

그림 10은 부하를 가질 때 유도전동기의 회전자 위치응답과 지령치 전류의 실험 결과 파형이다. 과도 상태에서 부하에 대한 보상이 되지 않기 때문에 위치 추적에 있어 진동을 동반함을 볼 수 있다.

특히 이러한 역할은 제로 속도에서 관측기가 채터링을 발생시켜 자속 예측을 수월하게 하는 것으로 추정된다. 즉 좌우로 미세하게 떨게 함으로써 2차측 권선에 거의 정지 상태에서도 드라이버가 자속을 계산할 수 있게 하는 것으로 생각된다.

그림 10에서의 부하는 직결되는 이너서 부하를 사용하여 시뮬레이션과의 상호 타당성을 보였다.

그림 11은 제안한 제어기를 사용하여 부하를 가질 때 유도전동기의 회전자 위치응답과 지령치 전류의 실험 결과파형이다. 외란관측기가 부하에 대한 보상을 해주고 있기 때문에 추가 상태 궤환 제어기만을 사용하였을 때 보다 더 안정된 위치응답을 볼 수 있다. 다음 실험파형은 외란을 가하였을 때 추가 상태 궤환 제어기만 사용하였을 때와 제안한 제어기를 사용하였을 때 실험 결과파형이다. 그림 12부터는 순간적 회전력을 중간에 인가하였을 때의 반응을 보인 것이다. 실제 이렇게 격한 외란은 존재하지 않으나 그 영향을 실험적으로 비교하고자 수행하였다.

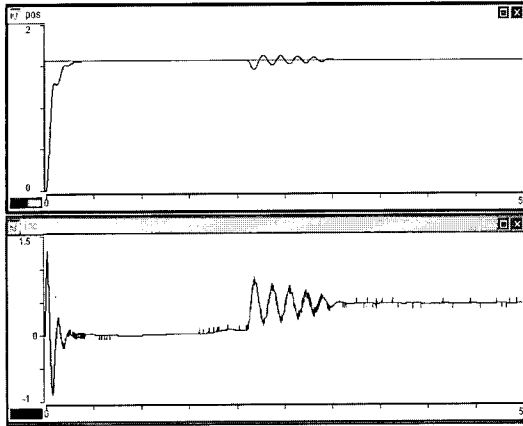


그림 12 추가 상태 궤환 위치응답 및 지령전류 (부하, 외란)
 Fig. 12 Augmented state feedback position response, command current (Load, Disturbance)

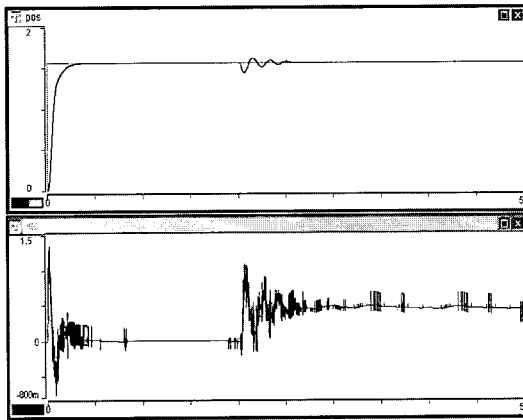


그림 13 추가 상태 궤환, 외란 관측기를 이용한 위치응답 및 지령전류 (부하, 외란)
 Fig. 13 Augmented state feedback, Load torque observer position response, command current (Load, Disturbance)

그림 12는 추가상태궤환 제어기만을 사용하였을 때 실험 결과이다. 위치응답의 정상상태 이후 일정 시간이 지난 뒤 외란을 가함으로써 위치 정보의 변동이 발생함을 볼 수 있고, 외란에 대한 보상이 없기 때문에 정상상태로 돌아가는 시간이 지연됨을 볼 수 있다.

그림 13는 제안한 제어기를 사용하였을 때 실험 결과이다. 위치응답의 정상상태 이후 일정 시간이 지난 뒤 외란을 가함으로써 위치 정보의 변동이 발생함은 추가상태 궤환 제어기만을 사용하였을 때와 같은 모습이지만, 외란관측기가 외란에 대한 보상을 하기 때문에 진동의 폭과 정상상태로 돌아가는 시간은 많이 줄어들었음을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문은 외란 관측기를 이용하여 외란 변화에 강한 위치제어 알고리즘을 제시하였으며, 이를 유도전동기에 적용하였다. 제안된 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 외란 변화에 강한 정밀제어가 됨을 보였다. 외란 관측기를 이용한 시스템은 빠른 외란 보상을 위하여 높은 이득을 갖는 데드비트 외란 관측기를 사용하였다. 시뮬레이션의 전 과정은 디지털 제어 루프를 사용하여 시뮬링크로 구현하였다. 제안된 제어 알고리즘의 시뮬레이션을 통하여 외란 변화에도 유도전동기의 강한 정밀위치제어가 됨을 보였다.

이 연구는 2004학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] K. J. Åström and B. Wittenmark Computer Controlled System, Prentice-Hall, International Ed, 1997.
- [2] Jong Sun Ko and Myung Joong Youn, "Robust Digital Position Control of BLDC Motors Using Neural Network with State Feedback," Proc. of the 3rd International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 852-861, March 1994.
- [3] Yang Xia, Xinghuo Yu, and Wardina Oghanna, "Adaptive Robust Fast Control for Induction Motors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, pp.854-862, 2000.
- [4] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Output Feedback Control of Current-Fed Induction Motors with Unknown Rotor Resistance," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., Vol. 4, pp. 336-347, July 1996.
- [5] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotank, "High-Performance Induction Motor Control via Input-Output Linearization," IEEE Contr. Syst. Mag., Vol. 14, pp. 25-33, Jan. 1994.
- [6] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1986.
- [7] W. Leonhard, Control of Electrical Drives. New York : Springer-Verlag, 1986.
- [8] Chee-Mun Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery. NJ : Prentice-Hall, 1996.
- [9] Jong-Sun Ko, and Tae-Hoon Lee, "Precision Position

Control of PMSM using Load Torque Observer and Parameter Compensator" KIPE, Vol. 9, No. 1, pp 42-49, Feb., 20

저 자 소 개



김현식(金賢植)

1978년 10월 7일생. 2004년 원광대 전기 전자 및 정보공학부 졸업. 2004년~현재 단국대 전기공학과 석사과정.



강경우(姜晷佑)

1976년 1월 21일생. 2000년 단국대 공대 전기공학과 졸업. 2003년~2005. 8년 동대학원 전기공학과 석사과정.



고종선(高宗宣)

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기 공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1983년~1995년 삼성전자 생산기술센터 선임연구원. 1995년~1996년 삼성그룹 삼성경영기술대 사내 교수(부장). 1999년 2월~2000년 1월 미국 Tennessee 주립대 (UT) Post-Doc. 1996년~2003년 7월 원광대 전기전자 및 정보공학부 조교수. 2003년 8월~현재 단국대 전기공학과 교수. 대한전기학회 편집위원. 전자공학회 전력전자 연구위원장. 당학회 편집이사.