

## 외란관측기를 이용한 유도전동기의 정밀 위치 제어

강경우, 김현식, 고종선, 홍순찬  
단국대학교 전기공학과

### Precision Position Control of Induction Motors Using Disturbance Compensator

Kyoung-Woo Kang, Hun-Sik Kim, Jong-Sun Ko, and Soon-Chan Hong  
Dept. of Electrical Eng., Dankook University

#### ABSTRACT

This paper presents load torque observer that is used to deadbeat load torque observer in the induction motor position control system. The simulation has been obtained by simulink. A digital control is composed by trigger method in the continuous block diagram. The results show that proposed system has good effectiveness for the disturbance in induction servo motor system.

#### 1. 서 론

최근에 유도전동기는 마이크로 프로세서의 발달과 현대 제어이론의 적용으로 산업현장에서 사용 영역이 점차 확대되어 가고 있다. 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. 본 시스템에서는 데드비트 외란 관측기를 사용하여 부하 변동 시 일어날 수 있는 문제들을 해결하였다.

이와 같이 제안된 제어기는 외란에 의한 변화를

갖는 시스템에서 정밀 위치제어를 할 수 있으며, 이의 안정성과 효용성을 전체가 simulink로 구성된 시뮬레이션으로 입증하였다.

#### 2. 제어 알고리즘

##### 2.1 유도전동기의 수학적 모델링

유도전동기는 비선형 특성을 나타낸다. 그러나 벡터 제어에 의해  $i_{ds}$ 는 상수로 만들 수 있다. 이 제어방법에 의한 유도전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형방정식으로 쓸 수 있다.

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

$$i_{ds} = \omega_e i_{qs} - \left( \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma} \right) i_{ds} - \frac{\lambda_{dr} L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma} + \frac{1}{L_\sigma} v_{ds} \quad (2)$$

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

$$\theta = \omega_r \quad (4)$$

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

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

P	극수	R <sub>s</sub>	고정자 저항[Ω]
J	관성 [Kgm <sup>2</sup> ]	R <sub>r</sub>	회전자 저항[Ω]
k <sub>t</sub>	토크 상수[Nm/A]	L <sub>s</sub>	고정자인덕턴스[H]
ω <sub>r</sub>	회전자전기각속도 [rad/s]	L <sub>r</sub>	회전자인덕턴스[H]
ω <sub>e</sub>	동기회전각속도[rad/s]	L <sub>m</sub>	상호 인덕턴스[H]
λ <sub>d</sub>	d-축의 회전자 자속[Wb]	L <sub>σ</sub>	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 3상 전류를 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)와 같이 정의하면 유도전동기의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (7)(8)과 같으며 제어 규칙은 식 (9)과 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,  $y = \theta$ 이다.

일반적으로 단순한 PI 제어를 실행하면 외란에 의한 오차를 빨리 줄이기 위해서는 큰 궤환 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-상 전류로 정제환(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.

$$T_L = 0 \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{P}{2J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} + L \left( y - [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \quad (11)$$

이때  $L$ 은  $3 \times 1$ 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.

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

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 향후 실험에서는 사

용할 예정이다.

제어 입력  $i_{qc} = i_{qc1} + i_{qc2}$ 로 구성된다.  $i_{qc1}$ 은 추가 상태 궤환(augmented state feedback)의 전류 명령이고  $i_{qc2}$ 는 관측기의 보상 신호이다. 제안된 알고리즘의 블록선도를 그림 1에 제시하였다. 그림에서 알 수 있듯이 상태궤환기와 외란 관측기가 동시에 독립적으로 적용되고 있다.

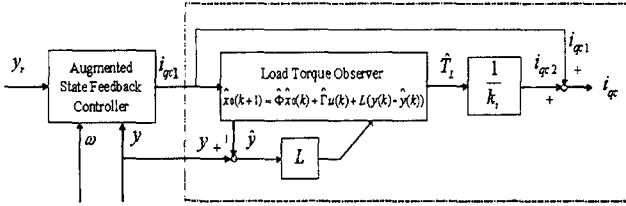


그림 1. 제안된 알고리즘의 블록선도

Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

### 3. 전체 시스템 구성

제안한 제어 시스템의 구성은 시뮬링크 프로그램으로 그림 2에 나타냈다.

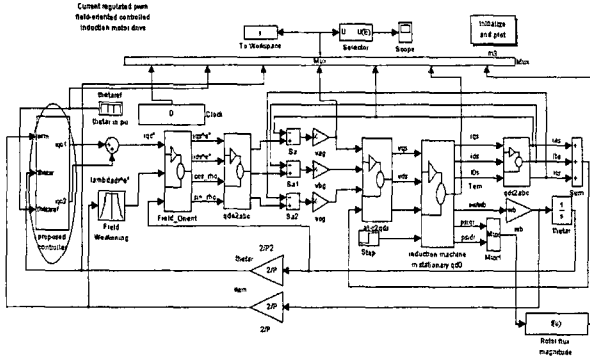


그림 2. 제안된 제어시스템의 시뮬링크 모델

Fig. 2 Simulink model of the proposed control system

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  $i_{qc2}$ 를 사용한다. 이상의 제어 알고리즘을 사용하여 제안한 제어 시스템의 시뮬링크 모델을 아래와 같다. 외란의 영향을 보이기 위하여 부하 토크를 직접 모터측에 인가하고 그 부하에 따른 위치의 변동을 얻었다.

### 4. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터를 표1에 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 최적 이득 행렬을 구하면  $K = [0.5858 \ 3.2613 \ 3.9049]$ 가 되며, 외란 관측기의 이득  $L = [9623.9 \ 2.7 \ -3639.9]T$ 가 된다.

표 1. 모터 파라미터

Table 1 Motor parameters

정격출력	800 W
정격속도	3900 rpm
극수(P)	4 극
관성 모멘트(J)	2.4 kgcm <sup>2</sup>
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

일반적으로 명판에 기재되어 있는 파라미터는 최소 10~20%정도 부정확하다. 유도전동기의 관성이 2.4 kgcm<sup>2</sup>이며 robot, 자동화기에서 어떠한 작업을 수행할 때 이 관성이 크개는 수십배 이상의 순간적인 변화값을 갖는다. 본 논문에서는 유도전동기의 정격 토크부하를 모델로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 파형은 아래와 같다.

그림 3은 추가 상태 궤환 제어기를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내며, 그림 4는 추가 상태 궤환과 데드비트 관측기를 포함하는 제어기를 가지는 유도전동기의 무부하 일 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과이다. 초기 기동 후 과도 상태에서 안정적인 위치 응답특성을 가짐을 볼 수 있다.

그림 5는 추가 상태 궤환 제어기를 가지는 유도전동기의 정격 토크 부하를 가했을 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내며, 그림 6은 추가 상태 궤환과 데드비트 관측기를 포함하는 제어기를 가지는 유도전동기의 정격 토크 부하를 가했을 때 위치 응답에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 초기 기동 후 과도 상태에서 안정적인 위치 응답특성을 가지며, 정격 토크 부하가 가해졌을 때 데드비트 관측기에 의해 정격 토크 부하가 가해졌을 때 나타나는 언더슈트(undershoot)가 개선

되어 빠른 위치 응답을 가짐을 볼 수 있다. 이상의 시뮬레이션 결과로 제안된 제어기는 데드비트 관측기가 추정된 토크를 이용하여 과도상태 및 정상상태의 위치응답이 개선됨을 확인할 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문은 외란 관측기를 이용하여 외란 변화에 강인한 위치제어 알고리즘을 제시하였으며, 이를 유도전동기에 적용하였다. 제안된 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 외란 변화에 강인한 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 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 외란 변화에 유도전동기가 강인한 정밀위치제어가 됨을 보였다.

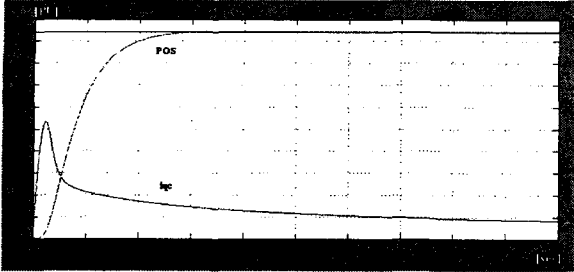


그림 3. 추가 상태 궤환 알고리즘(무부하)

Fig. 3 Augmented state feedback algorithm(no load)

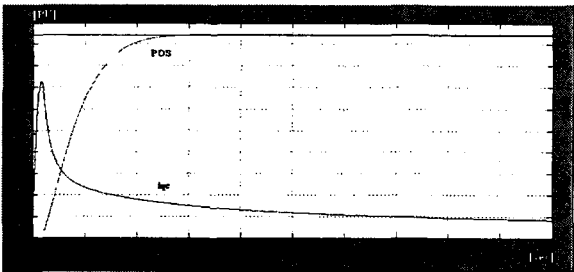


그림 4. 외란 관측기를 이용한 알고리즘(무부하)

Fig. 4 Load torque observer algorithm(no load)

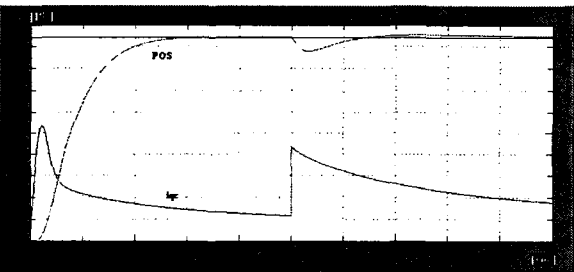


그림 5. 추가 상태 궤환 알고리즘(부하)

Fig. 5 Augmented state feedback algorithm(load)

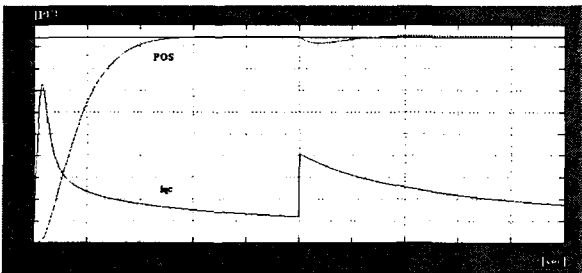


그림 6. 외란 관측기를 이용한 알고리즘(부하)

Fig. 6 Load torque observer algorithm(load torque)

## 참 고 문 헌

- [1] K. J. Åstrom 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.