

# 매입형 영구자석 동기전동기의 능동외란제거제어를 이용한 추종제어

전용호\* · 채성병\*\*

## Tracking Control of IPMSM using the Active Disturbance Rejection Control

Yong-Ho Jeon\* · Seong-Byeong Chae\*\*

### 요 약

능동 외란제거 제어기는 루엔버거 관측기를 이용하여 상태변수를 추정하여 제어기에서 외란을 제거하는 방식이다. 루엔버거 관측기는 정상상태에서 상수의 특징을 갖는 외란을 포함하는 비선형항을 상태변수로 정의하여 추정한다. 추정된 상태변수 값을 비례적분 제어기와 적분비례 제어기에 보상하여 개선된 속도 추종 성능을 보일 수 있다. 추정된 상태의 오차는 부하변동의 경우 1.9 [%] 이내임과 정상상태 상태 추종 오차가 영으로 수렴함을 보여 상태 추종 제어기의 외란 제거성능을 보임을 확인할 수 있다.

### ABSTRACT

Active disturbance rejection control is a method in which the disturbance is removed from the controller by estimating the state variable using the Luenberger observer. The Luenberger observer is estimated by defining a nonlinear term including disturbance with constant characteristics in a steady state as a state variable. It can be shown that the speed tracking performance is improved by compensating the estimated state variable to the PI controller and the IP controller. The disturbance removal performance of the tracking control can be confirmed by observing that the estimated state error is within 1.9 [%] in the case of load fluctuation and the steady-state state tracking error converges to zero.

### 키워드

Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Active Disturbance Rejection Control, Load Torque, Proportional Integral  
매입형 영구자석 동기전동기, 능동외란제거제어, 부하 토크, 비례적분

## 1. 서 론

전동기 회전축의 정밀한 속도제어와 일정한 속도를 유지하여 토크의 리플이 작아지도록 하는 것은 전동

기 제어에 있어서 매우 중요한 요소이다.

수학적인 모델이 되지 않은 부하나 비선형적인 요소들이 제어 성능에 지대한 영향을 끼친다. 전동기 제어의 좋은 성능을 달성하기 위해서 외란을 추정하고

\*중원대학교 항공정비학과 교수(waterjllar@jwu.ac.kr) • Received : Aug. 30, 2022, Revised : Sep. 20, 2022, Accepted : Oct. 17, 2022  
\*\*교신저자 : 중원대학교 항공정비학과 교수 • Corresponding Author : Seong-Byeong Chae  
Dept. Aviation Maintenance Engineering, Jungwon University  
Email : sbchae@jwu.ac.kr  
• 접수 일 : 2022. 08. 30  
• 수정완료일 : 2022. 09. 20  
• 게재확정일 : 2022. 10. 17

저극 보상하는 일부의 많은 연구가 되었다[1-12].

회전자가 매입형 영구자석인 구조를 갖는 IPMSM (: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 정밀한 속도 제어를 위해 비선형 요소와 외란을 제어기에서 보상하기 위하여 외란의 상태추정기를 루엔버거 관측기(Luenberger's Observer)를 이용하여 설계한다. 추정된 상태는 오차의 특성방정식의 근이 복소평면의 좌 반면에 배치되도록 이득을 설정하여 추정오차가 영으로 수렴하도록 한다[1-3].

일반적으로 PID(Proportional Integral Differential) 제어기는 목표 기준값에 대해 관측의 오차를 이용하여 제어 값을 결정하는 것으로 간단하면서도 잘 작동하는 제어기로 많이 사용된다. 하지만 오차에 대해 정해진 이득만을 가지고 제어 값을 구성하는 것으로 외란의 작용에 대해 과도상태의 오차 변화폭이 커진다. 그리고 정상상태 오차가 영으로 수렴하는 시간이 늘어나 외란에 대한 대응이 부적절해진다. 추정된 외란을 PI 제어기에 보상하여 외란을 제거하고 목표에 대한 추종 성능이 개선되도록 제어기를 구성한다. PI 제어기는 페루프 전달함수에 영점을 첨가함으로 과도상태에서 오버슈트의 원인이 됨으로 이를 개선하기 위해 IP 제어기를 구성한다.

본 연구에서는 2장에서 외란을 추정하기 위해 루엔버거 관측기를 기반으로 하는 외란 관측기를 설계하여 관측기의 상태 추정성능을 확인한다. 3장에서는 추정된 상태를 이용하여 회전자 축의 속도와 d축, q축의 전류의 제어기를 PI 제어기와 IP 제어기로 설계한다. 4장에서 기준속도와 기준전류에 대한 제어기의 추종 성능을 확인하기 위해 시뮬레이션 하였다.

## II. 매입형 영구자석 동기전동기의 외란 관측기 설계

수학적 모델은 식 (1)~(4)과 같다[4-12].

$$J\frac{d}{dt}\omega_r = \tau_e - B\omega_r - \tau_l \quad (1)$$

$$L_d\frac{d}{dt}i_d = -R_s i_d + pL_q\omega_r i_q + V_d \quad (2)$$

$$L_q\frac{d}{dt}i_q = -R_s i_q - pL_d\omega_r i_d - p\psi_f\omega_r + V_q \quad (3)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2}p(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (4)$$

여기서,  $V_d$ ,  $V_q$ 는 d축과 q축의 입력전압,  $i_d$ ,  $i_q$ 는 d축과 q축의 전류,  $\omega_r$ 은 회전자의 기계각속도,  $\tau_e$ 는 전자기적으로 발생하는 토크,  $\tau_l$ 은 부하토크,  $R_s$ 는 고정자의 상 저항,  $L_d$ ,  $L_q$ 는 d축과 q축의 인덕턴스,  $\psi_f$ 는 회전자 영구자석의 자속,  $p$ 는 회전자 영구자석의 극쌍수,  $J$ 는 전동기의 회전자의 관성모멘트,  $B$ 는 전동기 회전자의 점성 마찰계수이다.

식 (1)의 전동기 회전자 축에 관련된 상태방정식을 유도하면 식 (5)~(9)와 같다.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/J \\ 0 \end{bmatrix}u_\omega + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$x_1 = \omega_r \quad (6)$$

$$x_2 = -\frac{B}{J}\omega_r - \frac{1}{J}\tau_l + \Delta\left(\frac{1}{J}\right)\tau_e \quad (7)$$

$$u_\omega = \tau_e \quad (8)$$

$$y_\omega = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

식 (5)는 각속도  $\omega_r$ 과 부하토크  $\tau_l$ 를 상수로 하여 포함하는 외란 상태로 설정하여 상태방정식을 구성한 것이다. 식 (9)는 속도상태의 출력 방정식이다.

다음으로 식 (2)에 대한 상태방정식과 출력방정식을 유도하면 식 (10)~(14)와 같다.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d \\ 0 \end{bmatrix}u_{id} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$x_3 = i_d \quad (11)$$

$$x_4 = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q\omega_r i_q}{L_d} + \Delta\left(\frac{1}{L_d}\right)V_d \quad (12)$$

$$u_{id} = V_d \quad (13)$$

$$y_{id} = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

식 (10)은 d축 전류와 역기전력이 포함된 비선형 항을 포함하는 외란을 상태로 설정하여 상태방정식을 구성한 것이고 식 (14)는 d축 전류의 출력방정식이다.

다음으로 식 (3)에 대한 상태방정식과 출력방정식을 유도하면 식 (15)~(19)와 같다.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_q \\ 0 \end{bmatrix}u_{iq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$x_5 = i_q \quad (16)$$

$$x_6 = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d \omega_r i_d}{L_q} - \frac{p\psi_f \omega_r}{L_q} + \Delta \left( \frac{1}{L_q} \right) V_q \quad (17)$$

$$u_{iq} = V_q \quad (18)$$

$$y_{iq} = [1 \ 0] [x_5 \ x_6]^T \quad (19)$$

식 (15)는 q축 전류와 역기전력이 포함된 비선형 항을 포함하는 외란을 상태로 설정하여 상태방정식을 구성한 것이다. 그리고 식 (19)는 q축 전류를 관측하는 출력 방정식이다. 유도된 상태방정식을 사용하여 루엔버거 관측기를 설계하면 식 (20)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \\ \dot{\hat{x}}_5 \\ \dot{\hat{x}}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \\ \hat{x}_5 \\ \hat{x}_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서,  $l_1, l_2$ 는 속도 상태와 속도에 관련된 외란 상태의 추정이득이다.  $l_3, l_4$ 는 d축 전류 상태와 관련된 외란 상태의 추정이득이고,  $l_5, l_6$ 는 q축 전류 상태와 관련된 외란 상태의 추정이득이다.

추정이득은 추정오차를 영으로 수렴하도록 적절히 조절하는데 추정 오차방정식은 식 (21)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \\ \dot{\hat{x}}_5 \\ \dot{\hat{x}}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -l_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -l_5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -l_6 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

식 (21)은 상태방정식 식 (5), 식 (10) 그리고 식 (10)에서 식 (20)을 감한 식이다. 외란으로 가정한 식 (7), 식 (12), 그리고 식 (17)이 정상상태에서 영으로 수렴

하는 것으로 가정하여 제거되었다.

관측기의 이득을 설정하기 위하여 오차방정식의 특성방정식은 식 (22)와 같다. 식 (22) 특성방정식의 근모두가 음의 실수부를 갖도록 이득을 설정하면 오차방정식이 영으로 수렴하게 되어 추정 오차가 영으로 수렴하게 된다.

$$\Delta_{equ(21)} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -l_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_3 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -l_5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -l_6 & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$= (s^2 + l_1 s + l_2)(s^2 + l_3 s + l_4)(s^2 + l_5 s + l_6)$$

설계된 관측기를 가지고 이득을 설정하여 상태추정을 한 결과 그림 1의 (a)에서 (f)와 같다.

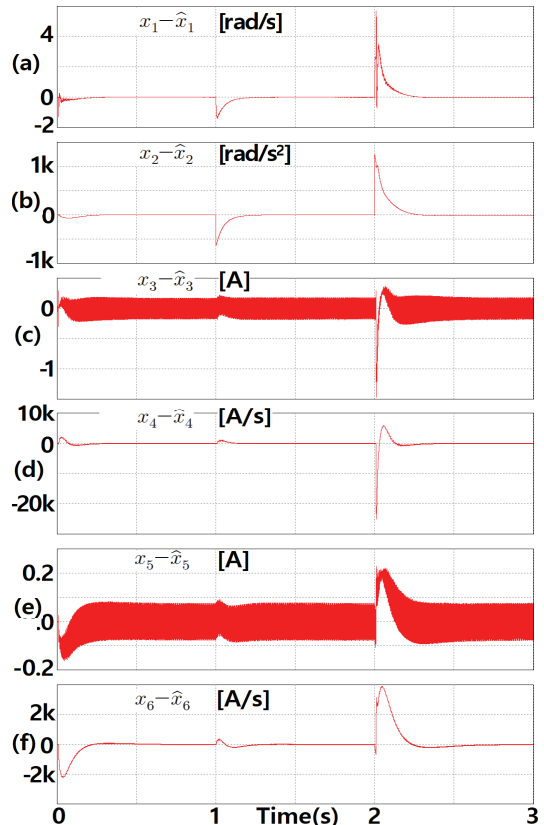


그림 1. 루엔버거 관측기의 상태추정 결과  
Fig. 1 The state estimation result of the Luenberger observer

관측기 이득  $l_1$ 은 400,  $l_2$ 는 8000,  $l_3$ 와  $l_5$ 는 20000,  $l_4$ 와  $l_6$ 는 1000000으로 설정하였다. 그림 1(a)는 각속도 상태  $x_1$ 와 추정된 각속도 상태  $\hat{x}_1$ 의 오차로 0 [rad/s]로 수렴하고, 그림 1(b)는 식(7)을 연산한 결과인  $x_2$ 와 이를 추정한 상태  $\hat{x}_2$ 의 오차를 나타낸 그림으로 정상상태에서 약 3.5 [rad/s<sup>2</sup>]이다. 그림 1(c)는 d축 전류인  $x_3$ 와 추정한 상태  $\hat{x}_3$ 의 오차로 0 [A]로 수렴을 하며, 그림 1(d)는 식 (12)의 연산 결과인  $x_4$ 와 이를 추정한  $\hat{x}_4$ 의 오차로 약 27.4 [A/s]의 값이다. 그림 1(e)는 q축 전류인  $x_5$ 와 추정한 상태  $\hat{x}_5$ 의 오차로 0 [A]로 수렴을 하며, 그림 1(f)는 식 (17)의 연산 결과인  $x_6$ 와 이를 추정한  $\hat{x}_6$ 의 오차로 약 7.1 [A/s]의 값이다. 외란이 작용하기 이전 정상상태에서  $x_2$ 의 값은 약 -157.2 [rad/s<sup>2</sup>]이고 부하가 작용한 이후에 약 -782.1 [rad/s<sup>2</sup>]의 값을 가지므로 정상상태 추정오차가 약 1.9 [%]이내 이다. 외란이 작용하기 이전 정상상태에서  $x_4$ 의 값은 약 848.0 [A/s]이고 부하가 작용한 이후에 약 3675.1 [A/s]의 값을 가지므로 정상상태 추정오차가 약 3.2 [%] 이내이다. 외란이 작용하기 이전 정상상태에서  $x_6$ 의 값은 약 -8614.1 [A/s]이고 부하가 작용한 이후에 약 -8770.0 [A/s]의 값을 가지므로 정상상태 추정오차가 약 0.08 [%] 이내이다.

### III. 외란 상태 보상된 제어기 설계

기계방정식 식 (1)에 대한 속도에 대한 PI 제어기는 식 (23)~(25)와 같다.

$$e_1 = \omega_{ref} - \hat{x}_1 \quad (23)$$

$$u_{\omega,PI} = k_{p,\omega}e_1 + k_{i,\omega} \int_{t_0}^t e_1 d\tau \quad (24)$$

$$u_{\omega} = \mathcal{J}(-\hat{x}_2 + u_{\omega,PI}) \quad (25)$$

여기서,  $k_{p,\omega}$ 는 식 (23)의 오차에 대한 비례이득이고,  $k_{i,\omega}$ 는 오차를 적분하는 이득이다. 식 (23)의 오차로 IP 제어기를 구성하면 식 (26)~(27)과 같다.

$$u_{\omega,IP} = -k_{p,\omega}\hat{x}_1 + k_{i,\omega} \int_{t_0}^t e_1 d\tau \quad (26)$$

$$u_{\omega} = \mathcal{J}(-\hat{x}_2 + u_{\omega,IP}) \quad (27)$$

다음으로 식 (2)에 대한 외란이 보상된 PI 제어기를 구성하면 식 (28)~(30)과 같다.

$$e_3 = i_{d,ref} - \hat{x}_3 \quad (28)$$

$$u_{id,PI} = k_{p,id}e_3 + k_{i,id} \int_{t_0}^t e_3 d\tau \quad (29)$$

$$u_{id} = L_d(-\hat{x}_4 + u_{id,PI}) \quad (30)$$

여기서,  $k_{p,id}$ 는 식 (28)의 오차에 대한 비례이득이고,  $k_{i,id}$ 는 오차를 적분하는 것에 대한 이득이다.  $i_{d,ref}$ 는 d축 기준 전류 값이다. 식 (28)의 오차로 IP 제어기를 구성하면 식 (31)~(32)과 같다.

$$u_{id,IP} = -k_{p,id}\hat{x}_3 + k_{i,id} \int_{t_0}^t e_3 d\tau \quad (31)$$

$$u_{id} = L_d(-\hat{x}_4 + u_{id,IP}) \quad (32)$$

다음으로 식 (3)에 대한 외란이 보상된 PI 제어기를 구성하면 식 (33)~(35)과 같다.

$$e_5 = i_{q,ref} - \hat{x}_5 \quad (33)$$

$$u_{iq,PI} = k_{p,iq}e_5 + k_{i,iq} \int_{t_0}^t e_5 d\tau \quad (34)$$

$$u_{iq} = L_q(-\hat{x}_6 + u_{iq,PI}) \quad (35)$$

여기서,  $k_{p,iq}$ 는 식 (33)의 오차에 대한 비례이득이고,  $k_{i,iq}$ 는 오차를 적분하는 것에 대한 이득이다.  $i_{q,ref}$ 는 q축 기준 전류값이다. 식 (33)의 오차로 IP 제어기를 구성하면 식 (36)~(37)과 같다.

$$u_{iq,IP} = -k_{p,iq}\hat{x}_5 + k_{i,iq} \int_{t_0}^t e_5 d\tau \quad (36)$$

$$u_{iq} = L_q(-\hat{x}_6 + u_{iq,IP}) \quad (37)$$

여기서,  $i_{d,ref}$ 는 자속의 변화를 줄 수 있도록 설정할 수 있다.  $i_{d,ref}$ 를 상수로 설정하고 식 (4)의 토크 발생식을 이용하여  $i_{q,ref}$ 는 식 (33)과 같다.

$$i_{q,ref} = \frac{2}{3p} \frac{u_{\omega}}{\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,ref}} \quad (38)$$

여기서  $u_{\omega}$ 를 식 (25)를 사용하면 외란이 제거된 속도

PI 제어이고 식 (27)을 사용하면 외란이 제거된 속도 IP 제어가 된다.

#### IV. 시뮬레이션

시뮬레이션 프로그램으로는 PSIM을 사용하였다. IPMSM의 모델은 PSIM에서 제공되는 모델을 이용하였으며, 전동기의 파라메타는 표 1을 사용하였다.

Table 1. IPMSM Parameter

Motor Rated Power	3-phase 1hp
Motor Rated Speed	1200 RPM
Pole Pair Number ( $p$ )	2
Stator Resistance, $R_s$	0.048 $\Omega$
D-axis Inductance, $L_d$	0.42 mH
Q-axis Inductance, $L_q$	1.2 mH
Moment of Inertia, $J$	0.0008 Kg $m^2$
Friction coefficient, $B$	0.001 Nm/rad/s
Magnetic Flux Constant, $\psi_f$	0.04135 volt/rad/s

PI와 IP 제어기의 제어이득은 동일한 값으로 설정하였다.  $k_{p,\omega}$ 는 20,  $k_{i,\omega}$ 는 100으로 설정하고,  $k_{p,id}$ ,  $k_{p,iq}$ 는 1000,  $k_{i,id}$ ,  $k_{i,iq}$ 는 250000으로 하였다.

외란의 보상없이 PI 제어기만 동작하여 기준속도 125.6 [rad/s]로 운전한 결과는 그림 2의 (a)에서 (b)와 같다.

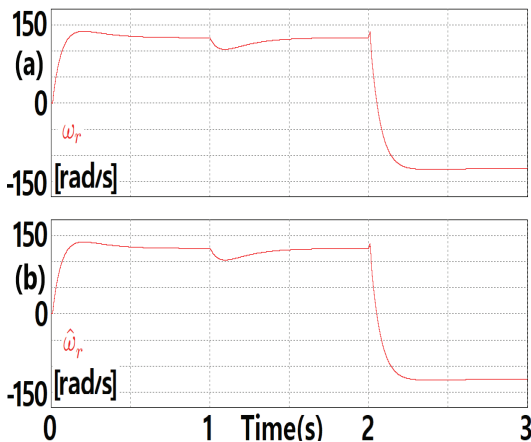


그림 2. 외란의 제거없는 PI 속도제어 결과  
Fig. 2 The PI speed control result without the disturbance rejection

그림 2(a)는 기동에서 기준속도에 90 [%]에 도달하는 상승시간은 약 0.087 초가 되었고, 시간 약 0.210 초에 약 138.1 [rad/s]로 10.0 [%]의 오버슈트가 발생하였다. 기준속도의 99 [%] 정상상태에 도달하는 시간은 약 0.63 초이다. 그리고 시간 1 초에 0.5 [Nm]의 상수 부하를 작용시켰을 때 시간 1.09 초에 약 17.7 [%]의 언더슈트가 작용하고 외란을 극복하고 정상상태의 99 [%]에 도달하는 시간이 약 1.63 초가 되었다. 그림 2(b)는 각속도를 추정한 값이다.

외란의 보상하여 PI 제어기로 속도 125.6 [rad/s]로 운전한 결과는 그림 3의 (a)에서 (b)와 같다.

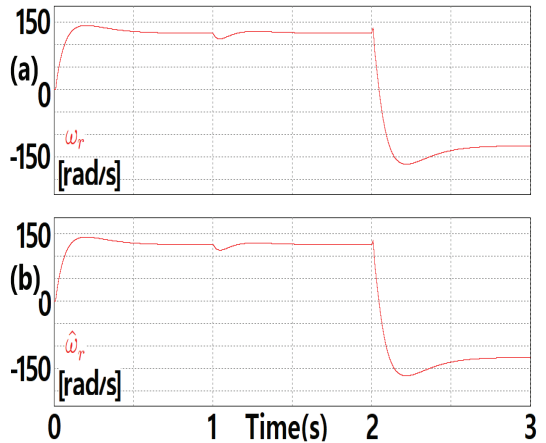


그림 3. 외란 제거 포함한 PI 속도제어 결과  
Fig. 3 The PI speed control result with the disturbance rejection

그림 3(a)는 기준속도에 90 [%]에 도달하는 상승시간은 약 0.082 초가 되었고, 시간 약 0.20 초에 약 142.8 [rad/s]로 13.7 [%]의 오버슈트가 발생하였다. 기준속도의 99 [%] 정상상태에 도달하는 시간은 약 0.66 초이다. 그리고 시간 1 초에 0.5 [Nm]의 상수부하를 작용시켰을 때 시간 1.04 초에 약 10.2 [%]의 언더슈트가 작용하고 외란을 극복하고 정상상태의 99 [%]에 도달하는데 약 1.52 초가 되었다. 그림 3(b)는 각속도를 추정한 값이다.

외란의 보상하여 IP 제어기로 속도 125.6 [rad/s]로 운전한 결과는 그림 4의 (a)에서 (b)와 같다. 그림 4(a)는 기준속도에 90 [%]에 도달하는 상승시간은 약 0.40 초가 되었고, 오버슈트가 발생하지 않았다. 기준속도의 99 [%] 정상상태에 도달하는 시간은 약 0.67

초이다. 그리고 시간 1 초에 0.5 [Nm]의 상수부하를 작용시켰을 때 시간 1.04 초에 약 9.8 [%]의 언더슈트가 작용하고 외란을 극복하고 정상상태의 99 [%]에 도달하는데 약 1.52 초가 되었다. 그림 4(b)는 각속도를 추정한 값이다.

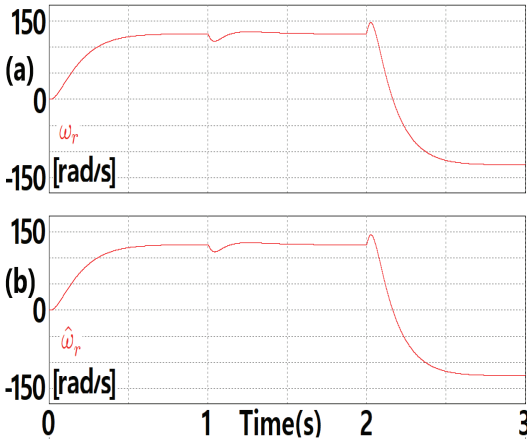


그림 4. 외란 제거 포함한 IP 속도제어 결과  
Fig. 4 The IP speed control result with the disturbance rejection

## V. 결 론

작용하는 외란을 추정하고자 루엔버거 관측기를 이용하여 설계하였다. 추정된 외란의 상태는 부하변동의 경우 약 1.9 [%] 이내의 추정 성능을 얻을 수 있었고, 추정된 상태를 제어기에 보상하지 않은 결과에 비해 PI 제어기에 보상한 결과 초기 기동에서는 큰 차이가 없지만 상수부하가 작용했을 때 외란을 극복하는데는 약 7.5 [%]의 언더슈트가 줄어들었으며 99 [%]의 정상상태로 회복하는데 약 0.11 초가 빨라지도록 개선된 성능을 얻을 수 있었다. 그리고 추정된 외란 상태를 보상하며 PI 제어기와 IP 제어기를 비교했을 때 기동에서 IP 제어기는 오버슈트가 발생하지 않고 상승시간이 약 0.2 초 늘었으며 99 [%] 정상상태 도달 시간은 변화가 없었다. 외란에 대한 제거성능은 PI 제어기와 차이가 없었다.

추가적으로 외란의 상태추정을 설계할 때 이산시간 영역에서의 설계 방법과 입력에 곱해지는 파라미터 오차에 대한 방법을 보완하여야 할 것이다.

## References

- [1] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics," *Trans. of Japanese Society of Electrical Engineers*, vol. 107-D, 1987, pp. 83-86.
- [2] J. Back and H. Shim, "Adding robustness to nominal output feedback controllers for uncertain nonlinear systems: A nonlinear version of disturbance observer," *Automatica*, vol. 44, no. 10, 2008, pp. 2528-2537.
- [3] J. Back and H. Shim, "An inner-loop controller guaranteeing robust transient performance for uncertain MIMO nonlinear systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 54, no. 7, 2009, pp. 1601-1607.
- [4] J. Kim, "A robust sensorless speed control of sensorless BLDC motor," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 3, no. 4, 2008, pp. 266-275.
- [5] Y. Jeon and M. Cho, "A Speed Control of BLDC Motor using Adaptive Back stepping Technique," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 9, no. 8, 2014, pp. 899-905.
- [6] J. Zhou and Y. Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor," *Electric Power Applications IEE Proc.* vol. 149, no. 2, 2002, pp. 165-172.
- [7] M. Ouassaid, M. Cherkaoui, and Y. Zidani, "A Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor Using an Adaptive Back-stepping Control Approach," *IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT)*, Hammamet, Tunisia, 2004, pp. 1287-1292.
- [8] S. Rebouh, A. Kaddouri, R. Abdessemed, and A. Haddoun, "Adaptive Back stepping speed Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor," *Management and Service Science (MASS) 2011 Int. Conf.*, Wuhan, China, 2011, pp. 1-4.
- [9] L. Yuan, H. Feng-you, and W. Feng, "Nominal Model-Based Control for Permanent Magnet Synchronous Motor," *2009 Int. Conf. on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, Hangzhou, China, 2009, pp. 343-346.
- [10] S. Back, "A Study on the Design and

Implementation of 2-phase BLDC Fan Motor with 1-horsepower Class 8for Air Conditioning," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 13, no. 4, Aug. 2018, pp. 760.

- [11] H. Cho, and W. Kim, "Sensorless Control of High-Speed BLDC," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 15, no. 3, Jun. 2020, pp. 503-512.
- [12] Y. Jeon and S. Lee, "Tracking Control of BLDC Motor Based on Disturbance Observer," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 15, no. 5, Oct. 2020, pp. 907-912.

## 저자 소개



### 전용호(Yong-Ho Jeon)

1996년 광운대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1998년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

2008년 광운대학교 대학원 정보제어공학과 졸업(공학박사)

2013년 ~ 2017년 8월 중원대학교 메카트로닉스학과 교수

2017년 9월 ~ 중원대학교 항공정비학과 교수

※ 관심분야 : 가변속 시스템, 지능로봇 시스템



### 채성병(Seong-Byeong Chae)

1986년 건국대학교 전기공학과 졸업(공학사)

2004년 한국항공대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1989년 6월 ~ 2021년 8월 아시아나항공(주) 정비본부

2021년 9월 ~ 2022년 6월 세한대학교 항공정비학과 교수

2022년 7월 ~ 중원대학교 항공정비학과 교수

※ 관심분야 : 지능로봇 시스템, AI자율주행

