

외란 추정기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 속도제어

전용호*

Speed control of IPMSM using the Disturbance Estimator

Yong-Ho Jeon*

요약

부하의 영향은 전동기의 정밀한 속도조절에 있어서 중요한 요소이다. 본 연구에서는 수학적 모델로 용이하지 않은 부하 및 수학적 모델의 오차와 비선형항을 포함하는 외란을 하나의 상태로 정의하고, 이를 추정할 수 있는 상태 관측기를 설계한다. 그리고 상태 관측의 추정오차가 0으로 수렴할 수 있도록 관측이득을 설정하고, 추정된 상태를 백스텝핑 제어기에 사용하여 정밀한 속도 추종이 가능한 제어기를 설계한다. 1 [hw] 급의 매입형 영구자석 동기전동기에 적용한 결과 우수한 상태관측과 추종 성능을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

The effect of load is an important factor in precise speed control of a motor. In this study, we design a state observer that can estimate and define one state of disturbance including errors and nonlinear terms of mathematical models, which is not easy with a mathematical model. Then, the observation gain is set so that the estimation error of the state observation converges to 0, and the estimated state is used in the back stepping controller to design a controller capable of precise speed tracking. As a result of applying to 1 [hw] class Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, excellent state variable observation and tracking performance can be confirmed.

키워드

Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Disturbance estimator, load torque, back stepping controller
매입형 영구자석 동기전동기, 외란 추정기, 부하 토크, 백스텝핑 제어기

1. 서론

여러 산업 분야에서 활용되는 많은 전동기 중에서 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 높은 효율과 고른 출력 특성의 장점과 부가적으로 킬러토크 토크를 얻을 수 있다. 영구자석 동기

전동기는 고정자 권선에 전류를 흐르게 하여 발생하는 전자기력과 회전자 영구자석의 자기력이 상호작용하여 회전을 얻는 시스템이다[1-11].

전동기의 회전속도를 정밀하게 제어하는 것은 전동기의 사용을 활성화시키는 중요한 노력이다. 전동기의 정밀한 제어를 위해서는 전동기 및 부하에 관련된 정

*중원대학교 항공정비학과 교수(waterjliar@jwu.ac.kr) • Received : Aug. 30, 2022, Revised : Sep. 20, 2022, Accepted : Oct. 17, 2022
*교신저자 : 중원대학교 항공정비학과 교수 • Corresponding Author : Yong-Ho Jeon
• 접수일 : 2022. 08. 30 Dept. Aviation Maintenance Engineering, Jungwon University
• 수정완료일 : 2022. 09. 20 Email : waterjliar@jwu.ac.kr
• 게재확정일 : 2022. 10. 17

밀한 수학적 모델이 요구되고, 전동기의 모든 상태 관측이 가능할수록 정밀한 제어를 구성할 수 있다. 하지만 수학적 모델은 여러 가지의 오차를 포함하고 있으며, 부하에 대한 계측이 용이하지 않다. 이에 외란에 대한 관측기는 선형에서 비선형을 포함한 영역까지 주파수 영역에서의 해석과 설계, 상태공간에서의 해석과 설계로 활발히 연구되고 있다[12-14].

본 연구에서는 IPMSM의 정밀한 제어를 위해서 부하 및 전동기의 수학적 모델의 오차를 외란으로 간주하고, 이를 상태로 정의하여 상태 관측기를 설계한다. 상태 관측기로부터 추정된 상태는 리아프노프 안정도를 기반으로 하는 백스텝핑 제어를 사용하여 정밀한 제어가 가능한 제어를 구성한다.

II. IPMSM의 외란 관측기

IPMSM 시스템의 수학적 모델은 식 (1)에서 식 (4)과 같다[1-11].

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

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

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

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

여기서, V_d , V_q 는 d축과 q축의 입력전압, i_d , i_q 는 d축과 q축의 전류, ω_r 은 회전자의 기계각속도, τ_e 는 전자기적으로 발생하는 토크, τ_l 은 부하토크, R_s 는 고정자의 상 저항, L_d , L_q 는 d축과 q축의 인덕턴스, ψ_f 는 회전자 영구자석의 자속, p 는 회전자 영구자석의 극쌍수, J 은 전동기의 회전자의 관성모멘트, B 은 전동기 회전자의 점성 마찰계수이다.

식 (1)은 전동기 회전자와 축에 관련된 역학방정식으로 부하토크 τ_l 는 상수로 가정하여 관측방정식을 구성한 것은 식 (5)에서 식(7)과 같다.

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \hat{f}_\omega + \frac{1}{J}\tau_e + l_1(\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (5)$$

$$\dot{\hat{f}}_\omega = l_2(\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (6)$$

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

여기서, 식 (7)은 부하 및 파라메타의 오차 등이 포함된 외란 f_ω 을 상태로 가정하여 표현된 식이며, 식 (5)에서 식 (6)은 루엔버거 관측기(Luenberger's Observer)를 사용하여 전동기의 각속도 $\hat{\omega}_r$ 및 외란 \hat{f}_ω 의 상태를 추정한다. $\Delta(1/J)$ 는 입력 파라메타의 오차를 나타낸 것이다. l_1 은 각속도의 추정오차를 줄이기 위한 관측이득이고, l_2 는 외란 상태의 추정 오차를 줄이기 위한 관측이득이다.

다음으로 식 (2)의 d축 전류의 방정식에서 비선형항과 파라메타의 오차를 포함하여 외란으로 가정하여 관측방정식을 구성하면 식 (8)에서 식 (10)과 같다.

$$\dot{\hat{i}}_d = \hat{f}_d + \frac{1}{L_d}V_d + m_1(i_d - \hat{i}_d) \quad (8)$$

$$\dot{\hat{f}}_d = m_2(i_d - \hat{i}_d) \quad (9)$$

$$\hat{f}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q\omega_r i_q}{L_d} + \Delta\left(\frac{1}{L}\right)V_d \quad (10)$$

식 (10)은 비선형항 및 파라메타의 오차 등이 포함된 외란 f_d 을 상태로 가정하고 식 (8)에서 식 (9)는 루엔버거 관측기를 사용하여 d축 전류 \hat{i}_d 및 외란 상태 \hat{f}_d 를 추정한다. m_1 은 d축 전류의 추정오차를 줄이기 위한 관측이득이고, m_2 는 외란 상태의 추정 오차를 줄이기 위한 관측이득이다.

다음으로 식 (3)의 q축 전류의 관측방정식을 구성하면 식 (11)에서 식 (13)과 같다.

$$\dot{\hat{i}}_q = \hat{f}_q + \frac{1}{L_q}V_q + n_1(i_q - \hat{i}_q) \quad (11)$$

$$\dot{\hat{f}}_q = n_2(i_q - \hat{i}_q) \quad (12)$$

$$\hat{f}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{pL_d\omega_r i_d}{L_q} - \frac{p\psi_f\omega_r}{L_q} + \Delta\left(\frac{1}{L_q}\right)V_q \quad (13)$$

식 (13)은 비선형항 및 파라메타의 오차 등이 포함된 외란 f_q 을 상태로 가정하고 식 (1)에서 식 (12)는 루

엔버저 관측기를 사용하여 q축 전류 \hat{i}_q 및 외란 상태 \hat{f}_q 를 추정한다. n_1 은 q축 전류의 추정오차를 줄이기 위한 관측이득이고, n_2 는 외란 상태의 추정 오차를 줄이기 위한 관측이득이다.

구성된 식 (1)과 식 (5)에서 식 (7)을 이용하여 오차방정식을 구하면 식 (14)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_r - \dot{\hat{\omega}}_r \\ \dot{f}_\omega - \dot{\hat{f}}_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r - \hat{\omega}_r \\ f_\omega - \hat{f}_\omega \end{bmatrix} \quad (14)$$

식 (14)의 오차방정식의 특성방정식의 근이 좌반면에 위치하도록 이득 l_1, l_2 를 설정한다.

d축 전류방정식 (2)와 상태추정 관측기 식 (8)에서 식 (10)을 사용하여 오차방정식을 구성하면 식 (15)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d - \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{f}_d - \dot{\hat{f}}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -m_1 & 1 \\ -m_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ f_d - \hat{f}_d \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)의 오차방정식의 특성방정식의 근이 좌반면에 위치하도록 이득 m_1, m_2 를 설정한다.

q축 전류방정식 (3)와 상태추정 관측기 식 (11)에서 식 (13)으로 오차방정식을 구하면 식 (16)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q - \dot{\hat{i}}_q \\ \dot{f}_q - \dot{\hat{f}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -n_1 & 1 \\ -n_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q - \hat{i}_q \\ f_q - \hat{f}_q \end{bmatrix} \quad (16)$$

식 (16)의 오차방정식의 특성방정식의 근이 좌반면에 위치하도록 이득 n_1, n_2 를 설정한다.

III. 백스텝핑 제어기

식 (5)에서 식 (13)으로 설계된 관측기를 이용하여 기준 각속도 ω_{ref} 을 추종하는 제어기를 구성하기 위하여 백스텝핑 기법을 사용하면 평가함수와 오차는 식 (17)에서 식 (18)과 같이 정의한다.

$$V_1 = \frac{1}{2} e_r^2 \quad (17)$$

$$e_r = \omega_{ref} - \hat{\omega} \quad (18)$$

식 (18)은 각속도 추종의 오차이고, 식 (17)은 추종오

차로 구성된 평가함수 V_1 로 시간에 대한 변화율이 음이 되도록 설계하면 식 (19)에서 식 (20)과 같다.

$$\dot{V}_1 = e_r \dot{e}_r \quad (19)$$

$$\alpha(\tau_e) = \mathcal{J}(-\hat{f}_\omega - l_1(\omega_r - \hat{\omega}_r) + k_\omega(\omega_r - \hat{\omega}_r)) \quad (20)$$

이득 k_ω 는 양의 값을 갖도록 설정하는 제어이득으로 식 (19)의 값이 음의 값이 되게 한다. 기준 각속도에 대한 점근적인 안정이 가능하도록 설정되는 값이다. 식 (20)은 토크 제어기이다.

d축 기준전류를 $i_{d,ref}$ 로 설정하여 전류 추종이 가능하도록 제어기를 구성하기 위해 전류에 대한 평가함수와 오차를 정의하면 식(21)에서 식 (22)와 같다.

$$V_2 = \frac{1}{2} e_r^2 + \frac{1}{2} e_d^2 \quad (21)$$

$$e_d = i_{d,ref} - \hat{i}_d \quad (22)$$

식 (22)는 d축 전류의 추종 오차이고, 식 (21)은 추종 오차로 구성된 평가함수 V_2 로 시간에 대한 변화율이 음이 되도록 설계하면 식 (23)에서 식 (24)와 같다.

$$\dot{V}_2 = e_r \dot{e}_r + e_d \dot{e}_d \quad (23)$$

$$V_d = L_d(-\hat{f}_d - m_1(i_d - \hat{i}_d) + k_d(i_{d,ref} - \hat{i}_d)) \quad (24)$$

이득 k_d 는 양의 값을 갖도록 설정하는 제어이득으로 식 (23)의 값이 음의 값이 되게 한다. d축 기준전류에 대한 점근적인 안정이 가능하도록 설정되는 값이다. 식 (24)는 d축 전류제어를 위해 설계된 제어기이다.

q축 기준전류를 $i_{q,ref}$ 로 설정하여 전류 추종이 가능하도록 제어기를 구성하기 위해 전류에 대한 평가함수와 오차를 정의하면 식(25)에서 식 (26)과 같다.

$$V_3 = \frac{1}{2} e_r^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (25)$$

$$e_q = i_{q,ref} - \hat{i}_q \quad (26)$$

식 (26)은 q축 전류의 추종 오차이고, 식 (25)는 추종 오차로 구성된 평가함수 V_3 로 시간에 대한 변화율이 음이 되도록 설계하면 식 (27)에서 식 (28)과 같다.

$$\dot{V}_3 = e_r \dot{e}_r + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (27)$$

$$V_q = L_q(-\dot{f}_q - n_1(i_q - \hat{i}_q) + k_q(i_{q,ref} - \hat{i}_q)) \quad (28)$$

이득 k_q 는 양의 값을 갖도록 설정하는 제어이득으로 식 (27)의 값이 음의 값이 되게 한다. q축 기준전류에 대한 점근적인 안정이 가능하도록 설정되는 값이다. 식 (28)는 q축 전류제어를 위해 설계된 제어기이다.

d축 기준전류는 자속을 조절하는 효과로 약계자 제어 등에 사용되고 일반적으로 0으로 기준전류를 설정한다. q축 전류제어는 전동기의 회전축에서 실제적인 토크를 발생시키는 것으로 식(20)의 토크 제어기와 식 (4)를 사용하여 q축 전류 제어기의 기준전류로 환산한 것은 식 (29)와 같다.

$$i_{q,ref} = \frac{2}{3p} \frac{\alpha(\tau_c)}{\psi_f + (L_d - L_q)i_{d,ref}} \quad (29)$$

식 (29)는 기준 각속도 추종을 위해 설정된 토크를 발생시키기 위한 q축 전류에 해당한다. 식 (20), 식 (24) 그리고 식 (28)을 이용하여 식 (27)에 대입하여 정리하면 $\dot{V}_3 \leq 0$ 임을 보일 수 있으므로 구성된 제어기가 점근적인 안정을 취할 수 있다.

IV. 시뮬레이션

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

Table 1. IPMSM Parameter
표 1. 매입형 영구자석동기전동기 파라메타

| | |
|----------------------------------|--------------------|
| Motor Rated Power | 3-phase 1hp |
| Motor Rated Speed | 1200 RPM |
| Pole Pair Number (p) | 2 |
| Stator Resistance, R_s | 0.048 Ω |
| 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, ψ_f | 0.04135 volt/rad/s |

전동기의 파라메타는 실제로 실험에 사용하고자 하는 모터의 파라메타를 사용하였다. 속도 및 전류 제어기와 상태 추정에 필요한 관측기도 DLL기능을 사용하여 알고리즘을 프로그래밍하였다. 추후 실험에 작성된 파일을 그대로 적용하기 위해서이다.

추정된 상태와 백스텝핑 제어기의 성능을 확인하기 위하여 기준속도 125.6 [rad/s]로 출발하여 시간 1초에 상수부하 0.5 [Nm]가 작용하고, 시간 2초에서 기준속도 -125.6 [rad/s]로 역회전하는 운전을 한 결과는 그림 1에서 그림 2와 같다.

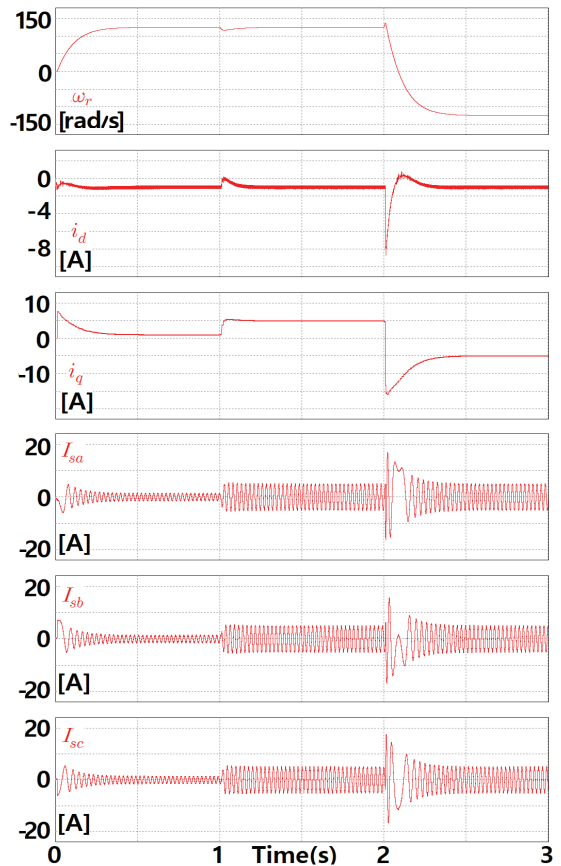


그림 1. 백스텝핑 제어기의 속도제어 결과
Fig. 1 The speed control result using the Back stepping controller

백스텝핑 제어기의 속도이득 k_w 는 10이고, d축 전류이득과 q축 전류이득 k_d , k_q 는 1000으로 설정하였다. 그림 1의 상단 첫 번째 그림은 기준 각속도 125.6 [rad/s]로 기동하는 모습을 보인다. 오버슈트 없이 정

상상태의 90 [%]에 도달하는 상승시간은 약 0.229 초 이고, 정상상태 99 [%]에 도달하는 정착시간은 약 0.400 초이다. 시간 1 초 상수 부하 0.5 [Nm]를 작용 하였을 때 약 시간 1.030 초에 6.7 [%]의 언더슈트가 발생하고 시간 약 1.210 초에 외란을 극복하고 정상 상태 99 [%]에 도달하였다. 그리고 시간 2 초에서 역 회전으로 -125.6 [rad/s]의 각속도로 운전을 하였다. 두 번째 그림은 d축 기준전류를 임의 값으로 설정할 수 있는데 -1 [A]로 설정하였고, 그 결과 정상상태 오차의 rms 값이 약 0.6 [%] 이내가 되었고, 세 번째 그림은 식 (29)로 만들어지는 q축 기준전류에 대한 제어 결과 정상상태 오차의 rms가 0.4 [%] 이내가 되었다. 맨 하단의 그림은 인버터에 흐르는 삼상 전류를 나타낸 결과이다.

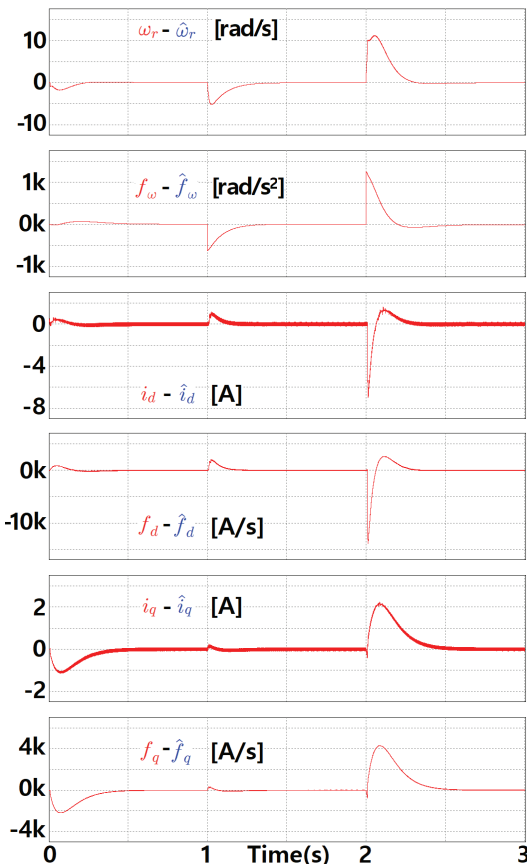


그림 2. 루엔버거 관측기의 상태추정 결과
Fig. 2 The state estimation result using the Luenberger's observer

관측기에서 상태 값을 추정한 결과 그림 2와 같다. 루엔버거 관측기의 이득 l_1 은 100, l_2 는 1000로 하고, m_1, n_1 은 2000, m_2, n_2 는 40000으로 설정하였다. 그림 2의 맨 상단은 각속도와 각속도의 추정값을 나타낸 것으로 정상상태 오차가 약 0.1 [%] 이내이고, 두 번째 그림은 식 (7)의 f_ω 와 추정치 \hat{f}_ω 로 외란이 작용하기 전까지 차가 약 3.5 [%] 이내이고, 외란이 작용한 이후 정상상태에서 약 0.7 [%] 이내의 차를 갖는다. 세 번째 그림은 d축 전류와 그 추정 전류이고 네 번째 그림은 식 (10)의 f_d 와 추정치 \hat{f}_d 로 모두 정상상태에서 rms 값으로 약 0.1 [%] 이내의 차이를 갖는다. 다섯 번째 그림은 q축 전류와 그 추정 전류이고 여섯 번째 그림은 식 (13)의 f_q 와 추정치 \hat{f}_q 로 모두 정상상태에서 rms 값으로 약 0.1 [%] 이내의 차이를 갖는다. 역회전 후 -125.6 [rad/s]로 추정 오차는 모두 0.1 [%] 이내의 값을 가진다.

V. 결 론

전동기의 추종 성능의 개선을 위해서는 전동기 시스템의 정확한 파라메타가 필요하며, 작용하는 외란에 대한 대응이 필요하다.

작용하는 외란에 비선형 항을 포함하여 루엔버거 관측기를 설계하고 적절한 관측기의 이득을 설정함으로써 정상상태에서 추정오차가 약 0.1 [%] 이내의 정밀함을 보일 수 있었다. 추정된 상태와 외란 상태를 백스텝핑 제어기의 보상하여 외란의 영향을 제거하여 정상상태에서 기준속도에 대하여 정밀한 추종 성능을 보일 수 있었다. 백스텝핑 제어기는 각속도, d축 전류, q축 전류의 제어기를 별도로 구성하여 적절한 제어 이득으로 점근적 안정을 얻을수 있음을 보였다. 이산 시간 영역에서의 설계에 대한 연구와 실험을 통해 상태추정과 제어가 유용함을 보일 것이다.

References

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] H. Lee, W. Cho, and K. Lee, "Improved switching method for sensorless BLDC motor drive," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 5, no. 2, 2010, pp. 164-170.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] H. Kwon, "Knee Rehabilitation System through EMG Signal analysis and BLDC Motor Control," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 14, no. 5, Oct. 2019, pp. 1009-1018.
- [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.
- [13] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics," *Trans. of Japanese Society of Electrical Engineers*, vol. 107-D, 1987, pp. 83-86.
- [14] 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.

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