

피드백 선형화를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 제어

전용호*

Speed control of IPMSM using the Feedback Linearizations

Yong-Ho Jeon*

요 약

전동기 제어에서 좋은 운전 성능을 얻기 위해서는 요구되는 상태의 측정이 필요하다. 또한 전동기의 수학적 모델의 비선형 요소와 부하 변동과 같은 외란도 보상할 수 있어야 한다. 본 연구에서는 측정에 포함되는 잡음을 효과적으로 제거할 수 있는 칼만 필터를 설계한다. 칼만 필터는 선형 시스템의 상태 추정에 있어서 효과적이다. 비선형 항과 부하 변동을 외란으로 추정하여 시스템 제어 입력에 보상함으로써 시스템 모델을 피드백 선형화한다. 칼만 필터와 외란 관측기가 서로 독립적으로 안정하게 수렴할 수 있음을 보인다. 상태 추정의 결과 약 0.3 [%] 이내의 각속도 추정 오차와 상수 부하는 약 4 [%] 이내의 추정 오차를 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

In order to obtain good driving performance in motor control, measurement of the state required for control is necessary. It must also be able to compensate for nonlinear elements of the mathematical model of the motor and disturbances such as load variation. In this study, we design a Kalman filter that can effectively remove noise included in measurements. Kalman filters are effective in estimating the state of linear systems. The system model is feedback linearized by estimating nonlinear terms and load variation as disturbances and compensating them for the system control input. It can be shown that the Kalman filter and the disturbance observer can converge stably independently of each other. As a result of the state estimation, an angular velocity estimation error of within approximately 0.3 [%] and a constant load estimation error of within approximately 4 [%] were obtained.

키워드

Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Feedback linearizations, Disturbance observer, Kalman filter
매입형 영구자석 동기전동기, 피드백 선형화, 외란 관측기, 칼만필터

*중원대학교 항공정비학과 교수(waterjliar@jwu.ac.kr)

*교신처자 : 중원대학교 항공정비학과 교수

• 접수 일 : 2024. 08. 27

• 수정완료일 : 2024. 09. 19

• 게재확정일 : 2024. 10. 12

• Received : Aug. 27, 2024, Revised : Sep. 19, 2024, Accepted : Oct. 12, 2024

• Corresponding Author : Yong-Ho Jeon

Dept. Aviation Maintenance Engineering, Jungwon University

Email : waterjliar@jwu.ac.kr

I. 서론

전기를 동력원으로 하는 전동기 제어에 대한 많은 연구가 되고 있다. 이는 전기에너지가 친환경적이며 간편하고 정밀한 조작이 가능하기 때문이다.

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)는 영구자석의 위치에 동기된 고정자 권선에 삼상 전류를 흐르게 하여 회전력을 얻는 시스템이다 [1-7][10-13].

전동기 속도의 제어 성능을 얻기 위해서는 회전축에 발생하는 부하토크와 영구자석의 회전으로 인해 고정자 권선에 발생하는 역기전압에 대한 보상이 필요하다. 보상하기 위해서 측정이 필요한데 부하토크는 외부에서 회전축에 작용하는 힘으로 측정하기에 어려움이 있다. 그리고 역기전압은 수학적 표현에 있어서 비선형 항으로 표현된다. 따라서 부하토크와 역기전압 등을 수학적 방법으로 외란으로 간주하여 추정할 수 있는 관측기를 설계하여 보상할 수 있다.

부하토크나 역기전압을 추정하기 위해서는 전동기의 전류 및 각속도에 대한 측정된 상태 값을 사용한다. 실제 측정된 상태 값에는 측정 시 잡음이 포함되어 있으며 잡음에 따라 외란의 추정 성능이 떨어지게 된다. 따라서 측정된 상태 값에 포함된 잡음을 효과적으로 제거할 수 있는 상태 관측기가 요구된다.

전동기의 정밀한 제어를 위하여 전동기의 수학적 모델을 피드백 선형화를 통하여 선형화된 모델로 변환하여 제어기와 상태 관측기를 설계하는 것도 좋은 방법이다. 외란 관측기를 설계하여 외란을 추정한다. 추정된 외란을 제어 입력에 포함하여 사용함으로써 피드백 선형화를 구현한다. 선형 모델을 사용해 추정기를 설계하여 상태를 추정하는 것이 비선형 모델로 상태를 추정하여 노이즈를 제거하는 것보다 훨씬 간편하면서 효과적이다[8-10].

본 연구에서는 IPMSM의 제어를 위해서 부하 및 역기전압을 외란으로 간주하고, 이를 추정할 수 있는 외란 관측기를 설계한다. 외란 관측기로 추정된 외란을 제어 입력에 포함하여 피드백 선형화하고 선형화된 수학적 모델로 칼만 필터를 설계하여 상태 측정에 포함된 잡음을 제거한다. 잡음이 제거된 상태 값을 제어기와 외란 관측기의 상태 값으로 사용하는 구조의 시스템을 제안한다.

II. IPMSM의 피드백 선형화

IPMSM 시스템의 수학적 모델은 식(1)에서 식(4)와 같다[4][11-13].

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

$$\frac{d}{dt}i_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q}{L_d}\omega i_q + \frac{1}{L_d}V_d \quad \dots (2)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{pL_d}{L_q}\omega i_d - \frac{p\psi_f}{L_q}\omega + \frac{1}{L_q}V_q \quad \dots (3)$$

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

여기서, V_d , V_q 는 d축과 q축의 입력전압, i_d , i_q 는 d축과 q축의 전류, ω 는 회전자의 기계각속도, τ_e 는 전자기적으로 발생하는 토크, τ_l 는 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 는 전동기 회전자의 관성모멘트, B 은 전동기 회전자의 점성 마찰계수이다.

식(1)에서 식(3)의 입력상태를 정의하면 식(1)은 τ_e 이며, 식(2)는 V_d 이고, 식(3)은 V_q 로 3개의 시스템으로 분리가 된다. 입력을 재구성하면 다음과 같다.

$$\tau_e = u_\omega + \tau_l \quad \dots (5)$$

$$V_d = u_d - pL_q\omega i_q \quad \dots (6)$$

$$V_q = u_q + pL_d\omega i_d + p\psi_f\omega \quad \dots (7)$$

식(5)에서 식(7)의 입력을 식(1)에서 식(3)에 대입하면 식(8)에서 식(9)와 같이 변환된다.

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu \quad \dots (8)$$

$$x = (\omega \ i_d \ i_q)^T, \quad u = (u_\omega \ u_d \ u_q)^T \quad \dots (9)$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \quad \dots (10)$$

식(8)은 독립된 방정식이 3개로 각기 입력이 존재한다. 각각 분리하면 일차 방정식으로 각각 가제어성이 있음을 판단할 수 있다. 이때 식(5)에서 식(7)의 입력에 더해지는 항들은 부하토크와 역기전압이다. 외

란 관측기를 설계하여 이 값들을 추정하여 식(5)에서 식(7)과 같이 입력에 적용하여 외란과 역기전압을 보상하여 선형 시스템으로 변환이 된다.

III. 상태 관측기 및 외란 관측기

상태 관측기는 상태 변수를 추정하기 위해 설계되는 것이고 외란 관측기는 순수 제어 입력과 외란이 첨가된 제어 입력을 추정하여 그 차이로 외란을 추정하는 방식이다. 상태 관측기와 외란 관측기의 공칭시스템은 식(8)의 시스템에 대한 출력은 식(11)이다.

$$y = Cx = (w_i \ i_a \ i_q)^T \quad \dots (11)$$

식(8)에 대한 상태 관측기는 식(12)와 같다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad \dots (12)$$

L 은 관측기 추정 이득이다. 이때 식(8)에서 식(12)의 차를 구하면 상태 추정 오차방정식은 식(13)에서 식(14)와 같다.

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad \dots (13)$$

$$e = x - \hat{x} \quad \dots (14)$$

행렬 (A , C)으로 가관측성 여부를 판단하여 가관측성이 있는 경우 식(13)의 오차가 0으로 수렴하도록 관측기 이득 L 을 설정할 수 있다.

식(8)의 시스템에 행렬 (A , B)으로 제어가 가능한 경우 상태 관측기로부터 추정된 상태를 이용하여 상태 피드백 제어기를 구성하면 식(15)와 같다.

$$u = -K\hat{x} \quad \dots (15)$$

K 는 제어 이득이다. 식(15)의 상태 피드백 제어기를 적용한 결과는 식(16)이다.

$$\dot{x} = (A - BK)x + BKe \quad \dots (16)$$

상태 제어기와 상태 관측기를 사용한 전체 시스템은 식(17)과 같다.

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (A - BK) & BK \\ & (A - LC) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \quad \dots (17)$$

식(17)의 특성방정식은 식(18)과 같다.

$$\Delta_{equ(17)} = (sI - A + BK)(sI - A + LC) \quad \dots (18)$$

피드백 제어와 상태 관측기는 독립적으로 안정성을 가지도록 각각 설계할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 제어 입력과 순수한 제어 입력을 추정하여 외란을 추정하는 외란 추정기에 상태 관측기로 추정된 상태를 사용하여도 전체 시스템의 안정성을 잃지 않음을 판단할 수 있다.

3.1 상태 관측기

선형화된 식(8)의 시스템을 이용하여 상태 관측기를 설계하여 관측기에 포함된 잡음을 제거한다. 상태 관측기 설계는 선형 시스템에서 상태 추정의 성능이 뛰어난 칼만 필터를 적용한다. 칼만 필터는 시스템 행렬을 이용하여 상태를 추정하는 사전 추정과 관측된 데이터를 얻을 때 사전 추정된 상태와 정합 과정을 거치는 사후 추정으로 나누어진다. 사전 추정 과정에서 포함하는 노이즈와 사후 추정에 포함하는 노이즈의 양을 적절히 조절하여 상태 추정의 정밀도를 개선하는 방법이다.

시스템 방정식(8)을 이산 영역으로 변환하고 출력 방정식을 구성하면 식(19)에서 식(21)과 같다.

$$x_k = A_{k-1}x_{k-1} + B_{k-1}u_{k-1} + w_k \quad \dots (19)$$

$$y_k = C_k x_k + v_k \quad \dots (20)$$

$$A_k = (I + AT), B_k = BT, C_k = C = I \quad \dots (21)$$

식(19)의 w_k 는 시스템 모델에 가산되는 불확실성으로 화이트 노이즈로 가정한다. 식(20)의 v_k 는 측정에 포함되는 화이트 노이즈로 가정한다.

사전 추정은 식(22)에서 식(24)와 같다.

$$P_k^- = A_{k-1}P_{k-1}^+ A_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad \dots (22)$$

$$\hat{x}_k^- = A_{k-1}\hat{x}_{k-1}^+ + B_{k-1}u_{k-1} \quad \dots (23)$$

$$\hat{x}_0^+ = E(x_0), P_0^+ = E[(x_0 - \hat{x}_0^+)(x_0 - \hat{x}_0^+)^T] \quad \dots (24)$$

여기서, 식(22)의 Q_{k-1} 는 시스템 노이즈 w_k 의 공분산이다. 식(24)는 초기 상태 값과 상태에 대한 공분산의 초기 값이다.

식(20)으로 측정 데이터가 획득된 이후 사후 추정은 식(25)에서 식(27)과 같다.

$$K_k = P_k^-(P_k^- + R_k)^{-1} \quad \dots (25)$$

$$P_k^+ = (I - K_k)P_k^- \quad \dots (26)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k[y_k - \hat{y}_k^-] \quad \dots (27)$$

식(25)의 R_k 는 관측기에 가산되는 노이즈 v_k 의 공분산이다. 식(25)는 추정 이득으로 수학적 모델의 오차가 작다면 시스템 노이즈를 관측기의 노이즈보다 작게 가산하는 방식으로 조절된다. 식(27)으로 최적 상태 \hat{x}_k^+ 을 구해낸다.

3.2 외란 관측기

전동기 시스템에서 외란을 정의하면 식(28)에서 식(30)과 같다.

$$d_\omega = \tau_l \quad \dots (28)$$

$$d_{id} = -pL_q \omega i_q \quad \dots (29)$$

$$d_{iq} = pL_d \omega i_d + p\psi_f \omega \quad \dots (30)$$

식(28)은 부하토크를 외란으로 가정한 것이다. 식(29)는 전류 d 축에 발생하는 역기전압을 외란으로 가정한 것이고, 식(30)은 전류 q 축에 발생하는 역기전압을 외란으로 가정한 것이다.

외란을 추정하기 위해서 공칭시스템을 식(8)에서 식(10)과 같이 가정한다. 식(8)은 행렬 A 와 B 는 3행 3열의 대각행렬이므로 세 개의 독립된 일차 미분방정식 연립 식이다. 따라서 3차 행렬을 하나의 원소로 가정하여 설계가 가능하다.

식(11)의 출력이 되는 입력을 추정하기 위한 식은 식(31)에서 식(32)와 같다.

$$\hat{u} = B_p^{-1}(\dot{y} - A_p y) \quad \dots (31)$$

$$A_p = \begin{pmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix}, B_p = \begin{pmatrix} \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \quad \dots (32)$$

식(31)은 공칭 값으로 수학적으로 모델 식이다. 출력의 미분 \dot{y} 이 포함되어 있는데 이를 추정할 수 있는 추정 식을 공칭시스템과 같은 차수로 설계하면 식(33)에서 식(35)와 같다.

$$\dot{q} = A_q q + A_q y \quad \dots (33)$$

$$q = (q_\omega \ q_{id} \ q_{iq})^T \quad \dots (34)$$

$$A_q = \begin{pmatrix} -a_\omega & 0 & 0 \\ 0 & -a_{id} & 0 \\ 0 & 0 & -a_{iq} \end{pmatrix} \quad \dots (35)$$

식(33)은 y 를 입력으로 하는 방정식이다. 식(34)는 새롭게 정의한 상태 변수이고, 식(35)는 추정 이득으로 a_ω , a_{id} , a_{iq} 는 양의 값이다. 식(31)의 출력 y 를 변수 q 로 치환하고 식(33)의 \dot{q} 을 대입하면 식(36)과 같다.

$$\hat{u} = B_p^{-1}(A_q q + A_q y - A_p q) \quad \dots (36)$$

외란이 포함되지 않은 입력을 추정하기 위해 식(33)과 동일한 형태의 상태 방정식을 설계하면 식(37)에서 식(38)과 같다.

$$\dot{p} = A_q p + A_q u \quad \dots (37)$$

$$p = (p_\omega \ p_{id} \ p_{iq})^T \quad \dots (38)$$

식(37)에서 추정되는 상태 변수 p 는 식(35)의 이득을 같이 사용하여 제어 입력 u 를 추정한다. 식(36)과 식(37)의 외란을 추정한 결과는 식(39)에서 식(40)과 같다.

$$\hat{d} = p - \hat{u} \quad \dots (39)$$

$$\hat{d} = (\hat{d}_\omega \ \hat{d}_{id} \ \hat{d}_{iq})^T \quad \dots (40)$$

추정된 외란 \hat{d} 을 식(5)에서 식(7)의 부하토크와 비선형 항 대신 사용한다.

IV. 시뮬레이션

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

표 1. 매입형 영구자석동기전동기 파라미터
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 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 |

상태 추정을 위한 식(22)에서 식(27)을 DLL 파일을 작성하여 상태 추정 알고리즘을 계산하였으며, 외

란 관측기인 식(33)에서 식(40)의 연산 알고리즘을 DLL 파일을 만들어 계산하였다.

상태 추정과 외란 관측의 성능을 판단하기 위해 시간 0초에 기준 각속도 62.8 [rad/s]의 600 [RPM]으로 기동하여 시간 1초에 상수 부하 0.1 [Nm]가 작용하고, 시간 2초에서 상수 부하가 작용하는 가운데 기준 각속도 -62.8 [rad/s]의 600 [RPM]으로 역회전하도록 하여 상태 추정의 결과는 그림 1과 같다.

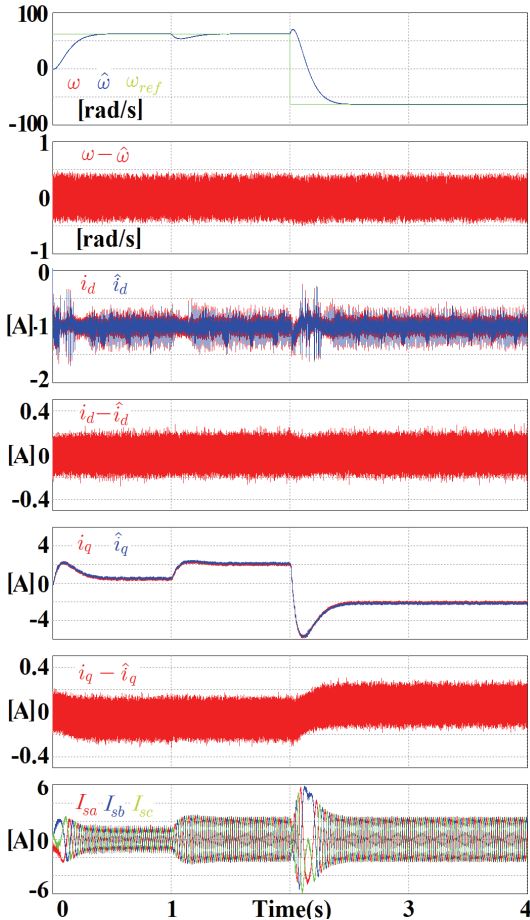


그림 1. 칼만필터의 상태 추정 결과

Fig. 1 The state estimation result using the Kalman Filter

그림 1의 첫 번째는 기준 각속도를 추종하는 모습과 실제 각속도와 추정된 각속도를 나타낸다. 제어기는 적분 비례를 사용하여 기동 시에 오버슈트가 없이 정상상태에 도달하는 시간이 약 0.45 초가 되었다. 시

간1 초에 0.2 [Nm]의 부하토크가 작용하여 약 54.1 [rad/s] 약 13.9 [%]의 언더슈트가 발생하였다. 시간 2 초에서 -62.8 [rad/s]의 역회전하는 모습을 보인다. 두 번째는 각속도 상태 추정 오차로 약 0.2 [rad/s, RMS]이다. 약 0.3 [%]의 추정오차를 가진다. 세 번째 그림은 d축 전류와 추정 전류이고 네 번째는 d축 전류의 상태 추정오차로 약 0.07 [A, RMS]이다. 다섯 번째는 q축 전류와 상태 추정 결과이며, 여섯 번째는 q축 전류 상태 추정 오차로 약 0.09 [A, RMS]이다. 일곱 번째 그림은 고정자 삼상 전류를 나타낸다.

다음은 부하토크 및 d축 전류와 q축 전류에 발생하는 역기전압을 추정한 결과는 그림 2와 같다.

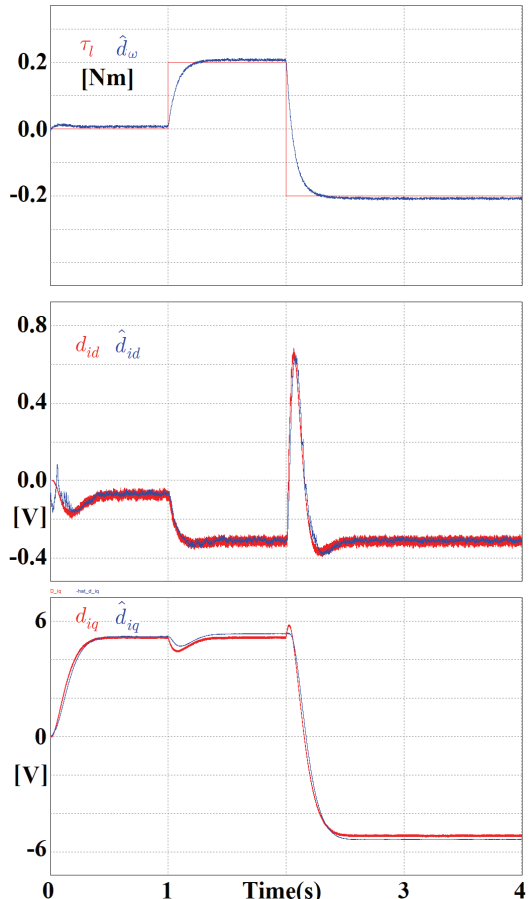


그림 2. 부하토크 및 역기전압의 외란 추정 결과
Fig. 2 The disturbance estimation result of the Load Torque and the back electro-motive force

그림 2의 첫 번째는 외부에서 전동기 회전축에 작용한 상수 부하를 추정한 모습이다. 기동 후 시간 1초까지는 무부하 운동으로 약 0.009 [Nm, RMS]의 오차가 발생하였다. 시간 1초 이후 0.2 [Nm]의 상수 부하를 추정한 결과 약 0.008 [Nm, RMS]의 추정오차가 발생하였다. 그리고 시간 2초에서 역방향으로 운전될 때 약 0.008 [Nm, RMS]의 추정오차가 발생하였다. 상수 부하의 추정 오차는 약 4 [%] 이내임을 알 수 있다. 두 번째는 식(29)의 d_{id} 를 추정된 결과로 추정 오차는 약 0.01 [%] 이내이다. 세 번째 그림은 식(30)의 d_{iq} 를 추정된 결과로 추정오차가 역 4 [%] 이내로 나타낸다.

V. 결 론

전동기의 운전에서 좋은 속도 및 전류의 추종 성능을 얻기 위해서는 센서를 이용하여 측정하는 상태에 포함되는 잡음을 적절히 제거할 수 있어야 한다. 그리고 외부에서 작용하는 부하토크와 내부에서 발생하는 비선형 성분들을 적절히 보상할 수 있어야 한다. 따라서 상태 추정에 효과적인 칼만 필터를 이용하여 상태를 추정하고 상수 부하와 내부에서 발생하는 역기전압을 외란으로 가정하여 외란 추정을 추정하였다. 두 가지 종류의 추정이 독립적으로 안정하게 동작할 수 있음을 보였고, 각속도 추정오차는 0.3[%] 이내이며, 상수 부하의 추정오차는 4[%] 이내의 결과를 얻을 수 있었다. 파라메타 변동에 대해 추정과 그에 대한 보상에 대한 연구가 필요하다.

References

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
doi.org/10.13067/JKIECS.2014.9.8.899
https://doi.org/10.13067/JKIECS.2014.9.8.899
- [4] 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.
- [5] 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.
https://doi.org/10.13067/JKIECS.2019.14.5.1009
- [6] 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.
doi.org/10.13067/JKIECS.2020.15.3.503
- [7] 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.
https://doi.org/10.13067/JKIECS.2020.15.5.907
- [8] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics," *Trans. of Japanese Society of Electrical Engineers*, vol. 107-D, 1987, pp. 83-86.
- [9] 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.
doi.org/10.1016/j.automatica.2008.02.024
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.

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

