

엔센티드 칼만필터를 이용한 IPMSM의 센서리스 속도제어

전용호*

Sensorless Speed Control of IPMSM Using Unscented Kalman Filter

Yong-Ho Jeon*

요약

본 논문은 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 센서리스 운전을 위해 엔센티드 칼만필터를 기반으로 하는 속도와 위치 추정기의 설계방법을 제안한다. 제안된 방법은 회전축에 동기하여 설계된 관측기에 비해, 간단한 전류계측이 가능하고 관측기의 비선형 항이 포함되도록 상태 추정기를 설계하였다. 제어기는 비선형 백스텝핑 제어기법으로 구성하고, 추정된 속도와 위치정보로 속도와 전류제어를 수행하였다. 설계된 추정기의 성능은 시뮬레이션을 통해 dq축에 동기하여 설계된 추정기의 성능과 비교 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a design method of speed and position estimator based on unscented Kalman filter is proposed for the no sensor control of IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor). The proposed method is simple more than the estimator designed with rotation axis for current measurement. Also the proposed state estimator is designed including nonlinear terms of the estimator. The controller which constructed using nonlinear back-stepping control method is operated speed and current control using the estimated speed and currents information. Through simulation, the performance of the designed estimator is compared to the estimator which is designed to synchronize d-q axis.

키워드

Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Back-Stepping Control, Sensorless Control, Unscented Kalman Filter
영구자석 동기전동기, 백스텝핑제어, 센서리스 제어, 엔센티드 칼만필터

1. 서론

최근 자성체의 발달로 산업현장에서 교류전동기의 사용이 증가하고 있다. 또한 매입형영구자석전동기(IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 사용에 따른 고성능 제어기를 구성하기 위한 많은 노력이 진행되고 있다[1-17].

직류전동기는 회전자 정류기의 기계적 접촉구조로 유지 보수가 필요하지만, 교류전동기는 제어기의 구성은 복잡하나, 영구자석을 회전자로 전기적인 스위칭을 대신함으로 유지보수가 불필요하다. 또한, PMSM는 교류전동기인 같은 용량의 유도전동기에 비해 높은 파워밀도, 효율, 신뢰도, 빠른 응답성의 장점이 있다. 하지만 IPMSM의 정밀한 속도제어는 고성능의 속도

* 교신저자(corresponding author) : 중원대학교 메카트로닉스 교수(waterjliar@jwu.ac.kr)
접수일자 : 2013. 09. 30

심사(수정)일자 : 2013. 11. 25

게재확정일자 : 2013. 12. 16

계측이 필요하다. 또한 영구자석 회전자의 정확한 위치를 알아야 고정축에서 회전축 변환을 통해 손쉬운 전동기의 전류제어가 가능하다. 이는 정밀한 센서의 장착과 복잡한 회로의 구성 등, 교류전동기의 사용에 부담이 된다[1-7].

고가의 정밀한 센서없이 속도와 위치를 정밀하게 추정할 수 있는 많은 연구가 진행되어 왔다[8-14]. 그 중 확장칼만필터는 확률론에 기초하여 최적의 상태를 추정하는 기법으로 비선형의 시스템 모델을 테일러급수 전개하고, 급수 전개된 항들 중 일차 항까지만 포함하는 시스템 모델을 이용하여 추정하는 방법이다[8-12]. 또한 관측기 모델도 테일러급수 전개하여 일차항까지만 포함하는 수학적 모델을 사용한다. 이는 시스템 및 관측모델의 선형화로 간편하게 상태추정을 실행할 수 있지만, 관측기의 평균값은 오차가 포함되어 상태추정이 이루어지는 단점이 있다. 그에 비해 엔센티드 칼만필터는 수학적 모델의 선형화 기법을 사용하지 않고, 상태를 최적 추정하는 방법으로 수학적 모델의 선형화로 인한 오차가 존재하지 않는다[12-14].

엔센티드 칼만필터 알고리즘은 크게 세 부분으로 나눌 수 있는데, 먼저 이전스텝의 최적 추정된 상태에서부터 시그마 포인트를 선정한다. 그리고 시스템 모델로 선정된 시그마 포인트를 추정시간 간격만큼 상태를 전파시킨다. 이는 칼만필터의 사전추정과 동일한 과정이지만, 칼만필터는 이전상태에서 최적으로 추정된 상태 한 점을 시간에 대해 전파시키는 것이고, 선정된 여러 점의 시그마 포인트에 대해 상태를 전파시키는 방법과 차이가 있다. 이후 계측장치로부터 관측된 상태와 사전 추정된 상태를 이용하여 최적의 추정된 상태를 찾아내는 과정을 거친다.

3상 교류 전동기는 고정자 3상의 상태변수들을 직교좌표계의 한축을 고정자 a상에 일치하도록 좌표변환을 하여 $\alpha\beta$ 고정축에 표현하는 방법과 회전자계의 자속이 존재하는 축에 일치시켜 좌표변환을 하여 dq 회전축에 표현하는 방법이 있다. 일반적으로 dq 회전축의 d 축이 교류전동기의 벡터제어의 기준이 되는 축이다.

본 논문은 실시간 속도 및 위치 추정을 위해 엔센티드 칼만필터를 이용한 상태추정기를 구성한다. 계측된 전류를 이용하여 최적 추정상태를 얻는 과정에서

출력벡터는 $\alpha\beta$ 고정축에 표현된 전류에 대해 상태추정기의 설계를 제한한다. 2절에서는 엔센티드 칼만필터의 상태추정방법을 설명하고, 3절에서는 관측기를 dq 회전축에 표현된 방법과 $\alpha\beta$ 고정축에 표현된 방법으로 설계하여 IPMSM의 센서리스 운전을 위한 상태추정에 적용하였다. 전동기의 입력벡터는 부하토크를 포함하였는데, 이는 공분산행렬을 최소화하는 필터의 특성에 따라 시스템 모델의 신뢰도를 높여 필터이득을 쉽게 얻고, 행렬 연산을 줄이기 위해서이다. 4절에서는 백스텝핑 제어기법을 이용하여 제어시스템이 점근적인 안정하도록 제어기를 구성하고, 3절에서 설계된 $\alpha\beta$ 고정축에 표현된 관측기의 상태추정과 dq 회전축에 표현된 관측기의 상태추정결과를 비교하여 속도와 위치의 센서리스 운전 가능함을 시뮬레이션으로 보였다.

II. 엔센티드 칼만필터 상태추정 알고리즘

상태추정을 위한 비선형 이산 시스템은 다음 식(1)에서 식(2)와 같다.

$$x_{k+1} = F_k(x_k, u_k) + w_k \quad (1)$$

$$y_k = H_k(x_k) + v_k \quad (2)$$

식(1)에서 $F_k(x_k, u_k)$ 는 이산화된 상태전이 방정식이고, x_k 는 상태벡터, u_k 는 입력벡터이다. 그리고 식(2)의 $H_k(x_k)$ 는 관측기 수학적모델이고, y_k 는 관측 상태이다. 여기서, w_k 는 이산시스템에 가산되는 불확실성이고, v_k 는 관측기에 포함되는 노이즈로 모두 제로평균을 갖는 가우시안 화이트 노이즈로 가정하면 다음 식(3)에서 식(4)와 같다.

$$w_k \sim N(0, Q_k) \quad (3)$$

$$v_k \sim N(0, R_k) \quad (4)$$

식(3)의 Q_k 는 w_k 의 분산이고, 식(4)의 R_k 는 v_k 의 분산이다. 먼저 시그마 포인트를 선정하면 다음 식(5)에서 식(7)과 같다.

$$\hat{x}_{k-1}^{(i)} = \hat{x}_{k-1}^+ + \hat{x}^{(i)} \quad (5)$$

$$\hat{x}^{(i)} = \left(\sqrt{nP_{k-1}^+} \right)_i^T \quad i=1, \dots, n \quad (6)$$

$$\hat{x}^{(n+i)} = - \left(\sqrt{nP_{k-1}^+} \right)_i^T \quad i=1, \dots, n \quad (7)$$

식(5)에서 \hat{x}_{k-1}^+ 는 시간스텝 k-1에서 최적 추정된 상태이고, 식(6)에서 식(7)의 \hat{P}_{k-1}^+ 는 시간 스텝 k-1에서 최적 공분산이다. n은 상태벡터의 차수와 동일하게 하여 2n개 시그마 포인트를 선정한다. 식(6)과 식(7)은 \hat{x}_{k-1}^+ 을 중심으로 대칭인 표준편차 이다.

사전추정은 선정된 시그마 포인트의 시간에 대해 전파하는 과정으로 다음 식(8)에서 식(9)와 같다.

$$\hat{x}_k^{(i)} = F_{k-1}(\hat{x}_{k-1}^{(i)}, u_{k-1}), \quad i=1, \dots, 2n \quad (8)$$

$$\hat{x}_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \hat{x}_k^{(i)} \quad (9)$$

식(8)은 각 시그마 포인트에 대한 상태전파를 나타낸 식이고, 시간에 대해 전파된 상태들을 식(9)와 같이 2n에 대해 평균이 사전추정의 결과이다.

공분산의 시간에 대한 전파는 다음 식(10)과 같다.

$$P_k^- = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\hat{x}_{k-1}^{(i)} - \hat{x}_k^-)(\hat{x}_{k-1}^{(i)} - \hat{x}_k^-)^T + Q_{k-1} \quad (10)$$

식(10)은 식(9)의 평균에 대한 각 시그마 포인트의 공분산을 구하고, 시스템에 포함되는 불확실성 Q_{k-1} 을 가산한 결과이다.

관측 장치에서 상태가 측정되면 사전 추정된 상태와의 정합을 거쳐 최적 추정치를 얻는데, 관측의 추정치는 다음 식(11)에서 식(12)와 같다.

$$\hat{y}_k^{(i)} = H_k(\hat{x}_k^{(i)}), \quad i=1, \dots, 2n \quad (11)$$

$$\hat{y}_k = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} \hat{y}_k^{(i)} \quad (12)$$

식(12)는 관측기로부터 측정될 수 있는 예측 값으로 시그마 포인트에 대해 얻어진 값을 평균한 결과이다.

식(12)의 결과로 관측기의 공분산은 다음 식(13)과 같이, 상호 공분산은 다음 식(14)로 구한다.

$$P_y = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\hat{y}_k^{(i)} - \hat{y}_k)(\hat{y}_k^{(i)} - \hat{y}_k)^T + R_k \quad (13)$$

$$P_{xy} = \frac{1}{2n} \sum_{i=1}^{2n} (\hat{x}_k^{(i)} - \hat{x}_k^-)(\hat{y}_k^{(i)} - \hat{y}_k)^T \quad (14)$$

식(13)에 R_k 는 관측기에 포함되는 노이즈로 관측기의 공분산에 가산된다. 식(14)는 사전추정 상태 \hat{x}_k^- 와 사전추정 관측치 \hat{y}_k 를 이용하여 베이시안 물에 의해 상호 공분산을 구한 결과이다.

관측기로부터 실측된 값으로 최적추정 상태를 얻는 과정으로 칼만필터의 이득은 다음 식(15)와 같다.

$$K_k = P_{xy} P_y^{-1} \quad (15)$$

식(15)의 칼만필터이득을 이용하여, 최적 추정된 상태는 다음 식(16)과 같고, 공분산은 식(17)과 같다.

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k(y_k - \hat{y}_k) \quad (16)$$

$$P_k^+ = P_k^- - K_k P_y K_k^T \quad (17)$$

식(16)에서 y_k 는 시간스텝 k에서 관측장치로 얻어진 측정 값이다. 측정된 y_k 와 식(12)에서 예측된 \hat{y}_k 의 차에 식(15)의 칼만필터이득 K_k 을 곱한 결과로 예측 상태 \hat{x}_k^- 를 보정하여 최적의 상태 추정치 \hat{x}_k^+ 을 얻게 된다. 식(17)은 칼만필터이득 K_k 로 예측된 공분산 P_k^- 을 보정하여 공분산 P_k^+ 을 얻는 식이다. 시간스텝 k에서 최적상태 추정치는 식(16)과 최적공분산은 식(17)과 같다. 시간스텝 k+1에 대해 식(5)에서 식(7)의 다음 시그마 포인트 선정으로 추정을 시작하게 된다.

엔센티드 칼만필터에 사용되는 상태 초기치는 다음 식(18)과 같고, 초기공분산은 다음 식(19)와 같다.

$$\hat{x}_0^+ = E(x_0) \quad (18)$$

$$P_0^+ = E((x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T) \quad (19)$$

III. IPMSM 전동기의 상태추정

dq 회전축에 동기화된 IPMSM 전동기의 수학적 모델은 식(20)에서 식(23)와 같다.

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}V_d \quad (20)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{pL_d}{L_q}\omega_r i_d - \frac{p\psi_f}{L_q}\omega_r + \frac{1}{L_q}V_q \quad (21)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J_m}(\tau_e - B_m\omega_r - \tau_l) \quad (22)$$

$$\tau_e = \frac{3p}{2}(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (23)$$

여기서, V_d , V_q 는 d 축과 q 축의 입력전압, i_d , i_q 는 d 축과 q 축의 전류, ω_r 는 회전자의 각속도, τ_l 은 부하토크, R_s 는 고정자의 상 저항, L_d , L_q 는 d 축과 q 축의 인덕턴스, ψ_f 는 회전자 영구자석의 자속상수, p 는 회전자 영구자석의 극수, J_m 은 전동기의 회전자의 관성모멘트, B_m 은 전동기 회전자의 마찰계수이다.

식(20)에서 식(23)을 이산화하면 다음 식(24)에서 식(25)과 같다.

$$x_k = f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}) + w_{k-1} \quad (24)$$

$$f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}) = \begin{bmatrix} i_d - \frac{T_s}{L_d}(R_s i_d - pL_q \omega_r i_q + V_d) \\ i_q - \frac{T_s}{L_q}(R_s i_q + pL_d \omega_r i_d + p\omega_r \psi_f + V_q) \\ \omega_r + \frac{T_s}{J_m}(\tau_e - B_m \omega_r - \tau_l) \\ \theta_e + T_s \omega_e \end{bmatrix} \begin{matrix} [x = x_{k-1}] \\ [u = u_{k-1}] \end{matrix} \quad (25)$$

여기서, T_s 는 이산샘플링 주기이고, 식(24)는 샘플링 주기가 작다고 가정할 때, 오일러 적분을 이용하여 얻어진 이산상태 방정식이다. w_k 는 이산주기 동안 시스템에 가산되는 가우시안 노이즈로 시스템의 불확실성이다. x_k 는 상태변수로 $x_k = [i_d \ i_q \ \omega_r \ \theta_e]^T|_{t=t_k}$ 이고, $u_k = [V_d \ V_q \ \tau_l]^T|_{t=t_k}$ 는 입력벡터이다.

관측기는 다음 식(26)에서 식(27)과 같다.

$$y_k = [i_d \ i_q]^T|_{t=t_k} = h_k(x_k) + v_k \quad (26)$$

$$h_k(x_k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} [x_k] \quad (27)$$

식(26)의 v_k 는 관측기에 포함되는 가우시안 화이트 노이즈로 제로 평균값을 갖는다. dq 회전축 전류를 선정함으로 θ_e 에 대한 영향이 없는 식이다.

식(26)을 관측기로 구성하면 다음 그림 1과 같다.

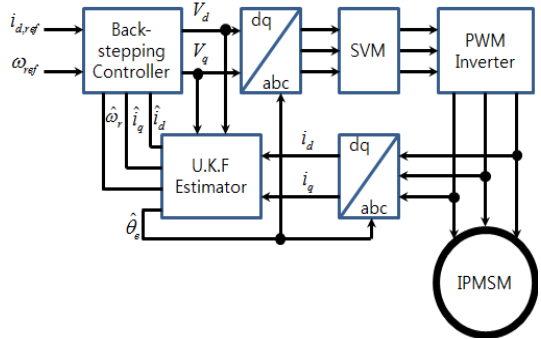


그림 1. dq 축 전류 관측 시스템
Fig. 1 dq axis current observer system

그림 1의 엔센티드 칼만필터는 식(24)에서 식(25)로 상태변수의 사전추정에 사용되고, 식(26)에서 식(27)은 관측 데이터를 획득한 후 최적 추정치를 얻는 과정에서 쓰는 식이다.

인버터의 전류를 계측하여 dq 회전축에 표현은 다음 식(28)에서 식(29)과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (29)$$

식(28)는 인버터의 3상 전류를 고정축인 $\alpha\beta$ 축에 표현한 식이고, 식(29)는 dq 회전축에 표현한 식이다.

θ_e 을 포함한 출력벡터는 다음 식(30)과 같다.

$$y_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \Big|_{t=t_k} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e & 0 & 0 \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_e \end{bmatrix} \Big|_{t=t_k} \quad (30)$$

식(30)은 관측기의 수학적 모델이고, 실제 전류를 계측할 때는 식(29)와 같이 회전변환을 하지 않고, 인버터에서 계측된 삼상 전류를 식(28)와 같이 변환하기만 하면 얻어진다.

관측기를 식(28)로 구성한 전체 시스템은 다음 그림 2과 같다. 그림 2의 상태 추정기는 식(24)에서 식(25)로 사전추정을 하고, 식(28)로 관측기의 데이터를 얻어 사후추정에서는 식(30)을 사용한다. 관측기의 비선형 항이 포함되어 상태추정을 하게 된다.

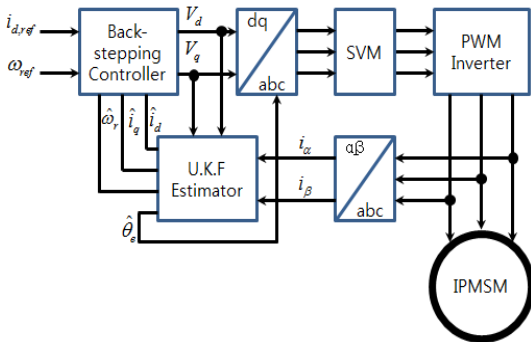


그림 2. $\alpha\beta$ 축 전류 관측 시스템
Fig. 2 $\alpha\beta$ axis current observer system

IV. 시뮬레이션 고찰

전동기의 센서리스 운전을 위한 전체 구성은 그림 1과 그림 2와 같다. 각 구성은 속도추종 및 전류제어에 관련된 백스텝핑 제어기와 속도 및 위치 상태의 추정을 위한 엔센티드 칼만필터의 부분으로 나누어지고, 전동기의 구동을 위한 전압원 인버터로 구성된다. 삼각파발생 주파수는 20Khz이다. 그림 1과 같이 회전축(dq축)에서 본 전류를 계측하는 방법과 그림 2와 같이 고정축(ab축)에서 본 전류를 계측하는 방법으로 각 고속 1200 [RPM], 중속 600 [RPM], 저속 60[RPM]에 대한 상태 추정과 속도 및 전류제어를 수행하였다. 속도 레퍼런스는 시간 0.1 [s]동안 속도 0

[RPM]에서 목표속도에 도달하도록 설정하였다. 그리고 시간 1 [s] 간격으로 정역회전을 교번하도록 하여 변속구간의 추정 및 제어성능을 확인할 수 있도록 하였다.

시뮬레이션 프로그램으로는 PSIM을 사용하였다. IPMSM의 모델은 PSIM에서 제공되는 모델을 이용하였으며, 파라메타는 다음 표 1과 같다[15].

표 1. 전동기 파라메타
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_m	0.002 Kg m^2	
Friction coefficient, B_m	0.02 Nm/rad/s	
Magnetic Flux Constant, ψ_f	0.04135 volt/rad/s	

백스텝핑 제어기에 사용된 이득과 추정기에 가산되는 노이즈는 다음 표 2와 같다.

표 2. 전동기 제어이득 및 추정이득
Table 2. Gain of IPMSM driving

Back-Stepping Control Gain		System and measurement Noise	
k_d	1000	Q_{00} (A^2)	1250
		Q_{11} (A^2)	1250
k_q	1000	Q_{22} (rad^2/sec^2)	500
		Q_{33} (rad^2)	5
k_ω	10	R_{00} (A^2)	0.04
		R_{11} (A^2)	0.04

그림 1의 시뮬레이션 결과는 그림 3에서 그림 5와 같다. 고속 1200 [RPM]의 센서리스 운전 결과는 그림

3이며, 중속 600 [RPM]의 결과는 그림 4, 저속 60 [RPM]의 운전 결과는 그림 5와 같다. 각 그림의 첫 번째부터 네 번째 그림은 엔센티드 칼만필터의 추정된 상태로 제어되고 있는 모습이고, 다섯 번째부터 여덟 번째 그림은 상태추정 오차를 나타낸다.

아홉 번째 그림은 인버터의 전류를 나타낸 결과이다.

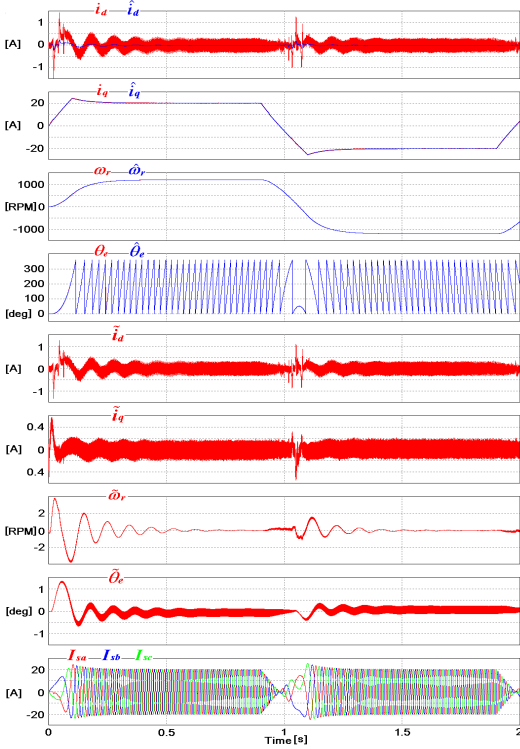


그림 3. 정역회전 각속도 1200[RPM]
Fig. 3 Forward/reverse speed 1200[RPM]

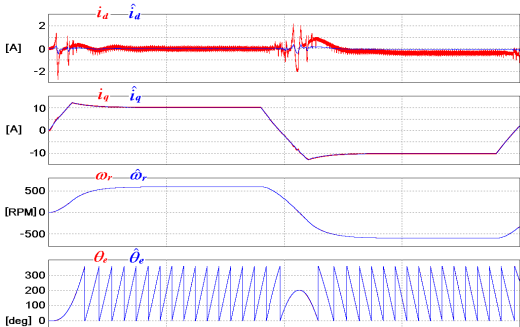


그림 4. 정역회전 각속도 600[RPM]
Fig. 4 Forward/reverse speed 600[RPM]

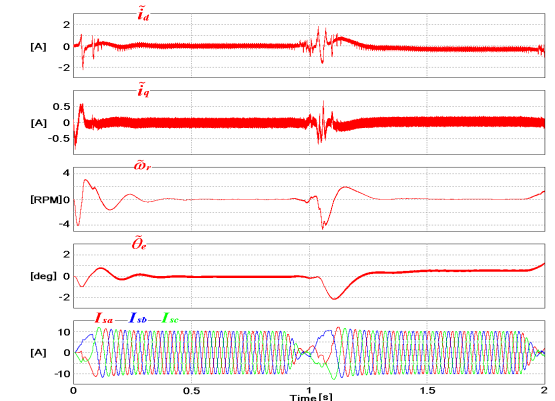


그림 5. 정역회전 60[RPM]
Fig. 5 Forward/reverse speed 60[RPM]

그림 3의 초기기동 시 약 4 [RPM]에서 -4 [RPM]이내의 각속도 추정오차를 나타내며, 회전자 위치는 약 1.5 [°]에서 -1 [°]이내의 위치 추정오차를 보인다. 시간 0.9 [s]부터 1.1 [s]까지 각속도 1200 [RPM]에서 -1200 [RPM]의 변속구간에서는 약 2 [RPM]에서 -1 [RPM]의 각속도 추정오차와 약 0.5 [°]에서 -0.3

[°]이내의 위치 추정오차를 보인다.

그림 4는 중속 600 [RPM]의 운전결과로 시간 1 [s]까지는 고속의 운전결과와 비슷하지만, 시간 0.9 [s]부터 1.1 [s]까지 각속도 600 [RPM]에서 -600 [RPM]의 변속구간 이후에서 0.5 [°]이상의 위치추정 오차가 발생하여 유지되고 있다. 위치추정오차로 인해 약 0.3 [A]의 d축 전류 추정오차가 발생함을 판단할 수 있다.

그림 5는 저속 60 [RPM]의 운전결과인데, d축 기준전류를 15 [A]로 하여 q축 전류 제어영역이 1 [A] 이상 되도록 설정하였다. 정상상태에서 약 3 [RPM]의 각속도 추정오차와 0.5 [°]이하의 위치추정오차를 유지하며 제어되었다.

그림 2의 운전결과는 그림 6에서 그림 8과 같다.

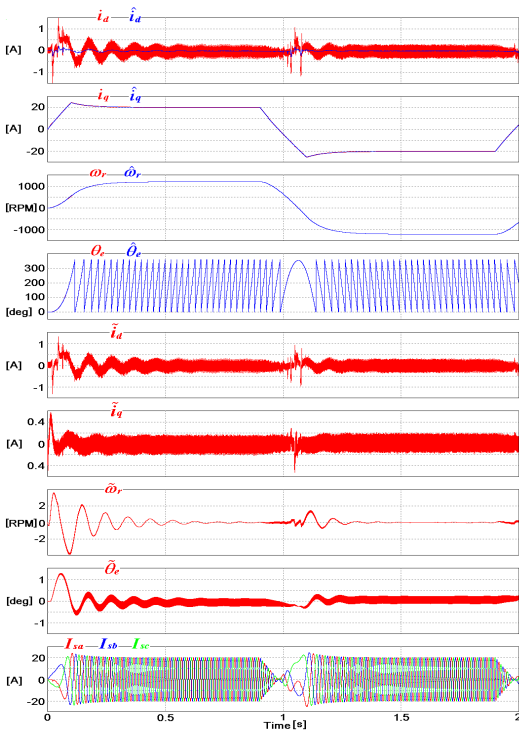


그림 6. 정역회전 각속도 1200[RPM]
Fig. 6 Forward/reverse speed 1200[RPM]

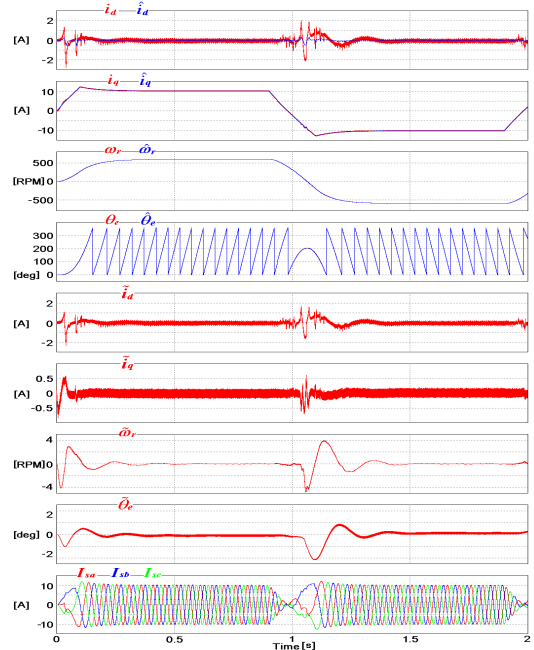


그림 7. 정역회전 각속도 600[RPM]
Fig. 7 Forward/reverse speed 600[RPM]

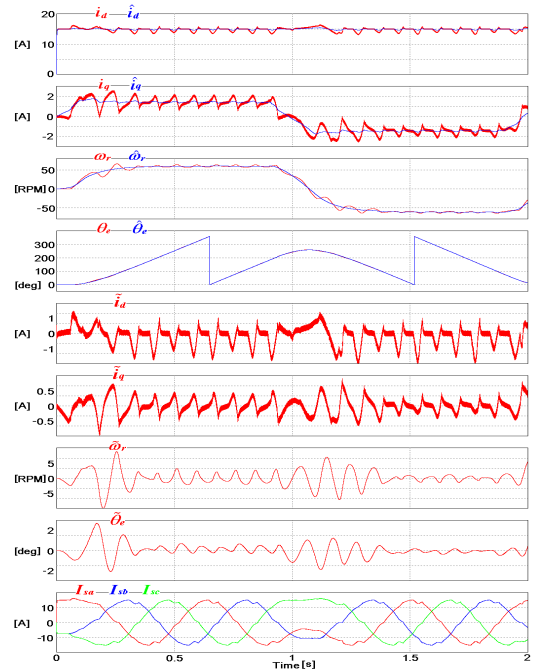


그림 8. 정역회전 각속도 60[RPM]
Fig. 8 Forward/reverse speed 60[RPM]

그림 6의 초기기동 시 약 4 [RPM]에서 -4 [RPM] 이내의 각속도 추정오차를 나타내며, 회전자 위치는 약 1.5 [°]에서 -1 [°]이내의 위치 추정오차를 보인다. 그림 3의 운전결과와 비슷하며, 시간 0.9 [s]부터 1.1 [s]까지 각속도 1200 [RPM]에서 -1200 [RPM]의 변속구간에서는 약 2 [RPM]에서 -1 [RPM]의 각속도 추정오차와, 약 0.5 [°]에서 -0.3 [°]이내의 위치 추정오차를 보인다.

그림 7은 중속 600 [RPM]의 운전결과로 시간 1 [s]까지는 고속의 운전결과와 비슷하며, 시간 0.9 [s]부터 1.1 [s]까지 각속도 600 [RPM]에서 -600 [RPM]의 변속구간 이후에서 그림 4에서 결과와 다르게 0.1 [°]이하의 위치추정오차가 발생하며 0 [°]를 중심으로 위치 오프셋이 거의 존재하지 않은 모습이다.

그림 8은 저속 60 [RPM]의 운전결과인데, 정상상태에서 약 2.5 [RPM]의 각속도 추정오차와 0.5 [°]이하의 위치추정오차를 유지하며 제어되었다. 그림 5의 결과와 비교하면 속도추정오차와 위치의 추정오차가 제로를 중심으로 대칭으로 분포한다.

VI. 결 론

정밀한 속도 및 위치제어를 기계적인 센서에 의지하지 않고 수학적 모델만으로 속도를 추정하는 언센티드 칼만필터는 고속 1200 [RPM]에서 저속 60 [RPM]이하의 저속 영역까지 속도 및 위치의 추정과 제어가 가능함을 볼 수 있다. 이는 고정축에 대해 관측기를 설계한 제한된 방식이 추정된 상태오차가 제로를 중심으로 대칭적으로 분포하여 추정오차의 오프셋이 감소하며, 저속에서도 위치추정오차가 1% 이내로 줄어들므로 추정의 정밀도가 증가함을 확인할 수 있다.

추후 상태추정기의 수학적 모델의 정확도를 개선하여 시스템 모델의 불확실성을 줄이는 연구와 제어의 파라메타변동에 적응법칙을 구하여 더 저속영역의 안정된 센서리스운전이 가능하도록 개선 보완이 요구된다.

참고 문헌

- [1] B.K.Bose, "Modern power electronics and AC drives", Printice Hall, 2002.
- [2] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Willey, pp. 87-121, 1995.
- [3] M.S. Merzoug, H. Benalla, "Nonlineare Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)", International Journal of System Control, Vol. 1, pp. 30-34, 2010,
- [4] M. Muminul, I. Chy, M.N. Uddin, "Nonlinear controller Based High Speed Control of IPMSM", 4th ICECE pp. 477-480, 2006.
- [5] M.A. Rahman, M. Vilathgamuwa, M.N. Uddin, K. Tseng, "Nonlinear Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans on Industry Application Vol. 39, No. 2, pp. 408-416, 2003.
- [6] D.F. Chen, T.H. Liu and C.K. Hung, " Nonlineare Adaptive Backstepping controller Design for a Matrix- converter based PMSM Control System", InConf Rec. IEEE-IES Annual Meeting, Vol. 1, pp. 673-678, 2003.
- [7] Yongho Jeon, Whang Cho, "Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Speed Control of IPMSM", The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 6, No. 6, pp. 855-864, 2011.
- [8] Jongseon Kim, "A Robust Sensorless Speed Control of Sensorless BLDC Motor", The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 3, No. 3, pp. 266-275, 2008.
- [9] Yongho Jeon, Whang Cho, "Sensorless Speed Control of IPMSM Using an Extended Kalman Filter and Nonlinear and Adaptive Back-Stepping Control Technique", The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 7, No. 6, pp. 1413-1422, 2012.
- [10] Z.Q Song, Z.J. Hou, C.W. Jiang, X.H. Wei, "Sensorless Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Using a new Method", Elseiver, Energy Conversion and Management, Vol. 47, pp. 2451-2460, 2006.
- [11] K. Khadija, M. Benyounes, B.I. Khalil, B.M.

- Rachid, "A Simple and Robust Speed Tracking Control of PMSM", *Przeglad Electrotechniczny*, pp. 202-206, July. 2011.
- [12] Dan Simon, "Optimal State Estimation", Wiley InterScience, pp. 123-130, pp. 395-409, pp. 433-451, 2006.
- [13] Julier S, Uhlmann J, Durrant-Whyte H. "A new approach for filtering nonlinear systems", In *Proceedings of the American Control Conference*, IEEE, Vol. 3, pp. 1628-1632, 1995.
- [14] Z. Chen, L. Wang, X. Liu, "Sensorless Direct Torque Control of PMSM using Unscented Kalman Filter", 18th IFAC World Congress, pp. 4380-4385, 2011.
- [15] PowerSim Inc, "PSIM User's Guide", pp. 68-72, January 2010.
- [16] Ho-hyoung Lee, Whang Cho, Key-seo Lee, "Improved switching method for sensorless BLDC motor drive", *The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, Vol. 5, No. 2, pp. 164-170, 2010.
- [17] YongJin Kim, KwangHeon Kim, YoungChul Bae, "An Implementation of Vector Control of AC Servo Motor Based on Optical- EtherCAT Network", *The Journal of The Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, Vol. 8, No. 4, pp. 583-588, 2013.

저자 소개



전용호(Yong-Ho Jeon)

1996년 광운대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1998년 광운대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

2008년 광운대학교 대학원 정보제어공학과 졸업(공학박사)

2013년~현재 중원대학교 메카트로닉스학과 교수

※ 관심분야 : 가변속 시스템, 지능로봇 시스템

