

병렬형 저감 차수 칼만 필터를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어

林東勳^{*}, 朴炳建^{**}, 金來瑛^{***}, 玄東石[†]

Sensorless Control Strategy of IPMSM Based on a Parallel Reduced-Order Extended Kalman Filter

Dong-Hoon Yim, Byoung-Gun Park, Rae-Young Kim, and Dong-Seok Hyun

요 약

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)의 확장형 역기전력(EEMF) 모델을 이용한 저감차수 병렬형 확장형 칼만 필터(EKF)를 이용한 센서리스 제어 기법을 제안한다. 제안된 센서리스 제어 기법은 간단한 수학적 구조로 매입형 영구자석 동기전동기 구동에 적합한 확장형 역기전력 모델을 이용하여 두 개의 저감 차수 형태로 표현하였다. 이러한 두 모델은 매 샘플링 시간마다 확장형 칼만 필터에 번갈아 연산된다. 행렬의 차수를 저감하여 EKF의 연산시간의 단축과 알고리즘 구현의 부담을 줄였으며 센서리스 제어의 안정적인 상태 백터의 추정을 위해 병렬로 구동하는 두 모델에 의해 추정된 정보를 이용하였다. 제안된 기법은 실험 결과를 통하여 안정적인 위치 추정 및 속도 추정 성능을 검증 하였으며, 전 차수 EKF와의 연산 시간 비교를 통하여 우수성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a novel sensorless control scheme for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) by using a parallel reduced-order Extended Kalman Filter. The proposed scheme can obtain rotor position and speed by back-EMF that is estimated by reduced-order EKF and save computation time greatly due to using a parallel structure that works by turns every sampling time. Therefore, proposed scheme has merits of conventional EKF, and problems of parameter sensitivity are partially overcome. And proposed scheme can safely estimate rotor speed and position by using new algorithms according to driving regions. Experimental results show the validity of the proposed estimation technique, and to verify the merit of the proposed scheme, a comparison of a new reduced-order EKF algorithm with a conventional EKF algorithm has been also made in terms of computation time.

Key Words : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Sensorless Control, Extended Kalman Filter, Extended EMF

[†]교신저자 : 정회원, 한양대 전기제어생체공학부 교수
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr

^{*}학생회원, 한양대 대학원 전기공학과 석사과정

^{**}정회원, 한양대 대학원 전기공학과 박사과정

^{***}정회원, 한양대 전기제어생체공학부 교수

접수일자 : 2011. 2. 7 1차 심사 : 2011. 2. 24

2차 심사 : 2011. 3. 16 심사완료 : 2011. 3. 28

1. 서 론

영구 자석 동기 전동기(PMSM)는 보수성 및 제어, 내환경성이 우수하고 고효율, 고역률 및 정밀제어가 가능한 전동기로서 다양한 산업 및 가전 분야에서 폭 넓게 사용되고 있다. 영구자석 동기전동기는 돌극성에

의해 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motors)와 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)로 구분 된다. 그중에서 매입형 영구자석 동기전동기는 마그네틱 토크와 릴럭턴스 토크를 동시에 이용하기 때문에 고효율 고성능 전동기로 인식되어 차세대 전동기로서 많은 연구가 이루어지고 있다. 하지만, IPMSM의 정밀한 벡터 제어를 위해 엔코더 및 리졸버와 같은 센서를 통해 회전자속도 및 위치의 검출이 필요하다. 하지만 이러한 속도 및 위치 센서들은 모터의 부피 및 가격이 상승이 되고 주위 온도나 습도에 환경적인 영향을 받는 단점을 가지고 있다. 이와 같은 단점으로 인해 위치 및 속도 센서가 필요 없는 다양한 센서리스 제어기법에 대한 연구가 활발히 진행되어왔다^[1-13]. 센서리스 제어 기법으로는 전동기의 수학적 모델을 기반으로 계산된 전류 정보와 실제 전동기로부터 검출된 전류정보의 오차로부터 전동기의 회전자의 위치를 추정하는 방법^[1], 고주파 전압신호를 주입하는 방법^[2-3], 추정이론을 이용한 상태관측기를 이용하는 방법^[4] 그리고 확장형 칼만 필터를 이용한 방법 등이^[5-12] 다양한 형태로 센서리스 제어 기법이 연구 되고 있다.

확장형 칼만 필터(EKF)는 파라미터 변동과 측정노이즈 환경에 놓인 시스템 상태 변수와 파라미터를 정확히 추정할 수 있고, 또한 비선형 시스템에도 적용할 수 있는 최적의 상태 추정기이다. 따라서, 우수한 추정 성능으로 인하여 EKF가 IPMSM의 센서리스 제어의 적용에 대해 많은 연구가 진행되고 있다. 하지만, 확장형 칼만 필터는 복잡한 알고리즘과 긴 연산시간을 필요로 하는 단점을 가지고 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 여러 연구가 진행되고 있다.^[5-7] 3x3로 구성된 행렬로 구성된 저감 차수 EKF^[5] 같은 경우에는 상태 방정식의 복잡하여 구현이 용이 하지 못하고, 2x2로 구성된 저감 차수 EKF 같은 경우에는 센서리스 제어가 아닌 고정자 저항과 역기전력계수에 대한 추정에 대한 기법이다.^[6]

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위하여 병렬형 저감차수 칼만 필터를 이용한 방법을 제안하였다. 제안된 기법은 영구자석 동기전동기의 모델인 확장형 역기전력(EEMF) 모델을^[13] 기본으로 저감차수의 모델을 제안하였으며, 병렬형 EKF를 사용하여 추정된 역기전력을 통해 회전자의 위치 및 속도를 추정하였다. 또한, 매 샘플링 시간마다 서로 다른 EKF를 실행하는 병렬형 구조로 동작하는 제안된 기법은 기존

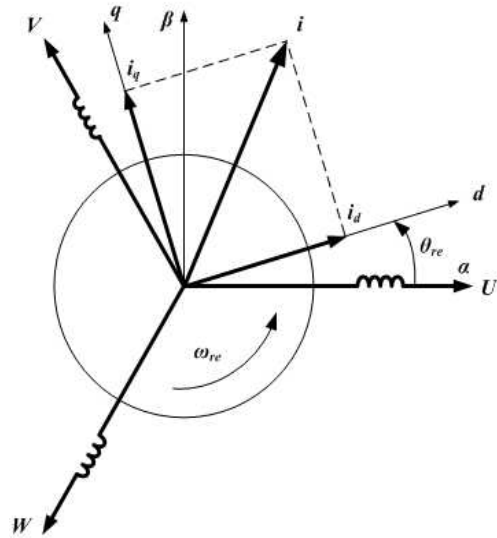


그림 1 IPMSM의 공간 벡터도
Fig. 1 Space vector diagram of IPMSM

EKF의 장점을 유지하며 연산시간 문제를 극복하였다.

2. 매입형 영구자석 동기전동기의 등가 모델

2.1 확장형 역기전력 모델

매입형 영구자석 동기전동기의 등가모델은 그림 1과 같다. 매입형 영구자석 동기전동기의 회전 좌표계에서의 고정자 전압 방정식은 식 (1)과 같으며, 식 (1)에서 두 번째 항은 확장형 역기전력을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \frac{d}{dt}L_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R_a + \frac{d}{dt}L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \left\{ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_{ds} - \dot{i}_{qs}) + \omega_{re}\Psi_a \right\} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)을 회전 좌표계에서 고정 좌표계로 변환한 수식은 (2) 이다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \frac{d}{dt}L_d & \omega_{re}(L_d - L_q) \\ -\omega_{re}(L_d - L_q) & R_a + \frac{d}{dt}L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \left\{ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_{ds} - \dot{i}_{qs}) + \omega_{re}\Psi_a \right\} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2)$$

위의 식들에서, i_{ds} , i_{qs} 는 회전 좌표계에서의 d-q축 전류, v_{ds} , v_{qs} 는 회전 좌표계에서 d-q축 전압, i_{as} , $i_{\beta s}$

는 고정 좌표계에서 α - β 축 전류, $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ 는 고정 좌표계에서 α - β 축 전압, ω_{re} 는 회전자 전기 각속도, ψ_a 계자 자속, L_d , L_q d-q축 인덕턴스, R_a 고정자 저항, “ \cdot ”은 미분연산자이다. 이 모델은 표면 부착형 영구자석 동기전동기 ($L_d = L_q$)나 매입형 영구자석 동기전동기 ($L_d < L_q$), 또는 동기형 릴럭턴스 전동기 ($\Psi_a = 0$) 등에 사용 될 수 있는 간단한 수학적 모델이다. 이 모델을 통해 상태 방정식을 구성하였을 경우 기존의 매입형 영구자석 동기전동기 수학적 모델보다 간단한 형태로 표현될 수 있다.

2.2 확장형 역기전력 모델을 기초로 한 제안된 모델

기존의 확장형 역기전력 모델의 상태 방정식을 나타내기 위해 상태 벡터 $x(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ e_{\alpha s} \ e_{\beta s}]^T$ 와 입력 벡터 $u(t) = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T$, 출력 벡터 $y(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$ 로 설정하였고 식 (2)를 이용하여 식 (3)과 같이 상태방정식을 구성 할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & -\frac{\omega_{re}(L_d - L_q)}{dt} - \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{\omega_{re}(L_d - L_q)}{dt} & -\frac{R_a}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + (L_d - L_q)(\omega_{re} \dot{i}_{ds} - \ddot{i}_{qs}) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}$$

위 식에서 역기전력은 식 (4)와 같이 정의 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} = \omega_{re} \Psi_a \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (4)$$

하지만 식(3)으로 구성된 전차수 상태 방정식은 IPMSM이 갖는 돌극성($L_d < L_q$)으로 인하여 α 축과 β 축의 간섭항이 존재한다. 따라서, 3X3행렬의 저감 차수 모델로 구성하기 위해서는 식 (3)의 상태행렬에 존재하는 간섭항을 보조 입력항으로 입력 벡터와 함께 포함하여 식 (5)와 같은 입력 항으로 정의하였다.

$$v_{\alpha 1} = v_{\alpha s} - \omega_{re}(L_d - L_q)i_{\beta s} \quad (5)$$

$$v_{\beta 1} = v_{\beta s} + \omega_{re}(L_d - L_q)i_{\alpha s}$$

이러한 입력 벡터를 적용하면 식 (6)과 같은 전차수 형태의 4X4 행렬식으로 구성할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_a}{L_d} & 0 & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + (L_d - L_q)(\omega_{re} \dot{i}_{ds} - \ddot{i}_{qs}) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}$$

식 (5)와 식 (6)을 이용하여 식 (7)과 식 (8)과 같이 α 축과 β 을 기준으로 하는 두 가지 형태의 저감 차수 모델을 구성하였다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} - \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$+ (L_d - L_q)(\omega_{re} \dot{i}_{ds} - \ddot{i}_{qs}) \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} v_{\alpha 1}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta s} \\ e_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} - \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{re} \\ 0 & -\omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\beta s} \\ e_{\beta s} \\ e_{\alpha s} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$+ (L_d - L_q)(\omega_{re} \dot{i}_{ds} - \ddot{i}_{qs}) \begin{bmatrix} 0 \\ \cos\theta_{re} \\ -\sin\theta_{re} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} v_{\beta 1}$$

식 (7)번과 (8)번을 상태 방정식으로 표현 하면 다음과 같다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + W \quad (9)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

상태 벡터 $x(t) = [i_{\alpha s} \ e_{\alpha s} \ e_{\beta s}]^T$ 와 $[i_{\beta s} \ e_{\beta s} \ e_{\alpha s}]^T$, 입력 벡터 $u(t) = [v_{\alpha 1}]$ 와 $u(t) = [v_{\beta 1}]$, 출력 벡터 $y(t) = [i_{\alpha s}]$ 또는 $[i_{\beta s}]$ 로 정의 하였으며 W는 시스템 모델오차로 설정하였고 상태 방정식의 행렬 A, B, C, W 는 다음과 같이 표현한다.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} - \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \mp \omega_{re} \\ 0 & \pm \omega_{re} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad (10)$$

$$W = (L_d - L_q) \begin{bmatrix} \omega_{re} \dot{i}_{ds} - \ddot{i}_{qs} \\ 0 \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix}$$

3. 제안된 센서리스 알고리즘

3.1 확장형 칼만 필터 알고리즘

확장형 칼만 필터 알고리즘을 디지털 시스템에 적용하기 위해 식 (9)을 이산화한 형태로 표현하면 식(11)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} X(k+1) &= A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) &= C_d X(k) \\ A_d &\approx I + AT \\ B_d &\approx BT \end{aligned} \quad (11)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a}{L_d} - \frac{1}{L_d} T & 0 \\ 0 & 1 \mp \omega_{re} T \\ 0 & \pm \omega_{re} T & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_d = [1 \ 0 \ 0]$$

식 (11)에서 T는 디지털 시스템의 샘플링 시간을 의미 하고 IPMSM의 잡음을 포함한 이산화된 방정식은 식(12)와 같다.

$$\begin{aligned} X(k+1) &= A_d X(k) + B_d U(k) + w(k) \\ Y(k) &= C_d X(k) + v(k) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $w(k)$ 와 $v(k)$ 는 각각 시스템 모델과 실제 시스템의 차이를 잡음으로 간주하여 모델링한 공정잡음(process noise)과 측정 잡음(measurement noise)을 의미하며, 두 벡터의 평균이 0인 White Gaussian 잡음으로 정의된다. 그리고 각 벡터들의 분산인 Q와 R은 수식 (13)번과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} Q &= cov(w) = E\{ww^T\} \\ R &= cov(v) = E\{vv^T\} \end{aligned} \quad (13)$$

IPMSM의 노이즈가 포함된 전류 정보를 이용하여 역기전력을 추정하기 위한 EKF의 알고리즘은 다음 단계를 걸쳐 추정 한다. EKF는 계산 과정이 여러 단계

로 되어 있지만 크게 기준을 나누면 두 단계로 분류된다. 예측 단계는 직전 추정값 ($\hat{X}(k)$)과 오차 공분산 ($\hat{P}(k)$)을 입력으로 받아 예측값 ($X(k+1), P(k+1)$)을 출력한다. 예측 단계에서 사용된 시스템 모델 변수는 A_d 와 Q 이다. EKF의 두 번째 단계인 추정 과정은 입력 값으로 예측값 ($X(k+1), P(k+1)$)을 입력받아 추정값($\hat{X}(k+1), \hat{P}(k+1)$)을 출력 한다. 추정 단계에서 시스템 모델 변수는 $H(k+1)$ 과 R 을 사용한다.

1) 예측 단계 (" Prediction ")

이전의 상태 추정치 $\hat{X}(k)$ 와 입력 벡터 $U(k)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X^*(k+1) &= A_d \hat{X}(k) + B_d U(k) \\ Y(k) &= C_d X(k) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\hat{X} = [\hat{i}_{\alpha s} \ \hat{e}_{\alpha s} \ \hat{e}_{\beta s}]^T \quad U(k) = [v_{\alpha 1} \ 0 \ 0]^T \quad (15)$$

$$\hat{X} = [\hat{i}_{\beta s} \ \hat{e}_{\beta s} \ \hat{e}_{\alpha s}]^T \quad U(k) = [v_{\beta 1} \ 0 \ 0]^T \quad (16)$$

예측 단계의 공분산 행렬은 다음 식 (17)을 이용하여 계산된다.

$$P^*(k+1) = F(k+1) \hat{P}(k) F^T(k+1) + Q \quad (17)$$

여기서, 선형화된 상태 근사행렬 F 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$F(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} [A_d X + B_d U]_{x(k) = \hat{x}(k+1)} \quad (18)$$

2) 추정 단계 (" Estimation ")

칼만 이득과 상태 추정은 다음의 식들을 이용하여 계산된다.

$$K(k+1) = P^*(k+1) H^T(k+1) \times [H(k+1) P^*(k+1) H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (19)$$

$$H(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} [C_d X]_{x(k) = x^*(k+1)} \quad (20)$$

$$H(k+1) = [1 \ 0 \ 0] \quad (21)$$

$$\hat{X}(k+1) = X^*(k+1) + K(k+1) \times [Y(k+1) - \hat{Y}(k+1)] \quad (22)$$

$$\hat{Y}(k+1) = H(k+1) X^*(k+1) \quad (23)$$

$$\hat{P}(k+1) = [I - K(k+1) H(k+1)] P^*(k+1) \quad (24)$$

여기서 P는 오차의 공분산 행렬을 의미하며 추정치의 오차를 나타내는 척도로 P값이 크면 추정오차가 크고 값이 작으면 추정 오차가 작은 것을 의미한다. K는 칼만 이득이며 고정된 값이 아닌 매번 연산마다 최적의 추정 값을 출력 하기위해 갱신되는 값이다. “*”는 상태 벡터의 예측된 값을 의미하며 이전 샘플링 시점에서 추정된 상태 벡터를 이용한다. 그리고 “^”는 예측된 벡터를 통해 추정된 벡터를 의미한다. EKF는 P, Q, R 행렬의 선정이 추정 성능에 중요한 영향을 미치고 있다. 따라서 본 논문에서는 trial-and-error 방법을 통해 EKF의 추정 안정성과 수렴 속도를 고려하여 Q와 R은 다음과 같이 선정하였다.^[10]

$$P = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0.001 & 0 \\ 0 & 0 & 0.001 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0.03 & 0 \\ 0 & 0 & 0.03 \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$R = [0.0015]$$

3.2 속도 및 회전자 위치 추정^[14]

EKF로부터 추정된 역기전력을 통해 회전자 위치 및 속도를 추정하는 방법은 다음과 같다. 쇄교 자속의 민감성을 저감하기 위해 다음과 같이 추정하였으며, 위치 추정 시에는 arctan 함수를 사용하였다.

$$\tan \hat{\theta}_{re} = \frac{-\hat{e}_{as}}{\hat{e}_{\beta s}} = \frac{\Psi_a \hat{\omega}_{re} \sin \hat{\theta}_{re}}{\Psi_a \hat{\omega}_{re} \cos \hat{\theta}_{re}} \quad (26)$$

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{as}}{\hat{e}_{\beta s}} \right) \quad (27)$$

$$\hat{\omega}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{as}}{\hat{e}_{\beta s}} \right) \begin{cases} \text{if } (\omega_{re} > 0), \hat{\theta}_{re} = \hat{\theta}_{re} \\ \text{else } \hat{\theta}_{re} = \hat{\theta}_{re} + \pi \end{cases} \quad (28)$$

추정된 위치를 통해 다음 수식과 같이 속도와 방향을 계산할 수 있다.

$$sgn(\omega_{re}) \begin{cases} +1 \text{ if } \Delta \hat{\theta}_{re(k)} = \hat{\theta}_{re(k)} - \hat{\theta}_{re(k-1)} > 0 \\ -1 \text{ if } \Delta \hat{\theta}_{re(k)} = \hat{\theta}_{re(k)} - \hat{\theta}_{re(k-1)} < 0 \end{cases} \quad (29)$$

$$\omega_{re} = \frac{1}{\Psi_a} \sqrt{e_{as}^2 + e_{\beta s}^2} sgn(\omega_{re}) \quad (30)$$

과도 상태에서의 안정한 제어를 위해 다음 수식과 같이 제한하였다.

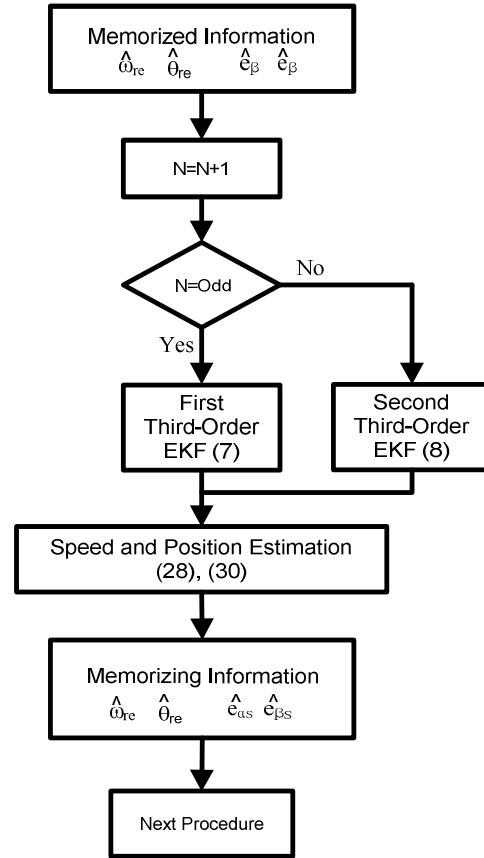


그림 2 제안한 센서리스 제어 기법
Fig. 2 The proposed sensorless control scheme

$$\Delta \hat{\theta}_{re(k)} = \hat{\theta}_{re(k)} - \hat{\theta}_{re(k-1)} = T \cdot \hat{\omega}_{re} \quad (31)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{\max} = 1.5 \times |LF(\hat{\omega}_{re})| \cdot T \quad \Delta \hat{\theta}_{\min} = -\Delta \hat{\theta}_{\max}$$

3.3 제안된 센서리스 제어 기법

본 논문에서는 저감차수 EKF를 그림 2와 같이 병렬로 구동시켜 두 개의 EKF가 각각의 샘플링 시간마다 번갈아 연산을 수행하는 형태로, 현재 샘플링에서 연산을 행하는 EKF는 이전 샘플링 시점에 저장된 값을 현재 샘플링 시간에 수행되는 EKF에 취합하는 방법으로 구성하였다. 먼저 이전에 추정된 저장된 속도와 역기전력 정보를 사용하여 현재 다른 EKF를 이용하여 새로운 역기전력을 추정한다. 그 다음에 새롭게 추정된 역기전력 정보를 가지고 현재 시점에서 다시회전자 속도와 위치정보를 식 (28)과 (30)를 이용하여 추

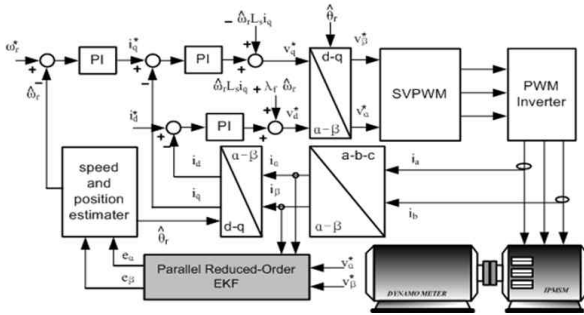


그림 3 제안한 센서리스 제어 시스템의 전체 구조
Fig. 3 The overall structure of the proposed sensorless drive system

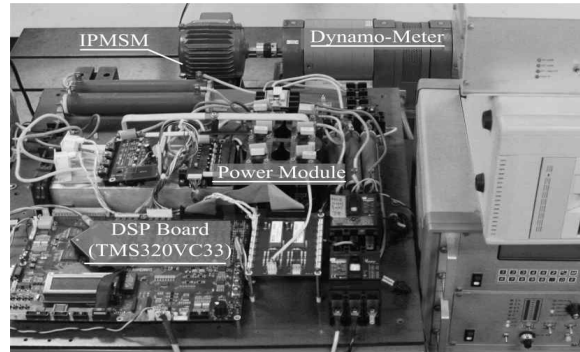


그림 4 IPMSM의 구동 시스템
Fig. 4 Experimental set of IPMSM drive system

정한다. 그리고 다음 샘플링 시점에 동작될 EKF를 위해 추정된 정보들을 저장한다. 이러한 구조는 두 개의 EKF가 동작하지만, 각각의 샘플링 시점마다 교차적으로 하나의 EKF만을 사용하므로 연산시간은 하나의 EKF를 사용하는 것과 동일하며, 빠른 응답속도와 저감차수 구조에서 안정적인 동작을 위해 이전 샘플링 시점에 추정된 역기전력과 속도 정보를 사용하였다.

4. 실험 결과

제안된 센서리스 제어기법의 타당성을 검증하기 위해 실험으로 2.2(kW)급 IPMSM 센서리스 구동 시스템을 제작하였고 전체적인 시스템 블록도는 그림 3과 같다. 인버터는 (IPM) PM30CSY060를 이용하여 구성하였으며, 제어 시스템은 디지털 신호 처리기(DSP) TMS320C33과 FPGA가 사용되었다. 전류 제어기의 샘플링 시간은 100 [usec]이고 속도 제어기의 주기는 1 [msec]로 설정하였으며, 공간 벡터 PWM 기법을 사용하였다. 그림 4는 실험을 위해 구성된 실험 세트를 나타내며, 실험에 사용된 전동기 사양은 표1에 있다.

그림 5는 속도 지령치 100rpm에서의 실제속도 추정 속도의 사이의 속도추정 오차를 보여 주고 있다. 센서리스 구동 초기에는 약 40rpm의 속도오차가 발생했지만 빠르게 추정 속도가 실제속도에 수렴 하는 것을 볼 수 있다. 그림 6은 100rpm의 정상상태에서의 실제 회전자 위치와 추정 회전자 위치 및 위치 오차를 보여 주고 있다. 위치 추정에서도 제안된 기법이 우수하게 위치를 추정하는 것을 볼 수 있다. 그림 7은 1000rpm에서 부하 변동시의 속도 특성을 나타낸 결과이다. 부하가정격의 25%부하에서 50% 부하로 변동을 주었을 때정상 상태에서의 실제 속도와 추정 속도를 나타냈으

표 1 IPMSM (2.2kW)의 정격과 파라미터
Table 1 Specification of IPMSM (2.2kW) Used in Experiment

극수	8 pole
상당 저항	0.43[Ω] ±10% [Ω]
상당 d축 인덕턴스	2.6 [mH]
상당 q축 인덕턴스	6.7 [mH]
회전자 관성모멘트	0.001718 [kg·m ²]
점성 마찰계수	0.000179 [N·m/rad/s]
역기전력 상수	215.479 [Vpk/krpm]

표 2 EKF 연산 시간 비교
Table 2 Comparison of computation times

EKF 구조	행렬차수	연산시간
Full-Order	4 x 4	70 μs
Reduced-Order	3 x 3	55 μs

며, 부하 변동이 약간의 속도 오차를 발생 하지만 빠르게 실제속도에 수렴하여 부하 변동 시에도 속도 추정이 잘 이루어지고 있다. 그림 8은 일정 부하에서 100rpm에서 1500rpm으로 속도 지령치를 가변 하였을 때의 결과이고 제안된 기법이 속도 지령치의 변화에도 강한 특성을 보여주고 있다. 표2는 전 차수 EKF와 저감 차수 EKF의 연산 시간 비교 결과 이다. 전 차수 같은 경우에는 약 70μsec 정도로 측정 되었으며 제안된 저감 차수 EKF는 약 55μsec의 연산시간이 필요한 것으로 측정 되었다. 따라서 제안된 기법은 전차 수보다 약 15μsec 정도의 연산시간을 저감 시킨 것을 알 수 있다.

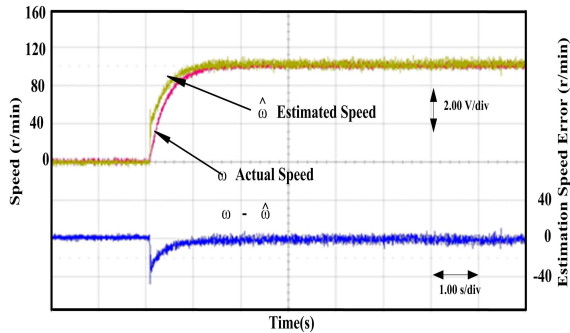


그림 5 제안된 센서리스 기법의 100 rpm에서의 실험 결과
 Fig. 5 Experimental results of the proposed scheme at 100 rpm

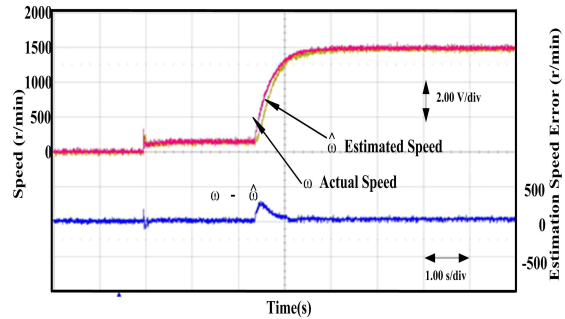


그림 8 제안된 센서리스 기법의 100 rpm에서 1500 rpm으로 속도지령 변화 실험 결과
 Fig. 8 Experimental results of the speed variation from 100 to 1500 rpm

5. 결 론

본 논문에서는 IPMSM의 수학적 모델인 확장형 역기전력을 바탕으로 병렬형 저감차수 EKF 센서리스 제어 기법을 제안하였다. 제안된 센서리스 제어기법은 전 차수모델 보다 약 15usec정도의 연산시간을 단축시켰으며 부하변동이나 속도지령치의 변동에도 회전자 속도 및 위치를 안정적으로 추정 할 수 있었다. 따라서 제안된 기법을 통해 IPMSM의 센서리스 제어 구현의 가능성을 알 수 있었고 제안된 기법의 간단한 구조로 인해 실제 상용화 된 IPMSM의 제어 시스템에도 적용하여 연산시간을 단축시켜 성능향상 및 저가의 제어 보드에 EKF를 구현 시킬 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] N. Matsui, " Sensorless PM Brushless DC Motor Drive", *IEEE Trans, Industrial Electronics*, Vol. IE-43, No. 2, pp 300~308, April 1996.
- [2] Seok-Chae Yoon and Jang-Mok Kim, "Sensorless Control of a PMSM at Low Speeds using High Frequency Voltage Injection", *Journal of Power Electronics*, Vol. 5, No. 1, pp. 11-19, Jan. 2005.
- [3] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity estimation in Induction and Salient AC Machines," *IEEE-IAS Conf Rec*, pp. 488-495,1994.
- [4] L. A. Jones and J. H. Lang, "A state Observer for the Permanent -Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans on Ind. Elec.*, Vol. 36, No. 3, pp. 374-382, 1989.
- [5] Y. H. Kim, "High Performance IPMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced-Order

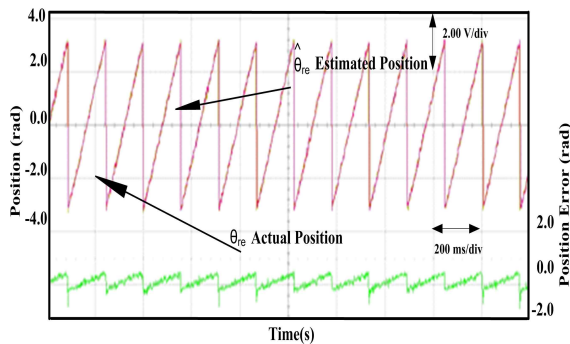


그림 6 제안된 센서리스 기법의 100 rpm에서의 실험 결과
 Fig. 6 Experimental results of the proposed scheme at 100 rpm

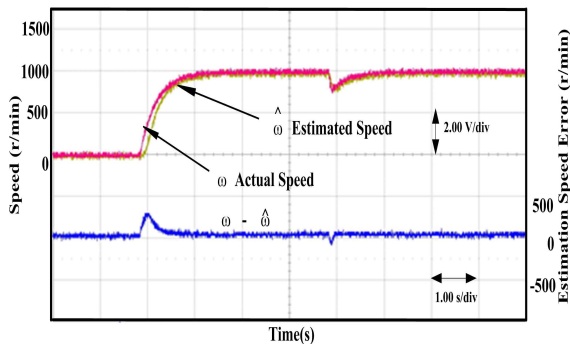


그림 7 제안된 센서리스 기법의 1000 rpm에서의 부하 변동 실험 결과
 Fig. 7 Experimental results of the torque variation at 1000 rpm

- EKF,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, pp. 868-873, 1999.
- [6] Z. Q. Zhu, X. Zhu, P.D. Sun, and D. Howe, “Estimation of Winding Resistance and PM Flux-Linkage in Brushless AC Machines by Reduced-Order Extended Kalman Filter.” in *Conf Rec., IEEE-Networking, Sensing and Control*, 2007, pp. 740 - 745.
- [7] M. C. Huang, A. J. Moses and F. Anayi, X. G. Yao, “Reduced-Order Linear Kalman Filter (RLKF) Theory in Application of Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM),” in *Conf Rec., IEEE-ICIEA*, pp. 1-6, 2006.
- [8] Z. Zedong, L. Yongdong, M. Fadel and X. Xi, “A Rotor Speed and Load Torque Observer for PMSM Based on Extended Kalman Filter,” in *Conf Rec., IEEE-ICIT*, pp. 233-238, 2006.
- [9] S.Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, “Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 46, No. 1, pp. 1-8, Feb. 1999.
- [10] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, “Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives,” *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 39, No. 6, pp. 1741-1747, Nov-Dec. 2002.
- [11] M. Boussak, “Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Speed Control With Initial Rotor Position Estimation for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 6, pp. 1413-1422, Nov. 2005.
- [12] Z. Zedong, L. Yongdong, M. Fadel and X. Xi, “A Rotor Speed and Load Torque Observer for PMSM Based on Extended Kalman Filter,” in *Conf Rec., IEEE-ICIT*, 2006, pp. 233-238.
- [13] Ichikawa, S. Tomita, M. Doki, S. Okuma, S. “Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Online Parameter Identification Based on System Identification Theory” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2006, Vol 53; No. 2, pages 363-372.
- [14] J. S. Kim and S. K. Sul, “New approach for the low-speed operation of PMSM drives without rotational position sensors” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 11, No. 2, pp. 512-519, May 1996.

저 자 소 개



임동훈(林東勳)

1982년 8월 18일생. 2009년 숭실대 전기공학과 졸업. 2009년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정.



박병건(朴昞建)

1979년 4월 16일생. 2005년 명지대 전기정보 제어공학부 졸업. 2007년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대 (Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 (주) 효성 중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 국문지 편집위원.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원حن 공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow Member. 1979년~현재 한양대 전자전기공학과 교수. 2000년 당 학회 회장 역임.