

병렬형 저감 차수 칼만 필터를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어

임동훈, 박병건, 김래영, 현동석

Sensorless Control Strategy of IPMSM Based on a Parallel Reduced-Order EKF

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

Department of Electrical Engineering, Hanyang University

ABSTRACT

This paper proposes a sensorless control strategy for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) by using the parallel reduced-order Extended Kalman Filter. The sensorless control strategy is composed with two EKFs alternately computed every sampling period with a new model. The new model is based on the extended electromotive force (EEMF) which has a simple structure, making position estimation possible without approximation. The proposed strategy can save computation time and estimate rotor speed and position. To verify the merit of the proposed strategy, simulation and experimental results validate the theoretical analysis and show the feasibility of the proposed control strategy.

1. 서론

영구 자석 동기 전동기(PMSM)는 보수성 및 제어, 내환경성이 우수하고 고효율, 고역률 및 정밀제어가 가능한 전동기로써 다양한 산업 및 가전 분야에서 폭넓게 사용되고 있다. 영구자석 동기전동기는 돌극성에 의해 표면자석구조의 동기모터(SPM: Surface permanent Magnet Synchronous Motors)와 매입형 영구자석 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)로 분류가 된다. 매입형 영구자석 동기전동기는 마그네틱 토크와 함께 토크턴스 토크가 같이 이용되기 때문에 고 토크화가 가능하여 관심과 연구가 집중되어 왔다. 이러한 매입형 영구자석 동기전동기는 제어를 위해서 엔코더 및 리졸버와 같은 센서를 통해 회전자의 속도 및 위치의 검출이 필요하다. 하지만 이와 같은 센서들은 전동기의 부피 및 가격이 상승이 되고 외부영향에 취약한 단점을 가지고 있다. 따라서 이와 같은 단점을 줄이기 위해 위치 및 속도 센서가 필요 없는 다양한 센서리스 제어기 법이 제안되어 왔다. 제안된 방법 중에서 확장형 칼만 필터(EKF)[1]는 파라미터 변동과 측정 노이즈 환경에서도 시스템 상태 변수와 파라미터를 적절히 추정할 수 있는 순환형 최적 필터이다. 하지만 알고리즘이 복잡하고, 긴 연산시간이 단점이다. 따라서 고성능의 프로세서에는 적합하지만 저성능의 프로세서에는 적용이 쉽지 않다. 이러한 EKF의 연산시간 문제를 해결하기 위해 매입형 영구자석 동기전동기에 적합한 확장형 역기전력 모델(EEMF) [2]을 기본으로 한 저감차수 모델을 통해 새로운 병렬형 EKF를 제안 하였다. 제안된 모델과 알고리즘은 실험을 통해 타당성이 검증하였다. 마지막으로 기존 EKF와의 연산시간을 비교하여 줄어든 연산시간도 확인하였다.

2. 제안된 센서리스 제어 방법

2.1 IPMSM 센서리스 제어를 위한 모델링

기존의 PMSM의 모델은 IPMSM에 적용하기 복잡하여, EEMF모델을 사용하여 다음과 같이 간단한 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \frac{d}{dt}L_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R_b + \frac{d}{dt}L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \{ (L_d - L_q)(\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_d) + \omega_{re}\Psi_a \} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \frac{d}{dt}L_d & \omega_{re}(L_d - L_q) \\ -\omega_{re}(L_d - L_q) & R_b + \frac{d}{dt}L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \{ (L_d - L_q)(\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_d) + \omega_{re}\Psi_a \} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 모델을 바탕으로 다음과 같이 저감차수모델을 제안 하였다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (L_d - L_q)(\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_d) \begin{bmatrix} 0 \\ -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d}V_{d1} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{re} \\ 0 & -\omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} + (L_d - L_q)(\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_d) \begin{bmatrix} 0 \\ \cos\theta_{re} \\ -\sin\theta_{re} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d}V_{\beta 1} \quad (4)$$

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

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

2.2 EKF 알고리즘

EKF의 디지털 구현을 위해, 시스템 방정식을 이산화 하면,

$$X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \quad (6)$$

$$Y(k) = C_d X(k)$$

여기서 $A_d = I + AT_s$, $B_d = B*Ts$, $C_d = C$ 이고, 외란을 포함한 비선형 이산화 모델은 다음과 같다. $w(k)$ 와 $v(k)$ 는 각각 공분산 행렬 Q 와 R 에 대응되는 시스템 외란이며, EKF 알고리즘은 다음과 같다.

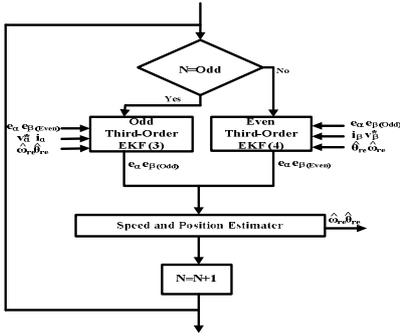


그림 1. 제안된 병렬 저감차수 EKF
Fig.1 Proposed parallel reduced-order EKF

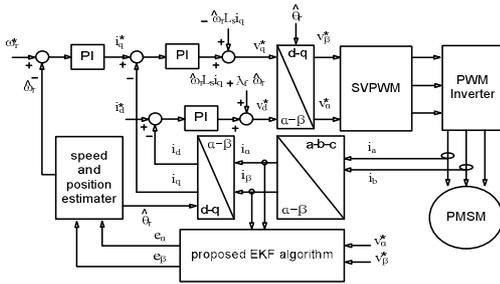


그림 2. 전체 IPMSM 드라이브 시스템
Fig.2 Overall IPMSM drive system

1) Time Update (“Prediction”)

$$\begin{aligned} X^*(k+1) &= A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) &= C_d X(k) + v(k) \\ P^*(k+1) &= F(k+1)P(k)F^T(k+1) + Q \end{aligned} \quad (7)$$

2) Measurement Update (“Correction”)

$$\begin{aligned} K(k+1) &= P^*(k+1)H^T(k+1)[H(k+1)P^*(k+1)H^T(k+1)+R]^{-1} \\ \hat{X}(k+1) &= X^*(k+1) + K(k+1)[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1)] \\ \hat{Y}(k+1) &= H(k+1)\hat{X}(k+1) \\ \hat{P}(k+1) &= [I - K(k+1)H(k+1)]P^*(k+1) \end{aligned} \quad (8)$$

2.3 속도 및 위치 추정[3]

EKF에 의해 추정된 e_α 와 e_β 를 이용한 회전자 위치 및 속도를 추정하는 방법은 다음과 같다.

$$\tan \hat{\theta}_{re} = \frac{-\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} = \frac{\Psi_a \cdot \hat{\omega}_{re} \sin \hat{\theta}_{re}}{\Psi_a \cdot \hat{\omega}_{re} \cos \hat{\theta}_{re}} \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{re} &= \frac{1}{\lambda_m} \sqrt{(\hat{e}_\alpha)^2 + (\hat{e}_\beta)^2} \text{sgn}(\hat{\theta}_{re}) \\ \text{sgn}(\hat{\theta}_{re}) &= \begin{cases} +1 & \text{if } \Delta \hat{\theta}_{rd(n)} = \hat{\theta}_{rd(n)} - \hat{\theta}_{rd(n-1)} > 0 \\ -1 & \text{if } \Delta \hat{\theta}_{rd(n)} = \hat{\theta}_{rd(n)} - \hat{\theta}_{rd(n-1)} < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

2.4 제안된 병렬형 저감차수 EKF

본 논문에서는 저감차수 EKF를 그림 1과 같이 병렬로 구동시켜 두 개의 EKF가 각각 샘플링 시간마다 번갈아

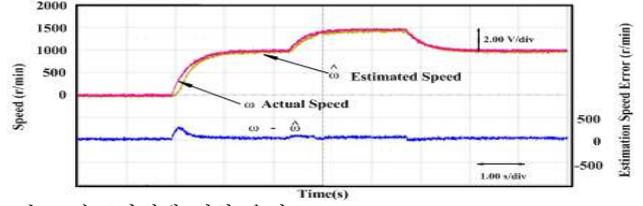


그림 3. 속도가변에 의한 응답
Fig.3 Responses for step change of speed reference
(Speed reference:1000 r/min->1500 r/min->1000r/min, Load: 4 N·m)

표 1. 연산시간 비교

EKF class	Structure	Matrix	Time
Conventional EKF scheme	Single	4 x 4	82 μ s
Proposed EKF scheme	Parallel	3 x 3	65 μ s

연산을 수행하는 형태로, 현재 샘플링에서 연산을 행하는 EKF는 이전 샘플링 시간에 저장된 데이터를 현재 샘플링 시간에 수행되는 EKF에 취합하는 방법으로 구성하였다. 이러한 구조는 두 개의 EKF가 동작하는 것 같지만 각각 샘플링 시간마다 병렬적으로 하나의 EKF만을 사용하므로 연산시간은 하나의 EKF를 사용하는 것과 동일하며, 이전 샘플링 시간에 추정된 역기전력 데이터 까지 사용하여 빠른 응답속도와 저감차수 구조보다 안정적인 동작을 수행하였다.

3. 실험결과

그림 2 에는 전체적인 PMSM 구동시스템에 대한 설명이 나와 있으며, 그림 3 에서는 속도 가변시 1000rpm 에서 1500rpm 다시 1000rpm 으로 속도 가변시 추정속도와 실제속도를 비교하고 있다. 속도 가변시 약간의 속도 오차가 발생하였지만 비교적 원활하게 추정됨을 볼 수 있다. 위 실험 결과를 통해 제안된 기법을 이용한 센서리스가 안정적으로 이루어지고 있음을 알 수 있다. 또한, 표 1 과 같이 일반적인 EKF 보다 연산시간이 약 17usec 만큼 줄어든 것을 보았다.

4. 결론

본 논문에서는 EEMF 를 바탕으로 한 병렬형 저감차수 EKF 를 제안 하였다. 제안된 방법은 기존 full-order EKF 보다 연산시간을 단축 시켰으며 안정된 동작을 보여 주었다. 실험결과를 통해 제안된 방법은 실제 구현의 가능성을 보여 주었고, 상용화 되는 IPMSM 드라이브 시스템에 적용가능 할 것이다.

Reference

- [1] 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.
- [2] 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; NUMB 2, pages 363-372
- [3] 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.