



소형 선박용 전기추진시스템을 위한 PMSM의 센서리스 제어

정태영* · 와유쿤투위보오 · 정석권
(부경대학교)

Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Propulsion System of Small Ships

Tae-Young JEONG* · Wahyu Kunto Wibowo · Seok-Kwon JEONG
(Pukyong National University)

Abstract

This paper proposes a sensorless speed control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on an adaptive sliding mode observer (SMO) for electric propulsion system of small ships. An adaptive observer gain is proposed based on the Lyapunov's stability criterion to reduce the chattering problem at any speed operation instead of the constant gain observer. Furthermore, a cascade low-pass filter with variable cut-off frequency is suggested to strengthen the filtering capability of the observer. The experimental results from a 1.5 kW PMSM drive are provided to verify the effectiveness of the proposed adaptive SMO. The result shows that the proposed method gives good speed control performances even when the PMSM operates at 0.5% from its rated speed value.

Key words : Sensorless speed control, Permanent magnet synchronous motor, Adaptive sliding mode observer, Electric propulsion system, Small ships, Adaptive observer gain, Cascade low-pass filter

I. 서론

최근 가속화 되고 있는 지구온난화현상과 맞물려 친환경 해상 수송시스템 구현을 위한 전기추진시스템(Electric Propulsion System; EPS)에 대한 관심이 증가하고 있다. 전기추진 선박은 기존의 엔진을 주축으로 한 추진시스템 대신에 전기모터를 채용한 추진시스템으로서 저속에서의 고효율 운전과 조종 성능이 뛰어나 해양조사선, 탐사선 등에서는 오래 전부터 사용되어져 왔다. 뿐만 아니라 유람선, 크루즈 선박 등에서는 저소음 특성을 인정받아 쾌적한 환경 구현 차원에서 다수 채

용되어져 오고 있다. 이들 대형 선박들에서는 기존의 추진기(propeller) 구동용 주기관(main engine)을 없애고 발전기만을 장착하여 이를 통해 전동기를 구동하는 방식을 채택하고 있다. 이때 추진기 구동용 전동기로써는 대용량의 유도전동기가 대부분 사용되고 있다(Nam, 2005).

유도전동기는 구조가 단순하면서도 강건하고, 제작비가 저렴하며 수명이 반 영구적일 뿐만 아니라 대출력용으로도 제작도 용이하다. 최근 전력전자(power electronics) 기술의 발전에 힘입어 속도제어도 용이해져 대형 선박용 모터로서 최적으로 꼽힌다. 그러나 소형 선박의 경우, 협소한

* Corresponding author : 051-629-5998, tyjeong@pknu.ac.kr

* 이 논문은 2014학년도 부경대학교의 지원을 받아 수행된 연구임. (C-D-2014-0879)

선내 공간에 가장 컴팩트한 추진시스템 구성이 바람직하므로 영구자석형동기모터(PMSM)가 널리 주목받고 있다. PMSM은 체적, 중량 대비 출력비가 매우 크고, 강건하며, 제어도 용이하다. 다만 정확한 회전자 자속의 위치를 파악하여 제어해야 하는 관계로 센서리스(sensorless) 제어가 어렵다. 자속 측정을 위한 엔코더, 리졸버 등과 같은 물리적 센서(physical sensor)의 장착은 모터의 가격 상승을 초래하고 제어의 품질이 센서의 정확도에 크게 의존하는 관계로 고 신뢰성 확보에도 어려운 문제점이 있다. 특히 해상을 항해하는 선박 기관실은 습기, 진동 등 매우 열악한 환경 속에서 모터가 구동되어야 하는 관계로 고 신뢰성이 한층 요구된다. 따라서 이상적으로는 물리적 센서 없이 속도제어를 행하는 PMSM의 센서리스 제어계의 구축이 가장 바람직하다(Ren, 2014).

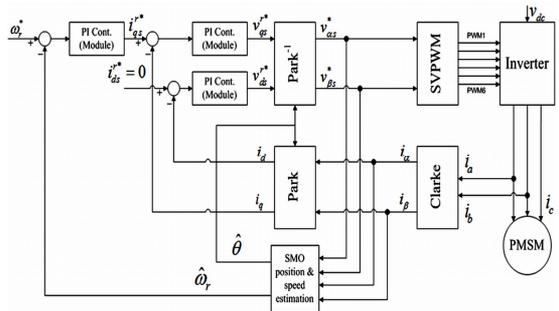
PMSM의 센서리스 제어에 관련한 연구로는 다양한 방식들이 제안되어 있으나 모터의 역기전력(Back Electromotive Force; B-EMF)으로부터 자속의 위치를 추정하는 방법이 가장 일반적이다. 고속 영역에서 모터가 운전될 경우, B-EMF의 정보가 명확하여 자속의 위치 및 이를 통한 속도 정보를 추정하는 것이 비교적 용이하지만 저속의 경우에는 B-EMF 정보에 포함된 다수의 고조파로 인해 자속 추정이 용이하지 않아 저속 영역의 센서리스제어가 쉽지 않은 것이 문제점의 하나로 지적되어 왔다. 이 문제점을 해결하기 위해 슬라이딩모드관측기(Sliding Mode Observer; SMO)를 사용하는 방법이 제안되어 있다. 그러나 이 경우에도 여전히 저속에서의 속도 추정이 어려운 문제점으로 남아 있다(Jung et al., 2009).

따라서 본 논문에서는 PMSM의 전 속도 영역 센서리스 제어를 실현하기 위한 SMO 성능 향상 방안에 대해 검토한다. 기존의 고정 게인 관측기와 차단주파수가 고정된 필터를 갖는 SMO는 스위칭 과정을 통해 전류에 혼입된 다수의 고조파 영향으로 회전자 자속을 정밀하게 추정하는 것이 용이하지 않았다. 그 결과 SMO의 여러 장점들에

도 불구하고 저속 영역의 속도 센서리스 제어가 쉽지 않다는 점이 문제점으로 지적되어 왔다. 이를 해결하기 위한 방안으로 속도 지령에 연동해 관측기 게인이 가변되는 SMO 및 가변 차단주파수를 갖는 캐스케이드(cascade)형 2차필터에 기반한 SMO를 검토한다. 특히 본 논문에서는 이들 가변 게인 및 필터와 더불어 2차필터 사용으로 인한 역기전력의 위상지연을 방지하기 위한 위상 지연 보상기도 설계하였다. 제안된 방식은 실험을 통해 그 타당성을 검토한다.

II. SMO를 이용한 회전자 자속 및 속도 추정

[Fig. 1]은 전형적인 FOC(Field Oriented Control)에 기반한 SMO를 갖는 표면부착형 PMSM의 속도센서리스 제어 블록도이다. 역기전력 추정 모델은 $\alpha-\beta$ 고정자 기준 좌표계에서 식(1)~(2)와 같이 구해진다.



[Fig. 1] Block diagram of the sensorless vector control system based on FOC and SMO

$$\begin{bmatrix} p i_\alpha \\ p i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = w_r \psi_r \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

여기서 v_α, v_β 는 고정자 전압, i_α, i_β 는 전류를 나타내고, R_s, L_s 는 고정자 저항과 인덕턴스를, 기호 p 는 미분연산자 d/dt 를 의미한다. 한편 e_α, e_β 는 역기전력, ω_r, ψ_r 은 회전자의 각속도와 자속을, 그리고 θ_r 은 회전자 위치를 각각 나타낸다. 이들 시스템에 SMO를 적용하기 위해 전류 추정 모델을 식(3), 부호(signum)함수를 식(4)와 같이 정의한다.

$$\begin{bmatrix} p \hat{i}_\alpha \\ p \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \dots (4)$$

여기서 기호 “ $\hat{}$ ”는 추정값, K 는 관측기(observer) 게인, z 는 스위칭 신호를 포함한 역기전력 정보를 나타낸다. 식(1)에서 식(3)을 빼 전류의 추정오차를 구하면 식(5)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} p \bar{i}_\alpha \\ p \bar{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L_s} \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha \\ \bar{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \dots (5)$$

여기서 기호 “ $\bar{}$ ”는 각 대응하는 추정오차를 나타낸다. 한편, 슬라이딩 평면을 식(6)과 같이 정의한다. 식에서 T 는 행렬의 전치(transpose)를 의미한다.

$$S = [i_\alpha \ i_\beta]^T - [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T \dots (6)$$

관측기의 추정 전류값이 슬라이딩 평면에 도달하게 되면 추정 전류 오차는 0이 되어 실제의 고정자 측 전류값을 정확하게 관측하는 것이 되므로 $\hat{i}_s = i_s$ 로 된다. 이 경우 식(5)로부터 식(7)이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \text{sgn}(\bar{i}_\alpha) \\ \text{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} \dots (7)$$

식(7)에 사용된 부호함수는 채터링(chattering) 발생의 요인이 되므로 이를 방지하기 위해 기존의 SMO에서는 식(8)과 같은 1차 저주파필터(low-pass filter; LPF)를 사용한다.

$$[\hat{e}_\alpha \ \hat{e}_\beta]^T = \frac{w_c}{s + w_c} [z_\alpha \ z_\beta]^T \dots (8)$$

여기서 w_c 는 LPF의 차단각주파수(cut off frequency, $2\pi f_d$)를 나타낸다. 이 식에 의해 추정된 역기전력 정보로부터 추정된 회전자 자속의 위치와 속도가 식(9), 식(10)과 같이 구해진다.

$$\hat{\theta}_r = -\tan^{-1} \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \dots (9)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} \dots (10)$$

식(9)와 식(10)을 이용하여 PMSM의 운전에 필요한 회전자 자속 위치와 속도의 추정이 가능하므로 물리적 센서를 갖지 않고도 속도 및 자속 위치 센서리스 제어가 가능해진다.

III. 채터링 저감을 위한 관측기 적응 게인 및 위상 지연 보상기 설계

식(4)의 부호함수 사용으로 인한 채터링 현상은 역기전력 정보에 다수의 고조파를 발생시켜 결국 식(9), 식(10)을 통한 정밀한 자속 및 속도 정보 추정을 어렵게 만드는 요인으로 작용한다. 따라서 효과적으로 채터링을 저감시키는 방안이 필요하다. 식(8)의 1차 LPF의 설계에도 불구하고 속도가 가변됨에 따라 여전히 채터링 저감 성능이 충분하지 않음이 밝혀졌다. 특히 식(4)의 관측

기 게인이 채터링에 큰 영향을 끼치는 것으로 분석되었다. 따라서 본 장에서는 관측기의 적응 게인(adaptive gain) 및 캐스케이드 필터 설계, 그리고 이들 필터 사용으로 인한 위상 지연 보상을 위한 보상기 설계에 대해 기술한다. 관측기의 적응 게인 K 는 리아프노프(Lyapunov)의 안정 조건인 $V > 0$, $dV/dt < 0$ 로부터 구한다. 리아프노프의 함수 V 를 식(11)과 같이 정의하고, 식(5)를 식(11)에 대입시켜 $dV/dt < 0$ 을 만족하도록 관측기의 게인을 구하면 식(12)가 얻어진다.

$$V = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (\hat{i}_\alpha^2 + \hat{i}_\beta^2) \dots \dots \dots (11)$$

$$K > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \dots \dots \dots (12)$$

식(12)의 게인 K 는 고정값으로서 전 속도 영역에서 일정한 값을 갖도록 설계되었다. 이 경우, 저속 영역에서는 지나치게 큰 게인으로 작용하여 채터링을 증폭시키는 문제점을 야기한다. 따라서 본 논문에서는 K 를 고정값이 아닌 속도 지령값에 연동하는 변동값으로 설계한다.

식(2)의 역기전력은 $\sin\theta_r$, $\cos\theta_r$ 의 값이 1일 때 최대값을 가지므로 식(2)를 식(12)에 대입하여 식(13)과 같은 속도 적응 게인을 유도한다.

$$K = w_r^* \psi_r \dots \dots \dots (13)$$

여기서, 기호 “*”는 지령값을 의미한다.

식(12)의 게인이 고정값인데 비해 식(13)의 게인은 속도지령값에 연동되어 그 값이 가변되므로 저속영역에서는 작은 값으로 되어 채터링 저감에 기여하게 된다.

한편, 채터링을 만족할만한 수준으로 저감시키기 위해 식(8)을 캐스케이드로 연결한 식(14)와 같은 2차 LPF를 추가로 설계한다. 이로 인한 정보의 위상 지연을 막기 위해 식(15)와 같은 위상 지연 보상기를 설계하였다.

$$LPF_{2nd} = \frac{w_c^2}{s^2 + 2w_c s + w_c^2} \dots \dots \dots (14)$$

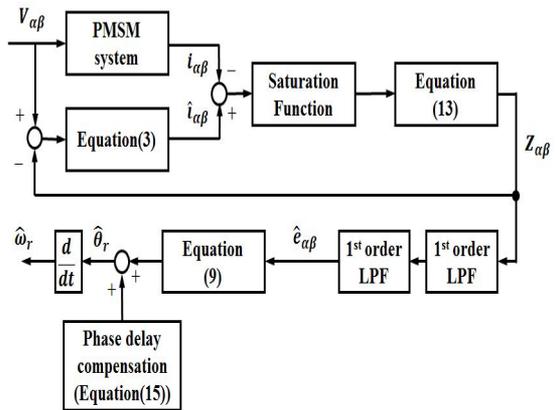
$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{2\hat{w}_r w_c}{w_c^2 - \hat{w}_c^2} \dots \dots \dots (15)$$

이때 식(14), (15)의 차단각주파수도 모터의 회전수 n [rpm]에 따라 조정되도록 식(16)과 같이 설계하였다.

$$\omega_c = \frac{2\pi n P}{120} \dots \dots \dots (16)$$

여기서 P 는 모터의 극수(pole number)이다.

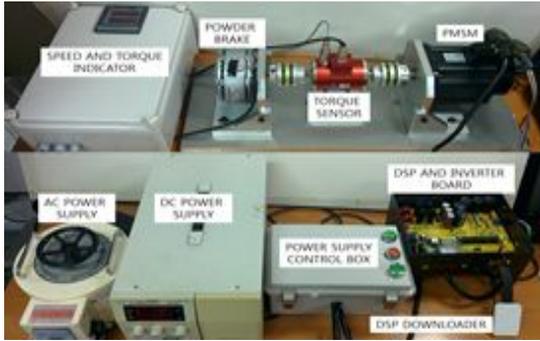
[Fig. 2]는 본 논문에서 제안한 SMO와 2차 LPF, 위상지연 보상기를 갖는 PMSM의 센서리스 제어 블록도를 나타내고 있다.



[Fig. 2] Block diagram of the proposed sensorless control of PMSM with SMO

IV. 실험 및 고찰

제안된 이론의 타당성을 검증하기 위해 [Fig. 3]과 같은 실험장치를 구성하였다. 이 장치에 장착된 시험용 모터의 제원은 <Table 1>과 같다.

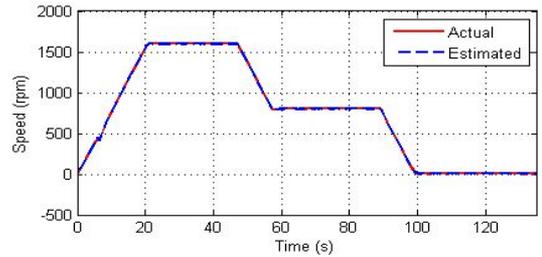


[Fig. 3] The experimental system

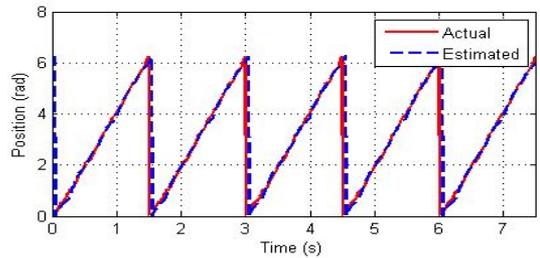
<Table 1> Parameters of the tested PMSM

Parameter [symbol]	Value [unit]
Rated power [P_r]	1.5 [kW]
Rated torque [T_e]	7.16 [N.m]
Rated speed [n]	2000 [rpm]
Stator resistance [R_s]	0.4 [Ω]
Stator inductance [L_s]	4.9×10^{-3} [H]
Flux linkage [ψ_r]	0.145 [Wb]
Inertia [J]	1.45×10^{-3} [Kg.m ²]
Pole number [P]	8

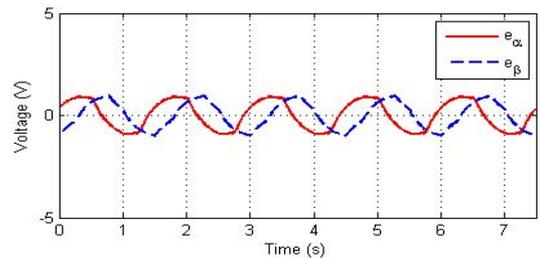
실험은 모두 센서리스 제어 성능 확인을 목표로 무부하 운전 및 부하 운전 두 경우로 나누어 진행하였다. [Fig. 4]는 무부하 상태의 자속 및 속도 센서리스 제어 실험 결과이다. 무부하 상태에서 0 [rpm]으로부터 속도를 증감시켜 제어한 결과 저속에서부터 고속 영역에 걸쳐 매우 양호한 성능이 얻어졌다. (a)는 속도 응답으로 실제 속도와 추정 속도가 거의 일치하게 제어되고 있음을 볼 수 있다. (b)는 (a)의 응답과는 별개로 진행한 실험에서 저속 성능 확인에 초점을 맞춰 10 [rpm]에서의 회전자 자속 위치 추정 및 실제값과의 비교를 보여준다. (c)는 (b)와 동일한 10 [rpm]에서의 제안된 추정 알고리즘에 의한 역기전력 정보를 나타내고 있다. (b)와 (c) 모두 채터링이 억제되어 양호한 추정이 되고 있음을 보여준다.



(a) speed responses



(b) rotor flux position at 10 rpm



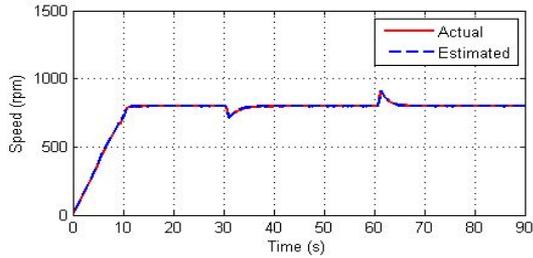
(c) back EMF estimation at 10 rpm

[Fig. 4] Sensorless control performance of the PMSM with the proposed SMO

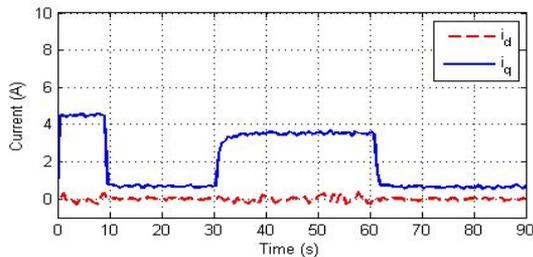
[Fig. 5]는 부하가 인가된 상태에서의 자속 및 속도 센서리스 제어 실험 결과이다. 속도를 0에서 800 [rpm]으로, 부하는 파우더 브레이크 (powder brake)를 통해 30 [sec] 시점에 3.5 [N.m]의 크기를 스텝 상으로 인가하고, 60 [sec] 시점에 제거하였다.

[Fig. 5(a)]는 속도 응답으로서 실제 속도와 추정 속도가 거의 일치하게 제어되고 있음을 볼 수 있다. 특히 부하가 인가된 시점, 제거된 시점에 미소한 속도편차가 있음을 보여준다. (b)는 관측

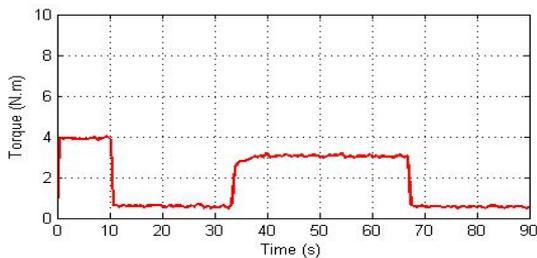
기를 통한 추정 전류로부터 연산된 d, q 축 전류 응답을 나타낸다. d 축 전류는 지령값인 0으로, q 축 전류는 부하 토크를 감당하기 위해 스텝 상으로 제어되고 있음을 보인다. (c)는 파워더 브레이크를 통해 인가된 부하 토크를 보여주고 있다.



(a) speed responses



(b) estimated current in $d-q$ axis



(c) torque response

[Fig. 5] Sensorless control performance of the PMSM with SMO under loaded state

V. 결론

본 논문에서는 소형 선박용 전기 추진 시스템 구현을 위한 PMSM의 센서리스 제어 성능 개선 방안을 제안하였다. 기존의 SMO 관측기를 이용

한 역기전력 정보로부터 회전자 자속과 속도 정보를 추정하는 방식을 그대로 사용할 경우, 저속에서의 제어 성능이 현저히 떨어지는 점에 주목하여 이를 개선하기 위한 구체적인 방안이 제시되었다. 우선 SMO 관측기의 게인을 속도 지령값에 연동시켜 가변시킴으로써 저속에서 불필요하게 큰 게인값으로 인한 채터링 발생을 최대한 억제시켰다. 또한 1차 저주파 필터를 캐스케이드 형태로 중복 사용하면서도 차단각주파수에 속도 정보를 반영시켜 운전 속도에 맞춰 필터 성능을 최적화함으로써 채터링 방지에 기여하도록 하였다. 마지막으로 캐스케이드 필터 사용으로 인한 정보의 위상지연을 방지하기 위해 위상 지연 보상기를 설계하였다. 이러한 개선 방안을 적용한 PMSM의 센서리스 제어 성능을 실험으로 확인한 결과 정격속력의 0.5%에 해당하는 10 [rpm]의 저속 영역에서도 매우 양호한 제어 성능이 달성되었다. 이런 결과는 향후 소형 선박의 전기 추진 시스템 구축을 위한 PMSM의 센서리스 제어의 핵심 기술로 활용될 수 있을 것으로 기대 된다.

References

- Accetta, A. · Cirrincione, M. & Pucci, M.(2012). TLS EXIN based neural sensorless control of a high dynamic PMSM, *Control Eng. Pract.*, 20(7), 725~732.
- Baohua, L. · Jianhua, Y. & Weiguo, L.(2009). Study on speed sensorless SVM-DTC system of PMSM, 2009 9th Int. Conf. Electron. Meas. Instruments, 914~919.
- Hajatipour, M. & Farrokhi, M.(2010). Chattering free with noise reduction in sliding-mode observers using frequency domain analysis, *J. Process Control*, 20(8), 912~921.
- Jang, J. · Member, S. · Sul, S. & Ha, J.(2003). Sensorless Drive of Surface Mounted Permanent Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency, *IEEE Trans. Ind.*, 39(4), 1031~1039.
- Jeong, Seok-Kwon & Wibowo, W. K.(2013).

- Optimization of PI Controller Gain for Simplified Vector Control, Korean Soc. Power Syst. Eng., 17(5), 90~97.
- Jung, Young-Seok & Kim, Marn-Go(2009). Sliding Mode Observer for Sensorless Control of IPMSM Drives, J. Power Electron., 9(1), 117~123.
- Kung, Y. · Member, I. & Hieu, N. T(2013). Simulink / Modelism Co-Simulation of EKF-based Sensorless PMSM Drives, 10th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst. (PEDS), IEEE, 709~713.
- Lee, Hyun & Lee, Jang-Myung(2013). Design of Iterative Sliding Mode Observer for Sensorless PMSM Control, IEEE Transactions Control Systems Technology, 21(4), 1394~1399.
- Nam, Taek-Kun(2005). The Latest Technology of Electric Propulsion Ship, Journal of Korean Society of Marine Engineering, 29(2), 149~153.
- Öztürk, N. & Çelik, E.(2012). Speed control of permanent magnet synchronous motors using fuzzy controller based on genetic algorithms, Int. J. Electr. Power Energy Syst., 43(1), 889~898.
- Ren, J. J. · Liu, Y. C. · Wang, N. & Liu, S. Y.(2014). Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer, ISA Trans, 1~12.
- Shikkewal, B. & Nandanwar, V.(2012). Fuzzy Logic Controller for PMSM, Int. J. Electr. Electron. Eng., 1(3), 73~78.
- Wibowo, W. K. & Jeong, Seok-Kwon(2013). Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control, J. Cent. South Univ., 20(11), 3042~3048.
- Wibowo, W. K. · Jeong, Tae-Young & Jeong, Seok-Kwon(2015). Sensorless speed control of PMSMS for electric propulsion system of small ships based on an Adaptive Sliding Mode Observer, Proceedings of 6th International Symposium on Advanced Engineering, 299~302.
- Wibowo, W. K. · Jeong, Seok-Kwon(2016). Improved estimation of rotor position for sensorless control of a PMSM based on a sliding mode observer, J. Cent. South Univ., 1643~1656.
- Zhong, L. · Rahman, M. F. · Hu, W. Y. & Lim, K. W.(1997). Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, 12(3), 528~536.
-
- Received : 14 March, 2017
 - Revised : 24 April, 2017
 - Accepted : 08 May, 2017