

슬라이딩 모드 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어의 기동특성에 관한 연구

金相勳*, 權純在**, 金萬高***, 丁永錫†

A Study on Startup-Characteristic of Sensorless Controlled IPMSM Employing Sliding Mode Observer

Sang-Hun Kim, Soon-Jae Kwon, Marn-Go Kim, and Young-Seok Jung

요 약

본 논문에서는 슬라이딩 모드 관측기를 이용하여 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 센서리스 제어의 기동특성에 관한 연구를 수행하였다. 역기전력을 추정하는 센서리스 제어 방식은 초기 구동 시 회전자의 위치를 알 수가 없으므로 Open-Loop 알고리즘을 이용하여 강제로 모터를 구동시킨다. 이 방법은 Open-Loop에서 Closed-Loop로 제어되는 시점에 부하의 상태에 따라 기동 특성이 변하는 문제점이 발생 할 수 있다. 본 논문에서는 부하에 따라 기동 특성에서 야기되는 문제점을 검토하고 그 해결책을 제시한다. 제시된 방법은 6극 600W급 IPMSM을 이용하여 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다.

ABSTRACT

This paper presents the improvement of start-up characteristic of sensorless controlled IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) with SMO(Sliding Mode Observer). It is difficult to utilize the rotor position information at starting point for the back EMF estimation based sensorless control. For this reason, open loop control is normally used during start-up period. However, changing from open loop to closed loop control might bring a problem on the transient characteristics for difference load conditions. To solve this problem, we add another rotor angle controller. Simulation results and experimental results are presented to verify proposed method.

Key Words : IPMSM, SMO, Sensorless control, Start-up characteristic

1. 서 론

역기전력 추정방식을 이용하는 센서리스 알고리즘은 통상 저속영역에서 성능이 불안정한 이미 알려져 있

다. SMO(Sliding Mode Observer)를 이용한 IPMSM의 위치추정 알고리즘 또한 모터의 역기전력 추정을 통해 이루어지므로 저속영역이나 정지 상태에서는 위치정보를 얻을 수 없다^{[1][2][3]}. 이에, 정지 상태에서 위치정보를 얻기 위한 고주파 주입법, 전압펄스를 이용한 방법이 있다^{[4][5][6]}. 하지만, 이런 방법들은 계산이 어렵고 구현이 복잡하여 아직 산업체에서 널리 사용되지 못한다. 산업체에서 주로 사용하는 방법은 회전자계를 생성하여 충분한 역기전력이 나오는 속도까지 동기 가속 하는 Open-loop 제어를 거친 후, Closed-loop

†교신저자 : 정회원, 부경대 기계자동차공학과 부교수

E-mail : yousjung@pknu.ac.kr

*학생회원, 부경대 메카트로닉스공학과 석사과정

**정회원, 부경대 기계자동차공학과 교수

***정회원, 부경대 제어계측공학과 교수

접수일자 : 2010. 9. 24

1차 심사 : 2010. 10. 28

심사완료 : 2010. 11. 3

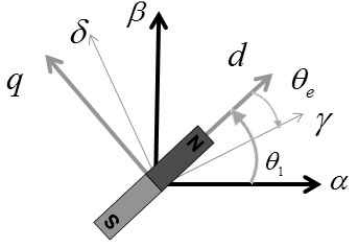


그림 1 d-q 축과 γ - δ 축의 관계
Fig. 1 Relation of d-q axes and γ - δ axes

으로 천이 하는 것이다. 하지만, 기동 후 SMO에서 얻은 정보로 모터를 제어하기 위해 Closed-Loop 제어로 천이하는 과정에서 부하에 따라 속도제어 양상이 달라지며 속도응답이 불량해진다. 이는 기동 시 부하를 고려하지 않고 필요 이상의 큰 회전자계를 만들어주기 때문에 야기된다. 본 연구에서는 SMO를 이용한 IPMSM의 센서리스제어 시스템의 기동특성 개선을 위해 Closed-loop 천이 전 단계에서 새로운 제어기를 추가하여, 천이과정에서의 과도응답특성을 개선하는 방법을 제시한다. 향상된 기동응답은 시뮬레이션과 실험을 통해 확인한다.

2. IPMSM의 모델링 및 SMO

IPMSM은 d-q축(회전자의 위치를 정확히 알고 있을 경우의 기준 축)에서 다음과 같이 모델링 할 수 있다^[7].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ wK_E \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 v_d , v_q 는 d-q축 전압, i_d , i_q 는 d-q축 전류, L_d , L_q 는 d-q축 인덕턴스, R_a 는 권선저항, w 는 회전자속도 그리고 K_E 는 기전력 상수를 나타낸다. 위 식을 γ - δ 축으로 쉽게 변환하기 위해 다음과 같이 다시 표현한다. d-q축과 γ - δ 축의 관계는 그림 1에 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E_{ex} = w[(L_d - L_q)i_d + K_E] - (L_d - L_q)(pi_q) \quad (3)$$

회전변환에 의해 식(2)는 다음과 같이 γ - δ 축으로 표현 된다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -wL_q \\ wL_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} - (\hat{w} - w)L_d \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 $\theta_e = \theta_1 - \hat{\theta}_1$ 이며, $\hat{\theta}_1$ 과 \hat{w} 는 추정위치와 추정속도를 나타낸다.

슬라이딩 모드 관측기를 설계하기 위해 위에서 구한 IPMSM 모델 식을 다음과 같이 다시 정리할 수 있다.

$$L_d \begin{bmatrix} p i_\gamma \\ p i_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} + wL_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad (6)$$

위 식으로부터 회전자 위치 정보가 포함된 역기전력을 얻을 수 있는 관측기는 다음과 같다.

$$L_d \begin{bmatrix} p \hat{i}_\gamma \\ p \hat{i}_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\gamma - i_\gamma) \\ \text{sign}(\hat{i}_\delta - i_\delta) \end{bmatrix} + \hat{w}L_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 \hat{i}_γ , \hat{i}_δ 는 추정전류, k 는 관측기 이득을 의미한다. 식(6)에서 식(7)을 뺀 오차 함수는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$L_d \begin{bmatrix} p \bar{i}_\gamma \\ p \bar{i}_\delta \end{bmatrix} = -R_a \begin{bmatrix} \bar{i}_\gamma \\ \bar{i}_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} - k \begin{bmatrix} \text{sign}(\bar{i}_\gamma) \\ \text{sign}(\bar{i}_\delta) \end{bmatrix} + (\hat{w} - w)L_q \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 \bar{i}_γ , \bar{i}_δ 는 추정 오차를 나타낸다. 관측기에 의해 전류오차가 0이 되었다면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$Z = k \begin{bmatrix} \text{sign}(\bar{i}_\gamma) \\ \text{sign}(\bar{i}_\delta) \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + (\hat{w} - w)(L_q - L_d) \begin{bmatrix} i_\delta \\ -i_\gamma \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 Z 는 스위칭 신호를 의미하며, 이 식에서 고주파 스위칭 성분을 제외한 저주파 성분만을 고려한다. 회전자의 회전속도와 추정속도가 근사적으로 작다고 하면 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다.

$$\tilde{Z} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\gamma \\ \tilde{Z}_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (10)$$

식(10) 으로부터 회전자의 위치오차는 다음 식(11)과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_e = -\tan^{-1} \left(\frac{\tilde{Z}_\gamma}{\tilde{Z}_\delta} \right) \quad (11)$$

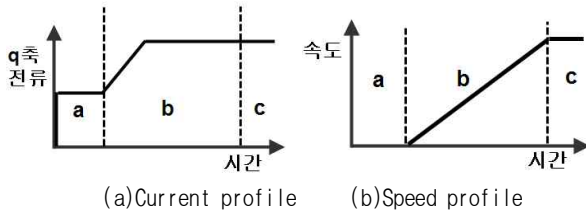


그림 2 기존의 초기 기동 profile
(a: 초기 정렬, b: 동기 가속, c: Closed-loop 천이)
Fig. 2 Start-up profile
(a: Rotor align, b: synchronization acceleration, c: Closed-loop transient)

3. 기존의 초기 구동

정지 상태에서 SMO는 회전자 위치를 검출 할 수 없으므로 임의의 회전 자계를 발생시켜 일정속도까지 가속시킨다. 기존의 기동과정은 그림 2와 같이 초기정렬(a), 동기가속 회전자계 생성(b), Closed-loop 천이(c)의 3단계를 거치며, 이후 SMO를 이용한 속도제어로 전환된다.

그림 3을 통해 초기 구동 과정을 좀 더 알기 쉽게 표현한다. 먼저 기동을 위한 Open-loop 좌표 축 d^*-q^* 을 생성하고 q^* 축 방향으로 전류를 인가하여 초기정렬을 한다. 초기 정렬 후 d 축과 q^* 축이 일치 하며 위상차는 -90° 가 된다(위상차 ϕ : d 와 d^* 의 위상차). 일정시간이 지난 후 동기가속을 위해 d^*-q^* 축을 정해진 가속도로 회전시킴으로서 회전자계를 만들어 동기가속을 유도한다. 그림 3은 기동 시 회전자 위치와 Open-loop 각의 관계를 나타낸다.

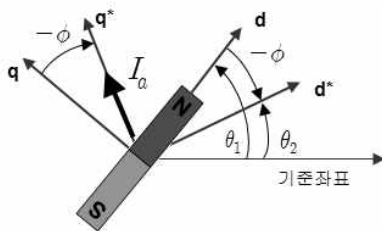


그림 3 회전자 위치와 Open-loop 각의 관계
Fig. 3 Relation of Rotor Position and Open-loop angle

d, q : 회전자 기준 좌표 축
 d^*, q^* : Open-loop 기준 좌표 축
 I_a : 기동 전류 ϕ : d 와 d^* 의 위상차
 θ_1 : 회전자 위치 θ_2 : Open-loop 각

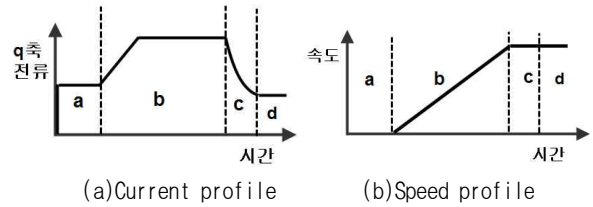


그림 4 제안된 초기 기동 profile
(a: 초기 정렬, b: 동기 가속, c: 위상차 제어, d: Closed-loop 천이)
Fig. 4 Proposed Start-up profile
(a: Rotor align, b: synchronization acceleration, c: control of phase difference, d: Closed-loop transient)

4. 제안된 알고리즘

기존의 방식에서는 초기 기동 시 부하의 크기를 알 수 없으므로 큰 전류를 인가하여 넓은 부하영역에서 기동이 가능하도록 제어한다. 하지만, 이는 Closed-loop 으로 전환 될 때의 응답불량 뿐만 아니라, 저부하시 필요이상의 큰 에너지를 소비시키므로 효율저하를 야기 시킨다.

본 논문에서는 Closed-loop 천이 전 단계에서 SMO의 각 정보와 Open-loop 각의 차를 일정 하게 제어하여 천이 과정에서 발생 할 수 있는 과도응답을 개선하고자 한다. 제어하고자하는 위상차는 Closed-loop 제어시의 위상차에 가깝게 설정하고 PI제어기를 이용한다.

제안된 초기 기동 profile은 기존의 전류 profile에서 위상차 제어 구간을 추가 한다. 그림 4는 제안된 초기 기동 profile을 나타낸다. 부하의 크기가 작을 경우 추가된 (c)영역에서처럼 PI제어기는 일정 위상차 제어를 통해 q 축 전류의 크기를 줄일 수 있다.

그림 5는 센서리스 알고리즘의 블록 선도이며, 본 논문에서 추가한 사항은 점선 안에 포함된다. 그림 6은 그림 5에서 점선으로 표시된 부분을 상세하게 나타낸 것이다. 점선으로 표시한 부분에는 기존의 Open-loop 알고리즘에 위상차 ϕ 를 일정하게 유지하기 위한 PI제어기가 추가 되어 있다. 초기정렬(a)과 동기가속(b)의 q 축 전류는 기존의 방법대로 전류 profile을 따라 제어되지만 위상각제어가 들어가는 (c)영역에서는 위상 제어기에 의해서 제어된다. 추정 오차가 없을 경우 ϕ_{ref} 를 0° 으로 제어 한다면 더 좋은 제어 성능을 기대 할 수 있으나, 저속영역에서 SMO 추정 오차가 발생할 수 있으므로 마진을 두어 본 연구에서는 ϕ_{ref} 를 -36° 로 설정하였다.

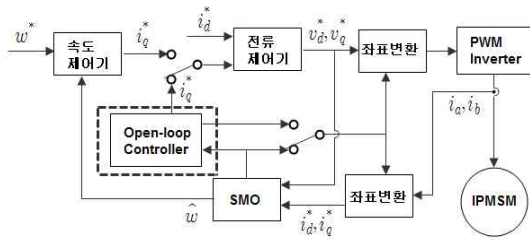


그림 5 센서리스 알고리즘의 블록선도
Fig. 5 Block Diagram of sensorless algorithm

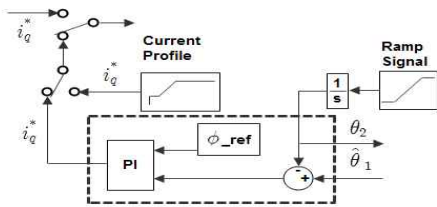
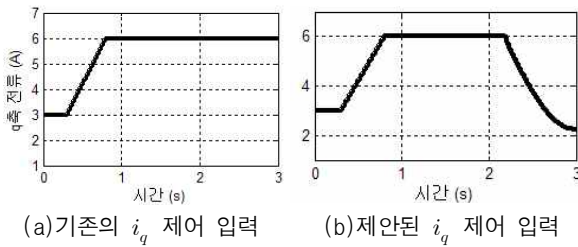


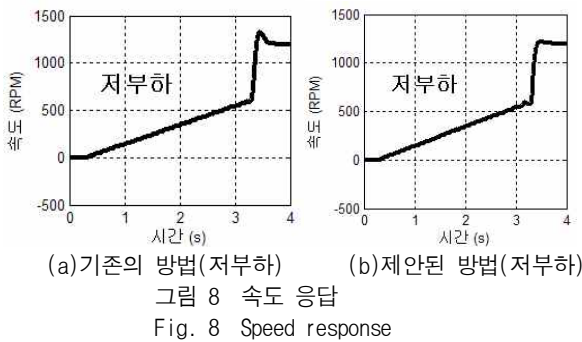
그림 6 제안된 제어기의 블록선도
Fig. 6 Block Diagram of proposed controller

5. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 이론을 검증하기 위해 Matlab simulink를 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 7은 기존의 i_q_ref 와 제안된 i_q_ref 를 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 제안된 방식에 의해 Open-loop 구간동안 q축 전류 지령치가 감소됨을 확인 할 수 있다.



(a)기존의 i_q 제어 입력 (b)제안된 i_q 제어 입력
그림 7 전류 profile
Fig. 7 Current profile



(a)기존의 방법(저부하) (b)제안된 방법(저부하)
그림 8 속도 응답
Fig. 8 Speed response

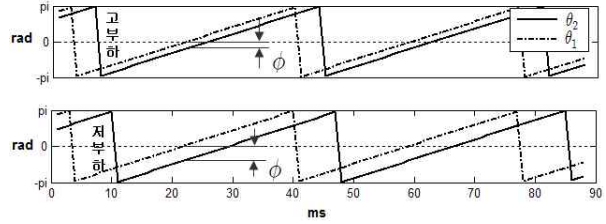


그림 9 회전자 위치와 위상차
Fig. 9 Rotor Position and phase difference

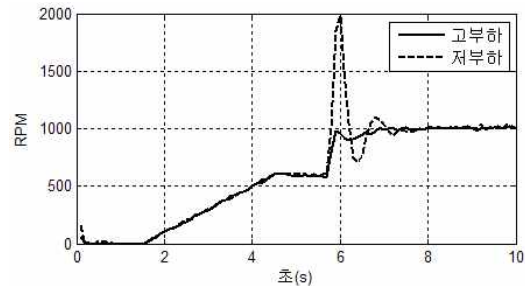


그림 10 기존의 부하별 속도 응답
Fig. 10 Speed response for different load conditions

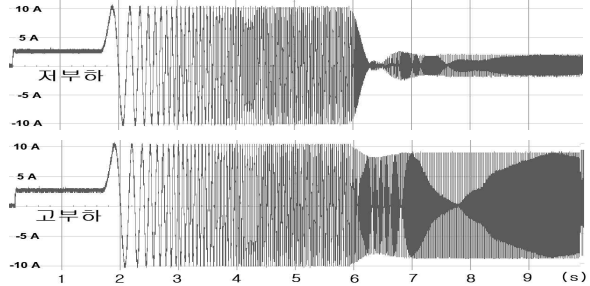


그림 11 기존의 부하별 전류 응답 [5A/div, 1s/div]
Fig. 11 Current response for different load conditions

그림 8 은 저부하시 기존의 방법과 제안된 방법의 속도 응답을 나타낸다. (a)기존의 방법 에서는 약 15%의 오버슈트가 발생됨을 알 수 있지만 (b)의 제안한 제어 방식에 의한 속도 응답은 저부하에서도 양호한 응답을 보장함을 확인 할 수 있다.

6. 실험

본 논문에서 제시한 알고리즘을 600W급 6극 IPMSM에 적용하여 효과를 검증한다. 그림 9는 부하의 크기에 따른 위상차의 크기를 회전자의 위치 정보와 함께 나타내었으며 저부하에서의 위상차의 크기가 고부하에서 위상차의 크기보다 큼을 알 수 있다.

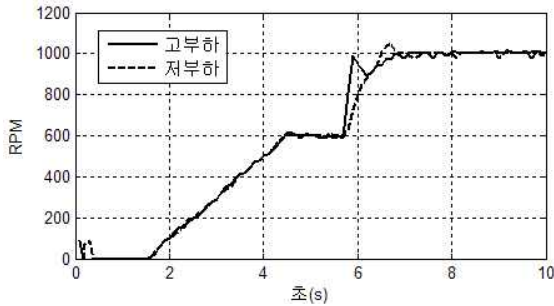


그림 12 제안된 방식에 의한 부하별 속도 응답
 Fig. 12 Speed responses of proposed controller for different load conditions

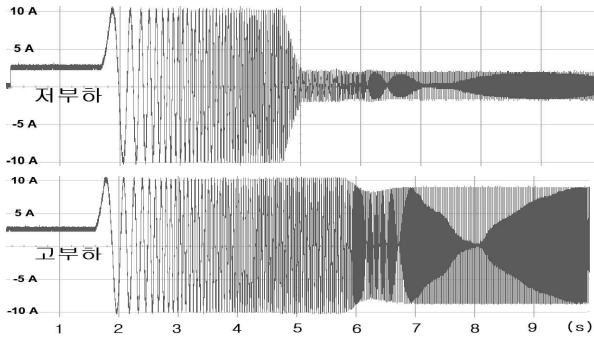


그림 13 제안된 방식에 의한 부하별 전류 응답 [5A/div, 1s/div]
 Fig. 13 Current responses of proposed controller for different load conditions

기존 제어방법을 이용한 속도응답을 그림 10에 나타내었다. 지령 속도는 1000rpm이며, 약 4.2초부터 1초간 정속제어 후 Closed-loop으로 천이 한다. 그림 10에서 저부하시 Closed-loop 천이 순간 과도한 오버슈트가 발생함을 알 수 있으며, 그림 11의 전류 역시 천이 순간 저부하시 크기가 급격히 줄어들며 불안정한 과도응답을 나타낸다.

제안된 알고리즘이 적용된 시스템의 속도응답을 그림 12에 나타내었으며 이 그림에서는 큰 오버슈트가 발생하지 않음을 확인 할 수 있고 그림 13에 나타낸 전류응답 역시 안정된 모습을 보임을 확인 할 수 있다.

7. 결 론

본 논문에서는 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어의 기동특성에 대한 연구를 수행함으로써 속도제어 응답특성을 개선하였다.

Closed-loop 천이 시 부하의 크기에 따른 속도응답의 문제점을 확인하고, 넓은 부하 영역에서 양호한 천이가 이루어지도록 기존방식에 위상차를 일정하게 유지하게 하는 PI제어기를 추가 하였다. 제안된 제어기의 성능은 시뮬레이션과 실험을 통해 확인 되었다.

이 논문은 2010년도 2단계 두뇌한국(BK)21 사업에 의하여 지원되었음.

참 고 문 헌

- [1] 이 주, “매입자석 동기모터의 설계 및 제어”, 인터뷰전, pp. 1-9, 2007.
- [2] K. L. Kang, “슬라이딩 모드 관측기를 이용한 고속 영역에서의 PMSM 센서리스 제어에 관한 연구”, *대한전기학회*, Vol. 53B, No. 1, pp. 30-36, 2004, Jan.
- [3] 정동화, “전력전자 및 전동기 제어”, 인터뷰전, pp. 395-396, 2007.
- [4] 이윤규, “인덕턴스의 포화현상을 이용한 IPMSM의 회전자 초기 위치 추정”, 강원대학교 전기전자공학과 석사학위 논문, 2010.
- [5] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul, “Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 761-767, 2003, May/June.
- [6] S. Nakashima, Y. Inagaki, and I. Miki, “Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 6, pp. 1598-1603, 2003, Nov/Dec.
- [7] Y. S. Jung and M. G. Kim “Sliding Mode Observer for Sensorless Control of IPMSM Drives”, *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, pp. 117-123, 2009, Jan.

저 자 소 개



김상훈(金相勳)

1984년 7월 29일생. 2009년 부경대 지능기계공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 메카트로닉스 공학과 석사과정.



권순재(權純在)

1951년 11월 4일생. 1982년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1982년~현재 부경대 기계자동차공학과 교수.



김만고(金萬高)

1964년 12월 3일생. 1986년 경북대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공박). 1991년~1994년 한국통신 연구개발원 통신전원 연구팀(팀장). 2003년~2004년 버지니아텍 CPES Visiting Scholar. 1995년~현재 부경대 제어계측공학과 교수.



정영석(丁永錫)

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공박). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계자동차공학과 부교수.