

차세대 고속전철 저속영역에서의 센서리스 제어

(Sensorless control of the Next Generation High Speed Drive System in low speed region)

진강환* · 서용훈 · 이상현 · 김윤호**

(Kang-Hwan Jin · Yong-Hun Suh · Sang-Hyun Lee · Yoon-Ho Kim)

Abstract

In this paper, a sensorless speed control system is designed for the next generation high speed railway at zero and low speed region. The applied vector control scheme is a maximum torque per ampere(MTPA) method to utilize reluctance torque of IPMSM. The designed sensorless control scheme is a rotating high frequency voltage signal injection method. To verify the designed system, a simulator for the vector controller and sensorless controller is implemented using Matlab/simulink..

Key Words : Permanent Magnet Synchronous Motor, Sensorless Control, Maximum Torque per Ampere

1. 서 론

국내 고속철도 분야에서는 영업 속도 350[km/h], 시험 최고속도 400[km/h]급 차세대 고속철도시스템을 개발하고 있다. 이에 대한 연구로 차량의 고속화를 위하여 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)를 사용하는 동력 분산식 추진제어시스템의 개발이 수행되고 있다.

IPMSM은 영구자석이 회전자에 매입되어 있어 고속 동작에서의 영구 자석의 이탈과 같은 문제가 제거되어 구조적으로 안정성이 크며, 자기적 돌극성(Magnetic Saliency)이 좋아 출력/토크 밀도가 우수하여 고효율 운전을 가능하게 하고 유효 공극은 작아 전

기자 반작용 효과가 좋은 장점이 있다[1]. 이러한 영구 자석 동기전동기의 경우 정확한 토크 발생을 위해서 회전자 자속의 정확한 위치정보가 필수적이기 때문에 레졸버나 엔코더 등의 위치센서가 장착되어 사용되고 있다. 그러나 위치센서의 장착은 제품의 부피 및 가격을 상승시키고 주위의 온도나 환경에 따라 그 특성이 변화하는 단점을 가지게 된다. 이러한 문제로 인해 필요로 하는 파라미터를 추출하여 회전자의 위치와 속도를 추정하는 센서리스 제어 기법[2-3]에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

본 논문에서는 차세대 고속철도 시스템에 적용될 IPMSM 파라미터를 기반으로 저속영역에서의 센서리스 제어의 적용가능성을 검토하고자 한다. 적용된 벡터 제어 기법은 IPMSM의 릴럭턴스 토크를 이용하기 위한 단위전류 당 최대 토크 제어[4-6]가 사용되었으며 센서리스 제어 기법으로 회전하는 고주파 전압신호 주입방식[7-10]을 사용하였다. Matlab/simulink를 이용하여 벡터 제어 시스템과 고주파 신호 주입 센서

* 주저자 : 중앙대학교 공과대학 전자전기공학부 박사과정

** 교신저자 : 중앙대학교 공과대학 전자전기공학부 교수

Tel : 02-820-5290, Fax : 02-812-1407

E-mail : yhkim@cau.ac.kr

접수일자 : 2011년 10월 6일

1차심사 : 2011년 10월 11일

심사완료 : 2011년 11월 21일

리스 제어기를 구현하였으며 시뮬레이션을 통하여 적용된 방식의 성능을 확인하였다.

2. IPMSM의 벡터제어

2.1 IPMSM의 수학적 모델링

IPMSM의 동기 좌표계 상의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 ω_r : 동기 각속도

v_{ds}^r, v_{qs}^r : 동기좌표계 d, q축 고정자 전압

i_{ds}^r, i_{qs}^r : 동기좌표계 d, q축 고정자 전류

L_{ds}, L_{qs} : 동기좌표계 d, q축 인덕턴스

R_s : 고정자 저항

ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교 자속

IPMSM의 토크식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (2)$$

첫 번째 항은 회전자의 d축에 일치된 자석의 자속과 q축에 일치된 고정자 전류의 상호작용에 의하여 발생하는 자기토크(Magnetic Alignment Torque)로서 자속과 q축 전류의 곱에 비례한다. 두 번째 항은 d축과 q축의 전류에 의한 자속성분 $L_{ds} i_{ds}^r$ 와 $L_{qs} i_{qs}^r$ 에 각각에 수직인 전류성분 i_{ds}^r, i_{qs}^r 가 작용하여 발생하는 토크, 즉 d, q축의 돌극성 ($L_{qs} > L_{ds}$)에 의한 자기저항 토크(Reluctance Torque)성분이다.

2.2 IPMSM의 단위전류당 최대 토크 제어

IPMSM은 d축 인덕턴스와 q축 인덕턴스가 달라 생기는 릴럭턴스 토크가 존재한다. 따라서 i_{ds}^r 을 0보다

작은 값으로 제어하면 릴럭턴스 토크가 영구자석에 의한 토크와 더해져 더 큰 토크를 얻을 수 있다.

전압이 낮은 일정토크 운전영역에서는 전압여유가 있기 때문에 전류 제한만 고려하면 된다. 동기 좌표계에서 d, q축 전류를 고정자 전류 i_s 와 위상각 β 로 표현하면 그림 1과 같고, d축 및 q축 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$$

$$i_{ds}^r = -i_s \sin \beta, \quad i_{qs}^r = i_s \cos \beta \quad (3)$$

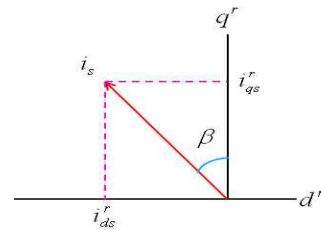


그림 1. 전류 페이저 다이어그램
Fig. 1. Current phasor diagram

식 (2), (3)의 관계에 의해 IPMSM의 토크식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\phi_f i_s \cos \beta + \frac{1}{2} (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 \sin 2\beta \right) \quad (4)$$

IPMSM에서 단위 전류 당 최대토크를 발생시키기 위한 전류 위상각은 식 (4)를 β 로 편미분하여 0으로 하여 다음 식으로 나타낼 수 있고,

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(-\phi_f i_s \sin \beta + (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 \cos 2\beta \right)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(-\phi_f i_s \sin \beta + (L_{qs} - L_{ds}) i_s^2 (1 - 2\sin^2 \beta) \right)$$

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{-\phi_f + \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_{qs} - L_{ds})^2 i_s^2}}{4(L_{qs} - L_{ds}) i_s} \right) \quad (5)$$

식 (3)의 관계에 의해 d, q축 전류의 관계는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_{ds} = \frac{\phi_f}{2(L_{qs} - L_{ds})} - \sqrt{\frac{\phi_f^2}{4(L_{qs} - L_{ds})^2} + i_{qs}^2} \quad (6)$$

3. 회전하는 고주파전압신호 주입방식

인가되는 전압신호는 정지 좌표계 상에서 높은 주파수로 회전하는 전압 신호이며 형태는 식 (7)과 같다.

$$v_{dqsh}^s = \begin{bmatrix} V_{inj} \cos \omega_h t \\ V_{inj} \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (7)$$

회전자 속도에 의한 역기전력 전압의 영향을 제외하기 위하여 회전자 속도를 0으로 가정하면 다음과 같이 정리된다.

$$v_{dqsh}^s = R_s i_{dqsh}^s + \begin{bmatrix} \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2} + \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2\theta_r & \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \sin 2\theta_r \\ \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \sin 2\theta_r & \frac{L_{ds} + L_{qs}}{2} + \frac{L_{ds} - L_{qs}}{2} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{dqsh}^s \quad (8)$$

식 (8)에 높은 주파수의 전압 신호가 인가되고 인가 전압의 주파수가 충분히 높아 고정자 저항에 의한 전압강하가 상대적으로 작다고 가정하면 다음과 같은 수식으로 정리될 수 있다.

$$v_{dqsh}^s \cong \begin{bmatrix} L_{avg} + \Delta L \cos 2\theta_r & \Delta L \cos 2\theta_r \\ \Delta L \sin 2\theta_r & L_{avg} - \Delta L \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{dqsh}^s \quad (9)$$

식 (7)과 (9)를 사용하여 전류에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_{dqsh}^s = \frac{V_{inj}}{\omega_h} \frac{1}{L_{avg}^2 - (\Delta L)^2} \begin{bmatrix} L_{avg} \sin \omega_h t + \Delta L \sin(2\theta_r - \omega_h t) \\ -L_{avg} \cos \omega_h t - \Delta L \cos(2\theta_r - \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

그림 2는 정지 좌표계 상에서 높은 주파수로 회전하는 전압 신호를 인가하는 센서리스 제어 방식의 블럭 다이어그램을 나타낸다.

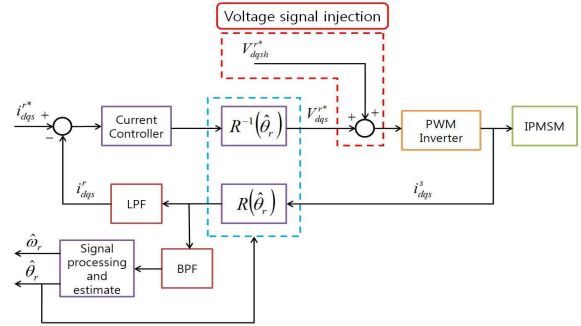


그림 2. 회전하는 고주파 전압 신호 주입방식
Fig. 2. Block diagram of rotating high frequency voltage signal injection method

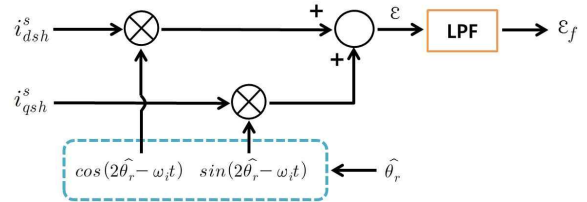


그림 3. 헤테로다인 방식을 사용한 신호 처리
Fig. 3. Signal processing using heterodyne method

그림 3의 신호처리 방식은 헤테로다인 방식을 나타낸다. 입력 전류는 대역 통과 필터의 출력으로 얻어진 높은 주파수의 전류 신호 성분이다. 헤테로다인 방법은 측정된 신호가 가지는 주파수와 다른 주파수를 가지는 신호를 발생시켜 두 신호를 혼합하여 제 3의 주파수를 가지는 신호를 발생시키는 과정을 의미한다.

회전자 위치 추정 오차를 포함한 신호를 얻기 위해 헤테로다인 방식을 수행하면 다음과 같은 신호를 얻을 수 있다.

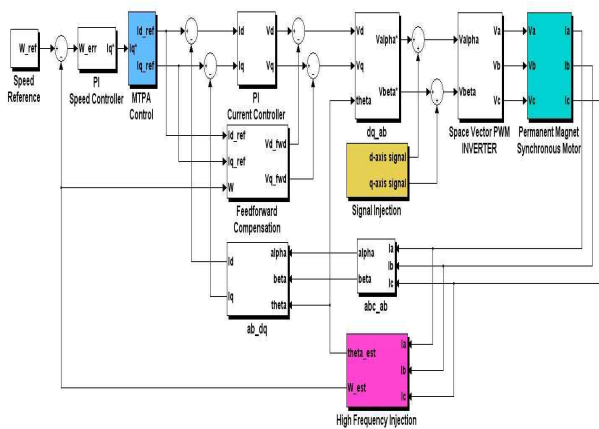
$$\begin{aligned} \varepsilon &\cong i_{dsh}^s \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) + i_{qsh}^s \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_h t) \\ &= \frac{V_{inj}}{\omega_h} \frac{1}{L_{avg}^2 - (\Delta L)^2} \sin 2(\omega_h t - \hat{\theta}_r) + \frac{V_{inj}}{\omega_h} \frac{\Delta L}{L_{avg}^2 - (\Delta L)^2} \sin 2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)의 신호를 저역 통과 필터를 사용하여 필요 없는 주파수 성분을 제거하면 다음의 식 (12)를 얻을 수 있다. 식 (12)의 최종 출력 신호는 회전자 위치 추정 오차에 비례하며 신호의 크기는 인가되는 전압의 크기 및 주파수, 인덕턴스의 차이 등에 관계함을 알 수 있고 이것을 0이 되도록 함으로서 회전자의 위치를 추

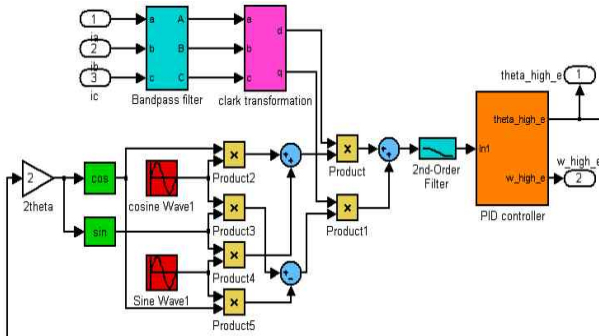
정할 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon_f &= LPF(\varepsilon) \approx \frac{V_{inj}}{\omega_h} \frac{\Delta L}{L_{avg}^2 - (\Delta L)^2} \sin 2(\theta_r - \hat{\theta}_r) \\ &\approx \frac{V_{inj}}{\omega_h} \frac{2\Delta L}{L_{avg}^2 - (\Delta L)^2} (\theta_r - \hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (12)$$

4. 시뮬레이션



(a) Total system



(b) High frequency signal injection estimator

그림 4. 시뮬레이션 회로
Fig. 4. Simulation circuit

본 논문에서는 Matlab/Simulink를 이용하여 벡터 제어 시스템과 센서리스 제어 시스템을 구현하였다. 그림 4 (a)는 전체 시뮬레이션 회로도이고, 그림 4 (b)는 회전자 위치와 속도를 추정하기 위하여 구성된

추정기의 내부를 나타낸다. 입력은 전동기에 흐르는 3상 전류를 입력으로 하여 대역 통과 필터를 사용하여 인가된 회전하는 고주파 전압신호에 의한 전류 성분을 추출한다. 이를 clark 변환을 통하여 정직좌표계 상의 전류로 변환한다. 이를 이용하여 헤테로다인 방식을 수행하여 회전자 위치 추정 오차를 포함한 신호를 얻고 저역 통과필터를 연결하여 회전자 위치 추정에러를 추출하여 PID 제어를 통과하여 추정 위치와 속도를 얻도록 구성되었다. 차세대 고속철도 시제차량에 적용될 IPMSM의 파라미터를 표 1에 나타내었고 이를 시뮬레이션 모델에 적용하였다.

표 1. IPMSM 파라미터
Table 1. IPMSM Parameter

Materials	Properties
Rating Power [kW]	410
Rating Current [Arms]	133
Rating Phase Voltage [Vpeak]	1760
Rs [Ω]	0.08161
Ld [H]	0.009846
Lq [H]	0.035627
Flux Linkage [Wb]	2.5707
Inertia [kg·m ²]	1.33815
Pole [P]	4

4.1 무부하에 대한 응답특성

그림 5와 6은 무부하 시의 회전자 속도 및 위치를 나타낸다. 속도 지령은 0초에서 1초까지 1,000[rpm]으로 증가하는 경사입력을 주고 2초까지 1,000[rpm]으로 유지된다. 2초에서 3초까지 500[rpm]으로 감속 후 4초까지 유지되며 5초까지 0의 속도로 감소하여 유지되도록 하였다. 이러한 지령에 따라 그림 5 (b), (c)의 실제 속도 및 추종 속도가 동작되고 있음을 알 수 있다. 그림 5(d)의 속도 오차를 살펴보면 정상 상태 도달 시 오차가 매우 작게 유지됨을 확인할 수 있으며 0 속도의 경우에도 잘 동작함을 확인할 수 있다. 그림 6의 회전자 위치를 살펴보면 회전자 위치 오차가 약 0.5[rad] 이하의 값으로 발생하였으며 0 속도로 유지되는 5초 이후에는 오차가 거의 발생치 않음을 확인하였다.

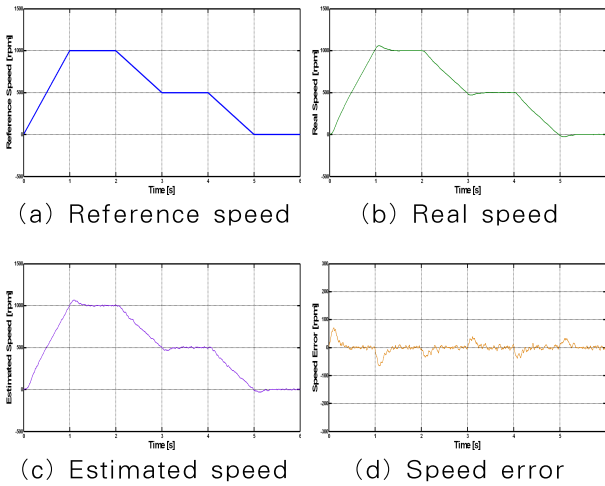


그림 5. 회전자 속도 시뮬레이션 결과(무부하)
Fig. 5. Simulation result for speed(No load)

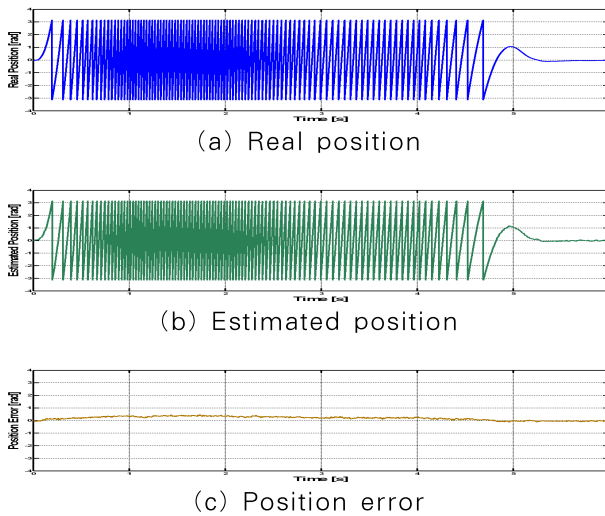


그림 6. 회전자 위치 시뮬레이션 결과(무부하)
Fig. 6. Simulation result for rotor position(No load)

4.2 부하인가에 대한 응답특성

그림 7과 8은 풀부하 시의 회전자 속도 및 위치를 나타낸다. 속도 지령은 무부하 시와 동일하게 인가하였으며 이에 따른 실제 속도 및 추종 속도 또한 잘 동작함을 확인하였다. 회전자 위치 또한 무부하 시와 마찬가지로 0.5[rad] 이하의 오차 값으로 동작되었으며 5초 이후의 0 속도 유지 구간에서 거의 오차가 발생치

않음을 확인 할 수 있었다.

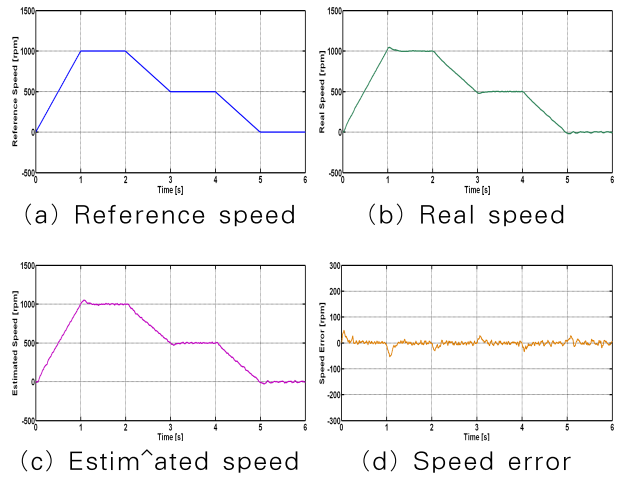


그림 7. 속도 시뮬레이션 결과(860[Nm])
Fig. 7. Simulation result for speed(860[Nm])

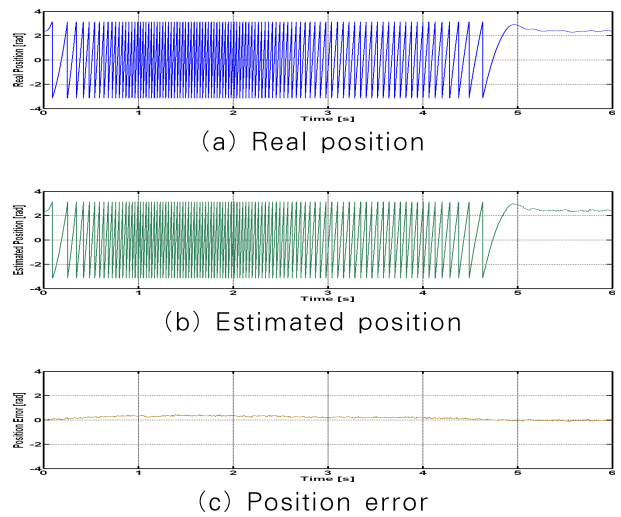


그림 8. 회전자 위치 시뮬레이션 결과(860Nm)
Fig. 8. Simulation result for rotor position(860Nm)

5. 결 론

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)를 적용한 차세대 고속전철 구동시스템의 저속 영역에서의 센서리스 제어를 수행하였다. 사용된 벡터제어 기법은 최대토크 제어를 사용하였으며 센서리스 제어 기법으로 회전하는 고주파 전압 신호

주입방식을 적용하였다. 시뮬레이션은 무부하인 경우와 860[Nm]의 부하인가를 한 경우로 나누어 실행하였으며 최대 1,000[rpm]의 저속 영역 범위에서 지령 속도의 변화를 통하여 속도 특성을 비교하였다. 시뮬레이션 결과 무부하와 풀부하 인가에 대한 경우 모두 지령 속도의 변화에 따라 큰 오차 없이 실제 속도를 잘 추정하였고, 회전자 위치 또한 실제 위치와 추정 위치 사이에 0.5[rad] 이하의 오차로 동작됨을 알 수 있었다. 이상의 시뮬레이션 결과를 통하여 차세대 고속철도 저속 영역에서의 센서리스 제어 방식으로 고주파 전압 신호 주입 방식이 적합함을 확인할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비지원(과제번호 07차세대고속철도A01)에 의해 수행되었습니다.

References

[1] Uddin MN, Radwan T.S, George G.H, Rahman MA, "Performance of current controllers for VSI-fed IPMSM drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, 2000, pp. 1531~1538.

[2] F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande, L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, Issue 3, pp. 1371 - 1379, 2011.

[3] R. Leidhold, "Position Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on Zero-Sequence Carrier Injection" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Issue 12, pp. 5371 - 5379, 2011.

[4] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, L. Sgarbossa, "Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection", IEEE ECCE 2009, pp.2340-2346.

[5] P. Niazi, H. A. Toliyat and A. Goodarzi, "Robust Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of PM-Assisted SynRM for Traction Applications", IEEE Trans. Ind. July, Vol.56, pp.1538-1545, 2007.

[6] F. Tahami, H. Nademi and M. Rezaei, "A high-performance vector-controlled PMSM drive with maximum torque per ampere operation", IEEE 2nd International PEC 2008, pp. 254-258.

[7] Xiaodong Xiang; Yikang He, "Sensorless operation of PMSM based on hybrid rotor position self-sensing scheme" Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference Page(s): 714 - 718.

[8] Chaudhary, MP. Patel, V. Jamnani, J.G. "Sensorless vector control of PMSM drives using heterodyne technique" OPTIM 2008. 11th International Conference on, Page(s): 93 - 99, 2008.

[9] S. Sayeef, G. Foo, MF. Rahman, "Rotor Position and Speed Estimation of a Variable Structure Direct-Torque-Controlled IPM Synchronous Motor Drive at Very Low Speeds Including Standstill" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, Issue 11, pp. 3715 - 3723, 2010.

[10] M.C. Harke, J.M. Guerrero, M.W. Degner, F. Briz, R.D. Lorenz, "Current Measurement Gain Tuning Using High-Frequency Signal Injection" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, Issue 5, pp. 1578 - 1586, 2008.

◇ 저자소개 ◇



진강환 (陳康煥)

1979년 6월 29일생. 2006년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2008년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사과정.



서용훈 (徐龍勳)

1981년 3월 18일생. 2008년 명지대 전기공학과 졸업. 현재 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 석사과정.



이상현 (李相賢)

1983년 5월 29일생. 2009년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 현재 동 대학원 전자전기공학부 석사과정.



김윤호 (金倫鎬)

1974년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(박사). 2004년 전력전자학회 회장 역임. 2008년 철도학회 회장 역임. 현재 중앙대 전자전기공학부 교수.