

# 정밀 토크 제어를 위한 SMPM 전동기의 약자속 영역에서 자기 돌극성 추정

(Magnetic Saliency Estimation of SMPM Motor for Precise Torque Control using State-Filter in Flux-Weakening Operation)

장주영\* · 최찬희 · 석줄기\*\*

(Ju-Young Jang · Chan-Hee Choi · Jul-Ki Seok)

## 요 약

본 논문에서는 고속에서 토크 제어 시 표면 부착형 전동기에 발생하는 자기 포화 현상으로 인한 돌극 현상을 분석하고 해석한다. 인덕턴스 추정을 위한 State-Filter를 고안하여 d축과 q축의 임피던스를 추정하며 추정된 d축과 q축의 임피던스 차이로 자기 포화로 인한 돌극성이 존재한다는 것을 증명한다. 또한, 약자속 영역에서 토크 제어를 수행함에 있어서 돌극성 효과를 고려한 전류제어 방법을 제안한다. 릴럭턴스 토크를 가지는 전동기 모델을 기반으로 하여 제안된 제어기는 전류 제한원에서 토크 곡선을 따라 d축과 q축의 전류를 조절한다. 제안된 전류제어의 타당성을 증명하기 위해 600[W] 상용 SMPM 전동기를 대상으로 실험을 수행하였다.

## Abstract

The magnetic saliency effect in surface-mounted permanent-magnet (SMPM) motors on the torque control at high speeds is first presented and analyzed in this paper. The d- and q- axes impedance are measured by proposed State-Filter. Measurement of the d- and q- axes impedance difference is performed to prove the existence of the magnetic saliency. Then, the saliency effects on the torque control performance in the flux weakening region are discussed. Based on the developed motor modeling with the reluctance torque, the proposed control adjusts the d- and q-axis current toward the operating point to track the commanded torque. The feasibility of the presented idea is verified by experimental results on a commercial 600[W] SMPM motor.

Key Words : Magnetic Saliency Effect, SMPM(Surface-Mounted Permanent-Magnet) Motor, State-Filter, Flux Weakening, The Torque Control At High Speeds

\* 주저자 : 영남대학교 전기공학과 석사과정

\*\* 교신저자 : 영남대학교 전기공학과 교수

Tel : 053-810-3997, Fax : 053-810-4767

E-mail : doljk@ynu.ac.kr

접수일자 : 2009년 4월 20일

1차심사 : 2009년 4월 27일, 2차심사 : 2009년 6월 18일

심사완료 : 2009년 6월 26일

## 1. 서 론

표면 부착형 영구자석(SMPM) 전동기는 고성능 전기 구동 분야에서 폭 넓은 주목을 받고 있다. 하지만, SMPM 전동기는 큰 공극으로 인하여 약자속 구

동에서 일정 파워 속도 영역이 제한되어 있는 것으로 잘 알려져 있다. 최근에는 집중권 SMPM 전동기의 일정 파워 구동에서 속도 범위 넓히기 위한 방법들이 시도되고 있다[1]. 이러한 기술은 약자속 영역에서의 정밀 토크 제어를 필요로 하는 차량용 ISG(Integrated Starter/Generator)에 특히 요구되는 것으로 차량용 운전 시스템의 경우, 전속도 영역에서 정격의 5[%] 범위내의 토크제어 오차가 요구되고 있다[2]

비돌극성을 가지는 SMPM 전동기는 토크상수에 의해 q축 전류와 토크가 직접적으로 비례한다. 따라서 q축 전류를 제어함으로써 토크를 제어할 수 있다. 최근 여러 논문에서는 비돌극성의 SMPM 전동기에서도 자기돌극성에 의해 d-q축의 임피던스 차가 존재함을 보이고 있다[3-6]. 이러한 임피던스의 차는 고속 운전에서의 토크 지령에 대한 토크 제어시 부가적으로 릴럭턴스 토크항을 발생시켜 토크제어 성능을 악화시킨다. 여러 논문에서 영구자석형 전동기의 정밀 토크에 대해 언급되었으나 대부분 매입형 영구자석(IPMSM: interior permanent-magnet) 전동기에 대해 집중적으로 연구가 이루어졌을 뿐 고속에서의 SMPM 전동기 토크제어에 대해서는 연구가 이루어지지 않았다[7-9].

본 논문에서는 State-Filter를 이용한 d-q축 임피던스 추정을 통하여 비돌극성 SMPM 모터의 자기 돌극성을 분석하였고 릴럭턴스 토크항을 포함한 토크 모델을 기반으로 고속에서의 정밀토크 방법을 제안하였다. 그리고 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 600W SMPM 전동기를 이용하여 실험을 수행하였다.

## 2. 자기 돌극성의 추정

영구자석형 동기 전동기의 d-q축의 임피던스 차이는 고주파 여자 신호를 사용하여 검출된 바가 있다[3-6]. 하지만 이 기술은 임피던스 검출을 저속에서 부가적인 고주파의 전압과 전류를 필요로 한다. 또한 유도전동기의 자속 추정을 위해 사용되던 기존의 자속 추정기를 영구 자석 동기 전동기에 적용한 연구가 있다[10]. 이러한 자속 추정기를 이용한 임피

던스 추정은 전압형, 전류형 모델의 교차 주파수 부근에서 추정의 민감성을 가지고 동특성에 관한 문제를 가지고 있다.

본 논문에서는 기존의 위치 추정에 사용되었던 State-filter[11]를 기반으로 하여 임피던스 추정을 위한 구조로 새롭게 구성하였다.

그림 1은 동기좌표계 State-Filter의 구조를 나타낸다. 전동기 전압 방정식에 기반하여 d-q축을 모델링하고 PI 제어기의 출력을 이용하여 인덕턴스를 계산한다. 이렇게 구성된 State-Filter는 기존의 자속 추정기보다 간단한 구조를 가지고 빠른 동특성을 가진다.

State-Filter의 인덕턴스 추정에 있어 제정수 ( $R_s, \phi_f$ )의 오차 혹은 변동은 Filter의 외란으로 동작한다. 인덕턴스 추정 시 State-Filter의 구조에 저항 오차와 영구 자석 쇄교 자속(PM flux linkage) 오차를 고려하면 식 (1), (2) 같이 표현할 수 있다.

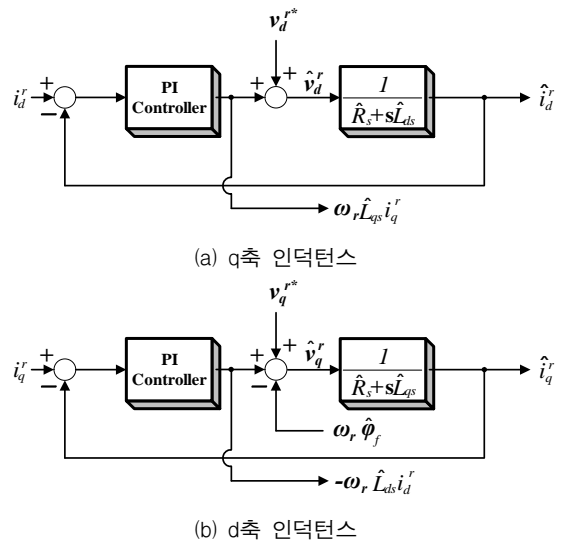


그림 1. State-Filter 인덕턴스 추정기  
Fig. 1. State-Filter Inductance Estimator

$$\hat{v}_d^r = v_d^{r*} + \omega_r \hat{L}_{qs} i_q^r \tag{1}$$

$$= v_d^{r*} + \omega_r L_{qs} i_q^r + \Delta R_s i_q^r$$

$$\hat{v}_q^r = v_q^{r*} - \omega_r \hat{L}_{ds} i_d^r + \omega_r \hat{\phi}_f \tag{2}$$

$$= v_q^{r*} - \omega_r L_{ds} i_d^r + \Delta R_s i_q^r - \omega_r (\phi_f + \Delta\phi_f)$$

이 경우 PI 제어기 출력을 이용하여 인덕턴스를 추정하면 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\hat{L}_{qs} = \left( \frac{\omega_r L_{qs} \hat{i}_q^r + \Delta R_s \hat{i}_d^r}{\omega_r \hat{i}_q^r} \right) \cong L_{ds} + \frac{\Delta R_s \hat{i}_d^r}{\omega_r \hat{i}_q^r} \quad (3)$$

$$\hat{L}_{ds} = \left( \frac{\omega_r L_{ds} \hat{i}_d^r - \Delta R_s \hat{i}_q^r + \omega_r \Delta \phi_f}{\omega_r \hat{i}_d^r} \right) \cong L_{ds} + \frac{\Delta \phi_f}{\hat{i}_d^r} \quad (4)$$

여기에서 저항 오차  $\Delta R_s$ 와 관련된 항은 속도가 증가하여 고속이 되면 무시할 수 있다. PM 쇠교 자속은 온도 등의 주위 환경에 따라 20[%]까지 변동하게 된다. 이러한 경우 State-Filter를 이용한 인덕턴스 추정에 오차가 발생하므로 PM 쇠교 자속 오차를 검출하여 이를 보상함으로써 인덕턴스 추정 오차를 제어하여 준다. PM 쇠교 자속 오차는 q축 전류만 인가되는 약자속 이전 영역에서, 즉  $\hat{i}_d^r = 0, \hat{i}_q^r \neq 0$ 의 시점에서 d축 인덕턴스 추정을 위한 State-Filter의 PI 출력에서 아래와 같이 확인할 수 있다.

$$PI\text{출력} = \Delta R_s \hat{i}_q^r - \omega_r \Delta \phi_f \quad (5)$$

앞에서와 같이 고속에서 저항 오차를 무시하면 최종적으로 아래와 같이 자속 오차를 계산할 수 있다.

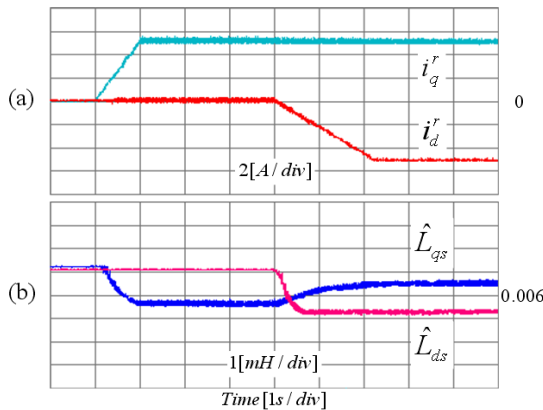


그림 2. 영구 자석 전동기의 추정 인덕턴스  
 a) d-q축 전류, b) d-q축 인덕턴스  
 Fig. 2. Estimated Inductance of SMPM motor  
 a) d-and q-axis current,  
 b) d-and q-axis inductance

$$\Delta \phi_f = \frac{\Delta R_s \hat{i}_q^r}{\omega_r} - \frac{PI\text{출력}}{\omega_r} \cong - \frac{PI\text{출력}}{\omega_r} \quad (6)$$

그림 2는 오차 자속을 검출한 후 자속을 보상하여 인덕턴스를 추정한 파형으로 인덕턴스의 차이는 약 1[mH]로 전체 인덕턴스에서 14[%]의 차이를 보이게 된다. 이러한 인덕턴스의 차이는 릴럭턴스 토크의 발생으로 인하여 실험에 사용된 전동기의 경우, 약 자속 영역에서 정격 토크 지령에 대해 약 8[%]의 토크 오차를 유발한다.

### 3. 자기 돌극성이 존재할 때 토크 제어 성능에 미치는 영향 분석

일반적인 SMPM 전동기의 토크 제어는 아래와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \phi_f \hat{i}_q^r \quad (7)$$

이 식에서는 d-q축 인덕턴스가 동일한 값으로 릴럭턴스 토크항이 배제되어 있다.

그림 3은 토크 지령에 대해 전류-전압 제한 조건 내에서의 운전영역에 따른 전류 궤적을 나타내고 있다. 전동기의 출력은 인버터의 전류 정격과 전동기의 열정격에 의해 결정되는 최대 전류  $I_{smax}$ , 인버터의 PWM 방법과 인버터가 공급할 수 있는 최대 직류단(dc link) 전압에 의해 결정되는 최대 출력 전압  $V_{smax}$ 에 의해 제한되며 이 전압 제한과 전류 제한은 다음의 식과 같이 표현된다[2,8].

$$\begin{aligned} v_d^{r^2} + v_q^{r^2} &= V_{smax}^2 \\ i_d^{r^2} + i_q^{r^2} &= I_{smax}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 전동기의 출력전압이 정상상태임을 가정하고 저항에 의한 전압강하를 무시하면 전류 영역에서의 전압 제한원은 아래와 같다.

$$L_{ds}^2 \left( \hat{i}_d^r + \frac{\phi_f}{L_{ds}} \right)^2 + L_{qs}^2 \hat{i}_q^{r^2} = \left( \frac{V_{smax}}{\omega_r} \right)^2 \quad (9)$$

정밀 토크 제어를 위한 SMPM 전동기의 약자속 영역에서 자기 돌극성 추정

전류-전압 제한 조건의 영향을 받지 않는 저속 구간에서는 단위 전류당 최대 토크(MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 운전에 의해 전류는  $\overline{OA}$  궤적을 따르며 SMPM의 경우, q축이 MTPA곡선이 되어 d축 전류는 “0”으로 제어된다. 전동기 운전 속도가 증가하여  $\omega_2$ 를 초과하면 운전점은 일정토크선을 따라 움직이며 d축과 평행을 이룬다. 따라서 토크 지령에 대해 q축 전류는 일정하게 유지되며 약자속 영역에서도 정확한 토크 제어를 유지할 수 있다. 이러한 방법은 아주 간단히 q축 전류만으로 토크제어를 수행할 수 있으나 앞에서 관측한 자기 돌극성에 의한 인덕턴스 차이가 발생하면 정밀 토크 제어를 수행할 수 없다.

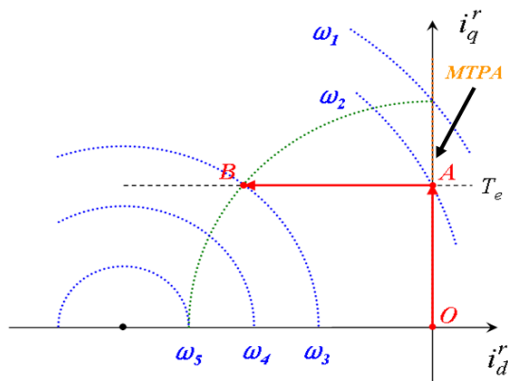


그림 3. 자기 돌극성을 갖지 않는 SMPM 전동기의 토크 제어

Fig. 3. Torque control of SMPM motor without magnetic saliency

자기 돌극성을 고려하여 토크식을 다시 표현하면 아래와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_f - (L_{qs} - L_{ds})i_d^r) i_q^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_f - \Delta L_s i_d^r) i_q^r \quad (10)$$

여기서  $\Delta L_s$ 는 자기 돌극성에 의한 d-q축 인덕턴스의 차를 나타낸다. SMPM 전동기의 디자인에 따라  $\Delta L_s$ 는 양의 값을 가질 수도 있고[5-6] 음의 값을 가질 수도 있다[3-4]. 식 (9)에서  $\Delta L_s$ 에 의해 부가적으로 릴럭턴스 토크항이 발생하며  $\Delta L_s$ 은 d-q축 전류가 “0”이 아닌 구간에서 계산되어야 함을 알 수 있다. 따라서 자기 포화에 따른 인덕턴스 차에 의해

발생되는 릴럭턴스 토크가 토크제어에 미치는 영향을 IPM 전동기 모델을 이용해 분석하도록 한다.

그림 4와 그림 5는  $\Delta L_s > 0$ 과  $\Delta L_s < 0$ 인 IPM 전동기의 전류-전압제한 조건하에서 운전영역에 따른 전류 궤적을 나타내고 있다. IPM 전동기의 전압 제한은 타원으로 나타나며 저속 구간에서의 MTPA 운전에 의한 전류는  $\overline{OA}$ 선이 아닌  $\overline{OC}$ 곡선을 따라 운전하게 된다. 속도가 증가함에 따라 전압 제한 타원과 일정 토크 곡선의 교점에 의해 운전점이 결정되며 SMPM과 달리 릴럭턴스 토크 성분에 의해 일정 토크 곡선이 그림과 같이 곡선으로 주어지며 d-q축 전류가 동시에 변동하게 된다.

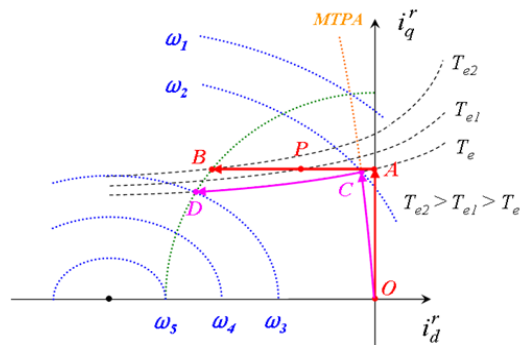


그림 4.  $L_{qs} > L_{ds}$ 일 때 전동기의 토크 제어

Fig. 4. Torque control of motor when  $L_{qs} > L_{ds}$

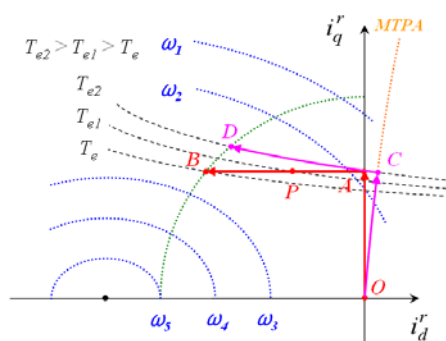


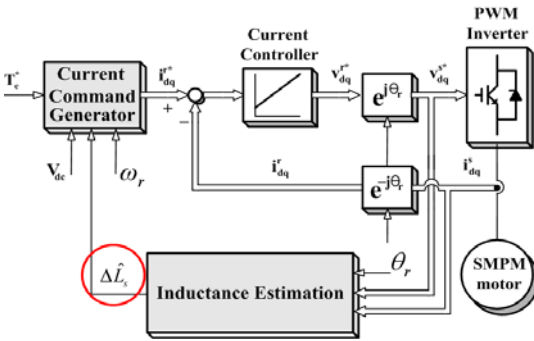
그림 5.  $L_{qs} < L_{ds}$ 일 때 전동기의 토크 제어

Fig. 5. Torque control of motor when  $L_{qs} < L_{ds}$

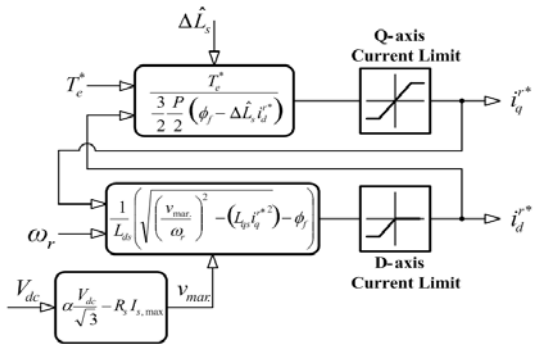
#### 4. 제안된 토크 제어 구조

그림 6은 약자속 운전영역에서의 일정 토크 제어

시 자기 돌극성에 의해 발생된  $\Delta L_s$ 의 효과를 보상하기 위해 제안된 전체 제어 블록도이다. 먼저 State-Filter를 이용하여 인덕턴스를 추정하면 그 값을 이용하여 전류지령 발생기에서 전류 지령을 만든다. 생성된 전류지령은 인덕턴스 차에 의한 릴럭턴스 토크를 고려한 값으로 고속에서 발생된 자기 돌극성에 대한 효과를 적절히 보상하여 정밀 토크제어를 수행하게 된다.



(a) 전체 제어 블록도



(b) 전류지령 블록도

그림 6. 제안된 토크 제어 방법  
Fig. 6. Proposed torque control scheme

### 5. 실험 결과

제안된 토크 제어의 검증은 위해 양의  $\Delta L_s$  값을 가지는 600[W] SMPM 전동기와 10[kHz]로 스위칭 되는 IGBT로 구성된 PWM인버터를 이용하여 실험을 수행하였다. 직류 링크 전압은 100[V]로 설정하였고 속도 제어를 수행하는 상용 1.1[kW] 서보 전동기를 직결시켜 500~1,450[rpm]의 속도 구간에서 토크

제어를 수행하며 실제 토크를 관측하였다.

그림 7은 자기 돌극성을 고려하지 않은 정격 토크 지령에 대한 토크 제어 성능을 보이고 있다. 그림 (b), (e)에서 약자속 제어가 시작됨에 따라 릴럭턴스 토크에 의해 실제 토크에 오차가 발생함을 알 수 있으며 토크 오차 값은 정격 토크의 7.6[%]로 앞에서 분석한 자기 돌극성의 영향을 잘 보여 주고 있다.

그림 8은 제안된 방법을 이용한 동일 실험에 대한 결과를 보여 주고 있다. 인덕턴스 추정에 따라 약자속 영역에서의 전류 지령이 변동되었음을 확인할 수 있고 제안된 방법에 의해 복잡한 look-up 테이블 없이 일정 토크 제어가 원활히 이루어짐을 알 수 있다.

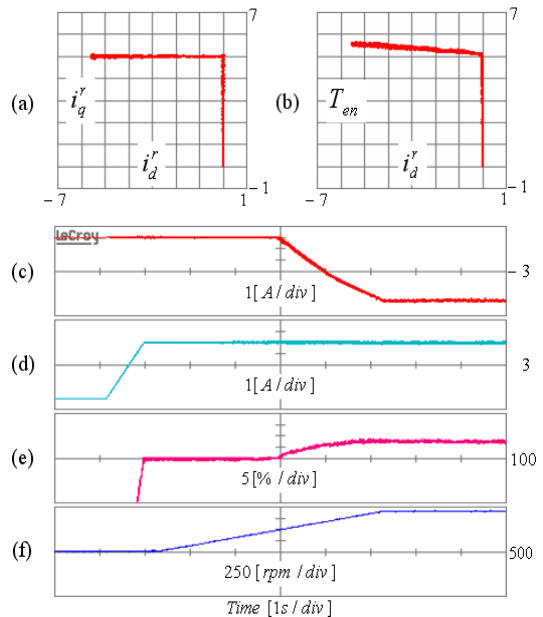


그림 7. 전류 지령의 수정이 없을 시 토크 제어 성능  
(a) d-q축 전류의 X-Y plot, (b) d축 전류와 정규화 토크의 X-Y plot, (c) d축 전류, (d) q축 전류, (e) 측정 토크 (f) 전동기 속도

Fig. 7. Torque control performance without current command modification.  
(a) X-Y plot of controlled d-q current, (b) X-Y plot of d-axis current and normalized torque, (c) d-axis current, (d) q-axis current, (e) measured torque, (f) motor speed

정밀 토크 제어를 위한 SMPM 전동기의 약자속 영역에서 자기 돌극성 추정

표 1. 600[W] 영구 자석 전동기의 제정수  
Table 1. Parameter of SMPM motor

전동기 제정수	값	단위
정격 전압/전류	220/5.1	[V/A]
정격 속도	3,000	[r/min]
극수	8	[Poles]
고정자 저항	0.714	[Ω]
인덕턴스 차이 $\Delta L_s$	1	[mH]

표 2. 토크 센서 사양  
Table 2. specification of Torque Sensor

토크 센서 (LORENZMESSTECHNIK GmbH)		
측정 범위	±10	[Nm]
출력 전압	±5	[V]
오차 범위	±0.25	[%]

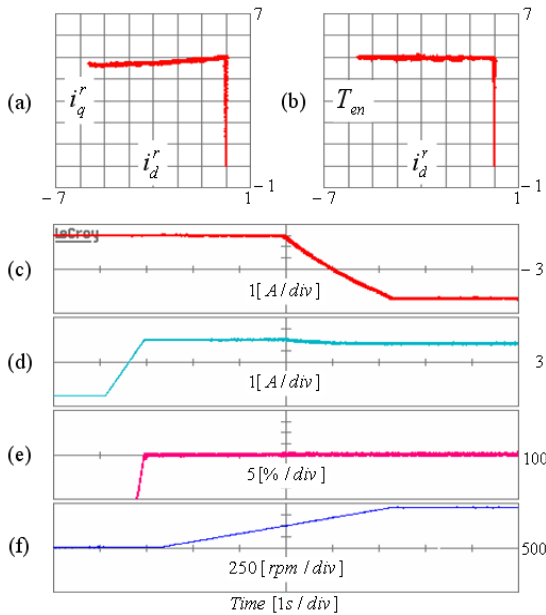


그림 8. 자기 돌극성을 고려한 제안된 토크 제어  
(a) d-q축 전류의 X-Y plot, (b) d축 전류와 정규화 토크의 X-Y plot, (c) d축 전류, (d) q축 전류, (e) 측정 토크 (f) 전동기 속도  
Fig. 8. Proposed torque control performance considering magnetic saliency  
(a) X-Y plot of controlled d-q current, (b) X-Y plot of d-axis current and normalized torque, (c) d-axis current, (d) q-axis current, (e) measured torque, (f) motor speed

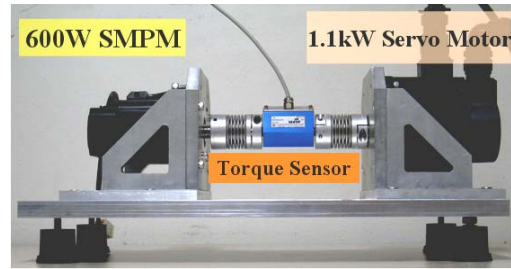


그림 9. 실험장비  
Fig. 9. Experimental Setup6

## 6. 결 론

본 논문에서는 고속에서 토크 제어 시 SMPM 전동기에 발생하는 자기 돌극성을 분석하고 해석하였다. State-Filter를 이용하여 임피던스를 추정하였으며 추정된 d축과 q-축의 임피던스 차이로 자기 포화로 인한 돌극성이 존재한다는 것을 확인하였다. 또한, 릴럭턴스 토크를 가지는 전동기 모델을 기반으로 하여 약자속 영역에서 토크 제어를 수행함에 있어서 돌극성 효과를 고려한 전류제어 방법을 제안하였다. 제안된 제어기는 전류 제한원에서 토크 곡선을 따라 d-q축 전류가 조절되며 발생된 전류지령은 복잡한 look-up 테이블을 필요로 하지 않는다. SMPM 전동기와 상용 서보 드라이브를 이용한 실험을 통하여 제안된 토크 제어 방식의 유용함을 증명하였다.

본 연구는 한국에너지관리공단의 후원과 그린 파워의 지원으로 수행된 연구 결과임.

## References

- [1] A. M. El-Refaie and T. M. Jahns, "Optimal flux weakening in surface PM machines using fractional-slot concentrated windings", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, pp. 790-800, May/June 2005.
- [2] Y. S. Kim and S. K. Sul, "Torque control strategy of an IPMSM considering the flux variation of the permanent magnet", in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 2007, pp. 1301-1307.
- [3] J. H. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura, "Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on

- magnetic saliency”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, No. 4, pp. 1031-1039, July/Aug. 2003.
- [4] R. Raute, C. Caruana, J. Cilia, C. S. Staines, and M. Sumner, “A zero speed operation sensorless PMSM drive without additional test signal injection” in Proc. EPE 2007, 10 p.
- [5] C. H. Choi and J. K. Seok, “Compensation of zero current clamping effects in high-frequency signal injection based sensorless PM motor drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, pp. 1258-1265, Sep./Oct. 2007.
- [6] M. Eskola, M. Jussila, and H. Tuusa, “Indirect matrix converter fed PMSM-sensorless control using carrier injection”, in Proc. IEEE PESC, 2004, pp. 4010 - -4016.
- [7] S. D. Sudhoff and H. J. Hengner, “A flux-weakening strategy for current regulated surface-mounted permanent magnet machine drives”, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 10, no. 3, pp. 431 - -437, Sep. 1995.
- [8] J. H. Song, J. M. Kim, and S. K. Sul, “A new Robust SPMSM control to parameter variations in flux weakening region”, in Proc. IEEE IECON, 1996, pp. 1193-1198.
- [9] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, “Interior permanentmagnet synchronous motors for adjustable-speed drives”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, pp. 738-747, Jul./Aug. 1986.
- [10] Y. S. Jeong and S. K. Sul, “Adaptive flux observer with on-line inductance estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine considering magnetic saturation”, in Proc. IEEE PESC, 2005, pp. 2467-2473.
- [11] H. B. Kim, M. C. Harke, R. D. Lorenz “Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives With Zero-Phase Lag Position Estimation”. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, No.6, pp. 1726-1733, Nov./Dec. 2003.

## ◇ 저자소개 ◇

### 장주영(張株榮)

1980년 9월 7일생. 2007년 영남대 전기공학과 졸업. 2009년 영남대 대학원 전기공학과 석사과정.

### 최찬희(崔燦熙)

1973년 10월 25일생. 2005년 영남대 전기공학과 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 동 대학원 박사과정.

### 석줄기(石 줄기)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(박사). 1998~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임 연구원. 현재 영남대 전기공학과 부교수.