

속도 관측기를 이용한 전기스쿠터용 IN-WHEEL 영구자석 동기 전동기의 제어 방법

孫泰植^{*}, 李鎔均^{**}, 金學源^{***}, 趙官烈^{****}, 睦亨洙[†]

The Control Method of In-Wheel PMSM for Electric Scooter using Speed Observer

Tae-Sik Son, Yong-Kyun Lee, Hag-Wone Kim, Kwan-Yuhl Cho, and Hyungsoo Mok

요 약

본 논문은 전기 스쿠터용 영구자석 동기 전동기(PMSM)의 토크제어 알고리즘을 제안한다. 전기 스쿠터용 인휠(In-wheel) 모터는 기구적으로 고 분해능의 회전자 위치검출 센서인 레졸버나 엔코더를 장착하기 어려워 저 분해능의 홀 센서를 사용한다. 본 논문은 홀 센서를 갖는 영구자석동기전동기의 벡터제어를 위하여 속도관측기를 사용하여 회전자의 속도 및 고분해능의 위치정보를 관측한다. 초기 기동시에는 일반적인 120도 통전방식의 BLDC 운전모드로 기동하고, 기동 후에는 벡터제어 방식으로 전환하여 단위 전류 당 최대 토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 운전과 약자속(Flux weakening) 제어를 수행한다. 제안한 알고리즘은 전기스쿠터의 장착실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

This paper presents the torque control algorithm of a permanent magnet synchronous motor(PMSM) for an electric scooter. The volume of the in-wheel type motor is restricted due to the complicated mechanical structure in wheel of an electric scooter, so the hall sensors instead of resolver and encoder for the rotor position sensors are installed. In this paper, the rotor speed and position are estimated from the speed estimator for vector control of a PMSM with hall sensors. The motor starts to rotate at standstill in BLDC mode with 120 degree conduction. After start up, the operating mode is changed to the vector control with maximum torque per ampere(MTPA) operation at low speeds and flux weakening control at high speeds. The performance of the proposed control algorithm is verified through the experiment in the electric scooter.

Key Words : Electric Scooter, MRAS, Speed observer, In-wheel, PMSM

1. 서 론

불안한 석유 가격과 친환경에 대한 관심이 높아짐에 따라 상대적으로 저렴한 유지비와 오염이 적은 전기 자동차나 전기 스쿠터에 대한 개발이 활발히 추진되고 있다. 본 논문에서는 전기 스쿠터용 인휠(In-wheel) 모터의 제어에 관하여 다룬다. 전기 스쿠터용 모터는 스쿠터의 협소한 환경 때문에 감속기나 기구적인 동력 전달 장치가 필요 없는 외전형(Outer rotor type) 인휠 모터를 사용한다. 이 모터는 축이 고정되어 있고 바퀴가 회전하는 구조로 되어 있어 회전자의 위치를 측정

[†]교신저자 : 정회원, 건국대 전기공학과 교수

E-mail : hsmok@konkuk.ac.kr

^{*}학생회원, 건국대 전기공학과 석사과정

^{**}정회원, 브이씨텍 기술연구소 선임연구원

^{***}정회원, 충주대 제어계측공학과 조교수

^{****}정회원, 충주대 제어계측공학과 부교수

접수일자 : 2010. 10. 7 1차 심사 : 2010. 11. 18

심사완료 : 2010. 12. 17

하기 위한 엔코더나 레졸버를 장착하기 힘들다. 따라서 엔코더나 레졸버를 통해 알아낸 회전자 위치 정보를 이용하여 벡터 제어를 수행하는 기존의 방법을 적용하기 어렵다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 위치 센서 없는 센서리스 방식을 생각할 수 있다. 회전자 위치센서를 사용하지 않는 영구자석 동기전동기 제어 알고리즘에 대한 논문은 많이 발표되었으나, 초기 기동 시의 큰 부하 토크를 요구하는 전기 스쿠터에 적용하기에는 기동 특성이 좋지 않다.^[1] 또한 센서리스 제어를 전기 스쿠터에 적용할 경우 운전자의 안전에 대한 문제가 발생할 수 있으므로 현 시점에서 위치검출 센서의 사용은 필요하다.

본 논문에서는 3개의 홀 위치센서(Hall position sensor)를 갖는 영구자석 동기전동기에 대하여 고분해능의 회전자 위치를 추정한 후 벡터제어를 수행하는 방법에 대하여 제안한다.

기존에도 홀센서를 이용하여 PMSM을 구동하는 방법은 많이 소개되었다. 홀센서를 1개만 사용하는 방법은 초기 기동 특성이 좋지 않은 단점을 가지고 있고^[1], 자속 밀도에 비례하는 출력을 갖는 선형(Linear) Hall IC를 사용하는 방법은 자속이 순수한 정현파가 아닌

경우 오차가 발생할 수 있다.^[3] 홀센서 2개나 3개를 사용하고, T-Method를 사용하여 속도를 추정하여 회전자 위치를 보상하는 방법도 있으나 오차가 크고^[4] 속도를 추정하는 방법이 비교적 복잡하다.

본 논문에서 제안하는 방법은 홀 센서의 위치정보를 사용하여 기존의 BLDC(Brushless Direct Current) 모터 제어 방법인 구형과 전류를 120° 구간씩 인가하는 방법을 사용하여 모터를 기동한 후 일정 속도 이상에서는 영구자석 동기전동기(PMSM)의 제어 방법을 사용한다. PMSM 제어는 홀센서의 조합으로 얻을 수 있는 6개의 회전자 위치 정보(30°, 90°, 150°, 210°, 270°, 330°)와 전동기 모델을 이용한 속도 관측기로부터 얻어진 순시적인 회전자의 위치정보를 이용하여 전동기를 구동하였다. 본 논문에서 사용한 속도 추정방식은 비교적 속도 추정이 간단한 MRAS(Model Reference Adaptive System) 방식을 사용하였다. 그리고 속도 추정을 활용한 위치 정보를 이용하여, 벡터 제어를 실시하여 MTPA와 약자속 제어를 구현하였다. 이 방식은 홀센서에 비해 상대적으로 가격이 비싼 엔코더나 레졸버를 사용하지 않으면서 센서리스 방식보다 신뢰성이 높은 제어 시스템을 구성할 수 있다.

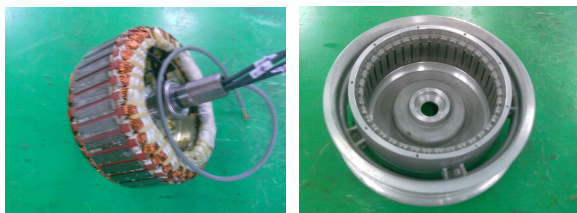
2. 모터의 기동

모터를 처음 기동할 때는 홀 센서 신호와 동기하여 구형과 전류로 모터를 운전한다. 이 방식은 BLDC 모터의 제어에 주로 사용하는 방식이다. 모터의 기동에서 이 방법을 사용하는 이유는 이 방식은 순시적인 회전자 위치정보 없이 구현 가능하고, 센서리스 방식보다 기동특성이 우수하기 때문이다. 모터의 기동 후 일정 속도 이상이 되면, 벡터제어 방식으로 변경하는데 그 시점은 홀 센서 조합으로 얻을 수 있는 각도 정보를 사용하여 전기각으로 30, 90, 150, 210, 270, 330도 중 한 점에서 변경한다. 모터속도가 일정속도 미만의 저속이 될 때는 다시 BLDC 방식으로 제어한다. 제어방식이 계속 바뀌는 채터링(Chattering) 현상을 피하기 위해서 히스테리시스가 필요하다.

BLDC 모터에서는 일반적으로 전류가 흐르는 두 상 중 한 스위치만 PWM 구동하는 Unipolar PWM 방식을 사용한다. 하지만 본 논문에서는 BLDC 방식에서 PMSM 방식으로의 전환을 용이하게 하기 위하여 두 개의 스위치를 모두 PWM 구동하는 Bipolar PWM 방식을 적용하였다.



그림 1 전기 스쿠터
Fig. 1 Electric scooter



(a) Stator (b) Rotor

그림 2 전기 스쿠터용 in-wheel type PMSM
Fig. 2 In-wheel type PMSM for electric scooter

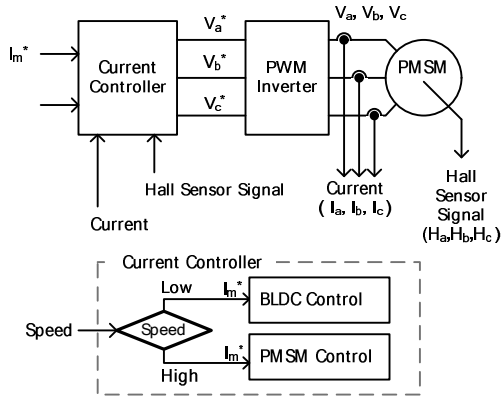


그림 3 제어 블록도
Fig. 3 Control block diagram

3. 벡터제어를 위한 회전자 위치정보

홀센서를 통해서 알 수 있는 회전자 위치정보는 작 각 위치와 수량에 따라 다르지만 일반적으로, 30, 90, 150, 210, 270, 330도로 6개이다. 이 6개의 절대각 정보와 모터의 속도를 알면 벡터제어를 위한 순시적인 회전자 위치정보를 얻을 수 있다. 일반적으로, 모터의 속도를 측정할 수 있는 방법은 홀 센서의 신호의 주기를 계산하여 속도를 계산하는 T-Method를 생각할 수 있다. 그러나 T-Method는 홀 신호가 변할 때 속도가 계산되어 속도 변동이 급격한 시스템에서는 오차가 발생한다. 본 논문에서는 속도 관측기로 모터의 인가전압과 전류를 측정하여 모델 전류와 전압의 차로 속도를 계산하는 MRAS 방식을 사용한다. MRAS 방식의 위치 추정기는 영구자석 동기전동기의 센서리스 운전 에 제안된 바 있다.^[5] 식 (2)는 동기 전동기의 기준 모델식이다. 식 (3)은 식 (1)과 (2)의 차로 얻어지며, 위치 오차가 작다면 $\cos\Delta\theta \approx 1$ 이 되어 식 (3)은 식 (4)로 나타낼 수 있다. 이 식을 디지털화하면 식 (5)와 식 (6)을 얻을 수 있다. k+1번째의 q축 전류와 q축 모델 전류의 오차를 이용하여 k+1번째의 관측 속도는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

여기서 ,

T	샘플링 시간	I_{qM}	q축 모델 전류
L_s	고정자 인덕턴스	$\hat{\omega}_r$	회전자 전기자 속도
i_d	d축 전류	r_s	고정자 저항
v_q	q축 전압	ϕ_f	쇄교 자속
K_ω	속도 관측기 이득		

이다. 식 (5) 및 (6)에서 k+1은 현재의 값을 나타내고, k는 그 이전의 값을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_d}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_q}{L_s} \\ \frac{v_d}{L_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\omega_r \phi_f}{L_s} \cos\Delta\theta \\ \frac{\omega_r \phi_f}{L_s} \sin\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{qM}}{dt} \\ \frac{di_{dM}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_q}{L_s} \\ \frac{v_d}{L_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\omega_r \phi_f}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\frac{di_q}{dt} - \frac{di_{qM}}{dt} = -\frac{(\omega_r \cos\Delta\theta - \hat{\omega}_r) \cdot \phi_f}{L_s} \quad (3)$$

$$\omega_r - \hat{\omega}_r = -\frac{L_s}{\phi_f} \cdot \left(\frac{di_q}{dt} - \frac{di_{qM}}{dt} \right) \quad (4)$$

$$i_{qM}(k+1) = i_q(k) + \frac{T}{L_s} (L_s \hat{\omega}_r(k) i_d(k) - r_s i_q(k) + v_q(k) - \hat{\omega}_r(k) \phi_f) \quad (5)$$

$$\hat{\omega}_r(k+1) = \hat{\omega}_r(k) - K_\omega (i_q(k+1) - i_{qM}(k+1)) \quad (6)$$

식(6)에서 K_ω 는 속도 추정기의 이득을 나타낸다. 속도 추정기의 이득은 식(4)와 식(6)으로부터 구할 수 있다. 식(4)를 이산 방정식으로 적으면 아래의 식 (7)과 같다.

$$\omega_r - \hat{\omega}_r = -\frac{L_s}{\phi_f T} \cdot (i_q(k+1) - i_{qM}(k+1)) \quad (7)$$

식(6)과 식(7)의 관계로부터 안정적인 속도 추정을 위한 속도 이득은

$$K_\omega < \frac{L_s}{\phi_f T} \quad (8)$$

로 구할 수 있다. 실제 이득은 전류 감지 노이즈 및 모델 오차 등을 고려하여 안정적인 속도 추정을 갖도록 실험적으로 결정하였다.

한편, 본 연구에서 사용한 MRAS 방식의 위치 추정기는 전동기 모델을 기반으로 하고 있기 때문에 전동기의 제정수 오차가 추정각 오차에 영향을 준다. 이러한 제정수의 오차는 각도 오차에 비례하는 관계가 있으므로 정확한 제정수의 추정이 필요하고 제정수가 변할 경우 실시간 추정이 필요하다.^[6] 전기 스쿠터의 특성 상 전동기 제정수 변동에 크게 영향을 받지 않기 때문에 별도의 제정수 변동에 대비한 알고리즘을 적용

하지는 않았다.

관측기를 사용한 속도 추정 방식은 PWM 제어주기마다 속도를 추정하기 때문에 전기적으로 60도마다 속도 정보를 얻을 수 있는 T-Method 보다 정밀한 속도 정보를 얻을 수 있고, 응답이 빠르다. 그림 4는 T-Method와 MRAS 방식으로 측정한 속도를 비교한 파형이다. 앞서 설명한 바와 같이 MRAS 방식에 비해 T-Method는 속도 갱신 주기가 낮고, 오차가 크을 알 수 있다. 두 방식 모두 실험 해 본 결과 정상상태와 과도상태에서 모두 MRAS 방식이 좋은 성능을 보여 본 논문에서는 MRAS 방식으로 구한 전동기 속도를 사용하였다.

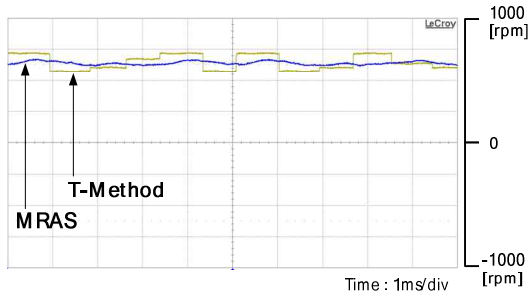


그림 4 T-method와 MRAS의 추정속도
Fig. 4 Estimated speed for T-method and MRAS

그림 5는 홀 센서 신호와 회전자의 전기각 위치를 나타낸다. 회전자의 위치는 홀 센서 신호로부터 전기각 60도마다 정확한 정보를 얻을 수 있다. 따라서 회전자의 위치는 홀 센서의 신호가 입력되는 전기각 60도마다 업데이트되고 홀 센서의 신호가 입력되지 않는 전기각 60도 구간 내에서의 회전자 위치는 식 (6)의 회전자 추정속도로부터 식 (9)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_r(k+1) &= \hat{\theta}_r(k) + \Delta\theta_r & (9) \\ &= \hat{\theta}_r(k) + \hat{\omega}_r(k) T \end{aligned}$$

본 연구에 사용된 모터는 인쇄 배선 회로 기판(PCB)에 홀 센서를 부착하고, 모터의 고정자 사이에 취부 될 수 있도록 기판을 고정하는 방식을 사용하였다. 따라서 홀 센서의 출력은 정확하게 60도마다 트리거 되지 않는다. 이러한 오차의 영향을 줄여주는 알고리즘을 적용하여 각도를 추정하는 방식이 제안된 바 있으나,^[7] 본 논문에서는 모터를 정속으로 회전 시킨 후 홀 센서의 취부 위치를 미리 계산한 뒤 트리거 시점에서의 각도로 사용하는 방식을 적용하였다.

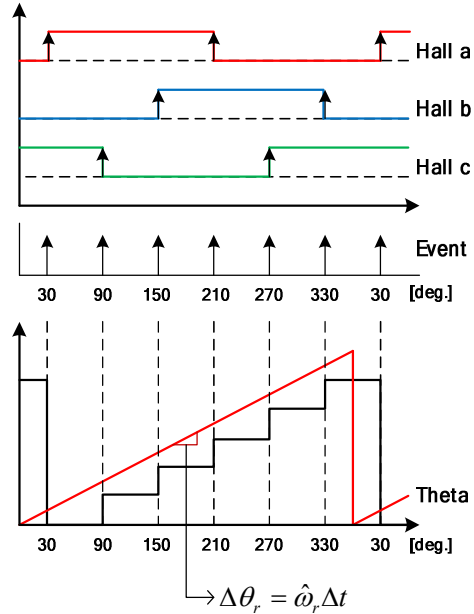


그림 5 홀 센서 신호와 전기각
Fig. 5 Hall sensor signal and electric angle

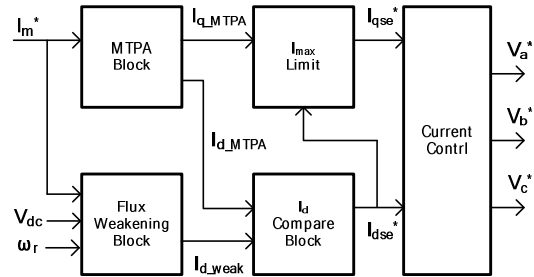


그림 6 PMSM의 제어 블록 다이어그램
Fig. 6 Block diagram for PMSM drive

4. MTPA와 약자속제어

그림 6은 스쿠터용 영구자석 동기전동기의 제어 블록도를 나타낸다. 스쿠터로부터 필요한 토크정보는 영구자석 동기전동기의 전류크기 명령 I_m^* 으로 받는다.

전동기는 일정속도 이하에서는 단위전류 당 최대토크를 발생하기 위하여 MTPA (maximum torque per ampere) 모드로 운전한다. MTPA 모드로 운전하기 위한 dq축 전류명령은 그림 6의 MTPA 블록에서 식 (10)과 (11)로 계산된다.

$$i_{d_MTPA} = \frac{1}{4} \left(\frac{\phi_f^2}{L_q - L_d} - \sqrt{\left(\frac{\phi_f^2}{L_q - L_d} \right)^2 + I_m^{*2}} \right) \quad (10)$$

$$i_{q_MTPA} = \sqrt{I_m^2 - i_{d_MTPA}^2} \quad (11)$$

전동기의 속도가 일정속도 이상이 되면 전동기의 유기전압이 증가하여 일정한 배터리 전압 하에서 더 이상 속도를 증가시킬 수 없다. 이 경우 약자속 제어 (flux weakening control) 모드로 전환되며 약자속 제어 시 dq축 전류명령은 식 (12)과 (13)로 계산한다.

$$i_{d_FW} = \frac{-a_2 - \sqrt{a_2^2 - a_1 a_3}}{a_1} \quad (12)$$

$$i_{q_FW} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{d_FW}^2} \quad (13)$$

식 (13)에서 I_{max} 는 인버터를 보호하기 위한 최대 제한전류를 나타내며 a_1, a_2 및 a_3 는 다음과 같이 주어진다..

$$\begin{aligned} a_1 &= L_q^2 - L_d^2 \\ a_2 &= -\phi_f L_d \end{aligned} \quad (14)$$

$$a_3 = \left(\frac{V_{max}}{\omega_r} \right)^2 - (L_q I_{max})^2 - \phi_f^2$$

식 (14)에서 V_{max} 는 인버터에서 전동기에 공급할 수 있는 최대전압을 나타낸다. 그림 6의 I_d 비교블록 (Id compare block) 에서는 약자속 제어를 위한 d축 전류와 MTPA를 위한 d축 전류의 절대값을 계산하여 큰 값을 d축 전류명령으로 사용한다. I_{max} 제한 블록 (Imax limit block) 에서는 d축 전류 명령과 q축 전류 명령의 벡터 합이 인버터의 최대 제한 전류 I_{max} 를 초과하지 않도록 q축 전류를 다시 계산한다.

5. 실험

본 논문에서 제안한 알고리즘의 특성 검증을 위한 실험에 사용한 전동기의 사양은 표 1에 나타내었다. 전동기 구동을 위한 전력 변환 회로는 300A 전류 용량의 MOSFET 모듈을 이용하여 구성하였고, 스위칭 주파수는 10kHz, 데드타임은 2usec로 설정하였다. PMSM 제어를 위한 마이크로프로세서는 부동소수점(floating point) 연산이 가능한 TI사의 DSP인 TMS320F28335를 사용하였다.

표 1 전동기 사양
Table 1 Motor Specifications

Item	Value	Unit	Note
Pole / Slot	40 / 36		
Rated output power	650	W	
Rated torque	13.5	Nm	
Rated current	13.5	A	
Rated speed	465	rpm	40km/h
Base speed	230	rpm	20km/h
Battery voltage	48	Vdc	
Stator resistance	0.0248	mΩ	phase
Stator inductance	0.0834	mH	phase
Magnet flux	0.0077	Wb/turn	
Max output power	3.5	kW	
Max speed	700	rpm	60km/h
Torque @ max speed	23	Nm	700rpm

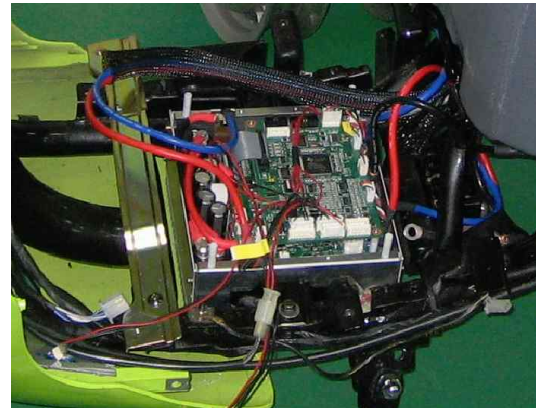


그림 7 실험용 인버터
Fig. 7 Inverter for experiment

그림 8은 모터 기동 시의 파형이다. 초기 구동은 BLDC 모드이고 일정 속도 이상에서는 회전자 위치정보를 추정하여 벡터제어를 수행하는 PMSM 모드로 구동하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 9는 가속시의 속도, d축 전류, q축 전류, DC Link 전압 파형이다. q축 전류가 증가하면서 속도가 증가하며 d-축 전류가 증가하며 약자속 제어가 되는 것을 확인 할 수 있다.

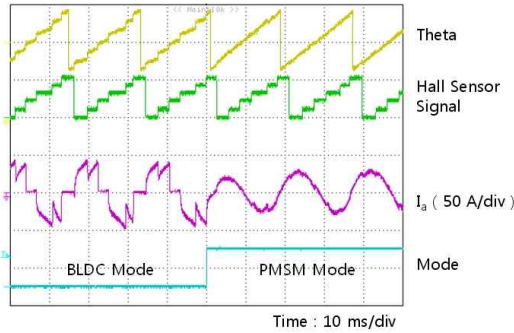


그림 8 기동 시 추정위치 및 상전류
Fig. 8 Estimated position and phase current at starting

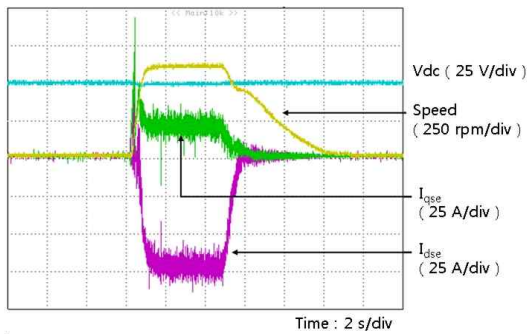


그림 9 가속 시 속도 및 dq 전류
Fig. 9 Speed and dq currents at acceleration

6. 결 론

본 논문에서는 레졸버나 엔코더를 장착하기 어려운 구조를 가진 스쿠터용 PMSM을 속도 관측기를 이용하여 제어하는 방법을 제안하였다. 기존 센서리스 제어 방법의 단점인 초기 구동성능과 신뢰성을 보완하기 위하여 저가의 홀 센서를 사용하였다.

제안한 방법을 검증하기 위하여 실차시험을 시행하였고, 최고속도 속도 면에서 BLDC 구동방식보다 우수함을 확인하였다. 제안한 방법은 레졸버나 엔코더의 사용이 어려운 저가형 응용 분야에 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] Shen, J.X., Zhu, Z.Q., Howe, D., "PM brushless drives with low-cost and low-resolution position sensors", Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International, Vol. 2, pp.

1033-1038, 2004.
[2] Morimoto, S., Sanada, M., Takeda, Y., "Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor", Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE. Vol. 1, pp. 9-14, 1996.
[3] Caricchi, F., Capponi, F.G., Crescimbeni, F., Solero, L., "Sinusoidal brushless drive with low-cost linear Hall effect position sensors", Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Vol. 2, pp. 799-804, 2001.
[4] Hyunbae Kim, Sungmo Yi, Namsu Kim, Lorenz, R.D., "Using low resolution position sensors in bumpless position/speed estimation methods for low cost PMSM drives", Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, Vol. 4, pp. 2518-2525, 2005.
[5] Nobuyuki Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives.", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 2, 1996, April.
[6] 박용순, 설승기, "영구자석 동기 전동기의 제정수 오차가 센서리스 운전 에 미치는 영향", *2010년도 전력전자학술대회 논문집*, pp. 442-443, 2010. 7.
[7] 김명호, 임정식, 설승기, 임성일, "영구 자석 동기 전동기의 초고속 운전 에 관한 연구", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제5호, pp. 329-335, 2008. 10.

저 자 소 개



손태식(孫泰植)

1983년 2월 20일생. 2009년 건국대 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이용균(李鎔均)

1977년 8월 7일생. 2001년 건국대 전기공학과 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학부 박사과정. 2005년~현재 브이씨텍 기술연구소 선임연구원.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박) 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 충주대 제어계측공학과 조교수. IEEE 멤버. 당 학회 학술위원.



조관열(趙官烈)

1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2003년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 충주대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 JPE Publication editor.



목형수(睦亨洙)

1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년~1997년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대 전기공학과 교수.