

영구자석 표면부착형 동기전동기의 과변조 영역에서 상전압 검출에 의한 센서리스 제어

최해준¹, 이한솔¹, 조관열[†], 김학원¹

Sensorless Control of a Surface Mounted PM Synchronous Motor in Over Modulation Regions by Detecting Phase Voltages

Hae-Jun Choi¹, Han-Sol Lee¹, Kwan-Yuhl Cho[†], and Hag-Wone Kim¹

Abstract

The information on the actual voltages and actual currents of the motor is required for the sensorless control of a permanent magnet synchronous motor without rotor position sensors. In the model-based rotor position estimator of a PM synchronous motor, the reference voltages, which are the outputs of the current controller, are commonly used. The reference voltages in over-modulation regions for high-speed operation differ from the actual voltages applied to the motor. Consequently, the estimated rotor position and rotor speed may fail to track the real rotor position and real rotor speed. In this paper, the sensorless control for a PM synchronous motor in over-modulation regions for high-speed operation is proposed. The three-phase voltages applied to the motor are measured by using additional voltage detection circuits, and the performance of the rotor position estimator based on the measured three-phase voltages is validated through the experimental results.

Key words: Sensorless, Three phase voltage, Overmodulation, PM synchronous motor

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 DC 전동기와 유도 전동기에 비해 우수한 제어 성능 및 고효율로 인해 전기자동차, 산업 및 가전제품에 일반적으로 사용된다. 영구자석 동기전동기의 백터 제어 경우 회전자 위치는 일반적으로 절대형 엔코더(Absolute encoder), 레졸버(Resolver) 및 홀센서와 같은 위치 센서를 사용하여 검출한다. 하지만 이러한 센서는 가격이 비싸고, 설치에 추가적인 공간이 필요하다^[1]. 에어컨, 냉장고 등 밀폐형 압축기(Hermetic compressor)의 경우 압축기 내부는 고온, 고압으로 인해 센서를 사용하여 회전자 위치를 검출할 수 없다^[2].

이러한 단점을 극복하기 위하여, 영구자석 동기전동기의 센서리스 알고리즘에 대한 연구가 많이 진행되었다^{[1]-[5]}. 영구자석 동기전동기의 회전자 위치는 고정자 권선에 유도된 역기전력(Back emf), 회전자 자속을 포함한 고정자 쇄교자속(Flux linkage), 그리고 회전자 돌극(Saliency)에 의한 3상의 인덕턴스 변화로부터 추정될 수 있다. 영구자석 동기전동기의 모델을 기반으로 한 회전자 위치 추정기에서는 영구자석 동기전동기의 3상의 전압 및 전류에 대한 정보가 필요하다. 3상 전류는 전류 센서에 의해 측정되지만, 3상 전압은 일반적으로 전류 제어기의 출력인 지령전압(Reference voltage)을 사용하여 회전자 위치 추정기의 입력으로 사용된다. 영구자석 동기전동기에 인가되는 3상 전압은 인버터의 데드타임(Dead time) 효과로 인해 지령전압과 약간의 차이가 있다. 인가전압이 작은 저속영역에서는 데드타임의 영향이 크게 나타나므로 전동기에 인가되는 3상 전압을 전압검출 회로를 사용하여 검출함으로써 저속영역에서 회전자 위치 추정기의 정밀도를 향상시킨 방법이 제안되었다^[4].

고속영역에서는 저속영역에 비해 지령전압의 크기가 크기 때문에 데드타임에 의한 영향은 무시할 수 있다. 고속영역에서 인버터는 속도를 증가시키기 위해 과변조

Paper number: TKPE-2017-22-1-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kycho@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ of Transportation
Tel: +82-43-841-5329 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ. of Transportation

Manuscript received Oct. 10, 2016; revised Oct. 28, 2016; accepted Dec. 5, 2016

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

(Over modulation) 영역에서 동작할 필요가 있다. 과변조 영역에서 지령전압은 전동기에 인가되는 실제 전압과 다르기 때문에 지령전압을 사용하여 회전자 위치를 추정할 경우 실제 회전자 위치를 추정하는데 실패할 수 있다. 본 논문에서는 고속 운전을 위한 과변조 영역에서의 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어 특성에 대해 고찰한다. 회전자의 위치와 속도는 확장역기전력 모델을 사용한 위치 추정 방식을 사용하며 위치 추정부에 인가되는 3상 전압은 추가적인 전압검출 회로에 의해 측정된 값을 사용한다.

2. 센서리스 제어

영구자석 동기전동기의 역기전력은 회전자의 위치정보를 가지고 있는 영구자석의 자속에 의해 고정자 권선에 유도되기 때문에 역기전력 정보로부터 회전자 위치를 추정할 수 있다. 그림 1은 dq 좌표계를 나타내며, 여기서 dq 축은 실제 회전자의 위치를 나타내고, $\gamma\delta$ 축은 추정된 회전자의 위치를 나타낸다. 확장역기전력 모델의 dq 축 전압방정식은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d p & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서 p 는 미분 연산자이고, λ_m 은 회전자의 자속을 나타낸다. 회전자 위치추정 오차 $\Delta\theta_r = \theta_r - \hat{\theta}_r$ 와 속도추정 오차 $\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$ 가 작다고 가정할 경우 추정된 회전자 위치를 기반으로 한 $\gamma\delta$ 축 전압방정식은 식 (2), (3)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d p & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = \omega_r \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_r \\ \cos \Delta\theta_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)로부터 실제 회전자 위치와 추정된 회전자 위치 사이의 위치오차를 유도할 수 있으며, 추정위치 오차는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$\Delta\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{-e_\gamma}{e_\delta} \right) \quad (4)$$

식 (4)의 $\gamma\delta$ 축 역기전력은 식 (2)으로부터 구할 수 있으며, $\gamma\delta$ 축 전압과 전류를 이용하여 식 (5)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\gamma + \hat{\omega} L_q i_\delta - (r_s + L_d s) i_\gamma \\ v_\delta - \hat{\omega} L_q i_\gamma - (r_s + L_d s) i_\delta \end{bmatrix} \quad (5)$$

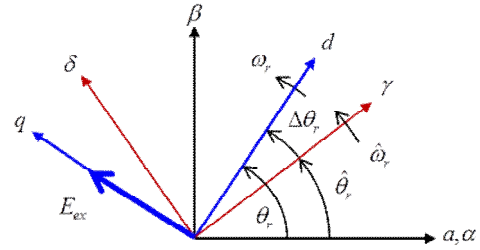


Fig. 1. dq -axis and $\gamma\delta$ -axis.

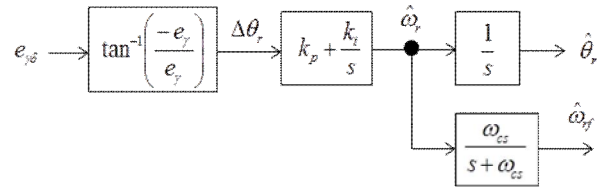
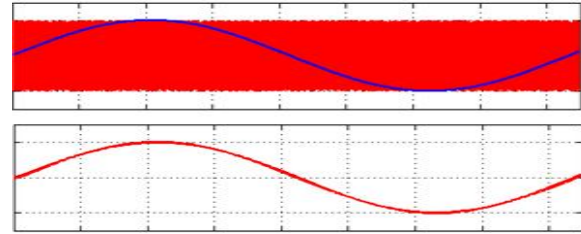
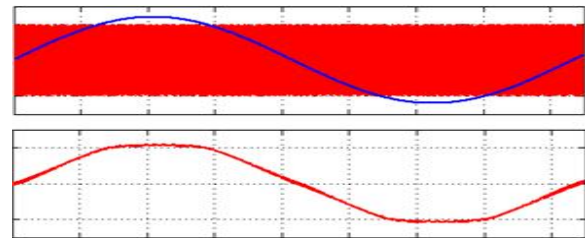


Fig. 2. Rotor position and rotor speed estimator.



(a) Linear modulation region



(b) Over modulation region

Fig. 3. Output voltage waveforms.

식 (4)의 회전자 위치오차를 영(Zero)으로 만들기 위하여 일반적으로 회전자 위치 추정부에 PLL(Phase locked loop)을 적용한다. 그림 2는 PLL을 이용한 회전자 위치 및 속도 추정기의 블록도(Block diagram)를 나타낸다. 회전자 위치오차는 식 (4)와 식 (5)에 의해 주어지고, 회전자 위치오차는 PI 제어에 의해 회전자 추정속도를 보상한다. 회전자 추정위치는 회전자 추정속도를 적분하여 구한다. 일반적으로 식 (5)에서 $\gamma\delta$ 축 역기전력은 전류 제어기의 출력인 $\gamma\delta$ 지령전압을 사용하여 추정한다. 그림 3은 선형변조(Linear modulation) 영역 및 과변조 영역에서의 인버터의 지령전압과 출력전압을 나타낸다. 선형변조영역에서는 그림 3(a)에 나타난 바와 같이 변조전압(Carrier voltage) 보다 지령전압이 작기 때문에 지령전압과 출력전압이 같게 나타남을 알 수 있다.

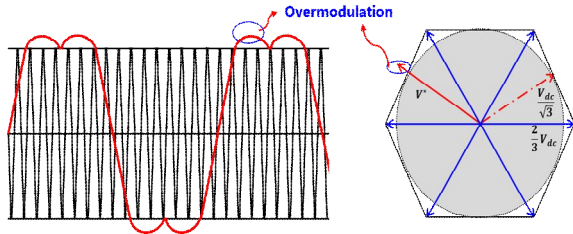
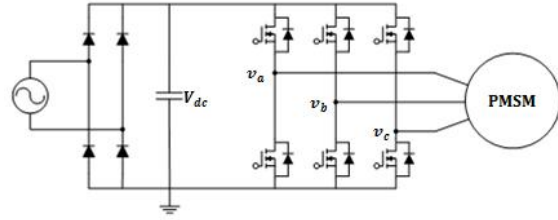


Fig. 4. Overmodulation.



(a) 3 phase PWM inverter

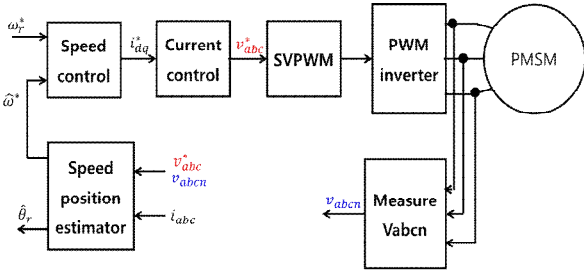
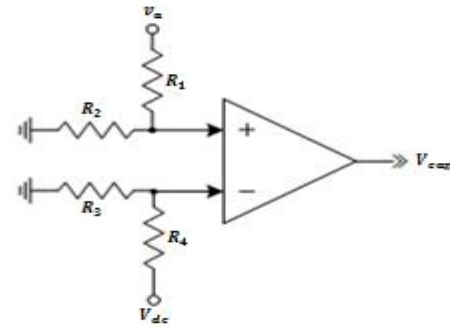


Fig. 5. Proposed sensorless control system.



(b) Voltage sensing circuit

그러나 과변조 영역에서는 그림 3(b)와 같이 변조전압보다 지령전압이 크기 때문에 출력전압에 왜곡이 생기는 것을 확인할 수 있다. 따라서 과변조 영역에서 센서리스 제어를 위한 역기전력을 추정하는데 사용되는 dq 전압은 실제 전동기에 인가되는 dq 전압과 다른 값이 사용되게 된다. 따라서 추정된 회전자의 위치와 속도가 실제 회전자의 위치 및 속도와 다르게 된다. 본 논문에서는 전동기에 인가되는 전압을 측정하여 위치추정기에 사용하는 센서리스 제어 방법을 제안한다.

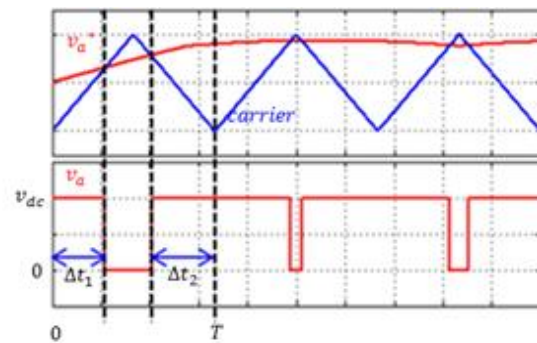
3. 제안하는 센서리스 제어

3.1 과변조 영역

3상 인버터는 다양한 변조 방식을 사용하여 전동기에 지령전압을 인가할 수 있다. 그러나 인버터가 전동기에 전압을 선형적으로 인가할 수 있는 전압 범위는 변조 방식에 따라 다르게 나타난다. 그림 (4)와 같이 지령전압이 변조전압의 최대값을 초과하면 인버터는 과변조 영역에서 동작하게 되고 전동기에는 지령전압이 인가될 수 없다. 선형변조 영역에서 동작하는 최대전압은 변조 방식에 따라 다르다. 선형변조 영역에서 전동기에 인가할 수 있는 최대전압은 SPWM(Sinusoidal PWM) 기법에서는 $2V_{dc}/3$ 의 78.5%, SVPWM(Space vector PWM) 기법은 $2V_{dc}/3$ 의 86.6%, 6-Step 운전에서는 $2V_{dc}/3$ 의 95.5%이다. 따라서 과변조 영역에서는 인버터의 출력전압이 지령전압보다 낮게 된다.

3.2 전압 제어기 및 전류 제어기 설계

그림 5는 제안된 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어 블록도를 나타낸다. 모델 기반 추정기에서 회전자의



(c) a-phase output voltage

Fig. 6. Inverter output voltage sensing.

위치와 속도를 추정하기 위해서는 식 (2) ~ (5)에 나타난 바와 같이 3상 전압과 3상 전류가 필요하다. 회전자 위치추정기의 $\gamma\delta$ 축 전류는 전류센서의 의해 검출된 3상 전류를 추정위치를 사용하여 dq 변환함으로써 얻어진다. 통상적인 회전자 위치 추정기는 전류제어기의 출력인 3상 지령전압을 사용하여 회전자 위치추정에 사용한다. 과변조 영역에서의 지령전압은 인버터의 출력전압과 다르게 나타나므로 회전자 위치 추정기의 입력 전압은 실제 전동기에 인가되는 전압과 차이가 발생하여 회전자 위치를 추정할 수 없는 경우가 발생 할 수 있다. 제안된 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어에서는 위치 추정기의 입력전압으로 인버터에서 측정된 3상 전압을 사용한다.

그림 6은 출력전압 검출회로 및 전압 계산 방법을 나타낸다. 그림 6(a)에서 인버터의 출력전압(극전압)은 구형파의 형태이며 V_{dc} , 0 의 값을 갖는다. 따라서 전압의 평균전압을 측정하면 인버터의 3상 출력전압을 측정할 수 있다^[5]. 그림 6(b)는 비교기를 사용한 전압 측정 회로

를 나타낸다. 인버터의 극전압을 비교기의 입력으로 사용하기 위하여 그림 6(a)의 극전압 v_a 를 저항을 통해 전압을 분배하고, V_{dc} 또한 전압을 분배하여 비교 전압을 만든다. 한 주기 PWM 구간의 구형과 평균 전압을 측정하기 위해서는, 인버터의 상단 스위치가 도통(Turn on)되어 출력전압이 양(Positive)의 전압을 나타내는 시간 t_{on} 을 알아야 한다. t_{on} 을 구하기 위한 캡처 모듈은 MCU(Micro Controller Unit)에 포함된 시간 측정 모듈인 eCAP을 사용하였다. 그림 6(c)를 예로 들면 PWM 한 주기 내에서 a 상의 평균 전압은 PWM 주기 T_s 및 V_{dc} 전압이 인가되고 있는 시간 t_{on} 으로부터 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{a_cap_avr} = V_{dc} \times \frac{\Delta t_1 + \Delta t_2}{T_s} \quad (6)$$

과변조 구간에서 회전자 위치추정기에 지령전압이 아닌 $V_{a_cap_avr}$ 를 사용할 경우 전동기에 인가되는 실제전압에 가까운 전압을 사용하게 됨으로써 추정된 회전자의 위치 및 속도의 오차를 줄일 수 있다. 출력전압을 측정하여 사용하게 되면 측정 지연이 발생을 한다. 따라서 측정 지연에 대한 보상을 해야 한다. k 번째 회전자 위치는 $\hat{\theta}_r(k) = \sum \hat{\omega}_r(k) \cdot T$ 로 계산되며, $k+1$ 번째 회전자 위치는 $\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + (\hat{\omega}_r(k) \cdot T)$ 와 같이 구할 수 있다. 현재 위치를 k 번째가 아닌 $k+1$ 번째 회전자 위치를 사용하면 측정지연에 대한 One-step delay 보상을 할 수 있다.

4. 실험 결과 및 고찰

그림 7은 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 고정자와 회전을 나타낸다. 영구자석 동기전동기는 전동기가 직접 세탁통(Tub)에 연결되는 드럼 세탁기에 사용된다. 영구자석 동기전동기는 48극을 갖는 SPM(Surface mounted PM) 타입으로 영구자석이 회전자 코어에 부착되어 있다. 전압제어와 전류제어, 회전자 위치 추정기에 사용되는 PWM 주파수는 16kHz이고 DC link 커패시터의 평균전압은 290V 이다. 전동기의 고속모드에서는 d 축 전류가 음의 값을 갖는 약자속 제어를 한다. 전류제어기는 PI(Proportional integral)제어를 사용하였으며, 전류제어기의 대역폭은 500Hz이다. 전압명령이 선형변조 구간을 벗어나 과변조 영역에 들어간 경우 전압명령의 전압 값을 선형변조 최대전압보다 30% 높은 값으로 제한하였고 과변조 구간에서 초과되는 전압은 dq축 전압명령에 비례적으로 반영하는 알고리즘을 사용하였다. 또한 3상의 상전류 검출을 위한 최소 듀티(Duty)는 PWM 주기의 6.5%, 인버터 스위치의 단락방지를 위한 데드타

TABLE I
MOTOR SPEC

Parameters		Value	Unit
Washing	Speed	50	rpm
	Torque	18.5	Nm
Spinning	Speed	1,200	rpm
	Torque	1.5	Nm
Number of poles		48	
EMF constant		0.144	Vsec
Phase resistance		5.47	Ω
d -axis inductance		35.49	mH
q -axis inductance		35.79	mH

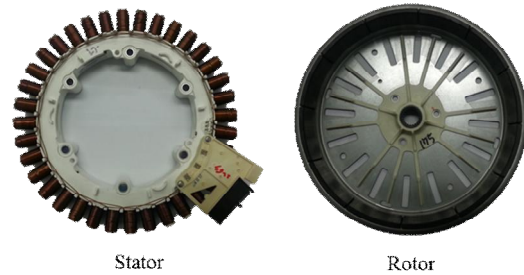


Fig. 7. Stator and rotor of PM synchronous motor.

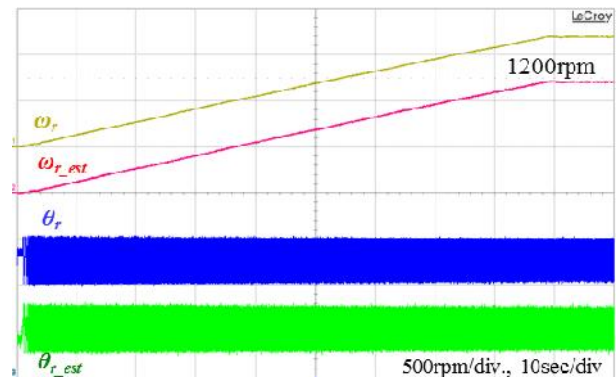


Fig. 8. Sensorless control with estimated rotor position.

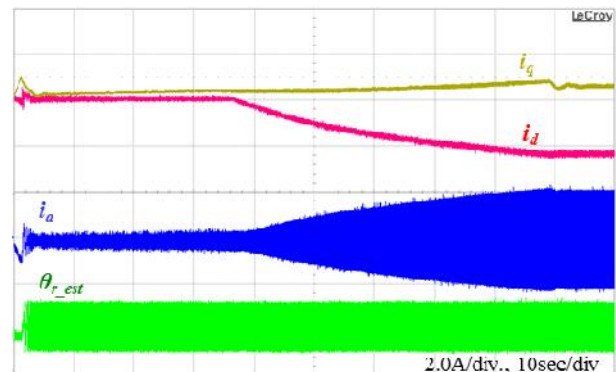


Fig. 9. dq currents and estimated rotor position.

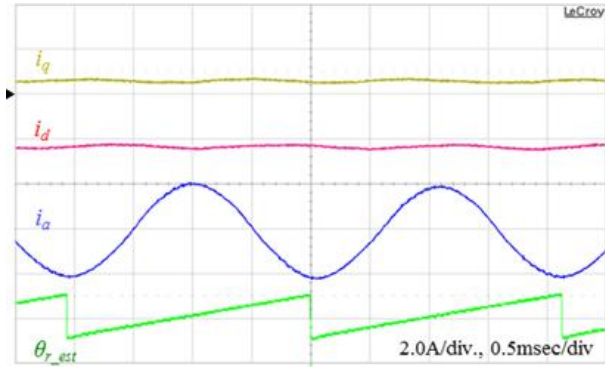
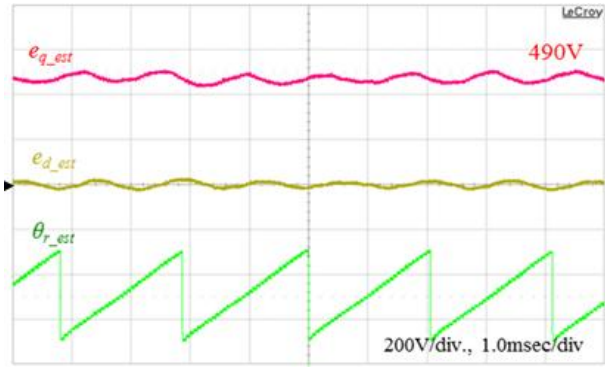


Fig. 10. dq currents and estimated position at 1,200rpm.



(a) Reference voltage

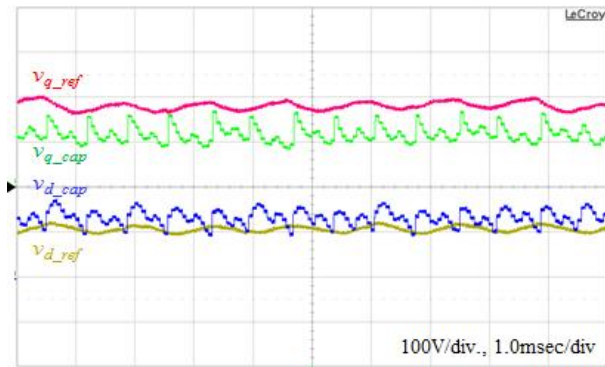
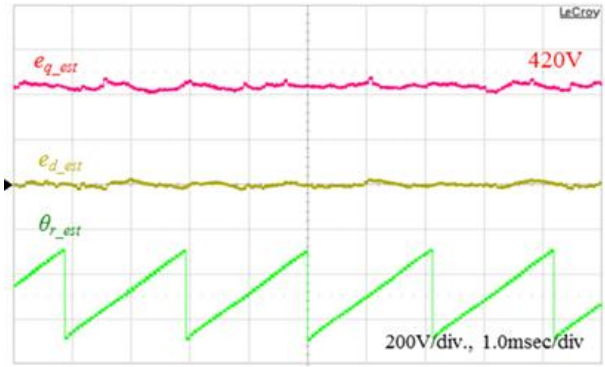


Fig. 11. dq reference voltages and captured voltages at 1,200rpm.



(b) Captured voltage

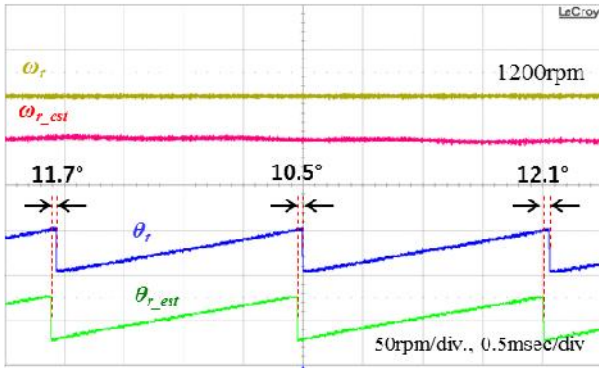
Fig. 12. Estimated dq back emfs and position at 1,200rpm.

임(Dead time)은 2usec로 PWM 주기의 3.2%, 인버터 스위치의 turn on 전압을 고려할 경우 SVPWM의 선형 변조 영역의 최대전압은 약 $V_{max} = (V_{dc} - 1) / \sqrt{3} \times 0.903 = 150V$ 정도가 된다. 그림 8은 제안된 센서리스 제어기의 속도제어 시 추정된 회전자의 속도와 위치를 나타낸다. 저속에서 역기전력이 매우 작기 때문에 역기전력 기반의 센서리스 제어를 통해 회전자의 속도 및 위치를 추정하는 것은 어렵다. 따라서 초기 구동 알고리즘을 통해 영구자석 동기전동기를 구동해야 한다. d축 전류를 인가함으로써 영구자석 동기전동기의 회전자를 미리 정해놓은 위치에 정렬한다. 정지 상태에서 구동하기 위해 회전자 속도에 대한 가속패턴을 사용하여 미리 정해진 dq축 전류와 속도를 개루프(Open loop)로 제어한다. 개루프로 제어하는 동안 회전자의 속도 및 위치를 추정하여 개루프 제어 중 변환 조건을 만족하면 폐루프 제어로 변경된다. 폐루프 센서리스 제어의 변환 조건은 개루프 제어에서 3가지 조건을 가진다. 첫 번째 조건은 회전자의 속도가 15rpm이상이어야 하며, 두 번째 조건은 설정된 회전자의 속도와 추정된 회전자의 속도오차가 정해진 값보다 작아야한다. 세 번째 조건은 설정되어진 회전자의 위치와 추정된 회전자의 위치오차가 정해진 값보다 작아야 한다.

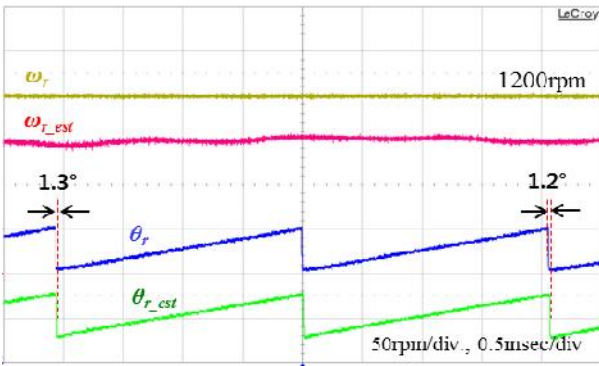
그림 9는 정지상태에서 1,200rpm 까지 속도제어 시 dq축 전류와 추정된 회전자의 위치를 나타낸다. 속도가

500rpm보다 크면 d축에 음의 전류를 증가시켜 전동기는 약자속 모드로 동작한다. 그림 10은 1,200rpm에서 dq축 전류와 회전자 추정위치의 확대된 파형을 나타낸다. 세탁기의 부하는 탈수 모드로 동작 시 물에 젖은 옷감과 세탁통(Tub)에 의한 관성부하가 대부분을 차지하므로 q축 전류는 작게 나타난다. 1,200rpm에서 q축과 d축의 평균 전류는 각각 0.52A 및 -2.65A 이다. 따라서 전류는 역기전력보다 78.9° 앞서 나타나며 약계자 모드로 동작함을 알 수 있다.

그림 11은 1,200rpm에서 dq축의 지령전압과 검출된 실제 전압을 나타낸다. 검출된 dq 전압은 전압 감지회로에서 검출된 3상 전압을 추정된 회전자 위치로 dq 변환된 전압이다. 과변조 영역에서 dq축 검출전압의 크기는 DC 링크단의 제한된 전압에 의해 dq축 지령전압의 크기보다 작게 나타난다. 영구자석 동기전동기의 dq축 평균전압은 1,200rpm 으로 운전 시 정상상태에서 식 (1)로부터 $v_q = r_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \lambda_m) = 139.8V$, $v_d = r_s i_d - \omega_r L_q i_q = -70.2V$ 로 전압검출회로부터 검출된 dq 평균전압인 $v_d = -71V$, $v_q = 135V$ 과 유사하게 나타남을 알 수 있다. 전압방정식으로부터 계산된 dq 전압과 검출된 dq 전압의 차이는 영구자석 동기전동기의 저항, 유기전압상수 등의 파라미터 변동에 의해 발생할 수 있다. 반면, 1,200rpm에서 지령전압의 dq축 평균 전압은 $v_d = -87.2V$, $v_q = 184.6V$ 로 인버터가 공급할 수 있는



(a) Reference voltage



(b) Captured voltage

Fig. 13. Estimated rotor speed and position at 1,200rpm.

전압보다 크게 나타남을 알 수 있다.

그림 12는 1,200rpm에서 회전자 위치 추정기의 dq 입력 전압을 각각 지령전압과 검출된 전압으로 사용하였을 때 dq 역기전력의 과형을 나타낸다. 1,200rpm에서 실제 dq 축 역기전력은 식 (2)로부터 $e_d = 0$, $e_q = \omega_r \lambda_m = 2\pi \times 480 \times 0.144 = 421.6V$ 이다. 위치 추정기에 검출된 전압을 사용하였을 경우 q 축 역기전력의 평균값은 420V로 계산된 값과 거의 동일하다. 1,200rpm으로 운전 시 역기전력의 평균값은 421.6V로 인버터의 최대 공급전압보다 크게 나타나지만 본 논문의 전동기는 인덕턴스가 일반적인 전동기에 비해 큰 값을 가지므로 SPM에도 불구하고 약자속(Flux weakening) 제어에 의해 1,200rpm의 고속에서도 전류제어가 가능하다. 그러나 위치 추정기에 지령전압을 사용하였을 경우 q 축 역기전력의 평균값은 490V로 속도로부터 계산된 421V보다 크게 나타난다. 이러한 큰 차이가 발생하는 이유는 그림 11에 나타난 바와 같이 실제 전동기에 인가되는 q 축 평균전압은 135V이지만 회전자 위치 추정기에 사용되는 q 축 지령전압의 평균값은 185V로 실제 전동기에 인가되는 전압과 차이가 크기 때문이다.

그림 13은 1,200rpm에서 회전자 위치 추정기의 dq 입력 전압을 각각 지령전압과 검출전압을 사용하였을 때 실제 회전자 속도와 추정 속도, 실제 회전자 위치 및 추정 위치를 나타낸다. 추정된 회전자 속도는 두 경우 모두

실제 회전자 속도를 잘 따라간다. 지령전압을 사용한 경우 그림 12에와 같이 추정된 q 축 역기전력의 오차로 인해 추정된 회전자 위치 오차는 약 $10 \sim 12^\circ$ 로 나타났다. 반면, 제안된 방법으로 추정된 회전자 위치는 실제 회전자 위치와 오차가 매우 작게 나타남을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 고속 운전을 위한 과변조 영역에서의 센서리스 제어를 제안하였다. 높은 속도의 과변조 영역에서 센서리스 제어 시 회전자 속도 및 위치 추정기에 지령전압을 사용할 때의 문제점을 검토하였다. 또한 영구자석 동기전동기에 인가되는 전압을 측정하여 회전자 위치 추정기의 입력으로 사용함으로써 과변조 영역에서 회전자 추정위치 및 추정속도의 오차가 감소함을 실험을 통하여 검증하였다.

본 연구는 2016년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 에너지인력양성사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20164030201100)

References

- [1] I. C. Baik, J. S. Lee, and H. W. Kim, "Sensorless speed control and starting algorithm using current control of SPM synchronous motor," *Trans. on Korean Institute of Power Electronics(KIPE)*, Vol. 18, No. 6, pp. 523-529, Dec. 2013.
- [2] B. H. Bae, S. K. Sul, J. H. Kwon, and J. S. Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high speed PMSM of turbo-compressor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3 pp. 811-818, May/June 2003.
- [3] R. Mizutani, T. Takeshita, and N. Matsui, "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, pp. 841-846, July/Aug. 1998.
- [4] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 38, No. 4, pp. 1054-1061, July/Aug. 2002.
- [5] Y. C. Son, B. H. Bae, and S. K. Sul, "Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit," in *Conf. Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 1674-1678, 2002.



최해준(崔海準)

1990년 4월 6일생. 2015년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2015년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



이한술(李韓술)

1991년 10월 23일생. 2016년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2016년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.



조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자 DA연구소 책임연구원. 2004년~

현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 협력이사.



김학원(金學源)

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 책

임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 편집위원장.