

저분해능 위치센서를 갖는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 전류센서 없는 단위 전류 당 최대 토크 제어

李光雲[†]

Current-Sensorless Maximum Torque per Ampere Control for a Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor with Low-Resolution Position Sensor

Kwang-Woon Lee

요 약

본 논문에서는 저분해능 위치센서를 갖는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 새로운 전류센서 없는 단위 전류 당 최대 토크 제어를 제안한다. 영구자석 동기전동기의 수학적 모델로부터 d축 전류를 추정하고, 추정된 d축 전류가 영(零)이 되도록 d축과 q축 전압지령 사이의 위상 각을 제어하여 단위 전류 당 최대 토크 제어를 구현한다. 제안된 방식은 동적 응답 특성이 느린 저가 응용 분야에 적합하다.

ABSTRACT

This paper proposes a novel current-sensorless maximum torque per ampere control for a surface mounted permanent magnet synchronous motor with low-resolution position sensor. A direct axis current is estimated from the mathematical model of the permanent magnet synchronous motor and the phase angle between direct and quadrature axis voltage commands is controlled to adjust the estimated direct axis current to zero, thus a maximum torque per ampere control can be achieved. The proposed method is suitable for low cost applications with slow dynamic response characteristics.

Key Words : Surface mounted permanent magnet synchronous motor, Low-resolution position sensor, Maximum torque per ampere control

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 넓은 운전 영역에 걸쳐서 높은 효율을 유지하는 특성으로 인하여 산업계에서 고효율이 요구되는 응용 분야에 최적의 전동기로 각광받고 있다.^[1,2] 특히, 집중권 고정자와 표면부착형 페라이트

영구자석 회전자로 구성된 영구자석 동기전동기는 비교적 저가로 양산이 가능하기 때문에 팬(Fan) 구동 등의 응용 분야에 널리 사용되어지고 있다.

표면부착형 영구자석 동기전동기를 단위 전류 당 최대 토크 운전하기 위해서는 d축(Direct-axis) 전류를 영(零)으로 제어해야 한다.^[2,3] 전류 제어를 위해서는 전류 검출 센서 및 고속 연산이 가능한 마이크로프로세서가 필수적으로 요구되며, 이는 전동기 구동 시스템의 구현 비용을 상승시켜 영구자석 동기전동기의 산업계 확산에 장애 요소로 작용하고 있다.

산업계에서는 전류 제어에 따른 비용 상승 문제를

[†]교신저자 :정회원,목포해양대 해양전자통신공학부 전임강사
E-mail : kwlee89@mmu.ac.kr
접수일자 : 2009. 2. 10 1차 심사 : 2009. 3. 11
2차 심사 : 2009. 3. 18 심사완료 : 2009. 3. 19

해결하기 위해 전류 제어 없이 전압 제어만을 수행하는 경우를 쉽게 찾아 볼 수 있다. 이러한 경우, 단위 전류 당 최대 토크 운전을 위한 전압 지령의 위상각을 룩업(Look-up) 테이블 형태로 만들어서 표면부착형 영구자석 동기전동기에 인가되는 전압의 위상을 제어하는 것이 일반적이다. 그러나 이 방식은 다양한 운전 조건에 대한 전압 지령의 위상각을 테이블로 만드는 것이 현실적으로 어렵다는 문제점을 지니고 있다.

또 다른 방법으로, 전동기 구동을 위한 인버터 회로에 사용되는 션트(Shunt) 저항으로부터 전동기에 공급되는 상전류의 피크(peak)값 발생 시점을 검출하고, 이 시점과 영구자석 동기전동기의 회전자 위치 검출을 위한 홀센서의 출력이 변화되는 시점이 일치되도록 전압 지령의 위상각을 제어하는 방법이 있다.^[4] 이 방식에서는 션트 저항으로부터 전류의 피크값 발생 시점을 검출하는데 있어서 인버터의 스위칭으로 인한 전기적 노이즈의 영향을 받기가 쉽기 때문에 노이즈 필터링(Filtering)에 많은 노력이 필요하다.

전류 센서 없이 전동기의 수학적 모델로부터 추정된 전류를 기반으로 전류 제어를 하는 방법^[5]도 제안되었다. 그러나 이 방식은 추정 전류에 오차가 포함될 경우 데드타임(Dead-time) 보상이 잘못되어 오히려 제어 성능이 더 나빠지고, 스위칭 주기마다 전류 추정 및 전류 제어 알고리즘을 수행해야 하므로 고속 연산이 가능한 마이크로프로세서를 필요로 하는 단점을 가진다.

본 논문에서는 전류 제어나 전류 검출 없이 단순히 전압 지령의 위상각을 제어하여 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위전류 당 최대토크 운전을 달성할 수 있는 새로운 제어 방법을 제안하고자 한다. 제안된 방법은 영구자석 동기전동기의 수학적 모델로부터 d축 전류를 추정하고, 추정된 d축 전류가 영(零)이 되도록 적분 제어를 통해 전압 지령의 위상각을 조절해 간다. 또한 본 논문은 데드타임에 의한 전류 추정 오차를 보상할 수 있는 방법에 대해서도 제안하고자 한다. 실험을 통해 제안된 방법의 과도 상태 및 정상 상태에서의 특성을 평가한다.

2. 단위 전류 당 최대 토크 운전을 위한 전압 지령의 위상각 제어

공극에서의 자속 분포가 정현적이고, 자계 회로가 선형적이며, 전동기의 제정수가 일정하다고 가정할 때 회전자 동기 좌표계에서의 표면부착형 영구자석 동기전동

기의 전압 방정식 및 토크 방정식은 다음과 같다.^[3]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_e L_s \\ w_e L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_e \lambda_{PM} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_{PM} i_q \quad (2)$$

상기 식들에서,

- v_d, v_q : d축 및 q축 전압,
- i_d, i_q : d축 및 q축 전류,
- R_s : 전기자 권선 저항,
- L_s : 인덕턴스,
- w_e : 전기 각속도,
- p : 미분 연산자,
- P : Pole pair의 수,
- T_e : 전동기 출력 토크,
- λ_{PM} : 역기전력 상수이다.

정상 상태에서 d축 및 q축 전류가 일정하다고 가정하면 $pL_s i_d = 0$, $pL_s i_q = 0$ 이 되고, 식 (1)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_d = R_s i_d - w_e L_s i_q \quad (3)$$

$$v_q = R_s i_q + w_e L_s i_d + w_e \lambda_{PM} \quad (4)$$

식 (3)과 식 (4)를 d축 전류에 관하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{R_s v_d + w_e L_s v_q - w_e^2 L_s \lambda_{PM}}{R_s^2 + w_e^2 L_s^2} \quad (5)$$

전동기에 인가되는 d-q축 전압(v_d, v_q)이 전압 지령(v_d^*, v_q^*)과 동일하고, 전동기의 제정수가 일정하며, 전기각 속도(w_e)를 검출할 수 있다면 전류 검출 센서 없이도 다음과 같이 표면부착형 영구자석 동기전동기의 d축 전류를 추정할 수 있다.

$$\hat{i}_d = \frac{R_s v_d^* + w_e L_s v_q^* - w_e^2 L_s \lambda_{PM}}{R_s^2 + w_e^2 L_s^2} \quad (6)$$

식 (6)에서 \hat{i}_d 은 추정된 d축 전류이다.

마찬가지로 q축 전류도 다음과 같이 추정할 수 있다.

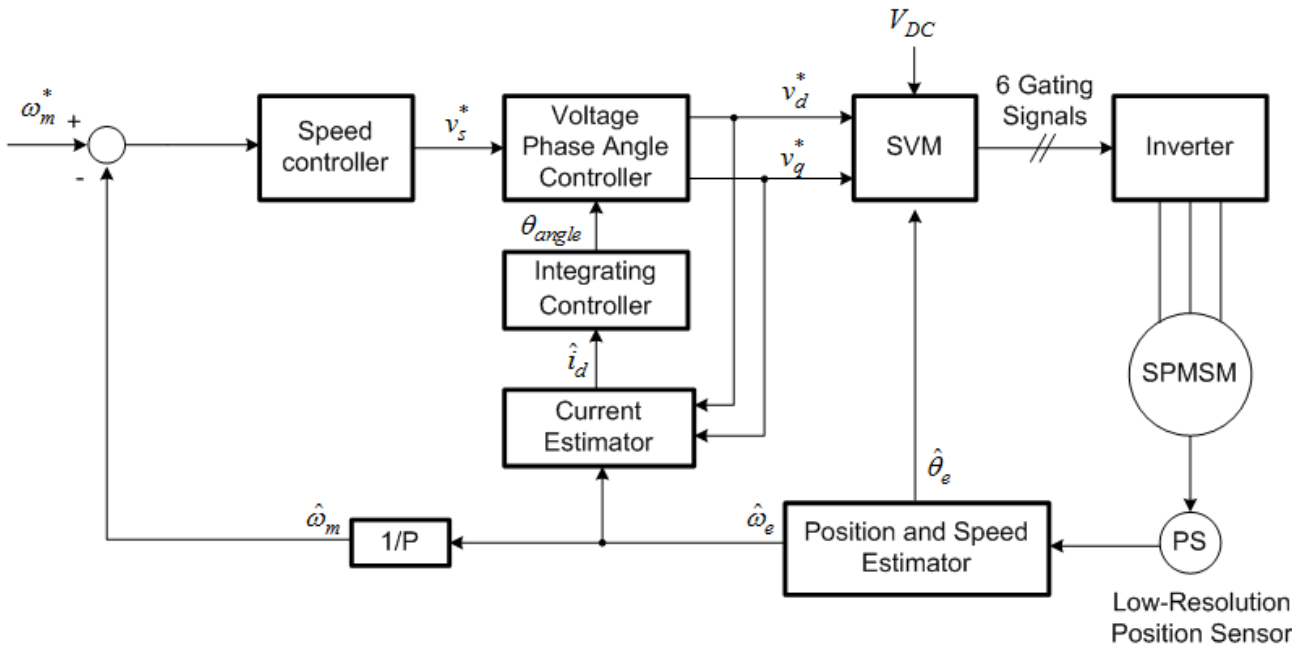


그림 1 제안된 MTPA 제어를 포함하는 표면부착형 영구자석 동기전동기 구동 시스템
 Fig. 1 Surface mounted permanent magnet synchronous motor drive including the proposed MTPA controller

$$\hat{i}_q = \frac{R_s v_d^* - \omega_e L_s v_q^* - R_s \omega_e \lambda_{PM}}{R_s^2 + \omega_e^2 L_s^2} \quad (7)$$

표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전은 d축 전류를 0으로 제어함으로써 이루어진다.^[2,3] 본 논문에서 제안하는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크(MTPA) 운전 방법은 식 (6)에 의해 d축 전류를 추정하고, 추정된 d축 전류가 0이 되도록 전압 지령의 위상각을 제어하는 것으로, 그 구성은 그림 1과 같다.

그림 1에서 전동기 회전자의 전기각($\hat{\theta}_e$) 및 각속도($\hat{\omega}_e$)는 홀센서의 출력 신호로부터 추정된다. 3개의 홀센서를 사용한다고 가정할 경우 전기각으로 60° 단위의 위치 분해능을 가지므로, 홀센서 출력 신호들이 변화되는 시점 간의 시간 차(δT_{60})를 측정하여 다음과 같이 회전자의 전기적 각속도를 추정할 수 있다.^[5]

$$\hat{\omega}_e = \frac{\pi}{3\delta T_{60}} \quad (8)$$

회전자의 기계적인 각속도(ω_m)는 전기적인 각속도를 P(Pole pair)로 나누어서 구할 수 있으며, 회전자의 전기각($\hat{\theta}_e$)은 식 (8)에 의해 얻어진 전기적 각속도를

이용하여 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\theta}_e = \theta_h + \hat{\omega}_e \Delta T \quad (9)$$

식 (9)에서 θ_h 는 홀센서 출력신호가 변화된 시점에서의 회전자의 전기각으로 0°, 60°, 120°, 180°, 240°, 300° 중 하나에 해당하는 값을 가지며, 홀센서 출력신호가 변화할 때마다 새로운 값으로 변경된다. ΔT 는 홀센서 출력신호가 변화된 시점을 기준으로 현 시점까지의 경과시간을 의미한다.

그림 1에서 속도 제어기는 지령 속도(ω_m^*)와 현재의 기계적인 각속도로부터 오차를 구하고, 그 오차를 0으로 하기 위한 전압 지령(v_s^*)을 출력한다. 전압 위상각 제어기는 다음과 같이 속도 제어기의 출력으로부터 d축 및 q축의 전압 지령(v_d^*, v_q^*)을 구한다.

$$v_d^* = -v_s^* \sin(\theta_{angle}) \quad (10)$$

$$v_q^* = v_s^* \cos(\theta_{angle}) \quad (11)$$

식 (10), (11)에서 θ_{angle} 는 전압 지령(v_s^*)의 위상각으로 그림 2에 나타낸 바와 같다.

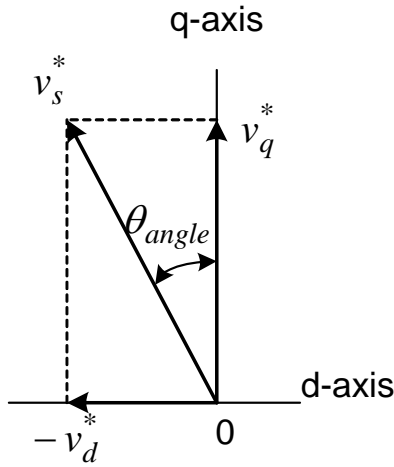


그림 2 전압 페이저 다이어그램
Fig. 2 Voltage phasor diagram

표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전을 위한 d축 전류의 지령(i_d^*)은 0이다. 따라서 단위 전류 당 최대 토크 운전을 위한 전압 지령의 위상각 θ_{angle} 는 다음과 같이 적분 제어를 통해서 구할 수 있다.

$$\theta_{angle} = -K_i \int (i_d^* - \hat{i}_d) dt = K_i \int \hat{i}_d dt \quad (12)$$

식 (12)에서 K_i 는 적분 제어기의 이득이다. 식 (12)에 의해 구해진 전압 지령의 위상각 θ_{angle} 와 식 (10), (11)에 의한 전압 위상각 제어기의 동작에 대해 예를 들어 설명하면, 만약 추정 전류 \hat{i}_d 이 0보다 큰 값을 가지면 전류의 위상이 단위 전류 당 최대 토크 운전을 위한 전류 위상보다 뒤지고 있는 것이므로 전압 지령의 위상각 θ_{angle} 를 증가시켜 추정 전류 \hat{i}_d 이 0이 되도록 한다. 반대로, 추정 전류 \hat{i}_d 이 0보다 작은 값을 가지면 전류의 위상이 앞서고 있는 것이므로 전압 지령의 위상각 θ_{angle} 를 감소시켜 추정 전류 \hat{i}_d 이 0이 되도록 한다. 따라서 본 논문에서 제안한 방식에 의해 전류 검출을 통한 전류 제어 기능 없이 단순히 전압의 위상각 제어만으로 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전을 구현할 수 있다.

3. 데드타임에 의한 전류 추정 오차의 보상

고성능이 요구되는 서보 분야에서는 데드타임으로 인해 발생하는 전압 오차를 보상하여 전동기의 제어 성능을 높이고, 저가 구현이 중요시 되는 분야에서는 비용을 고려하여 데드타임의 영향을 보상하지 않는 것이 일반적이다. 데드타임의 영향은 주로 저속 운전 영역에서 크기 때문에^[6], 송풍용 팬과 같이 주로 중속 및 고속 영역에서 운전하는 응용 분야에서는 데드타임을 보상하지 않아도 데드타임으로 인한 성능 저하는 미미한 편이다.

본 논문에서 제안하는 방식은 전동기의 전류 검출 없이 전압의 위상각 제어만으로 추정된 d축 전류가 0이 되도록 하여 단위 전류 당 최대 토크 제어를 구현하는 것이다. 식 (6)에서는 전압 지령과 실제 전동기에 인가되는 전압이 동일하다는 가정 하에 d축 전류를 추정하였다. 그러나 실제로는 데드타임으로 인해 지령 전압과 실제 전동기에 인가되는 전압에는 오차가 발생하고^[6-8], 이로 인해 식 (6)에 의한 d축 전류 추정에는 오차가 발생하게 된다. 본 논문에서 제안하는 단위 전류 당 최대 토크 제어기에서 d축 전류 추정에 오차가 발생하게 되면 전동기의 운전 점은 단위 전류 당 최대 토크 운전 점에서 벗어나게 되므로 전류 추정 오차에 대한 보상이 필요하다. 본 논문에서는 전류 추정 식에 데드타임에 의한 전압 오차를 반영함으로써 추정 오차를 보상하였다.

3상 전압형 인버터에서 데드타임으로 인한 각 상의 출력 전압 오차($V_{a,dead}, V_{b,dead}, V_{c,dead}$)는 다음과 같다.^[7-8]

$$V_{a,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{as}) \quad (13)$$

$$V_{b,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{bs}) \quad (14)$$

$$V_{c,dead} = V_{dead} \cdot \text{sgn}(i_{cs}) \quad (15)$$

$$V_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} \cdot (V_{dc} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (16)$$

$$\text{sgn}(i_{as}) = \begin{cases} 1 & : i_{as} > 0 \\ -1 & : i_{as} < 0 \end{cases} \quad (17)$$

상기 식들에서,

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : 3상 전류,

T_s : 인버터의 스위칭 주기,

T_{dead} : 데드타임,

T_{on}, T_{off} : 스위칭 소자의 온, 오프 타임,

V_{dc} : 인버터 직류링크 전압,

V_{sat} : 스위칭 소자의 온 전압 강하,

V_d : 환류 다이오드의 온 전압 강하이다.

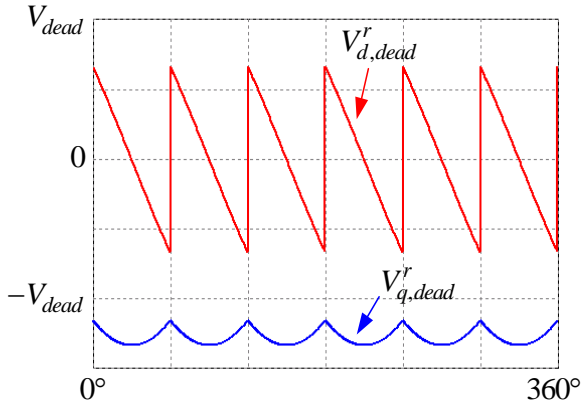


그림 3 데드타임으로 인한 전압 오차
Fig. 3 Voltage error due to dead-time

각 상의 출력 전압 오차 ($V_{a,dead}, V_{b,dead}, V_{c,dead}$)를 회전자 동기좌표계로 변환하여 표현하면 다음과 같다.

$$V_{d,dead}^r = \frac{2}{3} (V_{a,dead} \cos \theta_e + V_{b,dead} \cos (\theta_e - \frac{2}{3} \pi) + V_{c,dead} \cos (\theta_e + \frac{2}{3} \pi)) \quad (18)$$

$$V_{q,dead}^r = -\frac{2}{3} (V_{a,dead} \sin \theta_e + V_{b,dead} \sin (\theta_e - \frac{2}{3} \pi) + V_{c,dead} \sin (\theta_e + \frac{2}{3} \pi)) \quad (19)$$

상기 식들에서 $V_{d,dead}^r, V_{q,dead}^r$ 는 각각 d축과 q축에서의 데드타임으로 인한 전압 오차로, 전기각으로 360도 구간에서 $V_{d,dead}^r$ 와 $V_{q,dead}^r$ 의 변화를 그리면 그림 3과 같다. $V_{d,dead}^r$ 와 $V_{q,dead}^r$ 는 전기각으로 60° 주기로 변화하고, $V_{d,dead}^r$ 의 경우에는 60° 주기 내에서의 평균을 구하면 0이 되는 것을 그림 3에서 확인할 수 있다.

$V_{q,dead}^r$ 의 경우 전기각으로 0°에서 60° 범위 내에서 평균을 구하면 다음과 같다

$$V_{q,dead,avg}^r = -\frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} V_{q,dead}^r dt = -1.27 V_{dead} \quad (20)$$

데드타임에 의한 d축 전압 오차는 평균이 0인 반면, q축 전압 오차는 식 (20)에 나타난 바와 평균이 0이 아니다. 따라서 데드타임에 의한 전류 추정 오차를 보상하기 위해서는 다음과 같이 전류 추정 식에서 데드타임에 의한 q축 전압 오차를 반영해 주어야한다.

$$\hat{i}_d = \frac{R_s v_d^* + \hat{w}_e L_s (v_q^* - 1.27 V_{dead}) - \hat{w}_e^2 L_s \lambda_{PM}}{R_s^2 + \hat{w}_e^2 L_s^2} \quad (21)$$

$$\hat{i}_q = \frac{R_s (v_q^* - 1.27 V_{dead}) - \hat{w}_e L_s v_d^* - R_s \hat{w}_e \lambda_{PM}}{R_s^2 + \hat{w}_e^2 L_s^2} \quad (22)$$

4. 실험 결과

본 논문에서 제안한 전압 지령의 위상각 제어에 의한 표면부착형 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 제어 특성을 평가할 목적으로 200W급 표면부착형 영구자석 동기전동기를 대상으로 실험을 진행하였다. 실험에 사용된 전동기의 사양을 표 1에 나타내었다. 전동기 구동을 위한 전력 변환 회로는 5A 전류 용량의 IPM(Intelligent Power Module)을 이용하여 구성하였고, 스위칭 주파수는 10kHz, 데드타임은 3usec로 설정하였다. 인버터 제어를 위한 마이크로프로세서는 TI사의 Fixed-point DSP인 TMS320F2808을 사용하였다. 정수 연산만을 이용하여 제어 알고리즘을 구현하였고, d축 전류 추정을 위한 식 (21)의 연산을 1msec 주기로 수행하도록 하였기 때문에 연산 능력이 다소 떨어지는 저가형 마이크로프로세서를 이용하여도 비교적 쉽게 구현이 가능할 것으로 판단된다. 그림 4와 같이 영구자석 직류전동기와 저항 부하를 이용하여 간이 부하 장치를 구성하였다.

표 1 전동기 제정수
Table 1 Motor parameters

전기자 저항(R_s)	5.7 [Ω]
인덕턴스(L_s)	30 [mH]
역기전력 상수(λ_{PM})	0.066 [V/rad/sec]
극 수	12

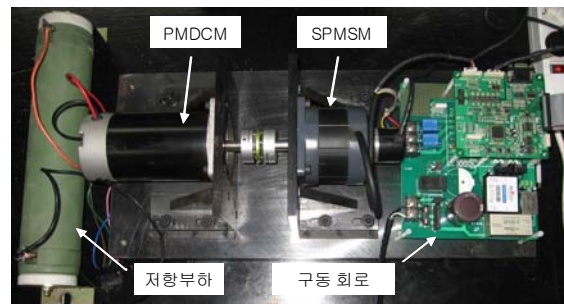


그림 4 실험 장치
Fig. 4 Experimental setup

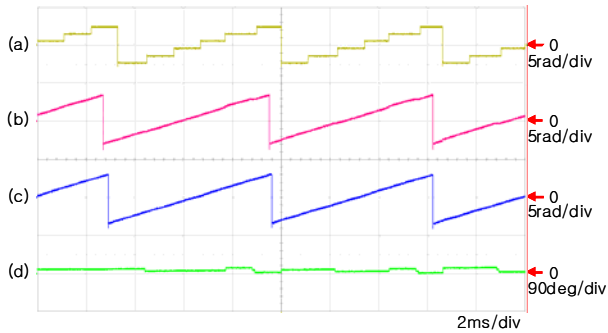


그림 5 회전자 위치신호 (a) θ_h , (b) $\hat{\theta}_e$, (c) θ_e , (d) 추정각 오차
 Fig. 5 Rotor position signal (a) θ_h , (b) $\hat{\theta}_e$, (c) θ_e , (d) estimated angle error $\theta_e - \hat{\theta}_e$

전동기 회전자의 각속도 및 위치는 홀센서를 이용하여 검출하였다. 그림 5는 전동기를 1,500rpm으로 운전하고 있는 상태에서 홀센서를 통해 구한 회전자 전기각 θ_h , 식 (9)에 의해 추정된 회전자 전기각 $\hat{\theta}_e$, 그리고 위치 분해능 1,000 PPR의 엔코더를 이용하여 검출한 회전자 전기각 θ_e 를 나타낸 것이다. 추정된 회전자의 전기각 $\hat{\theta}_e$ 는 엔코더를 이용해 검출한 θ_e 에 비해 맥동이 포함되어 있는 데, 이것은 홀센서의 출력 신호가 일정하지 않아서 식 (8)에 의해 계산된 순시 속도에 맥동이 포함되기 때문이다. 전동기 제어를 위한 회전자 전기각 정보로는 추정된 $\hat{\theta}_e$ 를 사용하였다.

그림 6은 추정된 d축 전류를 이용하여 전압 위상각 제어를 수행하면서 대략 0.52Nm 부하조건에서 전동기의 회전 속도를 1,000rpm으로 제어했을 때의 실험 파형이다. 그림 6에서 (a)는 d축 전류로 상전류를 A/D 변환한 후에 엔코더를 이용해 얻은 회전자 전기각 θ_e 를 이용하여 구하였고, (b)와 (c)는 추정된 d축 전류이다. (b)의 경우는 테드타임의 영향을 고려한 식 (21)을 이용하여 추정한 것이고, (c)의 경우는 테드타임의 영향을 고려하지 않은 식 (6)을 이용하여 추정한 것이다. 테드타임의 영향을 고려함으로써 정확한 d축 전류 추정이 가능하고, 이를 이용한 전압 위상각 제어에 의해 d축 전류가 0으로 제어되고 있음을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 위상각 θ_{angle} 계산을 위한 적분 이득을 각각 0.2, 0.4로 설정하고 속도 지령을 1,000rpm에서 2,000rpm으로 변화시켰을 때의 실험 파형으로, 2,000rpm 운전 조건에서 부하는 대략 0.87Nm이다. d축 전류 추정을 위해 테드타임의 영향을 고려한 식 (21)을 이용하였다. 속도가 변화하는 과도 상태에서는 d축 전류가 0으로 제어되지 못하는 구간이 존

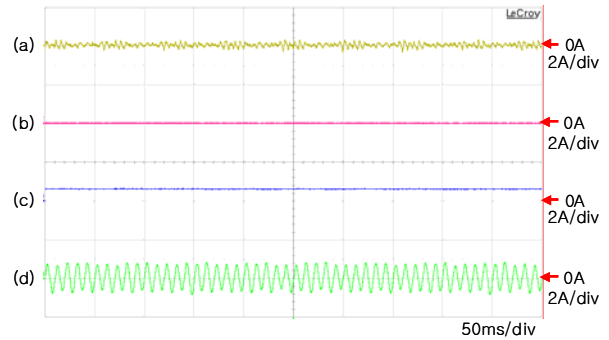


그림 6 전류 파형 (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) \hat{i}_d , (d) 상전류
 Fig. 6 Current waveforms (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) \hat{i}_d , (d) phase current

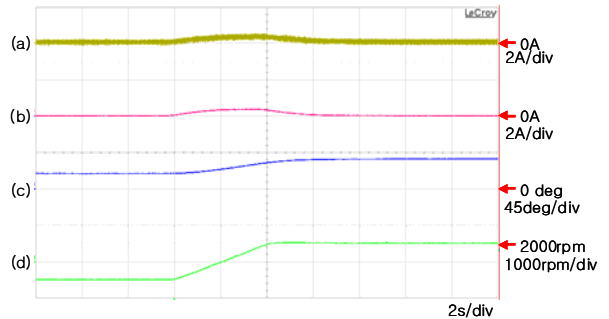


그림 7 실험 파형 (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) θ_{angle} , (d) 속도 응답
 Fig. 7 Experimental waveforms (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) θ_{angle} , (d) speed response

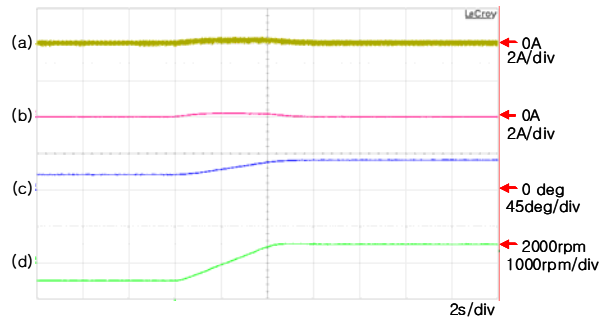


그림 8 실험 파형 (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) θ_{angle} , (d) 속도 응답
 Fig. 8 Experimental waveforms (a) i_d , (b) \hat{i}_d , (c) θ_{angle} , (d) speed response

재하는 데, 이것은 θ_{angle} 계산을 위한 적분기에서의 지연으로 인한 것이다. 그림 8과 같이 θ_{angle} 계산을 위한 적분기의 이득을 증가시킴으로써 과도 상태 응답 특성을 다소 개선할 수 있으나, 과도 상태에서의 응답 지연으로 인해 본 논문에서 제안하는 단위 전류 당 최대

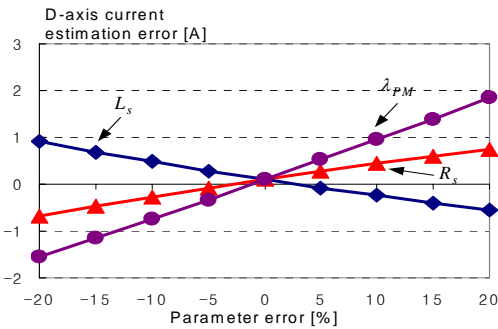


그림 9 제정수 변동에 의한 d축 전류 추정 오차
Fig. 9 D-axis current estimation error due to parameter variations

토크 운전 방법은 빈번한 가감속 운전을 하지 않는 응용 분야에 적용하는 것이 적합하다.

식 (21)에 의한 d축 전류 추정에는 전동기의 제정수 변동을 고려하지 않고 있다. 전동기의 권선 저항과 역기전력 상수는 온도에 따라 변화하고, 인덕턴스는 전류에 따라 변화한다. 또한, 데드타임에 의한 전압 오차도 전동기의 운전 조건에 따라 변화한다. 따라서 전동기 및 인버터의 제정수 변동을 고려하지 않으면 식 (21)에 의한 d축 전류 추정에는 오차가 포함되게 된다. 그림 9는 실험에 사용된 전동기를 기준으로 600 rpm, 4.57 Nm 부하조건에서 전동기의 제정수(저항, 인덕턴스, 역기전력 상수)에 오차가 있을 때 d축 전류의 추정 오차를 PSIM 시뮬레이션을 통해 구한 결과이다. 전동기 제정수 변동에 의한 d축 전류 추정에 오차가 발생하면 전동기의 운전 점은 단위 전류 당 최대 토크 운전 점에서 벗어나게 된다. 전동기의 인덕턴스는 전류의 크기에 따라 변화하므로 전류에 따른 인덕턴스 변화를 테이블로 저장하고, 추정된 전류를 기준으로 전류 추정식에 사용되는 인덕턴스 값을 보정함으로써 인덕턴스 변화에 따른 전류 추정 오차를 보상할 수 있다.^[5] 저항 및 역기전력 상수는 온도에 따라 변화하므로, 온도 변화에 따른 전류 추정 오차를 보상하기 위해서는 전동기의 온도를 별도로 검출할 필요가 있다.

5. 결 론

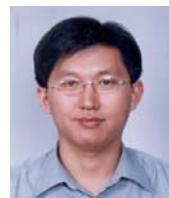
본 논문에서는 저분해능 위치 센서를 갖는 표면부착형 영구자석 동기전동기에서 전류 검출 또는 전류 제어 기능 없이 추정된 전류를 기준으로 단순히 전압 지령의 위상각만을 조절하여 단위 전류 당 최대 토크 운전을 구현할 수 있는 제어 방법을 제안하였다. 또한

데드타임의 영향을 분석하고, 이를 기반으로 데드타임에 의한 전류 추정 오차를 보상하는 방법을 제시하였고, 실험을 통하여 정상 상태 및 과도 상태에서 제안된 단위 전류 당 최대 토크 제어기의 동작 특성을 확인하였다. 본 논문에서 제안한 방식은 전류 검출 또는 전류 제어 없이도 단위 전류 당 최대 토크 운전이 가능하기 때문에 저가 구현이 중요한 가전과 같은 응용 분야에 적합하다. 향후 전동기 제정수 변동에 의한 전류 추정 오차 보상에 대한 추가적인 연구가 요구된다.

참 고 문 헌

- [1] Industrial Environment Research Report for Small Motor, KETI, 2002.
- [2] 이광운, “영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전 점 추적 제어”, *전력전자학회 논문지*, 제12권, 제4호, pp. 291-299, 2007. 8.
- [3] 설승기, *전기기기 제어론*, 브레인코리아, 2002.
- [4] TB6556F/FG datasheet. [On-line] available: <http://www.datasheet4u.com>.
- [5] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, “High-Performance Current-Sensorless Drive for PMSM and SynRM With Only Low-Resolution Position Sensor”, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 39, No. 3, pp. 792-801, 2003, May/June.
- [6] D. Leggate and R.J. Kerkman, “Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 2, pp. 191-197, 1997, April.
- [7] J.W. Choi and S.K. Sul, “Inverter Output Voltage Synthesis using Novel Dead-Time Compensation”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 221-227, 1996.
- [8] 김현수, 윤명중, “온라인 전향 데드타임 보상기법”, *전력전자학회 논문지*, 제9권, 제3호, pp. 267-274, 2004. 6.

저 자 소 개



이광운(李光雲)

1971년 1월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2000년~2002년 삼성종합기술원 MEMS Lab. 전문연구원. 2002년~2007년 삼성전자 생활가전총괄 책임연구원. 2007년~2008년 고려대 BK21연구교수. 2008년~현재 목포해양대 해양전자통신공학부 전임강사.