

회전자 위치센서 없는 동기전동기의 고속 운전 성능 개선

Performance Improvement of High Speed Operation for Sensorless based Synchronous Machine

정영석^{1*}

Young-Seok Jung^{1*}

〈Abstract〉

The performance improvement in the high speed region for the sensorless based synchronous machine drive is discussed in the paper. Conventional dynamic overmodulation method in the vector controlled AC driver requires some calculation of maximum amplitude of the applying voltage vector to limit its amplitude, which leads to increase the calculation time of microprocessor. For low performance microprocessor, this might be impossible to complete the control loop within limited control time. Thus, to reduce the calculation time, the constantly limited amplitude for applying voltage vector is tried in this paper to drive sensorless based synchronous motor. Certainly, there exists some errors in amplitude and phase angle between inverter voltage and calculating voltage in the sensorless algorithm. But, this errors are too small to prevent the high speed sensorless operation within overmodulation region. The validities of the proposed method is proved by the experimental results.

Keywords : Sensorless Control, Synchronous Machine, Overmodulation

^{1*} 정회원, 교신저자, 부경대학교 기계설계공학과,
E-mail: yousjung@pknu.ac.kr

^{1*} Corresponding Author, Department of Mechanical Design
Engineering, Pukyong National University

1. 서론

최근 차량에 사용되는 직류전동기를 교류전동기로 대체하여 차량의 효율성 및 유지보수성 등을 향상시키는 노력을 지속적으로 진행하고 있다. 이들 중 전동팬의 경우 영구자석을 활용한 회전자 위치센서 없는 동기전동기의 활용 사례가 증가하고 있는 상황이다. 회전자 위치 센서를 사용하지 않음에 따라 비용절감 및 유지보수성 향상이 이루어진다.

전동팬 특성상 회전수가 증가하면 부하도 같이 증가하게 되어 약계자 제어에 의한 효과와 더불어 추가적인 과변조에 의해 고속운전의 성능이 개선될 수 있다. 과변조는 V/f제어에 적용 가능한 정적 과변조방식과 벡터제어에 적용되는 동적 과변조방식이 있으며 전동팬은 벡터제어를 적용하므로 동적 과변조기법을 적용한다[1]-[5]. 동적 과변조기법은 인가하는 전압벡터가 전압 한계 영역인 육각형 영역을 벗어날 경우 인가하는 전압을 육각형의 가장자리를 따라 제어되게 하는 방식이다.

본 논문에서는 센서리스 제어가 적용된 동기팬 전동기의 고속운전 성능 개선을 위한 과변조 방식에 대해 살펴본다. 인버터에 의해 인가 가능한 전압벡터의 한계영역인 육각형 가장자리로 전압벡터를 제한하지 않고 인가 전압 벡터의 최대 크기 제한만으로도 같은 고속 운전이 가능함을 보인다. 전압벡터가 육각형 가장자리로 제한될 경우 전압벡터의 크기가 비선형성을 가지며 이에 따른 마이컴의 계산량이 증가하나 그 크기를 일정 값으로 할 경우 계산량을 줄일 수 있어 저성능의 마이컴 응용에 더욱 용이하다. 하지만 센서리스 알고리즘에서 사용하는 전압벡터의 정보가 실제 인버터에 의해 인가되는 전압벡터와 약간의 오차가 발생하게 되지만 고속구간에서의 회전자 위치추정 성능은 그대로 유지됨을 확인한다.

2. 센서리스 알고리즘

그림 1은 정지좌표축(a-b)과 동기회전좌표축(d-q) 및 회전자 위치(θ)와의 관계를 나타낸 것이다. 동기전동기의 모델식은 정지좌표계(a-b축)에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{\alpha\beta} = r_s i_{\alpha\beta} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} \tag{1}$$

여기서 $V_{\alpha\beta} = [V_\alpha V_\beta]^T$ 로 인버터에 의해 모터에 인가되는 $\alpha - \beta$ 축 상전압, r_s 는 모터 권선 저항, $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha i_\beta]^T$ 는 $\alpha - \beta$ 축 모터 권선 전류, $\lambda_{\alpha\beta} = [\lambda_\alpha \lambda_\beta]^T$ 는 $\alpha - \beta$ 축 자속을 나타낸다. 그리고 동기회전 좌표축(d-q축)에서의 자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_f = L_d i_d + \lambda_{act} \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 λ_f 는 영구자석에 의한 쇄교자속량이고, $\lambda_{act} = \lambda_f + (L_d - L_q) i_d$ 이며, 식 (2)를 $\alpha - \beta$ 축의 값으로 변환하면 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda_{\alpha\beta} = L_q i_{\alpha\beta} + \lambda_{act} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \tag{3}$$

식 (1)과 (3)으로부터 회전자 위치를 얻기 위한 자속관측기는 다음과 같이 구성한다.

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_\alpha &= \int V_\alpha - r_s i_\alpha dt \\ \hat{\lambda}_\beta &= \int V_\beta - r_s i_\beta dt \\ \hat{\theta} &= \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_\beta - L_q i_\beta}{\hat{\lambda}_\alpha - L_q i_\alpha} \right) \end{aligned} \tag{4}$$

3. 과변조 기법

그림 2는 공간전압 PWM(SVPWM) 사용을 위한 전압벡터 합성 및 과변조 영역을 나타낸 것이다. 원하는 전압($V_s = |V|e^{j\alpha}$)을 얻기 위해 인버터에서 인가 가능한 두 전압벡터(V_1, V_2)를 사용할 수 있으며, 각 벡터의 인가 시간(T_1, T_2)을 조절함으로써 원하는 전압벡터를 얻을 수 있다. 여기서 각 벡터의 인가 시간은 식 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$T_1 = T_s \frac{3|V|}{2V_{dc}} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (5)$$

$$T_2 = T_s \frac{3|V|}{2V_{dc}} \frac{\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

여기서 T_s 는 PWM 주기이다. 그리고 육각형의 가장자리는 $T_1 + T_2 = T_s$ 일 때이다. 육각형 내부가 인버터에서 인가 가능한 전압범위이며 circle 1은 왜곡 없이 인가 가능한 정현파의 최대영역을 나타낸다. 인가 가능한 전압벡터의 최대 전압은 $2/3 V_{dc}$ 이므로 왜곡 없이 인가 가능한 전압벡터의 최대 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다.

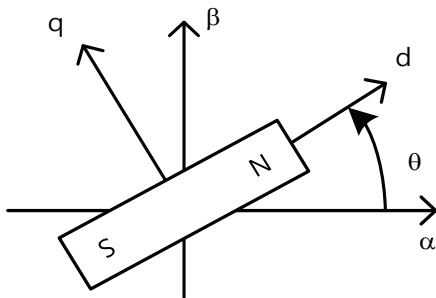


Fig. 1 Definitions of stationary(a-b) and synchronously rotating(d-q) reference frames

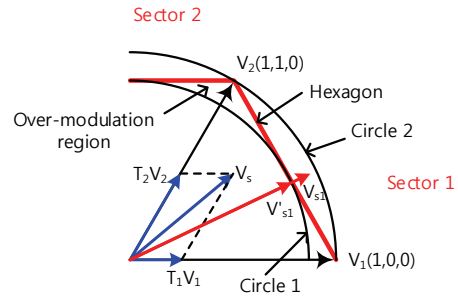


Fig. 2 Over-modulation regions and voltage synthesis for SVPWM

과변조 영역은 circle 1의 외부와 육각형(Hexagon)의 내부 영역이 되며 인가 전압이 이 영역의 전압을 요할 경우 과변조가 필요하다. 만약 요구 전압(V_{s1})이 육각형의 외부이면 인가 전압을 만들 수 없어 육각형의 가장자리로 제한(V_{s1})하게 되는 데 이 방식이 동적 과변조기법이다. 전압의 크기를 제한하기 위해서는 인가 전압의 위상각(α)에 따른 전압벡터의 최대값을 계산할 필요가 있어 추가적인 계산시간이 요구하게 된다. 위상각에 따른 최대크기는 다음과 같이 계산된다.

$$V_{max}(\alpha) = \frac{2}{3} \frac{3\cos(\alpha) - \sqrt{3}\sin(\alpha)}{4\cos^2(\alpha) - 1} V_{dc} \quad (6)$$

추가적인 계산시간은 저성능 마이컴을 기반으로 하는 제어시스템에는 불리한 조건이 될 수 있어 과변조 방식을 개선할 필요가 있다. 이에 요구 전압의 위상각에 따라 비선형적으로 크기를 제한하는 대신 일정크기로 제한함으로써 계산 시간을 단축할 수 있으나 센서리스 제어에 인가되는 전압벡터의 정보가 다른 전압벡터로 계산되어 지므로 전압벡터의 크기도 무한정 크게 할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 인가하는 전압벡터의 크기를 그림 2의 circle 2로 제한한다. 위상각에 관계없이 인가되는 전압벡터의 전압크기는 일정하므로 저성

능의 마이컴에도 큰 계산 부하를 주지 않음을 알 수 있으며, 원하는 최대 과변조 효과를 얻으면서도 전동팬의 센서리스제어에 크게 영향을 주지않고 회전자 위치정보가 제대로 얻어 짐을 확인하였다.

인가 전압을 circle 2로 제한하고 SVPWM 계산과정에 $T_1 + T_2 = T_s$ 의 조건을 만족하도록 T_2 의 크기를 먼저 계산하고 T_1 의 크기를 제한할 경우 제한된 전압벡터와 실제 인가되는 전압벡터간의 최대위상오차와 최대크기오차는 다음과 같다.

$$\theta_{err} = \tan^{-1}\left(\frac{\sin\alpha}{1 - \frac{\sin\alpha}{\sqrt{3}}}\right) - \alpha \quad (7)$$

$$V_{err} = \frac{2V_{dc}}{3}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{2}{\sqrt{3}}\sin\alpha + \frac{4}{3}\sin^2\alpha}\right)$$

그림 3은 제안한 방식의 과변조 기법에 의한 전압벡터의 수정된 인가방식을 나타낸 것이다. 인가전압벡터(V_s)가 circle 2보다 크므로 크기를 줄여주고(V_{sm}), SVPWM에서 T_1 의 값을 인가할 수 있는 최대값으로 보정하여 최종 인가되는 전압벡터를 V'_{sm} 으로 보정하는 과정을 나타내었다. 그림 4에는 인버터에서 각 상에 인가할 수 있는 최대 전압벡터크기인 $2/3 V_{dc}$ 에 대해 정규화된 전압벡터

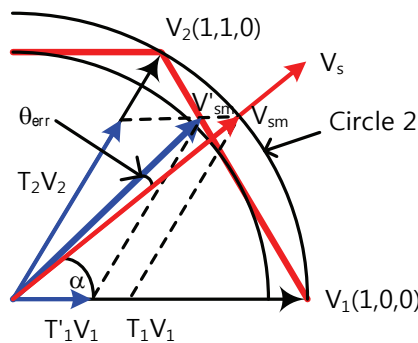
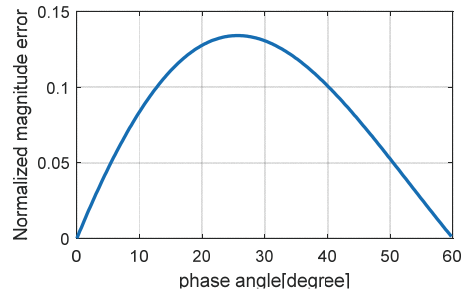
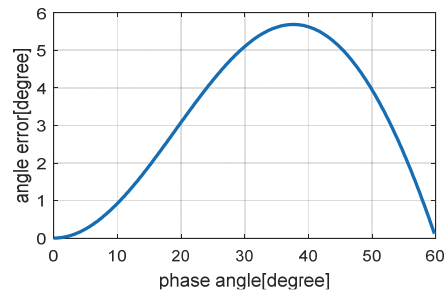


Fig. 3 Modification of voltage vector according to the proposed overmodulation algorithm



(a) Normalized magnitude error



(b) Phase angle error

Fig. 4 Normalized magnitude and phase angle errors for the proposed overmodulation algorithm

크기오차와 위상각 오차를 나타내었다. 전압크기의 최대오차는 13.4%이며 위상각 오차는 최대 5.7도이다.

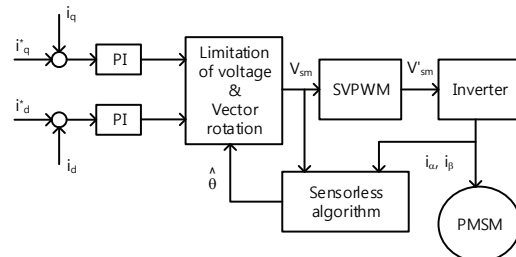


Fig. 5 Control block diagram of sensorless based PMSM driver

Table 1. Parameters of permanent magnet synchronous machine

Parameters	Value	Unit
DC link voltage : V_{dc}	10	V
PWM frequency : f_s	10	kHz
Inductance : L_q, L_d	120	μH
Phase resistance : r_s	7.5	$m\Omega$

4. 실험

이 장에서는 센서리스로 구동되는 동기전동기에 제안한 과변조 방식을 적용하여 그 효과를 검증하였다. 실험에 사용된 동기전동기의 파라미터는 표 1에 나타나 있다. 그림 5에는 센서리스 동기전동기 제어를 위한 제어 블록도를 나타내었다. 저성능 마이컴의 계산 부하를 줄여줄 수 있는 제안한 과변조 방식을 적용하는 전압제한, 전압벡터 회전 블록 및 SVPWM 블록이 나타나 있다.

과변조 운전을 하지 않을 경우의 운전 상황을 그림 6에 나타내었다. 전압벡터가 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 의 한계 조건에서 운전할 경우 최대 운전 속도는 대략

1998[RPM]이다. u상과 접지간의 전압파형으로부터 과변조 운전이 이루어지고 있지 않음을 확인할 수 있다. 그림 7에는 제안한 과변조 기법을 적용한 경우의 파형들을 나타내었다. u상과 접지간의 전압파형으로부터 과변조가 적용됨을 확인할 수 있으며 회전자 위치추정이 제대로 이루어져 정상 운전됨을 확인 가능하다. 과변조가 적용됨으로써 운전속도는 대략 3.6%정도 상승한 2070[RPM]임을 확인할 수 있다. 따라서 제안한 과변조 방식에 의해 저성능 마이컴의 계산 부하를 줄여주면서도 센서리스제어가 적용된 동기전동기의 고속운전 성능이 개선됨을 확인하였다.

5. 결론

본 논문에서는 벡터제어를 사용하는 센서리스 제어의 고속운전성능 개선을 위해 동적 과변조기법을 적용하였다. 기존 동적 과변조기법의 비선형적인 인가 전압벡터의 최대값 계산과정을 단순화하여 발생하는 전압벡터의 오차를 최소화할 수 있는 일정값으로 제한하여 적용하였으며 전압벡터의 크

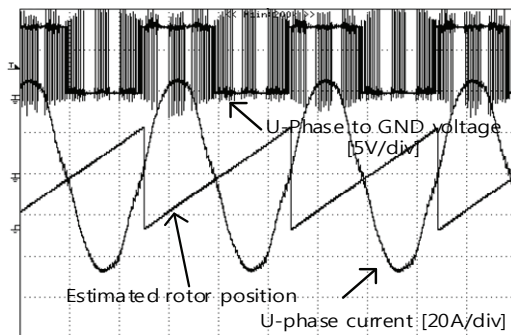


Fig. 6 Phase to ground voltage, estimated rotor position and phase current when the voltage vector is limited on circle 1 [2msec/div]

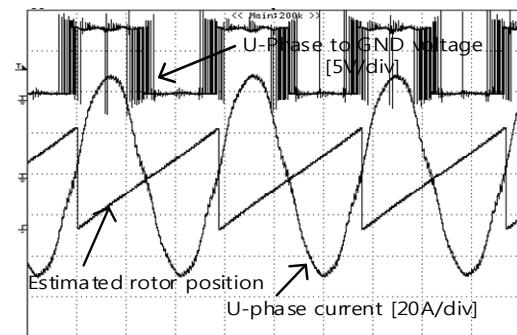


Fig. 7 Phase to ground voltage, estimated rotor position and phase current when the proposed overmodulation is applied [2msec/div]

기오차 및 위상오차가 대략 최대 13.4% 및 5.7도 발생하지만 고속영역에서의 회전자 위치 추정이 잘 이루어짐을 확인하였다. 제안한 방식은 복잡한 계산로직을 사용하기 어려운 저성능의 마이컴을 적용하는 제어시스템에 적합할 것으로 판단된다.

사 사

이 논문은 부경대학교 자율창의기술연구비(2017년)에 의하여 연구되었음

참고문헌

- [1] D. M. Lee, J. W. Jung and S. S. Kwak, "Simple Space Vector PWM Scheme for 3-level NPC Inverters Including the Overmodulation Region", Journal of Power Electronics, pp. 688-696, (2011).
- [2] J. H. Bae, Y. C. Kim, C. Y. Won, J. M. Choi and S. W. Ki, "A Output Voltage Linearization in Overmodulation Region of the Space Vector PWM", Journal of the Institute of Electronics Engineerings of Korea, vol. 36, no. 11, pp. 129-139, (1999).
- [3] D. M. Lee, J. H. Kim, H. S. Yang and J. W. Jung, "A Simple Static Overmodulation Scheme using Space Vector PWM Method", Journal of KIPE, vol. 16, no. 3, pp. 234-241, (2011).
- [4] J. P. Hwang, D. H. Yu, S. P. Ha, J. H. Lee and C. Y. Won, "Analysis of the ripple on the voltage modulation method in the overmodulation regions," Power Electronics Annual Conference, pp. 433-434, (2012).
- [5] Y. Y. Choi and S. H. Kim, "An Overmodulation Strategy for SVPWM Inverter", Power Electronics Annual Conference, pp. 135-138, (2000).