

3상 영구자석형 동기전동기의 구동을 위한 벡터 제어

문재은, 이태훈, 조영훈
건국대학교 전력전자연구소

Vector Control for Three Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System

Jaeun Moon, Taehoon Lee, Younghoon Cho
Konkuk Univ. KOPEL

ABSTRACT

This paper proposes a current control method in synchronous coordinate for vector control of PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor). In order to control the PMSM by MTPA(Maximum Torque per Ampere), it is necessary to generate the rotating magnetic field to be 90° with the magnetic field of the rotor, and the current control is necessary. To apply the current control to PMSM, the phase of the current command is also changed in accordance with the change of the position of the motor rotor. In this paper, the control of PMSM is performed through simulation using DC current command in synchronous coordinate system.

1. 서 론

PMSM는 다른 전동기와 비교했을 시 슬립현상이 없기 때문에 동기속도까지 고속으로 회전이 가능하며, 직류전동기나 권선형 유도전동기와는 달리 회전자에 브러쉬가 필요없으므로 마찰로 인한 손실이 없어 효율이 좋고 속응성이 좋다는 점 등의 여러 성능이 우수하기 때문에 최근 많은 사용이 이루어지고 있다.^[1]

PMSM를 제어하기 위해서는 토크와 비례성분인 전류 제어를 필요로 한다. 3상 고정좌표계에서 제어를 할 경우 abc상의 전류를 각각 제어해야 되며, 속도변화에 따른 전류지령의 주파수 변화시켜야 되는 어려움이 발생한다. 이를 d q축 회전좌표계 벡터제어를 진행할 경우 3상 교류형태의 지령을 2상의 직류형태 지령을 통해 제어가 가능하게 된다. 본 논문에서는 전동기의 수식적 모델과 3상 전류지령을 d q 회전좌표계로 변환 후 d q전류 지령을 이용한 전동기의 모의실험을 통해 검증하였다.

2. SPMSM의 벡터제어

2.1 좌표변환 및 SPMSM의 전압모델링

벡터제어를 할 경우 3상의 전류 제어를 2상의 직류 전류를 통해 제어가 가능해진다. 이를 위해 3상전류를 회전좌표계인 d q축으로 변환이 필요하다. 회전좌표계에서 영구자석의 방향을 d축으로 지정하여 회전좌표계가 자속의 회전 속도와 같이 회전하도록 한다. 전류의 cos성분은 d축 성분에 해당하며 sin

성분은 q축에 해당된다. 이를 행렬 $T(\theta_r)$ 로 표현되며 회전자표계로 변환하는 행렬 $T(\theta_r)$ 을 이용하여 변환한다. 식은 다음과 같다^[2].

$$T(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\widetilde{i}_{dq} = T(\theta_r) \widetilde{i}_{abc} \quad (2)$$

전류지령을 이용하기 위해 전동기의 모델의 이해가 필요하다. PMSM은 유도 전동기와 동일하게 3상 교류 전원으로 인해 회전자계를 만들기 때문에 고정자회로의 등가회로가 동일하다. 회전자회로는 영구자석으로 되어있으므로 별도의 회로가 존재하지 않는다. 따라서 고정자의 회로 전압 방정식과 쇠교자속식을 보게 되면 다음과 같다^{[1],[2]}.

$$\widetilde{v}_{abc} = R_a \widetilde{i}_{abc} + \frac{d\widetilde{\lambda}_{abc}}{dt} \quad (3)$$

$$\widetilde{\lambda}_{abc} = \widetilde{L}_s \widetilde{i}_{abc} + \phi_f \quad (4)$$

위 식에서 \widetilde{L}_s 를 보자면 SPMSM은 일정한 공극을 갖는 원통형이므로 대칭적으로 갖는 자기 인덕턴스와 상호인덕턴스의 값은 3상이 모두 동일하다. 따라서 \widetilde{L}_s 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\widetilde{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A \end{bmatrix} \quad (5)$$

L_{ls} = 자화 인덕턴스

L_A = 누설 인덕턴스

위 전압식을 전류의 변환과 동일하게 ω_r 로 회전하는 좌표계로 변환하면 아래 식이 유도된다.

$$v_d = R_a i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_r \lambda_q$$

$$v_q = R_a i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \quad (6)$$

$$\lambda_d = L_s i_d + \phi_f$$

$$\lambda_q = L_s i_q \quad (L_d = L_q) \quad (7)$$

이 경우 원통형 회전자로 인한 \tilde{L}_s 을 변환하게 되면 $L_d = L_q$ 의 관계를 가진다.

2.2 전류와 토크의 관계 및 PI제어기 구성

전동기에서의 출력토크는 입력전력에서 동손이 제외된 출력전력과 관련된다. 출력전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{out} = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) - \frac{3}{2}R_a(i_d^2 + i_q^2)$$

$$= \frac{3}{2}\left(i_d \frac{d\lambda_d}{dt} + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_r(L_d - L_q)i_d i_q + \omega_r \phi_f i_q\right) \quad (9)$$

위 식에서 ω_r 로 나누어 토크 계산 시 원통형 영구자석을 이용하기 때문에 토크턴스 토크가 0이 되어 제외된다. 결과적으로 SPMSM의 토크 값은 아래와 같다.

$$T = \frac{P}{2} \phi_f i_q \quad (10)$$

P : 극수(pole)

토크의 수식에 의하면 i_q 에 의해서만 영향을 받으므로 i_d 의 값을 0으로 제한한다. 인버터로 인해 흐르는 전류와 제어하는 i_q 의 오차가 0이 되도록 PI제어기를 통해 제어를 해준다. PI제어기는 그림 1와 같이 구성되며 전압 모델링에서 상호 인덕턴스로 인한 기전력은 외란에 해당되므로 전압보상을 통해 보다 정확한 제어를 돕도록 했으며 제어를 통해 나온 v_d^* , v_q^* 의 값이 역변환 후 PWM 인버터를 통해 전동기에 주입된다. PI제어기의 Gain은 값은 다음과 같이 대역폭을 결정하는 주파수와 소자의 값으로 결정된다.

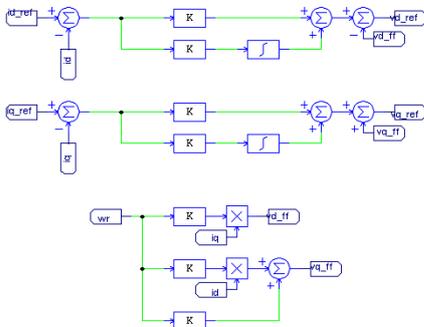


그림 1 Psim을 이용한 PI제어기
Figure 1 PI controller using Psim

2.3 simulation

PSIM 시뮬레이션 툴을 이용하여 구현할 경우, 소자의 값을 표1로 지정한다. 시뮬레이션의 시스템 과정은 그림 2와 같이 이루어진다. 시뮬레이션의 결과는 그림 3과 같이 전류의 주파수가 올라감에 따라 회전속도 또한 전류제어에 의해 동기속도로 회전속도가 올라감을 볼 수 있다.

표 1 SPMSM의 소자값 및 극수

Table 1 Parameter values and pole number of SPMSM

R_s	0.8143
L_d	8.237m
L_q	8.237m
P	2

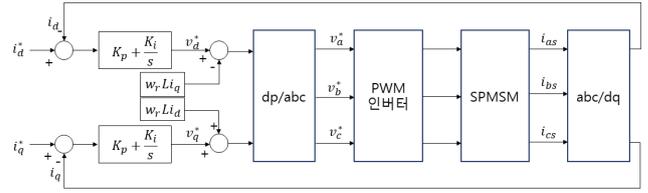


그림 2 벡터 전류 제어 시스템
Figure 2 Vector current control system

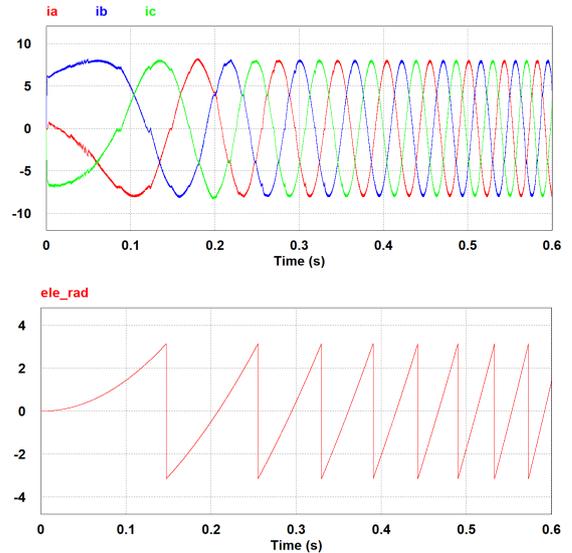


그림 3 3상전류 및 전기각 시뮬레이션 결과
Figure 3 Simulation Results of 3 phase current and electrical angle

3. 결론

벡터제어를 통해 영구자석 동기전동기를 구동시키고자 한 이 연구 목적에 따라 위 시뮬레이션 결과를 통해 벡터제어를 할 경우, 영구자석으로 인해 자속의 위치를 쉽게 알 수 있으며 간단히 직류 전류 i_q 을 통해 3상전류를 쉽게 제어하여 구동을 시킬 수 있다. 뿐만 아니라 순시 토크제어에 탁월함을 알 수 있다. 허나 시뮬레이션에서 초기 부분 전류가 흔들리는 현상을 볼 수 있어 이를 제어할 수 있는 부가적인 방법이 필요할 것으로 보인다.

이 논문은 2017년도 정부(교육부)의 산업연계 교육활성화 선도대학(PRIME) 사업에서 지원을 받아 수행된 연구임

이 논문은 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 공학 교육혁신지원사업 『공학교육혁신센터』 사업으로 수행된 연구임

참고 문헌

[1] S. H. Kim, DC, AC, BLDC Motor Control, Bogdoon Publishing Company, pp. 176-227, 2014
[2] Kaushik Jash, Prof. Pradip Kumar Saha, Prof. Goutam Kumar Panda, "Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based On Sinusoidal Pulse Width Modulated Inverter with Proportional Integral Controller", Int. Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 3, Issue 5, 2013, Sep Oct, pp. 913-917