

영구자석 동기전동기의 모델 추종 위치제어

*윤 병도 *김 윤호 **김 기용 *이 인용* 윤 명균
*중앙대학교 **서울산업대학

Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor
Using Model Following

*Byung-Do Yoon, *Yoon-Ho Kim, **Ki-Yong Kim, *I.Y.Lee°, *M.K.Yoon
*Dept. of Electrical Eng. Jung-Ang Univ. **Seoul-Sanup Univ.

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) has merits in both simple electrical controllability of dc motor and mechanical reliability of ac motor by applying vector control. The vector control method orients the armature current phasor to be perpendicular to the permanent magnet rotor flux in a two-axis coordinate frame, and provides control characteristics that are similar to those of separately excited dc motors.

This paper presents a simple model following scheme for position control of PMSM fed by hysteresis current-controlled PWM inverter. The simulation results show the validity of the proposed control method.

1. 서론

최근 제어기술의 발전과 더불어 반도체 기술의 향상, 회전자 위치 센서와 희토류 자석 물질의 개발로 인해 브러시가 없으면서도 직류 전동기의 특성을 갖는 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)가 소형, 고효율, 저관성등의 장점으로 인해 로보트제어 및 공장자동화등 고성능 서보계에 널리 사용되고 있다 [3][5]. 벡터제어(또는 Field oriented control:FOC)는 고정자 전류 벡터를 q축 전류성분 i_q 와 d축 전류성분 i_d 로 분리하여 각각의 벡터를 제어함으로써 타여자 직류 전동기의 특성과 유사한 제어 특성을 얻고자 하는 제어이다 [2].

본 논문에서는 전압원 인버터를 사용한 표면형 영구자석 동기전동기(SPM)의 위치제어를 위해서 벡터 제어를 이용한 간단한 모델 추종제어(Model following control)시스템을 구성하였다. 시뮬레이션을 통하여 구성된 시스템의 타당성을 검증하였다.

2. 영구자석 동기전동기의 이론적 고찰

일반적으로 고정자와 회전자 축에 다상권선을 갖는 회전기는 과도현상과 서보 운전 상태에 대한 특성을 d-q축의 2상 권선으로 변환한다. 정지한 평형 3상 변환을

입의 각속도 ω 로 회전하는 기준 좌표계로 변환하는 변환식은

$$f_{qds} = K_a f_{abc} \quad (2.1)$$

여기서,

$$(f_{qds})^T = [f_{qs} \ f_{ds} \ f_{os}]$$

$$(f_{abc})^T = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]$$

이며 K_a 은 2상과 3상 변환행렬이며 다음과 같다.

$$K_a = 2/3 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$(K_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta-2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

여기서, $\theta(0)$ 는 $t=0$ 일때의 초기 위상이고 $\theta(t)$ 는 식 (2.4)와 같다.

$$\theta(t) = \int \omega(t)dt + \theta(0) \quad (2.4)$$

영구자석의 자속은 일정하므로 고정자에 대한 전압 방정식만 유도하면 되고 식 (2.5)와 같다.

$$v_{abc} = r_a i_{abc} + p \lambda_{abc} \quad (2.5)$$

여기서

$$r_a = \text{diag} [r_a \ r_b \ r_c]$$

$$\lambda_{abc} = L_a i_{abc} + \lambda_m$$

이며, λ_{abc} 는 고정자의 각 상을 채교하는 자속이고 또 회전자의 자속 방향이 고정자의 a상 전류 벡터 방향과 이루는 전기각을 θ_0 라고 하고, 회전자의 영구자석에 의해 고정자 각 상의 권선에 채교되는 자속의 크기를 λ_m 이라고 하면

$$\lambda_m = \lambda_m [\sin\theta_0 \ \sin(\theta_0-2\pi/3) \ \sin(\theta_0+2\pi/3)]^T \quad (2.6)$$

이며 정현적으로 분포되어 있다.

d-q 변환된 영구자석 동기전동기의 전압 방정식은 식 (2.7)과 같다.

$$V_{dqos} = R_s i_{dqos} + \omega_e \lambda_{dqos} + p \lambda_{dqos} \quad (2.7)$$

여기서

$$\lambda_{dqos} = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0]^T$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} \quad (2.8)$$

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (2.9)$$

식 (2.8), (2.9)를 식 (2.7)에 대입하고 영상분을 제외하면 d-q성분에 의한 전압 방정식은

$$V_{qs} = (R_s + pL_q) i_{qs} + \omega_e L_d i_{ds} + \omega_e \lambda_m \quad (2.10)$$

$$V_{ds} = (R_s + pL_d) i_{ds} - \omega_e L_q i_{qs} \quad (2.11)$$

영구자석 동기전동기의 입력은 식 (2.12)와 같다.

$$P_{in} = [V_{abcn}]^T [i_{abcn}]$$

$$= 3/2 (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$$

$$= 3/2 [R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + (pL_d) i_{ds}$$

$$+ (pL_q) i_{qs} + \omega_e (\lambda_d i_{qs} - \lambda_q i_{ds})]$$
(2.12)

여기서 3/2는 2상 모델과 3상 모델간의 전력 변환 계수이고 P는 극수이다. 식 (2.12)에서 전동기의 기계적 출력은 식 (2.13)과 같다.

$$P_m = T_e \omega_m = \frac{3}{2} \omega_e (\lambda_d i_{qs} - \lambda_q i_{ds}) \quad (2.13)$$

여기서

$$\omega_m = \frac{2}{p} \omega_e \text{ 이고,}$$

ω_m 은 기계적 각속도, ω_e 은 전기적 각속도이다.

발생토크는 식 (2.14)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_{qs} - \lambda_q i_{ds}) \quad (2.14)$$

식 (2.8), (2.9)를 식 (2.14)에 대입하면 식 (2.15)와 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}] \quad (2.15)$$

한편 전동기의 토포르식은 식 (2.16)과 같다.

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (2.16)$$

여기서, J는 관성모멘트, B는 점성 마찰계수, T_L 은 부하 토포르이다.

식 (2.10), (2.11), (2.16)을 상태방정식 으로 표현하면 다음과 같다.

$$p i_{qs} = [V_{qs} - R_s i_{qs} - (L_d i_{ds} + \lambda_m) \omega_e] / L_q \quad (2.17)$$

$$p i_{ds} = [V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_e L_q i_{qs}] / L_d \quad (2.18)$$

$$p \omega_m = [T_e - B\omega_m - T_L] / J \quad (2.19)$$

그림 1은 평형, 정현파 표면형 영구자석 동기전동기의 정상상태에서의 d-q 변환에 의한 기본파 성분에 대한 벡터도를 나타낸다.

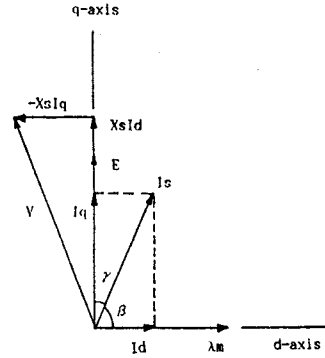


그림 1. 표면형 영구자석 동기전동기의 벡터도

Fig. 1. Vector diagram of SPMSM.

그림 1에서 E는 회전자 영구자석에 의해 고정자측에 유지되는 전압이고, E의 크기는 직류 전동기에서의 유지 전압과 같이 회전자의 속도와 영구자석에 의해 생기는 자속의 크기에 비례한다.

$$E = k \lambda_m \omega_e \quad (2.20)$$

토포르는 파워를 기계적인 각속도로 나눈 값이므로 식 (2.21)과 같다.

$$T_e = 3 \frac{E I_m \cos \gamma}{\omega_m} = 3 \frac{P}{2} \frac{E I_m \cos \gamma}{\omega_e} \quad (2.21)$$

식 (2.20), (2.21)에서 토포르는 식 (2.22)로 주어진다.

$$T_e = 3 \frac{P}{2} k \lambda_m I_m \cos \gamma \quad (2.22)$$

식 (2.22)에서 토포르는 직류 전동기에서와 같이 회전자의 영구자석에 의해 생성되는 자속과 고정자 전류의 크기에 비례하고, 고정자 전류와 유지 전압이 이루는 각(γ)의 cosine값에 비례한다. 영구자석 동기전동기의 회전자는 영구자석으로 구성되어 있으므로 회전자의 자속은 일정하고, 전류에 대한 토포르의 값을 최대화하기 위해 $\gamma = 0$ 으로하면 식 (2.22)에서 고정자의 전류의 크기에 의해 토포르를 직접 제어할 수 있다.

회전자의 자속과 고정자의 mmf사이의 각을 일정하게 유지하기 위한 고정자 전류의 벡터 제어는 고정자 전류를 d-q 변환했을때 토포르 성분을 나타내는 q상 전류(i_{qs})와 자화성분을 나타내는 d상 전류(i_{ds})의 크기를 제어함으로써 가능하다.

Field orientation 으로 회전자 자속은 d축에, 고정자 전류는 q축에 나타나 서로 직각을 이루므로 직류 전동기와 유사해진다. d축의 고정자 전류가 0 이므로 고정자 전류에

의해서 나타나는 자화나 감자 작용은 없고 d축에는 단지 영구자석에 의해 생성되는 자속의 크기만이 나타난다.

식(2.15)에서 d상 전류를 0으로 만들면 토크는 q상 전류에만 비례하게 되어 식 (2.23)와 같이 q상전류 만에 의해 토크를 제어할 수 있다.

$$T_e = K_t i_{q\alpha} \quad (2.23)$$

벡터 제어를 적용하므로써 다음과 같은 상태방정식이 얻어진다.

$$p i_{q\alpha} = [v_{q\alpha} - r_{\alpha} i_{q\alpha} - \lambda_m \omega_e] / L_{\alpha} \quad (2.24)$$

$$p \omega_e = \frac{P}{2} \frac{K_t}{J} i_{q\alpha} - \frac{B}{J} \omega_e - \frac{P}{2} \frac{T_L}{J} \quad (2.25)$$

식 (2.10), (2.16), (2.23)를 라플라스 변환하여 영구자석 동기전동기에 인가되는 전압 $V_q(S)$ 와 부하토크 $T_L(S)$ 에 대한 각속도 $\Omega_m(S)$ 의 변화를 구하면 식 (2.26)과 같고 그림 2에 나타내었다.

$$\Omega_m(S) = \frac{G1(S)}{1 + G1 H1} V_{q\alpha}(S) + \frac{G2(S)}{1 + G2 H2} T_L(S) \quad (2.26)$$

여기서

$$G1(S) = \frac{K_t / R_{\alpha} B}{(1 + \tau_{\alpha} S)(1 + \tau_m S)}$$

$$H1(S) = \frac{P}{2} \lambda_m$$

$$G2(S) = - \frac{1/B}{1 + \tau_m S}$$

$$H2(S) = - \frac{K_t \lambda_m / R_{\alpha}}{1 + \tau_{\alpha} S}$$

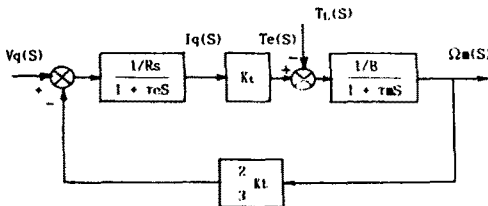


그림 2. 영구자석 동기전동기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of PMSM.

$T_L = 0$ 이라 놓고 본 논문에서 사용한 영구자석 동기전동기의 파라미터의 값을 대입하여 구한 전달함수는

$$\frac{\Omega_m(S)}{V_q(S)} = \frac{4.6}{1 + 0.023S} \quad (2.29)$$

$$\frac{\theta(S)}{V_q(S)} = \frac{4.6}{S(1 + 0.023S)} \quad (2.30)$$

이다.

3. 제어 시스템

모델 추종제어를 적용한 영구자석 동기전동기의 위치제어 시스템의 전체 블록도는 그림 3과 같다. 그림 4는 단순 블록도이다.

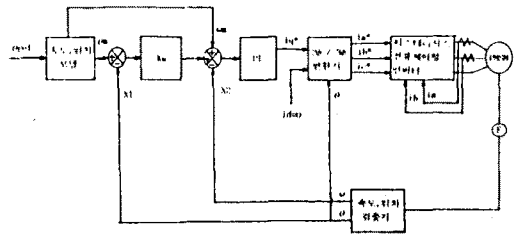


그림 3. 모델추종 제어를 적용한 PMSM 위치제어 시스템의 전체 블록도
Fig. 3. Complete block diagram of position control system for PMSM using model following control.

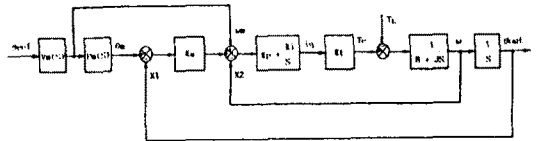


그림 4. 단순 블록도
Fig. 4. Simplified block diagram.

제어시스템의 동태 방정식은 식 (3.1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/K_t/2J \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ P/2J \end{bmatrix} d \quad (3.1)$$

$y = CX$

여기서

$$\theta = X_1$$

$$\dot{X}_1 = \theta = \omega = X_2 \quad u = i_q$$

$$X_2 = \omega \quad d = T_L$$

$$X = [\theta \ \omega]^T \quad C = [1 \ 0]$$

이다.

그림 4의 블록도에서 이득공식을 이용하여 전체 전달함수를 구하면 식 (3.2)와 같다.

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{ref}} = \frac{[K_n K_t V_m(S) (P_m(S) + 1)] [K_p S + K_i]}{S^2 [J S + B + K_t K_p] + [K_t + K_p] K_t S} \quad (3.2)$$

여기서 K_n , K_p 는 비례이득이고 K_i 는 적분이득이다. 스텝 명령이 입력에 인가되면, 시스템은 최소의 시간으로 스텝 명령을 따라간다. 이렇게 하면 큰 제어신호가 만들어져서 인버터가 포화될 수 있고, 또 응답이 진동을 할 수 있다. 이 문제를 해결하기 위해서 스텝명령을 받으면 그것을 기준 모델로 만든다. 그래서 시스템은 모델의 출력을 따라가게 되고 알맞는 모델을 선택하므로써 원하는 다이내믹을 얻을 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과

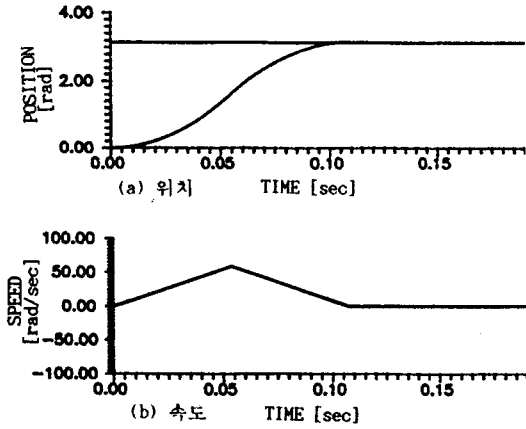


그림 5. $\theta_{ref} = 180^\circ$, 무부하 일때의 위치(a), 속도(b) 파형
 Fig. 5. Waveforms of position and speed at no load.
 ($\theta_{ref} = 180^\circ$)

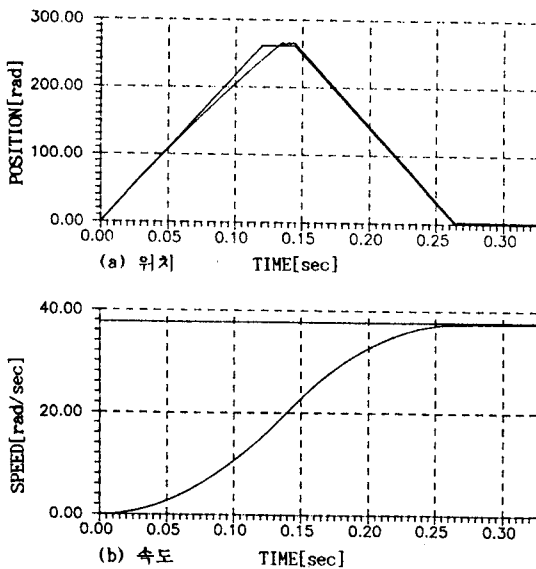


그림 6. $\theta_{ref} = 6$ 회전, 정격부하 일때의 위치(a), 속도(b) 파형
 Fig. 6. Waveforms of position and speed at rated load.
 ($\theta_{ref} = 6$ turns)

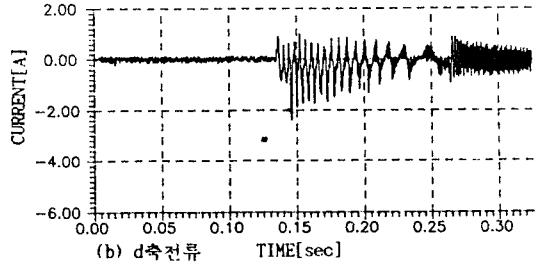
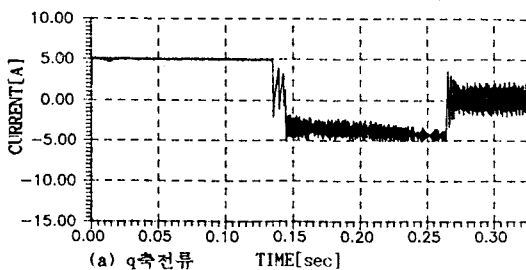


그림 7. $\theta_{ref} = 6$ 회전, 정격부하 일때의 i_q (a), i_d (b) 파형
 Fig. 7. Waveforms of i_q and i_d at rated load.
 ($\theta_{ref} = 6$ turns)

그림 6의 속도 파형에서 가속 및 정격속도시에 오차가 발생함을 볼 수 있는데, 이는 파라미터가 변화함에 따라서 이득도 비례해서 변화해야하는데 본 논문에서 사용한 PI제어기에서는 피할 수 없는 문제이다.

시뮬레이션에서 자화분 전류 i_d 는 d상전류 명령이 0 인데 대해 대체로 1.3[A]의 리플을 나타낸다. 이는 전류의 리플이 히스테리시스 밴드 폭과 인버터의 스위칭 주파수에 의해 그 크기가 결정되기 때문이다. 토오프가 q상전류 만으로 제어되기 위해서는 d상 전류가 0 이되어야 하므로 d상 전류의 리플을 줄여야 한다. 전류 리플을 줄이기 위해서는 인버터의 스위칭 주파수를 증가시키면 되지만, 이는 스위칭 소자의 한계생 때문에 제한이 있다.

4. 결론

본 논문에서는 영구자석 동기전동기에 벡터제어를 적용하여 타여자 직류전동기와 같은 상태방정식을 얻었다. 그리고 이를 이용하여 간단한 모델추종 제어를 위치제어에 적용했다. 시뮬레이션을 통해서 본 논문에서 제안한 제어 알고리즘이 영구자석 동기전동기에 잘 적용됨을 보였다.

향후 과제로, 영구자석 동기전동기의 비선형 방정식에 의한 제어가 요구되며 정상상태 오차와 파라미터 변화에 대한 연구가 필요하다. 또한 고성능 서보 시스템의 구현을 위하여 고속 연산기능을 가진 DSP등의 채용이 요구된다.

참고문헌

[1]윤 병도, 정 재문, 최신 전력전자 공학, 김영출판사, 1987
 [2]Tian-Hua Liu and Chang-Huan Liu "A Multiprocessor-Based Fully Digital Control Architecture for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives" IEEE Trans, on PE, Vol.5, No. 4, Oct 1990, pp.413-422
 [3] P.Pillay and Ramu Krishnan "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part 1:Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive" IEEE Trans, on IAS, Vol.25, No.2., Mar/Apr, 1989.
 [4] T.J.E Miller, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford Press, 1989
 [5] 김 기 용, "히스테리시스 전류 제어형 PWM인버터에 의한 영구자석 동기 전동기의 운전", 중앙대학교 박사학위 논문, 1990