

영구자석형 동기전동기를 위한 고조파 자속을 고려한 공간전압벡터 제어

Space Vector Control Considering Flux Harmonics for PMSM

°박익동, 이제희, 허욱열

인하대 전기공학과(Tel : +82-032-860-7394 ; Fax : +82-860-6442
Email : g9611089@inhavision.inha.ac.kr)

Abstracts Recently the development of motor speed control systems with both good dynamic performance and simple implementation has been required. The vector control scheme considering flux harmonics for the permanent-magnet AC servo motor having low inertia, low weight, and high efficiency is proposed. To reduce the torque harmonics, current harmonics is employed. The vector control strategy is verified through digital simulation.

Keywords PMSM, Vector Control, SPWM, Torque harmonics

2. 영구자석 동기전동기의 수학적 모델링

1. 서론

최근 영구자석형 AC서보시스템은 권선기, XY 테이블, 로봇, NC등 산업 자동화에 필수적으로 사용되고 있고 그 수요가 꾸준히 증가하고 있는 실정이다. 영구자석형 동기전동기는 회전자에 영구자석을 사용하므로 회전자에서 동순 및 철손이 거의 없고 고정자에 여자전류가 흐르지 않으므로 고정자에서의 손실이 감소되어 효율이 높다. 자속밀도가 높고 무게가 철심보다 가벼운 영구자석을 사용하므로 회전자의 관성이 작아 토크대 관성비 및 중량비가 커진다. 이러한 저관성, 소형, 고효율 등의 특징을 가진 영구자석형 동기전동기에 과도특성이 우수한 벡터제어 방식을 도입하여 우수한 과도특성과 정밀한 속도제어가 가능해진다.

모터의 공극 쇄교자속은 실제로는 순수한 정현파가 아니라 고조파 성분이 혼유되어 비정현적으로 나타나게 된다. 이러한 비정현 자속과 정현파 전류간에 상호작용으로 인해 토크 리플이 생기게 된다. 고속에서는 모터의 이너셔에 의해 상쇄될 수 있지만 저속 특히 감속기어 없이 직접구동 시에는 이 토크 리플이 심각하게 시스템의 성능을 저하시킨다.

본 논문에서는 영구자석 표면부착형 동기전동기에 대하여 고조파 쇄교자속을 고려하여 리플을 줄인 벡터제어 알고리즘 및 공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 서보운전용 속도제어 시스템을 설계한다.

시스템의 전류제어부를 구현하는데는 공간전압벡터 변조를 기법을 사용하는데 이 기법은 소프트웨어 알고리즘만으로 구현이 가능해 하드웨어가 간단해지고, 같은 DC Link 전압 하에서 SPWM의 경우보다 더 높은 출력전압을 낸다. d축 및 q축의 전류제어기로부터 공간전압벡터 PWM 기법을 적용하기까지의 알고리즘에는 전압분리제어 방식을 사용하여 전압방정식에서 d축 및 q축의 교차성분을 보상함으로써 각각을 독립적으로 처리할 수 있게 한다.

모의실험을 통해, 이 시스템이 응답속도가 빠르고 기준속도의 변화에 대한 과도응답 특성이 우수함을 확인한다. 따라서 제안된 시스템은 수치공작기계, 산업용 로봇, 항공우주산업 등과 같이 빠른 응답특성과 높은 정밀도를 요구하는 분야에 서보제어용으로서 효과적으로 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

영구자석 표면부착형 3상 동기전동기의 수학적 모델링을 위한 가정을 다음과 같이 한다.

- ①회전 계자형으로 고정자의 권선은 Y결선의 대칭분포이며 각 권선의 임피던스도 3상 대칭이다.
- ②회전자는 표면부착형이고 공극의 넓이는 일정하다.
- ③기동을 위한 보조권선이 없다.
- ④고정자 철심의 자화특성은 선형이며 철손은 무시한다.

2.1 고정자표계에서의 전압방정식

a상 전압의 초기 위상이 θ_i 라 하면 고정자의 각 상전압을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{sa}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} [V_s e^{j\omega t} + V_s^* e^{-j\omega t}] \\ v_{sb}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} [V_s e^{j(\omega t - \gamma)} + V_s^* e^{-j(\omega t - \gamma)}] \\ v_{sc}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} [V_s e^{j(\omega t - 2\gamma)} + V_s^* e^{-j(\omega t - 2\gamma)}] \end{aligned} \quad (1)$$

단, 여기서 $V_s = V_s e^{j\theta_i}$, $\gamma = \frac{2\pi}{3}$, V_s 는 상전압의 크기이다.

합성공간전압은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} v_s(t) &= \frac{2}{3} (v_{sa}(t) + av_{sb}(t) + a^2 v_{sc}(t)) \\ &= \sqrt{2} V_s e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2)$$

단, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

같은 방법으로 공간전류벡터와 공간쇄교자속벡터도 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_s(t) = \sqrt{2} I_s e^{j\omega t} \quad (3)$$

$$\phi_s(t) = \sqrt{2} \Phi_s e^{j\omega t} \quad (4)$$

단, $I_s = I_s e^{j\theta_i}$, $\Phi_s = \Phi_s e^{j\theta_i}$

단, R_s 는 각 상 고정자 저항이다. 공간벡터를 사용한 3상 고정자표계에서의 전압방정식은 다음과 같이 된다.

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + \frac{d \phi_s(t)}{dt} \quad (5)$$

고정자 권선의 자기인덕턴스를 L_s 라 하고 상호인덕턴스를 L_m 이라고 하면 고정자 권선의 쇄교자속벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\phi_s(t) = (L_s - L_m) i_s(t) + \phi_f e^{j\theta}, \quad (6)$$

단, 여기서 ϕ_f 는 영구자석이 발생하는 공극자속에 의한 고정자 권선의 쇄교자속이고, θ_f 은 고정자의 a상 전류벡터축으로부터 회전자의 자속축 방향까지의 전기적 각 변위이다.

$$v_s(t) = R_s i_s(t) + \frac{d}{dt} \{(L_s - L_m) i_s + \phi_f e^{j\theta}\} \quad (7)$$

2.2 동기 회전좌표계에서의 전압방정식

동기 회전좌표계의 dq좌표축은 동기속도로 회전하고 있으므로 이 좌표축에서 볼 때 동기속도로 회전하고 있는 고정자의 전류 및 전압벡터는 일정한 방향과 크기를 가지게 된다. 그림 1과 같이 고정좌표계($\alpha\beta$)와 회전좌표계(dq)로 나눌 수 있다.

고정좌표계로 표현된 전압벡터와 전류벡터를 회전좌표계로 표현한다.

$$\begin{aligned} i_s(t) e^{-j\omega_s t} &= \sqrt{2} I_s = i_{ds} + j i_{qs} \\ v_s(t) e^{-j\omega_s t} &= \sqrt{2} V_s = v_{ds} + j v_{qs} \end{aligned} \quad (8)$$

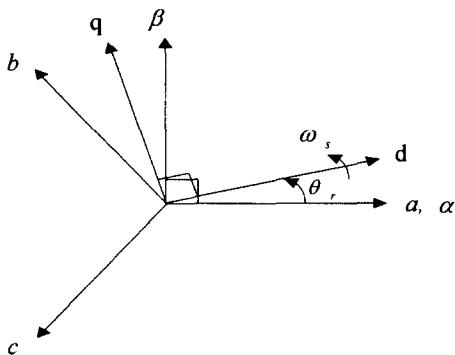


그림 1. 고정좌표계와 회전좌표계

Fig. 1. Stationary reference frame and synchronously rotation reference frame

식(7)의 양변에 $e^{-j\omega_s t}$ 를 곱해 실수부와 허수부를 분리하여 정리하면 다음식이 된다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_d - w_s \lambda_q \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_q + w_s \lambda_d \end{aligned} \quad (9)$$

여기서

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_{ds} + \phi_f - \phi_a \cos 6\theta, \\ \lambda_q &= L_q i_{qs} + \phi_a \sin 6\theta, \end{aligned} \quad (10)$$

3. 소프트웨어 공간전압벡터 PWM

삼각파 비교법은 하드웨어와 소프트웨어로 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있지만 선형제어 가능한 출력전압이 구형파 제어시의 기본파의 78.5%로 제한되어 역기전력이 높아지는 고속영역에서 전류제어가 원활하지 못하다.

공간전압벡터 변조법은 상전압을 기준으로 변조하는 삼각파

비교법과는 달리 3상의 기준전압을 벡터적으로 변환하여 변환한다. 3상 전압형 인버터에서 스위칭이 가능한 모드수는 8가지로 그림 2와 같이 2개의 전압벡터와 2개의 영전압벡터로 이루어 지며 각전압벡터크기는 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 으로서 정육각형이 된다. PWM이 이루어 지면 육각형 내부의 어느 한 점에 위치하고 양변의 전압벡터와 영벡터를 이용해 시간적으로 합성한다.

$$\int_0^T V^* dt = \int_0^{T_1} V(1) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V(2) dt + \int_{T_1+T_2}^T V(7) dt \quad (11)$$

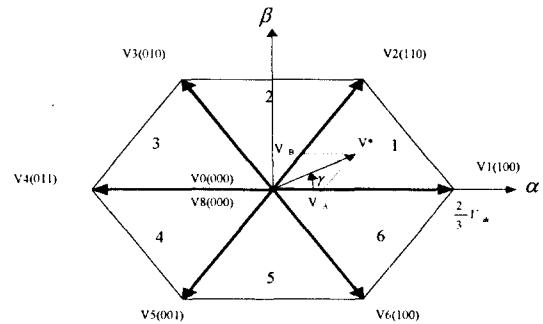


그림 2. 공간전압 벡터도

Fig. 2. Space voltage vector diagram

스위칭 주기가 짧다고 하면 스위칭 주기내에서 $V(1)$ 과 $V(2)$ 는 일정하다.

$$\begin{aligned} V^* T_s &= V(1) T_1 + V(2) T_2 \\ V^* &= V(1) \frac{T_1}{T_s} + V(2) \frac{T_2}{T_s} = V_A + V_B \end{aligned} \quad (12)$$

$V(1)$ 과 $V(2)$ 를 인가할 시간은 식(13)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} T_1 &= T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \gamma)}{\sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 &= T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \frac{\sin \gamma}{\sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (13)$$

단, $0 \leq \gamma < \frac{\pi}{3}$

식 (13)의 스위칭 시간 T_1, T_2 에서 γ 를 a 축으로 부터의 회전각 θ 로 나타내면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi) \\ &= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos \theta - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \theta \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left(V_{as} \sin \frac{n}{3} \pi - V_{bs} \cos \frac{n}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\theta - \frac{n-1}{3} \pi) \\ &= \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \left(\sin \theta \cos \frac{n-1}{3} \pi - \cos \theta \sin \frac{n-1}{3} \pi \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left(-V_{as} \sin \frac{n-1}{3} \pi + V_{bs} \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (15)$$

그러므로, 2상 고정좌표계로 표현된 자령전압이 결정되면 식 (14), 식 (15)에서 스위칭 시간이 계산된다.

4. 토오크 고조파 성분 최소화

모터의 공극 쇄교자속은 실제로는 순수한 정현파가 아니라 고조파 성분이 함유되어 비정현적으로 나타나게 된다. 이러한 비정현 자속과 정현파 전류간에 상호작용으로 인해 토크 리플이 생기게 된다. 고속에서는 모터의 이너셔서에 의해 상쇄될 수 있지만 저속 특히 감속기어 없이 직접구동시에는 이 토크 리플이 심각하게 시스템의 성능을 저하시킨다.

d축과 q축의 쇄교자속을 6고조파 이상은 무시하고 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}\lambda_{ds} &= L_d i_{ds} + \phi_f - \phi_{ds} \cos 6\theta_r, \\ \lambda_{qs} &= L_q i_{qs} + \phi_{ds} \sin 6\theta_r,\end{aligned}\quad (16)$$

동기회전자표계에서의 쇄교자속을 이용한 토오크는 다음식이 된다.

$$\begin{aligned}T_e &= \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3P}{2} [(\phi_f - \phi_{ds} \cos 6\theta_r) i_{qs} \\ &\quad - \phi_{ds} \sin 6\theta_r i_{ds} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}] \\ &= T_L + J \frac{dw_m}{dt} + B w_m\end{aligned}\quad (17)$$

표면부착형 동기전동기는 L_q 와 L_d 가 같으므로 리액턴스 토크는 없고, 전류대 토오크비를 최대화하기 위해 i_{ds} 의 기본파성분은 영으로 한다. 6고조파 토오크 성분을 제거하기 위해서는 6고조파의 전류가 기본파 성분에 더해져야 한다.

$$\begin{aligned}i_{ds} &= I_{ds} \sin 6\theta_r, \\ i_{qs} &= I_{q1} + I_{ds} \cos 6\theta_r,\end{aligned}\quad (18)$$

이 전류와 쇄교자속간의 토오크는 다음식이 된다.

$$T_e = T_0 + T_6 \cos 6\theta_r + T_{12} \cos 12\theta_r, \quad (19)$$

여기서

$$\begin{aligned}T_0 &= \frac{3P}{2} [\phi_f I_{q1} - \frac{1}{2} (\phi_{ds} I_{ds} + \phi_{ds} I_{d6})] \\ T_6 &= \frac{3P}{2} (\phi_f I_{d6} - \phi_{ds} I_{q1}) \\ T_{12} &= \frac{3P}{4} (\phi_{ds} I_{d6} - \phi_{ds} I_{ds})\end{aligned}\quad (20)$$

6고조파와 12고조파 토오크 성분을 영으로 만들기 위해서는 다음 관계식이 성립해야 한다.

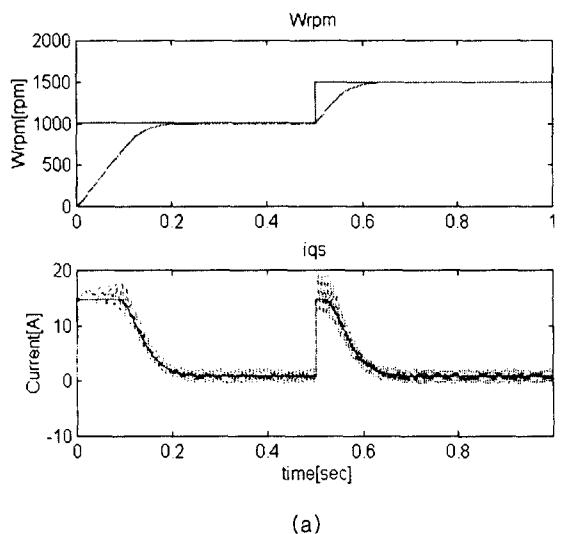
$$\begin{aligned}I_{ds} &= \frac{\phi_{ds}}{\phi_f} I_{q1} \\ I_{d6} &= \frac{\phi_{ds}}{\phi_{ds}} I_{ds}\end{aligned}\quad (21)$$

4. 모의실험

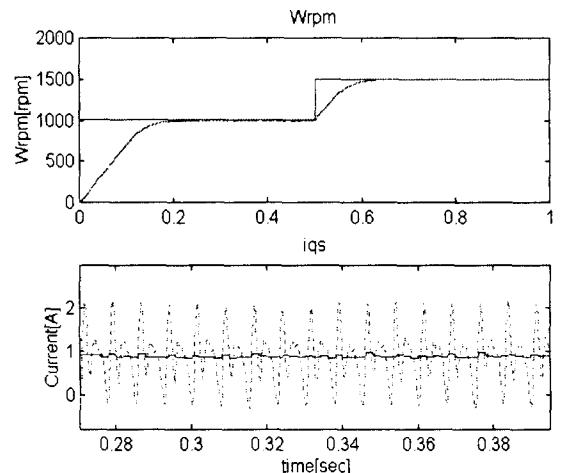
그림 3과 그림4는 고조파 쇄교자속을 고려하였을 경우 무부하시에 기준속도를 1000[rpm]으로 운전하다가 0.5초 후에 기준속도를 1500[rpm]으로 증가시켰을 때 각각 토크분 전류와 a상 전류이다.

그림 5와 그림 6은 정현파만을 고려하였을 경우 각각 토크분 전류와 a상 전류이다.

이상의 모의실험 결과에서 기준속도의 변화에 대해서 토크 리플이 적으면서 응답특성이 우수한 것을 확인하였다.



(a)



(b)

그림 3. 토크 분전류와 전류

Fig. 3. Torque component current with flux harmonics

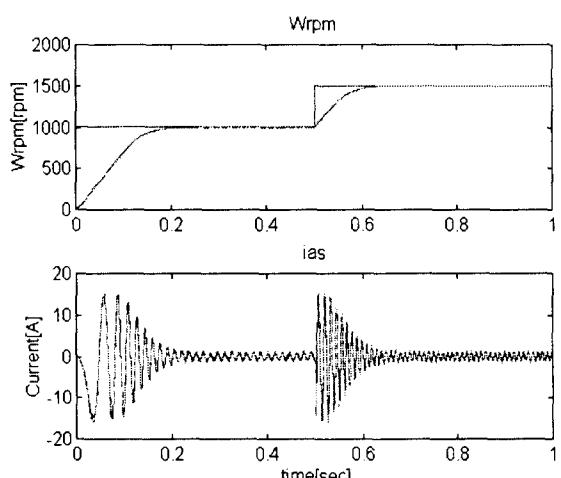


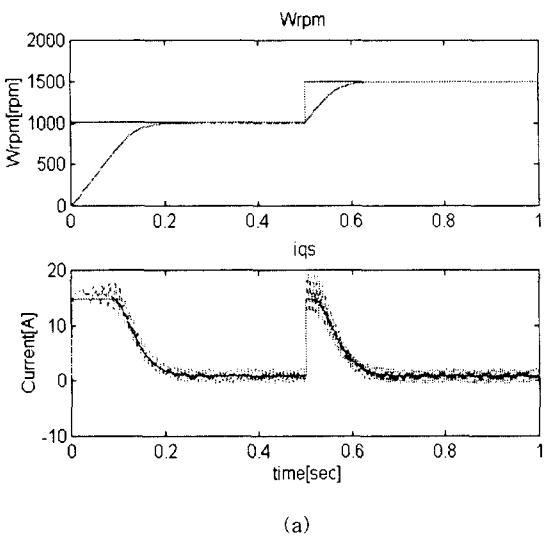
그림 4. 고조파 쇄교자속을 고려한 경우의 a상 전류

Fig. 4. Phase a current within flux harmonics

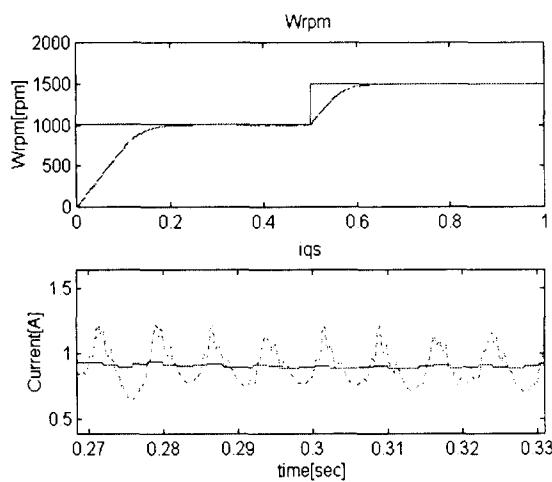
특성이 우수한 것을 확인하였다.

참고문헌

- [1] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I : The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 25, No. 2, pp. 265~273, March/April, 1989.
- [2] H.W. van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-24, No. 1, pp. 142~150, Jan./Feb., 1988.
- [3] P. Vas, "Electrical Machines and Drives", Clarendon Press-Oxford, 1992.
- [4] 권준택, 이병석, "DSP에 의한 영구자석형 동기모터의 고성능 디지털 AC서보 구현", 한국자동제어학술회의 논문집, pp. 1394~1399, 1994.
- [5] 전태원, 김홍근, 흥순찬, "영구자석형 교류 서보전동기의 전압 분리제어 방식을 사용한 벡터제어에 관한 연구", 전기학회논문지, 제40권, 제2호, pp. 154~161, 1991.



(a)



(b)

그림 5. 고조파 쇄교자속을 고려하지 않은 경우의 토오크분 전류

Fig. 5. Torque component current without flux harmonics

5. 결론

본 논문에서는 영구자석 표면부착형 동기전동기에 대하여 고조파 쇄교자속을 고려한 벡터제어 알고리즘 및 공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 서보운전용 속도제어 시스템을 설계하였다. 모터의 공극 쇄교자속은 실제로는 순수한 정현파가 아니라 고조파 성분이 함유되어 비정현적으로 나타나게 된다. 이러한 비정현파 자속과 정현파 전류간에 상호작용으로 인해 토크 리플이 생기게 된다. 이를 전류에 고조파를 첨가하여 제거하였다.

d 축 및 q 축의 전류제어기로부터 공간전압벡터 PWM 기법을 적용하기까지의 알고리즘에는 전압분리제어 방식을 사용하여 전압방정식에서 d 축 및 q 축의 교차성분을 보상함으로써 각각을 독립적으로 처리할 수 있게 하였다.

컴퓨터 시뮬레이션을 수행한 결과, 이 시스템이 토크 리플이 적고 응답속도가 빠르며 기준속도의 변화에 대한 과도응답