

이중 3상 영구자석 동기전동기 권선법과 고조파 전류제어

신상혁, 조영훈
 건국대학교 전력전자연구소

Winding Method of Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor and Current Control Accounting for Current Harmonics

Sanghyuk Shin, Younghoon Cho
 Power Electronics Lab, Konkuk Univ.

ABSTRACT

본 논문에서는 두 쌍의 3상이 30°의 전기각 위상차를 갖는 비대칭형 이중 3상 영구자석 동기전동기의 기본과 역기전력을 최대화하는 권선 배치를 Star of Slots 이론을 활용하여 구성한다. 또한, VSD(Vector Space Decomposition)를 기반으로 한 이중 3상 영구자석 동기전동기의 전류 제어를 통해 인버터 비선형성 및 권선 간의 비대칭성에 의한 고조파 저감 효과를 검증한다.

1. 서론

이중 3상 영구자석 동기전동기는 중성점이 분리된 2쌍의 3상 권선을 통해 구동하는 구조를 가진 동기전동기의 일종으로, 3상 영구자석 동기전동기와 비교해 동일 출력 대비 작은 상전류, 작은 토크 맥동, 효율 개선, 고장 허용 운전 등 시스템의 신뢰성과 효율을 모두 만족한다는 장점이 있다^[1]. 특히, 동일 출력 대비 작은 상전류로 구동이 가능하다는 점에서 작은 정격의 스위칭 소자를 선택해 전력 밀도를 증가시킬 수 있어 시스템의 신뢰성과 높은 전력 밀도를 확보해야 하는 항공 시스템에서 적합한 전동기 구조로 주목받고 있다.

6개의 상을 사용하는 이중 3상 영구자석 동기전동기의 고정자 권선 결선법은 3상의 경우와 같이 극 수와 슬롯 수의 조합에 따라 변한다. 특정 극 수와 슬롯 수의 조합 중 기본과 역기전력의 크기를 가장 크게 할 수 있는 결선법을 Star of Slots 이론을 통해 구성하고, 구성된 모터를 Ansys 2D Maxwell을 통해 검증한다.

또한, 인버터 비선형성과 두 쌍의 3상 간의 비대칭성으로 인해 생성된 고조파 전류와 이로 인한 시스템 불안정성을 VSD 기반 제어 알고리즘을 통해 개선할 수 있음을 실제 제작한 이중 3상 영구자석 동기전동기를 실험을 통해 확인한다.

2. 이중 3상 영구자석 동기전동기

2.1 이중 3상 영구자석 동기전동기 권선법

Star of Slots 이론은 전동기의 극 수, 슬롯 수, 상 수에 따라 결정되는 결선법을 쉽게 할 수 있도록 한다. 극쌍 수 p , 슬롯 수 Q , 상 수 m 에 따라 전동기 고정자 권선 결선법을 그리고, 어느 상의 어느 극성의 권선이 몇 번 슬롯에 배치되는지 알 수 있다.

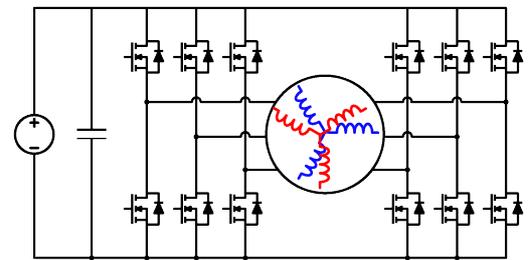


그림 1 비대칭형 이중 3상 영구자석 동기전동기
 Fig. 1 Asymmetrical dual three-phase motor

2.1.1 24슬롯 28극 6상 전동기 결선법

비대칭성을 갖는 6상 전원 공급이 가능한 고정자 권선 결선을 Star of slots에 기반해 구성하는 과정은 다음과 같다^[2].

과정 1) 슬롯 수 Q 와 극 쌍수 p 의 최대공약수 t 를 구한다.

과정 2) 가능한 슬롯 및 극 수 조합인지 확인한다. (Q/mt : 정수)

과정 3) : 일정 각도로 배치된 Q/t 개의 화살표에 각각 t 개의 작은 화살표를 그린다. 각 화살표 간 전기각은 $360°/(Q/t)$ 이다.

과정 4) : 반시계 방향으로 안쪽의 작은 화살표부터 슬롯 번호를 매긴다.

과정 5) : +x축 방향의 화살표가 A상의 중심이라고 가정하고, 주변 $180°/m$ 라디안만큼의 거리가 (+)방향으로 감긴 권선이 되고, 그 반대편은 (-)방향이 된다.

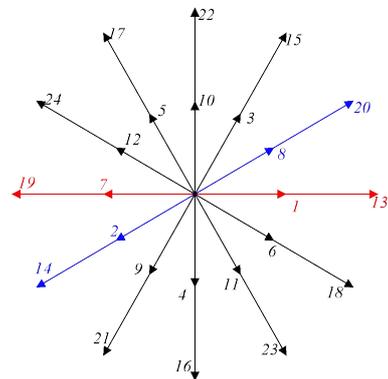


그림 2 24슬롯 28극 6상 권선 결선도
 Fig. 2 24 slot 28 pole 6 phase winding

두 쌍의 3상을 각각 ABC, XYZ라고 하고 코일 피치를 1이라고 할 때, 1번 슬롯에 (+) 방향으로 배치하고, 반시계 방향의 다음 슬롯인 2번 슬롯에 (-) 방향으로 배치한다. 그림1의 결선도를 기반으로 결선한 결과를 해석 시뮬레이션의 출력 역기전력을 통해 검증하였다.

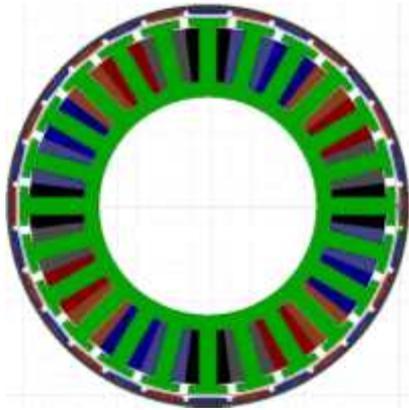


그림 3 24슬롯 28극 6상 비대칭형 전동기
Fig. 3 24 slot 28 pole 6 phase motor

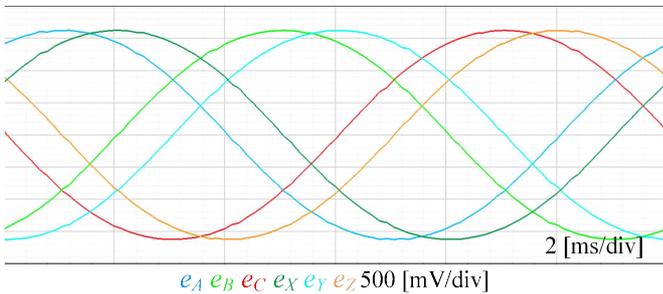


그림 4 24슬롯 28극 비대칭형 6상 전동기 출력 역기전력
Fig. 4 24 slot 28 pole asymmetrical 6 phase motor back EMF

무부하 환경에서 해석한 회전속도 350 RPM의 출력 역기전력으로, 30°의 전기각 위상차가 발생하는 두 쌍의 3상을 확인할 수 있다.

2.2 이중 3상 영구자석 동기전동기 고조파 전류제어

이중 3상 영구자석 동기전동기의 제어는 크게 각 쌍의 3상을 각각 제어하는 double-dq 제어와 6상을 제어하는 VSD 제어^[3]로 나뉜다. Double-dq 제어는 두 쌍의 3상을 각각 d-q 변환하여 두 쌍의 d-q 방정식을 통해 제어하며, 제거하기 어려운 각 3상 간의 복잡한 상호 간섭성분으로 인해 제어 응답이 좋지 않다. 이에 반해 VSD 제어는 변환행렬을 통해 상호 간섭성분을 제거할 수 있는 장점이 있으나, 두 쌍의 권선 간에 발생하는 비대칭성이나 전류 불평형에 취약한 단점이 있다.

기존의 VSD^[4]는 전자기에너지 변환이 이루어지는 D-Q 좌표계, 고조파 및 시스템 비대칭성을 반영하는 z1-z2 좌표계, 중성점을 표현하는 o1-o2 좌표계로 6상을 변환하여 전류제어를 수행한다. 이 중 z1-z2 평면은 정지좌표계 내에서 제어를 수행하기 때문에 전동기 제어를 위해 보편적으로 쓰이는 비례 적분 제어기로는 정상상태 오차를 0으로 항상 만들 수 없어 위에서 언급한 인버터 비선형성 및 두 쌍의 권선 간의 비대칭성으로

인한 고조파 전류를 효과적으로 제어하는데 한계가 발생한다.

이를 보완하기 위해 z1-z2 좌표계를 동기좌표계 dz-qz로 변환^[1]하여 인버터 비선형성으로 인한 6차 고조파 전류를 제거하고, 두 쌍의 3상 간의 불평형으로 인한 성분을 정상상태 오차를 0으로 수렴시켜 보다 효과적인 고조파 전류제어를 수행한다.

2.2.1 이중 3상 영구자석 동기전동기의 수학적 모델링

상 ABC, XYZ로 이루어진 6상 좌표계를 기존의 VSD 방식과 달리 z1-z2 좌표계를 전기각 $-\theta_e$ 로 회전하는 동기좌표계 dz-qz로 변환하는 변환행렬 T_{dq} 와 그 결과는 다음과 같은 과정을 통해 얻을 수 있다. f는 전류, 전압, 자속 등 변수들을 나타낸다. 이 때 o1-o2 좌표계는 중성점이 분리된 이중 3상 영구자석 동기전동기의 특징으로 인해 변환에서 제외한다.

$$T_{rot} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ 0 & 0 & \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_{dq} = T_{rot} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} f_D \\ f_Q \\ f_{dz} \\ f_{qz} \end{bmatrix} = T_{dq} [f_A f_B f_C f_X f_Y f_Z]^T \quad (3)$$

이와 같이 정의한 동기좌표계를 통해 고정자 전압 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{cases} v_D = R_s i_D + L_D \frac{di_D}{dt} - \omega L_Q j_Q \\ v_Q = R_s i_Q + L_Q \frac{di_Q}{dt} + \omega (L_D j_D + \sqrt{3} \psi_{fd}) \\ v_{dz} = R_s i_{dz} + L_{dz} \frac{di_{dz}}{dt} - \omega L_{qz} j_{qz} \\ v_{qz} = R_s i_{qz} + L_{qz} \frac{di_{qz}}{dt} + \omega L_{dz} j_{dz} \end{cases} \quad (4)$$

전압 방정식을 보면 상호 간섭성분의 형태가 단순하고, 3상 전동기의 전압 방정식과 유사하며 두 좌표계 D-Q, dz-qz에서 비례 적분 제어를 사용해 정상상태 오차를 효과적으로 제어할 수 있음을 확인할 수 있다.

2.2.2 전류 고조파 저감 제어

(4)의 고정자 전압 방정식을 기반으로 각 좌표계의 상호 간섭성분 제거를 위한 전향 보상을 구성하고, 비례 적분 제어기와 공진 제어를 활용해 토크 생성 및 고조파 전류제어를 구

현한다. dz-qz 동기좌표계의 적용으로 인한 고조파 전류제어의 효과를 2.1절의 24슬롯 28극 이중 3상 영구자석 동기전동기에 그림 5와 같은 제어 알고리즘을 적용하여 기존의 VSD 기반 제어 알고리즘과 실험적으로 비교해 검증하였다.

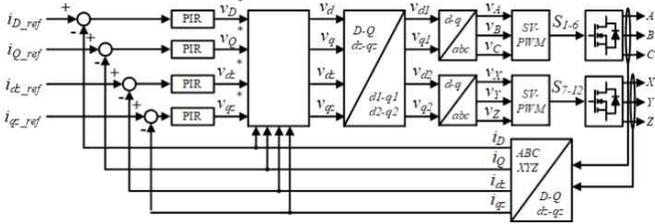


그림 5 동기좌표계를 적용한 고조파 전류제어 블록도
Fig. 5 Harmonic current control block diagram applying synchronous reference frame

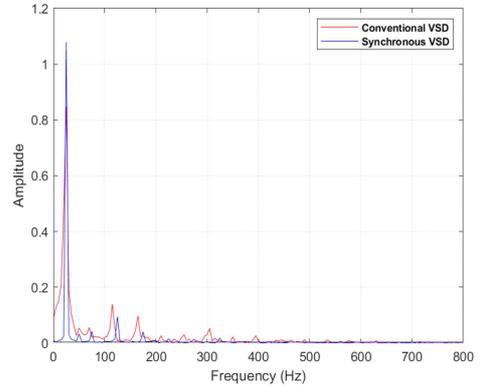


그림 8 제어 방식에 따른 상전류 FFT 결과
Fig. 8 FFT analysis of phase current

3. 결론

Star of slots 이론을 활용해 이중 3상 영구자석 동기전동기의 고정자 권선 결선과 그를 기반으로 한 실제 이중 3상 영구자석 동기전동기를 제작하였다. 또한, 해당 전동기를 통해 두 개의 동기좌표계를 사용한 개선된 VSD 제어 방식을 적용하여 고조파 전류제어 효과를 실험적으로 검증하였다.

이 논문은 2022년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(No.2021R1A5A1031868)과 2021년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구임(20212020800020, 통합형 최적설계 플랫폼 기반 초고효율 전력변환시스템 개발)

참고 문헌

- [1] Y. Hu, Z. -Q. Zhu and K. Liu, "Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 2, pp. 272-284, June 2014, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2299240.
- [2] M. Barcaro, N. Bianchi and F. Magnussen, "Six-Phase Supply Feasibility Using a PM Fractional-Slot Dual Winding Machine," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 5, pp. 2042-2050, Sept.-Oct. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2161859.
- [3] Y. Hu, Z. Q. Zhu and M. Odavic, "Comparison of Two-Individual Current Control and Vector Space Decomposition Control for Dual Three-Phase PMSM," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 5, pp. 4483-4492, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2703682.
- [4] Yifan Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, Sept.-Oct. 1995, doi: 10.1109/28.464525

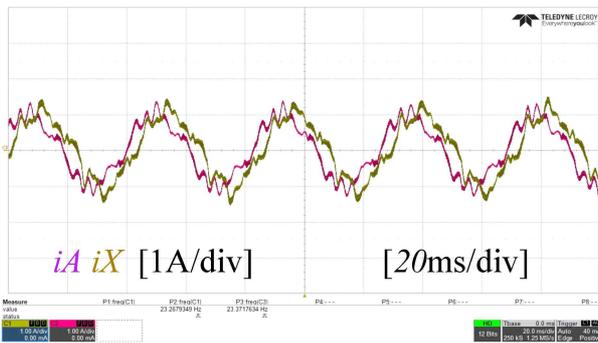


그림 6 기존 VSD 방식을 사용한 전동기 상전류
Fig. 6 Phase current of conventional VSD control scheme

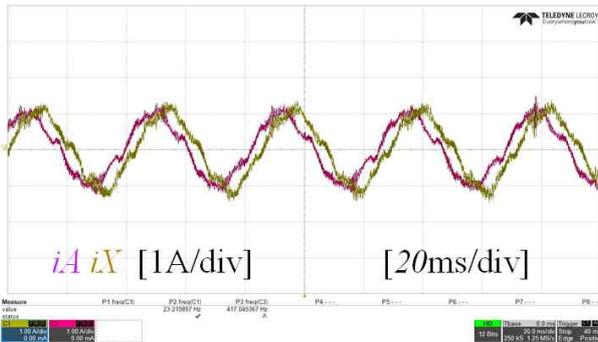


그림 7 동기좌표계를 사용한 VSD 방식을 사용한 전동기 상전류
Fig. 7 Phase current of antisynchronous reference frame VSD control scheme

표 1 이중 3상 영구자석 동기전동기 제정수
Table 1 Parameter values of dual three phase permanent magnet synchronous motor

R_s	0.17Ω	L_{dz}	2.3uH
L_D	117.2μH	L_{qz}	1.7uH
L_Q	171.8μH	f_{sw}	10kHz

그림 6과 그림 7의 전동기 상전류 파형을 통해 기존 VSD 제어보다 dz-qz 좌표계를 사용한 VSD 제어의 고조파 전류제어 성능이 개선되었음을 실험적으로 확인하였다.