

공통 모드 전압 저감을 위한 매입형 영구자석 전동기의 2상 제어 기법

이성준¹⁾, 최종훈¹⁾, 임규철¹⁾, 김상민²⁾, 김은경²⁾, 정지수²⁾, 하정익¹⁾
 서울대학교 전기·정보공학부¹⁾, 현대모비스²⁾

Two-Phase Commutation Control Method of IPMSM for Common Mode Voltage Reduction

Sung Jun Lee¹⁾, Jonghun Choi¹⁾, Gyu Cheol Lim¹⁾,
 Sang-Min Kim²⁾, Eun-Kyung Kim²⁾, Jisoo Jung²⁾ and Jung-Ik Ha¹⁾

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, Seoul, Korea¹⁾
 Hyundai Mobis Co., Ltd.²⁾

ABSTRACT

인버터가 형성하는 공통 모드 전압은 모터 시스템의 기생 커패시터에 충전되어 있다가 유막이 얇아진 베어링을 통해 방전되며 베어링 전류가 흐르고 이에 따라 베어링 전식 현상을 유발한다. 따라서, 본 연구에서는 공통 모드 전압과 베어링 전류 간의 관계를 바탕으로 베어링 전식 방지를 위해 공통 모드 전압을 저감하고자 2상 제어 기법의 채용을 제안하였다. 3 kW급 6극 IPMSM의 시뮬레이션과 실험을 통해 전압 전향 보상을 통한 통전 구간 전류, 토크 리플을 저감하는 2상 제어 기법을 적용하였으며, 이를 통해 공통 모드 전압 및 축전압을 기존 3상 제어와 비교하여 66% 이상 저감할 수 있음을 검증하였다.

1. 서론

인버터를 사용하는 모터 구동 시스템에서는 인버터의 높은 전압 변동률(IGBT의 경우 수 kV/ μ s)에 기인하는 고주파수의 공통 모드 전류가 발생하게 된다. 더욱이, 최근 차세대 스위칭 소자(SiC, GaN)의 등장으로 인해 전압 변동률이 더욱 커지고, 이에 더해 스위칭 주파수를 높이는 연구들이 활발히 진행됨에 따라, 공통 모드 전류가 베어링을 거쳐 접지로 흘러 나가게 되어 베어링 전식 문제의 원인이 되는 베어링 전류에 대한 관심이 증대되었다. 베어링 전류 발생의 주된 원인은 공통 모드 전압인데, 전동기 축전압을 저감하기 위해 가장 직접적인 방법은 공통 모드 전압을 제거 혹은 저감하는 것이라고 볼 수 있다^[1].

공통 모드 전압 저감을 위한 PWM 제어 기법에는 다음과 같은 기법들이 연구되어 왔다. NSPWM (Near State PWM) 기법은 인접한 세 유효 벡터를 이용해 평균 전압을 합성하는 방법으로 공통 모드 전압의 크기를 $-\frac{V_{dc}}{6} \sim \frac{V_{dc}}{6}$ 로 저감할 수 있다^[2]. RSPWM (Remote State PWM) 기법은 공통 모드 전압의 크기가 동일한 유효 벡터로만 평균 전압을 합성하여 공통 모드 전압 크기를 $\frac{V_{dc}}{6}$ 로 저감하고, 전압의 변동 순간을 제거할 수 있다^[3].

하드웨어적으로 공통 모드 전압의 영향을 방지하는 방법들도 연구되어 왔다. 축과 외함을 브러쉬를 통해 직접 연결하는 접지 브러쉬로 베어링 전류를 우회할 수 있지만, 주기적인 교체와 보수가 필요하다. 세라믹 볼을 사용하여 레이스 사이가 절연된 세라믹 베어링도 또다른 대안이 될 수 있으나 스틸 베어링에 비해 가격이 높다. 따라서, 추가적인 장비의 도입 외에 원론적으로 축전압 저감 및 규제에 대한 방안이 요구된다.

정지 혹은 저속 운전 중 축전압을 측정하면 축 무게 등으로 인해 유효율의 도포가 균일하지 않아 베어링 볼과 레이스의 단락이 발생하는 경우가 있다. 이때, 충전되어 있던 축전압이 베어

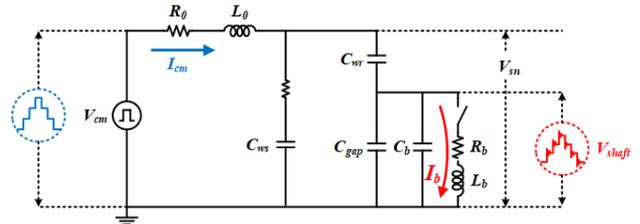


그림1 공통 모드 등가 집중 회로 모델.

링 볼을 통해 방전되며 베어링에 손상을 가하게 되는데, 정지 상태 및 저속 운전 중 이러한 형태의 베어링 단락은 유효율에도 불구하고 발생할 수 있으므로, 공통 모드 전압의 크기 자체를 저감하는 제어 방법이 필수적이다.

따라서 본 논문에서는 정지 및 저속 운전 영역에서 공통 모드 전압 및 축전압 저감을 위해 매입형 영구자석 전동기 (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 2상 제어 기법 채용을 제안하고 이를 분석한다. 또한, 기존 3상 제어 방식에 비해 공통 모드 전압을 66% 이상 저감할 수 있음을 3 kW급 6극 IPMSM의 시뮬레이션과 실험 결과를 통해 검증하였다.

2. 본론

2.1 3상 교류 전동기의 공통 모드 전압과 축전압

인버터가 인가하는 극전압은 상단 스위치의 스위칭 신호로 표현할 수 있고, 인버터의 공통 모드 전압은 식 (1)과 같이 세 상 극전압의 평균으로 형성된다.

$$V_{cm} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} = \frac{V_{dc}}{3} (S_a + S_b + S_c) - \frac{V_{dc}}{2} \quad (1)$$

이상적인 3상 평형 조건이 만족한다면, 전동기의 중성점 전압은 인버터의 공통 모드 전압과 동일하게 나타난다. $V_{sn} = V_{cm}$. 이때, 공통 모드 등가 회로를 집중 회로 모델로 표현하면 그림1과 같으며, 축전압은 식 (2)와 같이 전동기의 중성점 전압이 공통 모드 회로 상 커패시터 값들의 분압 형태로 형성된다.

$$V_{shaft} = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{gap} + C_b} V_{sn} \quad (2)$$

2.2 IPMSM의 2상 제어에 따른 공통 모드 전압

정지 및 저속 운전 영역에서 3상 인버터를 단상 Full-Bridge와 같이 제어한다면, 공통 모드 전압은 식 (3)과 같다.

$$V_{cm} = \frac{V_a + V_b}{2} = \frac{V_{dc}}{2} (S_a + S_b - 1) \quad (3)$$

이때, 각 상에 Bipolar 스위칭을 적용하면 $S_a + S_b = 1$ 이므로, 공통 모드 전압은 식 (4)와 같이 표현되며, 이론적으로 0으로

제어할 수 있다.

$$V_{cm} = \frac{V_{dc}}{2}(S_a + S_b - 1) = 0 \quad (4)$$

2.2.1 IPMSM의 2상 제어 기법

2상 제어 기법은 주로 BLDC (Brushless DC) 모터에서 제어 가 간단하여 주로 사용하는 방식이다^[4]. 한편, 2상 제어의 경우 전류의 벡터 방향은 도통하는 두 전류 상과 부호에 따라서 그림 2와 같이 6가지로 제한된다. 이때, 전류 지령을 $I_{mag} = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2}$ 의 형태로 일정하게 제어하게 되면, 토크 지령에 맞는 전류 크기를 출력하지 못하고, 토크 리플이 발생하게 된다. 토크 리플이 발생하는 현상은 전류 지령의 크기를 일정하게 유지하기 때문인데, 회전자의 위치에 따라 발생하는 MTPA 각도와와의 차이에 의한 전류 크기 차이를 보상해줌으로써 토크 리플을 저감할 수 있다. IPMSM의 경우, 도통하는 전류 상이 바뀌는 구간을 기준으로 $-30^\circ \sim 30^\circ$ 범위 안에서 MTPA 각도와 현재 출력하고 있는 전류 벡터의 각도 차이에 따른 전류 크기를 Look Up Table을 기반으로 지령 토크를 출력할 수 있도록 부족한 전류 크기를 보상해줄 수 있다.

한편, 2상 제어 중 도통하는 전류 상이 바뀌는 통전 구간에서는 세 상 모두에 전류가 흐르게 되는데, 이때 끼지는 상은 다이오드를 통해 전류가 도통하게 된다. 그림3은 구간1에서 구간2로 전환되는 순간의 통전 시점을 모사한 그림이다. 다이오드를 통해 빠져나가는 전류는 제어할 수 없는 요인이기 때문에, 통전 시점 동안 새롭게 도통하는 상과 끼지는 상의 전류 기울기가 다르고, 그림3-(a)처럼 도통 구간에서 전류 및 토크 리플을 야기하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 감소하는 전류의 기울기를 계산하고, 상승하는 전류를 동일한 기울기로 증가시키고자 전압 전향 보상을 수행한다.

2.2.2 전압 전향 보상

IPMSM의 고정자 좌표계 상에서의 전압 방정식과 쇄교 자속 방정식은 각각 식 (5), 식 (6)을 따른다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}^s + L_{qq}^s \cos(2\theta_r) & L_{dq}^s \cos(2\theta_r) \\ L_{dq}^s \cos(2\theta_r) & L_{dd}^s - L_{qq}^s \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (6)$$

이때, $L_{dd}^s = \frac{L_{dd} + L_{qq}}{2}$, $L_{qq}^s = \frac{L_{dd} - L_{qq}}{2}$ 이다. 통전 순간을 고려했을 때, 속도의 영향과 저항에 의한 전압 강하 성분을 무시하면, 고정자 좌표계 전압 방정식은 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd}^s + L_{qq}^s \cos(2\theta_r) & L_{dq}^s \cos(2\theta_r) \\ L_{dq}^s \cos(2\theta_r) & L_{dd}^s - L_{qq}^s \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}^s}{dt} \\ \frac{di_{qs}^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (7)$$

이때, 각 구간에서의 고정자 좌표계 전압은 듀티와 관련된 식으로 표현될 수 있으며, 통전 구간에서 변화하는 각 상의 전류 기울기는 $\frac{di_{dq}^s}{dt}$ 와 $\frac{di_{abc}^s}{dt}$ 간의 Clark's Transformation을 통해 구할 수 있다. 이렇게 구해진 각 통전 구간에서의 상전류 기울기와 각 상에 인가되는 전압 관계를 통해 통전 구간에서의 상당 등가 인덕턴스를 식 (8)처럼 얻을 수 있으며, 전향 보상해주는 전압의 크기는 식 (9)로 정의된다.

$$\begin{bmatrix} L_a \\ L_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}V_{dc}/\frac{di_{ds}^s}{dt} \\ \left(D - \frac{1}{3}\right)V_{dc}/\frac{di_{bs}^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (8)$$

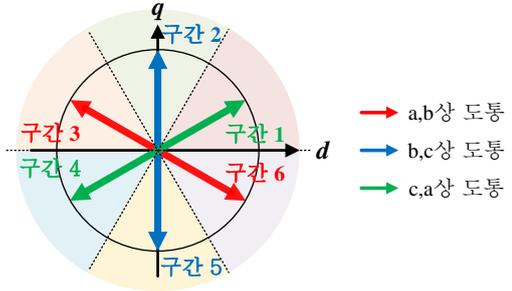


그림2 2상 제어 시 제한되는 전류 벡터.

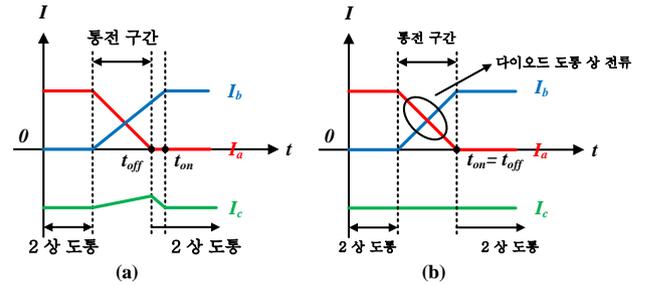


그림3 통전 시점에서의 3상 전류 파형 예시 (구간1→구간2).

$$V_{mag,ff}^* = \frac{L_b}{L_a} \left(\frac{V_{dc}}{3} \right) \quad (9)$$

2.2.3 공통 모드 전압 분석

2상 제어 기법을 채용하면 공통 모드 전압은 식 (4)에 의해 이론적으로 0으로 제어할 수 있을 것으로 예상된다. 하지만, 실제로는 통전 구간 동안 세 상 모두에 전류가 도통하게 되어 다른 결과가 나타난다. 감소하는 전류는 다이오드를 통해 도통하므로, $\frac{V_{dc}}{2}$ 혹은 $-\frac{V_{dc}}{2}$ 만큼의 전압이 유지되고, 나머지 두 상은 Bipolar 스위칭을 하기 때문에, 통전 구간에서 공통 모드 전압은 $V_{cm} = \pm \frac{V_{dc}}{6}$ 으로 발생하게 되어, 항상 0으로 유지되지 않게 된다.

특히 IPMSM의 경우, L_d, L_q 의 차이가 회전에 따라 상 인덕턴스의 불균형을 야기하게 되고, 이는 통전이 종료된 이후에도 인덕턴스 차이에 의해 공통 모드 전압이 변동하는 결과를 가져온다. 한편, MTPA 곡선을 따르는 전류 벡터의 각도 $\beta \leq \frac{2\pi}{3}$ 인 경우 통전 이전에 L_d, L_q 차이에 의한 불균형이 해소되는 지점이 존재하게 되고, 그 순간 공통 모드 전압은 0이 된다.

2.3 시뮬레이션 및 실험 결과

제안하는 IPMSM의 2상 제어 기법을 검증하기 위해 PLECS를 활용해 모의 실험을 수행하였으며, 같은 조건에서 실제 전동기 구동 실험을 실시하였다. 모터 제정수는 표 1과 같다.

그림4는 100 r/min 속도로 운전 하는 상황에서 0.5 p.u. 토크를 출력할 때의 시뮬레이션 결과로, 2상 제어 기법의 통전 구간 전압 전향 보상 전후의 전류, 토크 파형과 공통 모드 전압 및 축전압 파형을 도시한 것이다. 그림5는 시뮬레이션과 같은 조건 하에서 실제 전동기 실험을 수행한 결과를 나타낸 것이다.

표 1. 모터 정격 및 공칭 제정수.

정격	값	공칭 제정수	값
V_{DC}	311 V	R_s	431 mΩ
I_{rated}	20 A	L_{ds}^r	4.54 mH
$T_{e,rated}$	5.1 Nm	L_{qs}^r	7.66 mH
Pole Pair	3	λ_f	79 mWb

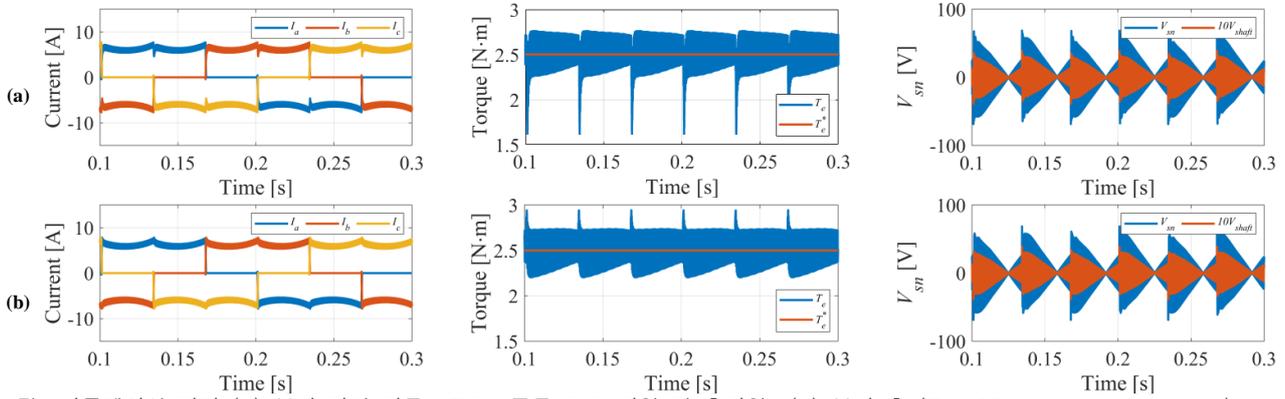


그림4 시뮬레이션 결과 (a) 보상 전의 전류, 토크, 공통 모드 전압 및 축전압, (b) 보상 후 ($T_e = 0.5 pu, \omega_{rpm} = 100 r/min$).

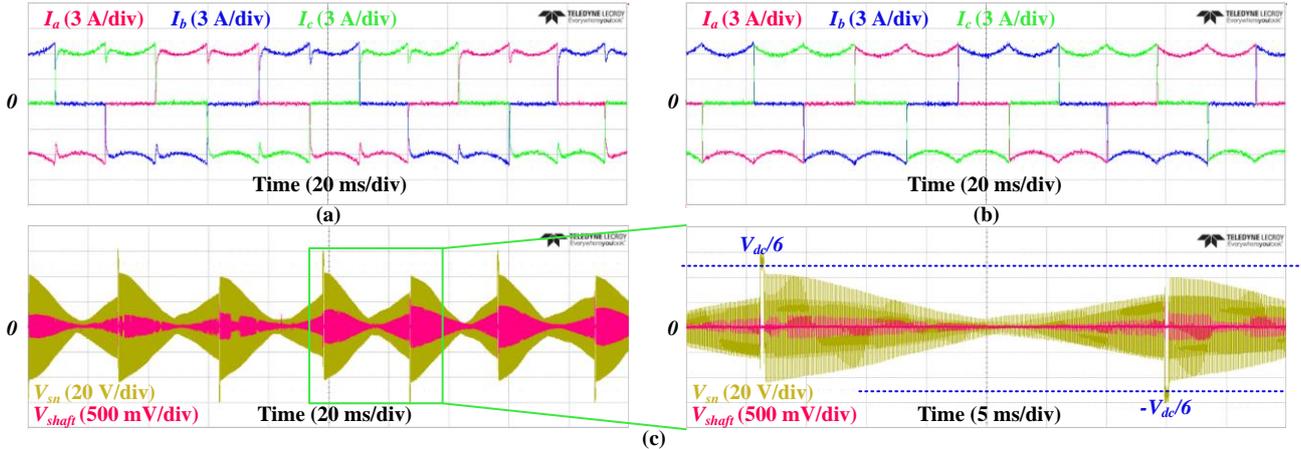


그림5 실험 결과 (a) 보상 전의 전류, (b) 보상 후의 전류, (c) 공통 모드 전압 및 축전압 ($T_e = 0.5 pu, \omega_{rpm} = 100 r/min$).

그림4와 그림5-(a), (b)에서 2상 제어 시 전압 전향 보상의 전류 및 토크 파형을 보면, 통전 구간에서의 전류 리플이 현저하게 줄어들어 관찰되지 않는다. 이에 따라 토크 리플도 현저히 감소할 수 있다는 사실을 알 수 있다.

그림6의 3상 제어 시 축전압 파형을 보면 저속 운전 시 윗철에도 불구하고 베어링 단락이 발생함에 따라 전압이 유지되지 못하고 방전되어 무너지는 모습을 확인할 수 있다. 한편, 그림5-(c)를 통해 2상 제어 기법을 채용함으로써 기존에 공통 모드 전압이 $-\frac{V_{dc}}{2} \sim \frac{V_{dc}}{2}$ 만큼 변동하던 것에 비해 최대 $\frac{V_{dc}}{6}$ 으로 저감하고, 0이 되는 순간이 존재하는 것을 알 수 있다. 또한, 베어링 단락 시 방전되는 축전압 역시 66% 이상 저감할 수 있어, 베어링 전식 현상을 효과적으로 방지할 수 있음을 검증하였다.

3. 결론

본 연구는 베어링의 전류와 공통 모드 전압 간의 관계를 바탕으로 베어링 전식 방지를 위해 공통 모드 전압을 저감하는 방법으로 2상 제어 기법의 채용을 제안하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 전압 전향 보상을 통한 통전 구간 전류, 토크 리플을 저감하는 2상 제어 기법을 적용하고, 이를 통해 공통 모드 전압 및 축전압을 3상 제어 대비 저감할 수 있음을 확인하였다.

이 논문은 서울대학교 전력연구소, 현대모비스의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

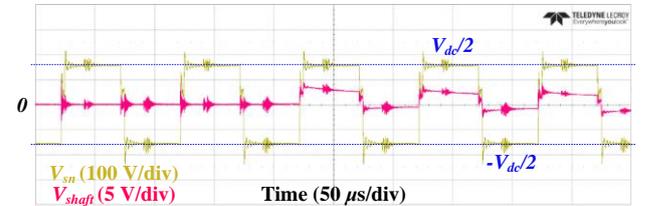


그림6 3상 제어 시 공통 모드 전압 및 축전압 파형 ($T_e = 0.5 pu, \omega_{rpm} = 100 r/min$).

- [1] Robles, E., Fernandez, M., Andreu, J., Ibarra, E., & Ugalde, U., "Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems," in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 140, 110746, 2021.
- [2] E. un and A. M. Hava, "A high performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters," in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1528–1534, 2008.
- [3] Ahmet M. Hava, and Emre Un, "Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage source inverters," in *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 1, pp. 241–252, Jan. 2009.
- [4] J. Lee, G. C. Lim and J. -I. Ha, "Pulse Width Modulation Methods for Minimizing Commutation Torque Ripples in Low Inductance Brushless DC Motor Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 5, pp. 4537–4547, May 2023.