

개방 권선 구조의 매입형 영구자석 동기기의 구동을 위한 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 속응성 향상을 위한 DTC-SVM

박현준*, 이형우*, 이교범*
아주대학교*

DTC-SVM to Improve the Torque Response of Dual Inverters using floating capacitors for Open-End Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive

Hyeon-Jun Park*, Hyung-Woo Lee*, and Kyo-Beum Lee*
Ajou University*

ABSTRACT

본 논문은 개방 권선 구조의 매입형 영구자석 동기기(Open - End Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)를 구동하기 위한 플로팅 커패시터를 사용하는 이중 인버터의 속응성 향상을 위한 공간 벡터 변조 방식의 직접 토크 제어 (Space Vector Modulation Direct Torque Control, DTC-SVM)을 제안한다. 플로팅 커패시터를 사용하는 이중 인버터는 모터의 제어뿐만 아니라 플로팅 커패시터의 전압제어가 동시에 요구된다. 따라서 한주기에 하나의 전압벡터가 인가되는 DTC 기법을 적용하기 어렵다. 제안하는 DTC-SVM 기법은 지령 자속 및 토크 오차로부터 생성된 전압 지령을 무효성분과 유효성분으로 나누어 각 인버터에서 공간 벡터 변조 방식을 통해 속응성을 향상시킨다. 제안하는 기법의 성능은 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

1. 서론

매입형 영구자석 동기전동기(Intetnal Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)는 높은 전력밀도와 효율, 중량대비 높은 전력밀도와 빠른 응답성으로 여러 산업분야에 적용되고 있다^[1]. 그 중 IPMSM의 고정자 권선의 Y결선을 개방한 개방 권선구조(Open end winidng) 매입형 영구자석 동기기(OEW-IPMSM)의 상전압은 양단의 2레벨 인버터의 상전압의 차로 인가되어 스위칭 상태에 따라 싱글 인버터 보다 높은 전압을 출력하고 확장된 전압 공간벡터를 생성할 수 있어 운전영역의 확대효과가 있다^[2].

OEW-IPMSM의 토크를 제어하기 위한 기법은 자속 기준 제어(Field Oriented Control, FOC)와 직접 토크 제어(Direct Torque Control, DTC)등이 있다. FOC 기법은 좌표변환을 이용하여 3상의 전류를 회전 좌표계의 토크와 자속 성분으로 분리하고 비례 적분 제어기(Proportional-Integral, PI)를 통해 제어하는 기법이다. DTC 기법은 토크와 자속을 정지 좌표계에서 히스테리시스 제어기와 벡터 테이블을 이용해 직접 제어하는 기법으로 PI 제어기의 제어 이득에 의존적이고 복잡한 계산이 필요한 FOC에 비해 제어 구조가 간단하고 속응성이 우수한 장점이 있다^[1,3].

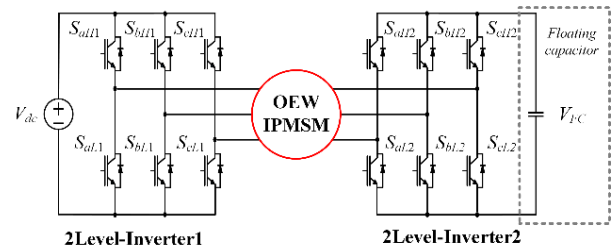


그림1 플로팅 커패시터를 갖는 이중인버터
Fig.1 Dual Inverter system with floating capacitor

이중 인버터를 이용한 제어기법은 전원의 연결 방식에 따라 구분된다. 하나의 인버터에 전원을 연결하고 다른 인버터에 플로팅 커패시터를 전원으로 하는 이중 인버터의 경우, 플로팅 커패시터의 방전을 방지하기 위해 전원이 연결된 인버터에서 유효전력을 플로팅 커패시터가 연결된 인버터에서 무효전력을 나누어 출력하기 때문에 전동기의 구동영역의 확장이 가능하지만, 플로팅 커패시터의 전압제어가 추가적으로 필요하다. 따라서 히스테리시스 제어기와 미리 계산된 전압 벡터 테이블을 통해 제어하는 기존의 DTC 기법을 적용하기 어렵다.

본 논문에서는 OEW-IPMSM을 구동하기 위한 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터 시스템의 속응성 향상을 위한 DTC-SVM 기법을 제안한다. 자속 및 토크의 오차로부터 계산된 지령전압을 무효성분과 유효성분으로 분리하고 플로팅 커패시터 전압 제어를 통해 각 인버터에서 공간 벡터 변조 방식으로 속응성을 향상시킨다. 제안하는 기법의 성능은 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

2. OEW-IPMSM을 구동하기 위한 이중 인버터의 모델링과 플로팅 커패시터의 전압제어 기법

2.1 이중 인버터의 모델링

그림 1은 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 회로도를 나타낸다. 이중 인버터를 통해 출력되는 상전압은 각 인버터의 스위칭 상태에 따라 발생하는 상전압의 차로 나타내며, 각 인버터의 스위칭 상태에 따라 발생하는 상전압과 고정자 권선에 인가되는 상전압은 수식(1)과 수식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

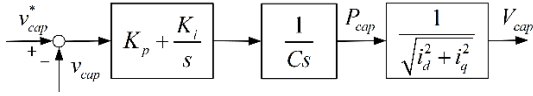


그림2 플로팅 커패시터 전압 제어 블록도
Fig.2 Block Diagram of Floating Capacitor Voltage Control

$$\begin{bmatrix} u_{as_inv1,2} \\ u_{as_inv1,2} \\ u_{as_inv1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}V_{dc1,2}(2S_{a(1,2)} - S_{b(1,2)} - S_{c(1,2)}) \\ \frac{1}{3}V_{dc1,2}(2S_{b(1,2)} - S_{a(1,2)} - S_{c(1,2)}) \\ \frac{1}{3}V_{dc1,2}(2S_{c(1,2)} - S_{a(1,2)} - S_{b(1,2)}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{as_inv1} - u_{as_inv2} \\ u_{bs_inv1} - u_{bs_inv2} \\ u_{cs_inv1} - u_{cs_inv2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, $S_{abc(1,2)}$ 와 $u_{abc_inv1,2}$, u_{abc} 는 각각 인버터의 스위칭 상태와 각 인버터의 상전압, 고정자 권선에 인가되는 상전압을 나타낸다.

2.2 플로팅 커패시터 전압제어를 위한 전력 분리 제어기법

플로팅 커패시터를 갖는 인버터는 별도의 전원이 없기 때문에 전원과 연결되어 있는 인버터에서 플로팅 커패시터의 전압을 제어해야 한다. 그림2는 플로팅 커패시터의 전압 제어 블록도를 나타낸다. 플로팅 커패시터 전압 제어기는 전압지령과 플로팅 커패시터의 전압의 오차를 PI제어기의 입력으로 하여 커패시터의 충전을 위해 필요한 전력을 전원이 연결된 인버터의 유효전력 성분에 합산하여 출력한다. 지상부하의 경우 유효전력과 무효전력을 분리 과정은 수식 (3)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{act} &= V_{dq} \cos(\theta_{PF}) \\ V_{react} &= V_{dq} \sin(\theta_{PF}) \\ \begin{bmatrix} V_{d_react} \\ V_{q_react} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -V_{react} \cos(\pi/2 - \theta_i) \\ V_{react} \sin(\pi/2 - \theta_i) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{d_act} \\ V_{q_act} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{act} \cos(\theta_i) \\ V_{act} \sin(\theta_i) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 V_{act} , V_{react} 는 유효전압과 무효전압을 θ_{PF} , θ_i 는 역률각과 전류각을 나타낸다. 최종적으로 플로팅 커패시터의 전압제어를 위한 성분을 유효전압에 더하여 수식 (4)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{react} \\ V_{act} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\cos(\pi/2 - \theta_i), \cos(\theta_i) \\ \sin(\pi/2 - \theta_i), \sin(\theta_i) \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} 0 \\ V_{cap} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 V_{cap} 은 플로팅 커패시터 전압제어기 출력 전압을 나타낸다.

플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터로 OEW-IPMSM를

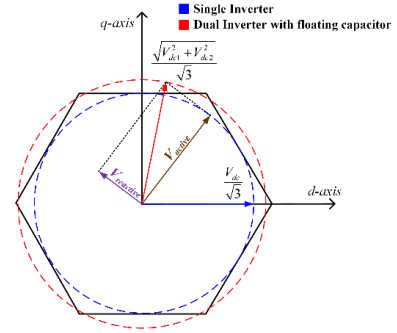


그림3 단일 인버터와 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 출력 가능전압

Fig.3 Output voltage according to voltage connection method

구동하기 위한 전력흐름은 플로팅 커패시터의 전압 상태에 따라 달라진다. 방전상태의 초기구동 시 인버터1에서 인버터2의 플로팅 커패시터를 충전하기 위한 전력과 OEW-IPMSM을 구동하기 위한 전력을 출력한다. 플로팅 커패시터의 충전이 완료된 정상상태의 경우 방전을 방지하기 위해 인버터2는 OEW-IPMSM 구동을 위한 무효전력만을 출력하고 인버터1에서 유효전력과 커패시터의 전압을 유지하기 위한 전력을 출력하여 구동영역을 확장한다. 그림3은 플로팅 커패시터를 갖는 이중인버터의 출력할 수 있는 전압의 크기를 나타낸다.

3. 속응성 향상을 위한 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 DTC-SVM

그림4는 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 구동을 위한 DTC-SVM 제어 블록도를 나타낸다. 기존의 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터로 구동되는 OEW-IPMSM은 속응성이 낮은 단점이 있다. 이를 극복하기 위한 DTC-SVM 기법은 토크 오차를 입력으로 하여 지령 쇄교 자속 벡터 연산기(Reference Flux Vector Calculator, RFVC)와 고정자 전압 방정식을 이용해 OEW-IPMSM 구동을 위한 지령 전압 벡터를 계산한 후 유효 무효 전력 분리 제어기와 플로팅 커패시터 전압 제어기를 통해 각 인버터의 지령전압을 계산하여 공간 벡터 변조 방식으로 구동한다. RFVC의 지령 쇄교 자속 생성은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda^* = \lambda_s^*(\theta_r + \Delta\theta_s^*) \quad (5)$$

여기서 λ_s^* 는 고정자 지령 자속의 크기를 나타내며 θ_r , $\Delta\theta_s^*$ 는 추정된 자속각과 토크 PI제어기에서 출력된 지령 자속각을 나타낸다.

공간 전압 벡터 변조 기법을 위한 지령전압은 RFVC에서 출력된 지령 자속과 고정자 전압 방정식을 통해 계산되며 식 (6)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda_d^* - \lambda_{d(k-1)} + R_s i_d}{T_{samp}} \\ \frac{\lambda_q^* - \lambda_{q(k-1)} + R_s i_q}{T_{samp}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, V_{dq}^* , i_{dq} , R_s , T_{samp} 는 각각 dq축 지령전압과 고정자 전류, 고정자 저항, 제어주기를 나타낸다.

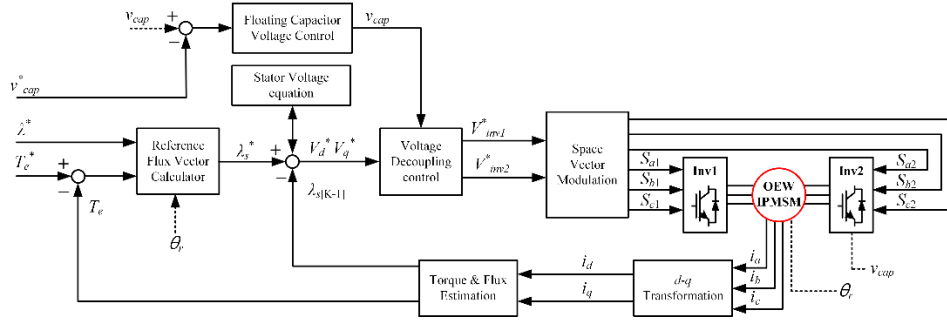


그림4 제안하는 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 OEW-IPMSM 구동을 위한 DTC-SVM 제어 블록도
Fig. Block Diagram of DTC-SVM for driving OEW-IPMSM of Dual Inverter system with floating capacitor

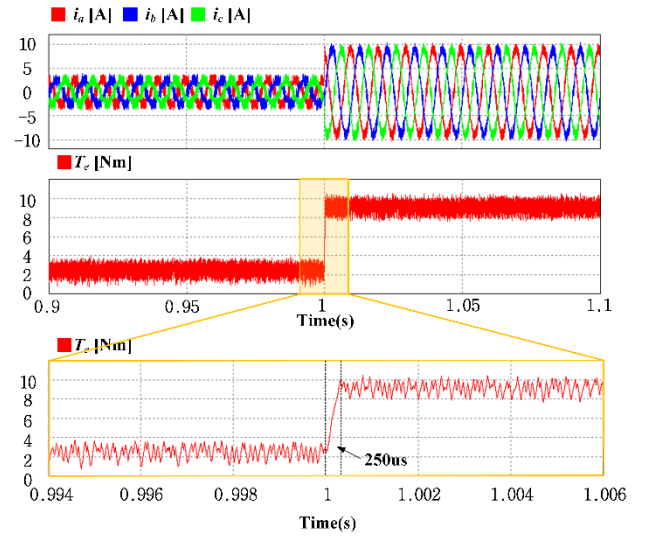
3. 시뮬레이션 결과

PSIM 시뮬레이션을 통해 제안하는 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 속응성 향상을 위한 DTC-SVM 기법을 검증하였다. OEW-IPMSM과 시뮬레이션 파라미터는 표1 과 같으며 모터속도 1000 rpm의 정상상태에서 토크지령은 정격의 25%에서 80%로 변경하여 토크를 제어하였다. 전류제어기를 사용하는 기존 기법의 경우 지령 토크 도달까지 0.1ms가 소요된 반면 제안하는 DTC-SVM기법을 적용한 결과, 지령토크 도달 소요시간이 250 μ s로 기존 기법 대비 75% 감소하였다. 따라서 제안되는 기법은 시뮬레이션을 통해 속응성이 향상됨을 검증하였다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

Table 1 Parameters of simulation

V_{dc_inv1}	200 [V]	V_{dc_inv2}	100 [V]
Rated Power	2.2 [kW]	Rated Torque	12 [Nm]
R_s	0.213 [Ω]	T_{samp}	25 [μ s]
L_d	1.6 [mH]	L_q	2.18 [mH]
$C_{Floating_capacitor}$	2000 [μ F]	Rated Speed	1750 [rpm]



(b) Proposed method
그림5 시뮬레이션 결과
Fig.5 Simulation results

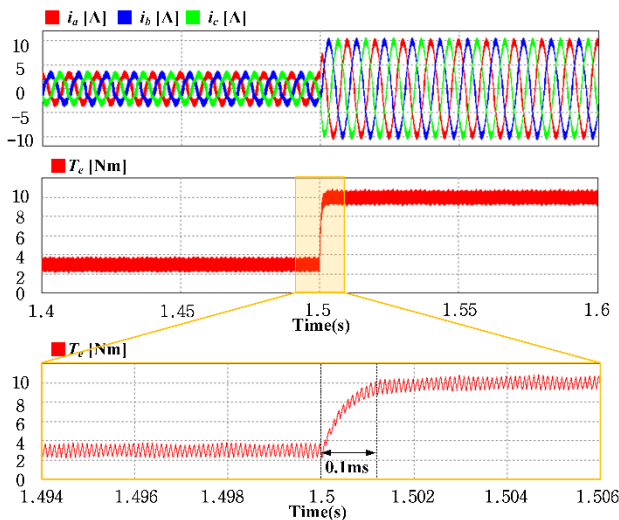
4. 결론

본 논문에서는 플로팅 커패시터를 갖는 이중 인버터의 속응성 향상을 위한 DTC-SVM을 제안하였다. 토크 오차와 지령 자속을 이용한 계산을 통해 지령전압을 생성하는 DTC-SVM을 적용하기 위해 유효 무효전력 분리 기법과 플로팅 커패시터의 전압제어를 동시에 수행하였으며 시뮬레이션을 통해 속응성이 향상됨을 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20206910100160)

참고문헌

- [1] K.-B. Lee, "Advanced Power Electronics, munundang," 2019, ISBN 979-11-5692-402-9.
- [2] H.-W. Lee, D.-H. Cho, and K.-B. Lee, "Rotor position estimation over entire speed range of interior permanent magnet synchronous motors", J. Power Electron. 21, 693-702, Feb. 2021.
- [3] Q. An and L. Sun, "Dual-Space Vector Control of Open-End Winding," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 12, pp. 8329-8341, Dec. 2016.



(a) Conventional method