

개방 권선형 영구자석 동기 전동기의 비용함수를 사용하지 않는 공간 벡터 변조 방식 모델 예측 제어

윤태용*, 이형우*, 이교범*
아주대학교*

Non-cost function Model Predictive Control with Space Vector Modulation Method for Open-End Winding PMSM

Tae-Yong Yoon*, Hyung-Woo Lee*, and Kyo-Beum Lee*
Ajou University*

ABSTRACT

본 논문은 개방 권선형 영구자석 동기 전동기를 구동할 때 비용함수를 사용하지 않는 공간 벡터 변조 방식의 모델 예측 제어를 제안한다. 기존의 모델 예측 제어 방법은 비용함수를 통해 후보 전압 벡터를 인가했을 때의 다음 주기 성분을 예측하고, 지령과 가장 가까운 전압 벡터를 선택한다. 개방 권선형 동기 전동기를 구동하기 위한 듀얼 인버터는 멀티 레벨 효과에 의해 후보 전압 벡터 개수가 증가하여 비용함수를 계산할 때 마이크로프로세서에 연산 부담을 증가시킨다. 또한, 기존 방법은 한 주기에 하나의 전압 벡터만을 인가하여 토크 및 전류의 품질을 악화시키는 단점이 있다. 제안하는 방법은 비용함수를 사용하지 않고, 공간 벡터 변조 방식을 사용하여 연산 부담을 줄이고 토크 및 전류 품질을 향상시킨다. 제안하는 방법의 유효성 및 타당성은 시뮬레이션 결과를 통해 입증한다.

1. 서론

영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)는 간단한 제어 구조와 우수한 효율, 유지 및 보수 특성으로 다양한 산업계에서 활발하게 사용되고 있다. PMSM의 토크 제어를 위한 다양한 방법 중, PI 제어기를 사용하는 간접 벡터 제어 방법은 우수한 정상 상태 응답 특성으로 가장 많이 사용되고 있다. 반면에, 과도 상태 응답이 우수한 제어 기법으로 직접 토크 제어가 가장 보편적인 방법으로 사용되고 있고 최근에는 부하의 모델링 수식을 활용하는 모델 예측 제어(Model Predictive Control, MPC) 연구가 증가하고 있다.^[1]

MPC는 부하의 모델링 수식을 통해 다음 제어 주기의 출력이 지령을 가장 가깝게 추종할 수 있는 입력을 인가한다. PMSM을 제어하기 위한 일반적인 MPC는 각 제어 주기마다 지령과 가장 가까운 토크를 출력할 수 있는 전압 벡터를 인가하기 때문에 빠른 속응성을 가진다. 하지만, 불규칙한 스위칭 상태를 가지고, 제어 주기마다 인가할 수 있는 전압 벡터가 제한되어 있기 때문에 높은 토크 리플이 발생하는 단점이 존재한다.^[2-3]

일반적인 MPC의 정상 상태 응답 특성을 개선하기 위한 방법으로 공간 벡터 변조 방식의 모델 예측 제어(Model Predictive Control-Space Vector Modulation, MPC-SVM)이

제안되었다. MPC-SVM 기법은 가상의 전압 벡터를 생성하여 일반적인 MPC 기법에 비해 더 많은 후보 전압 벡터를 사용한다. 지령으로 선택된 전압 벡터는 공간 벡터 변조 방법을 통해 인버터의 스위칭 상태를 결정한다. 따라서, MPC-SVM 기법은 일정한 스위칭 주기를 가지며 토크 리플이 감소하는 장점이 있다. 하지만, 다음 제어 주기의 출력을 예측하는 비용함수에서 많은 후보 전압 벡터 수에 의해 연산 횟수가 증가하여 마이크로프로세서에 연산 부담이 발생하는 단점이 있다. 발생하는 연산 횟수의 저감을 위해 후보 전압 벡터의 수를 줄이는 다양한 데드비트 방법에 대한 다양한 연구가 진행되고 있다.^[4]

본 논문은 개방 권선형 영구자석 동기 전동기(Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motor, OEW-PMSM)의 토크 리플을 저감하고 비용함수를 사용하지 않고 연산 횟수를 저감하는 MPC-SVM 기법을 제안한다. 공간 벡터 변조 방식을 적용하여 일반적인 MPC 기법보다 토크 리플을 저감하고 전류 품질을 향상시킨다. 또한, 전류를 통해 자속과 토크를 제어하는 방법을 활용하여 비용함수를 사용하지 않고 연산 횟수를 저감한다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안하는 방법의 유효성과 타당성을 검증한다.

2. 듀얼 인버터 및 OEW-PMSM의 수학적 모델링

그림 1은 OEW-PMSM의 구동을 위한 듀얼 인버터의 회로도를 나타내며 개방된 고정자 권선이 독립 전원을 사용하는 인버터 1과 인버터 2에 각각 결선된 구조를 가지고 있다. 듀얼 인버터의 상전압은 각 인버터 상전압의 차로 표현되며, 수식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} u_{as} &= u_{a1} - u_{a2} & (u_{a(n)} &= V_{dc(n)} \cdot (2S_{a(n)} - S_{b(n)} - S_{c(n)})/3) \\ u_{bs} &= u_{b1} - u_{b2} & (u_{b(n)} &= V_{dc(n)} \cdot (2S_{b(n)} - S_{c(n)} - S_{a(n)})/3) \\ u_{cs} &= u_{c1} - u_{c2} & (u_{c(n)} &= V_{dc(n)} \cdot (2S_{c(n)} - S_{a(n)} - S_{b(n)})/3) \end{aligned} \quad (1)$$

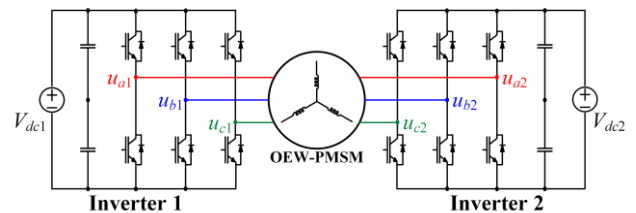


그림1 OEW-PMSM 구동을 위한 듀얼 인버터 회로도
Fig.1 Circuit diagram of dual inverter for driving OEW-PMSM

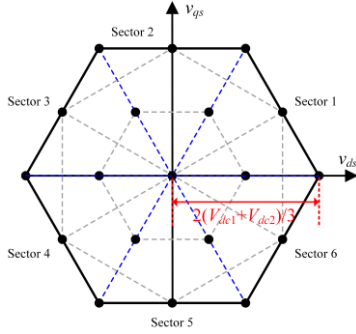


그림2 같은 크기의 전원을 사용하는 듀얼 인버터의 전압 벡터도
Fig.2 Voltage vector diagram of dual inverter using identical magnitude DC sources

여기서, U_{abc} 는 듀얼 인버터의 상전압, $U_{abc(n)}$ 는 인버터 n의 상전압, $S_{abc(n)}$ 는 각 상의 스위칭 상태, $V_{dc(n)}$ 는 인버터 n의 직류단 전압을 나타낸다.

OEW-PMSM의 전압 방정식은 회전자 좌표계에서 수식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} v_{de} &= R_s i_{de} + \frac{di_{de}}{dt} - \omega_r L_q i_{qe} \\ v_{qe} &= R_s i_{qe} + \frac{di_{qe}}{dt} + \omega_r L_d i_{de} + \omega_r \phi_f \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, v_{dqe} , i_{dqe} , L_{dq} 은 각각 $d-q$ 축 상전압, 상전류, 고정자 인덕턴스를, ω_r , R_s , ϕ_f 는 각각 회전 속도, 고정자 저항, 영구자석 자속을 나타낸다.

3. 제안하는 MPC-SVM 기법

3.1 일반적인 MPC 기법

일반적인 MPC 기법은 비용함수를 통해 실제 전압 벡터를 인가하였을 때 다음 제어 주기의 전류를 예측하고 지령과 가장 오차가 적은 전압 벡터의 스위칭 상태를 인가한다. 그림 2는 같은 크기의 전원을 사용하는 듀얼 인버터의 전압 벡터도로 총 19개의 전압 벡터를 후보 전압 벡터로 사용한다. 다음 제어 주기의 전류는 수식 (2)를 디지털화하여 수식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{de}(k+1) &= \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_{de}(k) + \left(\frac{L_q T_s}{L_d} \omega_r\right) i_{qe}(k) \\ &\quad + \frac{v_{de}(k+1) T_s}{L_d} \\ i_{qe}(k+1) &= \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_{qe}(k) + \left(\frac{L_q T_s}{L_d} \omega_r\right) i_{de}(k) \\ &\quad + \frac{v_{qe}(k+1) T_s}{L_q} - \frac{\phi_f \omega_r T_s}{L_q} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 T_s 는 제어 주기를, $k, k+1$ 은 각각 현재와 다음 주기의 성분을 의미한다. 비용함수는 예측한 전류와 지령의 오차를 통해 수식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E_{ide} &= i_{de}^* - i_{de}(k+1) \\ E_{iqe} &= i_{qe}^* - i_{qe}(k+1) \\ G &= E_{ide} + E_{iqe} \end{aligned} \quad (4)$$

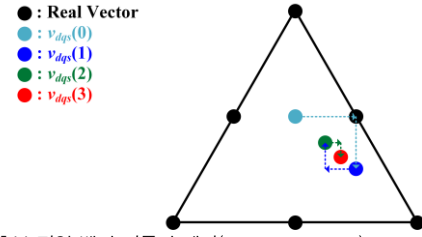


그림3 후보 전압 벡터 이동의 예시(Sector 1, $N=3$)
Fig.3 Example of candidate voltage vector moves (Sector 1, $N=3$)

여기서 G 는 비용함수를, i_{dqe}^* 는 $d-q$ 축 전류 지령을, E_{idqe} 는 전류 지령과 예측 값과의 오차를 나타낸다. 전류 지령은 사용하는 OEW-PMSM에 따라 요구되는 토크 및 자속이 발생할 수 있도록 설정한다. 비용함수의 값이 최소가 되는 전압 벡터는 지령으로 선택하여 스위칭 상태를 인가한다.

3.2 비용함수를 사용하지 않는 MPC-SVM 기법

제안하는 MPC-SVM 기법은 전압 각에 따라 총 6개의 섹터를 60° 마다 구분하고 이는 그림 2에 표현되어 있다. 최초의 후보 전압 벡터는 선택된 섹터의 $d-q$ 축 성분의 중심으로 한다. 일반적인 MPC 기법과 다르게 비용함수를 사용하지 않고, 지령과 예측 값의 오차에 따라 후보 전압 벡터의 위치를 세분화 횟수 N 회 이동한다. 다음 제어 주기의 전류 예측 값은 일반적인 MPC 기법과 동일하게 수식 (3)을 이용하여 계산한다. 그림 3은 후보 전압 벡터 이동의 예시를 나타낸다. 세분화 횟수 N 에 따른 후보 전압 벡터의 크기는 수식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha &= \begin{cases} +1 & (E_{ide} > 0) \\ -1 & (E_{ide} < 0) \end{cases} \quad \beta = \begin{cases} +1 & (E_{iqe} > 0) \\ -1 & (E_{iqe} < 0) \end{cases} \\ v_{ds}(x) &= v_{ds}(x-1) + \alpha \left(\frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{3 \cdot 2^x} \right) \\ v_{qs}(x) &= v_{qs}(x-1) + \beta \left(\frac{\sqrt{3}(V_{dc1} + V_{dc2})}{6 \cdot 2^x} \right) \\ x &\in \{0, 1, 2, 3, \dots, N\} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 α 와 β 는 지령과 예측 값과의 오차에 따른 전압 벡터 이동 방향을 선택하는 계수이며, $v_{dq}(x)$ 는 후보 전압 벡터의 x 회 이동 후 크기를 의미한다. 이동 횟수 x 의 증가에 따라 후보 전압 벡터가 이동하는 크기는 이전 횟수의 절반으로 감소한다. 후보 전압 벡터가 세분화 횟수 N 회 만큼 이동한 $v_{dq}(N)$ 은 지령 전압 벡터로 선정한다. 최종적으로 선정된 지령 전압은 공간 벡터 변조 방식을 활용하여 삼각파와 비교한 뒤 스위칭 상태를 결정하여 인가한다. 그림 4는

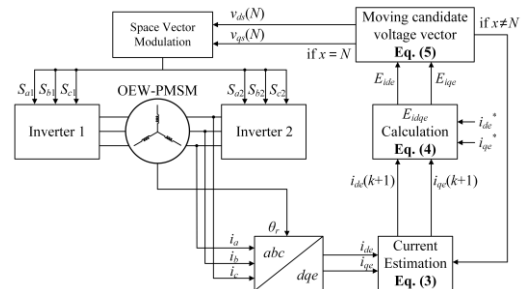


그림4 제안하는 MPC-SVM 기법의 제어 블록도
Fig.4 Control block diagram of proposed MPC-SVM method

표 1 시뮬레이션 파라미터 정보

Table 1 information of simulation parameters

Rated Power	2.2 [kW]	Rated Speed	1750 [rpm]
Rated Torque	12 [Nm]	Number of poles	12
L_d	1.6 [mH]	L_q	2.18 [mH]
R_s	0.213 [Ω]	ϕ_f	0.113 [Wb]
V_{dc1}, V_{dc2}	150 [V]	T_s	50 [us]

제안하는 MPC-SVM 기법의 알고리즘 구조를 정리한 제어 블록도를 나타낸다.

4. 시뮬레이션 결과

제안하는 MPC-SVM 기법은 일반적인 MPC 기법과 비교한 PSIM 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 OEW-PMSM과 시뮬레이션 환경에 대한 정보를 제공한다. 그림 5와 6은 일반적인 MPC 기법과 제안하는 MPC-SVM의 시뮬레이션 결과로 3상전류(i_{abc}), 토크 지령(T_e^*)과 토크(T_e), 지령으로 선택된 전압 벡터를 인가했을 때 예측되는 다음 주기의 $d-q$ 축 전류 예측 값과 지령 전류와의 오차를 나타낸다. 토크 지령은 정격의 15%에서 50%로 설정하였고, 회전 속도는 1000 rpm으로 설정하였다.

그림 5는 일반적인 MPC 기법의 시뮬레이션 결과로 토크 리플이 크고, 상전류의 전고조파왜율(Total Harmonic Distortion, THD)은 20.47%이다. 그림 6은 제안하는 MPC-SVM의 시뮬레이션 결과로 일반적인 MPC 기법과 비교하여 토크 리플이 감소하고, 상전류의 THD는 3.04%로 개선되었다. 예측한 전류와 지령과의 오차 역시 크게 감소하며, 제안하는 MPC-SVM 기법의 토크 리플 저감과 전류 품질이 향상되는 효과를 확인하였다. 일반적인 MPC 기법의 연산 횟수는 듀얼 인버터의 실제 전압 벡터 수와 동일한 19회이며, 제안하는 MPC-SVM 기법에 적용된 세분화 횟수는 9회로 연산 횟수는 10회이다. 제안하는 기법에서 비용함수 없이 더 적은 연산 횟수를 가지며, 이는 마이크로프로세서의 연산 부담을 줄일 수 있다.

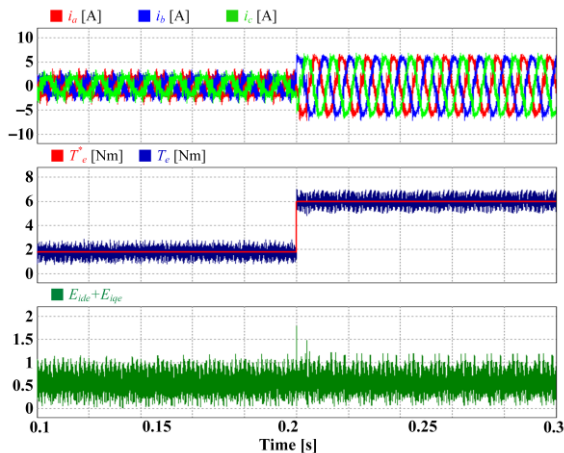


그림5 일반적인 MPC 기법의 시뮬레이션 결과(1000 rpm)
Fig.5 Simulation results of conventional MPC method (1000 rpm)

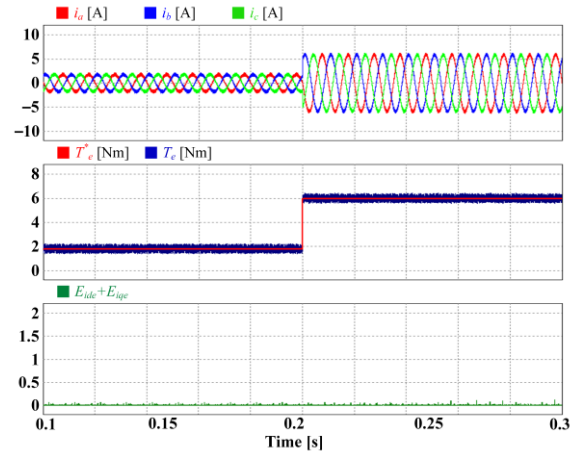


그림6 제안하는 MPC-SVM 기법의 시뮬레이션 결과(1000 rpm)
Fig.6 Simulation results of proposed MPC-SVM method (1000 rpm)

5. 결론

본 논문은, OEW-PMSM을 구동하는 시스템에서의 토크 리플을 저감하고, 전류 품질을 향상시키며 비용함수를 사용하지 않고 연산 횟수를 저감하는 MPC-SVM 기법을 제안하였다. 제안하는 MPC-SVM 기법은 후보 전압 벡터의 적절한 이동을 통하여 전류가 지령에 가깝게 추종할 수 있도록 선택되었다. 전류의 예측 값과 지령 값의 오차를 통하여 후보 전압 벡터의 이동 방향을 선택함으로써 비용함수 없이 연산횟수를 저감하였다. 제안하는 MPC-SVM 기법의 유효성 및 타당성은 PSIM 시뮬레이션 결과에서 일반적인 MPC 기법과의 비교를 통해 검증하였다.

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

참고 문헌

- [1] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [2] H.-C. Moon, J.-S. Lee, and K.-B. Lee, "A robust deadbeat finite set model predictive current control based on discrete space vector modulation for a grid-connected voltage source inverter", IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 6, no. 4, pp. 1744-1760, Dec. 2018.
- [3] F. Morel, X. Lin-Shi, J.-M. Retif, B. Allard, and C. Buttay, "A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 7, pp. 2715-2728, Jul. 2009.
- [4] Y. Wang et al, "Deadbeat model-predictive torque control with discrete space-vector modulation for PMSM drives", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 5, pp. 3537-3547, May. 2017.