

센서리스 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 공간 벡터 변조 방식 기반 모델 예측 제어

강병수*, 이형우*, 이교범*
아주대학교*

Model Predictive Control Based on Space Vector Modulation for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems

Byeong-Soo Kang*, Hyung-Woo Lee*, Kyo-Beum Lee*
Ajou University*

ABSTRACT

본 논문에서는 센서리스 영구자석 동기전동기 구동 시스템의 공간 벡터 변조 방식(Space Vector Modulation, SVM) 기반 모델 예측 제어(Model Predictive Control, MPC)를 제안한다. 확장 역기전력(Extended Electromotive Force, EEMF) 기반의 센서리스 제어 방법은 전류를 이용하여 회전자의 속도와 위치를 추정하므로 전류의 큰 리플 성분은 성능을 악화시킨다. 제안하는 센서리스 영구자석 동기전동기 구동 시스템을 위한 MPC-SVM은 세분화된 전압 벡터에서 비용함수를 최소화 하는 전압 벡터를 선택한다. 기존의 MPC가 가진 빠른 응답 특성을 유지하면서 선정된 전압 벡터를 SVM을 통해 인가하여 전류의 리플을 저감함으로써 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 개선한다. 제안하는 방법의 유효성 및 타당성을 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

1. 서 론

영구자석 동기전동기(Permanent Magnetic Synchronous Motor, PMSM)는 전기 자동차와 가정용 전자제품을 포함한 다양한 산업 분야에서 간단한 제어 구조, 고효율, 높은 출력 밀도로 인해 주목받고 있다. PMSM을 제어하기 위해 회전자의 정확한 위치와 속도 정보가 필요하다. 이러한 정보를 얻기 위해 일반적으로 레졸버나 엔코더와 같은 위치 센서를 사용한다. 하지만, 센서를 사용하면 시스템의 비용과 크기가 증가할 뿐만 아니라 노이즈나 외란에 의해 시스템의 신뢰성이 하락할 수 있기 때문에 센서를 사용하지 않고 PMSM을 구동하는 센서리스 제어 방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

PMSM에서의 대표적인 센서리스 제어 방법으로는 확장 역기전력(Extended Electromotive Force, EEMF) 기반의 센서리스 제어가 있다. EEMF 기반의 센서리스 제어는 고속 영역에서 사용하는 센서리스 제어 방법으로 전류 정보를 이용하여 모델링된 EEMF를 통해 회전자 위치의 오차로부터 회전자의 위치 및 속도를 추정한다.^[1] 따라서, 전류 정보의 정확성이 낮으면 회전자의 위치 및 속도 추정의 정확성이 저하되어 센서리스 제어 성능이 악화될 수 있다.

MPC는 시스템의 수학적 모델을 기반으로 다음 제어 주기의 출력을 예측하고, 이에 따른 최적의 제어 입력을 결정하는 방법이다. MPC는 응답 특성이 빠르고 제어기 설계가 직관적이며 간단하다. 하지만, 기존의 MPC는 펄스 폭

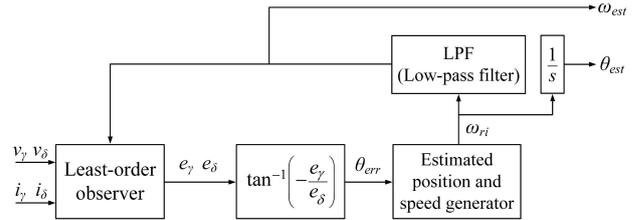


그림1 회전자 위치 및 속도 추정 블록도
Fig.1 Block diagram of estimating rotor position and speed

변조(Pulse Width Modulation, PWM) 방법을 사용하지 않고 제어 주기 동안 하나의 전압 벡터만 인가하므로 전류의 리플이 크다.^[2] 이는 기존의 MPC를 이용하여 EEMF 기반의 센서리스 운전을 하는 경우 센서리스 제어의 성능이 저하됨을 의미한다.

본 논문에서는 PMSM의 EEMF 기반 센서리스 제어를 위해 세분화된 전압 벡터를 SVM을 통해 인가하는 MPC-SVM 방법^[3]을 적용한다. 세분화된 전압 벡터에서 선정된 전압 벡터를 SVM을 이용하여 인가한다. 제어 주기 동안 유효전압 벡터와 영전압 벡터를 인가하여 전류의 리플을 저감함으로써 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 향상시킨다. 제안하는 방법의 타당성을 시뮬레이션을 통해 검증한다.

2. EEMF 기반 센서리스 제어 방법

회전자의 실제 속도와 동기화된 $d-q$ 축 동기좌표계에서 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, v_d 와 v_q 는 $d-q$ 축 전압, R_s 는 고정자 저항, ω_r 은 회전자 속도, p 는 미분 연산자, L_d 와 L_q 는 $d-q$ 축 인덕턴스, i_d 와 i_q 는 $d-q$ 축 전류, λ_f 는 회전자 쇄교 자속이다. 식 (1)을 EEMF로 정리한 $d-q$ 축 동기좌표계의 고정자 전압 방정식은 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_{ex} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$e_{ex} = \omega_r [(L_d - L_q)i_d + \lambda_f] - (L_d - L_q)(p i_q) \quad (3)$$

여기서, e_{ex} 는 $d-q$ 축 EEMF이다.

$d-q$ 축과 회전자의 추정 속도와 동기화된 $\gamma-\delta$ 축은 θ_{err} 만큼의 위상 차이를 가지며, θ_{err} 는 실제 회전자 위치와 추정된 회전자

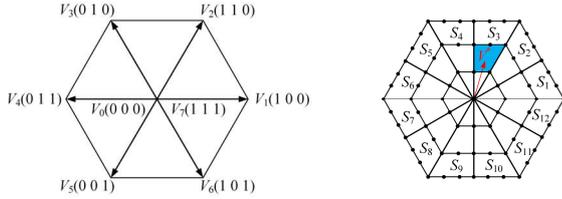


그림2 2-레벨 인버터의 전압 벡터도와 세분화된 전압 벡터도

Fig.2 Voltage vector diagram and subdivided voltage vector diagram of 2-level inverter

표 1 각 영역에 따른 계수값

Table 1 Coefficients for each sector

영역	A	B	C	D	영역	A	B	C	D
S ₁	1	3	-1	1	S ₇	-1	-3	1	-1
S ₂	-1	3	1	1	S ₈	1	-3	-1	-1
S ₃	2	0	0	2	S ₉	-2	0	0	-2
S ₄	-2	0	0	2	S ₁₀	2	0	0	-2
S ₅	1	-3	1	1	S ₁₁	-1	3	-1	-1
S ₆	-1	-3	-1	1	S ₁₂	1	3	1	-1

위치의 위상 차이를 나타낸다. 따라서, 식 (2)를 γ - δ 축으로 θ_{err} 만큼 회전변환하여 얻은 γ - δ 축 동기좌표계의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = (\omega_{est} - \omega_r) L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + e_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{err} \\ \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, v_γ 와 v_δ 는 γ - δ 축 전압, i_γ 와 i_δ 는 γ - δ 축 전류, e_γ 와 e_δ 는 γ - δ 축 EEMF, ω_{est} 는 추정된 회전자 속도이다.

γ - δ 축 EEMF인 e_γ 와 e_δ 를 최소차원 관측기를 통해 추정한다. 회전자의 속도 추정이 정확하다면, 실제 회전자 속도 ω_r 와 추정된 회전자 속도 ω_{est} 사이의 오차는 충분히 작다고 가정할 수 있다. ω_r 와 ω_{est} 가 동일하다고 가정하면, 식 (5)와 θ_{err} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = e_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{err} \\ \cos \theta_{err} \end{bmatrix}, \quad \theta_{err} = \tan^{-1} \left(-\frac{e_\gamma}{e_\delta} \right) \quad (6)$$

식 (6)으로부터 유도된 θ_{err} 는 PI 제어기로 구성된 추정 위치 및 속도 생성기에 입력되어 추정 속도 ω_{ri} 가 출력된다. 결과적으로, ω_{ri} 를 적분하여 얻은 추정된 회전자 위치인 θ_{est} 와 ω_{ri} 가 저주파 통과 필터(Low-Pass Filter, LPF)를 통과하여 얻은 추정된 회전자 속도 ω_{est} 가 IPMSM을 제어하기 위해 사용된다. 그림 1은 EEMF 기반 센서리스 제어를 통한 회전자 위치 및 속도 추정 블록도를 나타낸다.

3. 기존의 MPC 방법

기존의 MPC 방법은 그림 2의 (a)와 같이 스위칭 상태에 따른 8가지 전압 벡터 중, 지령 전류와 예측 전류에 대한 비용함수를 최소화하는 최적의 전압 벡터를 선택하는 것이다. 다음 제어 주기의 d - q 축 예측 전류는 식 (1)을 이산화하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

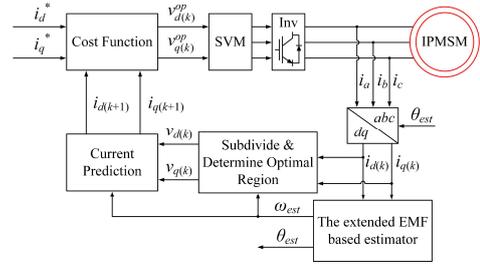


그림3 MPC-SVM을 적용한 IPMSM의 EEMF 기반 센서리스 제어 블록도
Fig.3 Control block diagram of EEMF based sensorless control for IPMSM with MPC-SVM implementation

$$\begin{bmatrix} i_{d(k+1)} \\ i_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_{smp} R_s}{L_d} & \frac{T_{smp} \omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{T_{smp} \omega_r L_d}{L_q} & 1 - \frac{T_{smp} R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{smp}}{L_d} \\ \frac{T_{smp}}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d(k)} \\ v_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_{smp} \omega_r \lambda_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서, T_{smp} 는 제어 주기, k 는 샘플링 카운트값이다.

8가지 전압 벡터에 따른 비용함수는 다음과 같다.

$$CF(v_{dq(k)}) = (i_d^* - i_{d(k+1)})^2 + (i_q^* - i_{q(k+1)})^2 \quad (8)$$

여기서, i_d^* 와 i_q^* 는 d - q 축 지령 전류, $i_{d(k+1)}$ 와 $i_{q(k+1)}$ 은 d - q 축 예측 전류, CF 는 비용함수이다. 지령 전류와 예측 전류의 오차값을 최소화하기 위해 8가지 전압 벡터 중에서 비용함수의 값을 최소로 하는 최적의 전압 벡터를 인가하여 IPMSM을 구동한다.

4. EEMF 센서리스 제어를 위한 MPC-SVM 방법

기존의 MPC를 사용하면 출력 전류의 리플이 크다. 출력 전류의 리플은 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 저하시키므로 MPC-SVM을 적용하여 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 향상시킨다. 스위칭 상태에 따른 8가지 전압 벡터만 사용하는 기존의 MPC 방법과 달리 SVM을 활용한 MPC 방법은 세분화된 가상 전압 벡터 중에서 지령 및 예측 전류에 대한 비용함수의 값을 최소화하는 전압 벡터를 SVM을 통해 인가하는 방법이다.

그림 2의 (b)는 12개의 영역으로 구성된 세분화된 전압 벡터도를 나타낸다. 각 영역에서 균일하게 N 번 세분화된 전압 벡터 값은 고정좌표계에서 다음과 같이 표현된다.

$$v_{\alpha\beta}(x, y) = \begin{bmatrix} v_\alpha(x, y) \\ v_\beta(x, y) \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6N} \begin{bmatrix} Ax + By \\ \sqrt{3}(Cx + Dy) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, x 와 y 는 각 영역에서의 좌표값, N 은 세분화 개수, V_{dc} 는 인버터 직류단 전압, A, B, C, D 는 영역에 따른 계수값이다. 표 1은 각 영역에 따른 계수값을 나타낸다. 비용함수를 계산하기 위한 후보 전압 벡터로 그림 2의 (b)에서 모든 세분화된 전압 벡터를 고려하면 연산 횟수가 급증하므로, 연산 횟수를 감소시키기 위해 전압 벡터 I^* 의 위상각과 크기에 따른 최적의 영역에 있는 세분화된 전압 벡터를 후보 전압 벡터로 고려한다.

그림 3은 MPC-SVM을 적용한 IPMSM의 EEMF 센서리스 제어 블록도를 나타낸다. IPMSM으로부터 측정된 3상 전류,

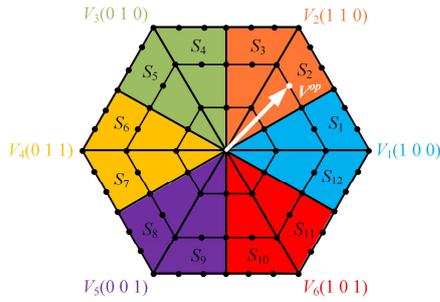


그림4 최적의 전압 벡터가 속한 영역에 따른 유효 전압 벡터 선택 방법
Fig.4 Method for selecting effective voltage vectors based on the region of the optimal voltage vector

표 2 시뮬레이션 IPMSM 파라미터

Table 2 Simulation parameters for IPMSM

정격 출력	2.2 [kW]	고저자 저항	0.213 [Ω]
정격 속도	1750 [rpm]	d축 인덕턴스	1.60 [mH]
정격 토크	12 [Nm]	q축 인덕턴스	2.18 [mH]
극수	12	최고 자속	0.113 [Wb]

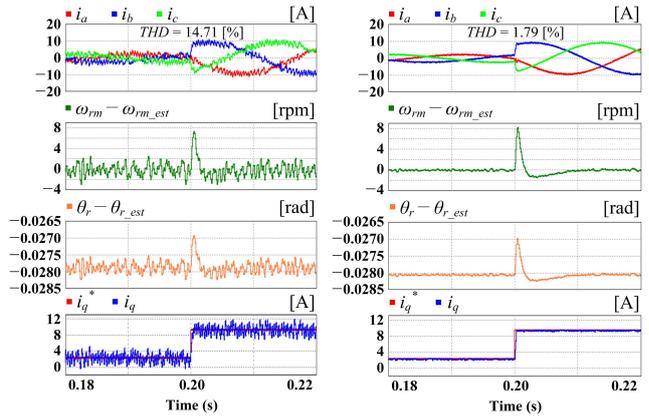
추정된 회전자 위치, 추정된 회전자 속도를 이용하여 최적의 영역에서 후보 전압 벡터를 선정한다. 각 후보 전압 벡터에 따른 d - q 축 예측 전류를 계산하고, 예측 전류를 통해 비용함수를 최소화하는 최적의 d - q 축 전압인 $v_{d(k)}^{op}$ 와 $v_{q(k)}^{op}$ 를 후보 전압 벡터에서 선택한다. $v_{d(k)}^{op}$ 와 $v_{q(k)}^{op}$ 를 SVM을 통해 인버터에 인가함으로써 기존의 MPC 방법 대비 전류 리플을 저감하여 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 향상시킨다.

정상상태 응답 특성을 개선하기 위해 MPC-SVM을 사용하면 기존의 MPC가 갖는 속응성이 저하된다. MPC-SVM의 과도상태 응답 특성 개선을 위해 과도상태에서는 $v_{d(k)}^{op}$ 와 $v_{q(k)}^{op}$ 를 전압 벡터로 나타낸 최적의 전압 벡터인 V^{op} 와 인접한 유효 전압 벡터를 정상상태에 도달할 때까지 인가한다. 그림 4와 같이 V^{op} 가 영역 Ω 에 있는 경우 스위칭 상태에 따른 6가지 유효 전압 벡터 중에서 V^{op} 와 인접한 유효 전압 벡터인 V_2 를 선택한다. 이와 같이 V^{op} 가 속한 영역에 따른 유효 전압 벡터 선정은 그림 4와 같다.

5. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용된 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같고 제어 주기 T_{samp} 는 100 μ sec로 설정하였다. 제안하는 MPC-SVM을 사용한 IPMSM의 EEMF 기반 센서리스 제어 방법은 시뮬레이션을 통해 검증되었다. 그림 5는 IPMSM을 300 rpm의 회전 속도로 구동하는 중에 지령 토크를 정격의 20%에서 정격의 80%으로 스텝으로 변동시켰을 때 기존의 MPC와 MPC-SVM을 사용한 IPMSM의 EEMF 기반 센서리스 운전 시뮬레이션 결과이다.

그림 5의 (a)는 기존의 MPC를 이용한 센서리스 구동의 시뮬레이션 결과이고, 그림 5의 (b)는 12개의 영역에서 10번 세분화된 전압 벡터를 이용하는 MPC-SVM을 사용한 센서리스 구동의 시뮬레이션 결과이다. MPC-SVM 방법의 과도상태에서는 제어 주기동안 최적의 전압 벡터에 인접한 유효 전압 벡터를 인가했다. 지령 토크가 변동할 때 그림 5의 (a)와 (b)의 추정된 q 축 전류(i_q)가 지령 q 축 전류(i_q^*)에 도달하는 데 걸린 시간은 각각 $5T_{samp}$, $4T_{samp}$ 였다. 이는 MPC-SVM 방법의 과도상태에서 유효 전압 벡터를 인가함으로써 속응성이



(a) 기존의 MPC를 적용한 센서리스 구동 (b) MPC-SVM을 적용한 센서리스 구동
그림5 MPC를 적용한 IPMSM의 EEMF 기반 센서리스 구동 시뮬레이션 결과

Fig.5 Simulation results of EEMF based sensorless operation for IPMSM with MPC

개선됨을 의미한다. 그림 5의 (a)의 3상 전류(i_a , i_b , i_c) 전고조파왜율(Total Harmonic Distortion, THD)은 14.71%이다. 그림 5의 (b)에서는 세분화된 전압 벡터를 SVM을 통해 인가함으로써 전류의 리플을 저감하여, 3상 전류의 THD를 1.79%로 개선하였다. 전류의 리플이 감소하므로 기존의 MPC 방법에 비해 추정된 회전 속도(ω_{rm_est})와 추정된 회전자 위치(θ_{r_est})의 리플이 감소하였다. 이는 기존의 MPC에 비해 MPC-SVM을 적용할 때 EEMF 센서리스 제어의 성능이 개선됨을 의미한다.

6. 결론

본 논문은 IPMSM의 EEMF 기반 센서리스 구동 시스템에서 MPC-SVM 방법을 사용하였다. 연산 횟수를 고려하여 세분화된 전압 벡터에서 전압 벡터의 위상과 크기에 따라 후보 전압 벡터를 선정하였다. 후보 전압 벡터 중, 비용함수를 통해 다음 제어 주기의 전류와 지령 전류의 오차값을 최소화 하는 전압 벡터를 선정하였다. 선정된 전압 벡터는 빠른 과도응답 특성을 유지하면서 SVM을 통해 인가함으로써 전류의 리플을 저감하여 EEMF 기반 센서리스 제어의 성능을 개선하였다. MPC-SVM을 적용한 센서리스 운전 방법의 유효성 및 타당성을 PSIM 시뮬레이션 결과를 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, Jul./Aug. 2002.
- [2] L. Rovere, A. Formentini, A. Gaeta, P. Zanchetta, and M. Marchesoni, "Sensorless Finite-Control Set Model Predictive Control for IPMSM Drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 9, pp. 5921-5931, Sep. 2016.
- [3] 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 Trans. Energy Convers., vol. 33, no. 4, pp. 1719-1728, Dec. 2018.