

데드타임 보상을 고려한 영구자석형 동기전동기의 MMPC 전류 제어기

신유진, 최동민, 유첸시, 조영훈
 전국대학교 전력전자연구소

MMPC Current Controller of Permanent Magnet Synchronous Motor with Dead Time Compensation

Yujin Shin, Dongmin Choi, Xuanxi Liu, Younghoon Cho
 Power Electronics Lab., Konkuk Univ.

ABSTRACT

모델레이티드 모델 예측 제어(Modulated Model Predictive Control, MMPC)는 제어 지령 값과 변수 사이의 오차(비용 함수) 값이 최소가 되는 시비율을 출력하는 제어 알고리즘이다. 본 논문에서는 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)의 정밀 전류 제어를 위해, 데드타임에 의한 전압 왜곡이 반영된 전류 예측 모델을 기반으로 한 MMPC 알고리즘을 제안한다. 선형 제어기, MMPC, 데드타임 보상을 포함한 MMPC를 통해 1kW 부하 조건에서의 3상 인버터 전류 제어 모의 실험을 진행 후 그 결과를 분석하여 제안하는 제어 기법의 성능을 검증하였다.

1. 서 론

높은 효율과 넓은 운전 영역 등의 장점으로 인해 PMSM은 최근 많은 산업 분야에서 사용되고 있다. 하지만, PMSM 구동 시 인버터는 데드타임 동안 능동적으로 출력 전압을 합성할 수 없어 전압 오차가 발생하게 되고, 이는 토크 리플 및 인버터 성능 저하로 귀결된다.^[1]

일반적인 선형 제어기의 경우 제어 대역폭의 제약으로 인해 고차 고조파 전류 보상이 잘 이루어지지 않는다. 반면 MMPC는 비교적 제어 대역폭이 넓어 고차 고조파 전류 제어 시 우수한 추종 성능을 가지며, 빠른 동특성을 보인다.^[2]

그러나 데드타임의 영향이 고려되지 않은 MMPC를 통해 전류 제어를 할 경우, 전류 예측 모델에 오차가 발생하게 된다. 따라서 본 논문에서는 데드타임에 의한 전압 왜곡을 반영한 전류 예측 모델을 기반으로 MMPC 알고리즘을 구현하여 전류 제어를 수행한다. 이를 통해 데드타임에 의한 전류 왜곡을 보상하며, 고차 고조파에 대한 제어 정밀도를 확보함으로써 이상적인 인버터 동작을 도모한다.

2. 데드타임 보상을 포함한 MMPC

2.1 절 데드타임에 의한 상전압 오차

데드타임 동안 인버터의 출력 전압은 상전류의 방향에 의해 결정된다. 단상 하프 브리지 인버터에서는 데드타임 동안 상전류가 양의 방향일 경우 출력 전압은 $-V_{dc}/2$ 가 되며, 반대일 경우 $V_{dc}/2$ 가 된다. 따라서 제어 한 주기(T_{smp}) 동안 데드타임에

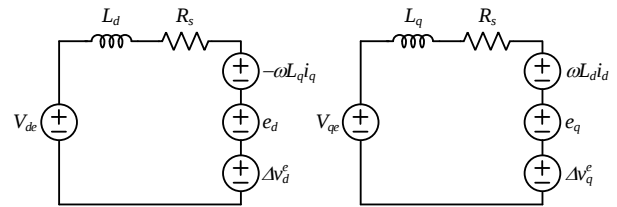


그림 1 데드타임 전압 왜곡을 반영한 3상 인버터 상전압의 d-q 동기좌표계 상 모델링

Fig.1 Model of d-q synchronous coordinate system of 3-phase inverter phase voltage applying voltage distortion by the deadtime

의해 발생하는 인버터 출력 전압의 평균 오차(V_D)는 식 (1)과 같다. T_D 는 제어 한 주기 동안의 데드타임이며, ΔV^{err} 는 인버터 출력 전압 오차를 의미한다.

$$V_D = \frac{T_D}{T_{smp}} V_{DC}, \quad \Delta V^{err} = \begin{cases} -V_D & i_a > 0 \\ V_D & i_a < 0 \end{cases} \quad (1)$$

3상 인버터의 경우에도 데드타임으로 인한 상전압 왜곡은 단상과 동일한 방식으로 정의할 수 있으며, 이를 동기 좌표계 d-q축에 대해 변환 후 푸리에 급수를 통해 전개한 결과는 식 (2)과 같다.^[1]

$$\Delta v_d^{err} = -\frac{4V_D}{\pi} \left[-\sin \delta - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(6n\omega_e t - \delta)}{(6n-1)} + \frac{\sin(6n\omega_e t + \delta)}{(6n+1)} \right] \quad (2)$$

$$\Delta v_q^{err} = -\frac{4V_D}{\pi} \left[\cos \delta - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(6n\omega_e t - \delta)}{(6n-1)} + \frac{\cos(6n\omega_e t + \delta)}{(6n+1)} \right]$$

2.2 절 데드타임 전압 오차를 반영한 MMPC

2.2.1 데드타임 전압 오차를 반영한 3상 인버터 모델링

MMPC 알고리즘 적용을 위해서는 그림 1과 같이 데드타임으로 인한 전압 왜곡이 반영된 전류 예측 모델이 요구된다. 3상 출력 전압과 전류에 대한 동기 좌표계 상에서의 관계식은 식 (3)과 같이 정의할 수 있다.

$$V_{de} = D_d \frac{V_{DC}}{2} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega L_q i_q + e_d + \Delta v_d^{err} \quad (3)$$

$$V_{qe} = D_q \frac{V_{DC}}{2} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega L_d i_d + e_q + \Delta v_q^{err}$$

위 식에서 e_d, e_q 는 d-q 동기 좌표계 상에서의 모터 역기전력을 의미한다. 식 (3)을 이산 시간 영역에서 제어 주기(T_{smp})에 따른 샘플링 시점을 기준으로, 현재 값(k 시점의 샘플링 값)과 $1T_{smp}$ 미래 값($k+1$ 시점의 샘플링 값)에 대해 정리하면 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
i_d[k+1] &= i_d[k] \\
&+ \frac{T_{\text{samp}}}{L} \left[D_d[k] \frac{V_{\text{DC}}[k]}{2} - R_s i_d[k] + \omega L_q i_q[k] - e_d[k] - \Delta v_d^{\text{err}}[k] \right] \\
i_q[k+1] &= i_q[k] \\
&+ \frac{T_{\text{samp}}}{L} \left[D_q[k] \frac{V_{\text{DC}}[k]}{2} - R_s i_q[k] - \omega L_d i_d[k] - e_q[k] - \Delta v_q^{\text{err}}[k] \right]
\end{aligned} \quad (4)$$

같은 방식으로 $2T_{\text{samp}}$ 미래 값에 대해 정리 후, $2T_{\text{samp}}$ 미래 지령 값과 예측 값의 차이에 대한 비용함수 식을 정리한 결과는 식 (5)와 같다. 이때 비용함수가 최소가 되는 출력 시비율은 식 (6)과 같이 정의 가능하다.

$$J = \left(i_{dq}^*[k+2] - i_{dq}[k+2] \right)^2 \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
D_d[k+1] &= \frac{2L_d \left(i_d^*[k+2] - i_d[k+1] \right)}{T_{\text{samp}} V_{\text{DC}}[k]} \\
&+ \frac{2 \left(R_s i_d[k+1] - \omega L_q i_q[k+1] + e_d[k+1] + \Delta v_d^{\text{err}}[k] \right)}{V_{\text{DC}}[k]} \\
D_q[k+1] &= \frac{2L_q \left(i_q^*[k+2] - i_q[k+1] \right)}{T_{\text{samp}} V_{\text{DC}}[k]} \\
&+ \frac{2 \left(R_s i_q[k+1] + \omega L_d i_d[k+1] + e_q[k+1] + \Delta v_q^{\text{err}}[k] \right)}{V_{\text{DC}}[k]}
\end{aligned} \quad (6)$$

3. 모의실험 결과

본 논문에서는 데드타임으로 인해 발생하는 6n차 고조파 전류 성분에 대하여 30차 고조파까지 보상한 MMPC 알고리즘을 적용하였다. PSIM 소프트웨어를 사용하여 3상 모터 드라이브의 전류 제어 모의 실험을 진행하였으며, 시스템 제정수는 표 1과 같다. 제어 기법의 검증 및 기존 제어 기법과의 비교를 위해 동일 조건에서 비례-적분 제어기(PI), MMPC, 데드타임 보상을 포함한 MMPC의 상전류 THD와 전류 리사주 결과를 그림 2와 그림 3과 같이 나타내었다.

모의실험 결과, PI 제어를 사용했을 때보다 MMPC를 적용한 경우, 전류 THD가 약 6.2%에서 1.6%로 개선된 것을 확인할 수 있다. 또한, 데드타임 보상을 포함한 MMPC 알고리즘을 적용한 결과, 기존 MMPC에 비해서도 THD가 약 0.5% 저감되어, 가장 낮은 값을 갖는 것을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 데드타임에 의해 발생하는 전압 왜곡이 반영된 모델링을 기반으로 한 MMPC 알고리즘을 제안하였다. MMPC는 선형 제어기 대비 넓은 대역폭을 갖기 때문에, 고조파 전류 제어 시 우수한 추종 성능을 보임을 확인하였다. 또한, 데드타임에 의한 d - q 축 동기 좌표계의 전류 왜곡 정보를 보상한

표 1 모의실험 시스템 제정수

Table 1 The system parameters of simulation

Variables	Values	Variables	Values
$P_3 \phi$	1 kW	V_{DC}	310 V
e_s	100 V _{rms}	i_s	3.3 A _{rms}
L_d, L_q	14.8 mH	R_s	0.1 Ω
f_{sw}	20 kHz	T_D	5 μ s

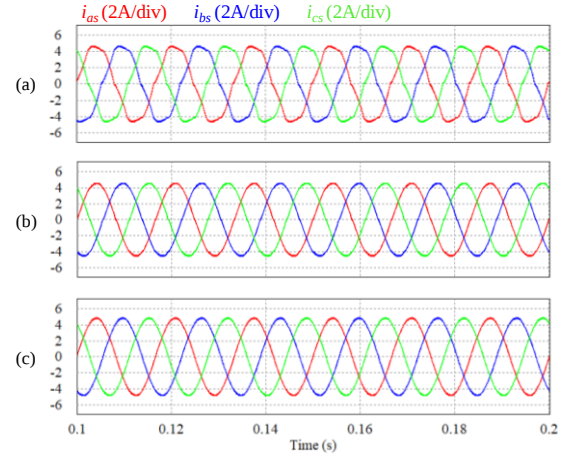


그림2 제어 방법에 따른 상전류 파형 (a) PI 제어기, (b) MMPC, (c) 데드타임 보상을 포함한 MMPC

Fig.2 Current waveform with (a) PI controller, (b) MMPC, and (c) MMPC with deadtime compensation

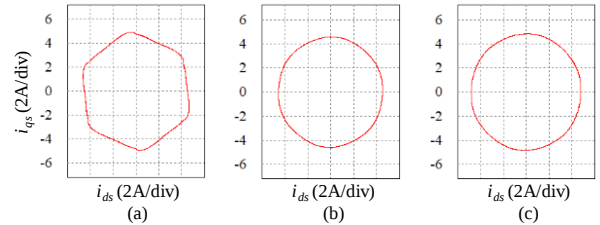


그림3 제어 방법에 따른 전류 리사주 (a) PI 제어기, (b) MMPC, (c) 데드타임 보상을 포함한 MMPC

Fig.3 Current Lissajous with (a) PI controller, (b) MMPC, and (c) MMPC with deadtime compensation

표 2 모의실험 결과 전류 THD 비교

Table 2 Comparison of current THD according to the control methods

Variables	PI controller	MMPC	MMPC with Deadtime Compensation
THD(i_a)	6.21%	1.63%	1.15%
THD(i_b)	6.21%	1.66%	1.19%
THD(i_c)	6.23%	1.66%	1.19%

예측 제어를 수행함으로써 제어 정밀도를 높일 수 있음을 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20234010600220)

참고 문헌

- [1] 임정우. "전력용 반도체의 기생성분을 고려한 정밀한 데드타임 보상전압 주입방법." 국내박사학위논문 건국대학교, 2019. 서울
- [2] 강민주. "MHEV의 엔진 진동 저감을 위한 모달레이트드 모델 예측 제어 기반 능동 전력 디커플링 기법." 국내석사학위논문 건국대학교 대학원, 2022. 서울