

# PMSM의 NVH 성능 개선을 위한 MMPC 기반 고대역폭 제어기 설계

김영훈, 조영훈  
 건국대학교 전력전자연구소

## Design of MMPC-Based Wide-Bandwidth Controller for Improving NVH Performance of PMSM

Younghun Kim, Younghoon Cho  
 Power Electronics Lab. Konkuk Univ.

### ABSTRACT

EV용 모터로 많이 사용되는 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)에서는 공간 고조파로 인한 원하지 않는 토크 리플이 발생한다. 이로 인해 NVH(Noise, Vibration, and Harshness) 측면에서는 운전자나 승객이 소음 및 진동과 같은 불편한 느낌을 받을 수 있다. 본 논문에서는 MMPC(Modulated Model Predictive Control) 기법의 높은 대역폭을 활용하여 토크 리플을 일으키는 전류 고조파를 저감하여 NVH 측면에서의 MMPC 기법 활용성을 검증한다.

### 1. 서론

IPMSM(Interior permanent magnet synchronous motors)은 높은 출력 밀도와 효율성으로 자동차 산업에서 널리 사용되고 있다. 일반적으로 자동차 산업에 사용되는 IPMSM은 물리적인 크기의 제약으로 인하여 역기전력에 공간 고조파들이 분포하는 경향이 있고 그로 인하여 운전 중에는 토크 리플이 발생한다. 원치 않는 토크 리플은 시스템의 기계적 진동과 잡음을 유발하며, 공명을 통해 시스템에 손상을 입힐 위험이 있다<sup>[1]</sup>. 토크 리플 최소화 방법 중 제어 지향적 접근으로는 기존 PI 제어기에 BPF(Band pass filter)를 추가한 방법이 있다<sup>[4]</sup>. 하지만 PI 제어기의 대역폭 한계 문제로 인해 제어의 불안정성을 유발한다. 본 논문은 MMPC 기반 고대역폭 제어기를 활용하여 전류 기본과 기준 6차 성분의 고조파를 저감<sup>[3]</sup>하여 토크 리플을 줄일 수 있는 방법을 제안한다.

### 2. MMPC 기반 PMSM의 NVH 성능 개선

#### 2.1 NVH 성능 개선을 위한 기존 방안

NVH 성능 개선을 위한 기존 방안으로는 회전자의 다양한 위치에 대해 구조를 정확하게 도시하고 FEM 시뮬레이션을 통해 사전 조사를 실시하여 고조파 토크를 찾는 방안이 있다. 회전자의 자속 분포는 운전 조건에 따라 변화하기 때문에 다양한 운전 지점에 대한 고조파 토크 테이블이 작성되어야 한다<sup>[1]</sup>. 그러나 일반적으로 자동차용 IPMSM은 운전점의 변화에 따라 제정수 변화가 발생하고 그 경향이 비선형적으로 나타나므로 LUT(Look-up table) 방식으로는 모든 운전 영역에서 고조파 토크를 저감하는 것이 쉽지 않다. 이러한 이유로 IPMSM 구동시 고조파 토크를 식별하고 저감하는 온라인 방법이 제안되었

다. 그 중, 한가지 방법으로 다음과 같은 제어 방식이 제안되었다.

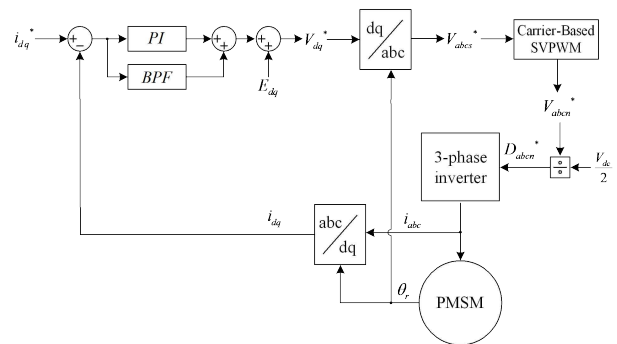


그림 1 BPF를 활용한 PMSM의 NVH 성능 개선 제어 블록도  
 Fig. 1 A control block for improving NVH performance of PMSM using BPF

그림 1<sup>[4]</sup>은 기존 동기 좌표계 상의 dq축 PI 전류제어기에 공간 고조파로 인해 발생하는 상전류 기본과 기준 6차 고조파 성분을 제어하기 위한 BPF를 병렬로 추가한 제어 블록도를 나타낸다. 고조파 오차 모델을 제어기에 포함시킴으로써 정상상태 오차를 제거하는 IMP (Internal model principle)을 만족하게 된다. 그러나, 보상이 필요한 고조파의 차수가 많아질수록 병렬로 연결되는 공진 제어기의 개수가 늘어나게 되어 복잡한 구조를 갖게 된다. 또한, 토크 리플을 최소화할 수 있는 고조파 전류의 크기는 제어 이득을 여러 번 조절하여 구할 수 있으며, 이로 인해 직관적인 제어기 설계가 어려워진다.

#### 2.2 MMPC 기반 고대역폭 제어기 설계

PMSM의 dq축 전압 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (1.1)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \lambda_f) \quad (1.2)$$

위 식에서  $V_d$ 와  $V_q$ 는 각각 d축과 q축 전압을 나타내며,  $i_d$ 와  $i_q$ 는 각각 d축과 q축 전류를 나타낸다.  $R_s$ 는 고정자 저항을 나타내고  $L_d$ 와  $L_q$ 는 각각 d축과 q축 인덕턴

스,  $\lambda_f$ 는 쇄교자속을 나타낸다.  $\omega_r$ 은 전동기의 전기 각속도를 나타낸다. 이때, 오일러 1차 근사화를 이용하고 인버터 출력 전압  $V_d[k]$ 과  $V_q[k]$ 를 인버터 듀티비에 대한 식으로 표현하면 식 (1.1), (1.2)에 대하여 다음과 같은 전류 예측 모델을 정의할 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$i_d[k+1] = i_d[k] + \frac{T_{smp}}{L_d} (D_d[k] V_{dc}[k] - R_s i_d[k] + L_q \omega_r[k] i_q[k]) \quad (3.1)$$

$$i_q[k+1] = i_q[k] + \frac{T_{smp}}{L_q} (D_q[k] V_{dc}[k] - R_s i_q[k] - L_q \omega_r[k] i_d[k] - \omega_r[k] \lambda_f) \quad (3.2)$$

위 식에서  $D_d[k]$ 와  $D_q[k]$ 는 각각 d축과 q축에 대한 출력 듀티비를 나타내고,  $V_{dc}[k]$ 는 k 시점에서의 직류링크 전압을 나타낸다. k+2 시점에서 d축과 q축 전류를 계산하면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$i_d[k+2] = i_d[k+1] + \frac{T_{smp}}{L_d} (D_d[k+1] V_{dc}[k] - R_s i_d[k+1] + L_q \omega_r[k] i_q[k+1]) \quad (4.1)$$

$$i_q[k+2] = i_q[k+1] + \frac{T_{smp}}{L_q} (D_q[k+1] V_{dc}[k] - R_s i_q[k+1] - L_q \omega_r[k] i_d[k+1] - \omega_r[k] \lambda_f) \quad (4.2)$$

이 때, 각 식에 대하여 직류링크 전압  $V_{dc}[k]$ 와 전기 각속도  $\omega_r[k]$ 은 현재 시점 k에서의 값을 사용하였다. 직류링크 전압의 경우 3상 평형부하 조건에서 전압 리플이 발생하지 않고, 전기 각속도 또한 전동기의 기계 회전관성에 의해 변화량이  $2T_{smp}$  내에서 크지 않다고 가정하였다. 여기서, 3상 인버터의 전류제어를 위한 비용함수는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$J = (i_d^*[k+2] - i_d[k+2])^2 + (i_q^*[k+2] - i_q[k+2])^2 \quad (5.1)$$

위 식을  $D_d[k+1]$ 과  $D_q[k+1]$ 에 관한 다변수 함수로 나타내고 각각의 변수에 대해 편미분을 취해 비용함수가 최소값을 가지는  $D_d[k+1]$ 와  $D_q[k+1]$ 를 구하면 다음과 같이 나타난다<sup>[2]</sup>.

$$D_d[k+1] = \frac{V_{dc}[k]}{2L_d T_{smp}} (i_d^*[k+2] - i_d[k+1]) + \frac{V_{dc}[k]}{2} (R_s i_d[k+1] - L_q \omega_r[k] i_q[k+1]) \quad (6.1)$$

$$D_q[k+1] = \frac{V_{dc}[k]}{2L_q T_{smp}} (i_q^*[k+2] - i_q[k+1]) + \frac{V_{dc}[k]}{2} (R_s i_q[k+1] + L_d \omega_r[k] i_d[k+1] + \omega_r[k] \lambda_f) \quad (6.2)$$

### 2.3 MMPC를 활용한 PMSM의 NVH 성능 개선

MMPC는 예측된 전류를 기반으로 전류 제어를 실행하기 때문에, 일반적인 PI 제어기보다 좋은 동특성과 넓은 대역폭을 가지고 있다. PMSM의 NVH 성능을 개선하기 위한 기존의 방법을 사용한다면, PI 제어기의 대역폭 한계 문제로 인해 높은 차수의 고조파가 포함된 토크 리플을 완벽하게 제거할 수 없다. 하지만, MMPC 기반 고대역폭 제어기를 다음과 같이 활용한다면 기존의 방법을 사용하였을 때보다 더 높은 차수의 고조파가 포함된 토크 리플을 제거할 수 있다.

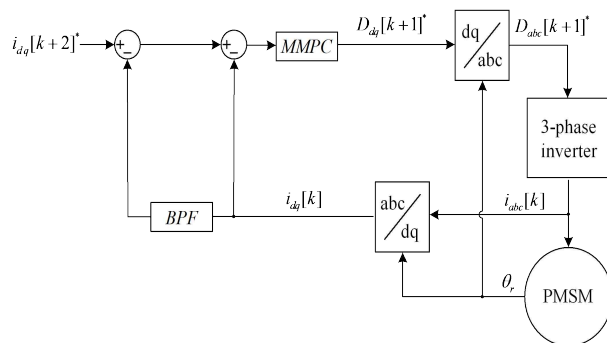


그림 2 MMPC를 활용한 PMSM의 NVH 성능 개선 제어 블록도  
Fig. 2 A control block for improving NVH performance of PMSM using MMPC

그림 2는 MMPC를 활용하여 PMSM의 NVH 성능을 개선할 수 있는 제어 블록도를 나타낸다. 전류 센서를 통해 피드백 받은 dq축 전류가 BPF(Band pass filter)를 지나면 6차 배수 고조파 성분이 추출된다. 그 후, MTPA LUT(Look-up table)을 통해 나온 dq축 전류 지령에다 6차 배수 고조파 성분을 빼면 센싱된 dq축 전류의 6차 배수 고조파 성분과 위상이 반대되는 dq축 전류제어를 고대역폭 특성을 가진 MMPC를 통해 제어할 수 있다.

표 1 모의 실험 제정수 값  
Table 1 Parameters for simulation

Sampling freq.	10	kHz	$\lambda_f$	0.11329	mV·s
Switching freq.	10	kHz	$V_{dc}$	300	V
Number of Poles	8		$R_s$	0.01	$\Omega$
Rated torque	20	N·m	$L_d$	490	$\mu H$
Rated speed	1000	rpm	$L_q$	490	$\mu H$

표 1은 모의 실험에 사용된 제정수 값을 나타낸다. 모의 실험은 인버터 출력 3상 전류에 임의로 5, 7차 고조파 성분을 주입해 6차 토크 리플이 발생하는 조건으로 실행하였다. PI 제어기를 사용하여 전류제어를 실행할 경우와 MMPC를 사용하여 전류제어를 실행할 경우 관측되는 d, q축 전류의 FFT(Fast fourier transform) 파형을 통해 6차 고조파의 감소율을 비교한다.

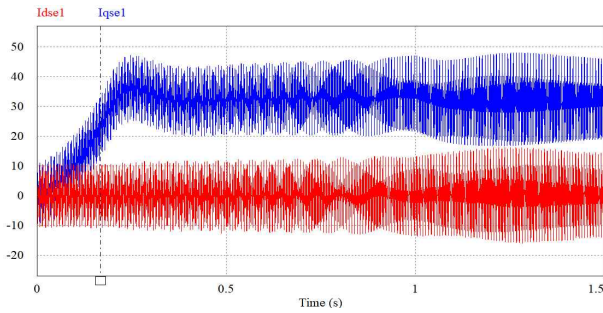


그림 3 PI 제어기 사용 시 나타나는 dq축 전류 파형  
Fig. 3 Waveform of dq axis currents using PI controller

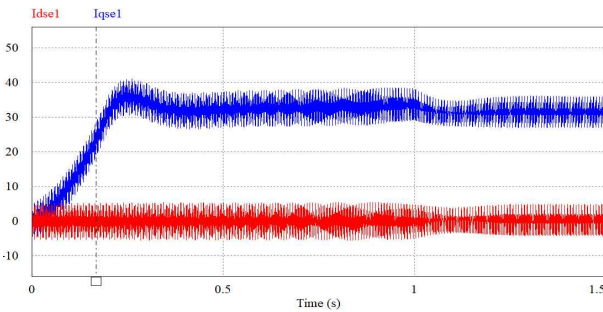


그림 4 MMPC 사용 시 나타나는 dq축 전류 파형  
Fig. 4 Waveform of dq axis currents using MMPC controller

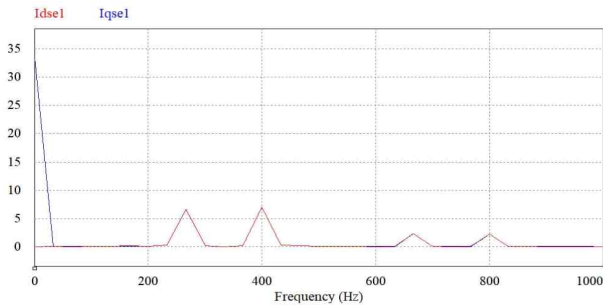


그림 5 PI 제어기 사용 시 나타나는 dq축 전류의 FFT 파형  
Fig. 5 FFT waveform of dq axis currents using PI controller

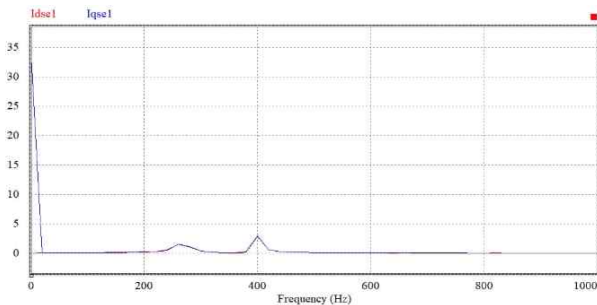


그림 6 MMPC 사용 시 나타나는 dq축 전류의 FFT 파형  
Fig. 6 FFT waveform of dq axis currents using MMPC

표 1에서 PMSM의 극 수는 8극이고, 회전 속도는 1000 rpm 이므로 상전류의 기본파 주파수는 66.667 Hz이다. 기본파 기준 6차 고조파에 해당하는 주파수는 400 Hz이다. 그림 5에서 PI

제어기 사용 시 400Hz 대역에서 나타나는 dq축 전류의 크기는 각각 5.64 A, 5.68 A이다. 그림 6에서 MMPC 제어기 사용 시 400 Hz 대역에서 나타나는 dq축 전류의 크기는 각각 2.89 A, 2.81 A이다. MMPC 사용 시 d축 전류 기준 48.74%의 감소율을 가지고, q축 전류 기준 50.45%의 감소율을 가진다. PMSM의 NVH 성능을 개선하기 위해 MMPC 기반 고대역폭 제어기를 사용한다면 PI 제어기를 사용하였을 때보다 고조파 성분을 포함한 전류 지령에 대한 응답성이 높음을 모의실험을 통해 검증하였다.

### 3. 결론

본 논문에서는 MMPC 기반 고대역폭 제어기를 설계하여 PMSM의 NVH 성능을 개선하는 방안을 제안하였다. 동기 좌표계 상으로 나타낸 3상 PMSM의 모델 식으로부터 MMPC 사용 시 dq축 듀티비에 대해서 정의하고, PMSM 구동 시 발생하는 전류 기본파와 기준 6차 고조파로 인한 토크 리플을 보상하기 위한 방법을 제안하였다. 모의 실험으로 dq축 전류 성분 모두 6차 고조파에 대한 보상 효과를 검증하였다. 한편, MMPC는 시스템 제정수를 기반으로 미래 제어 변수 값을 예측하여 비용 함수를 구성한 뒤, 비용 함수를 최소화하기 위한 정해진 듀티비를 출력하는 기법이다. 따라서, MMPC를 사용하여 PMSM 구동 시 PMSM 제정수에 의존성이 높으며, 변동하는 제정수에 대한 신뢰성 및 안정성 또한 감소한다. 따라서 향후, 온라인 추정 기법을 통해 변동하는 PMSM 제정수를 추정하여 MMPC에 적용하는 연구를 진행할 예정이다.

이 논문은 2022년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원 (2021R1A5A1031868)과 2024년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국산업기술포진원의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. P0020647, 도심형 공모빌리티(UAM) 전문인력양성사업)

### 참고 문헌

- [1] H. -J. Cho, Y. -C. Kwon and S. -K. Sul, "Optimal Current Trajectory Control of IPMSM for Minimized Torque Ripple" 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp. 1-6, 2019, June.
- [2] 최동민. "범용성 확보를 위한 변조기가 적용된 듀티비 기반 모델예측제어 직접 제어." 국내박사학위논문 건국대학교 대학원, 2023. 서울
- [3] G. -H. Lee, S. -I. Kim, J. -P. Hong and J. -H. Bahn, "Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current," in IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, no. 6, pp. 1582-1585, 2008, June
- [4] D. Li, Y. Iwaji, Y. Notohara and K. Kishita, "Harmonic Current Cancellation Method for PMSM Drive System using Resonant Controllers," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia), pp. 1301-1307, 2018, May.