

# 매입형 영구자석 전동기의 고조파 전류 저감을 위한 다중 동기 좌표계 기반의 고조파 전류 제어기

이윤재<sup>1)</sup>, 김희곤<sup>2)</sup>, 강성호<sup>1)</sup>, 윤영두<sup>3)</sup>

한양대학교 미래자동차공학과(미래자동차-SW융합전공)<sup>1)</sup>, 서울대학교<sup>2)</sup>, 한양대학교 미래자동차공학과<sup>3)</sup>

## Harmonic Current Controller based on Multiple Synchronous Reference Frame for Mitigating Harmonic Current of IPMSMs

Yun-Jae Lee<sup>1)</sup>, Hwi-Gon Kim<sup>2)</sup>, Sung-Ho Kang<sup>1)</sup>, Y oung-Doo Yoon<sup>3)</sup>

Department of Automotive Engineering(Automotive-Computer Convergence), Hanyang University<sup>1)</sup>, Seoul National University<sup>2)</sup>, Department of Automotive Engineering, Hanyang University<sup>3)</sup>

### ABSTRACT

본 논문은 돌극성이 존재하는 전동기에서의 고조파 전류 저감을 위해 설계된 다중 동기 좌표계 기반의 고조파 전류 제어기를 제안한다. 제안된 방법은 전동기의 돌극성을 고려하여 제어기 이득을 동기 좌표계 상에서 설계하였고, 회전 변환 전에 제어기 이득을 적용하였다. 또한 전동기의 자속 포화를 고려하여 인덕턴스를 동적 인덕턴스와 정적 인덕턴스로 적절히 반영하여 제어기 이득을 선정하였다. 제안된 방법의 핵심 개념은 제어기의 전달 함수와 플랜트의 전달 함수의 영-극점 상쇄를 통해 전체 개루프 전달 함수를 공진 제어기 형태가 되게 하여 안정적인 전류 응답을 얻는다는 것이다. 17kW IPMSM을 이용한 실험을 통해 제안한 제어기의 성능이 기존 제어기에 비해 향상된 것을 검증하였다.

### 1. 서 론

전동기의 토크 및 출력 밀도를 향상시키기 위해 전동기의 크기를 작게 설계하면, IPMSM의 역기전력에 고조파가 나타날 수 있다. 이로 인해, 전동기 제어 시 고조파 전류와 토크 리플이 발생하게 되며, 전류 및 토크 리플을 줄이기 위해서는 고조파 전류 제어가 필요하다.

공진 제어기는 간단한 형태로 인해 고조파 전류 제어에 널리 사용된다. 하지만 공진 제어기는 낮은 샘플링 주파수에서 불안정해진다는 단점이 있고 제어 플랜트에 따라 제어기의 안정성과 응답 속도가 달라진다는 문제가 있다. 제어기의 안정성과 응답 속도 문제를 개선하기 위해 Multiple synchronous reference frame(MSRF) 상의 고조파 전류 제어 기법<sup>[1])</sup>이 제안되었다. MSRF 상의 고조파 전류 제어기는 제어기의 영점과 플랜트의 극점을 상쇄시켜 전체 개루프 전달함수가 공진 제어기 형태가 되도록 한다. MSRF 제어기의 기본적인 개념은 정지 좌표계 상에서 AC로 나타나는 각각의 고조파를 각각의 회전 변환을 통하여 DC로 변환하여 제어한다는 것이다.

MSRF 제어기는 적분기만으로 구성하여 공진 제어기와 같은 구조<sup>[2])</sup>를 가질 수 있고, 이는 두 개의 제어기로 구성된 reduced order generalized integrator(ROGI) 형태로 구성할 수 있다. 적분기만으로 구성된 MSRf 제어기로도 원하는 주파수의 전류를 제어할 수 있지만, 플랜트에 따라 settling

time이 변화하므로 제어에는 효과적이지 않다. 이 문제를 해결하기 위해 MSRf 제어기는 비례항이 추가된 Vector proportional integral(VPI) 형태의 제어기로 구성될 수 있다<sup>[3])</sup>. 제어기는 비례 이득을 통하여 settling time을 조절할 수 있고 제어 안정성을 향상시킬 수 있다. 이 경우에는, 비례 이득으로 인해 고조파 외의 성분들의 오차가 증첩되어 제어기가 불안정해질 수 있으므로 Low pass filter(LPF)나 band pass filter(BPF)가 요구된다.

논문[3]은 MSRf 상에서 VPI 형태의 제어기를 사용하여 돌극성이 존재하지 않는 SPMSM에 적용하였다. 해당 제어기를 돌극성이 존재하는 플랜트에 적용하게 되면 돌극성의 존재로 인해 제어기의 영점과 플랜트의 극점이 서로 상쇄되지 않는다. 제어기 개루프 전달함수는 공진 제어기와 다른 형태의 전달함수가 나오게 되고 원하는 제어기의 안정성과 응답 속도를 얻을 수 없다.

본 논문은 돌극성이 존재하는 전동기에서 돌극성과 자속 포화를 반영한 MSRf 상의 복소 벡터 고조파 전류 제어기를 제안한다. 전동기의 돌극성을 고려하여 제어기 이득을 회전 변환 전에 위치하여 회전자의 위치와 관계없이 이득 항이 변화하지 않도록 하였다. 그리고 전동기의 자속 포화 현상을 고려하여 제어기와 플랜트가 영-극점 상쇄가 되도록 전류 제어기 이득에 걸보기 인덕턴스 항을 추가하였다. 제안한 제어기의 성능은 실험을 통해 검증하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 모터 모델

IPMSM의 전동기 모델은 동기 좌표계에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_{dq}^r = R_s \mathbf{i}_{dq}^r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{dq} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq} \quad (1)$$

여기서  $R_s$ 는 고정자 저항,  $\omega_r$ 은 회전자의 전기각 속도,  $\boldsymbol{\lambda}_{dq}$ 는 d-q 축 자속을 의미한다.  $\mathbf{v}_{dq}^r$ ,  $\mathbf{i}_{dq}^r$ 는 각각 d-q 축 전압과 전류를 의미한다. 식 (1)을 전압에 대한 전류의 전달함수로 표현하여 (2)와 같이 나타낼 수 있다:

$$\mathbf{i}_{dq}^r(s) = \mathbf{P}(s) \mathbf{v}_{dq}^r(s) \\ \mathbf{P}(s) = (\mathbf{L}_{dq,dyn} s + R_s \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq,app})^{-1} \quad (2)$$

식(1)에서 미분항의 자속은 미소 전류 변화량에 따른 미소 자속 변화량을 의미하는 동적 인덕턴스로 표현되고, 역기전력항의 자속은 겉보기 인덕턴스로 표현된다<sup>[4]</sup>.  $L_{dq,dyn}$  은 d-q 축 동적 인덕턴스,  $L_{dq,app}$  는 겉보기 인덕턴스를 의미한다.

## 1.2 고조파 전류 제어기 설계

### 1.2.1 돌극성을 고려한 제어기 설계

그림 1은 제안하는 다중 동기 좌표계 상의 고조파 전류 제어기로, k차 고조파 전류 제어를 위한 제어기이다.

제어기를 정지 좌표계에서 설계하면, 인덕턴스가 회전자의 위치에 따라 달라진다. 동기 좌표계에서 설계하면 돌극성이 있는 경우에도 d-q 축 인덕턴스가 일정하게 나타난다. 제어기 이득을 회전 변환 전에 적용하여 회전자의 고조파 차수와 회전자의 위치에 관계없이 안정된 제어 성능을 얻을 수 있다.

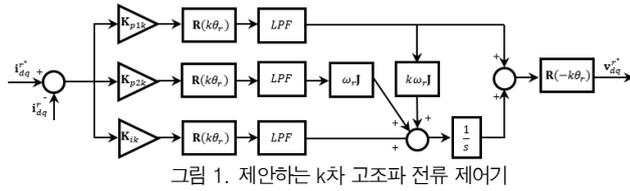


그림 1. 제안하는 k차 고조파 전류 제어기

그림 1의 전압 명령은 (3)과 같이 표현되며, 전류 명령부터 전압 지령 까지를 순서대로 행렬로 표현하였다. 계산 순서에 따라 회전 변환 행렬이 서로 상쇄되어 회전자의 위치에 전압 지령이 영향을 받지 않도록 하였다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^{r*} \\ v_q^{r*} \end{bmatrix} &= \mathbf{R}(-k\theta_r) \left( \mathbf{R}(k\theta_r) \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^r + \frac{1}{s} \mathbf{R}(k\theta_r) \mathbf{K}_{ik} \tilde{i}_{dq}^r \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{s} k\omega_r \mathbf{J} \mathbf{R}(k\theta_r) \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^r \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{s} \omega_r \mathbf{J} \mathbf{R}(k\theta_r) \mathbf{K}_{p2k} \tilde{i}_{dq}^r \right) \\ &= \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^r + (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} \mathbf{K}_{ik} \tilde{i}_{dq}^r \\ &\quad + (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} \mathbf{J} k\omega_r \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^r \\ &\quad + (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k} \tilde{i}_{dq}^r. \end{aligned} \quad (3)$$

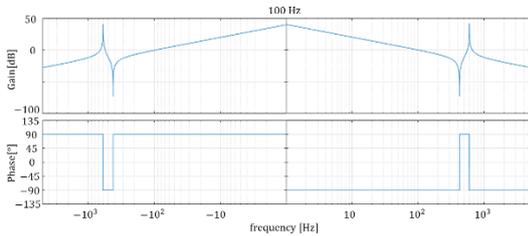


그림 2. 제안하는 고조파 전류 제어기의 주파수 응답

그림 2는 제안하는 제어기의 100Hz의 전동기 동작 주파수에서의 기본파와 6 고조파 제어기의 주파수 응답이다. 기본파 제어기의 대역폭과 고조파 전류 제어기의 대역폭을 100Hz로 선정해 주었다. 식 (3)에 의해 제안하는 제어기는 전동기 회전자의 위치에 영향을 받지 않으므로 회전자의 위치와 관계없이 일정한 대역폭을 갖는다. 따라서 제안하는 제어기는 안정적인 응답을 가지게 된다.

### 1.2.2 자속 포화를 고려한 제어기 설계

매입형 영구자석 동기 전동기는 토크 밀도를 높이기 위해 돌극성을 크게 설계하며, 자속 포화가 강하게 나타난다. 따라서 제안하는 제어기 이득에 인덕턴스의 변화를 반영하여 고조파 전류 제어기의 성능을 향상시킬 수 있다. 인덕턴스 변화를 반영한 제어기는 다음과 같이 설계된다.

제어기 설명에 앞서, 두 가지 좌표계에 대해 정의한다. 회전자와 동일한 주파수로 회전하는 동기 좌표계를 기준 동기 좌표계, 고조파의 주파수와 동일한 주파수로 회전하는 동기 좌표계를 고조파 동기 좌표계라 정의한다. 식 (4)-(6)은 제안하는 고조파 제어기의 비례-적분 이득이다.

$$\mathbf{K}_{p1k} \triangleq \omega_{cck} \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{K}_{p2k} \triangleq \omega_{cck} \begin{bmatrix} L_{da} & 0 \\ 0 & L_{qa} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{K}_{ik} \triangleq R_s \omega_{cck} \mathbf{I}. \quad (6)$$

$\mathbf{K}_{p1k}$  는 비례 및 적분 이득 행렬로 동적 인덕턴스 행렬과 제어기의 대역폭의 곱으로 구성된다.  $L_{dd}$  는 d축 전류에 대한 d축 자속의 동적 인덕턴스이고  $L_{dq}$  는 q축 전류에 대한 d축 자속의 인덕턴스이고  $L_{qd}$  는 d축 전류에 대한 q축 자속의 동적 인덕턴스이고  $L_{qq}$  는 q축 전류에 대한 q축 자속의 동적 인덕턴스이다.  $\mathbf{K}_{p2k}$  는 적분 이득 행렬로 정적 인덕턴스 이득 행렬과 제어기 대역폭의 곱으로 구성된다.  $L_{da}$  은 d축 전류에 대한 d축 정적 인덕턴스이고  $L_{qa}$  는 q축 전류에 대한 q축 정적 인덕턴스이다.  $\mathbf{K}_{ik}$  는 적분 이득 행렬로 고정자 저항과 제어기 대역폭의 곱으로 구성된다.

제안한 고조파 전류 제어기는 고조파 동기 좌표계 상에서 (7)과 같이 설계된다.

$$\mathbf{v}_{dq}^{kr} = \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^{kr} + (\mathbf{K}_{ik} + k\omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p1k} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k}) \frac{1}{s} \tilde{i}_{dq}^{kr} \quad (7)$$

기준 동기 좌표계에서 고조파의 차수를 'k' 라 표현하였고 k차 고조파의 주파수로 회전하는 공간 벡터를 'kr' 이라 표현하였다. 고조파 동기 좌표계 상의 제어기 전달함수를 기준 동기 좌표계로 회전 변환하면 (8)과 같고, 이는 (9)와 같이 정리된다.

$$\mathbf{v}_{dq}^r = \mathbf{K}_{p1k} \tilde{i}_{dq}^r + (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} (\mathbf{K}_{ik} + k\omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p1k} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k}) \tilde{i}_{dq}^r \quad (8)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^r = (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} (\mathbf{K}_{p1k} s + \mathbf{K}_{ik} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k}) \tilde{i}_{dq}^r. \quad (9)$$

고조파 전류 제어기는 양의 k차 고조파인 정상분을 제어하기 위한 제어기와 음의 k차 고조파인 역상분을 제어하기 위한 제어기로 구성된다.  $\mathbf{H}_{PIK+}$  는 정상분을 제어하기 위한 제어기의 전달 함수이고  $\mathbf{H}_{PIK-}$  는 역상분을 제어하기 위한 제어기의 전달 함수이다.

$$\mathbf{H}_{PIK+}^r(s) = (s\mathbf{I} - k\omega_r \mathbf{J})^{-1} (\mathbf{K}_{p1k} s + \mathbf{K}_{ik} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k}) \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_{PIK-}^r(s) = (s\mathbf{I} + k\omega_r \mathbf{J})^{-1} (\mathbf{K}_{p1k} s + \mathbf{K}_{ik} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{K}_{p2k}) \quad (10)$$

역상분과 정상분을 제어하기 위한 제어기는 병렬로 구성되고 중첩 원리에 의해 제어기는 (11)과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{PIK}^r(s) &= \mathbf{H}_{PIK+}^r(s) + \mathbf{H}_{PIK-}^r(s) \\ &= 2 \frac{s(\mathbf{K}_{p1k}s + \mathbf{K}_{ik} + \omega_r)\mathbf{K}_{p2k}}{s^2 + (k\omega_r)^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

기준 동기 좌표계 상에서 고조파 전류 제어기의 개루프 전달 함수는 (11)과 (2)의 곱으로 나타낼 수 있고 플랜트의 극점과 고조파 전류 제어기의 영점이 서로 상쇄되어 (12)와 같이 공진제어기 형태로 나타난다.

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{P}(s)\mathbf{H}_{PIK}^r(s) = 2 \cdot \frac{s}{s^2 + (k\omega_r)^2} \mathbf{I}. \quad (12)$$

### 3. 실험 검증

제안하는 고조파 전류 제어기는 표1의 전동기를 통해 검증하였다. 부하모터와 테스트 모터는 IPMSM으로 동일한 전동기이다. 테스트 모터의 권선 방법이나 자석 착자에 따른 공극 자속의 비이상성, 그리고 인버터의 데드타임으로 인한 전압 왜곡으로 인하여 6 고조파가 존재한다. 전류 운전점에 대한 정적 인덕턴스와 동적 인덕턴스는 회전 상태에서 측정한 자속 포화 데이터를 이용하여 계산하였다.

표 1. 대상 전동기의 공칭 제정수

내용	값[단위]
정격 용량	17 [kW]
극 쌍수	3
정격 속도	2000 [r/min]
정격 전압	380 [V <sub>rms</sub> ]
정격 전류	28.9 [A <sub>rms</sub> ]
고정자 저항	0.135 [Ω]
d 축 인덕턴스	2.14 [mH]
q 축 인덕턴스	3.7 [mH]
영구자석 자속	0.1334 [V·s]

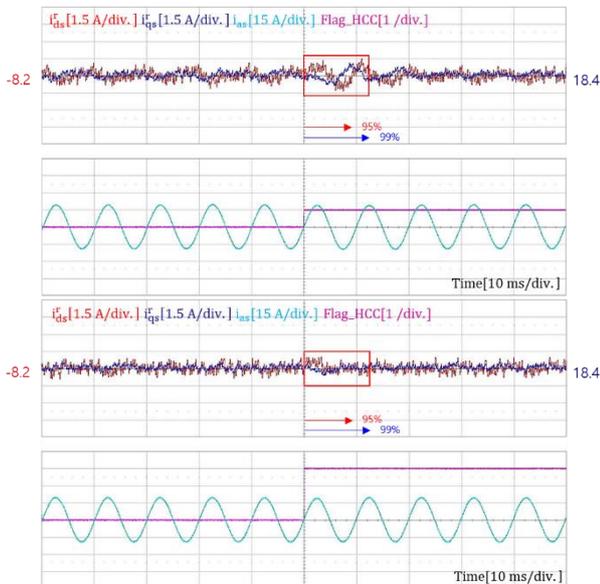


그림 3. 기존 제어기와 제안하는 제어기의 고조파 전류 제어 동특성  
 그림 3은 100Hz의 모터 동작 주파수, 0.5 p.u.의 부하에서의 실험 결과를 보여준다. 약자 'HCC'는 harmonic current control을 의미한다. HCC가 0일 때는 고조파 전류 제어기가 동작하지 않는 상태로 기본과 전류 제어를 위한 제어기만이 동작한다. 기존 제어기<sup>[3]</sup>는 전동기의 회전자 위치에 제어기의 대역폭이 변화하며 자속 포화에 따른 인덕턴스 변화를 정확히 고려하지 않아 제정수 오차로 인해 제어기의 응답이 3τ 내에 정상상태에 도달하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 반면, 제안하는 제어기는 전동기의 돌극성과 자속 포화 현상을 고려하였기 때문에 고조파 전류 응답이 설계하였던 것과 동일하게 응답과 정상상태 도달 시간이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

### 4. 결론

본 논문에서, 돌극성이 존재하는 전동기에서 전동기의 돌극성과 자속 포화 현상을 고려한 MSRF상의 고조파 전류 제어기를 제안하였다. 제안하는 제어기의 유효성은 수식과 주파수 응답을 통해 확인하였고 실험을 통해 고조파 전류 응답을 통해 검증하였다. 이를 통해 돌극성이 존재하는 전동기에서 고조파 전류 제어 응답이 기존 제어기에 비해 향상된 것을 확인하였다.

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. RS-2023-00207865).  
 이 논문은 2024년 한화에너지로스페이스 E-Drive HUB의 지원을 받아 수행된 연구임.

### 참고 문헌

- [1] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea and F. Blaabjerg, "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, pp. 1826-1835, Sept. 2007.
- [2] H. Kim, J. Yoo and S. -K. Sul, "Harmonic Current Regulation of SMPMSM by Discrete-Time Current Controller Design," 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia), Jeju Island, Korea, Republic of, 2023, pp. 669-674
- [3] H. Zhang, M. Dou and J. Deng, "Loss-Minimization Strategy of Nonsinusoidal Back EMF PMSM in Multiple Synchronous Reference Frames," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 8, pp. 8335-8346, Aug. 2020.
- [4] H. A. A. Awan, S. E. Saarakkala and M. Hinkkanen, "Flux-Linkage-Based Current Control of Saturated Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 5, pp. 4762-4769, Sept.-Oct. 2019.