고주파 회전 전압 신호 인가 방식을 이용한 영구자석 동기 전동기의 인덕턴스 추정

김재학, 남광희
포항공과대학교

Inductance Estimation of PMSM Using Rotating High Frequency Voltage Injection

Jaehak Kim, Kwanghee Nam
Pohang University of Science and Technology (POSTECH)

ABSTRACT

영구자석 동기 전동기의 PI 전류 제어기 이득은 대역폭과 파라미터에 의해 결정된다. 파라미터 추정 시 필요한 전류 제어기 이득을 임의로 설정할 수밖에 없다는 문제가 있다. 본 논문은 정지좌표계에 대해 회전하는 전압 신호를 인가하여 초기 위치를 추정함과 동시에 인덕턴스를 일정 오차 내로 추정하여 빠르게 인덕턴스를 추정하고, 이를 이용해 전류 제어기 이득을 전동기의 전기적 파라미터에 맞게 설정할 수 있는 방식을 제안한다.

1. 서 론

영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어를 위해 모터 파라미터 추정이 필수적이다. 인덕턴스를 추정하기 위해 다양한 방법들이 제안되었다. 운전 조건에 따라 변하는 인덕턴스를 추정할 수 있는 운전상태 시험법[1]은 부하 모터가 필요하며, 회전자 위치 센서가 필요한 단점 때문에 정지 상태 시험법이 제안되었다.

동기 d-q축에 맥동하는 고주파 전압 신호를 인가하여 인덕턴스를 추정 시[2] 회전자의 초기 위치가 필요하며, 파라미터를 몰라 인덕턴스 추정뿐 아니라 저항 추정 시 사용하는 PI 전류 제어기 이득으로 임의의 값을 선정해야 하는 문제가 존재한다.

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 동기 d-q 축에 맥동하는 전압 신호를 인가하는 대신, 정지 $\alpha-\beta$ 축에 대해 회전하는 전압 신호를 인가하여 초기 위치를 추정함과 동시에 d축 인덕턴스를 최대 30% 오차 이내로 추정하여 대략적인 파라미터를 빠르게 추정함과 동시에 파라미터 추정 시 전류 제어기 이득 선정에 도움을 줄 수 있는 방법을 제안한다.

2. 회전 전압 벡터 인가를 이용한 인덕턴스 추정

2.1 영구자석 동기 전동기의 고주파 신호 인가 모델

영구자석 동기 전동기의 코어 포화, 와류손, 히스테리시스 손을 무시한다고 가정하면 정지 좌표축에 대한 전동기의 전압 방정식은 (1)과 같다.

$$V_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + pL_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta} + p\varphi_m e^{j\theta_e} \tag{1}$$

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1\cos(2\theta_e) & L_1\sin(2\theta_e) \\ L_1\sin(2\theta_e) & L_0 - L_1\cos(2\theta_e) \end{bmatrix}$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2},\ L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$V_{\alpha\beta} = V_\alpha + jV_\beta$, $i_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta$ 이며, $L_{\alpha\beta}$는 인덕턴스 행렬, L_0은 평균 인덕턴스, L_1은 증분 인덕턴스, θ_e는 회전자 위치의 전기각, φ_m은 영구자석의 쇄교 자속이다.

정지 좌표축에 대해 전압 벡터를 높은 주파수로 회전시키면, 회전자는 정지 상태를 유지하며, 저항에 의한 전압 강하 성분이 무시 가능하므로 전압 방정식은 (2)와 같다.

$$V_{\alpha\beta} = pL_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta} \tag{2}$$

2.2 회전 전압 벡터를 이용한 인덕턴스 추정

α축에 대해 90° 위치로부터 반시계 방향으로 ω_h속도로 회전하는 V_h 크기의 전압 벡터를 전동기에 인가하면 응답 전류는 (4)와 같다.

$$V_{\alpha\beta} = jV_h e^{j\omega_h t} = \begin{bmatrix} -V_h\sin(\omega_h t) \\ V_h\cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$i_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} I_{ph}\cos(\omega_h t) + I_{nh}\cos(2\theta_e - \omega_h t) \\ I_{ph}\sin(\omega_h t) + I_{nh}\sin(2\theta_e - \omega_h t) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$I_{ph} = \frac{V_h L_0}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)} \quad I_{nh} = -\frac{V_h L_1}{\omega_h (L_0^2 - L_1^2)}$$

I_{ph}와 I_{nh}를 이용하여 다음과 같은 관계를 얻을 수 있고, 변수 L_h를 (6)과 같이 정의한다.

$$I_{ph}^2 + I_{nh}^2 = \frac{V_h^2}{2\omega_h^2}\left(\frac{1}{L_d^2} + \frac{1}{L_q^2}\right) \tag{5}$$

$$\frac{1}{L_h^2} = \left(\frac{1}{L_d^2} + \frac{1}{L_q^2}\right) \tag{6}$$

매입형 영구자석 동기 전동기는 d축을 영구자석의 N극으로 정하면 $L_d < L_q$이므로 L_h는 L_d와 근사한 값을 갖게 된다. 돌

극비 m에 대해 $L_q = mL_d (m \geq 1)$로 정하면 L_h는 (7)과 같이 돌극비로 표현된다.

$$L_h = \frac{m}{\sqrt{m^2+1}} L_d \tag{7}$$

돌극비가 클수록 L_h가 L_d에 근사하며, 돌극비가 1일 때 오차는 최대 30%로 제한된다.

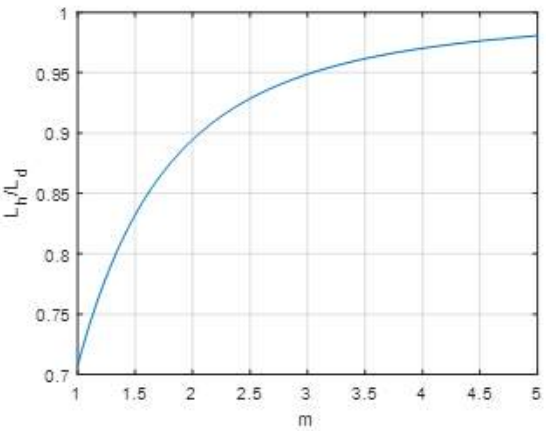

그림 1 돌극비에 따른 L_h/L_d 변화

3상 전류 성분에서 L_h를 직접 유도할 수 있다. (4)를 3상 좌표계 전류 성분으로 변환하고 진폭을 구하면 (9)과 같다.[3]

$$\begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{bh} \\ I_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{I_{ph}^2 + I_{nh}^2 + 2I_{ph}I_{nh}\cos(2\theta_e)} \\ \sqrt{I_{ph}^2 + I_{nh}^2 + 2I_{ph}I_{nh}\cos\left(2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right)} \\ \sqrt{I_{ph}^2 + I_{nh}^2 + 2I_{ph}I_{nh}\cos\left(2\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right)} \end{bmatrix} \tag{9}$$

DFT를 통해 3상 전류 진폭을 구하면, (5)와 (10)을 이용하여 회전자 위치에 상관없이 L_h를 구할 수 있다.

$$\frac{2}{3}(I_{ah}^2 + I_{ah}^2 + I_{ah}^2) = 2(I_{ph}^2 + I_{nh}^2) = \frac{V_h^2}{\omega_h^2 L_h^2} \tag{10}$$

$$L_h = \frac{V_h^*}{\omega_h^* \sqrt{\frac{2}{3}(I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2)}} \tag{11}$$

3. 시뮬레이션 결과

표 1과 같이 시뮬레이션 모델을 만들고 L_h를 추정한 결과, 6.61mH로 추정되며, 7.68%의 오차율을 보였다.

표 1 모터 및 시뮬레이션 파라미터

$L_d\,[mH]$	7.16	V_h	50
$L_q\,[mH]$	17.16	f_h	250
$R_s\,[\Omega]$	0.3		

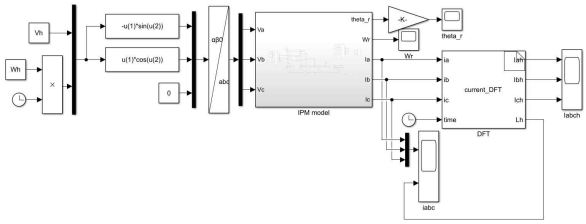

그림 2 L_h 추정 시뮬레이션 모델

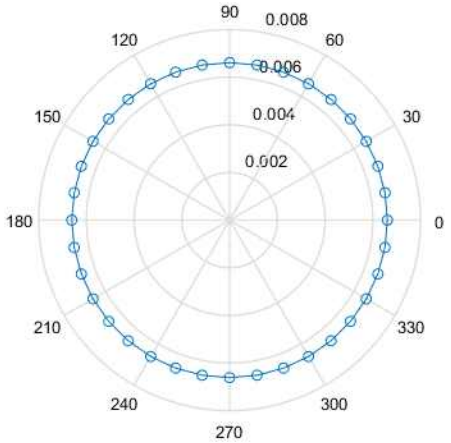

그림 3 회전자 위치에 따른 추정 L_h

4. 결론

본 논문은 회전 전압 벡터를 인가해 초기 위치를 알 필요 없이 파라미터 추정 시 PI 전류 제어기 이득에 사용되기 위한 d축 인덕턴스를 추정하는 방법을 제안한다. 3상 전류 성분의 크기를 이용하여 빠르게 d축 인덕턴스를 추정할 수 있도록 수식을 유도하고 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

이 논문은 산업통상자원부의 재원으로 2019년 광역협력권산업육성사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.
(P0006203 - 용량 가변형 전기 상용차용 병렬 구동 모듈 개발)

참 고 문 헌

[1] K. M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 2, pp. 557-565, March-April 2005.

[2] G. Wang et al., "Self-Commissioning of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives at Standstill Considering Inverter Nonlinearities," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6615-6627, Dec. 2014.

[3] H. Li, X. Zhang, S. Yang, F. Li and M. Ma, "Improved initial rotor position estimation of IPMSM using amplitude demodulation method based on HF carrier signal injection," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, 2017, pp. 1996-2001.