

영구자석 동기전동기의 낮은 주파수 변조 지수 운전 시 평균 전류 오차 보상 및 이를 적용한 역기전력 기반 센서리스 운전

송용준, 이육진
충남대학교

Sensorless operation based on EMF with compensation of average current error for operation of PMSM at low frequency modulation index

Yong-Jun Song, Wook-Jin Lee
Chungnam National University

ABSTRACT

영구자석 동기전동기 고속 운전 시 센서의 신뢰성 문제로 센서리스 운전은 필수적이다. 또한 스위칭 주파수는 여러 제한 조건에 의해 높이는 데 한계가 있어 전동기 속도가 증가함에 따라 기본과 주파수 대비 스위칭 주파수 비(F_{ratio})가 작아진다. F_{ratio} 가 작아질수록 샘플링 전류와 실제 평균 전류 사이에 오차가 증가하고 이러한 전류 오차는 전동기 제어 성능의 저하를 유발한다. 본 논문에서는 평균 전류를 샘플링 전류 성분과 평균 전류 오차 성분으로 나누어 분석하고 보상한다. 또한 제안한 전류 보상 방법을 역기전력 기반 센서리스에 적용한다.

1. 서론

고속 영구자석 동기전동기는 작은 사이즈로 더 큰 출력을 낼 수 있어 산업체 여러 분야에서 사용되고 있지만 스위칭 주파수는 인버터의 물리적 문제, 데드타임, 스위칭 손실 등에 의해 한계가 존재한다. 따라서 전동기 속도가 증가함에 따라 기본과 주파수 대비 스위칭 주파수 비가 작아지며 이로 인해 발생하는 문제에 대한 연구가 진행되어 왔다[1-4].

본 논문에서는 평균 전류를 샘플링 전류 성분과 평균 전류와의 오차 성분으로 나누어 분석하고 보상한다. 또한 제안한 보상 방법을 센서리스 운전에 적용한다.

2. 본론

2.1 샘플링 전류 오차

그림1은 표1의 시스템 파라미터를 갖는 전동기를 동일한 부하일 때 운전 영역에 따른 동기좌표계 실제 전류와 샘플링 전류를 보여준다. 그림1.(a)은 30krpm($F_{ratio} = 20$)에서의 운전 영역이고 그림1.(b)은 100krpm($F_{ratio} = 6$)에서의 운전 영역이다. 그림1.(a)와 같이 F_{ratio} 가 충분히 클 경우 실제 전류의 리플이 작으며 평균 전류와 샘플링 전류의 오차도 거의 없다. 하지만 그림1.(b)과 같이 F_{ratio} 가 작을 경우 실제 전류의 리플이 증가하며 평균 전류와 샘플링 전류의 오차가 커진다. 이러한 오차는 전동기 성능을 떨어뜨리는 원인이 된다.

2.2 샘플링 전류 오차 보상 방법

평균 전류에 대한 전동기 전압방정식을 동기좌표계에서 표현하면 식(1),(2)과 같다.

$$\overline{v_{ds}^r} = R_s \overline{i_{ds}^r} + L_d \frac{d\overline{i_{ds}^r}}{dt} - \omega_r L_q \overline{i_{qs}^r} \quad (1)$$

$$\overline{v_{qs}^r} = R_s \overline{i_{qs}^r} + L_q \frac{d\overline{i_{qs}^r}}{dt} + \omega_r L_d \overline{i_{ds}^r} + \omega_r \lambda_f \quad (2)$$

표 1 모터 파라미터
Table 1 Motor Parameter

극 수	2	고정자 저항	51.3 mΩ
q축 인덕턴스	17.7 μH	d축 인덕턴스	17.7 μH
정격 속도	180000 rpm	역기전력 상수	1.4 mWb
스위칭 주파수	10 kHz	입력 전압	48 V

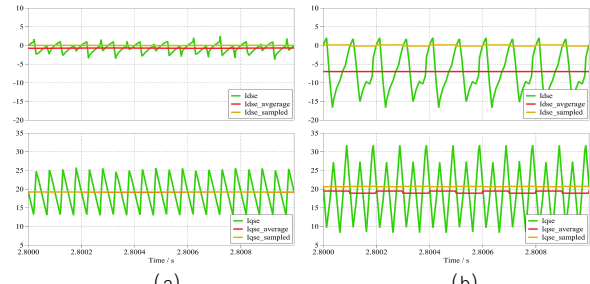


그림 1 동기좌표계 d-q축 실제 전류, 평균 전류, 샘플링 전류[5A/div]. (a)30krpm($F_{ratio} = 20$). (b)100krpm($F_{ratio} = 6$)

평균 전류를 식(3)과 같이 샘플링 전류 성분과 평균 전류 오차 성분으로 나눌 수 있다.

$$\overline{i_{dqs}^r} = \overline{i_{dqs_samp}^r} + \overline{i_{dqs_err}^r} \quad (3)$$

T_{samp} 주기의 이산시간 영역에서 평균 전류의 2가지 성분을 고려하여 식(1),(2)을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{v_{ds}^r}[k] = \left(R_s \overline{i_{ds_samp}^r}[k] + L_d \frac{\overline{i_{ds_samp}^r}[k] - \overline{i_{ds_samp}^r}[k-1]}{T_{samp}} - \omega_r L_q \overline{i_{qs_samp}^r}[k] \right) + \left(R_s \overline{i_{ds_err}^r}[k] - \omega_r L_q \overline{i_{qs_err}^r}[k] \right) \quad (4)$$

$$\overline{v_{qs}^r}[k] = \left(R_s \overline{i_{qs_samp}^r}[k] + L_q \frac{\overline{i_{qs_samp}^r}[k] - \overline{i_{qs_samp}^r}[k-1]}{T_{samp}} + \omega_r L_d \overline{i_{ds_samp}^r}[k] \right) + \left(R_s \overline{i_{qs_err}^r}[k] + \omega_r L_d \overline{i_{ds_err}^r}[k] \right) + \omega_r \lambda_f \quad (5)$$

평균 전압과 출력 전압 지령이 같다면($\overline{v_{dqs}^r} = \overline{v_{dqs}^{*r}}$) 식(4),(5)를 다음과 같이 전류 오차 성분에 대해 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \overline{i_{ds_err}^r}[k] \\ \overline{i_{qs_err}^r}[k] \end{bmatrix}$$

$$= \left(\begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ds}^*[k] \\ v_{qs}^*[k] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \frac{L_d}{T_{samp}} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + \frac{L_q}{T_{samp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds_samp}^r[k] \\ i_{qs_samp}^r[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_d}{T_{samp}} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{T_{samp}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds_samp}^r[k-1] \\ i_{qs_samp}^r[k-1] \end{bmatrix} \right) \quad (6)$$

따라서 스위칭 구간 내 평균 전류는 식(3)에 식(6)을 대입하여 구할 수 있다.

2.3 전류 보상 검증

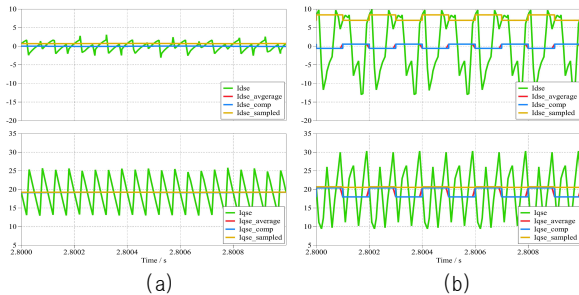


그림 2 동기좌표계 d-q축 실제 전류, 평균 전류, 샘플링 전류, 보상 전류[5A/div]. (a)30krpm ($F_{ratio} = 20$). (b)100krpm ($F_{ratio} = 6$)

표 2 전류 오차 결과

F_{ratio}		20	6
평균 전류 [A]	d축	0.00	0.00
	q축	19.19	19.19
샘플링 전류 (평균 오차) [A]	d축	0.73(+0.73)	7.71(+7.71)
	q축	19.24(+0.05)	20.62(+1.42)
보상 전류 (평균 오차) [A]	d축	0.00(+0.00)	0.00(+0.00)
	q축	19.19(+0.00)	19.19(+0.00)

그림2는 그림1과 동일한 조건에서 제안한 방법으로 보상한 전류를 이용하여 전류 제어를 할 경우의 동기좌표계 실제 전류, 평균 전류, 샘플링 전류, 보상한 전류를 나타내며 표2는 각 방법에 따른 전류의 오차를 보여준다. $F_{ratio} = 20$ 일 경우 평균 전류와 샘플링 전류의 평균 오차가 d축, q축 전류 각각 0.73 [A], 0.05[A]로 작지만 $F_{ratio} = 6$ 일 경우 각각 7.71[A], 1.42[A]로 오차가 증가한 것을 볼 수 있다. 하지만 제안한 전류 보상 방법을 이용하여 보상할 경우 F_{ratio} 에 관계없이 평균 전류와 오차는 0으로 보상되는 것을 확인할 수 있다.

2.4 보상 전류를 이용한 센서리스 운전

그림3은 역기전력 기반 센서리스 운전 시 제안한 전류 보상 방법을 이용하여 각 추정을 할 경우 센서리스 전환 시점에서의 속도와 동기좌표계 d-q축 전류를 보여준다. 그림3.(a)는 식(6)의 식을 이용하여 보상한 전류를 그대로 각 추정에 이용한 것이다. 이때 센서리스 전환 시점에서 시스템이 불안정해지며 전류가 발산하는 것을 확인할 수 있다. 그림3.(b)는 식(6) 두 번째 텀의 값을 LPF를 거친 후 각 추정에 이용한 결과이다. 이 경우 센서리스 전환 후 안정한 전류 제어가 이루어지고 있음을

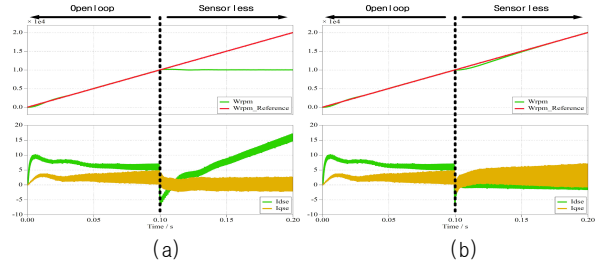


그림 3 센서리스 운전 전환 시 속도 지령, 실제 속도 및 동기좌표계 d-q축 실제 전류. (a)LPF 사용하지 않은 경우. (b)LPF 사용한 경우.

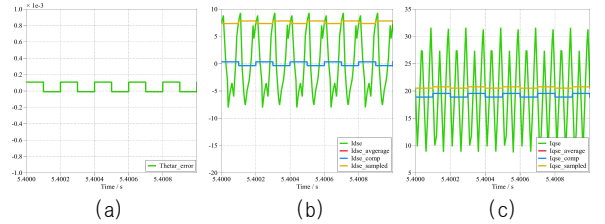


그림 4 센서리스 운전 시 각오차 및 동기좌표계 d-q축 실제 전류, 평균 전류, 보상 전류 샘플링 전류. (a)각오차 [2×10^{-4} rad/div]. (b)d축 전류[5A/div]. (c)q축 전류[5A/div]

확인할 수 있다.

그림4는 센서리스 운전 시 $F_{ratio} = 6$ 에서 실제각과 추정각의 오차, 동기좌표계 d-q축 전류를 보여준다. 센서리스 각 추정 오차가 거의 없으며 제안한 평균 전류 보상이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.

3. 결론

본 논문에서는 작은 기본파 주파수 대비 스위칭 주파수 비에서 운전할 경우 평균 전류를 샘플링 전류 성분과 평균 전류 오차 성분으로 나누어 분석하고 이를 이용하여 전류의 오차 보상 방법을 제시하였다. 시뮬레이션을 통해 제시한 보상 방법을 이용할 경우 평균 전류 오차가 0이 되는 것을 검증하였으며 LPF를 통해 제안한 전류 보상 방법을 센서리스 운전에도 적용하였다.

참고 문헌

- [1] Bon-Ho Bae and S. -K. Sul, "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 802-810, May-June 2003
- [2] Jo, SI., Lee, WJ. Compensation method of PWM inverter output voltage under low sampling-to-fundamental frequency ratio operating conditions. J. Power Electron. 23, 904 - 912 (2023).
- [3] J. -S. Yim, S. -K. Sul, B. -H. Bae, N. R. Patel and S. Hiti, "Modified Current Control Schemes for High-Performance Permanent-Magnet AC Drives With Low Sampling to Operating Frequency Ratio," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 2, pp. 763-771, March-april 2009.
- [4] Jo, SI., Lee, WJ. Compensation method of average current sampling error under the operating condition of low sampling-to-fundamental frequency ratio. J. Power Electron. 23, 649 - 655 (2023).