

디지털 제어기로 인한 교류 전동기 제어 시스템의 전류 샘플링 오차 및 보상

임정식, 설승기
서울대학교

Current Sampling Error in Digitally-Controlled AC Motor Drives

Jung-Sik Yim, Seung-Ki Sul
Seoul National University

Abstract - 디지털 제어기는 벡터 제어(Vector Control) 구현에 적합하기 때문에, 현재 대다수의 고성능 교류 전동기 구동 시스템에 사용되고 있다. 디지털 제어를 사용하는 교류 전동기 구동 시스템에 대한 기존의 연구는 주로 디지털 제어기의 시지연이 제어 성능에 미치는 효과에 주목하였다. 그리고 디지털 제어기의 전류 샘플링 오차에 주목한 연구들은 주로 전력 변환기의 전압 변조(PWM, Pulse Width Modulation)와 디지털 제어기의 샘플링 순간과의 관계에 따른 전류 샘플링 오차에 대해 연구하였다. 본 논문에서는 기존의 연구에서는 다루어지지 않았던 디지털 제어기의 제로-오더-홀드(Zero-Order Hold) 특성에 의해 발생하는 전류 샘플링 오차를 다룬다. 이 오차는 전동기의 전기적 회전 주파수가 디지털 제어기의 샘플링 주파수에 비해 무시할 수 없을 정도로 커지는 경우 그 영향이 두드러지게 된다. 본 논문에서는 이러한 전류 샘플링 오차를 분석하고, 이것을 보상하는 방법에 대해 서술한다.

1. 서 론

디지털 제어기는 현재 대다수의 고성능 교류 전동기 구동 시스템에 사용되고 있다. 디지털 제어기는 복잡한 제어 이론을 간단하게 구현할 수 있게 해주는데, 특히 벡터 제어(Vector Control) 기법에 사용되는 좌표 변환 과정을 손쉽게 구현할 수 있게 해주기 때문에 교류 전동기 제어 시스템에 사용하기에 적합하다.

디지털 제어기를 이용한 교류 전동기 제어 기법에 대한 기존의 연구들은 주로 디지털 제어기의 시지연이 제어 성능에 미치는 효과에 주목하였다. 그래서 샘플링 주파수와 내측 전류 제어 회로(Inner Current Regulation Loop)의 대역폭의 관계를 구하거나[1], 예측 전류 제어 기법[2], 데드비트(Deadbeat) 전류 제어 기법[3] 등 제한된 샘플링 주파수 조건에서 전류 제어 회로 동특성을 향상시키기 위한 방법 등이 연구되어 왔다. 디지털 제어기의 전류 샘플링 오차에 주목한 연구들은 주로 전압 변조 과정(PWM, Pulse Width Modulation)에서 전류 샘플링이 발생하는 순간에 따라 발생하는 순간적인 오차에 주목하였다. 전류 샘플링 경로에 아날로그 필터 등의 시지연 성분이 있을 경우 이로 인해 발생하는 전류 샘플링 오차를 보상하는 방법에 대한 연구나[4], 공간 전압 변조 방식(SVPWM, Space Vector PWM)이 아닌 특수한 전압 변조 방식을 사용하는 경우의 전류 샘플링 오차를 보상하는 방법에 대한 연구 등이 이에 속한다[5].

본 논문에서는 기존의 연구에서는 다루어지지 않았던 디지털 제어기의 제로-오더-홀드(Zero-Order Hold) 특성에 의해 발생하는 전류 샘플링 오차를 다룬다. 이 오차는 디지털 제어기로 구성된 동기좌표계 전류 제어기를 사용하는 모든 제어 시스템에서 발생하는 오차이나, 샘플링 주파수, f_{samp} , 대 전동기의 전기적 회전 주파수, f_r ,의 비율, $F_{samp} = \frac{f_{samp}}{f_r}$,이 큰 경우에는 그 크기가 매우 작다. 그러나 최근 등장

하고 있는 초고속 전동기나 다극 전동기 등, 전기적인 회전 주파수가 큰 영구자석 교류 전동기의 경우, 이 오차는 무시할 수 없을 정도의 크기를 갖게 된다. 본 논문에서는 이와 같은 디지털 제어기의 전류 샘플링 오차에 대해 분석하고, 이것을 보상하는 방법에 대해 서술한다. 또한 모의 실험 및 실험에 의해 제안된 방법의 타당성을 검토한다.

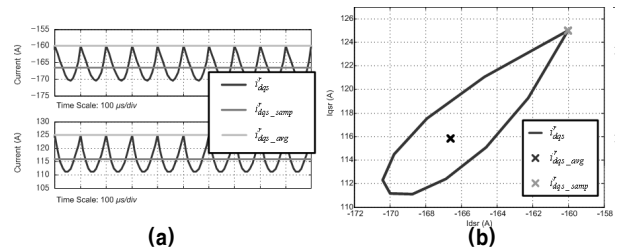
2. 디지털 제어기로 인한 전류 샘플링 오차 및 보상

2.1 전류 샘플링 오차

<표 1>은 모의실험에 사용된 표면 부착형 영구자석 동기기의 상수들을 나타낸다. <그림 1-a>는 전동기 속도 9,000 r/min, $F_{samp} = 6.67$ 인 경우의 모의실험 결과이다. 실제 회전자 기준 좌표계 dq축 전류가 샘플링 주파수인 10 kHz로 맥동하고 있으며, 디지털 제어기가 샘플링 한 전류값은 실제 전류의 평균값과는 다르다는 사실을 확인할 수 있다. <그림 1-b>는 샘플링 한 주기 동안의 dq축 전류를 xy 평면 위에 도시한

<표 1> 모의실험에 사용된 제정수 (표면 부착형 영구자석 동기기)

제정수 종류	값
극 수	20 극
최대 회전 속도	9,000 r/min
고정자 저항, R_s	16 mΩ
고정자 인덕턴스, L_s	150 μH
회전자 자석 채교 자속, λ_f	$3.75 \times 10^{-2} \text{ V} \cdot \text{s}$
샘플링 주파수, f_s	10 kHz



<그림 1> 모의실험 결과
(a) 전류 제어 모의 실험 결과
(b) 샘플링 한 주기 동안의 전류를 xy 평면 위에 도시

그림이다. 이 그림에서 실제 dq축 전류가 물방울무늬를 그리고 있으며, 샘플링한 전류 값은 실제 전류 궤적의 평균값이 아닌 꼭지점에 위치하고 있음을 확인할 수 있다. 이것은 PWM이 포함되지 않은 모의실험 결과로, 디지털 제어기의 제로-오더-홀드 효과만으로도 전류 리플이 발생하며 그것이 샘플링 오차를 야기하고 있다는 사실을 보여준다.

2.2 오차 분석 및 보상

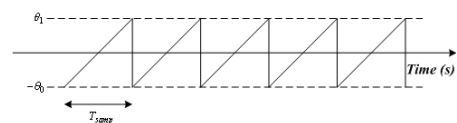
표면 부착형 영구자석 동기기의 전압, 전류 방정식은 다음과 같다.

$$v_{dq}^r = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r \cdot L_s \\ \omega_r \cdot L_s & R_s \end{bmatrix} \cdot i_{dq}^r + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} i_{dq}^r + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \cdot \lambda_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

이 때, 샘플링 한 주기 동안의 순시 전압 위상차 $\tilde{\theta}$ 는 <그림 2>와 같다. 인버터 순시 전압 출력 v_{dq}^r 을 전압 지령치 v_{dq}^{r*} 와 순시 전압 위상차의 관계식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & \sin \tilde{\theta} \\ -\sin \tilde{\theta} & \cos \tilde{\theta} \end{bmatrix} \cdot v_{dq}^{r*} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r \cdot L_s \\ \omega_r \cdot L_s & R_s \end{bmatrix} \cdot i_{dq}^r + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} i_{dq}^r + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \cdot \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

식 (2)를 dq축 전류에 대해 정리하면 두 개의 이차 미분 방정식을 얻을 수 있다. 두 개의 이차 미분 방정식의 근을 구하기 위해 각 방정식마다 다음과 같은 두 개씩의 경계 조건을 사용할 수 있다.



<그림 2> 순시 전압 위상차, $\tilde{\theta}$

$$\theta_1 = \frac{T_{samp}}{2} \cdot \omega_r$$

$$i_{ds}^r(-\theta_1) = i_{ds}^r(\theta_1) = i_{ds_samp}^r, \quad (3)$$

$$i_{qs}^r(-\theta_1) = i_{qs}^r(\theta_1) = i_{qs_samp}^r, \quad (4)$$

이렇게 구한 dq축 전류를 구하면 다음과 같다.

$$i_{ds}^r = c_1 + c_2 \cdot \cos \tilde{\theta} + c_3 \cdot \sin \tilde{\theta} + e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \tilde{\theta}} \cdot (k_1 \cdot \cos \tilde{\theta} + k_2 \cdot \sin \tilde{\theta}), \quad (5)$$

$$i_{qs}^r = c_4 + c_5 \cdot \cos \tilde{\theta} + c_6 \cdot \sin \tilde{\theta} + e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \tilde{\theta}} \cdot (k_3 \cdot \cos \tilde{\theta} + k_4 \cdot \sin \tilde{\theta}). \quad (6)$$

이때, 식 (5), (6)에 사용된 상수들은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R_s & \omega_r \cdot L_s & 0 & -\omega_r \cdot L_s & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot L_s & R_s & 0 & 0 & -\omega_r \cdot L_s \\ R_s & 0 & 0 & -\omega_r \cdot L_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r \cdot L_s & 0 & 0 & R_s & \omega_r \cdot L_s \\ 0 & 0 & \omega_r \cdot L_s & 0 & -\omega_r \cdot L_s & R_s \\ \omega_r \cdot L_s & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ds}^{r*} \\ v_{qs}^{r*} \\ 0 \\ v_{qs}^{r*} \\ -v_{ds}^{r*} \\ -\omega_r \cdot \lambda_f \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2 \cdot \cos \theta_1 \cdot \sin \theta_1} \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \sin \theta_1 & e^{\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \sin \theta_1 \\ -e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \cos \theta_1 & e^{\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds_samp}^r - c_1 - c_2 \cdot \cos \theta_1 + c_3 \cdot \sin \theta_1 \\ i_{ds_samp}^r - c_1 - c_2 \cdot \cos \theta_1 - c_3 \cdot \sin \theta_1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} k_3 \\ k_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2 \cdot \cos \theta_1 \cdot \sin \theta_1} \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \sin \theta_1 & e^{\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \sin \theta_1 \\ -e^{-\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \cos \theta_1 & e^{\frac{R_s}{\omega_r \cdot L_s} \theta_1} \cdot \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs_samp}^r - c_4 - c_5 \cdot \cos \theta_1 + c_6 \cdot \sin \theta_1 \\ i_{qs_samp}^r - c_4 - c_5 \cdot \cos \theta_1 - c_6 \cdot \sin \theta_1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

식 (5), (6)의 한 샘플링 주기 동안의 평균값을 구하면 이를 오차가 보상된 전류 정보로 사용할 수 있다. <그림 4>에는 이를 이용한 모의실험 결과를 도시하였다. 보상된 전류값이 실제 전류의 평균값을 잘 추종하고 있는 것을 확인할 수 있다.

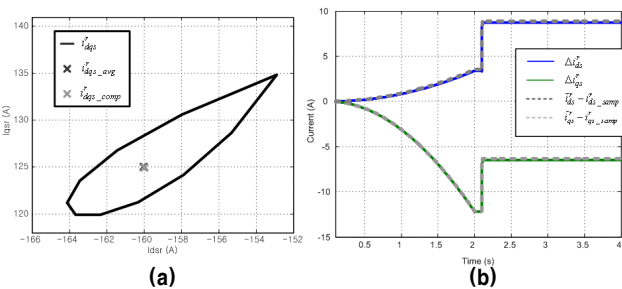
위에서 언급한 전류 평균값과 샘플링 된 전류값의 차이는 다음과 같은 간단한 수식으로도 표현 가능하다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{R^2 + \omega_r^2 \cdot L_s^2} \begin{bmatrix} R & \omega_r \cdot L_s \\ -\omega_r \cdot L_s & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) \cdot v_{ds}^{r*} \\ \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) \cdot v_{qs}^{r*} \end{bmatrix} \quad (10)$$

식 (10)을 이용해 다음과 같은 간이 보상 방법을 구성할 수 있다.

$$i_{dqs}^r = i_{dqs_samp}^r + \Delta i_{dqs}^r \quad (11)$$

간이 보상 방법을 통해 얻은 전류 평균값을 모의실험에서 얻은 전류 평균값과 비교한 모의실험 결과를 <그림 3>에 도시하였다. 0에서 2초까지는 속도가 0에서 9,000 r/min까지 증가하고 있으며, 2.1초에 전류 지령을 계단으로 변화시켰다. <그림 3>를 통해 식 (10)의 간이 보상 방법이 전 속도 영역에서 유효함을 확인할 수 있다.



<그림 3> 모의실험 결과
(a) 전류 오차 보상 결과, (b) 간이 보상 방법의 효과

2.3 실험 결과

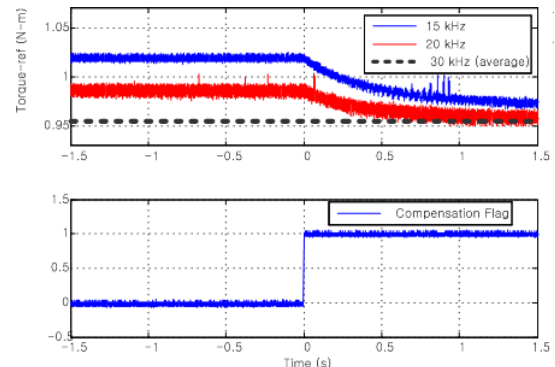
본 논문에서 제안된 전류 샘플링 오차의 타당성을 검증하기 위해 초고속 전동기를 이용해 실험을 진행하였다. 실험에 사용된 초고속 전동기 시스템은 표면 부착형 영구자석 전동기가 날개차(impeller)를 구동시키는 시스템이며, 시스템의 제정수들은 <표 2>에 표기하였다. 본 실험에서는 운전 속도를 정격 속도의 90%로 유지시키면서 샘플링 주파수를 25, 20, 15 kHz로 변화시키고, 이때의 속도 제어기 출력인 토크 지령의

<표 2> 초고속 전동기 시스템 제정수

제정수 종류	값
극 수	2 극
정격 속도	120,000 r/min
고정자 저항, R_s	12 mΩ
고정자 인덕턴스, L_s	160 μH
회전자 자석 쇠교 자속, λ_f	$1.31 \times 10^{-2} \text{ V} \cdot \text{s}$
샘플링 주파수, f_s	25, 20, 15 kHz

<표 3> 초고속 전동기 실험 결과

샘플링 주파수	샘플링 비율	토크 지령 평균
25 kHz	12.76	0.955 Nm
20 kHz	10.2	0.984 Nm
15 kHz	7.65	1.030 Nm



<그림 4> 초고속 전동기 실험 결과

평균을 구하고, 이를 <표 3>에 표기하였다. 날개차를 구동시키는 시스템의 경우, 같은 운전 조건에서는 같은 크기의 부하를 가지게 된다. 그러나 <표 3>에서 확인할 수 있는 바와 같이 샘플링 주파수를 변화시키는 경우 속도 제어기의 토크 지령이 변화하게 된다. 이것은 전류 샘플링 오차로 인해 디지털 제어기가 시스템이 실제로 출력하고 있는 토크의 크기를 잘못 알고 있으며, 샘플링 비율이 커질수록 이 차이가 커진다는 사실을 의미한다.

<그림 4>에는 본 논문에서 제안된 보상 방법을 사용한 결과를 표시하였다. 샘플링 주파수에 따라 토크 지령에 차이가 나타나지만, 제안된 보상 방법을 적용하면 그 차이가 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 디지털 제어기의 제로-오더-홀드 효과에 의해 발생하는 전류 샘플링 오차를 다루었다. 본 논문에서 다룬 샘플링 오차는 디지털 제어기를 사용하는 모든 교류 전동기 제어 시스템에 존재하지만, 전동기의 전기적 회전 주파수가 샘플링 주파수에 근접하는 경우에만 그 효과가 두드러진다. 본 논문에서는 이러한 샘플링 오차의 양상을 수학적 방법으로 설명하였으며, 이를 보상하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 모의실험과 실험을 통해 그 타당성을 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] V. Blasko et al., "Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives: A System Approach," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, no. 5, Sep./Oct. 1998
- [2] R. Kennel and A. Linder, "Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives," *Conf. Rec. IEEE PESC 00*, Annu. Meeting, Galway, Ireland, Jun. 2000
- [3] T. Kawabata et al., "Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, Jan. 1990
- [4] Seung-Ho Song et al., "Current Measurements in Digitally Controlled AC Drives," *IEEE Ind. Applicat. Magazine*, Jul./Aug. 2000
- [5] A. M. Khambadkone and J. Holtz, "Fast Current Control for Low Harmonic Distortion at Low Switching Frequency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, Oct. 1998