

# 제어 시지연이 있는 고성능 PI 전류제어기에 대한 예측전류의 적용방법

이진우  
두원공과대학

## A method of utilizing the predicted current in the high performance PI current controller with a control time delay

Jin-Woo Lee  
Doowon Technical College

### ABSTRACT

This paper deals with a novel utilization method of the predicted current in the high performance PI current controller with a control time delay. The inevitable error of the predicted current in the linear servo drive using a permanent magnet linear synchronous motor is analyzed and a modified cross-coupling decoupling synchronous frame PI current controller is proposed in order to improve the current control response under the control time delay. Simulation and experimental results show that the proposed current controller has an improved current control performance under both the electrical uncertainties of a servo drive system and the control time delay.

### 1. 서론

3상 교류 전류제어기는 컨버터 및 인버터 시스템에서 시스템의 성능과 경쟁력을 결정하는 핵심적인 요소로서 가장 광범위하게 연구되고 있는 분야 중 하나로서 특히 범용 및 전용 인버터와 서보 드라이브에 대한 전류제어기 연구가 폭 넓게 진행되고 있으며, 최근에는 완전 디지털 전류제어기가 산업체에서 널리 사용되고 있는 실정이다<sup>[1]</sup>.

3상 교류 전동기 구동용 전류제어기의 성능을 개선하기 위한 연구는 크게 제어방법에 대한 연구, 제어전압 구현에 관한 연구, 폐환 전류의 획득에 관한 연구로 나누어 볼 수 있으며, 이들 분야의 유기적인 발전에 의하여 제어 성능이 크게 향상되고 있다. 산업체에서 사용되고 있는 완전 디지털 전류제어기의 성능을 개선하기 위한 제어방법과 관련하여 디지털 제어기의 구현시 수반되는 제어 시지연에 의한 제어성능 저하를 개선하기 위한 연구가 최근 진행되고 있다. 먼저, 이산시간 예측 전류제어기는 제어 시지연을 고려한 제어방법으로 영구자석 동기전동기의 1차 근사화 이산 시간 모델을 이용하여 예측한 전류를 사용하여 기존 예측제어방법에 비해 개선된 전류제어 성능을 보이고 있으나, 기존 방법과 같이 정확한 전동기의 제정수를 요구하는 단점을 가지고 있다<sup>[2]</sup>. 상태궤환 전류제어방법은 전항보상과 적분기를 가진 다변수 상태궤환제어방법으로 극점배치 기법에 의하여 제어기 이득을 설계하고 제어 시지연이 없는 상태에서 개선된 제어 성능을 보이고 있으나, 제어 시지연이 있는 경우와 적분기의 와인드업(wind-up)에 대한 고찰이 없다<sup>[3]</sup>.

동기좌표계 비간섭 PI 전류제어기와 동기좌표계 복소수 PI전류제어기는 각각 극점/영점 소거법에 의한 제어기의 이득선정으로 제어기의 대역폭 설계가 용이하고 전류 제어특성이 우수한 장점이 있으며<sup>[4]</sup>, 디지털 전류제어기의 구현과 관련하여 각각 상호 간섭항과 능동 마찰항에 예측전류를 사용하는 방법으로 제어 응답을 개선 할 수 있음이 연구되었고, 적분기의 안티 와인드업(anti-windup)방법도 제시되었다<sup>[4]</sup>. 그러나 예측전류를 사용하는 앞서 언급한 기존 연구에서는 예측전류의 오차 및 이에 의한 영향과 대책에 대한 구체적인 언급이 없는 상태이다.

본 논문에서는 선형 영구자석 동기전동기의 서보제어에 있어서, 디지털 전류제어시 수반되는 제어 시지연에 의한 제어성능 저하를 피하기 위해 사용되는 예측전류와 관련하여 먼저 선형 영구자석 동기전동기에 대한 예측전류 오차를 검토하고, 피할 수 없는 어느 정도의 예측전류 오차가 있는 경우에도 적절한 제어성능을 얻기 위한 전류 제어방법을 제안하며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방법의 타당성을 보이고자 한다.

### 2. 제어 시지연에 따른 전류 예측

#### 2.1 선형 영구자석 동기 전동기의 이산화 모델

정현파 역기전력을 갖는 선형 영구자석 동기전동기(PMLSM, Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)의 동기좌표계 고정자 전압 및 추력 방정식은 각각 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \frac{\pi}{\tau} v_e L_s \\ \frac{\pi}{\tau} v_e L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\pi}{\tau} v_e \lambda_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_f i_{qs}^e \quad (2)$$

식 (1)의 전압방정식을 상태방정식 형태로 나타낸 식 (3)의 PMLSM은 역기전력을 외란으로 갖는 2-입력, 2-출력 시변 다변수 시스템이다.

$$\dot{i} = Ai + Bv + Bl$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{\pi}{\tau} v_e \\ -\frac{\pi}{\tau} v_e & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i = \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\pi}{\tau} v_e \lambda_f \end{bmatrix}$$

입력에 ZOH(Zero Order Hold)를 가진 식 (3)을 제어주기  $T_s$ 로 샘플링(sampling)한 이산화 상태 방정식은 식 (4)와 같다.

$$i(k+1) = \Phi i(k) + \Gamma v(k) + \Gamma d(k) \quad (4)$$

$$\Phi = e^{AT_s}, \Gamma = \int_0^{T_s} e^{A\eta} d\eta B$$

## 2.2 제어 시지연에 따른 전류 예측

디지털 전류제어기의 구현시 ( $k$ )시점의 값을 사용하여 제어 연산을 하고 연산된 제어결과를 출력할 때까지 불가피한 제어 연산시간 때문에 통상 제어주기  $T_s$ 의 제어 시지연이 발생한다. 제어 시지연이 발생하면 제어기의 응답특성이 떨어지기 때문에 이를 방지하기 위해서는 ( $k+1$ )시점의 값을 예측하여 제어를 수행함으로써 제어 시지연을 보상할 필요가 있다. 따라서  $T_s$ 의 제어 시지연이 있는 경우에 식 (4)와 ( $k$ )시점에서의 값을 사용한 ( $k+1$ )시점의 예측전류는 식 (5)와 같다.

$$\hat{i}(k+1) = \Phi i(k) + \Gamma v(k) + \Gamma d(k) \quad (5)$$

식 (5)를 구현하기 위해서는 이산화 시스템 행렬과 제어입력 행렬에 대한 해 또는 적절한 근사식을 구하는 것이 필요하다.

한편 전류제어기의 제어전압은 PWM 인버터를 통하여 구현되기 때문에 인버터의 데드타임 등의 비선형성으로 제어전압이 정확히 구현되지 못하는 부분이 있으므로 식 (5)에서 사용되는 제어 입력전압은 어느 정도의 오차를 포함할 수밖에 없다. 그리고 속도는 M/T방법에 의한 측정값 또는 속도추정기를 통한 추정값을 사용하기 때문에 오차의 소지가 있다. 식 (3)에 사용되는 전동기의 제정수는 온도, 전류, 주파수 등의 동작조건에 따른 저항 및 인덕턴스와 영구자석의 특성 변화로 실제 전동기의 제정수를 정확히 알 수 없기 때문에 제어기에 사용되는 제정수는 어느 정도의 오차를 포함하고 있다.

이상의 내용을 종합해 보면 정말도 관점에서 정확한 전류추정을 가정하더라도 앞서 언급한 식 (5)에 대한 근사식 사용에 의한 오차, 제어전압의 오차, 전동기 속도의 오차, 전동기 제정수의 오차 때문에 예측전류는 불가피한 어느 정도의 오차를 수반하게 된다.

## 3. 제어 시지연을 고려한 디지털 전류제어기

본 논문에서는 산업체에서 널리 적용되고 있는 기존의 동기 좌표계 비간섭 PI 전류제어기를 대상으로 예측전류 오차가 존재하는 경우에 예측전류를 적용하는 새로운 방법을 제안하고자 한다.

### 3.1 제안한 동기좌표계 비간섭 PI 전류제어기

그림 1은 PMLSM 서보 드라이브의 동기좌표계 디지털 전류 제어 시스템으로 공간벡터PWM(Space Vector PWM,

SVPWM)방법을 채택하고 있으며, 안티 와인드업(anti-windup)을 갖는 적분제어기를 구현하기 위한 전압을 PI제어기 궤환하고 있으며, 제어 시지연  $T_s$ 와 SVPWM에 따른 시지연 근사치  $0.5T_s$ 를 보상한 좌표변환을 통하여 제어전압을 정밀하게 구현하고 있다.

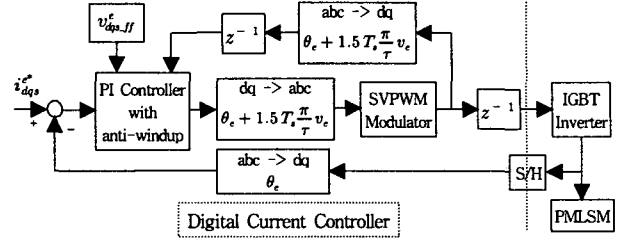


그림 1 PMLSM 서보 드라이브의 동기좌표계 디지털 전류 제어 시스템

기존의 동기좌표계 비간섭 PI 전류제어기는 제어기 설계가 용이하고 과도상태 및 정상상태 제어성능이 우수하기 때문에 산업체에서 널리 적용되고 있으며, 안티 와인드업(anti-windup)을 포함한 디지털 전류제어기의 수식은 식 (6)과 같다. 여기서 제어주기  $2T_s$  동안 PMLSM의 속도  $v_e$ 가 거의 변하지 않으므로  $v_e = v_e(k)$ 로 일정하다고 가정한다.

$$v_{dqs\_fb}^e = K_p(i_{dqs}^{e*} - i_{dqs}^e) + \{K_i(i_{dqs}^{e*} - i_{dqs}^e) - K_a K_i(v_{dqs}^{e*} - v_{dqs}^e)\} \frac{T_s z}{z-1}$$

$$v_{ds\_ff}^e = -\frac{\pi}{\tau} v_e L_s i_{qs}^e \quad (6)$$

$$v_{qs\_ff}^e = \frac{\pi}{\tau} v_e L_s i_{ds}^e + \frac{\pi}{\tau} v_e \lambda_f$$

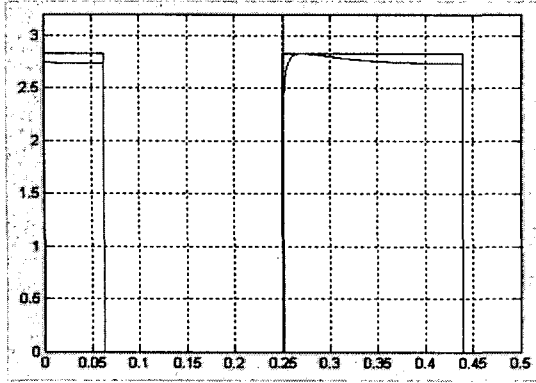
$$v_{dqs}^{e*} = v_{dqs\_fb}^e + v_{dqs\_ff}^e$$

한편 앞서 언급한 바와 같이 제어 시지연  $T_s$ 의 영향을 보상하기 위해서는 식 (6)의 전류제어기 수식에서 측정전류 대신 식 (5)에 의한 예측전류를 사용하는 것이 요구된다. 그러나 디지털 전류제어에 사용하는 연산 장치의 성능/가격을 고려하면 식 (4)의 이산화 시스템 행렬과 제어입력 행렬에 대한 적절한 근사 행렬을 구하는 것은 연산시간의 부담 때문에 곤란하다. 그러므로 본 논문에서는 식 (6)의 전향보상전압을 식 (1)에 대입하여 구한 단일 입력 단일 출력 시스템 방정식에 대한 식 (7)의 이산화 방정식을 사용하여 예측전류를 구하기로 한다.

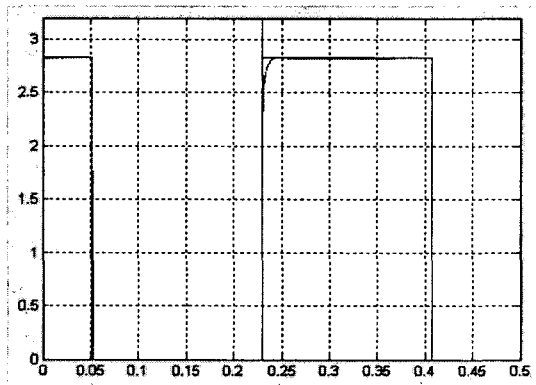
$$\hat{i}(k+1) = e^{-\frac{R_s}{L_s} T_s} \cdot i(k) + (1 - e^{-\frac{R_s}{L_s} T_s}) \cdot (v_{dqs}^{e*}(k) - v_{dqs\_ff}^e(k)) / R_s \quad (7)$$

그러나 이 경우에는 피할 수 없는 예측전류 오차 때문에 그림 2 (a)와 같은 전류 제어특성을 나타내며, 특히 정상상태 오차를 발생한다. 따라서 이를 해결하기 위해서 정상상태에 영향을 미치는 적분제어기의 궤환전류로 측정전류를 사용하면 그림 2(b)와 같은 제어성능 개선이 가능하다.

그림 3은 그림 2에 대응하는 실험파형으로서 시뮬레이션 결과와 잘 일치하며, 따라서 제안한 방법으로 시지연 보상을 위한 예측전류 적용시의 문제를 해결할 수 있음을 알 수 있다.



(a) 예측전류 오차의 영향



(b) 예측전류 오차의 영향 보상

그림 2 동기좌표계 디지털 비간섭 PI 전류 제어기의 예측전류 적용에 따른 제어특성(시뮬레이션 결과, 구형파 q축 전류지령에 대한 응답파형의 부분 확대파형, 전류[A], 시간[s])

시뮬레이션 및 실험에 사용한 PMLSM 및 Linear Scale의 사양은 표 1과 같으며, TI사의 120MHz TMS320VC33 DSP를 사용한 제어장치는 전류제어주기가 50 $\mu$ s이고 IGBT 인버터의 스위칭주기는 100 $\mu$ s이며, 전류제어기 대역폭은 20,000[rad/s]이다.

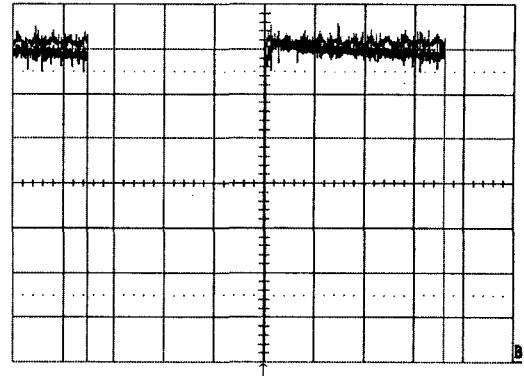
표 1 PMLSM 및 Linear Scale의 사양

정격추력	84.5[N]	Rs	3.79[ $\Omega$ ]
정격전류	2[Arms]	Ls	13.45[mH]
극수	8	가동자	2.66[kg]
추력상수	42.25[N/Arms]	극간격	12[mm]
Linear Scale : 1[ $\mu$ m/pulse]			

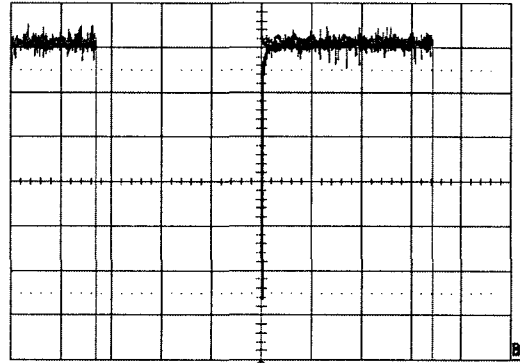
#### 4. 결론

본 논문에서는 고성능 디지털 전류제어기의 구현시 수반되는 제어 시지연 보상을 위한 예측전류의 적용과 관련하여 예측전류 오차의 원인을 분석하고, 제안한 간단한 근사 예측전류식을 사용한 예측전류의 적용방법을 제시하고, PMLSM에 대한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

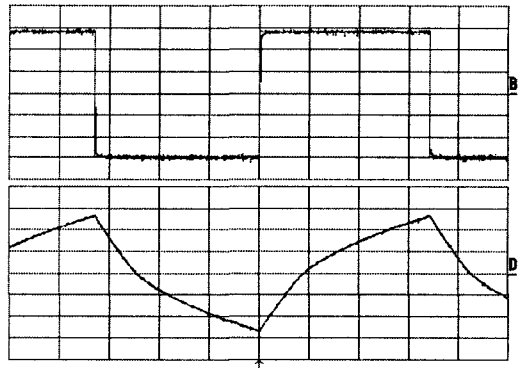
#### 참고 문헌



(a) 예측전류 오차의 영향



(b) 예측전류 오차의 영향 보상



(c) 구형파 지령에 대한 응답

그림 3 동기좌표계 디지털 비간섭 PI 전류 제어기의 예측전류 적용에 따른 제어특성(실험 결과, 구형파 q축 전류지령에 대한 응답파형 및 부분 확대파형, 전류 [0.4A/div], [1A/div], 속도[0.74m/s], 시간 [50ms/div])

- [1] 설승기, 전기기기제어론, 브레인 코리아, 2002.
- [2] H.T. Moon, H.S. Kim, and M.J. Youn, "A discrete-time predictive current control for PMSM", IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 18, No. 1, pp. 464-4472, 2003, Jan.
- [3] D.C. Lee, S.K. Sul, and M.H. Park, "High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 5, pp. 1247-1257, 1994, Sept/Oct.
- [4] 유현재, 정유석, 설승기, "복소수 벡터로 설계된 동기좌표계 비례적분(PI) 전류제어기의 안티와인드업(anti-windup)", 전력전자학회 추계학술대회 논문집, pp. 10-13, 2004, Nov.