

SVPWM을 이용한 PMLSM의 전류 제어 분석과 새로운 예측 전류 제어

선정원*, 이진우*, 서진호*, 이영진**, 이권순***

*동아대학교 전기공학과, **한국항공기능대학, ***동아대학교 전기전자컴퓨터공학부

Analysis and Novel Predictive Control of Current for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor using SVPWM

Jung Won Sun*, Jin Woo Lee*, Jin Ho Suh*, Young Jin Lee**, and Kwon Soon Lee***

* Department of Electrical Engineering, Dong-A University

** Department of Electrical Instrument and Control, Korea Aviation Polytechnic College

*** Division of Electrical, Electronic and Computer Engineering, Dong-A University

Abstract - In this paper, we propose a new discrete-time predictive current controller for a PMLSM(permanent magnet linear synchronous motor). The main objectives of the current controllers are that the measured stator current is tracked the command current value accurately and the transient interval is shorten as much as possible, in order to obtain high-performance of ac drive system. The conventional predictive current controller is hard to implement in full digital current controller since a finite calculation time causes a delay between the current sensing time and the time that take to apply the voltage to motor. A new control strategy is the scheme that gets the fast adaptation of transient current change, the fast transient response tracking. Moreover, the simulation results will be verified the improvements of predictive controller and accuracy of the current controller.

이를 위하여 본 연구에서는 예측 전류 제어를 사용하고자 한다. 현재에는 마이크로프로세서의 기술이 많은 발전을 하여 대부분의 전류 제어 방식은 디지털 시스템에서 수행되어진다. 주기적으로 제어되는 전체 디지털 시스템에서, 그 제어기간은 가능한 짧게 주어진다. 제어 수행은 샘플링 기간에 크게 의존되기 때문이다. 요구된 계산시간이 일정할 때, 계산 시간의 일부가 제어기간이 짧아짐으로서 증가한다.

본 논문의 연구목표는, PMLSM(Permanent Magnetic Linear Synchronous Motor)의 이산화 시킨 모델에 기초를 둔 새로운 예측 전류 제어기술을 보여 주고, 속도성과 안정된 상태 둘 다에서, 기존의 전류 제어 방식보다 더 좋은 결과를 얻고자 한다. 이를 증명하기 위하여 C++ 프로그램을 이용한 모의실험 결과를 통하여 제안된 예측 제어기를 증명한다.

또한 본 논문에서는, 표준 2.2KW PMLSM 서보 드라이브 시스템을 이용하여 연구를 수행하였다.

1. 서 론

서보 드라이버는 사용자의 속도 지령을 정확하게 수행하기 위하여 제어 대상인 모터에 전력을 공급하고 제어하는 부분이다. 그 구성은 크게 속도 제어부와 전류 제어부, PWM 인버터로 구성되어 있다. PWM 인버터 방식은 고조파의 영향을 줄일 수 있고 전류제어의 정확성을 높이고 DC 링크의 전압이용률이 좋은 SVPWM 방식을 사용하고자 한다. SVPWM의 단점은 측정된 고정자 전류가 지령 전류의 값에 정확하게 추적하고 일치시키고 순간 간격을 가능한 최대로 줄여서 선형화에 가깝게 만드는 전류 제어기를 따로 설정해 주어야 한다는 것이다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 본 연구에서는 속도성과 오버슈트가 발생하지 않는 전류 제어기를 연구하고자 한다.

2. 본 론

2.1. PMLSM의 모델링과 전체 시스템

본 논문에서는 영구자석 표면부착형 PMLSM(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)을 이용하였다. PMLSM의 고정자 전압 방정식을 이산시간으로 변형하여 나타내면 다음과 같다.

$$V_q(k) = R_s i_q(k) + L_q \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} + w_r L_q i_d(k) + v_r \lambda_{pm} \quad (1)$$

$$V_d(k) = R_s i_d(k) + L_d \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} - w_r L_q i_q(k) \quad (2)$$

여기서, $w_r = n_p w_r = n_p \frac{\pi \omega}{T} = \frac{\pi}{T} \omega_r$ 이다.

2.2 기존의 예측 전류 제어

기존의 예측 전류 방식은 기준전류, 부하의 실제전류 그리고 부하의 파라미터로부터 기준전류를 추종시키기 위해 매 샘플링 주기마다 최적전압을 계산하여 부하에 인가해 주는 방식이다. 기존의 예측 전류제어기에서, 요

지금까지 전류 제어를 하기위한 다양한 종류의 전류 제어기는 선입의 많은 연구자들에 의해 고안되어왔고, 다음과 같이 일반적으로 Hysteresis Control과 Ramp Comparison Control, Predictive Current Control의 3가지 형태로 나눌 수 있다. 전류 제어 중에서 Predictive Current Control는 오버슈트의 제거 성능과 속도성이 뛰어나다. 그러나 복잡한 알고리즘과 연산이 큰 문제가 된다. 또한 상지연이 발생하게 된다.

구되는 고정자 전류를 생성하는 제어 전압은 다음의 식을 이용하여 제어 할 수 있다.

$$V_{qs}^*(k) = R_s i_{qs}^*(k) + L_q \frac{i_{qs}^*(k+1) - i_{qs}^*(k)}{T_s} + w_r L_d i_{ds}^*(k) + w_r \lambda_{pm} \quad (3)$$

$$V_{ds}^*(k) = R_s i_{ds}^*(k) + L_d \frac{i_{ds}^*(k+1) - i_{ds}^*(k)}{T_s} - w_r L_q i_{qs}^*(k) \quad (4)$$

여기서, $i_{qs}^*(k+1)$ 과 $i_{ds}^*(k+1)$ 은 $(k+1)th$ 샘플링 기간에서의 dq축 기준 전류 값이다. 회전자 속도와 역기전력 항을 알고 알맞게 보상되어진다면 기존의 예측전류제어기는 높은 P 계인 제어기의 일종이다.

그림 1은 전체 디지털 시스템에서 수행되어진 기존의 예측 전류 제어의 전류 동작에 대한 시뮬레이션 결과이다. 많은 시간이 기대하는 것 보다 시스템에서 제어 계산이 필요하기 때문에, 큰 오버슈트와 진동이 발견된다.

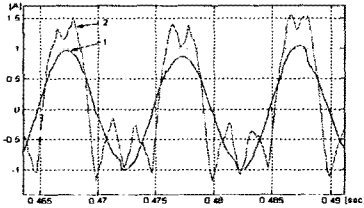


그림 1 기존의 예측 전류 제어기의 파형
1: 기준 a상 전류, 2: 실제 a상 전류

2.3 제안하는 예측 전류 제어

2.3.1 제안하는 전류 제어

PMLSM의 이산 시간 방정식인 식 (1)과 식 (2)로부터 다음 식과 같이 나타 낼 수 있다.

$$V_{qs}(k) = A_{i_{qs}}(k) + B_{i_{qs}}(k+1) + L_q w_r(k) i_{ds}(k) + \lambda_{PM} w_r(k) \quad (5)$$

$$V_{ds}(k) = A_{i_{ds}}(k) + B_{i_{ds}}(k+1) - L_q w_r(k) i_{qs}(k) \quad (6)$$

여기서, $A = R_s - L_q/T_s$, $B = L_q/T_s$ 이다.

PMLSM은 kth 기간에 계산된 lth 빠른 제어 전압 $V(k+1)$ 에 의해 동작되어진다. 그러므로 모터에 적용되는 $V(k+1)$ 의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{qs}(k+1) = A_{i_{qs}}(k+1) + B_{i_{qs}}(k+2) + L_q w_r(k+1) i_{ds}(k+1) + \lambda_{PM} w_r(k+1) \quad (7)$$

$$V_{ds}(k+1) = A_{i_{ds}}(k+1) + B_{i_{ds}}(k+2) - L_q w_r(k+1) i_{qs}(k+1) \quad (8)$$

전류의 규칙에 의하여 $i_{qs}(k+2)$ 와 $i_{ds}(k+2)$ 는 기준 전류로 간주 될 수 있다. 그리고 식(7)과 식(8)에서 3번째 항부터는 실제 전동기로부터 발생하는 실제적인 역기전력 값이다. 그러므로 $(k+1)th$ 기간 동안 모터에 적용되는 제어 출력 전압 $V_{dq}^*(k+1)$ 은 다음과 같다.

$$V_{qs}^*(k+1) = A_{i_{qs}}(k+1) + B_{i_{qs}}(k+2) + L_q w_r(k+1) i_{ds}(k+1) + \lambda_{PM} w_r(k+1) \quad (9)$$

$$V_{ds}^*(k+1) = A_{i_{ds}}(k+1) + B_{i_{ds}}(k+2) - L_q w_r(k+1) i_{qs}(k+1) \quad (10)$$

여기서, $i_{dq}^*(k+2)$ 와 $V_{dq}^*(k+1)$ 는 $(k+2)th$ 샘플링 순간의 기준 전류와 기준 전압이다.

식(9)과 식(10)에 있는 예측 값인 $i_{dq}(k+1)$ 과 $i_{dq}^*(k+2)$, $w_r(k+1)$ 은 아래의 절 2.3.2부터 2.3.4.절에 의해 구할 수 있다.

2.3.2 속도 차이 보상과 위치 차이 보상

샘플링 시간(200 μ)이 매우 짧기 때문에 한 단계 앞의 속도와 현재의 속도는 크게 차이가 나지 않는다. 그리고 차이 값에 대한 적절한 나누기 값을 시뮬레이션을 통하여 수행한 결과 1/2이 가장 적당하다는 것임을 알 수 있었다. 속도와 위치 보상에 대한 구체적인 식은 다음의 표. 1과 같이 나타낼 수 있다.

표 1 속도 및 위치 보상

	$kth - (k-1)th \leq 0$	$kth - (k-1)th > 0$
w_{comp}	$-\frac{w_r(k) - w_r(k-1)}{2}$	$\frac{w_r(k) - w_r(k-1)}{2}$
θ_{comp}	$-\frac{\theta_r(k) - \theta_r(k-1)}{2}$	$\frac{\theta_r(k) - \theta_r(k-1)}{2}$
$w^*(k+1)$	$w_r(k) + w_r(k-1)$	
$\theta^*(k+1)$	$\theta_r(k) + \theta_r(k-1)$	

2.3.3 한 단계 빠른 실제 전류

속도 제어부로부터 나오는 속도 값은 모터로부터 측정된 값보다 한 단계 빠르다. 그러므로 $V_{qs}^*(k-1)$ 시간과 $\bar{V}_{qs}(k)$ 시간은 같다. 여기서 $V_{qs}^*(k-1)$ 와 $\bar{V}_{qs}(k)$ 는 kth 순간에 모터에 적용되는 제어 전압과 실제 모터에서 측정되는 전압을 추정한 실제 q축 전압이다. $V_{qs}^*(k-1)$ 과 $\bar{V}_{qs}(k)$ 의 값은 PMLSM의 전압 방정식으로부터 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$V_{qs}^*(k-1) = A_{i_{qs}}^*(k-1) + B_{i_{qs}}^*(k) + L_q w_r(k) i_{ds}(k) + \lambda_{PM} w_r(k) \quad (11)$$

$$\bar{V}_{qs}(k) = A_{i_{qs}}(k) + B_{i_{qs}}(k+1) + L_q w_r(k) i_{ds}(k) + \lambda_{PM} w_r(k) \quad (12)$$

(11)에서 (12)를 빼서 전압 에러를 '0'으로 강요하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\bar{i}_{qs}(k+1) = \frac{A}{B} \{i_{qs}^*(k-1) - i_{qs}(k)\} + i_{qs}^*(k) \quad (13)$$

$$\bar{i}_{ds}(k+1) = \frac{A}{B} \{i_{ds}^*(k-1) - i_{ds}(k)\} + i_{ds}^*(k) \quad (14)$$

여기서, $\bar{i}_{qs}(k+1)$ 와 $\bar{i}_{ds}(k+1)$ 는 추정된 $(k+1)th$ 의 전류 값이다.

2.3.4 한 단계 빠른 기준 전류

$i_{qs}^*(k+2)$ 과 $i_{ds}^*(k+2)$ 의 값은 증가 매트릭스 C를 이용하여 구할 수 있다. 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$i_{qs}^*(k+2) = \cos((w_r(k) + w_{comp})T_{st})i_{qs}^*(k+1) + \sin((w_r(k) + w_{comp})T_{st})i_{ds}^*(k+1) \quad (15)$$

$$i_{ds}^*(k+2) = -\sin((w_r(k) + w_{comp})T_{st})i_{qs}^*(k+1) + \cos((w_r(k) + w_{comp})T_{st})i_{ds}^*(k+1) \quad (16)$$

3. 모의실험

본 모의실험은 시스템의 전류 응답특성을 알아보기 위하여 실험에 앞서 컴퓨터를 이용한 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 모의실험은 IBM PC 펜티엄 IV 및 Visual C++을 사용하였다. 제안하는 전류 제어 기술의 수행은 $2.2kV$ PMLSM 드라이버의 실제 파라메타를 이용하여 모의실험을 하였다. 왜교 자속의 포화가 없고 샘플링 기간 동안 일정한 속도를 가진다는 가정을 하였다. 이상적으로 가정하여 DC 링크 전압은 220V로 하였고 샘플링 기간(T_s)는 $150\mu s$ 이다. 시뮬레이션에서, 인버터 스위치와 zero conduction voltage drop과 zero commutation time 등은 이상적이라고 간주한다.

제안하는 전류 제어기의 동적 수행은 그림 2와 그림 3에 나타냈다.

그림 2는 기준 전류 입력에 대한 출력 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 3은 기준 속도에 대한 속도 응답과 전류 응답을 나타 낸 것이다.

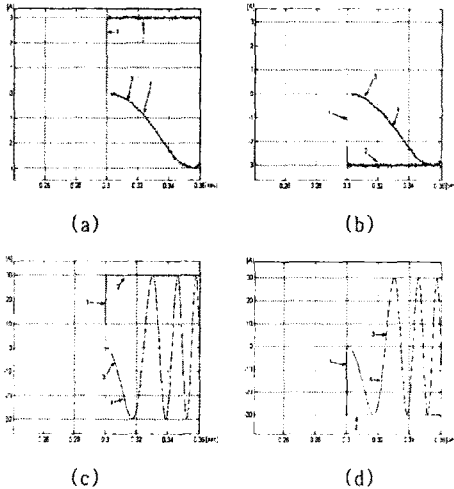
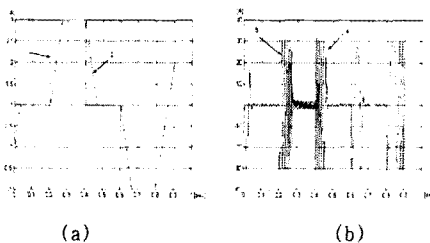


그림 2 제안하는 예측 전류 제어기의 파형

- 1: 기준 q축 전류, 2: 실제 q축 전류
3: 기준 a상 전류, 4: 실제 a상 전류



(a)

(b)

그림 3 전체 시스템에서 빠른 속도 변화에 따른 전류 추종

- 1: 기준속도, 2: 실제속도, 3: 기준 a상전류, 4: 실제 a상 전류

4. 결 론

본 논문은 PMLSM에 대한 전류 제어기의 새로운 예측 전류 제어를 수행하였다. 드라이버 전체 시스템에서 예측 전류 제어는 큰 오버슈트와 진동이 발생한다는 것을 알 수 있었다. 또한 기존의 예측 전류 제어는 전류를 감지하는 순간과 CPU부에서 계산하는 순간과의 시간 차이가 있어 지연이 발생하게 된다는 것을 알 수 있었다. 계산 지연이 있는 기존의 예측 전류 제어기를 변경시켜서, 순간 상태와 안정 상태 모두에서 큰 향상이 있었다. 또한 본 논문의 새로운 예측 전류 제어기는 저전류와 고전류에서 성능이 좋음을 알 수 있었고 급변하는 속도 변화와 부하 변동에 대하여도 마찬가지이다. 제안된 전류 제어기와 보상 방법은 모의실험에 의해 증명되었다. 추후에 실험을 통하여 본 모의실험에서 증명된 제안된 예측 전류 제어기를 검토 할 것이다.

5. 후 기

본 연구는 과학기술부(MOST) 지정 국가지정연구실사업(NRL)의 지원에 의한 것입니다.

[참 고 문 헌]

- [1] H. T. Moon, H. S. Kim, and M. J. Youn, "A Discrete-Time Predictive Current Control for PMSM", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.18, No. 1, pp.464-472, 2003.
- [2] M. A. Rahman, "Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, pp. 477-485, 1997.
- [3] H. Lehu, K. Slimani, and P. Viarogue, "Analysis and implement of a real-time Predictive current controller for PM synchronous servo drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 41, pp. 110-117, Fed. 1994
- [4] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High performance current regulator for field-oriented controlled induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicant., vol. 30, pp. 1247-1257, Sept./Oct. 1994.