

PMLSM의 추력 리플 저감을 위한 DSP기반 디지털 제어기의 설계

진상민, 주옥오, 김도선, 조운현
 동아대학교 전기공학과

Design of Digital Controller Baesd DSP for Thrust Ripples Suppression of PMLSM

Sang-Min Jin, Yu-Wu Zhu, Do-Sun Kim, Yun-Hyun Cho
 Dept. of Electric Engineering, Dong-A University

Abstract - Thrust ripples in Permanent Magnet Linear Motor(PMLSM) are mainly generated by cogging force. Cogging force caused by the interaction between the iron core and the Permanent Magnet(PM), and end effect. This paper has proposed a control method for thrust ripples suppression and design of one-chip proceeding digital controller using TMS320LF2407. This control method is realized by Field Oriented Control(FOC) adding to current compensation. The effectiveness of proposed control method is verified by experimentation comparing between the compensation and non-compensation.

1. 서 론

회전기로부터 직선운동을 얻는 선형 시스템에서는 기계적인 결합을 위한 변환장치가 필요하지만 영구자석 선형 동기 전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)는 별도의 변환장치 없이 직선 운동이 가능하며 구동부에 접촉이 없어 소음과 기계적 마모가 없다는 장점을 지니고 있다[4].

최근 영구자석, 전력소자, 마이크로 프로세서등의 성능이 발달함에 따라 PMLSM은 고추력, 고정밀, 고속의 속도 및 위치 제어가 가능하게 되었다. 하지만 PMLSM에서는 회전기와는 달리 기하학적인 제한에 의한 단부효과(end effect)와 구동시 전류 외란에 의한 추력 리플이 발생하게 된다[1].

이에 본 논문에서는 PMLSM의 추력 리플 저감을 위해 Field Orieted Control(FOC)를 통해 전류 보상을 수행하는 추력 리플 보상법을 제안하고, 일련의 제어과정을 DSP에서 일괄적으로 처리하는 디지털 제어기를 설계함으로써 PMLSM의 추력 리플 저감에 관한 시스템 적용 가능성을 확인하고자 한다.

2. 본 론

2.1 PMLSM의 수학적 모델링

이상적인 PMLSM을 고려할 때 동기좌표계에서의 전압방정식과 쇄교 자속식은 다음과 같다[3].

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \frac{\pi v \lambda_q}{\tau} \tag{1}$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \frac{\pi v \lambda_d}{\tau} \tag{2}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} \tag{3}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{4}$$

여기서 v_d, v_q 는 d축과 q축의 고정자 전압, R_s 는 고정자 저항, i_d, i_q 는 d축과 q축의 고정자 전류, v 는 이동자의 전기적 속도, λ_d, λ_q 는 d축과 q축의 고정자 누설 자속, L_d, L_q 는 d축과 q축의 인덕턴스, τ 는 pole pitch, λ_{PM} 은 이동자에 쇄교하는 영구자석의 자속을 나타낸다.

본 논문에서 제안하는 FOC 방식의 제어에서는 $i_d=0$ 이므로 전기적인 추력은 다음과 같다.

$$F_x = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_{PM} i_q \tag{5}$$

PMLSM의 추력 리플을 고려한 운동방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$F_i(x) = F_x(x) - F_r(x) = M \frac{dv}{dt} + Bv + F_l \tag{6}$$

여기서 F_i 는 PMLSM 이동자의 총 추력, F_r 은 추력 리플, F_l 은 부하의 추력을 나타내고, x 는 이동자의 위치, M 은 이동자의 총 무게, B 는 댐핑 계수, v 는 이동자의 기계적인 속도를 나타낸다.

2.2 PMLSM의 제원,구조

본 논문에서는 표 1과 같은 제원을 갖는 PMLSM을 사용하였다.

Parameter	Value	Parameter	Value
영구자석재질	NeFeB	PMLSM 폭	52.8 mm
정격 전압	50 V	pole pitch	30 mm
정격 전류	5 A	공극 길이	2 mm
정격 속도	1.2 m/s	슬롯수	12
정격 추력	160 N	매극대상슬롯수	1
매극대상턴수	40 turns	전기자 저항	0.75 Ω
극수	4	d축 인덕턴스	0.85 mH
이동자무게	2.0 Kg	q축 인덕턴스	0.85 mH

표 1. PMLSM의 제원

그림 1은 PMLSM의 구조를 나타낸다. 본 논문에서는 고정자에 교차되는 N극과 S극의 영구자석이 고정되어 있으며, 이동자에 전기자 권선이 포함되어 있는 1차형(short primary type)의 PMLSM을 제작하여 사용하였다.

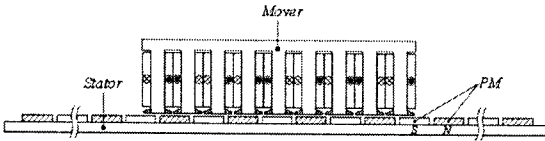


그림 1. PMLSM의 구조

2.3 Cogging Force 에 의한 추력 리플

PMLSM의 추력 리플은 슬롯의 개방으로 인한 전기자 코어의 페리먼스와 여자 자속간의 상호작용에 의한 Cogging Force에 의해 대부분 발생하게 된다[2]. Cogging Force를 푸리에 급수로 나타내면 다음과 같다[4].

$$f_r(x) = \sum_{i=1}^n [K_{c1,i} \cos\left(\frac{2i\pi x}{60}\right) + K_{s1,i} \sin\left(\frac{2i\pi x}{60}\right) + K_{c3,i} \cos\left(\frac{2i\pi x}{20}\right) + K_{s3,i} \sin\left(\frac{2i\pi x}{20}\right)] \quad (7)$$

여기서 x 는 이동자의 위치, $k_{c1,i}$ 와 $k_{s1,i}$ 는 단부 효과에 관한 계수, $k_{c3,i}$ 와 $k_{s3,i}$ 는 슬롯 효과에 관한 계수를 나타낸다.

그림 2는 PMLSM의 영구자석의 길이에 따른 Cogging Force를 나타낸다.

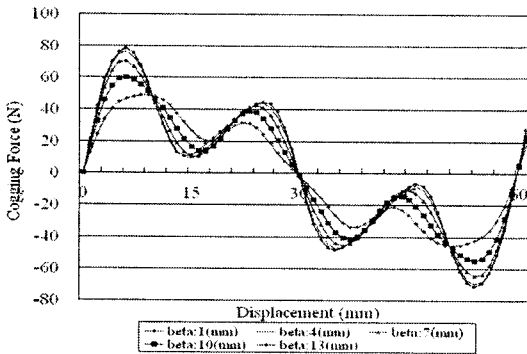


그림 2. PMLSM의 Cogging Force

그림 2에서 beta는 영구자석의 pole pitch와 PMLSM의 pole pitch 간의 거리를 나타낸다. beta 값이 증가할수록 그에 따른 Cogging Force값도 증가함을 알 수 있는데, 본 논문에서는 추력 리플 성분은 Cogging Force에 의해서만 발생한다고 가정하고, PMLSM의 효율을 고려하여 beta 값을 10mm로 선정하였다.

2.4 추력 리플 저감을 위한 FOC

그림 3은 PMLSM의 제어 블록도를 나타낸다[4]. 전류 센서를 통해 검출되어진 a상 전류 i_a 와 b상 전류 i_b 는 엔코더를 통해 얻어진 위치정보 θ_r 와 함께 Park&Clarke 변환과정을 거쳐 d축 전류 i_d 와 q축 전류 i_q 로 변환되어진다. FOC에서는 i_d 값이 0이 되어야 하므로 $i_{d,ref} = 0$ 이 된다. i_q 는 추력 리플 보상부를 거쳐 계산되어진 $i_{q,com}$ 의 값과 비교되어 $i_{q,ref}$ 값이 되고, $i_{d,ref}$ 와 $i_{q,ref}$ 는 각각 PI제어기를 통해 d축 전압 지령치인 $v_{d,ref}$ 과 q축 전압 지령치인 $v_{q,ref}$ 가 된다. $v_{d,ref}$ 와 $v_{q,ref}$ 는 Inverse PARK 변환을 거쳐 $v_{a,ref}$ 와 $v_{b,ref}$ 가 되고 공간 전압 벡터 PWM 방식을 통해 인버터에 6개의 PWM을 공급하게 된다.

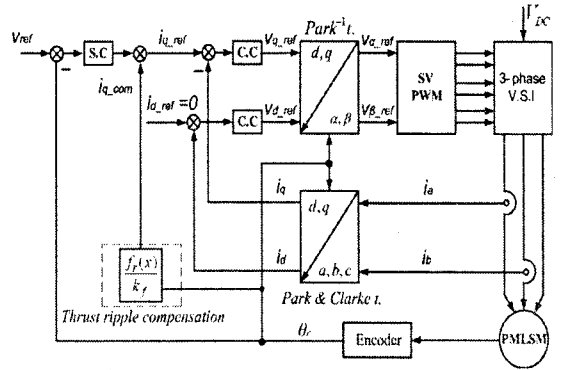


그림 3. PMLSM의 제어 블록도

2.5 시스템의 구성

그림 4는 PMLSM의 구동을 위한 시스템의 구성도이다. PMLSM으로 공급되어지는 인버터의 출력 상전류와 엔코더를 통해 얻어지는 이동자의 위치정보는 각각 A/D converter 모듈과 QEP 모듈을 통해 TMS320LF2407로 인가되어지고 TMS320LF2407에서는 인버터 각 상의 스위치를 on/off 하기 위한 공간 전압 벡터를 만들어낸다. PMLSM의 제어를 위한 일련의 과정은 소프트웨어적으로 마이크로 프로세서 내부에서 일괄 처리되도록 프로그래밍 하였다.

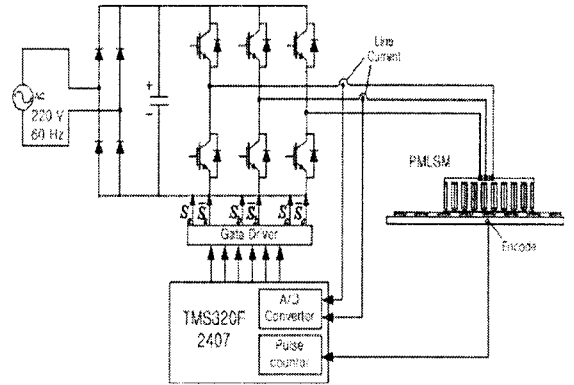


그림 4. PMLSM 구동 시스템 구성도

2.6 실험 및 결과

그림 5는 PMLSM의 구동을 위한 실험 장치를 나타낸다.

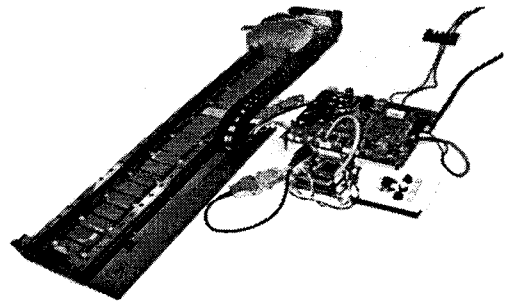


그림 5. PMLSM 구동 실험장치

실험장치는 PMLSM의 위치정보검출을 위한 엔코더부, 좌표변환 및 PWM의 발생, 추력 리플 보상을 위한 제어 과정을 포함하는 DSP 인터페이스부, PMLSM에 원하는 전압을 공급해주기 위한 인버터부, a상과 b상의 전류검출을 위한 전류센서부와 PMLSM의 기동과 정지, 방향전환을 위한 키 입력부로 구성하였다.

그림 6은 추력 리플 보상을 하지 않을 경우의 a상의 전류를 나타내고, 그림 7은 추력 리플 보상을 한 경우의 a상의 전류를 나타낸다. 그림 8은 0.6초를 기준으로 한 추력 리플 보상의 유무에 따른 PMLSM의 추력을 나타낸다.

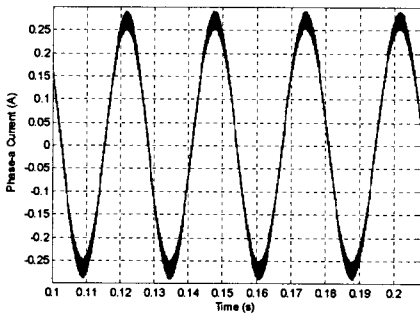


그림 6. 추력 리플 보상을 하지 않을 경우의 a상전류

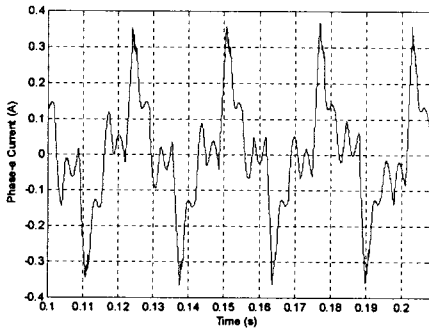


그림 7. 추력 리플 보상을 할 경우의 a상전류

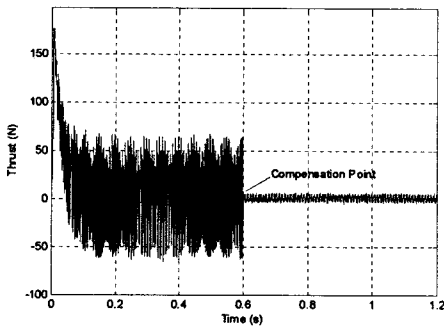


그림 8. 추력 리플 보상에 따른 PMLSM의 추력

그림 7에서 나타나듯 추력 리플 보상을 하게 될 경우 상전류에는 고조파 성분이 포함되어 진다. 이러한 고조파 성분은 추력 리플 보상을 위한 전류 제어를 하지 않는 경우보다 PMLSM의 효율을 낮아지게 하는 원인이 되지만[2], 추력 리플의 저감에 효과가 있음을 그림 8을 통해 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 PMLSM 구동시 제어의 장애요소가 되는 추력 리플의 저감을 위한 추력 리플 보상법을 제안하고 일련의 제어 과정을 하나의 마이크로 프로세서 내부에서 수행하는 디지털 제어를 설계함으로써 시스템의 규모를 최소화 하려 하였다. 또한 실험을 통해 제안한 추력 리플 보상법이 추력 리플의 저감에 효과가 있음을 증명하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] 정근식, "영구자석 선형동기전동기의 추력리플저감을 위한 설계 및 제어에 관한 연구, 동아대학교 박사학위 논문.
- [2] Jacek F. Gieras and Zbigniew J. Piech, "LINEAR SYNCHRONOUS MOTORS" CRC Press.
- [3] Yu-wu Zhu, "Thrust Ripples Suppressin of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", IEEE TRANSACTION ON MAGNET, VOL. 43, NO.6 pp2735~2739, JUNE 2007.
- [4] 정근식, "Simulation of the Reduction of Force Ripples of the Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 2, No 2, p.208~215, 2007.