

DSP를 이용한 영구 자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어

論 文

49B-8-2

Direct Thrust Control of Permanent Magnet Type Linear Synchronous Motor by using Digital Signal Processor

禹 旻 一* · 金 德 鎮** · 權 丙 一***

(Kyung-Il Woo · Duck-Jin Kim · Byung-Il Kwon)

Abstract - This paper presents a direct thrust control scheme for permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM) by using digital signal processor(DSP). And a simulation method for the direct thrust control of a permanent magnet linear synchronous motor using the equivalent circuit is presented. The detent force that was obtained by cubic spline method is considered in the simulation. Thrust correction coefficient is utilized to estimate actual thrust on the direct thrust control, which considers the longitudinal end effect due to the finite core length of the permanent magnet linear synchronous motor. The motor self inductance, the initial flux linkage by the permanent magnet is calculated in advance by the finite element analysis, and then the direct control simulation is carried out. As the results, thrust, current and speed are shown.

Key Words : Cubic spline, detent force, digital signal processor, direct thrust control, permanent magnet linear synchronous motor, thrust correction coefficient

1. 서 론

영구자석의 발달에 의하여 고속, 고추력 운전이 가능한 영구자석형 선형 동기전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : PMLSM)는 회전기로부터 직선운동을 얻을 때와는 달리 별도의 변환장치가 필요 없이 직선 추진이 가능하므로 산업 현장에서 물류 반송시스템이나 공작기계 및 리니어 엘리베이터 등의 선형 서보시스템(Linear Servo System)에 이용되고 있다[1].

서보 시스템의 빠른 응답을 얻기 위하여 벡터 제어(Vector Control)를 이용한 순시 추력 제어가 연구되었다[2]. 벡터 제어의 원리는 상변환을 통하여 교류 전동기를 타여자 직류 전동기와 같이 자속과 전류 사이의 상호 작용을 기본으로 하여 제어를 행한다. 벡터 제어를 위해서는 정지 좌표계 상의 2상에서 회전 좌표계 상의 2상으로 변환하는 상변환이 필요한데, 이 때 변환식에 사용되는 변환각을 구하는 방법에 따라 두 가지로 나눌 수 있다. 먼저 전동기 정수로부터 변환각을 계산하는 간접 벡터 제어와 센서로부터 측정된 자속으로부터 변환각을 직접 구하는 직접 벡터 제어법이 있다[3]. 이러한 벡터 제어를 구현하기 위해서는 좌표계의 좌표 변환과 전류 제어 블록이 필요하여 계산 시간이 오래 걸리게 된다.

이런 단점을 보완하기 위하여 직접 토크 제어(Direct Torque Control)가 제안되었다. 이 제어는 자속과 토크의 순시값이 전압 및 일차 전류로부터 계산되고, 스위칭 테이블(Switching Table)에 의해서 전압 벡터가 제어되기 때문에 빠른 토크 응답과 불필요한 스위칭이 제거되어 낮은 고조파 손실과 저소음을 얻을 수 있다. 최적의 전압벡터는 히스테리시스 제어기(Hysteresis Controller)를 통한 기준 토크 및 기준 자속과 각각의 발생치와의 오차값과 고정자 자속 왜교수가 위치한 영역 정보를 입력으로 하여 스위칭 테이블로부터 정한다. 영구 자석형 회전형 전동기에 대한 직접 토크 제어에 대한 논문은 많이 발표가 되었지만[4-7], 영구 자석형 선형 동기전동기에 대한 연구는 아직 미진한 실정이다.

본 논문에서는 DSP를 이용한 영구자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어에 대하여 설명한다. 영구자석의 존재에 의해서 발생하는 왜교 자속과 전동기의 위치에 따른 detent force를 고려한 등가회로를 이용하여 시뮬레이션 행한다. 선형기는 회전기와는 달리 유한한 1차측에 의하여 단부 효과(End Effect)가 존재하기 때문에 추력 보정 계수(Thrust Correction Coefficient) k를 도입하여 실제 추력을 추정한다[8]. DSP를 이용하여 제어기를 구성하고, 등가회로를 이용한 시뮬레이션에서 구한 속도 이득을 사용하여 추력 제어와 속도 제어 실험을 수행하여 영구 자석형 선형 동기전동기에 대한 직접 추력 제어의 적용 가능성을 확인한다.

2. 직접 추력 제어

그림 1은 PMLSM의 속도제어시의 직접추력제어의 기본적

* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程
** 正 會 員 : 高等技術研究所 生産技術研究室 研究員
*** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 副教授 · 工博
接受日字 : 1999年 12月 9日
最終完了 : 2000年 7月 25日

인 원리를 나타낸다. 히스테리시스 제어기의 출력은 고정자 자속 쇄교수의 위치정보인 θ 와 함께 스위칭 테이블의 입력이 되어 각 상태에 따라 최적의 스위칭 벡터가 선택되어지고, 이 스위칭 벡터정보에 의하여 인버터는 전동기에 최적의 전압벡터를 공급한다.

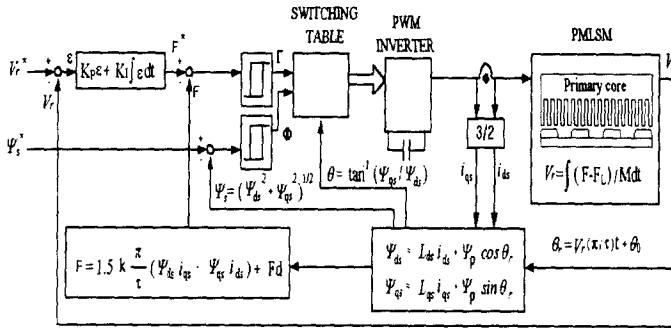


그림 1 직접 추력 제어의 기본 구성도
Fig. 1 Basic block diagram

2.1 고정자 자속 쇄교수의 회전 속도 및 크기 제어(8)

고정자 총자속 쇄교수는 다음의 전압 방정식으로부터 구한다

$$\lambda_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \tag{1}$$

각 샘플링 시간 동안 전압 벡터는 일정하므로, 식 (2)는 다음과 같이 된다.

$$\lambda_s = V_s t - R_s \int i_s dt + \lambda_{s0} \tag{2}$$

여기서 V_s 는 고정자 전압, R_s 는 고정자 저항, i_s 는 고정자 전류이고 λ_{s0} 는 초기 고정자 자속 쇄교수이다. 해석 모델이 유도기인 경우에는 초기 고정자 자속 쇄교수가 0이 되지만, 영구 자석형 동기기인 경우에는 영구 자석의 존재로 인하여 0이 되지 않는다. 이 값은 입력 전류가 0인 정자계 문제를 풀어서 구한다. 식 (2)에서 파라미터는 단지 고정자 저항뿐이므로, 계산은 간단해진다. 고정자 자속 쇄교수의 회전 속도 및 크기를 제어하기 위하여 적절한 전압 벡터를 선택해야 한다. 식 (3)은 발생추력에 대한 식을 나타낸다.

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} (\lambda_s \times i_s) \tag{3}$$

추력은 고정자 자속 쇄교수 λ_s 의 크기와 고정자 자속 쇄교수와 이차축의 자속 쇄교수와 의 각에 비례한다. 만일, 발생 추력이 기준 추력보다 작을 때는 고정자 자속 쇄교수의 회전 속도를 높여서 추력을 크게 해주어야 한다. 표 1은 고정자 자속 쇄교수의 회전 방향이 반시계 방향 일 때, 고정자 자속 쇄교수의 크기와 회전 방향을 제어하기 위한 최적의 스위칭 테이블은 나타낸다. 이것은 유도 전동기의 스위칭 테이블과는 약간의 차

이가 있다. 발생 추력이 기준 추력보다 크면, 유도 전동기에서는 영 벡터를 선택하여 전압벡터를 만들지만, 영구 자석형 전동기에서는 이차축에 자석이 존재하기 때문에, 영 벡터 대신에 고정자 자속 쇄교수를 감소시키는 전압 벡터를 선택해서 추력을 줄여야 한다. 여기서 ϕ 와 Γ 는 고정자 자속 쇄교수와 추력 각각에 대한 히스테리시스 제어기의 출력이다. 만일 $\phi = 1$ 이면, 실제 고정자 자속 쇄교수는 기준치 보다 작다는 뜻이다. 추력에 대해서도 마찬가지이다. $\theta(1) - \theta(6)$ 는 고정자 자속 쇄교수가 위치하는 각 영역을 나타낸다. 예를 들어 $\phi = 1$ 이고 $\Gamma = 1$, 자속 쇄교수의 영역 위치 정보가 $\theta(1)$ 이면 고정자 자속 쇄교수와 추력을 증가시키기 위하여 전압 벡터 V_2 가 선택된다.

표 1 최적의 스위칭 테이블
Table 1 Optimum switching table

ϕ	Γ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\phi=1$	$\Gamma=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\Gamma=0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\phi=0$	$\Gamma=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\Gamma=0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

2.2 추력 보정 계수(8)

선형 동기전동기는 일차축의 구조에 의하여 단부효과를 가지므로 양단부에서의 공극 자속값이 중앙에서의 값보다 작다. 이로 인하여, 공극 자속의 대칭성을 유지하는 회전기에서 사용하였던 추력식을 그대로 적용할 수는 없고, 추력 보정계수를 도입해서 변환하여 사용해야 한다. 추력 보정 계수는 유한 요소 해석을 한 후 맥스웰 응력에 의해 구한 기동 추력값과 일반적인 회전기식을 이용하여 구한 기동 추력 값을 비교하여 구할 수 있다. 따라서 발생 추력에 대한 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

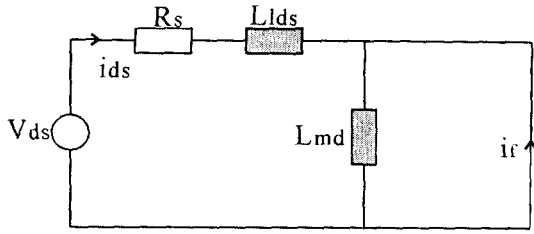
$$k = \frac{F_{MAXWELL}}{\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} (\lambda_s \times i_s)} \tag{4}$$

여기서 $F_{MAXWELL}$ 는 유한 요소 해석을 행하여 맥스웰 응력으로부터 구한 추력 값이며, λ_s 와 i_s 도 유한 요소 해석으로부터 구한 값이다. 본 논문의 해석 모델에 대한 추력 보정 계수 값은 약 0.9이다.

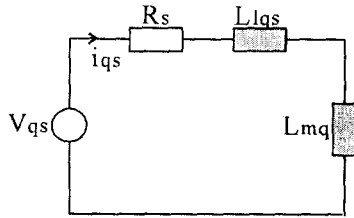
2.3 등가회로법을 이용한 시뮬레이션

그림 2는 영구 자석형 동기전동기의 등가회로를 나타낸다. 등가회로를 이용한 시뮬레이션의 경우 유한 요소 해석과는 달리 영구자석에 의한 고정자 자속 쇄교수를 고려하여야 한다. 따라서 전동기로 공급되어지는 전류와 전동기의 위치에 따라 영구자석에 의한 자속은 식(5)와 같이 정의 할 수 있다[9].

$$\Psi_s = L_s i_s + \Psi_p e^{j\theta} \tag{5}$$



(a) D 축
(a) D axis



(b) Q 축
(b) Q axis

그림 2 영구 자석형 동기전동기의 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of permanent magnet synchronous motor

여기서 Ψ_s 는 고정자 자속 쇄교수이고, L_s 는 일차 자기 인덕턴스이고, Ψ_F 는 영구자석에 의한 자속 쇄교수이다. θ_r 은 시간에 따라 변하는 자석의 위치정보로서, 식 (6)과 같이 정의된다.

$$\theta_r = V_r (\pi/\tau)t + \theta_0 \quad (6)$$

여기서 V_r 은 선형 동기전동기의 속도, t 는 샘플링 타임이며 θ_0 는 영구자석의 초기위치를 나타낸다.

식(4)를 2상에 대한 자속 쇄교수를 얻기 위해 식(7)과 같이 풀어서 정리하면 식 (8)과 식(9)와 같이 d 축과 q 축 각각에 대한 자속 쇄교수를 연산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} + j\Psi_{qs} &= (L_{ds}i_{ds} + jL_{qs}i_{qs}) + \Psi_F(\cos\theta_r + jsin\theta_r) \\ &= L_{ds}i_{ds} + \Psi_F\cos\theta_r + j(L_{qs}i_{qs} + \Psi_F\sin\theta_r) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\Psi_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \Psi_F\cos\theta_r \quad (8)$$

$$\Psi_{qs} = L_{qs}i_{qs} + \Psi_F\sin\theta_r \quad (9)$$

전압벡터의 선택에 의해서 순시적으로 발생되어지는 d축과 q 축의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \quad (10)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \quad (11)$$

앞에서 정리된 2상에 대한 고정자 자속 쇄교수, 즉 식(8)과 식(9)를 식(10)과 식(11)에 대입하여 정리하면, 전동기에 공급되는 전류값이 다음과 같은 두 개의 미분방정식으로 나타나게 된다.

$$\frac{d i_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s i_{ds} - \Psi_F \frac{d(\cos\theta_r)}{dt}) \quad (12)$$

$$\frac{d i_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s i_{qs} - \Psi_F \frac{d(\sin\theta_r)}{dt}) \quad (13)$$

식 (12)와 식(13)에 정리되어진 두 개의 미분 방정식을 Runge-Kutta 방법을 이용하여 풀면 전동기에 공급되어지는 순시 전류 값을 알 수 있으며, 이 값을 이용하여 순시 추력, 순시 고정자 자속 쇄교수 및 위치정보를 알 수 있다. 식(12)와 식(13)를 풀기 위해서 필요한 자기 인덕턴스는 유한 요소법을 사용하여 구하였다. 영구자석을 고려하지 않고 고정자에 전류만 흘려주어 구하였으며, d축 자기 인덕턴스는 식(14)과 같다.

$$L_{ds} = \frac{N \Psi_{ds}}{I_s} \quad (14)$$

여기서 N 은 상당 권선수, Ψ_{ds} 는 상당 고정자 d축 자속 쇄교수, I_s 는 고정자 전류이다. 표 2는 등가회로의 파라미터를 나타낸다.

표 2 등가회로 파라미터
Table 2 The parameter of the equivalent circuit

일차저항(R_s)	0.9[Ω]
일차자기인덕턴스(L_{ds}, L_{qs})	1.32[mH]
영구자석에 의한 자속 쇄교수(Ψ_F)	0.055[Wb]

2.4 Detent 추력

영구자석에 의한 detent force는 유한요소해석에 의해서 얻은 데이터를 이용하여 보간을 하였다. 이 값은 영구자석과 전동기의 상대적 위치에 따른 릴럭턴스의 변화에 따라 결정되어지는 값으로 직접 추력 제어 시뮬레이션을 행할 때 이 값을 고려하여 전동기의 특성을 해석하였다. 그림 2는 직접 추력 제어 시뮬레이션을 행할 때 영구자석과 전동기의 위치에 따른 detent force를 고려하기 위하여, 전동기를 극피치만큼 이동을 시키는 동안 유한 요소 해석에 의해서 얻어진 데이터값과 이 값을 cubic spline을 통하여 보간한 곡형을 비교한 것이다. 본 논문의 실험 대상은 영구 자석형 선형 동기전동기의 극 피치는 42[mm]이므로 그림 3은 극 피치의 반을 나타낸 것이다.

그림에서 구한 detent force를 이용하여 식(14)와 같이 PMLSM의 추력을 계산한다.

$$F = 1.5 k \frac{\pi}{\tau} (\lambda_s \times i_s) + F_d \quad (14)$$

여기서 F_d 는 detent force이다.

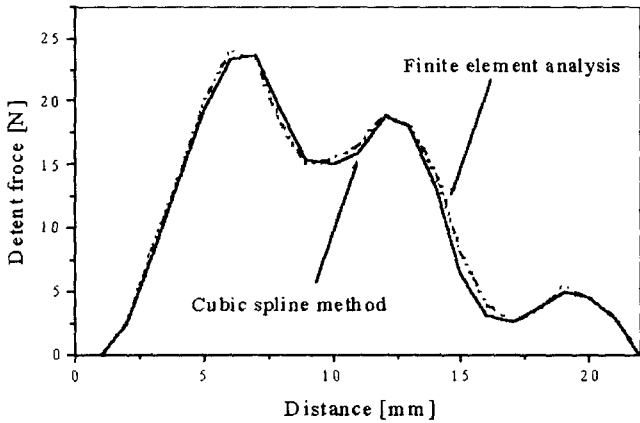


그림 3 Detent 추력
Fig. 3 Detent force

3. 영구자석형 선형 동기전동기의 실험 장치 구성

영구자석형 선형 동기전동기의 실험 장치들은 다음과 같다.

- 영구자석형 선형 동기 전동기
- 범용 DSP(Digital Signal Processor)부
- 전력회로부
- I/O 부

제어를 하고자 하는 대상인 영구자석형 선형 동기전동기가 있으며, 직접 추력 제어를 위해 전동기에 공급되어지는 전류 값과 속도 검출부가 필요하다. 전류 값으로부터 고정자 자속 쇄교수와 발생 추력을 추정, 기준값과 비교하는 직접 추력 제어 알고리즘과 속도제어시에 사용되어지는 PI제어 알고리즘을 연산하는 DSP부, 연산을 통하여 선택되어진 전압벡터를 공급하기 위해 스위칭을 수행하고 기타 변수들의 감시를 수행하는 I/O부, 선택되어진 스위칭정보로부터 전동기에 전력을 공급하는 인버터부등으로 구성되어있다. 그림 4 전체적인 실험 장치 구성도이다.

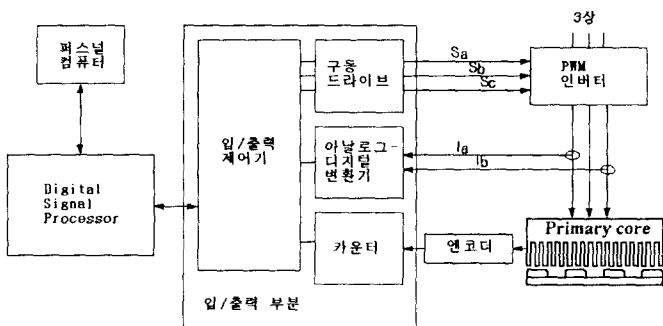


그림 4 실험 장치 구성도
Fig. 4 Diagram of experimental system apparatus

3.1 영구자석형 선형 동기전동기의 전기적·기계적 제원

본 논문에서는 표 3과 같은 전기적 기계적 제원을 갖는 영구자석형 선형 동기 전동기를 사용하였다.

표 3 영구자석형 선형 동기 전동기의 제원
Table 3 Specification of PMLSM

구분	파라미터	단위	제원	
1 차축	상 수	poles	3	
	극 수		4	
	상 당 권 선 수		turns	80
	슬롯 수		개	30
	슬롯 폭	mm	3.5	
	치 폭	mm	3.5	
	슬롯 깊이	mm	12.25	
	적층 폭	mm	50	
1 차축 길이	mm	213.5		
기계적 공극		mm	2	
2 차축	알루미늄높이	mm	1	
	자석 높이	mm	3	
	자석 길이	mm	35.7	
	극 피치	mm	42	
	back-iron 두께	mm	10	

3.2 Digital Signal Processor(DSP)부

근래에 들어 빠른 연산속도를 갖고 있어 현대 제어 이론의 응용에 적합하며 경제성에 있어 많은 이점을 갖고 있는 DSP의 사용 사례가 늘고 있다. 본 실험에서는 제어 이론 및 직접 추력 제어 연산을 위해 T.I(Texas Instrument)사의 범용 DSP보드를 사용하였는데, 이 보드에 장착된 DSP 소자는 TMS320C31이다.

3.3 전력 회로부

본 실험에서 전력 변환 장치는 IGBT를 스위칭 소자로 내장한 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하여 전압형 PWM 인버터를 구성하여 직접 추력 제어를 구현하였다. 교류 전압을 정류하기 위한 정류기로는 600V, 30A의 정격을 갖는 Shindengen Electronic MFC.사의 3상 브릿지 정류 다이오드 S30VT60을 사용하였다[10-11]. 인버터의 Power Module로는 Mitsubishi사의 PM30RSF060을 사용하였다. 이 IPM의 정격은 600V, 30A이며, 최대 15kHz의 스위칭 주파수와 과전류, 단락, 과열 전압 검출 및 보호, 에러 신호 발생 기능과 2.5us의 데드타임 보정치를 갖는다. 베이스 드라이버 신호는 DSP에서 인가 하였는데 Toshiba사의 Photo Coupler TLP550으로 절연이 되도록 하였다.

3.4 I/O 부

각 제어에 필요한 상태 변수의 입력 및 제어 입력, 출력 등의 입출력 동작은 DSP에서 제어하여 얻어진다. DSP의 계산 과정이나 제어 결과들을 확인하기 위하여 DAC를 이용하여 출력하고, IPM의 베이스 구동 신호를 내보내 준다.

3.5 속도검출부

속도제어를 하기 위해서는 선형 전동기의 실제 속도를 측정된 뒤 궤환시켜 기준 속도와 비교하여 주는 과정이 반드시 필요하다. 이때 선형 전동기의 실제 속도를 측정하기 위하여 본 실험에서는 회전형 encoder를 사용하였다. encoder의 출력은 A, B, Z상이 나타나는데, 이 pulse수를 세어 속도 연산에 사용하게 된다. 일반적으로 회전형 encoder는 분해능이 떨어지는데, 본 실험에서는 encoder의 shaft에 wheel을 장착해서 사용하였으므로, 이를 보상하기 위하여 encoder의 출력을 직접 사용하지 않고, 4배배를 하여 사용하였다. 실험에 사용된 encoder는 1회전당 A, B상에서 각각 2000개의 pulse가 발생되는데 이를 4배배하여 1회전당 8000개의 pulse로 만들어 보다 정밀도를 높였다. Pulse의 검출원리는 그림 5와 같다. Encoder로부터 출력된 A상과 B상 신호를 절연회로를 거쳐 기준 Clock과 동기 시키고 방향에 따른 pulse를 발생시킨다.

3.6 전류 검출부와 DAC

직접 추력 제어를 하기 위해서는 먼저 궤환되는 전류로부터 고정자 자속 쇄교수를 추정하게 되고, 궤환되는 전류와 추정된 자속 쇄교수로부터 추력을 추정하여 기준 추력과 비교를 하는 과정이 수행되므로 정확한 전류의 측정이 필요하다. 전류 검출기로는 ABB 사의 홀 효과 전류 변환기 MP25를 사용하였는데, 이는 전류를 전압의 형태로 변환시켜준다. 전압으로 변환된 전류값을 DSP내에서 연산할 수 있는 디지털 값으로 바꾸기 위해서 범용 DSP내부에 장착된 16-bit, 두 개의 채널을 갖는 Burr-Brown 사의 DSP102를 사용하였다. 여러 가지 추정값들을 실시간으로 오실로스코프에서 확인하기 위해서는 디지털 값을 아날로그 값으로 변환하여야 하는데 이 역시 범용 DSP내부에 장착된 DSP202를 사용하였다.

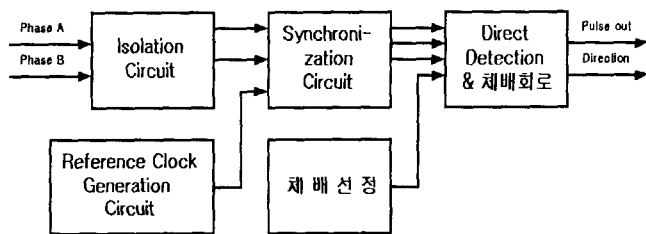


그림 5 Pulse 검출 원리
Fig. 5 Block diagram of pulse detection

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

4.1 추력 제어 특성

그림 6은 직접 추력 제어시 기준 추력과 추정 추력과의 관계이다. (a)는 추력 보정계수를 연산과정내에서 고려하지 않았을 경우의 추정 추력 파형이고 (b)는 추력 보정계수를 고려하였을 때의 추정 추력 파형이다. 기준 추력은 70[N]의 단위 계단 입력이다. 추력 보정계수를 고려하지 않았을 경우의 추정 추력의 최대치는 75[N]정도였으나 추력 보정계수를 고려했을 때의 추정 추력의 최대치는 80[N]으로 상승하여 추정 추력파형 평균값이 기준 추력에 더 가까움을 알 수 있다. 파형에 존재하는 리플은 전류에 발생하는 고조파 성분과 실험 오차가 원인으로 생각된다.

그림 7은 추력 제어시의 전류응답 파형으로 (a)는 실험시의 전류 응답 파형이고 (b)는 등가회로 시뮬레이션에 의한 전류응답 파형이다. 초기에는 전동기의 기계적 시정수가 크므로 전동기 동작에 따른 전류 주파수가 낮으나 정상동작상태로 감에 따라 전류의 주파수가 커짐을 알 수 있다.

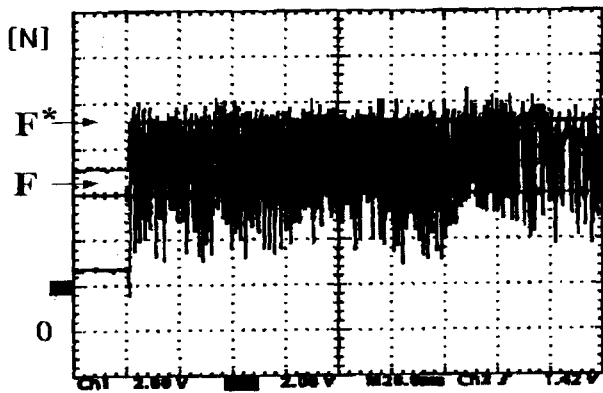
4.2 속도 제어 특성

그림 8은 속도제어시의 실험과 시뮬레이션의 속도응답이다. 기준 속도는 1[m/sec]로 하였고 비례 상수 및 적분 상수는 등가회로 시뮬레이션으로부터 구하였으며, 각각 230, 240이다. 기준 속도와 실제 발생 속도의 오차값이 PI제어기의 입력이 되며, 출력은 기준 속도로 추종하기 위한 기준 추력값이 연산된다. (a)는 실험에 의하여 나타난 속도 응답 파형으로 약 0.4초 후에 기준속도에 수렴함을 확인할 수 있다. 그러나 정상상태 구간에서 속도 리플이 존재함을 알 수 있다, 이것은 전동기에 encoder를 장착시 encoder shaft에 wheel을 부착하여 wheel이 회전함으로써 전동기의 속도를 측정하였는데, 기계적 정확도의 저조 및 고조파가 원인으로 생각된다. (b)는 시뮬레이션에 의한 속도 응답 파형이다. 그림 9는 속도제어시의 추력 특성 파형이다. 비례상수를 230으로 정하였으므로 기동시 초기의 기준 추력의 값이 상당히 높게 나타나고 있음을 확인할 수 있다. 실제 발생 추력은 약 100[N]정도가 발생하고 있다. (a)는 실험에 의한 결과 파형이고 (b)는 시뮬레이션에 의한 결과 파형이다. 두 가지 모두 기준 추력에 발생 추력이 추종하고 있음을 확인하였다. 그림 10은 속도 제어시의 고정자 쇄교 자속수에 대한 결과 파형이다. (a)는 실험에 의한 결과 파형으로 기준 고정자 쇄교 자속수는 0.07[Wb]이고, 히스테리시스 밴드폭의 기준값은 0.0035[Wb]로 설정하였다. 실험 결과에서는 거의 일정 밴드폭내에서 제어가 됨을 확인할 수 있다.(b)는 시뮬레이션에 의한 결과 파형이다.

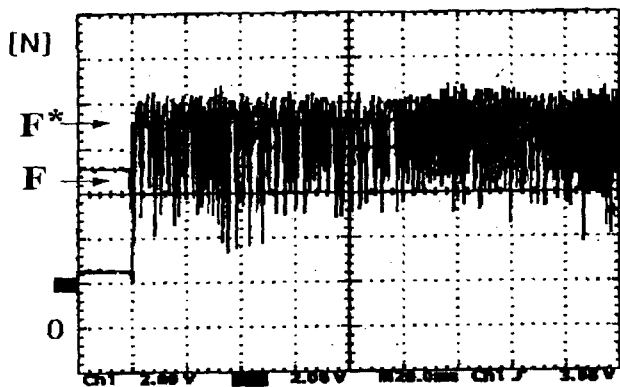
5. 결 론

본 논문에서는, DSP를 이용한 영구자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어에 대하여 설명하였다. 먼저, 실험에 필요한 이득을 얻기 위하여 등가회로를 이용한 시뮬레이션을 행하였다. 유한 요소 해석으로부터 구한 detent force를 cubic spline을 이용하여 근사시켜서 영구자석의 존재에 의해서 발

생하는 쇄교 자속과 전동기의 위치에 따른 detent force를 고려하였다. 그리고 직접 추력 제어의 경우에는 정확한 추력값이 필요하기 때문에 1차측에 존재하는 단부 효과를 고려하기 위하여 추력 보정 계수를 도입하여 실제 추력을 추정하였다. 추력 보정 계수는 유한 요소 해석으로부터 구한 공극의 자속 밀도를 이용하여 맥스웰 응력으로부터 구한 추력값과 유한 요소 해석으로부터 구한 전류, 자속을 이용한 추력식을 비교하여 구하였다. DSP를 이용하여 제어기를 구성하고, 등가회로를 이용한 시뮬레이션에서 구한 이득을 사용하여 추력 제어와 속도 제어 실험을 수행하여 영구 자석형 선형 동기전동기에 대한 직접 추력 제어의 적용 가능성을 확인하였다.

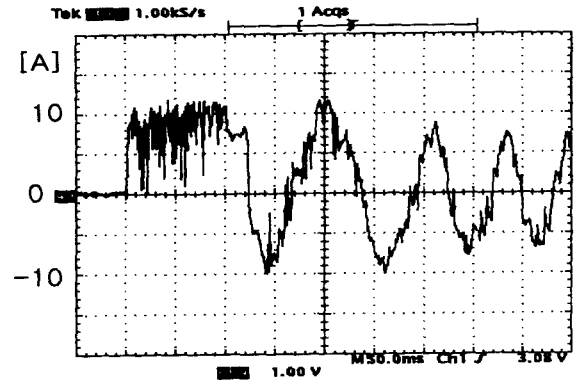


(a) 추력 보정 계수 비 고려시의 추력 응답
(a) Thrust response with non-consideration of thrust correction coefficient

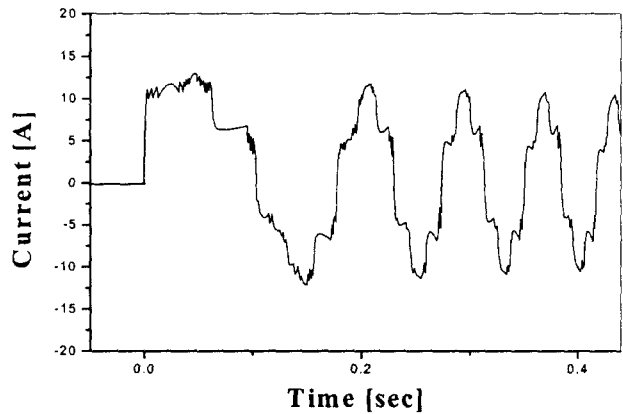


(b) 추력 보정 계수 고려시의 추력 응답
(b) Thrust response with consideration of thrust correction coefficient

그림 6 추력 제어시의 추력 응답
Fig. 6 Experimental thrust response output

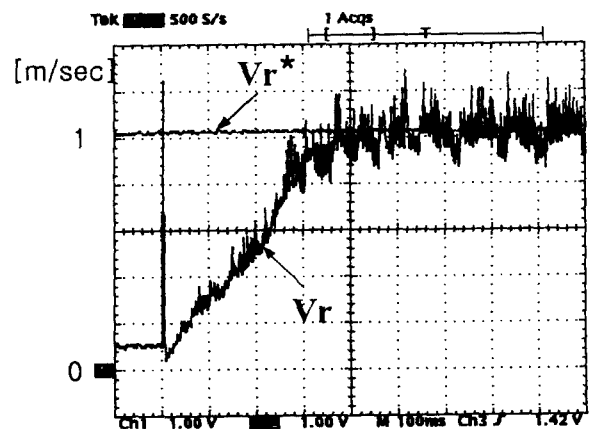


(a) 실험
(a) Experiment

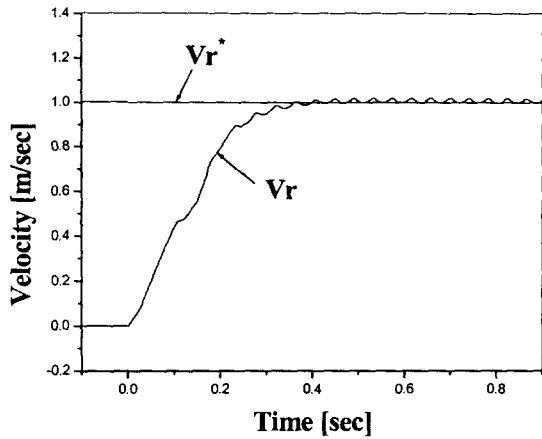


(b) 시뮬레이션
(b) Simulation

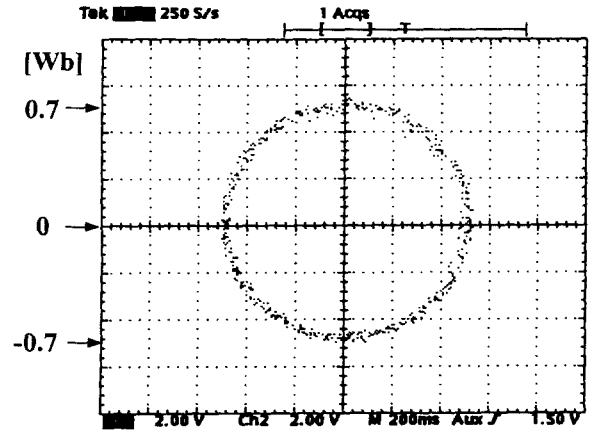
그림 7 추력 제어시의 전류 응답
Fig. 7 Current response during thrust control



(a) 실험
(a) Experiment

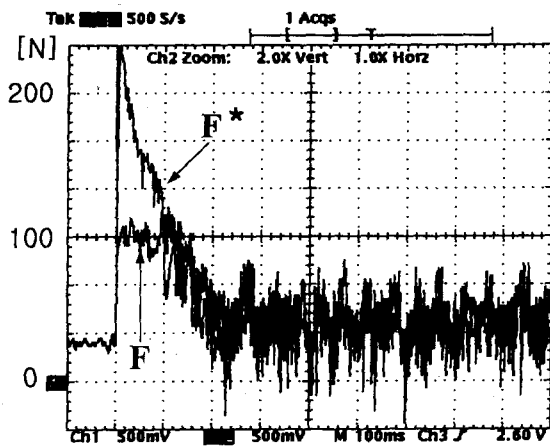


(b) 시뮬레이션
(b) Simulation

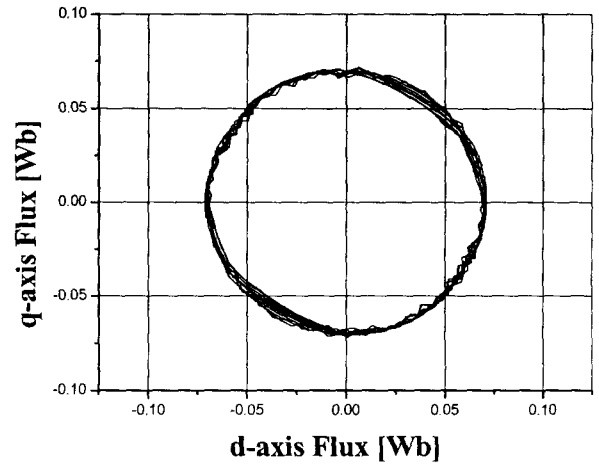


(a) 실험
(a) Experiment

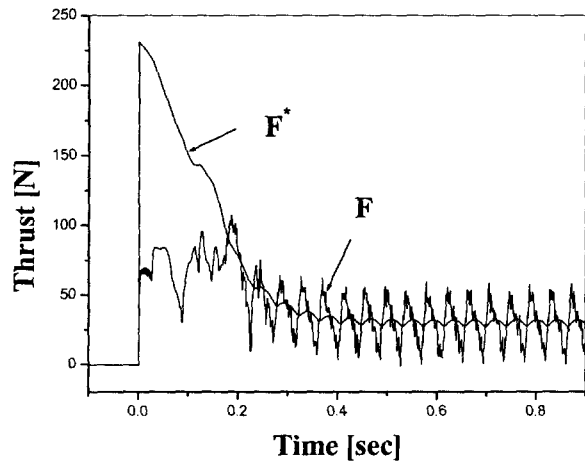
그림 8 속도 제어시의 속도 응답
Fig. 8 Speed response during speed control



(a) 실험
(a) Experiment



(b) 시뮬레이션
(b) Simulation



(b) 시뮬레이션
(b) Simulation

그림 9 속도 제어시의 추력 응답
Fig. 9 Thrust response during speed control

그림 10 속도 제어시의 자속 응답
Fig. 10 Flux response during speed control

감사의 글
본 연구는 한국과학재단 핵심 전문 연구(981-0902-008-2) 지원으로 수행되었음.

참고 문헌

[1] Jacek F. Gieras, *Linear Induction Drives*, clarendon Press, pp. 34-51, 1994
[2] Takashi Onuki, Hiroyuki Numata, Tsugio Yamamura, "Thrust Control of Linear Induction Motor by Detection of Magnetic Field", *T. IEE Japan*, Vol.110-d, No. 9,

- pp. 957-965, 1990
- [3] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drive*, Prentice Hall, pp. 264-276, 1986
- [4] L.Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, K. W. Lim, "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*. Vol. 12, No. 3. pp. 528-535, May. 1997
- [5] M. R. Zolghadri, D. Diallo, D. Roze, "Direct Torque Control System for Synchronous Machine", *EPE'97*, Trondheim, pp. 3.694-3.699, 1997.
- [6] M. F. Rahman, L. Zhong, W. Y. Hu, K. W. Lim, M. A. Rahman, "An Investigation of Direct and Indirect Torque Controllers for PM Synchronous Motor Drives", *IEEE*, pp. 519-523. 1997.
- [7] J. Luukko, J. Kaukonen, M. Niemela, O. Pyrhonen, J. Pyrhonen, "Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based on Direct Flux Linkage Control", *EPE'97*, Trondheim, 3.683-3.688, 1997.
- [8] 권병일, 우경일, 김솔, "선형 유도 전동기의 직접 추력 제어 특성 해석", *대한전기학회 논문지*, 47권, 7호, pp. 914-919
- [9] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford, pp. 223-237, 1998
- [10] Muhammad H, Rashid, *Power Electronics*, Prentice Hall, pp. 158-166, 1993
- [11] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, pp. 123-146, 1985

저 자 소 개



우 경 일 (禹 炘 一)

1969년 9월 6일생. 1995년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 박사과정

Tel : 031-409-1277

E-mail : cogging@hanmail.net



권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일생. 1989년 일본 동경대 대학원 졸업. 1989년~현재 일본 와세다 대학 이공학 연구소 객원연구원. 1990년 일본 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소

연구원. 1991년 한국 기계연구소 자기부상 열차 사업단 선임 연구원. 1991년~현재 한양대 공대 전자, 컴퓨터 공학부 교수

Tel : 031-400-5165

E-mail : bikwon@email.hanyang.ac.kr



김 덕 진 (金 德 鎭)

1972년 10월 14일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 고등기술연구원 연구원

Tel : 031-330-7330

E-mail : kdj91@popmail.com