

영구자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어

우경일^a, 권병일^a, 류세현^a, 박승찬^b
 한양대학교 전기공학과^a, 한양대학교 공학기술 연구소^b

Direct Thrust Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

Woo Kyung-Il^a, Kwon Byung-Il^a, Rhyu Se-Hyun^a, Park Seung-Chan^b
 Dept. of Electrical Eng., Graduate School of Hanyang Univ.^a, RIET^b

Abstract - This paper describes the direct thrust control of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) with the secondary aluminium sheet. The time stepped finite element method and moving mesh technique are used for simulating dynamic characteristics of the PMLSM. The secondary back-iron conductivity as well as the initial flux linkage due to permanent magnet are considered in the simulation.

1. 서 론

최근 높은 응답 제어에 벡터제어가 많이 사용되고 있으나 파라미터 의존성이라는 문제점을 가지고 있기 때문에 직접 토크 제어가 도입되었다(1). 이 제어법은 빠른 토크 응답을 이룩할 수 있으며, 자속과 토크의 순시 값이 일차변수로부터 계산되며, 적절한 스위칭 테이블로부터 제어된다. 그러므로, 빠른 토크 응답과 불필요한 스위칭이 없기 때문에 낮은 고조파 손실과 저소음을 얻을 수 있다. 최적의 전압 벡터는 히스테리시스 제어기를 사용한 기준 추력 및 기준 자속과 각각의 발생치와의 error 값과 고정자 자속 쇄교수가 위치한 영역 정보에 의하여 스위칭 테이블로부터 정해진다. 회전에 대한 직접 토크 제어에 대한 논문은 많이 발표되었지만(2)-(4), 선형기에 대한 논문은 아직 미흡하다.

따라서 본 논문에서는 영구자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어에 대하여 설명한다. 해석 대상은 이차측 영구자석 위에 알루미늄 도체판을 가지는 형태이다. 영구자석의 존재로 인하여 자속 쇄교수 계산에 있어서 초기값을 보정 해야 함을 알았으며, 시간 차분 유한 요소법과 이동 mesh 기법을 사용하여 직접 추력 제어시의 특성을 해석하였다.

2. 직접 추력 제어

2.1 제어 시스템의 원리

그림 1은 직접 추력 제어의 기본적인 원리를 나타낸다. 입력은 기준 추력 F^* 과 기준 고정자 자속 쇄교수 λ_s^* 이고, 각각의 값들은 피드백되는 양들과 비교된다. 여기서 발생하는 오차를 히스테리시스 제어기의 입력으로 하고, 이 제어기의 출력이 스위칭 테이블의 입력이 된다. 이 두 입력과 고정자 자속 쇄교수의 위치 정보인 θ 에 의해서 가장 적절한 전압 벡터를 선택하는 스위치 상태가 선택되고, 이것에 의해서 인버터가 구동된다. 고정자 자속 쇄교수의 위치 정보는 2상에 대한 자속 쇄교수의 값을 구하여 \arctan 을 취하여 구한다. 따라서, 최적의 전압 벡터는 고정자 자속 쇄교수와 추력이 각각 히스테리시스 밴드내에 오도록 제한하고 빠른 응답을 얻도록 선택된다. 피드백 되는 고정자 자속 쇄교수는 전류와 선택된 전압 벡터 및 일차 저항을 사용하여 계산되고, 추력은 계산된 고정자 자속 쇄교수와 일차전류를 이용해서

계산한다. 전압 벡터를 적절히 선택함으로써, 고정자 자속 쇄교수는 언제나 회전하고, 원하는 크기로 제어가 가능하다.

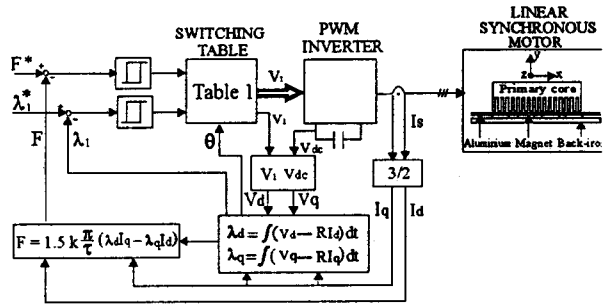


그림 1 직접 추력 제어의 기본 구성도

2.2 전압 벡터의 선택

직접 추력 제어에 의하면, 각 샘플링 시간 동안, 적절한 전압 벡터는 추력과 고정자 자속 쇄교수를 히스테리시스 밴드내에 오도록 선택 되어져야 한다. 특히, 그것은 추력과 자속의 순시 에러치에 기본을 두고 있다. 그림 2는 PWM 인버터 구동 시스템을 나타낸다. 스위치 S_a , S_b 그리고 S_c 를 조합하면, 2개의 영벡터와 6개의 영이 아닌 벡터를 만들 수 있다. S_a , S_b 그리고 S_c 를 사용하여 상전압을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= (2 * S_a - (S_b + S_c)) * V_{dc} / 3 \\ V_{bs} &= (2 * S_b - (S_a + S_c)) * V_{dc} / 3 \\ V_{cs} &= (2 * S_c - (S_a + S_b)) * V_{dc} / 3 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 V_{dc} 는 dc 링크단 전압이다.

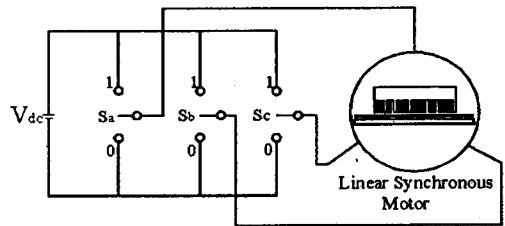


그림 2 인버터 구동 시스템

2.2.1 고정자 자속 쇄교수의 크기 제어

고정자 자속 쇄교수는 다음의 전압 방정식으로부터 구한다.

$$\lambda_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (2)$$

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

$$\lambda_s = V_s t - R \int i_s dt + \lambda_{s,t=0} \quad (3)$$

여기서 $\lambda_{s,t=0}$ 는 초기 고정자 자속 쇄교수이다. 식 (3)에서 파라미터는 단지 고정자 저항뿐이므로, 계산은 간단해진다. 저항에 의한 전압강하를 무시하면, 고정자 자속 쇄교수의 방향은 입력전압의 방향으로 향하게 된다.

고정자 자속 쇄교수의 크기를 제어하기 위한 전압 벡터의 선택을 위해, 전압 벡터 평면을 그림 3과 같이 6개의 평면으로 나눈다. 각 영역에서, 최소의 스위칭 주파수를 발생하는 두 개의 전압 벡터가 고정자 자속 쇄교수의 크기를 제어하기 위해서 선택된다.

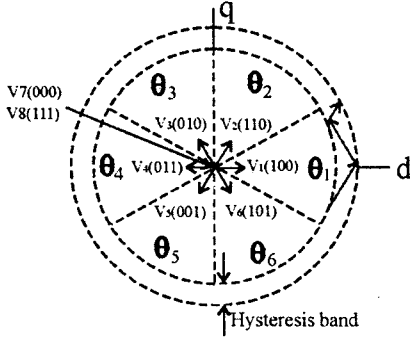


그림 3 고정자 자속 벡터의 움직임

2.2.1 고정자 자속 쇄교수의 회전방향 제어

발생 추력에 대한 식은 다음과 같이 나타낸다.

$$F = k \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} (\lambda_s \times i_s) \quad (4)$$

여기서 τ 는 극 피치이고, k 는 추력 보정 계수를 나타내며 2.3절에서 설명할 것이다. 고정자 자속 쇄교수가 반시계 방향으로 회전할 때, 만일 발생 추력이 기준치보다 작다면, 고정자 자속 쇄교수와 이차축의 자속 쇄교수와의 각을 증가시켜서, 즉 가능한 한 빨리 고정자 자속 쇄교수의 회전 속도를 증가시켜서, 발생 추력을 증가시켜야 한다.

표 1은 고정자 자속 쇄교수의 크기와 회전 방향을 제어하기 위한 최적의 스위칭 테이블은 나타낸다. 여기서 θ 와 Γ 는 고정자 자속 쇄교수와 추력 각각에 대한 히스테리시스 제어기의 출력이다. 만일 $\theta = 1$ 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 반시계방향으로 회전하는 고정자 자속 쇄교수에 대하여 $\theta = 1$ 이고 $\Gamma = 1$, 즉 고정자 자속 쇄교수와 추력이 기준치 보다 작고, 자속 쇄교수의 영역 위치 정보가 $\theta(1)$ 이면 고정자 자속 쇄교수와 추력을 증가시키기 위하여 전압 벡터 V_2 가 선택된다. 만일 반대 방향으로 고정자 자속 쇄교수가 회전을 하고 있다면, 고정자 자속 쇄교수와 추력을 증가시키기 위하여 전압 벡터 V_6 가 선택된다. 즉, 표 1은 고정자 자속 쇄교수가 반시계 방향으로 회전하고 있을 때의 스위칭 테이블을 나타낸다.

2.3 추력 보정 계수

추력 보정 계수는 (5)와 같이 맥스웰 응력에 의한 기동 추력값과 일반적인 회전기식을 이용하여 구한 기동추력 값을 비교하여 구하였다.

$$k = \frac{F_{MAXWELL}}{\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} (\lambda_s \times i_s)} \quad (5)$$

여기서 $F_{MAXWELL}$ 는 맥스웰 응력으로부터 구한 추력 값이며, λ_s 와 i_s 는 유한 요소 해석으로부터 구한 값이다. 해석 모델의 추력 보정 계수 값은 약 0.9이다.

표 1 최적의 스위칭 테이블

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

3. 유한요소 해석 및 결과

전동기가 1차 철심의 적층 방향으로 무한하다고 가정하고 이동 좌표계를 사용하면, 자기벡터 포텐셜 A 와 전류밀도 J_0 . 그리고 잔류 자화량 M_r 을 사용한 식(6)과 같은 지배방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) = -J_0 \quad (6)$$

$$+ \sigma \frac{dA}{dt} - \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial M_{rx}}{\partial x} - \frac{\partial M_{ry}}{\partial y} \right)$$

각 상에 대하여 Kirichhoff의 전압법칙을 적용하면, 식.(7)과 같은 전압 방정식을 구 할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} [\Psi] + [L_0] \frac{d}{dt} [I] + [R][I] = [V] \quad (7)$$

- 단, $[V]$: 각상의 전압
 $[I]$: 각상의 권선전류
 $[R]$: 각상의 1차측 권선 및 회로저항
 $[L_0]$: 각상의 1차측 누설 인덕턴스
 $[\Psi]$: 각상 권선의 쇄교 자속량

식 (6)과 식 (7)을 결합하고, 시간 미분항을 후퇴 차분법을 이용하여 정리하면 식 (8)과 같은 시스템 방정식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]}{\Delta t} & -[C] \\ -[C]^T & -\frac{[L_0] + \Delta t [R]}{h_{eff}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} \frac{[T]^T}{\Delta t} & [0] \\ -[C]^T & -\frac{[L_0]}{h_{eff}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [G] \\ \frac{\Delta t}{h_{eff}} [V] \end{bmatrix}_t \quad (8)$$

영구자석형 선형 동기전동기의 고정자 자속 쇄교수의 초기값은 영구자석으로 인하여 0으로 되지 않는다. 따라서, 자속 계산에 있어서의 초기 어려값은 정상상태 오차를 일으키고 결과적으로 추력 계산에 있어서도 오차를 유발한다[5]. 제어 시스템에서 자속 쇄교수의 초기값이 부적절하면 그림 4에서 보는것과 같이 자속선도는 중심이 0에서 벗어난 궤적을 그리게 된다. 고정자 자속 쇄교수의 초기값은 입력 전압이 없을 때의 전자기 해석을 행하여 구한다.

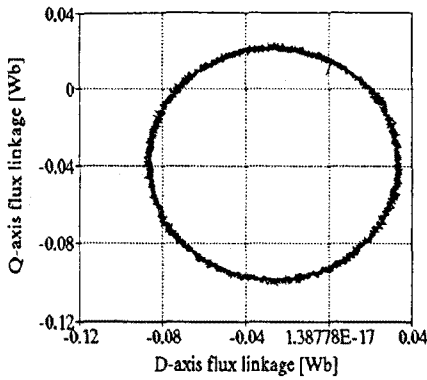


그림 4 고정자 자속 쇄교수의 초기
에러값에 의한 자속 선도

그림 5는 고정자 자속 쇄교수의 초기 값 보정 후의 자속 선도이다. 자속 선도가 0을 중심으로 그려짐을 알 수 있다. 그림 6과 그림 7은 추력 응답과 일차 전류를 나타낸다. 발생 추력이 기준 추력에 잘 응답함을 알 수 있다. 샘플링 주기는 $T_s = 100 [\mu s]$ 이며, 기준 추력은 $t = 0.4[\text{sec}]$ 동안 $60[\text{N}]$ 이고, $t = 0.4[\text{sec}]$ 에서 $60[\text{N}]$ 에서 $-30[\text{N}]$ 으로 변하고, $t = 0.6[\text{sec}]$ 동안 $-30[\text{N}]$ 이며, $t = 0.6[\text{sec}]$ 에서 $-30[\text{N}]$ 에서 $40[\text{N}]$ 으로 하였다. 이동자의 초기 위치는 영역 θ_1 이라고 가정하였고, 기준 고정자 자속 쇄교수는 $0.6[\text{Wb}]$ 로 하였다.

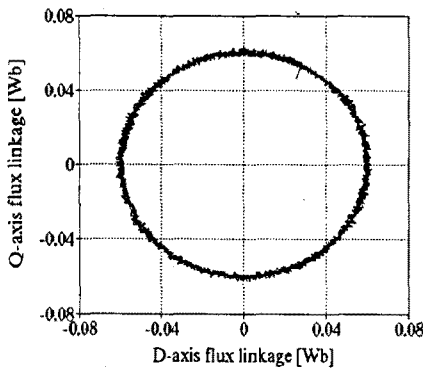


그림 5 초기 값 보정에 의한 고정자 자속 쇄교수

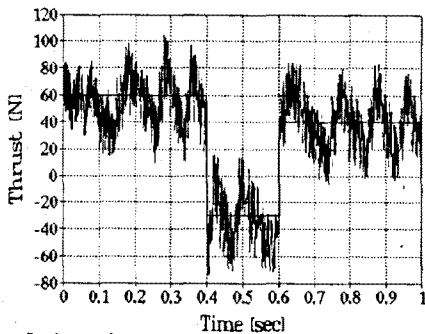


그림 6 추력 응답

그림 7은 2차측의 알루미늄 도체판의 영향을 나타내는 그림이다. 도체판이 있는 경우가 없는 경우보다 비동기 속도시에 와전류의 영향으로 인하여 더 빠르게 응답함을 알 수 있다.

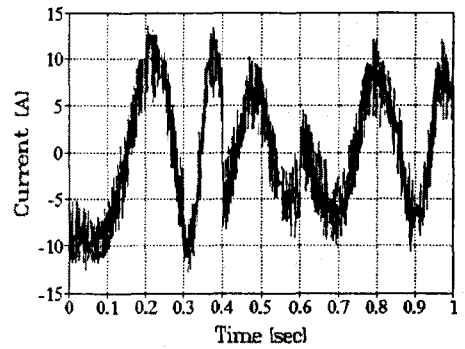


그림 7 일차 전류

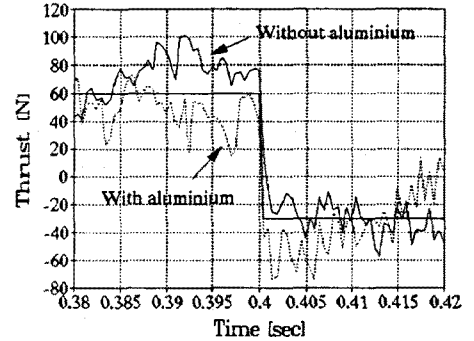


그림 8 추력 응답

4. 결 론

본 논문은 2차측에 도체판을 가지는 영구자석형 선형 동기전동기의 직접 추력 제어에 대하여 기술하였다. 영구자석의 존재로 인하여 고정자 자속 쇄교수의 초기 값 보정의 필요성을 알 수 있었다. 그리고, 시뮬레이션 결과 발생 추력이 기준 추력에 잘 응답함을 알 수 있었고, 영구자석형 선형 동기전동기에 대한 직접 추력 제어의 가능성을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] 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.
- [2] M. R. Zolghadri, D. Diallo, D. Roye, "Direct Torque Control System for Synchronous Machine", *EPE'97, Trondheim*, 3.694-3.699, 1997.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] M. R. Zolghadri, D. Diallo, D. Roye, "Start up Strategies for a Direct Torque Controlled Synchronous Machine", *EPE'97, Trondheim*, 3.689-3.693, 1997.