

PM-LSM에 대한 새로운 예측 전류 제어

선정원*, 서진호*, 이영진**, 이권순***
 *동아대학교 전기 공학과, **항공기능대학 전기 계측제어과, ***동아대학교 전기전자컴퓨터공학부

A Novel Discrete predictive current control for PM-LSM

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

* Department of Electrical Engineering, Dong-A University

** Dept. of Electrical Instrument and Control, Korea Aviation Polytechnic College

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

Abstract - In this paper, we propose a new discrete-time predictive current controller for a PM-LSM(permanent magnet linear synchronous motor). The main objectives of the current controllers are to ensure that the measured stator currents tract the command values accurately and to shorten the transient interval as much as possible, in order to obtain high-performance of ac drive system.

A new control strategy is seen the scheme that gets the fast adaptation of transient current change, the fast transient response tracking and is proposed simplified calculation. Moreover, the simulation results will be verified the improvements of predictive controller and accuracy of the current controller.

1. 서 론

전류 제어기의 주된 목적은 측정된 고정자 전류가 기준 전류의 값에 정확하게 추적하고 일치 시키는 것이고 순간 간격을 가능한 최대로 줄여서 선형화에 가깝게 만드는 것이다. 지금까지 전류 제어를 하기 위해서 다양한 종류의 전류 제어기가 제안되어왔고, 다음과 같이 일반적으로 4가지의 형태로 나눌 수 있다 [1][2].

- (1) 첫째는 Hysteresis Control이다. 이것은 동작하는데 있어서 회로의 간단성과 빠른 순간 응답을 얻을 수 있는 반면에, 인버터에 높은 주파수와 일정하지 않는 스위칭 주파수를 주고 이로 인해 고조파의 발생과 회로의 수명을 줄인다.
- (2) 둘째로는 Ramp Comparison Control이다. 이것은 최대 인버터 스위칭 주파수의 제한과 고조파를 잘 감소시킨다. 그러나 제어기가 이득들을 최적화 함에도 불구하고 안정된 상태에서 크기와 상 지연 오차를 가진다.
- (3) 셋째로는 Synchronous Frame Proportional Integral Control이다. 이것은 회전자 동기 프레임 PI 제어에 추가해서, 역기전력의 보상과 빠른 순간 응답과 0 안정화 상태 에러를 준다.
- (4) 마지막으로 Predictive Control이다. 예측제어 방법에서, 인버터 스위치의 스위칭 간격은 대응하는 기준을 따르는 모터 상전류를 강요하면서 요구 되어진 전압을 계산함에 의해 결정된다. 단 모터와 인버터의 파라미터를 잘 알아야만 한다. 하지만 이것을 잘 알고 있을 경우에는 빠른 응답과 제로 안정 상태 오차를 보여준다.

현재에는 마이크로프로세서의 기술이 많은 발전을 했기 때문에, 이러한 발전을 통하여 대부분의 전류 제어 방식은 디지털 시스템에서 수행한다.

본 논문의 연구목표는, PM-LSM을 이산화 시킨 모델에 기초를 두고 예측 전류 제어기의 수행으로서 예전의 전류 제어 방식보다 더 좋은 결과를 얻고자 한다. 그리

고 센서리스(sensorless)의 추세를 따라 회전자 각 속도를 단순한 입력의 기준모델 적용제어(Model Reference Adaptive Control, MRAC) 방법을 사용하여 센서 없이 회전자 각속도를 얻고자 한다. 또한 이를 증명하기 위하여 Matlab의 Simulink 프로그램을 사용한 모의실험 결과를 통하여 제안되어진 예측 제어기와 MRAC의 방법으로 인한 가능성과 효과를 증명하고자 한다. 또한 본 논문에서는, 표준 750W PM-LSM 서보 드라이브 시스템을 사용하여 연구를 수행하였다.

2. 본론

2.1 Permanent Magnet Linear Synchronous Motor

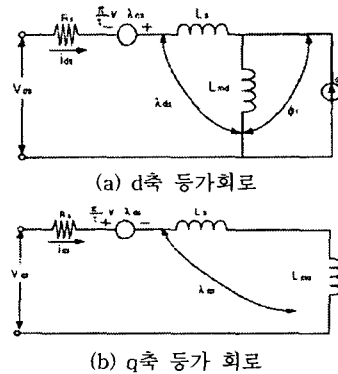


Fig. 1 PM-LSM 등가 회로

Fig. 1에서 보여지는 것처럼, 본 논문에서 고려되어진 PM-LSM은 이동자 표면에 부착된 PM과 3상 고정자 권선으로 구성된다. 동기 기준 프레임에서 PM-LSM의 고정자 전압 방정식은 위의 PM-LSM의 등가회로를 통하여 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$V_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{d}{dt} i_\alpha + L_d \omega j_\alpha + \Psi_{pm} \omega_e \quad (1)$$

$$V_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{d}{dt} i_\beta - L_q i_\alpha \omega_e \quad (2)$$

여기서 R_s 는 고정자 저항, L_s 는 고정자 인덕턴스, ω_e 는 동기 회전자 각속도, Ψ_{pm} 은 PM의 쇄교 자속이다. 또한 i_α 와 i_β 는 d-q축 전류이며 v_α 와 v_β 는 d-q축 전압이다 [4].

따라서 식(1)-(2)의 전압방정식으로부터 이산 시간 방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{sq}(k) = R_s i_{sq}(k) + \frac{L_a}{T_s} (i_{sq}(k+1) - i_{sq}(k)) + L_d w_e i_{sq}(k) + \Psi_{pm} w_e \quad (3)$$

$$V_{sd}(k) = R_s i_{sd}(k) + \frac{L_d}{T_s} (i_{sd}(k+1) - i_{sd}(k)) - L_q i_{sq}(k) w_e \quad (4)$$

여기서 T_s 는 샘플링 시간을 의미한다.

2.2 Space Vector PWM

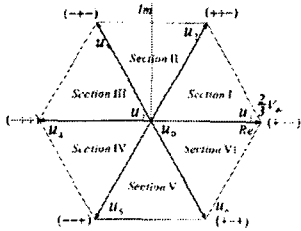


Fig. 2 3상 인버터의 스위칭 전압 벡터

Fig. 2는 인버터의 8 스위칭 상태에 대응하는 전압 공간 벡터를 보여주고 있고, 각각의 영역은 6개로 나누어진다. 특히, 6개(V(1)~V(6))의 유효 벡터와 2개(V(0), V(1))의 무효 벡터로 정육각형을 형성하고 있다.

여기에서, 유효 벡터 6개는 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 이고 무효 벡터 2개는 $0V_{dc}$ 이다.

Fig. 3은 공간 전압 벡터와 관제되어진 전류 지령 전압사이의 관계를 나타내고 있고, 기준 전압 공간 벡터 V_s^* 는 전압 명령 V_q^* , V_d^* 와 각 거리 θ_c 로부터 계산되어진다.

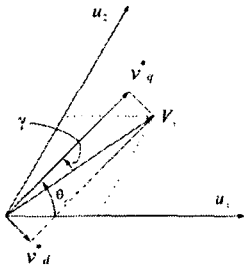


Fig. 3 d-q축에서 공간 전압 벡터와 지령 전압사이의 관계

공간벡터 PWM을 수행하기 위하여, 우리는 1영역의 구간에 대해서만 예를 들어 나타낸다. 먼저 스위칭 영역의 결정이 필요하며, 조건은 다음과 같다.

$V_{\beta s}^* > 0$ 이고 $\sqrt{3} V_{\alpha s}^* - V_{\beta s}^* > 0$ 이면 1영역 다음으로, 스위칭 시간의 결정 식은 다음과 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\alpha s}^* - \frac{1}{2} V_{\beta s}^* \right) \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} (V_{\beta s}^*) \quad (6)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (7)$$

또한, 인버터의 스위칭 함수의 결정이 필요하며 1영역에 대한 스위칭 함수는 Table 1과 같이 기술되어진다. 특히, 인버터에서 PWM 기술은 PM-LSM에 대한 전류 규칙의 중요한 요소이다. 다양한 PWM 기술이 제안되어져 있지만, 공간벡터 PWM은 순간의 전류 제어기에

대하여 좋은 기술로 알려져 있는데, 넓은 선형 제어 범위와 낮은 고조파 왜곡 그리고 빠른 순간 응답이 있기 때문이다.

Table 1 1영역의 스위칭 함수

영역	스위칭 함수	On Mode			Off Node		
		$\frac{T_0}{2}$	T_1	T_2	$\frac{T_0}{2}$	T_1	T_2
1영역	T_a	1	0	0	1	1	1
	T_b	1	1	0	1	1	0
	T_c	1	1	1	1	0	0

2.3 Timing Sequence of the current Control

모터의 구동 동작의 순서는 다음과 같다.

- ① (k)th 순간에는 제어 처리를 시작하며 상전류, DC Link전압, 회전자 위치를 순간 샘플링을 한다.
 - ② (k)th와 (k+1)th 사이의 회색 부분은 전류 제어에 대한 계산 시간을 나타낸다.
 - ③ (k+1)th 신호 전에 전류 제어기의 출력 값이 기록된다.
 - ④ (k+1)th 와 (k+2)th 사이 동안에 앞 기간에서 계산 되어진 상 전압을 모터에 적용 시킨다. 그리고 다시 위의 순서를 반복을 하게 된다.
- 비록 입력된 값이 모터에 적용되는 사이의 지연이 존재함에도 불구하고 여기서는 예측 제어를 사용함으로써 그 시간을 끌어당기고 줄일 수 있는 장점을 가지게 된다 [1].

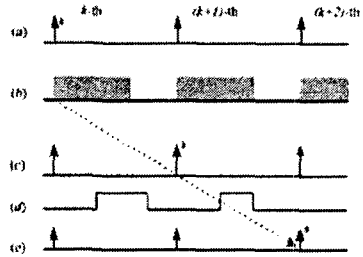


Fig. 4 전류 제어기의 타이밍 순서

2.4 제안하는 예측제어기

식(3)-(4)를 일반형으로 표현하면 다음과 같이 나타내어진다. 특히, 다른 예측 제어기와 다른 점은 역기전력의 값을 샘플링시간에 상수로 취급할 수 있도록 따로 놓아둠으로서, 시스템을 간단하게 기술할 수 있다.

$$I(k+1) = A I(k) + B (V(k) - E(k)) \quad (8)$$

여기서 각각의 변수 값은 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_a} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s R_s}{L_d} \end{bmatrix}, \quad B = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}$$

$$E(k) = \begin{bmatrix} E_q(k) \\ E_d(k) \end{bmatrix}, \quad E_q(k) = L_s w_e i_{sq}(k) + \Psi_{pm} w_e$$

$$E_d(k) = -L_s w_e i_{sd}(k) \quad (9)$$

여기서 E_q, E_d 는 역기전력, w_e 와 Ψ_{pm} 은 (k)th와 (k+1)th 사이의 샘플링 기간 동안의 일정한 상수라고 생각할 수 있다.

2.5 역기전력의 추종

식(9)로부터 역기전력(E_q, E_d)의 값을 추종하기 위하여 MRAC를 이용한 센서리스 벡터 제어방식을 Fig. 5에서 표현 하였다.

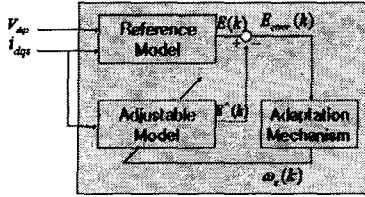


Fig. 5 역기전력 기준모델 적응방식의 구조

Fig. 5와 같이, 고정자 전류와 전압을 기준 모델과 조절 모델의 입력으로 사용하여 구현하였고, 이러한 입력으로부터 발생된 기준모델과 조절모델의 출력인 역기전력 값을 비교하여 얻어진 오차값 $E_{error}(k)$ 을 적응 메커니즘의 입력으로 사용하여 추정속도 ω_e 를 발생시키게 된다. 또한 이 추정 속도가 다시 조절 모델의 피드백 입력이 되도록 하여 두 모델 사이의 연산으로 발생한 오차가 거의 0에 접근 되도록 제어하여 정확한 추정 속도 ω_e 를 발생시키게 된다 [5]. 여기서 역기전력의 값은 샘플링 순간에 일정한 상수로 취급 할 수 있으므로 기준모델의 역기전력 추정 식은 식(3)-(4)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{\alpha}(k) = V_{\alpha}(k) - L_s \frac{i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k)}{T_s} - R_s i_{\alpha}(k) \quad (10)$$

$$E_{\beta}(k) = V_{\beta}(k) - L_s \frac{i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k)}{T_s} - R_s i_{\beta}(k) \quad (11)$$

Adjustable Model의 역기전력 추정 식은 식(9)로부터 다음과 같이 나타 낼 수 있다.

$$E_{\alpha}(k) = L_s \omega_e i_{\alpha}(k) + \Psi_{pm} \omega_e \quad (12)$$

$$E_{\beta}(k) = -L_s \omega_e i_{\beta}(k) \quad (13)$$

그리고 적응 메커니즘의 안정성으로 추정된 회전자 속도를 추정하는 식은 다음과 같다.

$$\omega_r = (K_1 + \frac{K_2}{s}) E_{error}(k) \quad (14)$$

MRACs에서 추정된 속도를 가지고 역기전력을 구할 수 있다.

$$E_{\alpha}(k) = L_s \omega_e i_{\alpha}(k) + \Psi_{pm} \omega_e$$

$$E_{\beta}(k) = -L_s \omega_e i_{\beta}(k)$$

2.6 전체 시스템

전체 시스템은 Fig. 6과 같이 나타내어지며, 기준 입력의 전류와 전압에 의해 예측제어기를 통해 SV-PWM에 입력이 되고 역기전력은 인버터에서 나오는 3상 전압을 인가받아서 역기전력의 값을 출력시켜 예측 제어기에 입력으로 들어가게 된다.

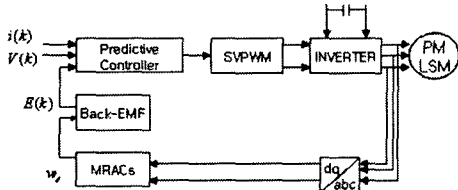


Fig. 6 전체 시스템의 구조

2.7 모의실험

본 논문에서 제안한 예측제어기와 MRAC의 타당성을 확인하기 위한 모의실험은 Matlab의 Simulink 프로그램을 통하여 확인하였다.

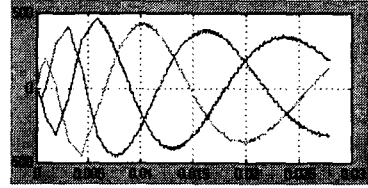


Fig. 7 3상형 전류 파형

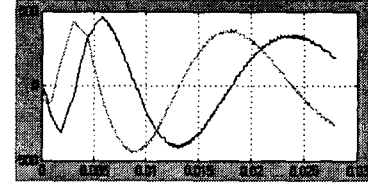


Fig. 8 d-q축 파형



Fig. 9 속도 파형

모의실험 결과들은 Fig. 7-Fig. 9에서 나타내어진 것처럼, 3상 전류, d-q축 전류, 속도에 관한 파형들이다. 각각의 파형들은 안정적으로 추정 속도 120rpm에 도달하게 되며, 3상 전류와 d-q축 전류는 0.005초까지 불안정한 파형을 그리다가 그 이후 안정한 모습을 보임을 알 수 있다. 그리고 속도는 2초 후에 120rpm에 도달함을 알 수 있다.

본 연구는 한국과학기술부(MOST) 지정 국가지정연구구실사업(NRL)의 지원에 의한 것입니다.

3. 결 론

본 논문은 PM-LSM의 이산화 시킨 모델에 기초를 두고 역기전력의 값이 샘플링 기간 동안 일정하다는 가정 아래 역기전력을 추종하는 예측 전류 제어기의 기술을 나타낸다. 전류 감지 시간과 모터에 전압을 적용시키는 시간 사이의 지연을 작게 만들 수 있었고 안정된 상태와 순간상태 모두 수행에 있어서 좋은 특성을 가지고 있다는 것을 볼 수 있었다.

[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] O. Kurker, "Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No.2, pp. 260-269, 1996.
- [4] C. E. Miller, et. al., "Modelling A Permanent Magnet Linear Synchronous Motor for Control Purposes", *IEEE Africon*, pp. 671-674, 2002.
- [5] 서영수, 김영진, "Hyperstable MRACs의 역기전력 추정에 의한 유도 전동기의 벡터 제어", *J. of Research Institute of Industrial Technology*, Vol. 20, pp. 727-732, 2001.