'95 대한전기학회 하계학술대회 논문집(1995. 7. 20~22)

자동 반송 시스템용 SLIM의 속도제어

°정봉출*, 조윤현*, 이오걸*, 신동률*, 우정인*
동아대학교 전기공학과*

The Speed Control of a Single-sided Linear Induction Motor for the Automatic Conveyor system

°B.C.Jeong*, Y.H.Cho*, O.G.Lee*, D.R.Shin*, J.I. Woo*
Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.*

Abstract

In the case of driving the SLIM(Single-sided Linear Induction Motor) as the VVVF inverter, the performance of SLIM, which is a thrust, normal force and so on, varies according to a slip frequency as a function of the external load. It is impossible that the open-loop control method control the speed of a SLIM accurately. So that, this paper is proposed the speed control method of a SLIM for a automatic conveyor system with the slip frequency vector control method.

To analyze the dynamic characteristics of a SLIM, the state equation is derived from the equivalent circuit of the SLIM, ignored the end effect. The slip frequency and the normal force of SLIM are constantly controlled at the steady state. The simulated results is compared with the experimental values.

1.서론

최근 편측식 선형 유도전동기(Single-sided Linear Induction Motor; SLIM)를 추진장치로 이용하는 연구가 일본, 독일, 영국 등의 선진국에서 진행되어져 오고 있다. 국내에서도 SLIM을 이용한 자기 부상 열차 시스템에 대해서 학계와 산업체가 관심을 갖고 계속 연구중이나, SLIM을 사용한 자동 반송 시스템에 관한 연구는 아직 초기 단계이다.

이에, 본 연구에서는 직선 운동이 가능한 자동반송 시스템 구동용 SLIM의 속도제어에 관해서 연구하였다. 지금까지 SLIM은 주로 VVVF방식의 개루프 운전방식으로 운전 하므로써 부하 변화에 따라 슬립 주파수가 변화하고, 이로 인해서 전동기의 실속도를 정밀하게 제어할 수 없다는 문제점이 있었다.

이에 본 논문에서는 회전기제어의 순시 벡터제어 알고리즘을 적용시켜서, 저속도 자동 반송 시스템용 SLIM의 속도제어를 행하였다. 또한, 정상상태의 슬립주파수를 일정하게 제어함으로써 SLIM의 수직력(Normal Force)을 일정하게 제어할 수 있었다.

인버터의 제어기법으로는 공간 벡터 변조기법을 채택하여 응답특성및 스윗칭 주파수와 출력전류의 고조파 함유율에서 각각 우수한 제어성능을 얻을 수 있었다.

2. SLIM 의 모델링

자동 반송 시스템용 SLIM의 경우에는 저속 운전되므로 단부효과(End effect)를 무시할 수 있다[1][2]. 이러한 단부효과를 무시하고 등가회로를 구성하면, 회전형 유도기와 유사한 형태의 등가회로를 그림 1.과 같이 구성할 수 있다.

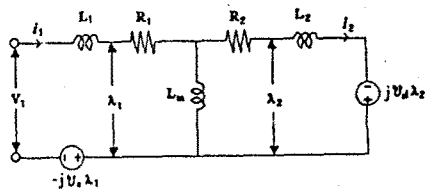


그림 1. SLIM의 등가회로

등가회로로 부터 1차측과 2차측의 전압 방정식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} V_1 &= R_1 i_1 + p\lambda_1 + j(\tfrac{\pi}{\tau}) v_s \lambda_1 \\ V_2 &= R_2 i_2 + p\lambda_2 + j(\tfrac{\pi}{\tau}) v_{sl} \lambda_2 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \lambda_{1\alpha} &= i_{1\alpha} L_1 + i_{2\alpha} L_m \\ \lambda_{1\beta} &= i_{1\beta} L_1 + i_{2\beta} L_m \\ \lambda_{2\alpha} &= i_{2\alpha} L_2 + i_{1\alpha} L_m \\ \lambda_{2\beta} &= i_{2\beta} L_2 + i_{1\beta} L_m \end{aligned} \quad (2)$$

p : 미분 연산자

식 (2)를 식 (1)에 대입하여 α-β축으로 분리하면 식 (3)과 같이 SLIM의 Matrix 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{1\beta} \\ V_{1\alpha} \\ V_{2\beta} \\ V_{2\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+pL_1 & (\frac{\pi}{\tau})v_s L_1 & pL_m & (\frac{\pi}{\tau})v_s L_m \\ -(\frac{\pi}{\tau})v_s L_1 & R_1+pL_1 & (\frac{\pi}{\tau})v_s L_m & pL_m \\ pL_m & (\frac{\pi}{\tau})v_{sl} L_m & R_2+pL_2 & (\frac{\pi}{\tau})v_{sl} L_2 \\ (\frac{\pi}{\tau})v_{sl} L_m & pL_m & -(\frac{\pi}{\tau})v_{sl} L_2 & R_2+pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\beta} \\ i_{1\alpha} \\ i_{2\beta} \\ i_{2\alpha} \end{bmatrix} \quad (3)$$

에너지 보존법칙에 의해서 수직력과 추력은 아래와 같이 계산되어 진다.[3][4] 먼저, 수직력 (Normal Force) F_n은 1차측 고정자 철심과 2차측 back iron사이에서 작용하는 흡인력(F_{ns})

과 1차측 권선에 흐르는 전류와 2차측 알루미늄 도체판에 유도되는 반발력(F_{ar})의 합이며, 이를 정리하면 식 (4)~(6)과 같이된다.

$$F_x = F_{xa} + F_{xr} \tag{4}$$

$$F_{xa} = \frac{3}{2g_0}\{(L_{peri} - L_m)(i_{1\beta}^2 + i_{1\alpha}^2) - L_m(i_{1\beta}i_{2\beta} + i_{1\alpha}i_{2\alpha})\} \tag{5}$$

$$F_{xr} = \frac{3}{2g_0}\{-L_m(i_{2\beta}^2 + i_{2\alpha}^2) - L_m(i_{1\beta}i_{2\beta} + i_{1\alpha}i_{2\alpha})\} \tag{6}$$

또한, 추력 F_x를 구하기 위해서 전기 입력 에너지에서 기계적 출력이 모두 추력으로 변환된다고 가정하면, P_0는

$$P_0 = \frac{3}{2}\frac{\pi}{\tau} v_x L_m(i_{1\beta}i_{2\alpha} - i_{1\alpha}i_{2\beta}) \tag{7}$$

따라서, 순시 적으로 변화하는 추력 F_x는 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$F_x = \frac{P_0}{v_x} = \frac{3}{2}\frac{\pi}{\tau} L_m(i_{1\beta}i_{2\alpha} - i_{1\alpha}i_{2\beta}) \tag{8}$$

그리고, 부하 M[kg]을 가지고 속도 v_x[m/s]로 주행할 때의 운동 방정식은 식 (9)가 된다.

$$F_x = pMv_x + Bv_x + F_L \tag{9}$$

식 (9)에서 계수 B는 SLIM이 바퀴 식으로 이용할 경우의 마찰계수이며 F_L은 부하추력이다.

식 (9)를 미분 방정식형태로 고치면 식(10)과 같이 정리할 수 있다.

$$pv_x = \frac{F_x - Bv_x - F_L}{M} \tag{10}$$

식 (3)과 식 (10)으로 부터 수치 해석적 기법으로 SLIM의 과도 상태를 해석할 수 있고, $p = 0$ 하여 정상상태의 해석을 할 수 있다.

3. 벡터제어 시스템과 공간벡터 변조기법

<3-1> 슬립주파수형 벡터제어[5]

벡터제어는 2축 동기 회전 좌표계에서 자속을 α 축으로, 토오크 전류를 β축으로 분리하여 제어함으로, 다음 식 (11)이 항상 성립한다.

$$\lambda_{2\beta} = 0, \quad i_{2\alpha} = 0 \tag{11}$$

식 (3)의 3행에 식 (2)를 대입하여 2차측 전류에 대해서 정리하면, 식 (12)를 구할 수 있다

$$i_{2\beta} = -\frac{L_m}{L_2} i_{1\beta} \tag{12}$$

그리고, 일정 자속제어에서 $i_{1\alpha}$가 상수가 되므로 $\lambda_{2\alpha}$ 가 상수가 되며 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$\lambda_{2\alpha} = L_m i_{1\alpha} \tag{13}$$

식 (2)와 식 (13)을 식 (8)에 대입하여, $i_{1\beta}$에 대해서 풀면 식 (14)와 같이 정리된다.

$$i_{1\beta} = \frac{2\tau L_2}{3\pi\lambda_{2\alpha}L_m} F_x \tag{14}$$

식 (14)로 부터 $i_{1\beta}$가 추력에 선형비례 관계가 있다는 것을 알 수 있다. 식 (11)~(14)을 식 (3)의 3행에 대입하여 정리하면, 식 (15)와 같이 정리할 수 있다.

$$v_{sl} = v_e - v_r = \frac{\pi L_m R_2}{\tau\lambda_{2\alpha}L_2} i_{1\beta} \tag{15}$$

<3-2> 비간섭 제어

전류분에 대한 출력 전압에서 비간섭화를 하기 위해서는 식 (3)의 첫째 항과 둘째 항에 식(2)와 식(13)의 관계를 대입하여 정리하면 식 (16)과 같은 속도 기전력 성분을 얻을 수 있다.

$$V_{\alpha\to\beta} = \left(\frac{\pi}{\tau}\right) v_e L_1 i_{1\alpha}$$
$$V_{\beta\to\alpha} = -\left(\frac{\pi}{\tau}\right) v_e \left(\frac{L_1L_2 - L_m^2}{L_2}\right) i_{1\beta} \tag{16}$$

여기서, $V_{\alpha\to\beta}$는 α축에서 β축으로, $V_{\beta\to\alpha}$는 β축에서 α축으로 영향을 주는 속도 기전력 성분이다. 따라서, 각각의 속도 기전력 성분이 각 축간에 간섭을 야기하므로 이를 제거하기 위해서는 전압지령치의 성분에 속도 기전력 성분을 제거해야 한다.

$$V_{1\alpha} = V_{1\alpha}^* - V_{\beta\to\alpha}$$
$$V_{1\beta} = V_{1\beta}^* - V_{\alpha\to\beta} \tag{17}$$

식 (17)을 정리하면 식 (18)과 같다.

$$V_{1\alpha}^* = R_1 i_{1\alpha} - \left(\frac{\pi}{\tau}\right) v_e \left(\frac{L_1L_2 - L_m^2}{L_2}\right) i_{1\beta}$$
$$V_{1\beta}^* = R_1 i_{1\beta} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right) v_e L_1 i_{1\alpha} \tag{18}$$

전압벡터는 고정좌표계의 식(19)로 변환되고 공간 벡터의 지령전압이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{1d}^* \\ V_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1\alpha}^* \\ V_{1\beta}^* \end{bmatrix} \tag{19}$$

<3-3> 공간벡터 PWM[6]

본 논문에서는 3상 전압형 인버터를 제어하기 위해서 공간 벡터 PWM기법을 사용하였다. 인버터의 스윗칭 상태는 8가지로 나눌 수 있고, 이를 공간벡터상에 나타내면 그림 2.와 같다.

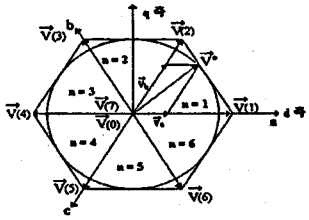


그림 2. 출력전압 공간벡터

식 (19)에서의 얻은 공간벡터 지령전압 $\vec{V^*}$는 정육각형의 내부에 놓이게 되고, 샘플링 주파수가 충분히 크다면 $\vec{V^*}$가 한 샘플링 기간(T_s)동안 일정하다고 볼 수 있다. 인버터의 출력전압의 평균치가 $\vec{V^*}$가 되도록 하기 위해서는, $\vec{V^*}$가 위치한 삼각형의 두변의 인버터 출력벡터를 인가하는 시간 T_1, T_2 를 조절해서 합성할 수 있다. 이 두변의 벡터의 출력 시간은 다음과 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}\,T_s}{V_{dc}}\left\{\overrightarrow{V_{1d}}\cos\frac{n}{3}\pi + \overrightarrow{V_{1q}}\sin\frac{n}{3}\pi\right\}$$
$$T_2 = \frac{\sqrt{3}\,T_s}{V_{dc}}\left\{-\overrightarrow{V_{1d}}\cos\frac{(n-1)}{3}\pi - \overrightarrow{V_{1q}}\sin\frac{(n-1)}{3}\pi\right\} \tag{20}$$

또한, 영 벡터의 출력 시간 T_0는 식 (21)로 되며,

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{21}$$

과변조 시에는 즉, $T_s < T_1 + T_2$ 이면, $\vec{V^*}$와 방향이 같고 크기를 줄여서 육각형 외변으로 이동시켜 가장 지령치와 유사한 출력전압벡터를 합성해서 출력한다.

4.시뮬레이션 결과

SLIM의 전압형 벡터제어를 구현하기 위한 시스템의 구성도는 그림 3.과 같다.

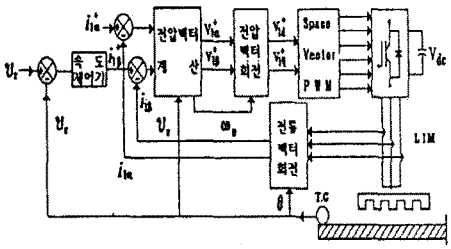
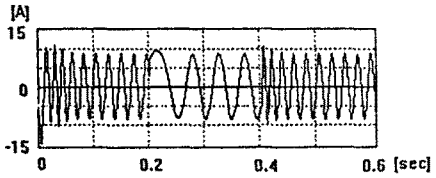


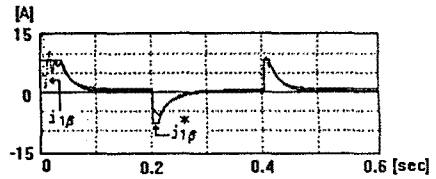
그림 3. 시스템 구성도

본 시스템의 응답특성을 알아보기 위해서 t=0 [sec]에서 속도를 2 [m/sec]로 스텝 기동시키고, t=0.2 [sec]에서 1[m/sec]로, 다시 t=0.4 [sec]에서 2[m/sec]로 속도를 가변속 시켰다.

그림 4.(a)는 벡터제어시 상전류의 시뮬레이션 파형이고, 그림 4.(b)는 추력분 전류 지령치 $i_{1\beta}^*$와 추력분 전류 $i_{1\beta}$ 이다. 그림 4.(c)는 속도곡선으로 지령치에 빠른 시간안에 도달하는 것을 볼 수 있으며, 그림 5.(e)는 수직력으로서 지령치에 도달하여서는 수직력이 약 2400[N]으로 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다.

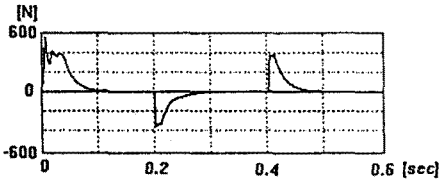


(a). 상전류 파형

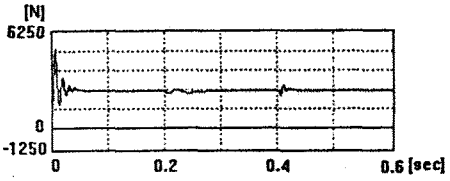


(b). $i_{1\beta}^*$와 $i_{1\beta}$파형

(c). 속도 곡선



(d). 추력 곡선



(e). 수직력 곡선

그림 4. 속도제어 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과로서 SLIM의 실속도를 제어하기 위해서 기존에 사용하여온 슬립 주파수제어에 비해서 수직력이 지령치의 변동시에 약간 증가하지만, 정상상태에서는 거의 일정하게 유지되었고, 지령치에 대한 속응성이 우수함을 알 수 있었다.

5.결론

본 논문에서는 자동반송 시스템용 편측식 선형 유도전동기(SLIM)에 슬립주파수형 벡터제어를 행해서 속도제어를 하였다. 슬립주파수형 벡터제어를 통해서 기존의 제어 방법들 보다 지령치에 대한 속응성이 우수함과, 정상상태에서 슬립 주파수를 일정하게 제어함으로써 수직력이 일정하게 유지되는 것을 시뮬레이션으로 확인할 수 있었다.

따라서 본 연구의 자료를 토대로 저속도용 SLIM의 속도제어 뿐만 아니라 교통수단으로 이용되는 자기 부상 열차 추진 시스템용 SLIM의 과도 및 정상상태의 특성해석과 속도제어가 가능하리라 생각된다.

6.참고문헌

1) I.BOLDEA & S.A.NASAR, " LINEAR MOTION ELECTROMAGNETIC SYSTEM", Wiley-Interscience Publication, 1985
2) Jacek F. Gieras, "Linear Induction Drives", OXFORD SCIENCE PUBLICATIONS, 1994
3) T.A.Nondahl & D.W. Novotny, "Pole-by-Pole Model of a Linear Induction Machine Using Conformal Mapping *Coefficients*", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-98 ,No.4, July/Aug, 1979.
4) T.A.Nondahl & D.W. Novotny, "Three-phase pole-by-pole model of a linear induction machine", IEE Proceedings vol.127,No.2, MARCH, 1980.
5) Yasumasa Ogino & Yosisige Murakami, "High Performance Control in Ultra-Low Speed Range of Inverter-Fed Linear Induction Motor Using Vector Control Scheme", IEEE Conf. IAS Annual Meeting, 1993, pp.551~557
6) Heinz willi van der broeck, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vector" IEEE. Vol.24 No1.1988