

DSP 인버터를 이용한 반송용 선형기기의 추력제어를 위한 슬립 각 주파수 벡터제어

(Vector Control using a Slip Angle Frequency for the Thrust Control of SLIM Used a Conveyor by the Inverter Based DSP)

신동률* · 허태원** · 박지호** · 조용길** · 노태균*** · 우정인§

(Dong-Ryul Shin · Tae-Won Heo · Jee-Ho Park · Kil-Yong Cho · Tae-Kyun Roh · Jung-In Woo)

요 약

본 논문에서는 TMS320C32 DSP를 사용하여 저속에서 구동되는 반송용 편측식 선형 유도전동기의 슬립 각 주파수에 의한 벡터제어를 이용하여 추력제어하였다. 먼저, 반송용 편측식 선형 유도전동기를 설계 및 제작하고, 이를 해석하였다. 저속에서 제품의 운반시에 안정성있는 구동을 위해서 벡터제어에 의한 추력제어를 하였고, 정위치 제어를 하기 위해서 Ziegles-Nichols법을 이용하여 PID제어기를 설계하였다. 저속에서의 중량부하를 갖는 반송용 선형기기에서 PID제어기에 추력제어가 가능한 벡터제어기법을 부가한 결과는 제품의 운반시에 안정성있는 구동을 하였으며, 정위치제어를 위한 빠른 응답특성 및 soft start/stop을 이루었으며, 부하 변동시에도 제동시에 정위치제어를 위한 빠른 응답 특성의 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, the thrust control of PWM Inverter-fed SLIM(Single-sided Linear Induction Motor) is achieved by vector control and PID control with DSP(TMS320C32). SLIM which used as a conveyor has required the quick response and the constant operating without air gap trembling while it conveys load. Thus, SLIM should have the smallest trembling of air gap length. First, voltage equations for SLIM are calculated from the proposed equivalent circuit in this paper, and not only the exciting current but also the thrust component are obtained from them. The thrust current ripple can be reduced by the vector controller using a slip angle frequency, and the PID controller is also used for the position control.

*정회원 : 동아대 전기공학과 박사과정 수료
**정회원 : 동아대 전기공학과 박사과정
***정회원 : 일본의과 치과대학 박사과정 수료

§정회원 : 동아대 전기공학과 교수
접수일자 : 2000년 1월 12일

1. 서 론

선형 유도전동기는 교류의 이동자계를 이용하여 직선 추력으로 변환하는 장치로서 1970년대 후반부터 선형화운동에 관한 기본적인 원리가 발표된 이후로 현재 지속적인 개발을 하고 있으며, 편축식 선형 유도전동기의 양 끝단의 *end_effect*와 횡방향의 *edge_effect* 등 선형 전동기에서만 발생하는 특수한 현상들을 구조적 또는 자기적인 방법으로 개선하기 위해서 공극을 크게 설정하는 방법이 제시된 바 있다. 그러나 이 공극의 영향으로 도체에 흐르는 자화전류와 누설자속이 커져 역률과 효율이 나빠지는 특성이 있다[1-5]. 이러한 문제점이 있음에도 불구하고, 자동 반송용 편축식 선형 유도전동기는 가감속에 대한 제한이 없고, 반송용 선형 시스템으로 사용할 때 회전기기에 비해 보수 및 유지비용이 절감되고, 또한 기계적인 가동부와 접촉부가 존재하지 않아서 무소음 반송이 가능한 장점이 있으므로 컨베이어 벨트 및 톨러 운전시스템에서 현재 활발히 연구되고 있는 추세이다 [6]. 자동 반송용 편축식 선형 유도전동기는 하중 제품을 탑재한 부하와 함께 이동자를 빈번히 가감속하여야 하므로 기동특성에 대한 추력성분의 해석과 정확한 속도제어가 선결과제로 되어오고 있다. 또한 중량체의 운반에 있어서 필수적인 요소로서 안정성 및 정확한 위치제어의 능력과 함께 *soft start*, *soft stop*, 그리고 무충격 구동이 요구되어오고 있으며, 직선구동되는 편축식 선형 유도전동기는 회전기기에 비해 추력 리플의 영향이 크며, 이는 2차측 구조와 1차측 권선사이에서 구동시에 발생하는 공극의 길이의 변화에 따라 증대되는 것으로서 억제되어야 하는 필수적인 요소가 되고 있다[7-11]. 따라서 본 논문에서는 Ziegler-Nichols법[12]에 의한 PID제어기를 설계하여 저속에서의 반송용 선형기기가 가지는 중량부하에 따른 순간 관성을 억제하고, 빠른응답특성과 정확한 위치제어 특성을 얻기위해서 선형운전의 정상오차를 제거하고자 한다. 또한 선형 유도전동기에서는 추력과 에어갭자속이 전압과 주파수의 함수로 되어 있고 상호 간섭의 영향은 결국 응답특성을 늦게하고, 슬립을 증가시켜서 추력을 증가시킬때에는 자속이 감소하게 되어 추력의 감도를 저하하게 된다. 따라서 반송용 편축식 선형 유도전동기의 안정한 운전을 위해서는 추력의 감도를 억제할 수 있는 슬립 각 주파수에 의한 벡터

제어[13-15]를 이용하여 추력제어를 하여야 한다.

본 논문에서는 제안된 등가회로부터 여자전류와 추력전류성분을 얻어내고, 슬립 각 주파수에 의한 벡터제어를 이용하여 추력제어를 하고, PID제어기를 이용하여 저속에서 반송용 편축식 선형 유도전동기의 정위치제어를 실현하였다.

2. 편축식 선형유도전동기의 해석

2.1 등가회로

본 논문에서는 간단한 구조를 가지며, 저속 구동에서 *end_effect*를 무시할[1,2] 수 있는 반송용 편축식 선형 유도전동기를 제품을 탑재하여 운반하는 가동자를 1차측으로 하고, 운반 레일측을 2차측으로 하여 구성된 시험기를 제작하였다. 그림 1은 본 논문에서 사용된 반송용 편축식 선형 유도전동기의 단면도 및 재원을 나타내고 있으며, core로 구성된 1차측 가동자에 대해 2차측 레일은 알루미늄으로 구성되어 있으며, 추력의 감소를 억제하기 위해서 2차측 도체에 철로 구성된 *back iron*을 붙여서 알루미늄 도체에 의한 자기 저항의 증가를 억제하고 있다. 반송용 시험기로 제작된 편축식 선형 유도전동기는 공극의 쇄교자속을 중심으로 하여 반발력과 추력을 각각 1차측과 2차측으로 평형시킨 등가회로로써 그림 2에 나타내고 있다. 표 1은 본 논문에서 사용된 반송용 편축식 선형 유도전동기의 등가회로 정수이다

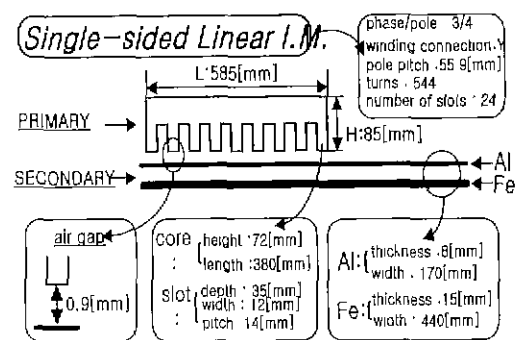


그림 1. 편축식 선형 유도전동기의 단면적
Fig. 1. Cross section of SLIM

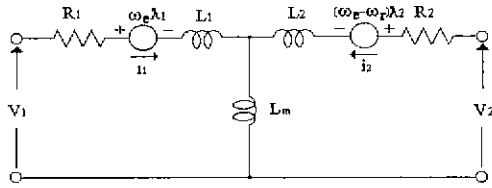


그림 2. 편축식 선형 유도전동기의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of SLIM

표 1. 등가회로 정수
Table 1. Element values of SLIM

R_1 (primary winding resistance)	3.7 (Ω)
R_2 (secondary winding resistance)	33.1 (Ω)
L_1 (primary inductance)	0.058 (H)
L_2 (secondary inductance)	0.058 (H)
L_m (mutual inductance)	0.052 (H)
J_m (inertia moment)	0.01 (Kgm^2)
B_m (viscosity rubbing coefficient)	0.559 (Nms/rad)
g_e (air gap)	0.9 (mm)

그림 2의 등가회로로부터 편축식 선형 유도전동기의 1차측과 2차측의 전압방정식은 식(1a) 및 식(1b)로 표현된다.

$$V_1 = R_1 i_1 + p \lambda_1 + \omega_e \lambda_1 \quad (1a)$$

$$V_2 = R_2 i_2 + p \lambda_2 + \omega_{sl} \lambda_2 \quad (1b)$$

여기서, $\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r)$ 이고, 1차권선과 2차권선의 쇄교자속은 식(2a)와 식(2b)이다.

$$\lambda_1 = L_1 i_1 + L_m i_2 \quad (2a)$$

$$\lambda_2 = L_2 i_2 + L_m i_1 \quad (2b)$$

여기서, p 는 미분 연산자, V_1, i_1, V_2, i_2 는 순시벡터이고, 1차측 전압 및 전류, 2차측 전압 및 전류이다. 그리고 ω_e, ω_{sl} 은 회전자속 각속도 및 슬립 각주파수이다. 먼저, 식(1b)에 식(2a) 및 식(2b)의 쇄교자속을 대입하여 저항성분, 인덕턴스성분, 속도성분으로 분리하면 식(3)과 같이 된다.

$$V_2 = R_2 i_2 + p(L_m i_1 + L_2 i_2) + (L_m i_1 + L_2 i_2) \omega_{sl} \quad (3)$$

식(3)에서 1차측으로만 급전된 편축식 선형 유도전동기에 대해서는 2차측 전압 V_2 는 영으로 되고, 식(4)와 같이 재표현된다.

$$0 = R_2 i_2 + p(L_m i_1 + L_2 i_2) + (L_m i_1 + L_2 i_2) \omega_{sl} \quad (4)$$

여기서, 식(2b)의 2차권선의 쇄교자속은 1차측과 2차측으로 변환된 여자전류 i_0' 와 i_0' 로써 식(5a)와 식(5b)와 같이 표현된다.

$$\lambda_2 = L_2 i_0' \quad (5a)$$

$$\lambda_2 = L_m i_0 \quad (5b)$$

식(5a)와 식(5b)를 식(2b)에 각각 대입하면

$$i_0' = \left(\frac{L_m}{L_2}\right) i_1 + i_2 \quad (6a)$$

$$i_0 = i_1 + \left(\frac{L_2}{L_m}\right) i_2 \quad (6b)$$

식(4)를 i_0 와로 분리된 2차측 식으로 재표현하기 위해서 식(6a)와 식(6b)는 식(7a)와 식(7b)로 표현 i_0' 된다.

$$L_m i_0' = L_m i_1 + L_2 i_2 \quad (7a)$$

$$L_2 i_0' = L_m i_1 + L_2 i_2 \quad (7b)$$

식(7a)와 식(7b)를 식(4)에 대입하면 2차측 전류는 i_0' 와 i_0 의 항으로 다음과 같이 표현된다.

$$i_2 = -\left[p\left(\frac{L_2}{R_2}\right) + \omega_{sl}\left(\frac{L_2}{R_2}\right)\right] i_0' \quad (8a)$$

$$i_2 = -\left[p\left(\frac{L_m}{R_2}\right) + \omega_{sl}\left(\frac{L_m}{R_2}\right)\right] i_0 \quad (8b)$$

여기서, 다시 1차측 전류를 i_0' 와 i_0 의 항으로 식(8a)와 식(8b)를 이용하여 식(6a)와 식(6b)에 대입하면 식(9a)와 식(9b)항으로 재표현된다.

$$i_1 = \left[\left(1 + p\frac{L_2}{R_2}\right) + \omega_{sl}\left(\frac{L_2}{R_2}\right)\right] \left(\frac{L_2}{L_m}\right) i_0' \quad (9a)$$

$$i_1 = \left[\left(1 + p\frac{L_2}{R_2}\right) + \omega_{sl}\left(\frac{L_2}{R_2}\right)\right] i_0 \quad (9b)$$

식(9a)와 식(9b)의 1차측 전류 i_1 은 여자전류성분과 추력전류성분의 두가지의 성분요소를 가지고 있으므로 식(9a)를 여자전류 i_{1m} 과 추력전류 i_{1r} 로 분리하면 다음과 같다.

$$i_{1m} = \left(1 + p\frac{L_2}{R_2}\right) \left(\frac{L_2}{L_m}\right) i_0' \quad (10a)$$

$$i_{1r} = \omega_{sl} \left(\frac{L_2}{R_2}\right) \left(\frac{L_2}{L_m}\right) i_0' \quad (10b)$$

또한, 식(9b)를 여자전류 i_{1m} 과 추력전류 i_{1r} 로 분리하면 다음과 같다.

DSP 인버터를 이용한 반송용 선형기기의 추력제어를 위한 슬립 각 주파수 벡터제어

$$i_{1L} = \omega_{sl} \left(\frac{L_2}{R_2} \right) i_0 \quad (11a)$$

$$i_{1m} = \left(1 + \rho \frac{L_2}{R_2} \right) i_0 \quad (11b)$$

여기서, 여자전류 i_{1m} 과 추력전류 i_{1L} 인 두 성분 요소는 서로 직교하게 되고, 순시 추력은 식(12)와 같이 된다.

$$F = \frac{(L_m)^2}{L_2} i_{1m} i_{1L} \quad (12)$$

2.2 제어기

1) PID 제어

반송용 편축식 선형 유도전동기의 정위치운전에서 지속적인 미동을 억제하기 위해서 PID제어기를 사용하였으며, 파라메타 결정법은 시간영역에서의 계단응답을 기초로 하여 비례, 적분 및 미분상수를 결정하는 Ziegler-Nichols법 [12]을 이용하였다. 표 2는 Ziegler-Nichols법에 의한 파라메타를 결정하는 방법을 나타내고 있으며, 그림 3은 PID제어기의 구성도를 나타내며, 전달함수는 식(13)과 같다.

표 2 Ziegler-Nichols법에 의한 PID 파라메타
Table 2 Recommended PI parameter according to Ziegler-Nichols step response method

Controller	K_P	T_I	T_D
PID	1.2T/L	2L	0.5L

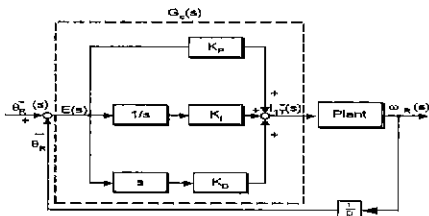


그림 3. PID 제어기 블록 다이어그램
Fig. 3. Block diagram of the PID controller

$$G_c(s) = \frac{I_{1T}^*(s)}{E(s)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \\ = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (13)$$

여기서, $I_{1T}^*(s)$ 는 제어입력, $E(s)$ 는 기준입력 $\theta_R^*(s)$ 와 출력 $\theta_R(s)$ 와의 오차이고, K_P , K_I ,

K_D 는 비례, 적분 및 미분파라메타를 나타내고 있다. 표 2와 식(13)에 의해서 식(14)와 같이 제어기의 전달 함수 $G_c(s)$ 를 구할 수 있다.

$$G_c(s) = 0.6 \frac{T}{s} \left(s + \frac{1}{L} \right)^2 \quad (14)$$

여기서, T는 Time constant, L은 Time delay이며, T_I , T_D 는 각각 적분 및 미분상수를 나타낸다.

편축식 선형 유도전동기의 1차측 추력전류 지령치는 식(13)과 식(14)에 의해서 다음과 같이 된다.

$$I_{1T}^*(s) = G_c(s) \cdot E(s) \quad (15)$$

여기서, $E(s) = \theta_R^*(s) - \theta_R(s)$ 이다.

2) 슬립 각주파수제어

벡터제어는 2축 좌표계에서 여자전류와 추력전류를 분리제어하므로써 이루어지고, 식(5b)를 식(11a)식에 대입하면 다음과 같이 1차측 추력전류항은 식(16)와 같이 표현된다.

$$i_{1L} = \omega_{sl} \left(\frac{L_2}{R_2} \right) \left(\frac{\lambda_2}{L_m} \right) \quad (16)$$

식(16)을 슬립 각주파수제어를 위하여 슬립 각주파수 ω_{sl} 로써 다시쓰면 식(17)과 같이 된다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_2 L_m}{L_2 \lambda_2} i_{1L} \quad (17)$$

따라서, 식(17)에 의해서 슬립 각주파수가 추력전류 i_{1L} 에 선형 비례관계가 있다는 것을 알 수있으며, 슬립 각주파수 벡터제어의 기본식이 된다.

3) 상보정

가동자의 이동거리를 검출한 검출각을 θ_r 이라 할 때 추력제어를 위한 자속진행각 θ 를 얻기위해서 상 ζ 에 대해 보정을 하면 식(18)과 같이되며, 진행각 θ 는 θ_r 과 ζ 의 합이 된다.

$$\zeta = \tan^{-1} \left(\frac{i_{1m}}{i_{1L}} \right) \quad (18)$$

$$\theta = \theta_r + \zeta \quad (19)$$

여자전류 i_{1m} 과 추력전류는 i_{1L} 는 회전좌표계 (α , β) 축을 나타내고 식(20)과 같이되며, 식(20)의 2상 회전 좌표계 (α, β) 를 2상 고정좌표계(d,q) 축으로 변환하면 식(21)과 같이 순시 여자전류 지령치와 추력전류지령치로

되고, 식(22)와 같이 전압원 SPWM 인버터의 출력전압을 나타내는 공간벡터의 전압지령 벡터가 된다.

$$i_{1\alpha}^* = G_m(i_{1m}^* - i_{1m}) \quad (20)$$

$$i_{1\beta}^* = G_l(i_{1l}^* - i_{1l})$$

$$\begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha}^* \\ i_{1\beta}^* \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$v_{1d}^* = G_d \cdot i_{1d}^* \quad (22)$$

$$v_{1q}^* = G_q \cdot i_{1q}^*$$

여기서, G_m, G_l 및 G_d, G_q 는 각각 여자전류 조절기, 추력전류 조절기 및 여자전류축 게인, 추력전류축 게인이다.

2.3 공간벡터 출력패턴

전압원 인버터의 스위칭 유효전압벡터 $V_1 \sim V_6$ 와 2개의 영전압벡터 V_0, V_7 의 벡터공간상의 배치는 그림 4와 같이 된다[15,16].

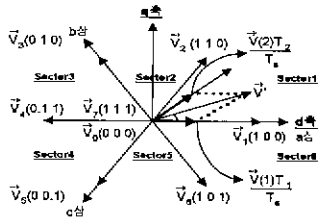


그림 4. 공간벡터의 도표
Fig. 4. Diagram of Space vector

공간전압벡터 지령치 \vec{V}^* 가 sector 1에 있을 경우, 삼각형 두변의 인버터 출력벡터를 인가하는 유효시간 T_1 과 T_2 를 조절하면 식(23)과 같고,

$$\vec{V}^* = \frac{V(1) \cdot T_1}{T_s} + \frac{V(2) \cdot T_2}{T_s} \quad (23)$$

또한, 유효시간 벡터 T_1, T_2 와 영벡터 출력시간 T_0 는 각각 식(24)와 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left\{ V_{1d}^* \cos \frac{n}{3} \pi + V_{1q}^* \sin \frac{n}{3} \pi \right\}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} \left[-V_{1d}^* \cos \frac{(n-1)}{3} \pi - V_{1q}^* \sin \frac{(n-1)}{3} \pi \right]$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (24)$$

여기서, d-q축변환으로부터 상전압에 대한 기준전압은 식(25)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha}^* \\ V_{1\beta}^* \end{bmatrix} \quad (25)$$

직류 초퍼의 개념으로부터 상전압이 인가되는 각상의 시간 T_{as}, T_{bs}, T_{cs} 는 샘플링 기간동안에 직류링크 전압과 상전압의 비로서 식(24)와 식(25)로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{as} = T_s \cdot \frac{V_{as}^*}{V_{dc}}, \quad T_{bs} = T_s \cdot \frac{V_{bs}^*}{V_{dc}}$$

$$T_{cs} = T_s \cdot \frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} \quad (26)$$

식(26)에 의해서 구해진 시간 T_{as}, T_{bs}, T_{cs} 는 인가되는 전압의 상태가 ON, OFF되어야 할 가장적인 스위칭 시간이며, 그림 5에는 도시된다. 그림 5에서 선간전압이 인가되는 T_{min} 과 T_{max} 사이의 전압이 유효시간 부분이며 T_{eff} 로 정의하고, 기존의 3상대칭 변조기법이고 유사하게 T_{eff} 를 중앙에 위치시키면 전류의 리플을 최소화 시킬 수 있다. 실제 각상의 스위칭 OFF 시간을 구하기 위해서 가상의 스위칭 시간에 편차 T_{offset} 을 더하며 식(28)과 같고, 유효시간 배치에 무관하게 실제 전동기에 인가되는 전압은 불변이므로 각상의 ON구간의 시간은 전체 샘플링 시간 T_s 에 OFF 시간을 뺀 값이며 식(29)와 같이 ON Mode로 나타나며, 유효시간은 중앙에 위치하여야 하므로 식(27)과 같다.

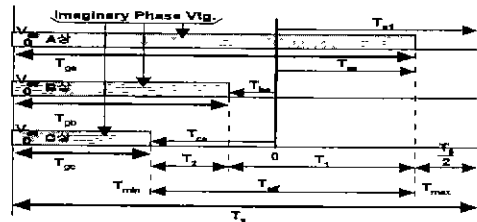


그림 5. 가상 상전압 패턴
Fig. 5. Imaginary phase voltage pattern

$$T_{eff} = T_{max} - T_{min}$$

$$T_0 = T_s - T_{eff}$$

$$T_{offset} = T_0/2 - T_{min} \quad (27)$$

$$T_{ga}(OFF) = T_{as} + T_{offset}$$

DSP 인버터를 이용한 반송용 선형기기의 추력제어를 위한 슬림 각 주파수 벡터제어

$$\begin{aligned} T_{gb}(OFF) &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{gc}(OFF) &= T_{cs} + T_{offset} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} T_{ga}(ON) &= T_s - T_{ga}(OFF) \\ T_{gb}(ON) &= T_s - T_{gb}(OFF) \\ T_{gc}(ON) &= T_s - T_{gc}(OFF) \end{aligned} \quad (29)$$

2.4 제어계

그림 6은 전압제어형 PWM 인버터로서 공간벡터 제어에 의해서 VVVF제어되는 반송용 편축식 선형 유도전동기의 구동시스템이다. 제어회로는 8CH A/D, 4CH D/A변환기와 rotary encoder 및 전류검출기, 그리고 DSP-TMS320C32로써 연산부를 구성하고 있다. 또한, Dead Time은 S/W 와 H/W 두 부분으로 나누고 있으며, S/W Dead Time은 한 샘플링 주기당 36 [μs] 이며, H/W Dead Time은 30 [μs] 로써 전체 Dead Time은 한 샘플링 주기당 66 [μs] 이다. 3상전류 i_u, i_v, i_w 는 3상/2상 변환에 의해서 추력전류 및 여자전류 i_{1t}, i_{1m} 으로 변환된다. 또한, rotary encoder로부터 검출되는 1차측 가동자의 속도 ω_r 에 의한 θ_r 과 위치지령치 θ_r^* 은 위치제어기를 거쳐 추력전류지령치 i_{1t}^* 를 만든다. 피드백되어진 여자전류 i_{1m} 과 추력전 θ_r 류 i_{1t} 에 의한 ζ 와 rotary encoder로부터의 검출각로부터 상보정된 진행각 θ 를 만들

고, 여자전류와 추력전류는 회전좌표계 $\alpha-\beta$ 및 고정좌표계 $d-q$ 에 의해서 공간벡터 지령치인 v_{1d}^* 와 v_{1q}^* 를 만든다.

본 시스템에서 VVVF 인버터를 구성하고 있는 스위칭소자는 Texas Instrument사의 IPM스위칭소자인 6MBI60F-120IPM(60A, 1200V; Intelligent Power Module)소자를 사용하고 있으며, 전류피드백 센서는 LEM사의 LA100P를 사용하였다. 인버터의 스위칭 패턴방식은 반송용 편축식 선형 유도전동기의 1차측과 2차측 구조사이의 공극길이의 변동에 따라 발생하는 추력리플의 영향을 개선하기 위해서 직류 링크전압을 최대로 이용할 수 있고, 고역률로 동작할 수 있게 하기위해서 전류의 고조파 성분을 억제하는 공간벡터 제어방식을 이용한 VVVF 스위칭 패턴방식을 채택하고 있다.

3. 결과 및 고찰

본 논문에서는 추력제어에 의한 반송용기기로 사용된 편축식 선형 유도전동기의 정위치제어를 위한 운전특성을 고찰하기 위해서 저속에서 기동 및 제동을 시켜 그 특성을 고찰하였다.

그림 7은 본 논문에서 제안되고 있는 PID제어 및 벡터제어에 의해 분리된 추력전류와 여자전류의 파형 특성을 시뮬레이션으로 보여주고 있으며, 파형 ①과

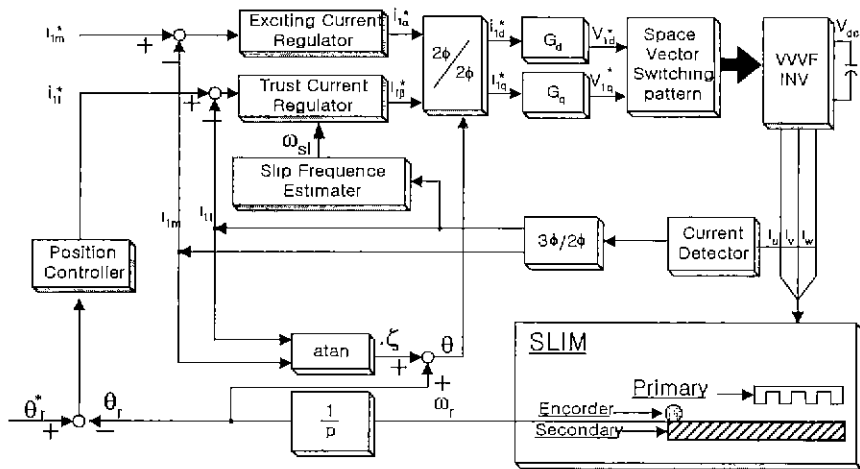


그림 6. 편축식 선형 유도전동기의 전체 제어계
Fig. 6. Overall system configuration of SLIM

같이 추력전류 지령치인 i_{tr}^* 에 따라 피드백에 의해서 얻어진 추력전류 i_{tr} 의 파형은 약 60[msec]에서 지령치에 추종하고 있으며, 이는 추력제어의 강인성과 속도 제어특성의 안정성을 보여주고 있으며, 그 운전특성은 그림 11과 12에서 증명되고 있다. 또한 그림 7의 파형 ②에서 10A의 여자전류 지령치 i_{im}^* 에 대한 피드백여자전류 i_{im} 또한 80[msec]이후부터 10[A]로 안정화되는 것을 알 수 있다. 그림 8은 추력 및 공극 길이에 대한 시뮬레이션 파형으로 파형 ①의 추력특성은 기동시간 100[msec]동안에 750[N]까지 올라간 이후에 25[N](점선부분으로 확대)으로 안정된 기동을 하고 있으며, 그림 8의 파형 ②는 이때의 공극변화에 대한 특성을 보여주고 있으며, 공극의 변화는 여자구간 90[msec]에서 진동없이 안정화되고 있음을 보여준다. 그림 9는 흡인력과 반발력 및 수직력에 대한 시뮬레이션을 나타내고 있다. 그림 9에서 보는 것처럼 정상상태에 도달하기까지는 반발력과 흡인력이 서로 교번하며 작용하는 것을 알 수가 있으며, 이들 흡인력과 반발력에 의해서 수직력이 생기는 것을 그림 9에서 알 수가 있다. 그림 10은 기동시의 상전류의 과도변동과 공간벡터제어에 의해서 만들어진 PWM파형의 패턴특성의 실측을 나타내고 있다. 그림 10(a)에서 PWM파형의 패턴특성은 약 70[msec]동안의 과도 패턴후에 안정되고 있으며, 또한 이에 따르는 상전류의 과도구간 특성을 보여주고 있다. 그림 10(b)는 제동때의 상전류 및 PWM파형의 과도변동 특성을 보여주고 있으며, 축적에너지의 안정된 방전을 보이고 있다. 그림 11은 무부하시 벡터제어에 의한 추력제어를 했을 때의 속도 및 상전류에 대한 실측을 나타내고 있다. 제안된 벡터제어 시스템으로써 구동되고 있는 반송용 편축식 선형 유도전동기를 지속적으로 구동시킬 때의 1차측 기동자는 기동후 90[msec]이내의 빠른 시간내에 정상상태에 도달하는 것을 볼 수 있으며, 이 이후부터는 리플없이 안정하게 구동되는 것을 그림 11의 속도 실측 파형특성 ①에서 볼 수 있다. 이때 그림 11의 파형 ②에서 나타낸 상전류의 실측에서는 초기 90[msec]이내에서 약 1.5배의 기동상전류의 진동이 있고, 이후부터는 안정하게 동작하고 있는 것을 실측을 통하여 알 수가 있었다. 그림 12(a) 및 그림 12(b)는 50[kg]과 100[kg]의 부하를 가하여 기동했을 경우의 속도와 상전류의 파형특성을 나타내고 있다. 그림

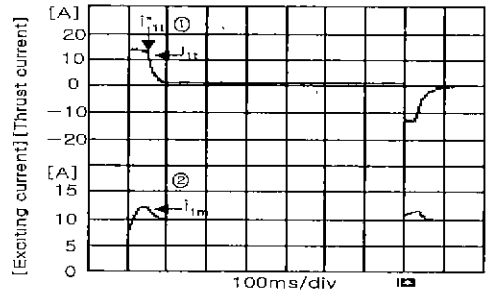


그림 7. 추력전류 및 여자전류
Fig. 7. Thrust and Exciting current

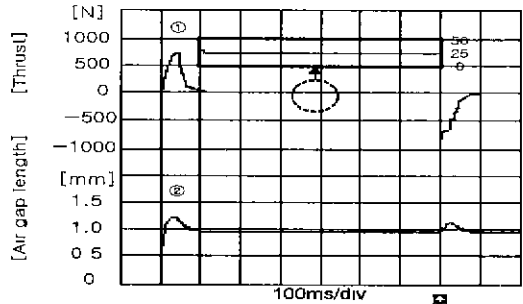


그림 8. 추력 및 공극길이
Fig. 8. Thrust and Air gap

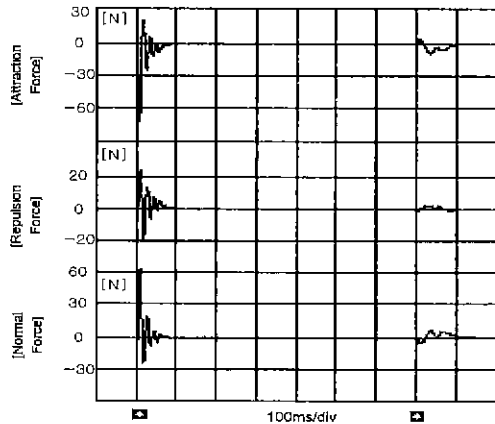


그림 9. 흡인력과 반발력 및 수직력
Fig. 9. Attraction, Repulsion and Normal force

12(a)의 ① 및 그림 12(b)의 ①의 속도파형 특성에서 2배의 부하인 100[kg] 부하의 경우 시동점이 약 10[ms]의 시동지연이 있으나 부하변동에 따른 시동특성은 비교적 안정했으며, 제동특성 또한 부하변동에

DSP 인버터를 이용한 반송용 선형기기의 추력제어를 위한 슬립 각 주파수 벡터제어

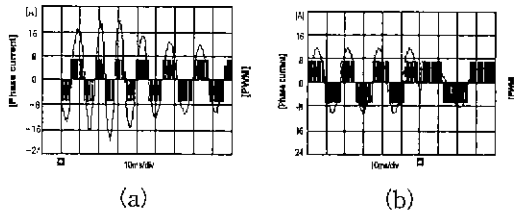


그림 10. 상전류파형 및 PWM파형
Fig. 10. Phase and PWM waveforms

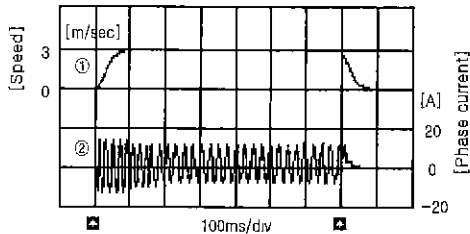
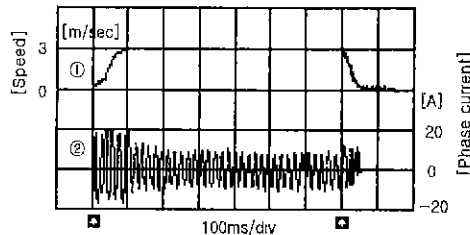
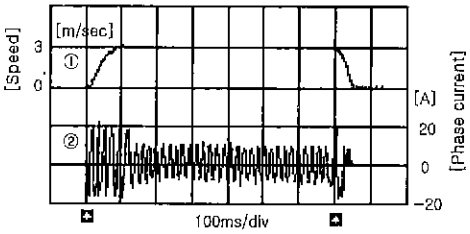


그림 11. 속도와 상전류 (무부하시)
Fig. 11. Speed and phase current (When no load)



(a)50[kg]



(b)100[kg]

그림 12. 속도와 상전류 (부하시)
Fig. 12. Speed and phase current (When load)

따른 영향은 보이지 않는다. 이때 상전류는 부하의 변동에 따라 50[kg]의 부하를 가진 그림 12(a)의 파형 ②에 대한 상전류 과도특성에 비해 1.5배의 부하를 가진 그림 12(b)파형 ②에 대한 상전류특성에서는 시동

및 제동전류가 약 2배의 진동에너지에 수반하는 것을 실측을 통하여 고찰할 수 가 있었다. 이로써 반송용 편축식 선형 유도전동기의 저속에서의 슬립 각 주파수에 의한 벡터제어의 우수성이 실측을 통하여 입증되고 있다.

4. 결론

본 논문에서는 TMS320C32 DSP를 사용하여 저속에서 구동되는 반송용 편축식 선형 유도전동기의 슬립 각 주파수에 의한 벡터제어를 이용하여 추력제어 하기 위해서, 반송용 편축식 선형 유도전동기를 설계 및 제작하고, 이를 해석하였으며, 각각의 파라메타에 대한 특성의 결과를 시뮬레이션 및 실측을 통하여 고찰한 결과 다음과 같은 결과를 얻었다.

1) 저속에서 제품의 운반시에 안정성있는 구동을 위해서 추력제어를 하여야 하므로 제안된 등가 회로에 의해서 여자성분과 추력성분을 유도하여 벡터제어를 하였고,

2) 정위치제어를 하기 위해서 시간영역에서의 계단 응답을 기초로 하여 비례, 적분 및 미분상수를 결정하는 Ziegler-Nichols법을 이용하여 PID제어를 설계 하였다.

3) 저속에서의 중량부하를 갖는 반송용 선형기기에서 PID제어기에 추력제어가 가능한 벡터제어기법을 부가한 결과는 제품의 운반시에 안정성있는 구동을 하였으며, 정위치제어를 위한 빠른 응답특성 및 soft start/stop을 이루었다.

4) 50[kg] 및 100[kg]의 부하 변동시에도 제동시에 정위치제어를 위한 빠른 응답 특성을 나타내었다.

본 논문에서는 결과 1), 2), 3), 4)에 의해서 반송용으로 사용된 편축식 선형 유도 전동기의 중력 수평이동 관성 부하변동에도 지령치 추종이 뛰어났고, 진동없이 안정한 구동과 특히, 부하변동에 대한 강인함을 실측을 통하여 고찰하였고, 또한 반송기기로써 이용된 편축식 선형 유도전동기의 정위치제어의 가능성을 제시하였다.

참고문헌

- [1] S.A Nasar, I.Boldea, "Linear Motion Electric Machine", Wiley-IntersciencePublication, 1976,
- [2] BOLDEA & S.ANASAR, "Linear Motion Electromagnetic

◇ 저자소개 ◇

- System", Wiley-Interscience Publication, 1985.
- (3) B.K.Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 1986.
- (4) Jacek F. Gieras, "Linear Induction Drivers", Oxford Science Publications, 1994.
- (5) Sakae Yamamura, "Theory of Linear Induction Motors", University of TOKYO Press, 1978.
- (6) 山田一, "産業用リアモータ, 工業, 1985.
- (7) 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.
- (8) T.A.Nondahl & D.W. Novotny, "Three-phase pole-by-pole model of a linear induction machine", IEE Proceedings vol.127, No2, MARCH, 1980.
- (9) S. Nonaka, et al 2, "Experimental Study on Characteristics of Linear Induction Motor for Urban Transit" 電學論D, 108巻5號 pp477~484, 1988.
- (10) C.Lu, T.R.Eastham, G.E.Dawson, "Transient and Dynamic Performance of a Linear Induction Motor", IEEE Conf. IAS Annual Meeting, pp.266~273, 1993.
- (11) T.H.Loye, "The Transient Performance of Linear Induction Motors", IEEE Transactions on power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No.12, December, 1981.
- (12) Karl Johan Aström and Tore Hagglund, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of AMERICA, 1988.
- (13) 見城尚志, 赤木泰文, 川村 昭, 三上 昶, "ACサーボモータとマイコン制御", 綜合電子 出版社, 1984
- (14) Ion Boldea, Syed A. Nasar, "Vector Control of AC Drives", CRC Press, 1992
- (15) D.W.Novotny and T.A.Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives" CLARENDON PRESS · OXFORD
- (16) J.S.Kim, S.K.Sul, "A Novel Voltage modulation Technique of the Space Vector PWM: IFEC'95 yokohama Conf, pp.742~747, 1995.2.

우 정 인 (禹靖仁)

1941년 2월 12일생. 1963년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 2월 영남대 전자공학과 졸업(석사). 1970년 3월~1979년 2월 부산공업대 전기공학과 조교수 1984년 2월 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 1985년~1999년 일본 동경공업대 객원 연구원. 1979년 3월~현재 동아대 전기공학과 교수

조 용 길 (趙鏞吉)

1949년 2월 6일생. 1990년 2월 부경대 전기공학과 졸업 1996년 2월 동아대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 3월~현재 동아대 전기공학과 박사과정 수료.

신 동 률 (申東律)

1970년 12월 25일생. 1995년 2월 동아대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동아대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 3월~현재 동아대 전기공학과 박사과정 수료.

박 지 호 (朴志浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 2월 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 2월 동아대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 3월~현재 동아대 전기공학과 박사과정.

허 태 원 (許泰遠)

1973년 4월 27일생. 1997년 2월 동서대 전자공학과 졸업. 1999년 2월 동아대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 3월~현재 동아대 전기공학과 박사과정.

노 태 균 (盧泰均)

1963년 1월 23일생. 1984년 2월 동아대 전기공학과 졸업. 1986년 8월 중앙대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 3월~현재 일본동경 의과치과대학 박사과정 수료.