

정적 및 동적 단부효과를 고려한 선형 유도 전동기의 벡터제어 특성분석

論 文

51B-8-1

The Characteristic Analysis of Vector Control in a Linear Induction Motor Considering Static and Dynamic End Effects

金大慶* · 權丙一** · 禹炅一***

(Dae-kyong Kim · Byung-il Kwon · Kyung-il Woo)

Abstract - Recently, in the linear motion system, high performances are required in dynamic characteristics. Vector control method is capable of instantaneous thrust control can meet these high performance requirements. Linear induction motor(LIM) have static and dynamic end effects due to its finite core length, so that per-phase impedances are asymmetric and an air gap flux distribution is distorted. These points of the d-q axis equivalent circuit model considering both end effects is more complicated. This paper proposes the d-q axis equivalent circuit and the vector control method considering both static and dynamic end effects of the LIM. As a result, it is shown that the results of the equivalent circuit method(ECM) have a good agreement with those of the finite element method(FEM).

Key Words : Dynamic end effect, linear Induction motor, static end effect, vector control

1. 서 론

구조가 단순하고, 유지보수가 용이한 선형 유도 전동기(Linear Induction Motor : LIM)는 동력 변환 장치 없이 직선 추진력을 직접 얻을 수 있으므로 자기부상열차나 리니어 모터카의 추진용, 컨베이어시스템, 엘리베이터, 자동문 등 광범위한 분야의 산업시스템에서 그 용도가 점차 증가되고 있다[1][2]. 이러한 동적 특성이 요구되는 서보 시스템의 빠른 응답을 얻기 위하여 벡터 제어를 이용한 순시 추력 제어가 필수적이다[3].

회전형 유도 전동기(Rotary Induction Motor : RIM)는 극대칭에 의해 비교적 정확한 등가회로를 모델링 할 수 있다. 그러나, LIM 극 비대칭에 의한 3상 임피던스의 불균일성으로 일어나는 정적 단부효과(Static End Effect)와 유한 길이의 1차축과 무한 길이의 2차축의 상대 운동으로 발생하는 동적 단부효과(Dynamic End Effect) 때문에 정확한 등가회로를 모델링하기는 힘들다[4]-[13]. Lipo는 회전기의 원리를 그대로 적용한 d-q축 등가회로법과 Pole by Pole d-q modeling에 의하여 2차축의 각 극당의 비대칭성을 고려하는 d-q축 등가회로법을 제시하였고[6], Sugimoto는 구속 시험 및 등가 무부하 시험에 의해 구한 비대칭 상수를 가지는 d-q축 등가회로와 정적 단부효과를 고려한 벡터제어가 발표되었지만 동적 단부효과는 고려하지 않았다[7][8]. 또한, 문헌 [7]의 방법으로

구한 비대칭 상수를 평균화하여 유한요소법을 이용한 벡터제어 특성분석이 발표 된 적이 있다[11]. Duncan은 RIM의 등가회로를 변경하여 동적 단부효과를 고려한 LIM의 한 상당 등가회로를 발표하였다[12]. 또한, Duncan이 제시한 LIM의 등가회로를 이용하여 LIM의 d-q축 등가회로를 제시하고, 동적 단부효과를 고려한 벡터제어가 발표되었다[13]. 그러나, 정적 및 동적 단부효과를 동시에 고려한 LIM의 d-q축 등가회로와 벡터 제어법은 아직 발표되지 않았다.

본 논문에서는 구속 시험 및 등가 무부하 시험을 통해 구한 상비대칭 d-q축 회로 정수를 이용하여 정적 단부효과를 고려한 d-q축 등가회로에 동적 단부효과에 의해서 입구단과 출구단에 나타나는 공극 자속 분포의 불균형을 정량화하고 d축에 적용하여 d-q축 등가회로를 구성하였다. 이를 이용하여 전압방정식을 구성하고 LIM의 벡터제어법을 도출하였다. 제어계는 전압형 PWM 인버터와 LIM을 주 회로로 하고, 정제수화 및 비간섭 제어를 구성하였다. 그리고, 기기의 형상을 고려할 수 있는 유한요소법(Finite Element Method : FEM)을 이용한 특성분석과 비교하여 제시한 LIM의 d-q축 등가회로와 벡터 제어법의 타당성을 확인하였다.

2. 단부효과를 고려한 선형 유도전동기의 등가회로

그림 1은 LIM의 측면을 나타내며, RIM를 축 방향으로 잘라서 펼쳐 놓은 형태이므로 RIM과 달리 양단이 존재함에 따른 자기회로의 불평형이 발생하여 그 회로정수는 각 상에 따라 서로 다르다. 또한, 유한 길이의 1차축과 무한 길이의 2차축의 상대 운동으로 발생하는 동적 단부효과 때문에 정확한 d-q축 등가회로를 모델링하기는 힘들다. 따라서 LIM의 보다

* 正 會 員 : 漢陽大 電子電氣制御計測工學科 博士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 教授 · 工博

*** 正 會 員 : 釜慶大 電氣制御計測工學部 專任講師 · 工博

接受日字 : 2001年 5月 28日

最終完了 : 2002年 5月 25日

정확한 d-q축 등가회로를 얻기 위해서는 비대칭 d-q축 등가 회로 정수를 구할 필요와 공극 자속 분포에서 입구단과 출구 단에 나타나는 효과를 정량화 할 필요가 있다.

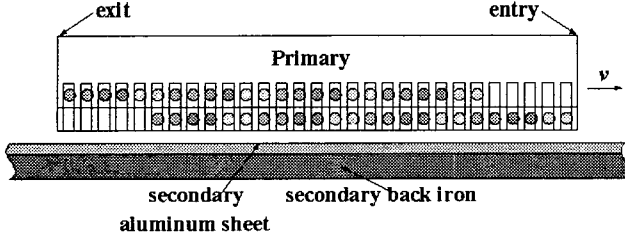


그림 1 LIM의 측면
Fig. 1 Side view of LIM

2.1 LIM의 정적 단부효과

LIM은 극 대칭이 아니어서 3상 임피던스의 불균일성으로 일어나는 정적 단부효과가 존재한다. 그러므로, 정적 단부효과를 고려한 백터제어를 하기 위해서는 비대칭 d-q축 등가회로 정수를 구할 필요가 있다. 비대칭 구속시험 및 등가 무부하 시험(이차측 도체를 제거하여 등가적으로 무부하 상태를 만들어 행하는 시험)을 통해서 비대칭 d-q축 회로정수를 구할 수 있다[7][11].

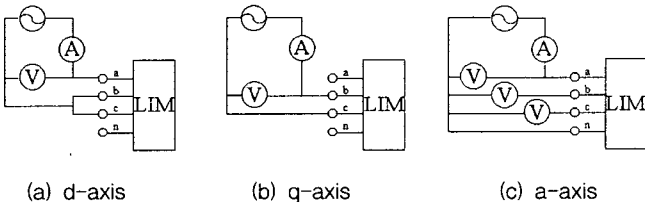


그림 2 비대칭 d-q 등가회로정수 산정을 위한 실험장치의 결선도

Fig. 2 Experimental scheme for calculation of asymmetrical d-q equivalent constants

그림 2 (a),(b)은 d축, q축의 등가 무부하 실험과 구속실험을 할 때 실험 회로이며, 입력전압과 전류는 다음의 관계와 같다.

$$V_{d1} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ca}, \quad V_{d1} = 0, \quad i_{d1} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{as}, \quad i_{q1} = 0 \quad (1)$$

$$V_{q1} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{bc}, \quad V_{d1} = 0, \quad i_{q1} = \sqrt{2} i_{bs}, \quad i_{d1} = 0 \quad (2)$$

그림 2 (c)는 결합계수를 계산할 때의 실험 회로이며, 이로부터 다음과 같이 상호 인덕턴스 M , M_{ca} , M_{ab} 를 계산할 수 있다.

$$M_{ca} = \frac{V_{cs}}{(k_s \omega I_{as})}, \quad M_{ab} = \frac{V_{bs}}{(k_s \omega I_{as})} \quad (3)$$

$$M = -\left(\frac{M_{ca}}{k_{ca}}\right), \quad M = -\left(\frac{M_{ab}}{k_{ab}}\right) \quad (4)$$

여기서, k_s, k_{ca}, k_{ab} 는 결합계수를 나타낸다. 그리고, 철손과 인덕턴스, 저항에 대한 파라미터는 다음과 같이 계산할 수 있다. x 는 a축, d축, q축회로의 첨자 a, d, q 이고, p 는 무부하 상태의 첨자, n 은 구속 상태의 첨자 L 을 나타낸다.

$$R_{xi} = R_{xp} - R_1 + \frac{\omega^2 L_{xp}^2}{R_{xp} - R_1} \quad (5)$$

$$L_{x1} = L_{xp} + \frac{(R_{xp} - R_1)^2}{\omega^2 L_{xp}} \quad (6)$$

$$R_{xp} = \frac{P_{x1}}{i_{x1}^2} \quad (7)$$

$$L_{xp} = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{x1}}{i_{x1}}\right)^2 - R_{xp}^2}}{\omega} \quad (8)$$

$$P_{xi} = P_{x1} - R_1 i_{x1}^2 \quad (9)$$

$$V_{xm} = \sqrt{V_{x1}^2 + (i_{x1} R_1)^2 - 2R_1 P_{x1}} \quad (10)$$

$$i'_{x1} = \sqrt{i_{x1}^2 + \left(\frac{V_{xm}}{R_{xi}}\right)^2 - 2\left(\frac{P_{xi}}{R_{xi}}\right)} \quad (11)$$

구속 상태의 2차측 정수는 다음과 같다.

$$R_{x2} = \frac{\omega^2 M_x^2 R_{xp}}{R_{xp}^2 + \omega^2 (L_{x1} - L_{xp})^2} \quad (12)$$

$$L_{x2} = \frac{\omega^2 M_x^2 (L_{x1} - L_{xp})}{R_{xp}^2 + \omega^2 (L_{x1} - L_{xp})^2} \quad (13)$$

1차측, 2차측 누설인덕턴스는 다음과 같다.

$$l_{x1} = L_{x1} - M_x \quad (14)$$

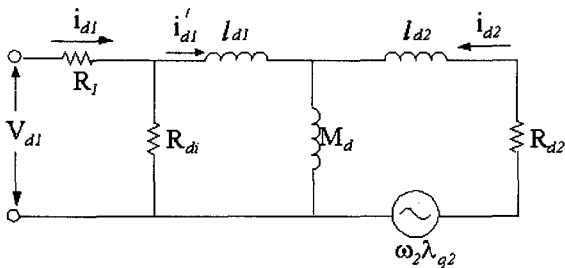
$$l_{x2} = L_{x2} - M_x \quad (15)$$

표 1은 LIM의 제원과 실험으로 구해진 회로정수이며, 그림 3은 구해진 회로정수를 이용한 비대칭 d-q축 등가회로이다.

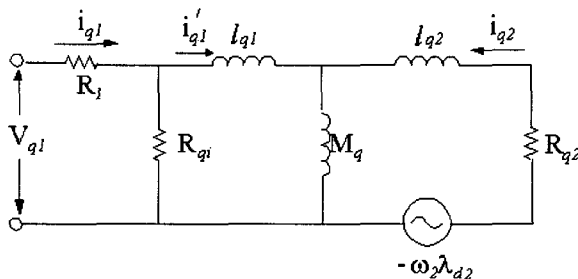
표 1 LIM의 제원 및 파라미터

Table 1 Specification and Parameters of LIM

구분	전기적 제원	기계적 제원
1차측	방식 : 차상1차편축식 상수 : 3상 극수(P) : 4극 정격전압 : 220(V)	철심적층폭 : 63(mm) 슬롯수 : 29 슬롯깊이 : 32.6(mm) 슬롯 폭 : 8(mm) 슬롯 피치 : 11.1(mm) 극 피치 : 66.6(mm)
공극		3(mm)
2차측	Al 도전율 : $3.59 \times 10^7(S/m)$ Back Iron의 비투자율 : 300	두께 - Al : 2.0(mm) Fe : 16.0(mm) 폭 - Al : 180.0(mm) Fe : 400.0(mm)
1차측저항(R_1)		4.2(Ω)
2차측 d,q축저항(R_{d2}, R_{q2})		11.424, 12.822(Ω)
d,q축상호인덕턴스(M_d, M_q)		0.0633, 0.0568(H)
d축1차측,2차측 자기인덕턴스(L_{d1}, L_{d2})		0.0978, 0.0637(H)
q축1차측,2차측 자기인덕턴스(L_{q1}, L_{q2})		0.0867, 0.0602(H)
유효모터길이(D)		288.6(mm)



(a) d-axis equivalent circuit



(b) q-axis equivalent circuit

그림 3 정적 단부효과를 고려한 LIM의 d-q축 등가회로

Fig. 3 D-q axis equivalent circuit of LIM considering static end effect

LIM의 슬립에 대한 추력 특성을 얻기 위하여 그림 4와 같이 LIM에 힘의 변형에 따라 전기적 신호를 발생하는 추력

측정 장치인 로드셀을 사용하여 추력을 측정하였다. 그림 5는 LIM에 대한 슬립 대 추력 곡선을 실험과 유한 요소 해석 시뮬레이션을 통하여 얻은 결과이고, 실험 가용 길이가 2[m] 정도밖에 되지 않아서 전체 슬립에 대한 추력은 얻지 못하였다. 그림으로부터 구해진 회로정수가 타당함을 알 수 있고, 서보용 전동기가 갖는 수하특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

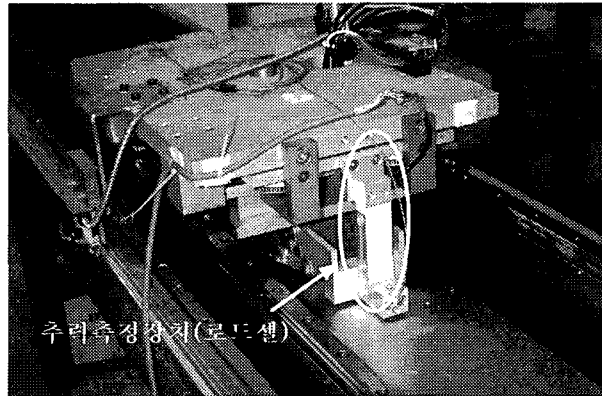


그림 4 실험용 LIM

Fig. 4 LIM for experiment

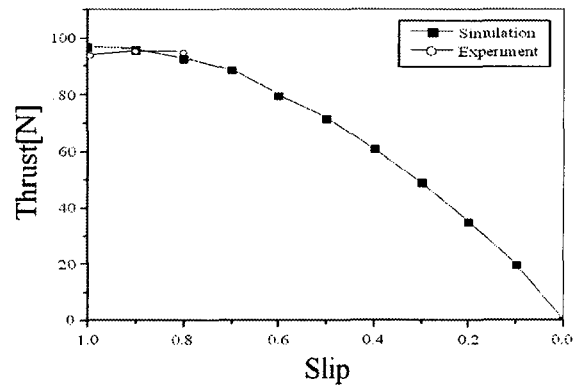


그림 5 LIM의 슬립 대 추력 특성

Fig. 5 Slip vs. thrust characteristics of LIM

2.2 LIM의 동적 단부효과

LIM은 1차측이 속도를 가지고 움직일 때 2차측에서 발생하는 와전류에 의해서 공극의 자속 분포가 왜곡된다. 그래서, 속도를 고려한 LIM의 보다 정확한 d-q축 등가회로를 얻기 위해서는 LIM의 입구단과 출구단의 공극 자속 분포를 정량화 할 필요가 있다. 이것은 와전류에 의한 LIM의 d축 자화 인덕턴스(상호 인덕턴스)의 감소를 다음과 같이 구한다 [12-13].

$$M_Q = M_d \cdot \left(1 - \frac{1 - \exp(-Q)}{Q}\right) \quad (16)$$

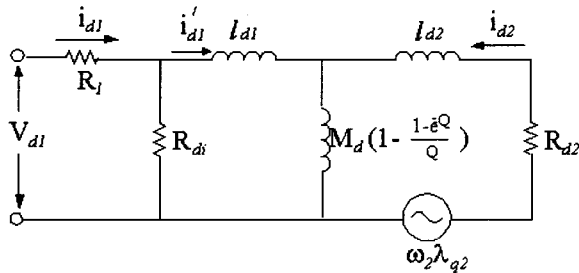
여기서, Q는 표준화한 시간 스케일에서 모터길이를 나타

낸다[12]. Q 는 다음과 같이 나타낸다[13].

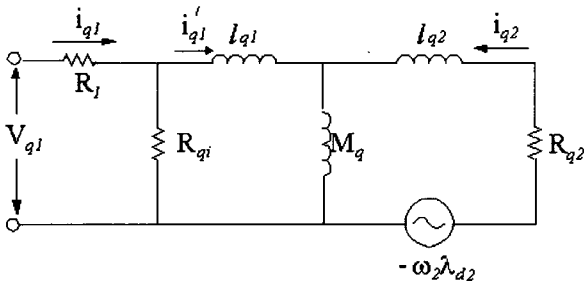
$$Q = \frac{T_v}{T_2} = \frac{DR_{21}}{(M + l_{21})v_2} \quad (17)$$

여기서, $T_v = D/v_2$ (D : 유효 모터길이, v_2 : 모터 속도)이고, $T_2 = L_{d2}/R_{d2}$ (L_{d2} : 2차측 자기 인덕턴스, R_{d2} : d축 2차측저항)이다.

그림 6은 제안된 정적 및 동적 단부효과를 고려한 LIM의 d-q축 등가회로이다. d축 자화 인덕턴스의 감소를 정적 단부효과를 고려한 d-q축 등가회로에서 d축에 적용하였다.



(a) d-axis equivalent circuit



(b) q-axis equivalent circuit

그림 6 제안된 LIM의 d-q축 등가회로

Fig. 6 Proposed d-q axis equivalent circuit of LIM

그림 6의 전압방정식은 식(18)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + k_d PL_{d1} & 0 \\ 0 & R_1 + k_q PL_{q1} \\ PM_d(1 - \frac{1-e^{-Q}}{Q}) & \omega_2 M_q \\ -\omega_2 M_d(1 - \frac{1-e^{-Q}}{Q}) & PM_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{d1} \\ i'_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기에서 $P(=d/dt)$ 는 미분연산자, k_d, k_q 는 철손 등가 저항을 고려할 때에 필요한 계수로 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} k_d &= 1 + R_l/R_{d1} \\ k_q &= 1 + R_l/R_{q1} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

또 i'_{d1} 과 i_{d1} , i'_{q1} 과 i_{q1} 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\left. \begin{aligned} i'_{d1} &= k_d i_{d1} - V_{d1}/R_{d1} \\ i'_{q1} &= k_q i_{q1} - V_{q1}/R_{q1} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

그림 7은 속도에 따른 d축 자화 인덕턴스의 감소를 나타낸다. 특히 약 3[m/sec]이상의 속도에서 d축 자화 인덕턴스가 급격하게 감소하는 것을 알 수 있다.

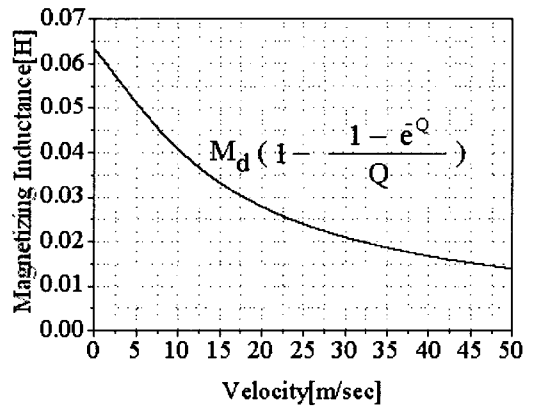


그림 7 속도에 따른 d축 자화 인덕턴스 감소

Fig. 7 Reduction of d-axis magnetizing inductance vs. velocity

3. 단부효과를 고려한 선형 유도전동기의 벡터제어

3.1 단부효과를 고려한 LIM의 벡터제어법 도출

정적 및 동적 단부효과를 고려한 LIM의 벡터 제어법은 정적 단부효과를 고려한 LIM의 벡터제어법[8]에서 d축의 상호 인덕턴스(M_d) 대신에 d축의 자화 인덕턴스의 감소(16)를 사용하여 도출하였다. LIM의 간접벡터제어를 하기 위해서 회전형 유도전동기에서 사용하는 회전 좌표계 상의 이론을 적용하였지만, LIM의 정적 단부 효과와 동적 단부 효과 때문에 회전좌표축으로의 변환과정에서 서로 상쇄되는 항이 없기 때문에, 다소 복잡하게 표현된다.

식(21)의 변환행렬 C 를 사용하여 전압방정식(18)을 회전 좌표축($\gamma-\delta$ 축)으로 변환하고, 식(22)와 같이 2차 전류를 2차 자속으로 표현하였다.

$$C = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (21)$$

여기서, 변환각 $\theta = \int \omega dt$ 이고, ω 는 입력 각주파수이다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r2} \\ \lambda_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{M} + \widetilde{M}\cos 2\theta & -\widetilde{M}\sin 2\theta \\ -\widetilde{M}\sin 2\theta & \overline{M} - \widetilde{M}\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{r1} \\ i'_{s1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{L}_2 + \widetilde{L}_2\cos 2\theta & -\widetilde{L}_2\sin 2\theta \\ -\widetilde{L}_2\sin 2\theta & \overline{L}_2 - \widetilde{L}_2\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r2} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$\gamma - \delta$ 축 2차전류 i_{r2}, i_{s2} 에 대신해서, $\gamma - \delta$ 축 2차 쇄교자속 $\lambda_{r2}, \lambda_{s2}$ 를 채용하여 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ \lambda_{r2} \\ \lambda_{s2} \end{bmatrix}^T = A \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ \lambda_{r2} \\ \lambda_{s2} \end{bmatrix}^T + [B \ 0 \ 0]^T [v_{r1} \ v_{s1}]^T \quad (23)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\overline{a}_1 + \widetilde{a}_1\cos 2\theta}{R_1} & \frac{-\widetilde{a}_1\sin 2\theta}{R_1} \\ \frac{-\widetilde{a}_1\sin 2\theta}{R_1} & \frac{\overline{a}_1 + \widetilde{a}_1\cos 2\theta}{R_1} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

$$0 = [0 \ 0]$$

$\cos 2\theta$ 와 $\sin 2\theta$ 가 계수행렬의 각 요소 중에 포함된 것은 전기적 정수가 상 비대칭인 것에 의한 것이고, Q 가 각 요소 중에 포함된 것은 속도에 의존한다는 것을 보여준다. 각 계수들의 의미는 부록에 나타내었다.

윗 식들로부터 슬립주파수 제어법을 도출하면 다음과 같다. 식(24)의 3행과 4행으로부터 분리제어를 하기 위해서 $\lambda_{s2} = 0$ 라고 가정하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\lambda_{r2} = \left[\frac{1}{(P + \overline{a}_6 + \widetilde{a}_6\cos 2\theta)} \right] \cdot [(\overline{a}_5 + \widetilde{a}_5\cos 2\theta) \cdot i'_{r1} - \widetilde{a}_5\sin 2\theta i'_{s1}] \quad (26)$$

$$\omega_{se} = \omega - \omega_2 = [(\overline{a}_5 - \widetilde{a}_5\cos 2\theta) i'_{s1} - \widetilde{a}_5\sin 2\theta i'_{r1}] / \lambda_{r2} + \widetilde{a}_6\sin 2\theta \quad (27)$$

여기서, ω_{se} 는 슬립 주파수이다. 그리고, 식(23)은 다음과 같이 표현된다.

$$P \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ \lambda_{r2} \end{bmatrix}^T = A4 \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{s1} \\ \lambda_{r2} \end{bmatrix}^T + [B \ 0]^T [v_{r1} \ v_{s1}]^T \quad (28)$$

여기서, A4는 A의 λ_{s2} 이 0 이므로, 4행 4열을 제거한 행렬이다.

λ_{r2} 이 정상상태에 있어서 일정하게 제어되므로 식(26)에서 $\{(\overline{a}_5 + \widetilde{a}_5\cos 2\theta) \cdot i'_{r1} - \widetilde{a}_5\sin 2\theta i'_{s1} - \widetilde{a}_6\cos 2\theta\lambda_{r2}\}$ 도 또한 일정하다.

따라서, i_{r1} 를 대신한 자화분 전류는 다음과 같다.

$$i_{r1} = \left(1 + \frac{\widetilde{a}_5}{a_5}\cos 2\theta\right) i'_{r1} - \frac{\widetilde{a}_5}{a_5}\sin 2\theta i'_{s1} - \frac{\widetilde{a}_6}{a_5}\cos 2\theta\lambda_{r2} \quad (29)$$

추력분 전류 또한 식(22)를 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$i_T = -\frac{1}{a_7} i_{s2} = -\frac{\widetilde{a}_7}{a_7}\sin 2\theta i'_{r1} + \left(1 - \frac{\widetilde{a}_7}{a_7}\cos 2\theta\right) i'_{s1} - \frac{\widetilde{a}_8}{a_7}\sin 2\theta\lambda_{r2} \quad (30)$$

식(29),(30)은 상이 대칭일 경우, $i_{r1} = i'_{r1}$, $i_T = i'_{s1}$ 가 되어 회전기 이론과 같은 수식이 된다. 따라서, 두 식은 타당하다 할 수 있으며 다시 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$[i_{r1} \ i_T \ \lambda_{r2}]^T = T [i'_{r1} \ i'_{s1} \ \lambda_{r2}]^T \quad (31)$$

$$T = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\widetilde{a}_5\cos 2\theta}{a_5} & \frac{-\widetilde{a}_5\sin 2\theta}{a_5} & \frac{-\widetilde{a}_6\sin 2\theta}{a_5} \\ \frac{-\widetilde{a}_7\sin 2\theta}{a_7} & 1 + \frac{\widetilde{a}_7\cos 2\theta}{a_7} & \frac{\widetilde{a}_8\sin 2\theta}{a_7} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (32)$$

식(28)을, 제어를 간단히 하기 위해 식(31)을 이용해서, 정계수화 및 비간섭화 하여 표현하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_T \\ \lambda_{r2} \end{bmatrix}^T = D \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_T \\ \lambda_{r2} \end{bmatrix}^T + [E \ 0]^T [v_{r1} \ v_{s1}]^T \quad (33)$$

$$D = \begin{bmatrix} -(\overline{a}_1 + \overline{a}_2) & 0 & 0 \\ 0 & -(\overline{a}_1 + \overline{a}_2) & 0 \\ \frac{0}{a_5} & 0 & -\frac{0}{a_6} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{\overline{a}_1 + \widetilde{a}_1\widetilde{a}_5/\overline{a}_5}{R_s} & 0 \\ 0 & \frac{\overline{a}_1 + \widetilde{a}_1\widetilde{a}_5/\overline{a}_5}{R_s} \end{bmatrix} \quad (35)$$

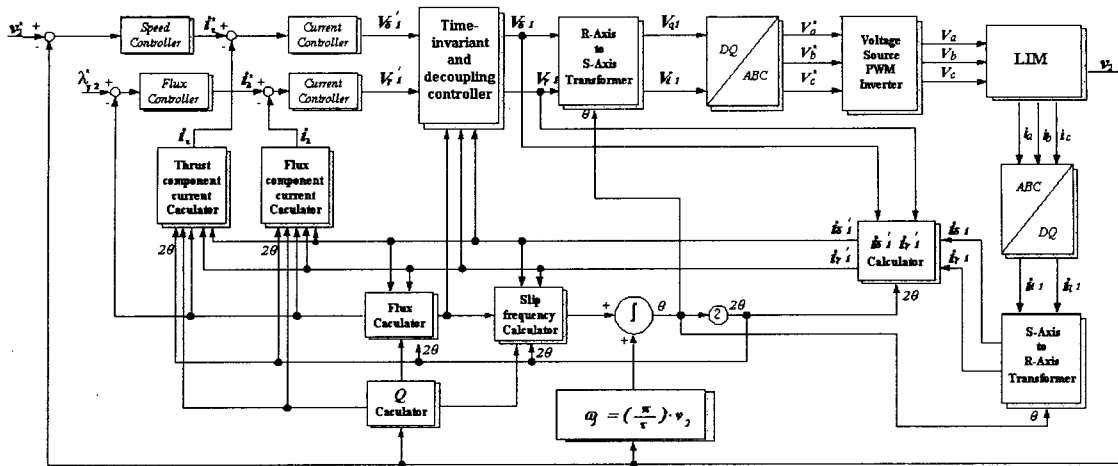


그림 8 시스템 구성
Fig. 8 System configuration

여기서, $v_{\gamma 1}$, $v_{\delta 1}$ 은 정계수화 및 비간섭화를 행한 후의 γ - δ 축 1차 전압이며, 정계수화 및 비간섭화한 전압은 다음과 같다.

$$[v_{\gamma 1} \ v_{\delta 1}]^T = [B^{-1} \ 0]^T \cdot ((-T \cdot A4 - PT + DT) \cdot [i_{\gamma 1} \ i_{\delta 1} \ \lambda_{\gamma 2}]^T + [E \ 0]^T \cdot [v_{\gamma 1} \ v_{\delta 1}]^T) \quad (36)$$

그리고, LIM에 대한 추력 수식과 추력지령 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$F = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \overline{a_7} \lambda_{\gamma 2} i_T \quad (37)$$

$$i_T^* = \left(\frac{\tau}{\pi}\right) \cdot F^* / (\overline{a_7} \cdot \lambda_{\gamma 2}) \quad (37')$$

2차 쇠교자속을 제어하기 위해 식으로 표현하면 식(38)과 같으며, 그 출력은 기준 자화전류이다.

$$i_{\lambda}^* = K_{\lambda} \left(1 + \frac{1}{T_{\lambda S}}\right) (\lambda_{\gamma 2}^* - \lambda_{\gamma 2}) \quad (38)$$

전류제어기를 표현하면 다음과 같으며, 그 출력은 기준 전압이다.

$$V_{\gamma 1}^* = K_{\gamma} \left(1 + \frac{1}{T_{\gamma S}}\right) (i_{\lambda}^* - i_{\lambda}) \quad (39)$$

$$T_{\lambda} = 1 / \overline{a_6} \quad (40)$$

$$T_{\gamma} = 1 / (\overline{a_1} + \overline{a_2}) \quad (41)$$

$$V_{\delta 1}^* = K_{\delta} \left(1 + \frac{1}{T_{\delta S}}\right) (i_T^* - i_T) \quad (42)$$

$$T_{\delta} = 1 / (\overline{a_1} + \overline{a_2}) \quad (43)$$

2차축의 이동은 다음과 같은 운동방정식을 사용하여 고려한다.

$$v_2 = \int \frac{F - F_l}{m} dt \quad (44)$$

여기서, v_2 : 속도, F_l : 부하, m : 질량이다.

그림 8은 LIM의 벡터제어를 위한 시스템 구성도이다. 시스템 구성도를 설명하면 다음과 같다.

- (1) 주 회로는 LIM과 그것을 구동하는 전압형 PWM인버터로 구성된다.
- (2) LIM에 흐르는 3상 교류전류 중 2상에서 γ - δ 축의 전류 $i_{\gamma 1}, i_{\delta 1}$ 을 좌표변환해서 얻는다. 전류 $i_{\gamma 1}^*, i_{\delta 1}^*$ 는 식(45)를 통해서 구한다.

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma 1}^* \\ i_{\delta 1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{a_9} + \widetilde{a_9} \cos 2\theta & -\widetilde{a_9} \sin 2\theta \\ -\widetilde{a_9} \sin 2\theta & \overline{a_9} - \widetilde{a_9} \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma 1} \\ i_{\delta 1} \end{bmatrix} + \frac{1}{R_1} \begin{bmatrix} 1 - \overline{a_9} - \widetilde{a_9} \cos 2\theta & \widetilde{a_9} \sin 2\theta \\ \widetilde{a_9} \sin 2\theta & 1 - \overline{a_9} + \widetilde{a_9} \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma 1} \\ v_{\delta 1} \end{bmatrix} \quad (45)$$

- (3) $\widehat{\lambda}_{\gamma 2}$ 와 ω_{se} 는 식(26),(27)에 의해서 구해진다. 검출된 ω_2 와 ω_{se} 를 합해서 ω 를 얻고, 그것을 적분해서 θ 를 얻는다. 다시 그것을 2배해서 2θ 를 얻고, $\cos \theta, \sin \theta, \cos 2\theta, \sin 2\theta$ 를 얻는다.

- (4) i_{λ}, i_T 의 연산은 식(29),(30)에 의해 행해진다.
 $i_{\lambda 1}, i_{\lambda 2}, \hat{\lambda}_{\lambda 2}, V_{\lambda 1}, V_{\lambda 2}, \omega, \omega_{2e}, \cos \theta$ 및 $\sin \theta$ 에서 정계수화 및 비간섭화를 위해 전압을 만든다.
- (5) 속도와 자속을 비례적분제어하고, 그 출력 i_T^* 와 i_{λ}^* 를 얻는다.
- (6) 속도항에 의존하는 Q 는 식(17)으로부터 얻는다.

3.2 유한요소법을 이용한 LIM의 벡터제어 특성해석

해석 영역을 2차원 유한요소법으로 풀기 위해 맥스웰 전자기 방정식으로부터 이동좌표계를 사용하였을 경우 지배방정식을 구하면 식(46)과 같다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z + \sigma \frac{dA_z}{dt} \quad (46)$$

- 단, A_z : 자기벡터 포텐셜의 z축 성분
- J_z : 슬롯에 흐르는 코일의 전류밀도
- σ : 2차측 도체판의 도전율
- μ : 재료의 투자율

또한 전압이 1차측의 여자코일에 인가되었을 때 코일에 흐르는 전류는 미지수이며 이때의 회로방정식은 식(47)과 같다.

$$\{V\} = [R]\{I\} + [L_0] \frac{d}{dt} \{I\} + \{E\} \quad (47)$$

- 여기서, $\{V\}$: 각 상에 인가되는 전압
- $\{I\}$: 각 상에 흐르는 전류
- $[R]$: 각 상의 코일 및 외부회로 저항
- $[L_0]$: 각 상의 코일단의 누설 인덕턴스
- $\{E\}$: 각 상의 유기전압

식(46)과 (47)를 결합하여 Galerkin 유한요소법으로 정리하고 시간미분항에 대해서는 후퇴차분법으로 정리하면 식(48)과 같다.

$$\left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{\mu} S & -N \\ 0 & R \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} T & 0 \\ L_{eff} N^T & L_0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} A \\ I \end{bmatrix}_t = \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} T & 0 \\ L_{eff} N^T & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ I \end{bmatrix}_{t-\Delta t} + \begin{bmatrix} 0 \\ V \end{bmatrix}_t \quad (48)$$

- 여기서, T : 와전류와 관련된 계수 행렬
- L_{eff} : z축 방향으로의 유효 적층폭
- A : 자기 벡터 포텐셜
- I : 출력 전류
- V : 입력 전압

그림 9는 특성해석을 위한 순서도를 나타낸다. 선형 유도 전동기의 동작특성은 식(48)를 풀어서 구한 자체해석 결과를 이용하여 맥스웰 응력으로 매순간마다 힘을 구하고 d-q 등가회로법과 마찬가지로 운동방정식(44)을 이용하여 이동자의 속도를 매 순간마다 구할 수 있다.

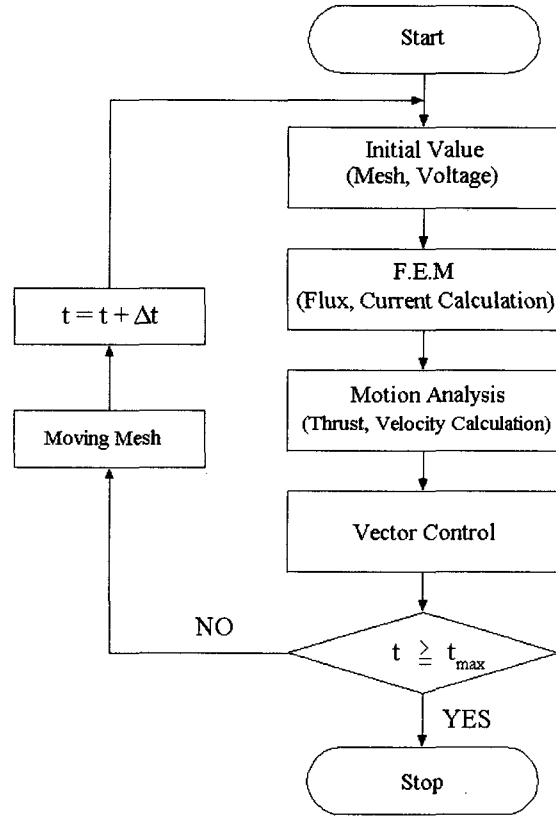
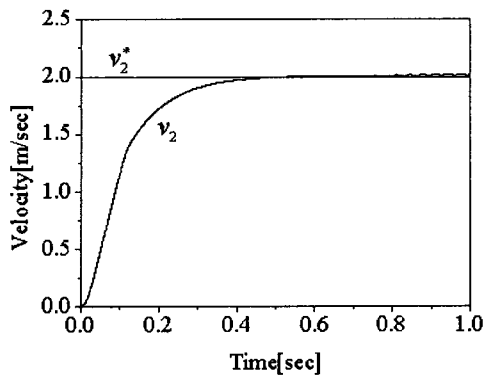


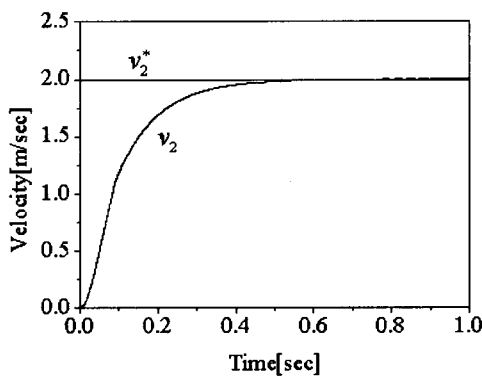
그림 9 FEM을 이용한 해석 순서도
 Fig. 9 Analysis flow chart using FEM

4. 특성해석 결과 및 고찰

정적 및 동적 단부효과를 고려한 제안한 LIM의 d-q축 등가회로와 벡터제어법의 타당성을 확인하기 위해서 등가회로법에 의한 제어특성해석 결과와 기기의 형상, 즉 단부효과를 고려할 수 있는 유한요소법에 의한 제어 특성해석 결과를 비교하였다. 등가회로법에서는 LIM을 정적 및 동적 단부효과를 고려한 등가회로로 모델링하고, 이 등가회로 모델링하에 정적 및 동적 단부효과를 고려한 벡터제어법과 단부효과를 고려하지 않은 벡터제어법을 해석하였다. 그림 10은 속도제어시 속도 응답 곡선을 나타내며, 기준 속도는 2.0[m/sec]로 하였다. 그림 10(a)는 제안한 등가회로법에 의해 나타난 속도 응답 파형이며 약 0.5초 후에 기준속도에 수렴하고, 그림 10(b)는 유한요소법에 의해 나타난 속도 응답 파형으로 약 0.57초 후에 기준속도에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 등가회로법에 의한 해석 결과가 유한요소법에 의한 해석결과와 거의 일치함을 볼 수 있고 맥동 없이 양호하게 제어됨을 볼 수 있다.



(a) Equivalent circuit method



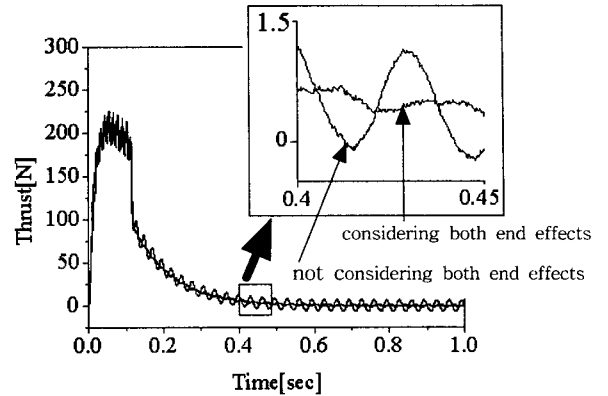
(b) Finite element method

그림 10 2[m/sec] 속도 제어시의 속도응답

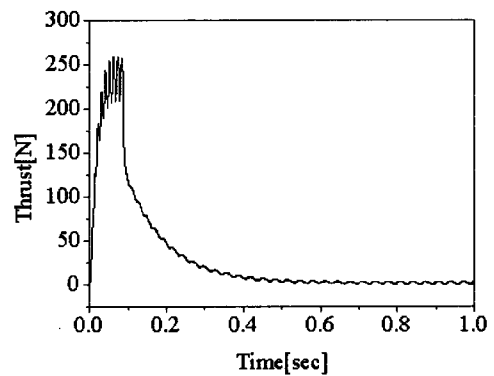
Fig. 10 Velocity response during 2[m/sec] velocity control

그림 11은 속도제어시 추력 응답 곡선을 나타낸다. 그림 11(a)는 등가회로법에 의한 속도제어시 추력 응답을 나타낸다. LIM은 정적 및 동적 단부효과를 고려한 등가회로로 모델링한 것이며, 즉 유한요소법과 같이 기기의 형상을 등가적으로 모두 고려한 것이다. 이 등가회로 모델링하에 정적 및 동적 단부효과를 고려한 벡터제어기법과 정적 및 동적 단부효과를 고려하지 않은 벡터제어기법을 각각 적용하여 시뮬레이션한 결과이다. 단부효과를 고려하지 않은 경우에는 기준 속도에 수렴했을 때 추력이 맥동하지만, 단부효과를 고려한 경우에는 추력이 맥동없이 양호하게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그림 11(b)는 정적 및 동적 단부효과를 모두 고려한 벡터제어 기법을 사용한 유한요소법에 의한 속도 제어시 추력 응답 곡선이며, 해석 결과 역시 맥동없이 양호한 것을 알 수 있다. 두 해석결과로부터 제안한 등가회로 및 벡터제어기법의 타당성을 알 수 있다.

그림 12(a)는 등가회로법에 의한 속도제어시 1차전류 파형으로서, i_{r1} , i_{b1} 이 맥동하는 것을 볼 수 있으며, 이것은 3상 임피던스의 불균형 때문이다. 그림 12(b)는 유한요소법에 의한 1차전류 파형을 나타낸다.



(a) Equivalent circuit method

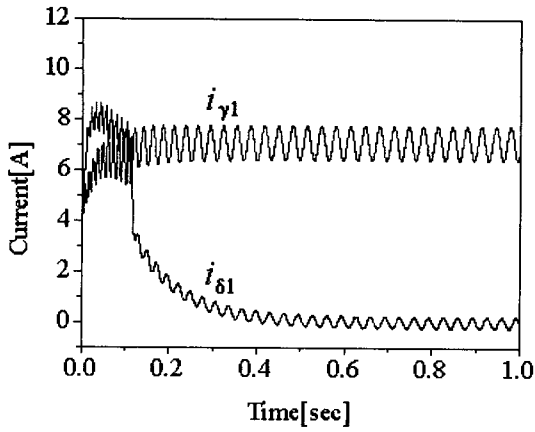


(b) Finite element method

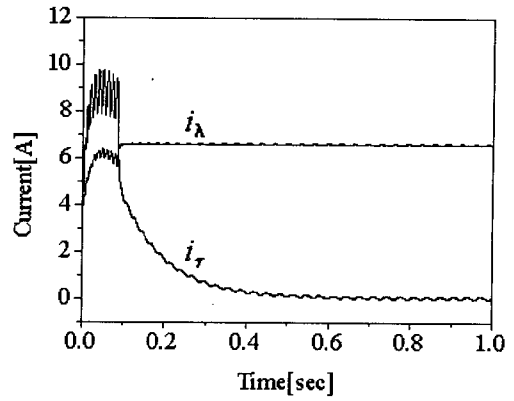
그림 11 2[m/sec] 속도제어시 추력응답

Fig. 11 Thrust response during 2[m/sec] velocity control

그림 13은 속도제어시 자속분 및 추력분 전류 파형을 나타낸다. 그림 13(a)는 등가회로법에 의한 파형이며 기준 속도에 가까울 때에 맥동 없이 양호한 것을 볼 수 있다. 이것은 1차전류 파형으로부터 자속분 전류 계산식(29)과 추력분 전류 계산식(30)에 의해 보상된 것을 알 수 있다. 그림 13(b)는 유한요소법에 의한 자속분 및 추력분 전류 파형이다. 그림 14는 기준속도를 5[m/sec]로 하였을 때 유한요소법에 의한 속도 응답 곡선을 나타낸다. 속도가 3[m/sec] 이상인 경우 정적 및 동적 단부효과를 고려한 벡터제어의 속도 응답이 단부효과를 고려하지 않은 벡터제어의 속도 응답 보다 빠른 것을 알 수 있다. 그리고, 정적 단부효과만 고려한 벡터제어의 속도 응답은 단부효과를 고려하지 않은 벡터제어의 속도 응답과 거의 비슷함을 알 수 있으며, 정적 단부효과를 고려한 벡터제어의 경우는 속도 응답에 영향을 미치지 않고 단지 추력의 맥동 감소에 영향을 미침을 알 수 있다. 전체적으로 등가회로법과 유한요소법에 의한 결과는 거의 일치하지만, 등가회로법은 LIM의 복잡한 코어 형상이나 비선형 코어 재질을 고려할 수가 없기 때문에 유한요소법의 결과의 값들과 약간의 차이가 있으리라 사료된다.

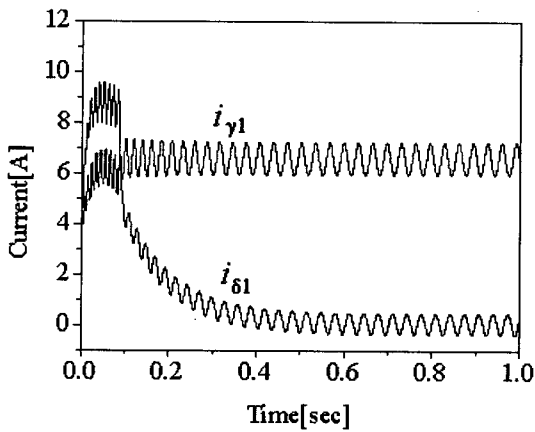


(a) Equivalent circuit method



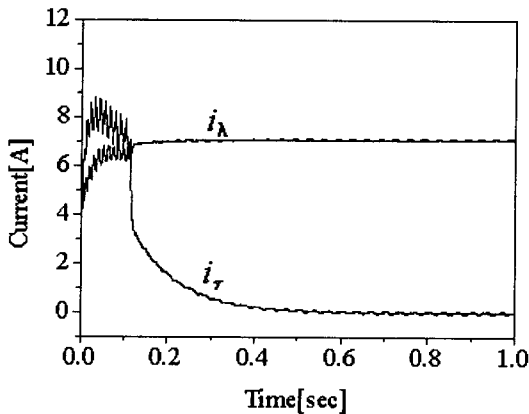
(b) Finite element method

그림 13 2[m/sec] 속도제어시 자속분 및 추력분 전류 응답
 Fig. 13 Flux and thrust component current response during 2[m/sec] velocity control



(b) Finite element method

그림 12 2[m/sec] 속도제어시 1차전류 응답
 Fig. 12 Primary current response during 2[m/sec] velocity control



(a) Equivalent circuit method

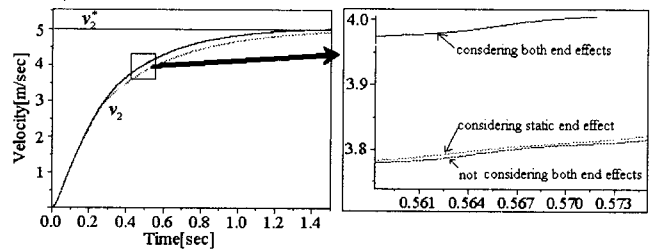


그림 14 5[m/sec] 속도제어시 속도응답 (유한요소법)
 Fig. 14 Velocity response during 5[m/sec] velocity control (Finite element method)

5. 결 론

본 논문에서는 정적 및 동적 단부효과를 고려한 LIM의 벡터 제어를 위하여 단부효과를 고려한 d-q축 등가회로를 제안하고 이를 이용하여 정적 및 동적 단부효과를 고려한 벡터제어법을 제안하였다. 이 제안한 벡터제어법의 타당성을 확인하기 위해서 등가회로법과 단부효과를 고려할 수 있는 실험모델에 가까운 유한요소법을 사용하여 속도제어 시뮬레이션을 하였다.

LIM의 등가회로 해석을 위하여 정적 및 동적인 단부효과를 고려한 등가회로에 두 단부효과를 고려한 벡터제어법과 고려하지 않은 벡터제어법을 각각 적용하여 시뮬레이션 하였고, 유한 요소 해석에서는 두 단부효과를 고려한 벡터제어법을 적용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 정적 및 동적인 단부효과를 고려한 벡터제어법을 적용한 등가회로 해석 결과와 두 단부효과를 고려한 벡터제어법을 적용한 유한 요소 해석 결과가 거의 일치함으로써 제안한 등가회로 및 벡터 제어 기법의 타당성을 알 수 있었다. 그리고 정적 및 동적인 단부효과를 고려한 벡터제어법이 2[m/sec] 속도 제어시에는 속도의 응답에는 영향이 미치지 않고 단지 추력의 맥동 감소에 영향을 미침을 알 수 있었고, 속도가 3[m/sec]이상일 때에는 속도 응답에도 영향을 미치는 것을 알 수 있었다. 그러므로, 정적

단부효과는 속도 응답에 영향을 미치지 않고 단지 추력의 맥동 감소에 영향을 미침을 알 수 있었고, 속도에 따른 단부효과
 과의 영향을 고려하기 위해서는 동적 단부효과 고려 되어야
 함을 알 수 있었다. 본 논문에서 제안한 정적 및 동적 단부
 효과를 고려한 d-q축 등가회로와 벡터제어는 저속 및 고속의
 벡터제어에 적용할 수 있으리라 생각한다.

부 록

참 고 문 헌

[1] Syed A. Nasar, I. Boldea, Linear Electric Motors : Theory, Design, and Practical Applications, Prentice-Hall, 1987.
 [2] Jacek F. Gieras, Linear Induction Drives, Clarendon Press, 1994.
 [3] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986.
 [4] Grahame E. Dawson, Anthony R. Eastham and Jacek F. Gieras, "Design of Linear Induction Drives by Field Analysis and Finite Element Techniques," IEE Trans. on IA, Vol. IA-22, No. 5, pp.865-873, 1986.
 [5] J. F. Gieras, G.E. Dawson and A. R. Eastham, "A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. EC-2, No. 1, pp.152-159, 1987.
 [6] T.A. Lipo, T.A. Nondahl, "Pole-by-Pole d-q Model of a Linear Induction Machine," IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-98, No.2, March/April, 1979.
 [7] H. Sugimoto, M. Tomoe, M. Matsumura, T. Ishii, "A Method of Calculating Asymmetrical Constants Based on Lock Test for Single-Sided Linear Induction Motor," Trans. on IEE Japan, Vol. 113-D, pp.247-255, 1993.1.
 [8] H. Sugimoto, M. Tomoe "A Vector Control Method of a Linear Induction Motor with Asymmetrical Constants and its Performance Characteristics," Trans. on IEE Japan, Vol. 114-D, pp.17-23, 1994.1.
 [9] D. H. Im, C. E. Kim, "Finite Element Force Calculation of a Linear Induction Motor Taking Account of the Movement," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 30, No. 5, pp.3495-3498, 1994.
 [10] D. H. Im, B. I. Kwon, J. H. Lee, "Dynamic Characteristics Analysis of LIM's Vector Control using FEM," Proceeding of LDIA'95, pp.307-310, 1995.
 [11] 권병일, 우경일, 이중호, "유한요소법에 의한 선형 유도 전동기의 벡터제어 특성 해석," 대한전기학회 논문지, 46권, 7호, pp.1016-1021, 1997.
 [12] J. Duncan, C. Eng., "Linear Induction Motor-Equivalent-Circuit Model," Proc. IEE, Vol. 130, Pt. B, No. 1, pp.51-57, 1983.
 [13] Jeong-hyoun Sung, Kwanghee Nam, "A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects," IEEE IAS annual meeting, Vol. IAS-99, pp.2284-2289, 1999.

List of symbols

R_1	primary resistance
R_{21}	secondary resistance referred to primary
R_{d2}, R_{q2}	d, q axis secondary resistance
R_{di}, R_{qi}	d, q axis primary iron loss equivalent resistance
M	magnetizing inductance(mutual inductance)
M_Q	magnetizing inductance considering velocity
M_d, M_q	d, q axis magnetizing inductance(mutual inductance)
l_1	primary leakage inductance
l_{21}	secondary leakage inductance referred to primary
l_{d1}, l_{q1}	d, q axis primary leakage inductance
l_{d2}, l_{q2}	d, q axis secondary leakage inductance
L_{d1}, L_{q1}	d, q axis primary self inductance
L_{d2}, L_{q2}	d, q axis secondary self inductance
ω, ω_2	primary, secondary electrical frequency
ω_{se}	slip frequency
i_m	magnetizing current
i_{2e}	instantaneous secondary eddy currents referred to primary
i_{2ea}	average value of i_{2e}
i_{me}	instantaneous effective magnetizing currents
i_{mea}	average value of i_{me}
i_{d1}, i_{q1}	d, q axis primary current
$i_{\gamma 1}, i_{\delta 1}$	γ, δ axis primary current
$\check{i}_{d1}, \check{i}_{q1}$	d, q axis primary current considering iron loss
$\check{i}_{\gamma 1}, \check{i}_{\delta 1}$	γ, δ axis primary current considering iron loss
i_{d2}, i_{q2}	d, q axis secondary current
$i_{\gamma 2}, i_{\delta 2}$	γ, δ axis secondary current
i_T, i_λ	thrust, flux component current
V_{d1}, V_{q1}	d, q axis primary voltage
$V_{\gamma 1}, V_{\delta 1}$	γ, δ axis primary voltage
$V'_{\gamma 1}, V'_{\delta 1}$	γ, δ axis primary voltage considering iron loss

$\lambda_{\delta}, \lambda_{\alpha}$ γ, δ axis secondary flux
 v_2 motor velocity
 τ pole pitch
 Q motor length on the normalized time scale
MMF magnetomotive force

$$\bar{a}_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_d T_{d1}} + \frac{1}{\sigma_q T_{q1}} \right), \quad \tilde{a}_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_d T_{d1}} - \frac{1}{\sigma_q T_{q1}} \right)$$

$$\bar{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{\left\{ M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right) \right\}^2}{\sigma_d T_{d2} L_{d1} L_{d2}} + \frac{M_q^2}{\sigma_q T_{q2} L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{\left\{ M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right) \right\}^2}{\sigma_d T_{d2} L_{d1} L_{d2}} - \frac{M_q^2}{\sigma_q T_{q2} L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\bar{a}_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{\sigma_d T_{d2} L_{d1} L_{d2}} + \frac{M_q}{\sigma_q T_{q2} L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{\sigma_d T_{d2} L_{d1} L_{d2}} - \frac{M_q}{\sigma_q T_{q2} L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\bar{a}_4 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{\sigma_d L_{d1} L_{d2}} + \frac{M_q}{\sigma_q L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_4 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{\sigma_d L_{d1} L_{d2}} - \frac{M_q}{\sigma_q L_{q1} L_{q2}} \right)$$

$$\bar{a}_5 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{T_{d2}} + \frac{M_q}{T_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_5 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{T_{d2}} - \frac{M_q}{T_{q2}} \right)$$

$$\bar{a}_6 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_{d2}} + \frac{1}{T_{q2}} \right), \quad \tilde{a}_6 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_{d2}} - \frac{1}{T_{q2}} \right)$$

$$\bar{a}_7 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{L_{d2}} + \frac{M_q}{L_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_7 = \frac{1}{2} \left(\frac{M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right)}{L_{d2}} - \frac{M_q}{L_{q2}} \right)$$

$$\tilde{a}_8 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_{d2}} + \frac{1}{L_{q2}} \right), \quad \bar{a}_9 = \frac{1}{2} (k_d + k_q), \quad \tilde{a}_9 = \frac{1}{2} (k_d - k_q)$$

$$A_{11} = -(\bar{a}_1 + \bar{a}_2) - (\tilde{a}_1 + \tilde{a}_2) \cos 2\theta$$

$$A_{12} = \omega + (\tilde{a}_1 + \tilde{a}_2) \sin 2\theta$$

$$A_{13} = \bar{a}_3 + \tilde{a}_3 \cos 2\theta + \omega_2 \tilde{a}_4 \sin 2\theta$$

$$A_{14} = \omega_2 (\bar{a}_4 + \tilde{a}_4 \cos 2\theta) - \tilde{a}_3 \sin 2\theta$$

$$A_{21} = -\omega + (\tilde{a}_1 + \tilde{a}_2) \sin 2\theta$$

$$A_{22} = -(\bar{a}_1 + \bar{a}_2) - (\tilde{a}_1 + \tilde{a}_2) \cos 2\theta$$

$$A_{23} = -\omega_2 (\bar{a}_4 - \tilde{a}_4 \cos 2\theta) - \tilde{a}_3 \sin 2\theta$$

$$A_{24} = \bar{a}_3 - \tilde{a}_3 \cos 2\theta - \omega_2 \tilde{a}_4 \sin 2\theta$$

$$A_{31} = \bar{a}_5 + \tilde{a}_5 \cos 2\theta, \quad A_{32} = -\tilde{a}_5 \sin 2\theta$$

$$A_{33} = -\bar{a}_6 - \tilde{a}_6 \cos 2\theta, \quad A_{34} = (\omega - \omega_2) + \tilde{a}_6 \sin 2\theta$$

$$A_{41} = -\tilde{a}_5 \sin 2\theta, \quad A_{42} = \bar{a}_5 - \tilde{a}_5 \cos 2\theta$$

$$A_{43} = -(\omega - \omega_2) + \tilde{a}_6 \sin 2\theta, \quad A_{44} = -\bar{a}_6 + \tilde{a}_6 \cos 2\theta$$

$$\bar{L}_2 = \frac{1}{2} (L_{d2} + L_{q2}), \quad \tilde{L}_2 = \frac{1}{2} (L_{d2} - L_{q2})$$

$$\bar{M} = \frac{1}{2} \left(M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right) + M_q \right)$$

$$\tilde{M} = \frac{1}{2} \left(M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right) - M_q \right)$$

$$\sigma_d = 1 - \frac{\left\{ M_d \left(1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \right) \right\}^2}{L_{d1} L_{d2}}, \quad \sigma_q = 1 - \frac{M_q^2}{L_{q1} L_{q2}}$$

$$T_{d1} = \frac{k_d L_{d1}}{R_1}, \quad T_{q1} = \frac{k_q L_{q1}}{R_1}$$

$$T_{d2} = \frac{L_{d2}}{R_{d2}}, \quad T_{q2} = \frac{L_{q2}}{R_{q2}}$$

저 자 소 개



김 대 경 (金 大 慶)

1972년 9월 27일 생. 1999년 순천대 전기 제어공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 전자전기제어계측공학과 박사과정. 2001년~현재 삼성전자 연구원
Tel : 031-409-1277, Fax : 031-409-1277
E-mail : gentle@netffice.com



권 병 일 (權 丙 一)

1956년 2월 1일 생. 1981년 한양대 전기 공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 일본 동경대 대학원 대학원 졸업(공학). 1990년 도시바(주) 시스템 소프트웨어 연구소 연구원. 1991년 한국 기계 연구소 자기 부상 열차 사업단 선임연구원. 2001년 University of Wisconsin-madison 객원교수. 1991년~현재 한양대학교 전자 컴퓨터 공학부 교수
Tel : 031-400-5165, Fax : 031-406-5073
E-mail : bikwon@email.hanyang.ac.kr



우 경 일 (禹 景 一)

1969년 9월 6일 생. 1995년 한양대 전기 공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2001년 수원대 전기공학과 초빙교수. 2002년~현재 부경대 전기 제어계측공학부 전임강사
Tel : 051-620-1427, Fax : 051-620-1425
E-mail : cogging@pknu.ac.kr