

# 단부효과가 고려된 편측형 선형유도전동기의 안정속도제어 모델링

林洪雨<sup>†</sup>, 蔡燧<sup>‡</sup>, 崔文漢<sup>¶</sup>, 李康淵<sup>\*\*\*</sup>, 曹錦培<sup>\*\*\*\*</sup>, 白亨來<sup>\*\*\*\*</sup>

## The Stabilized Speed Control Modeling of Single-side Linear Induction Motor Considering End-effect

Hong-Woo Lim, Bong Chae, Moon-Han Choi, Kang-Yeon Lee, Geum-Bae Cho and Hyung-Lae Baek

### 요 약

선형유도전동기의 순시 속도에서의 1,2 차 상대 위치이동으로 나타나는 동 특성과 이 때의 단부효과를 고려한 등가회로 해석방법을 이용하여 시스템을 모델링하고 SVPWM 구동시스템에 적용한 정속도 제어 특성을 부하조건에 따른 동작특성으로 시뮬레이션하여 SVPWM 구동 편측형 선형유도전동기시스템에 적용가능성을 입증하였다.

### ABSTRACT

In difference with the rotary type electrical machinery, the single-sided linear induction motor(SLIM) that generates the direct thrust, is widely used for the operation system of electrified railroad, lope-less elevation system, conveyer system, and so on. The operational principle of single-sided linear induction motor is constructively similar to the general rotary induction motor. It is difficult to realize the complicate linear induction motor which is applied space vector pulse width modulation(SVPWM) system, but widely used in vector motor control system or servo control system because of its high performance in current control. In this paper, we has modeled the dynamic characteristic analyzing method, and calculated efficiently the end effect by using equivalent circuit method in the operating linear induction motor control system.

**Key Words** : Linear induction motor, Sing-sided linear induction motor, end-effect, SVPWM

### 1. 서 론

선형유도전동기의 구동원리는 일반 회전형 유도전동기와 같으나 구조적으로 공극이 비교적 크며 단부효과가 있기 때문에 추력 분포의 왜형은 물론 역률의 저하 등이 필연적으로 수반된다.

그러나 기계적인 변환장치 없이 직접 직선구동이 가능하고 자기부상 시에는 비접촉 및 저소음 운전이 가능할 뿐만 아니라 직선운동을 하는 시스템에서는 크랭크, 기어 등의 기계적인 변환장치를 필요로 하지 않기 때문에 시스템의 전체적인 효율이 좋아지므로 로프리스 엘리베이션 등의 구동장치로써 더욱 활발히 응용될 전망이다.

편측형 선형유도전동기는 구조상으로 1차측 길이 방향이 유한하여 입구단과 출구단에서의 자속이 불균형하게 되는 종방향 단부효과가 발생하게 되며 1차측 이동자계에 의해 평판 도체로 구성된 2차측에 유기되는 와전류 성분 중 자속의 진행방향과 같은 성분이 존

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 한국전기전자시험연구원  
E-mail : dyamond@keeti.re.kr  
<sup>‡</sup>정회원, 한국폴리텍5 광주대 전기계측제어과 교수  
<sup>¶</sup>정회원, (주)기람엔지니어링 대표이사  
<sup>\*\*\*</sup>정회원, 조선대 시간강사  
<sup>\*\*\*\*</sup>정회원, 조선대 전기공학과 교수  
접수일자 : 2005. 12. 14                    1차 심사 : 2006. 2. 14  
2차 심사 : 2006. 3. 11                    심사완료 : 2006. 4. 5

재하기 때문에 유효 공극 길이의 증가와 자속의 왜곡 등 횡방향 단부효과가 발생한다. 또한 1차측과 2차측 사이에서 발생하는 수직력은 종방향 단부효과와 횡방향 단부효과와 함께 회전기에서는 발생하지 않는 특성을 지니고 있다. 그러므로 선형유도전동기를 정확히 해석하기 위해서는 이들 현상들이 모두 명확하게 고려되어야 한다<sup>[1-2]</sup>.

이를 위해 유한요소법과 같은 수치해석 방법을 사용함으로써 선형유도전동기의 단부효과를 포함시킨 특성 해석은 어느 정도 파악할 수 있게 되었으나 이를 직접 제어시스템과 결합하여 사용하기 위해서는 순시적으로 변화하는 전원에 대한 모델링과 해석 영역의 이동에 따르는 변화를 빠른 시간 내에 모의할 수 있는 해석 기법이 또한 요구된다. 한편, 편측형 선형유도전동기와 같은 전기 기기의 제 특성을 정밀하게 해석하기 위해서는 고정부와 가동부 간의 상대속도에 따라 발생하는 속도 기전력이 다르게 되므로 이 속도 기전력에 의한 와전류를 정확하게 해석하여야만 한다. 속도항이 있는 지배방정식을 수치적 방법으로 풀 때 가동부의 이동에 따라 해석 영역이 변하기 때문에 해석 영역 전체의 요소를 재분할하여야 하지만 이 방법은 많은 시간을 필요로 하여 현실적으로 사용하기 곤란하다. 그러므로 회전기의 동특성 해석에도 이 문제가 많이 연구되고 있으며, 이를 크게 분류하면 이동할 때마다 실제로 요소를 분할하는 방법과 분할하지 않는 방법으로 나누어 연구되고 있다.

한편, 편측형 선형유도전동기를 제어하기 위한 SVPWM (space vector pulse width modulation) 방식은 상당히 복잡하여 구현하기가 용이하지 않음에도 불구하고 탁월한 전류제어 성능 때문에 오늘날 교류전동기의 벡터제어 또는 고성능 서보제어에서는 거의 필수적으로 사용되고 있다<sup>[3-4]</sup>.

본 논문에서는 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1,2차 상대 위치이동으로 나타나는 동 특성과 이 때의 단부효과를 고려한 등가회로 해석방법을 이용하여 시스템을 모델링하고 SVPWM 구동시스템에 적용한 정속도 제어 특성을 부하조건에 따른 동작특성으로 시뮬레이션하여 SVPWM 구동 편측형 선형유도전동기시스템에 적용가능성을 입증하였다.

## 2. 편측형 선형유도전동기 모델링

편측형 선형유도전동기의 구조는 1차측이 규소강판으로 된 적층 철심과 슬롯 및 전류를 흘릴 수 있는 권

선으로 되어 있고, 2차측은 도체판 (Al plate)과 철심에 해당하는 back-iron으로 구성되어 있다.

편측형 선형유도전동기에서는 1차측이 이동함에 따라 2차측은 포화되지 않는 새로운 도체판 및 back-iron 으로 연속해서 대체된다. 이동자가 이동하면서 대체되는 2차측은 자속의 투과를 방해하는 방향으로 자속을 급속히 증가시키는 성질을 지니면서 또한 공극 내의 자속밀도를 점진적으로 포화시키는 역할을 한다.

편측형 선형유도전동기의 등가회로를 얻기 위해 단부효과로 인한 공극의 자속분포를 2차 도체판의 입구단과 출구단의 물리적인 정확한 산정이 필요하며 단부효과에 의해 발생하는 와전류의 형성 및 자속의 변화 형태를 위한 구조를 그림 1에 나타내었다.

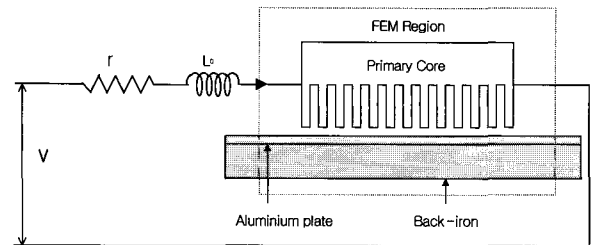


그림 1 편측형 선형유도전동기모델의 구조  
Fig. 1 Configuration of single-sided linear induction motor model

### 2.1 단부효과의 영향

그림 2는 d축을 기준으로 놓은 공극에서의 FEM (field emitting magnetic)을 일반화된 타임 스케일로 나타낸 FEM의 형성을 나타낸 것이다.

d축 입구단 와전류는 시정수  $T_v$  동안에 소멸되며 이 시간동안 이동자 길이에 따른 d축 입구단 평균전류값  $i_{dc}^e$ 는 식 (1)과 같다.

$$i_{dc}^e = \frac{i_{ds}^e}{T_v} \cdot \int_0^{T_v} e^{-t/T_v} dt \tag{1}$$

여기서  $e$ 는 동기좌표계를 나타내고,  $T_v = D / v$ 이며  $D, v$  는 1차측 이동자의 길이와 이동자 속도이며  $T_v = D / v$  는 이동자가 지나가는 임의의 한 점에서 취한 시정수이다.

주기  $T_r$  동안 이동자가 이동한 거리는  $v \cdot T_r$  가 되며 속도  $v$  와 주기  $T_r$  및 1차측 이동자의 길이  $D$  를 통해  $Q$  에 대한 일반식은 식 (2)와 같다.

$$Q = \frac{v \cdot T_v}{v \cdot T_r} = \frac{D}{(L_m + L_r) \cdot v} \quad (2)$$

여기서  $Q$ 는 길이도 폭도 두께도 없는 변수이지만 일반화된 타임 스케일에서 이동자의 길이라는 의미를 나타낼 것이다. 이러한 점에서  $Q$ 는 이동 속도에 따라 달라지는 변수가 된다<sup>[5]</sup>.

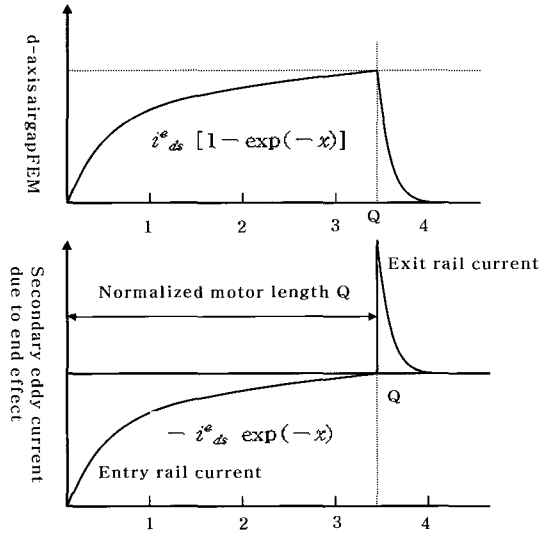


그림 2 일반화된 타임스케일에서 공극의 영향  
Fig. 2 Effective air gap in normalized time scale

이동자 이동속도가 0 일 때  $Q$ 는 무한대가 되며 이동자 이동속도가 증가함에 따라  $Q$ 는 사실상 줄어들게 된다.

식 (1)과 식(2)를 이용하여  $Q$ 를 포함한 식 (3)으로 재 구성할 수 있다.

$$i_{\epsilon}^e = \frac{i_{ds}^e}{Q} \cdot \int_0^Q e^{-x} dx = i_{ds}^e \cdot \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (3)$$

여기서  $x$ 는 일반화된 타임 스케일을 나타낸다. 이러한 와전류에 의해 1차측 자화전류는 감소하게 되며 다음 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{ds}^e - i_{\epsilon}^e = i_{ds}^e \cdot \left[1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q}\right] \quad (4)$$

또한, 와전류에 의해 1차측 자화전류는 감소되며 감소된 자화인덕턴스의 값은 식(5)와 같다.

$$L'_m = L_m(1 - f(Q)) \quad (5)$$

여기서  $f(Q) = [1 - e^{-Q}]/Q$  이다.

1차측 이동자 이동속도가 0 에 가까울수록  $L'_m$  은 자화인덕턴스  $L_m$  쪽에 가까우며 선형유도전동기의 동적특성은 단부효과가 없어지기 때문에 회전형 유도전동기와 같은 등가 식을 적용시킬 수 있다.

한편, 1차측 이동자가 이동하여 2차 도체로 입구단과 출구단의 와전류가 발생하게 될 때 오옴손은  $r_r$  에 의해 발생하게 된다. 이동자 길이에 따른 입구단 와전류의 실효값은 식 (6)과 같다.

$$i_{\epsilon rms} = \left[ \frac{i_{ds}^e{}^2}{Q} \cdot \int_0^Q e^{-2x} dx \right]^{1/2} = i_{ds}^e \cdot \left[ \frac{1 - e^{-2Q}}{2Q} \right]^{1/2} \quad (6)$$

따라서 입구단의 와전류에 의한 손실은 다음 식 (7)과 같다.

$$P_{entry} = i_{\epsilon rms}^2 r_r = i_{ds}^e{}^2 \cdot \frac{1 - e^{-2Q}}{2Q} \quad (7)$$

등가회로 해석방법을 적용시키기 위해 1차측 이동자와 2차측 도체판이 벗어나면서 발생하는 단위시간당 자화에너지 변화로 출구단 와전류에 의한 손실을 산출한다.

식 (3)으로부터 공극의 전체 와전류는  $i_{ds}^e \cdot (1 - e^{-Q})$  로 쓸 수 있다. 이 전류는 공극 자속 내에서 안정된 상태조건을 유지하기 위해 1차측 이동자가 지나가는 시정수  $T_v$  동안 출구단의 2차 도체에서 사라져야 된다. 따라서 출구단의 와전류에 의한 손실은 다음 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{exit} = L_r i_{ds}^e{}^2 \frac{(1 - e^{-Q})^2}{2T_v} = i_{ds}^e{}^2 r_r \frac{(1 - e^{-Q})^2}{2Q} \quad (8)$$

식 (7)과 식 (8)을 더하면, 2차 도체판에 발생한 와전류에 의한 전체 오옴 손은 식 (9)와 같다.

$$P_{eddy} = \frac{i_{ds}^e{}^2 r_r (1 - e^{-Q})}{Q} = i_{ds}^e{}^2 r_r f(Q) \quad (9)$$

이러한 입구단과 출구단에서의 전력손실은 병렬로 결선된 자화전류 분기회로에 직렬로 결선된 저항성분인  $r_r f(Q)$ 로 대치할 수 있다.

## 2.2 단부효과가 고려된 편축형 선형유도전동기모델링

편축형 선형유도전동기의 1차측 이동자 전압  $V_s$

를 동기좌표의 d-q 성분으로 나타내면 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^e &= r_s i_{ds}^e + r_r f(\omega) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{qs}^e &= r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,  $e$ 는 동기좌표를 의미한다.

풍기속도  $\omega_e$ 로 움직이는 좌표상에서  $\omega_r$ 로 이동하는 이동자의 속도를 관찰하면  $\omega_e - \omega_r = \omega_{sl}$ 의 상대속도로 움직이는 것처럼 보이므로 2차측 도체 전압  $V_r$ 을 동기좌표성분으로 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{dr}^e &= r_r [ i_{dr}^e + f(\omega) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) ] + p \lambda_{dr}^e \\ V_{qr}^e &= r_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (11)$$

편축형 선형유도전동기의 동기 좌표방정식에서 1차측 이동자 자속 및 2차측 자속은 식 (12) 및 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

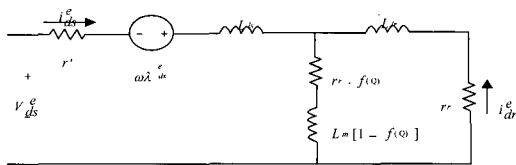
$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= L_{ls} i_{ds}^e + L_m (1 - f(\omega)) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \\ \lambda_{qs}^e &= L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{dr}^e &= L_m (1 - f(\omega)) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) + L_{lr} i_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e &= L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) + L_{lr} i_{qr}^e \end{aligned} \quad (13)$$

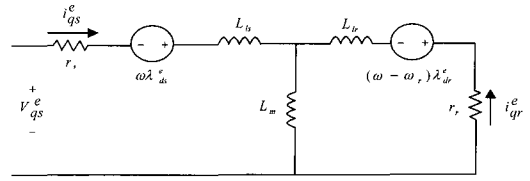
편축형 선형유도전동기의 경우 2차측 도체전압은 0이므로 행렬식으로 나타내면 식 (14)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + r_r f(\omega) + L_{ls} + pL_m(1-f(\omega)) - \omega_e(L_{ls} + L_m) & r_r f(\omega) + L_{ls} + L_m(1-f(\omega)) & -\omega_e L_m & 0 \\ \omega_e L_{ls} + L_m(1-f(\omega)) & r_r + pL_{ls} + L_m & \omega_e(1-f(\omega)) & pL_m \\ r_r f(\omega) + L_m(1-f(\omega)) & L_m & r_r(1+f(\omega)) + L_{ls} + pL_m(1-f(\omega)) & L_m + L_{lr} \\ (\omega_e - \omega_{sl})L_m(1-f(\omega)) & L_m & (\omega_e - \omega_r)(L_m + L_{lr}) & r_r + L_m + L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (14)$$

그림 3은 식 (14)에 따라 1차측 이동자가 이동하면서 발생하는 단부효과를 고려한 편축형 선형유도전동기 동기좌표에서 나타낸 등가회로이다.



(a) d-axis equivalent circuit



(b) q-axis equivalent circuit

그림 3 단부효과를 고려한 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit considering end effect

### 3. 시스템 시뮬레이션

#### 3.1 제어회로 구성

2장에서 유도한 상태방정식을 적용하여 MATLAB/SIMULINK 패키지로 시스템 모델링 및 시뮬레이션을 수행하였다.

선형유도전동기에 부하토크를 왜란으로 간주하여 외부에서 인가할 수 있도록 구성하였고 전동기를 별도의 M파일에 저장하여 파라미터를 MATLAB 프롬프트 상에서 초기화 할 수 있도록 구성하였다. 그림 4는 공간벡터변조방식을 적용한 선형유도전동기의 시스템 모델링 전체 구성도를 나타낸 것이다.

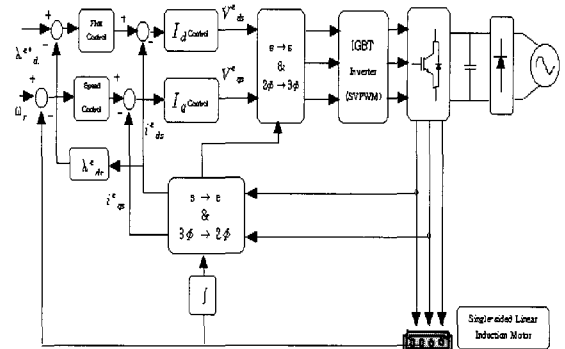


그림 4 SVPWM을 적용한 LIM의 모델링  
Fig. 4 Modeling of LIM using SVPWM

전력변환장치로써 AC-DC-AC 컨버터를 가정하는 경우 전원측 컨버터와 부하측 컨버터로 구분할 수 있으나 직류 링크단에 대용량 커패시터를 설치하는 경우 실용적인 측면에서 맥동성분을 고려하지 않아도 되며, 단상 AC 220 [V]의 상용전원을 입력으로 하면 무부하시 직류 링크단 전압이 약 310 [V]이므로 전원측 컨버터는 부하에 의한 전압강하를 고려하여 DC 300 [V]의 이상적인 전원으로 대체하였다.

부하측 컨버터는 스위칭 손실이 없는 이상적인 컨버터로 가정하고 선형제어범위가 넓은 공간벡터 펄스폭 변조방식에 의해 출력전압이 발생하도록 모델링하였고 표 1은 시뮬레이션에 적용한 시스템 파라미터를 나타낸 것이다. 그림 5는 시뮬레이션으로 구성한 MATLAB / SIMULINK 블록도를 나타낸 것이다.

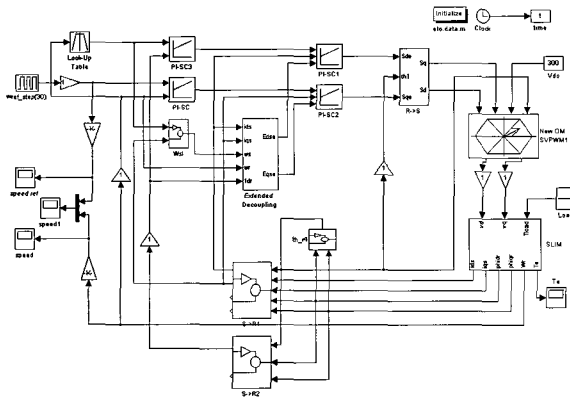


그림 5 Matlab/simulink에서의 LIM의 블록다이아그램  
Fig. 5 Block diagram of LIM in Matlab/simulink

표 1 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터  
Table 1 System parameter for simulation

$r_s$	1.35 [ $\Omega$ ]	$L_r$	32.8 [mH]
$r_r$	3.2 [ $\Omega$ ]	$J$	0.6
$L_s$	40.1 [mH]	$N_p$	4
$L_m$	32.8 [mH]	$Q$	23.3/v
$D$	0.5 [m]	-	-

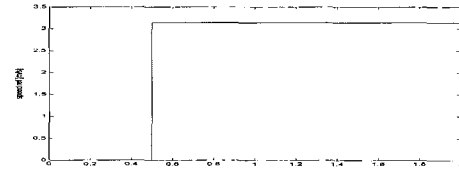
3.2 일정부하시 정속도 제어

시뮬레이션에서 공간벡터 펄스폭 변조방식의 전압형 인버터의 스위칭 주파수  $f_{sw}$  와 샘플링시간  $T_s$  는 각각 10 [kHz] 및 100 [ $\mu$ s] 로 설정하였다.

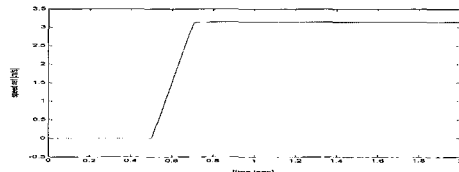
그림 6은 무 부하시 기준속도 3 [m/s]에서 동적특성을 나타내는 시뮬레이션 파형으로 그림 6의 레퍼런스 속도 2 [m/s]에 대한 실제 모터 속도의 추종 및 정속 제어를 모의한 시뮬레이션 특성결과이다.

그림 7은 무 부하시 기준속도  $\pm 3$  [m/s]에서 동적특성을 나타내는 시뮬레이션 파형으로 정상응답시간은 정지 상태에서 정 혹은 역방향으로 0.7 [sec]이고 역에서 정 방향에 대한 응답시간은 1.5 [sec]로 나타나고 있다. 그림 6(c), 7(c) 및 6(d), 7(d)의 모의 시험결과에서 d축에 대한 회전자 자속과 고정자 자속의 영향이

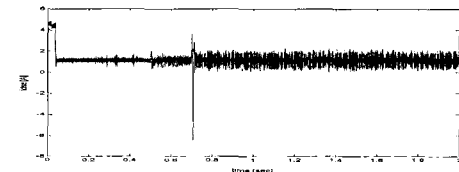
완전하게 분리되지 않음을 알 수 있으며 q축 전류와 비례하여 토크가 발생하게 되고 속도가 정상상태 도달 후 일정하게 유지하기 위한 전류변화가 나타남을 알 수 있다.



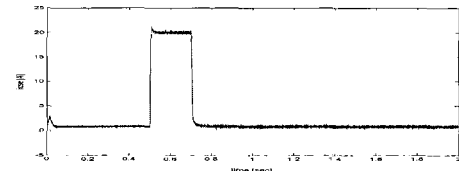
(a) 기준속도  
(a) reference speed



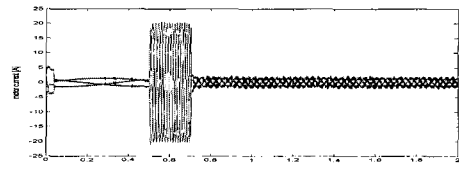
(b) 모터속도  
(b) Motor speed



(c) d-축 전류  
(c) d-axis current

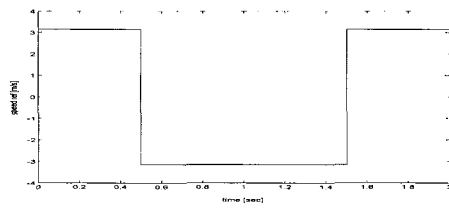


(d) q-축 전류  
(d) q-axis current

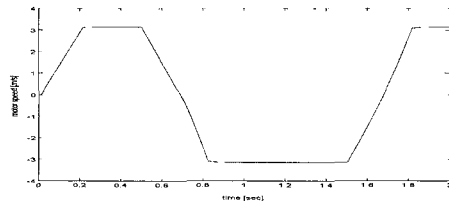


(e) 모터 전류  
(e) Motor current

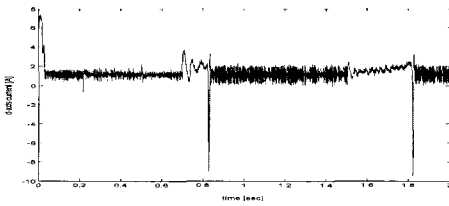
그림 6 기준속도 3 [m/s]에서 무부하시 동적특성  
Fig. 6 Dynamic characteristics of no variation load at reference speed 3 [m/s]



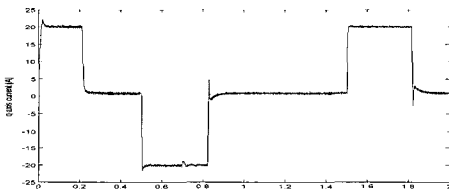
(a) 기준 속도  
(a) Reference speed



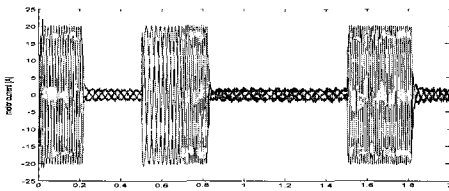
(b) 모터 속도  
(b) Motor speed



(c) d-축 전류  
(c) d-axis current



(d) q-축 전류  
(d) q-axis current



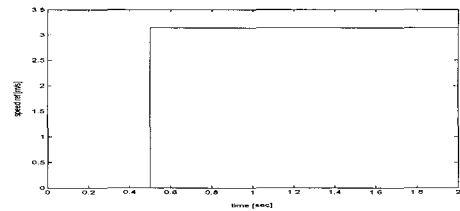
(e) 모터 전류  
(e) Motor current

그림 7 기준속도  $\pm 3$  [m/s]에서 무부하시 동적특성  
Fig. 7 Dynamic characteristics of no variation load at reference speed  $\pm 3$  [m/s]

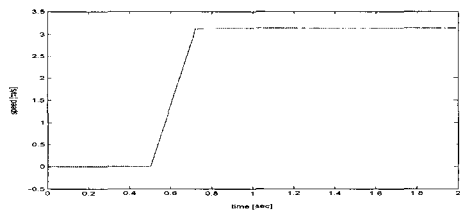
### 3.3 부하 가변시 정속도 제어

그림 8은 부하 인가시 기준속도 3 [m/s]에서 동적특성을 나타낸 것이다. 그림 8(a)의 기준 속도에 대한 그림 8(b)의 모터 속도곡선으로 정상응답 시간이 1.7 [sec]임을 알 수 있으며 기준속도가 정지 상태에서 정상상태로 전환할 때 가장 크게 나타남을 알 수 있다. 또한 0.5~1.5[s] 구간에 부하를 인가하는 조건을 가하였을 때 속응적으로 q축 값의 변화에 따른 전류변화로 일정하게 속도가 유지됨을 알 수 있다.

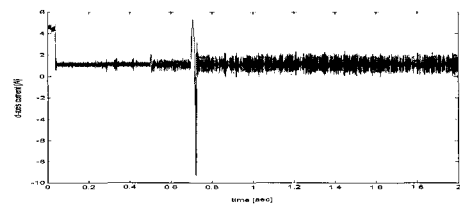
그림 9는 부하 인가 시 기준속도  $\pm 3$  [m/s]에서 동적특성을 나타낸 것으로 그림 9(a)의 기준속도에 대한 그림 9(b)의 모터속도가 정지상태에서 정상상태에 도달 시간이 0.5[sec]이며 역방향에서 정방향으로의 정상상태 도달시간은 2.8[sec]로 나타나고 있다. d축 전류의 증가로 출력특성은 정지상태에서 증가하여 정상상태에서 일정하게 유지되며 역방향에서 정방향으로 전환되는 시점에서 최대 전류를 흘림을 발생함을 알 수 있고 0.5[s]에서 1.5[s]까지 단계적으로 부하가변을 시켜도 속도는 일정하게 유지됨을 알 수 있다.



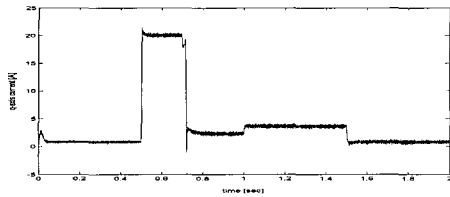
(a) 기준속도  
(a) reference speed



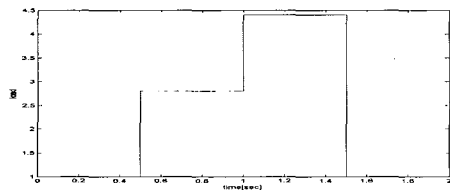
(b) 모터 속도  
(b) Motor speed



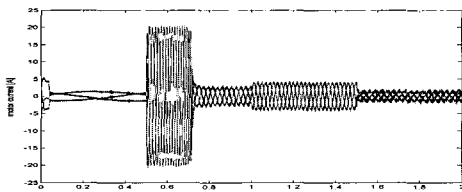
(c) d-축 전류  
(c) d-axis current



(d) q-축 전류  
(d) q-axis current

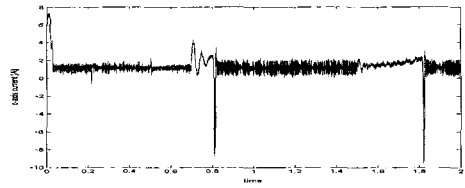


(e) 부하가변  
(e) load variation

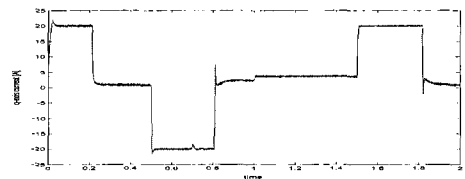


(f) 모터 전류  
(f) Motor current

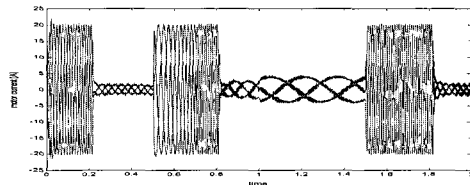
그림 8 기준속도 2[m/s]에서 가변부하시 동적특성  
Fig. 8 Dynamic characteristics of variation load at reference speed 2[m/s]



(c) d-축 전류  
(c) d-axis current



(d) q-축 전류  
(d) q-axis current



(e) 모터 전류  
(e) Motor current

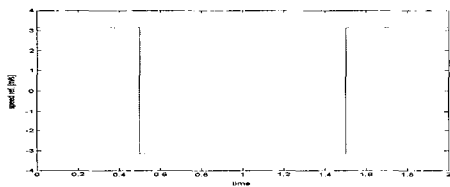
그림 9 기준속도  $\pm 3$  [m/s]에서 가변부하시 동적특성  
Fig. 9 Dynamic characteristics of variation load at reference speed  $\pm 3$  [m/s]

#### 4. 결 론

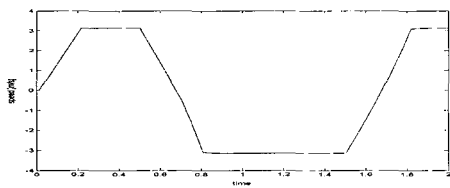
단부효과의 영향을 포함한 편측형 선형유도전동기 등가회로를 통한 모델링을 하여 시뮬레이션을 수행한 결과는 기준속도에 대한 출력속도는 이동자가 기준속도로 추종하기까지의 과도시간과 일치하였고 자속이 변함에 따라 출력을 안정시키는 결과를 가져왔다. 또한 정지상태에서 정상상태에 도달하는 속도의 출력이 정상에 도달 후 안정된 속도출력을 내었다.

이상으로 본 논문에서는 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1, 2차 상대 위치이동으로 나타나는 동 특성과 단부효과를 고려한 해석의 영향이 제어기의 수행이 어긋나지 않음을 알 수 있었다.

이 논문은 2001년 조선대학교의 학술연구비 지원을 받아 연구되었음.



(a) 기준 속도  
(a) Reference speed



(b) 모터 속도  
(b) Motor speed

**참 고 문 헌**

- [1] J.F.Gieras Linear Induction Drives, Clarendon Press, 1994.
- [2] Boldea, S. A. Narsar Linear motion electromagnetic systems, John Wiley & Sons, 1995.
- [3] James N. Nash, Direct Torque Control. Induction Motor Vector Control Without an Encoder, IEEE Trans. on IA. vol. 33. No. 2, pp. 333-3341, May/Apr. 1997.
- [4] S. Kim, K. I. Woo, B. I. Kwon Implementation of indirect field oriented control of linear induction motor using voltage source inverter, ICEE'99, pp.263-266, 1999.
- [5] Ludvik Kumin, Gorazd Stumberger, Drago Dolinar Modeling and control of a linear induction motor, ISIE'99, pp. 963-967, 1999.



**이강연(李康淵)**

1997년 조선대 공대 전기공학과 졸업.  
1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).  
2005년~현재 조선대 시간강사.



**조금배(曹錦培)**

1980년 조선대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1966년~1987년 미국 Univ. of oklahoma 객원연구원. 1998년~1999년 미국 oregon state Univ. 교환 방문교수. 2004년 전력전자학회 부회장. 2006년 현재 조선대 전기공학과 교수. 전력전자학회 감사. 대한전기학회 전 기기 및 에너지변환부문회 학술이사.

**저 자 소 개**



**임홍우(林洪雨)**

1998년 조선대 공대 전기공학과 졸업.  
2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박).  
2004년~현재 한국전기전자시험연구원 선임연구원.



**채봉(蔡燧)**

1993년 조선대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2006년 동 대학원 박사과정 수료. 2006년~현재 한국폴리텍5 광주대 전기계측제어과 교수.



**최문한(崔文漢)**

1990년 조선대 공대 전기공학과 졸업.  
1999년 동 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 박사과정 수료.  
1989~1992 금호전기(주) 계전사업부.  
1992~2001 수협중앙회 시설지원단. 2004년~현재 (주)기람엔지니어링 대표이사. 건축전기설비기술사('98).



**백형래(白亨來)**

1971년 조선대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(공학박). 2001년 대한전기학회 기획이사. 전기기기 및 에너지변환시스템 부문회 부회장. 2006년 현재 조선대 전기공학과 교수. 대한전기학회 산학협동이사.