

단부효과를 고려한 편측형 선형유도전동기 벡터제어

曹錦培*, 林洪雨, 張鎔海, 白亨來

The Vector Control of SLIM Considering End-effect

Geum-Bae Cho, Hong-Woo Lim, Yong-Hae Jang, and Hyung-Lae Baek

요 약

고속 연산이 가능한 DSP와 같은 프로세서로 인해 SVPWM은 제어시스템으로서 유용한 수단이 되고 있다.

SVPWM이 적용된 편측형 선형유도전동기를 구현하기는 어렵지만, 전류제어에 있어서 높은 수행능력 때문에 교류 모터용 벡터제어시스템 또는 서보제어시스템은 널리 사용되고 있다.

본 논문에서는 등가회로해석법을 사용하여 단부효과를 효과적으로 계산할 수 있는 동특성을 해석하여 편측형 선형유도전동기의 모델링 및 PI 제어기가 적용된 SVPWM 구동 특성을 고찰하였다.

ABSTRACT

The advanced space vector PWM is implemented for the control system using high arithmetic performance microprocessor such as DSP.

It is difficult to realize the complicate SLIM which is applied to SVPWM system, but widely used in vector control system or servo control system for AC motor because of its high performance in current control.

In this paper, we use the dynamic characteristic analyzing method that can calculate efficiently the end effect by using equivalent circuit method in the operating SLIM system modeling and examine the dynamic characteristics of SVPWM with PI controller.

Key Words : space vector PWM, single-sided linear induction motor, end-effect

1. 서 론

편측형 선형유도전동기(SLIM: Single-sided Linear Induction Motor)는 회전형 기기와 달리 직접 직선추력을 발생시키는 전동기로서 직선운동을 하는 자기부상열차, 경전철, 엘리베이터, 수평·수직 자동반송장치의 구동원으로 사용될 뿐아니라 FA 및 OA 기기 등의 구동장치로 널리 이용되고 있다.

편측형 선형유도전동기의 구동원리는 일반 회전기와 같으나 구조적으로 공극이 비교적 크며 단부 효과가 있기 때문에 추력 분포의 왜형은 물론 역률의 저하 등이 필연적으로 수반된다. 그러나 선형유도전동기는 기계적인 변환장치 없이 직접 직선구동이 가능하고 자기 부상 시에는 비접촉 및 저소음 운전이 가능할 뿐만 아니라 직선운동을 하는 시스템에서는 크랭크, 기어 등의 기계적인 변환장치를 필요로 하지 않기 때문에 시스템의 전체적인 효율이 좋아지므로 구동장치로서 더욱 활발히 응용될 전망이다.

편측형 선형유도전동기는 구조상으로 1차측 길이 방향이 유한하여 입구단과 출구단에서의 자속이 불균형하게 되는 종방향 단부효과가 발생하게 되며 1차측 이 동자계에 의해 평판 도체로 구성된 2차측에 유기되는

*조선대 전기공학과 교수

E-mail : gbcho@mail.chosun.ac.kr

접수일자 : 2002. 6. 27

1차심사 요청일 : 2002. 6.29

심사완료일 : 2002. 7.26

와전류 성분 중 자속의 진행방향과 같은 성분이 존재하기 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^[1-4].

최근에 발달한 유효요소법과 같은 수치해석 방법을 사용함으로써 선형유도전동기의 단부효과를 포함시킨 특성해석은 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.

DSP 등과 같은 고속연산처리용 마이크로프로세서의 실용화와 함께 공간벡터 펄스폭변조방식(SVPWM: space vector pulse width modulation) 과 같은 전류제어기술의 진보를 가져왔다. 편측형 선형유도전동기를 제어하기 위한 SVPWM 방식은 상당히 복잡하여 구현하기가 용이하지 않음에도 불구하고 탁월한 전류제어 성능 때문에 오늘날 교류전동기의 벡터제어 또는 고정능 서보제어에서는 거의 필수적으로 사용되고 있다^[5-8].

본 논문에서는 편측형 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1, 2차 상대 위치이동으로 나타나는 동 특성과 이 때의 단부효과를 고려한 등가회로 해석방법을 이용하여 시스템을 모델링하였으며 편측형 선형유도전동기의 제어기로는 서보용으로 전류제어를 하기 위한 고정능 DSP를 사용하여 SVPWM 실험을 구현하였으며 제어시스템 설계, 구성 및 그 동적특성을 고찰하였다.

2. 편측형 선형유도전동기 벡터제어

2.1 편측형 선형유도전동기 모델링

편측형 선형유도전동기의 1차측이 움직이지 않을 때, 회전형 유도전동기와 등가회로는 크게 다를게 없다. 그러나 1차측이 움직이게 되면 단부효과에 의해 발생하는 와전류의 변화로 인해 등가회로는 더 이상 회전형 유도전동기와 같지 않게 된다. 발생하는 와전류는 1차측이 이동하게 되면 입구단 영역에서 2차도체쪽에는 새로운 자계가 형성되는 반면 1차측 이동자의 출구단의 자장은 사라지게 된다.

단부효과에 의해 발생한 자계의 생성과 소멸은 2차도체판의 와전류를 형성하게 되며 2차측 와전류는 1

차측 주권선과 반전된 형태의 전류가 된다.

입구단에서 와전류는 매우 빠르게 생성되어 1차측 주권선 전류에 영향을 주며, 주권선의 FEM을 왜곡시키고 입구단에서는 자속을 거의 0 가깝게 까지 감소시키게 된다.

한편, 1차측 이동자에 의해 발생한 와전류는 또다른 자계를 형성시키고 주권선의 코어 진행방향을 지연시킨다. 이러한 주권선에 의해 발생한 2차측 와전류의 증가 혹은 감소는 제각기 도체판의 시정수 $T_{br} = L_{br}/r_r$ 와 전체 시정수 $T_r = L_r/r_r$ 에 의해 다르게 나타난다. 시정수 T_r 에 비해 T_{br} 이 작은 값이기 때문에 입구단에서의 와전류는 1차측 주권선 전류크기에 따라 매우 빠르게 형성되고 느리게 소멸되는 것이다.

회전형 유도전동기의 회전자계기준벡터제어(RFOC: Rotary field oriented vector control) 에서는 $\lambda_{qr}^e = 0, i_{dr}^e = 0, i_{qr}^e = -L_m/L_r \cdot i_{qs}^e$ 인 안정된 상태에서 동기 기준프레임을 d축 회전자 자속 λ_{dr}^e 에 일치시키는데 이러한 점을 선형유도전동기에 유사하게 적용시킬 수 있다.

편측형 선형유도전동기의 2차도체 자속을 기준자속으로 맞추고 이를 d축이라고 하면 $\lambda_{qr}^e = 0$ 으로 놓을 수 있다. $\lambda_{qr}^e = 0$ 이고 λ_{dr}^e 가 변하지 않는 한 단부효과는 등가회로에 어떠한 영향도 미치지 않게 된다. $i_{qr}^e = -i_{qs}^e$ 의 관계에서 입구단의 q축 와전류는 작은 오차범위 내에서 $\lambda_{qr}^e = 0$ 으로 유지된다. 그러므로 q축 등가회로는 회전형 유도전동기의 경우로 생각할 수 있게 된다.

한편, d축 공극자속은 d축 입구단 와전류, $i_{e_{de}}$ 및 λ_{dr}^e 의 감소에 의한 와전류에 의해 많은 영향을 받는다. 따라서, 회전형 유도전동기의 d축 동적 모델링은 선형유도전동기에 적용할 수 없게 되고 이러한 점을 고려하여야만 한다.

1차측 이동자가 이동할 때, 2차측 도체에 나타나는 1차측에 의한 FEM은 입구단에서 감소하게 되고 출구단에서는 자속의 연속성 때문에 공극의 자속을 유지시키는 쪽으로 영향을 미친다. 특히, 입구단의 와전류에 의해 형성된 자속은 일반적으로 자계의 생성과 소멸을 방해하는 쪽으로 형성되고 출구단의 와전류와는 이와 반대방향으로 생성된다. 또한 인덕턴스가 공극에서보다 공기중에서 크게 되듯이 입구단 와전류는 출구단의 와전류 보다 감소하는 시정수 비가 크게 된다.

그림 1은 d축을 기준으로 놓은 공극에서의 FEM을 일반화된 타임 스케일로 나타낸 FEM의 형성을 나타낸 것이다.

d축 입구단 와전류는 시정수 T_r 동안에 소멸되며 이 시간동안 이동자 길이에 따른 d축 입구단 평균전류 값 i_{ds}^e 는 식 (1)과 같다.

$$i_{ds}^e = \frac{i_{ds}^e}{T_v} \cdot \int_0^{T_v} e^{-t/T_r} dt \quad (1)$$

여기서, $T_v = D / v$ 이고 D, v 는 1차측 이동자의 길이와 이동자 속도를 나타낸 것이다.

$T_v = D / v$ 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.

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

여기서, Q 는 길이도 폭도 두께도 없는 변수이지만 일반화된 타임 스케일에서 이동자의 길이라는 의미를 나타낸 것이다. 이러한 점에서 Q 는 이동 속도에 따라 달라지는 변수가 된다.

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

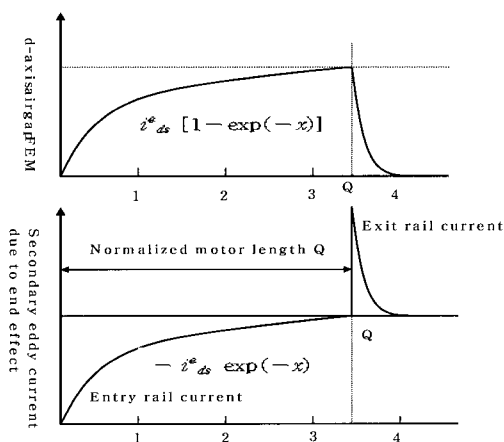


그림 1 일반화된 타임스케일로 본 공극에서의 FEM형성
Fig. 1 Effective air gap in normalized time scale

식 (1)과 식 (2)를 이용하여 Q 를 포함한 식 (3)으로 재구성할 수 있다.

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

여기서, x 는 일반화된 타임 스케일을 나타낸다.

이러한 와전류에 의해 1차측 자화전류는 감소하게 되며 다음 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

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

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 동작특성은 단부효과가 없어지기 때문에 회전형 유도전동기와 같은 등가 식을 적용시킬 수 있다.

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

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

따라서 입구단의 와전류에 의한 손실은 다음 식 (7)과 같다.

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

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

식 (3)으로부터 공극에서의 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 도체에 사라져야 된다. 따라서 출구단의 와전류에 의한 손실은 다음 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

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

식 (6)과 식 (7)을 더하면, 2차 도체판에 발생한 와전류에 의한 전체 오음손은 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 저항 $r_r f(Q)$ 로 대체할 수 있다.

편측형 선형유도전동기의 1차측 이동자 전압 V_s 를 동기좌표의 d-q 성분으로 나타내면 식 (10)과 같다.

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

여기서, e는 동기좌표를 의미한다.

동기속도 ω_e 로 움직이는 좌표상에서 ω_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.

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

편측형 선형유도전동기의 동기 좌표방정식에서 1차측 이동자 자속 및 2차측 자속은 식 (12) 및 식 (13)과 같다.

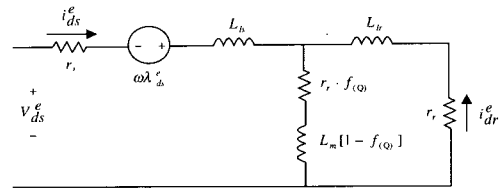
$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= L_{ls} i_{ds}^e + L_m (1-f(Q)) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \\ \lambda_{qs}^e &= L_{ls} i_{qs}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \end{aligned} \quad (12)$$

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

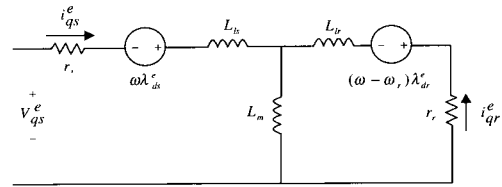
편측형 선형유도전동기의 경우 2차측 도체전압은 0이므로 식 (10) 및 (11)에 식 (12), 식 (13)을 대입하여 행렬식으로 나타내면 식 (14)와 같다.

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

그럼 2는 식 (14)에 따라 1차측 이동자가 이동하면서 발생하는 단부효과를 고려한 편측형 선형유도전동기 동기좌표에서 나타낸 등가회로이다.



d-axis equivalent circuit



q-axis equivalent circuit

그림 2 단부효과를 고려한 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit considering end effect

2.2 공간벡터 펄스폭 변조방식

그림 3은 공간벡터 변조기법으로 d-q축 좌표평면을 6개의 섹터로 구분하고, 각 섹터에서 기준전압벡터 V_{ref} 의 크기와 위상을 이용하여 인접하는 유효전압벡터와 영전압벡터의 인가시간을 결정하여 스위칭 신호를 발생하는 펄스폭 변조방식이다.

기준전압벡터 V_{ref} 는 식 (15)와 같이 3상전압의 합으로 정의된다.

$$V_{ref} = V_a + a V_b + a^2 V_c \quad (15)$$

여기서, $a = e^{j2\pi/3}$ 이다.

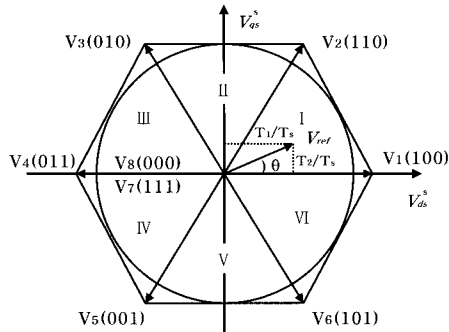


그림 3 공간벡터 펄스폭 변조 방식
Fig. 3 Space vector pulse width modulation

스위칭 주파수가 높을 경우 샘플링 구간과 스위칭 구간을 동일하게 선정하면 기준전압벡터 V_{ref} 는 인접한 두 개의 유효 전압벡터와 인가시간의 곱인 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ref} T_s = V_k t_1 + V_{k+1} t_2 \quad (16)$$

여기서, T_s : 샘플링 시간

t_k : V_k 벡터를 on 으로 유지하는 시간

t_2 : V_{k+1} 벡터를 on 으로 유지하는 시간

k : 섹터번호,

단, $k=6$ 이면 $k+1=k+1-6$ 이다.

샘플링 주기의 T_s 에서 유효시간 t_1 및 t_2 가 제거된 나머지 잔여시간 t_0 는 영벡터인 V_7 또는 V_8 에 의해 사용되며 $t_0 = T_s - t_1 - t_2$ 의 관계가 성립한다.

식 (15)의 기준전압벡터 V_{ref} 를 d-q 성분으로 나타내면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{ref} \cos \gamma T_s &= \sqrt{3} V_{dc} (t_1 + t_2 \cos \frac{\pi}{6}) \\ V_{ref} \sin \gamma T_s &= \sqrt{3} V_{dc} t_2 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서,

$$V_{ref} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3}), \quad \gamma = \theta - \frac{\pi}{3}(k-1)$$

이다.

식 (16), 식 (17)로부터 인접한 유효벡터의 스위칭 시간은 식 (18)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} t_1 &= m \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} + \gamma) \\ t_2 &= m \frac{\sqrt{3} V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin \gamma \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, 변조지수 m 은 식 (19)와 같다.

$$m = \sqrt{3} \frac{V^*}{V_{dc}} \quad (19)$$

표 1은 스위칭 시간동안 인가되는 인접벡터의 크기를 2상 전압으로 나타낸 것이다.

그림 4는 공간벡터 변조방식에서 스위칭손실을 최소화하기 위한 스위칭 배열로 섹터 1을 일 예로 든 것이다.

그림 4에서 보는 바와 같이 샘플링 타임 $T_s(n)$ 에 대하여 스위칭 타임 $t_0/2 \rightarrow t_1 \rightarrow t_2 \rightarrow t_0/2$ 순으로 배열시키고 스위칭 타임 각각에 대하여 $V_8 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7$ 벡터를 인가하고, 다음 샘플링 기간 $T_s(n+1)$ 에 대해서는 스위칭 타임을 $t_0/2 \rightarrow t_2 \rightarrow t_1 \rightarrow t_0/2$ 순으로 반전하여 배열한다. 각 인가 시간에 대하여 $V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_8$ 벡터를 인가하면 표 1의 각 벡터의 스위칭 상태와 같이 매 스위칭 순간에서 지정된 어느 한 상에서만 전이가 이루어지므로 스위칭 손실이 최소화 된다.

그림 5는 그림 4와 같은 d-q 좌표에서의 출력전압 벡터를 3상 성분으로 나타낸 것이다.

표 1 d-q축에서 SVPWM의 출력전압 벡터
Table 1 Voltage vector of SVPWM on d-q axis

Vector	Angle	Switching status	V_d	V_q	V_{dq}
V_1	0	1 0 0	E	0	E
V_2	$\pi/3$	1 1 0	$E/2$	$\sqrt{3}E/2$	E
V_3	$2\pi/3$	0 1 0	$-E/2$	$\sqrt{3}E/2$	E
V_4	π	0 1 1	E	0	E
V_5	$4\pi/3$	0 0 1	$-E/2$	$\sqrt{3}E/2$	E
V_6	$5\pi/3$	1 0 1	$E/2$	$\sqrt{3}E/2$	E
V_7	-	1 1 1	0	0	0
V_8	-	0 0 0	0	0	0

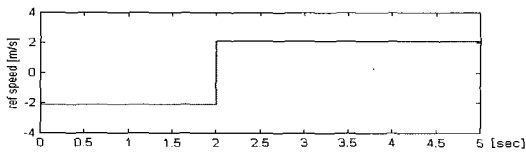
3.2 결과고찰

시뮬레이션에서 공간벡터 펄스폭변조방식의 전압형 인버터의 스위칭 주파수 f_{sw} 와 샘플링시간 T_s 는 각각 10 [kHz] 및 100 [μ s] 로 설정하였다.

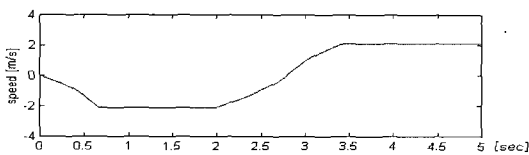
그림 8은 가변부하에서의 기준속도 2 [m/s]에서 동적 특성을 나타낸 것이다.

기준속도를 동일한 2 [m/s]로 설정하여 부하를 가변시켰을 때와 전부하를 인가시켰을 때의 동적특성을 시뮬레이션하기 위한 것으로 두 조건 모두에서 속도를 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 특히 부하 인가시 d 축전류의 크기가 증가됨을 볼 수 있고 이는 추력이 증가하게 되어 정상응답특성이 부하 및 무부하시에서 유사하게 나타남을 볼 수 있다.

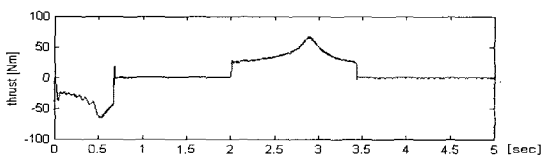
그림 8의 시뮬레이션에서는 부하를 1 [sec]에서 2 [sec]동안 전부하를 가하고 이 외의 구간에서는 무부하로 하여 가변부하조건을 설정하였다. 부하가변이 끝나는 2 [sec] 부근에서 속도의 왜곡이 있으나 이내 정상상태에 복귀하여 속도를 추종하고 있음을 알 수 있으며 그림 8(c)의 추력 파형에서 알 수 있듯이 가변부하에 속응하는 특성을 보이고 있다.



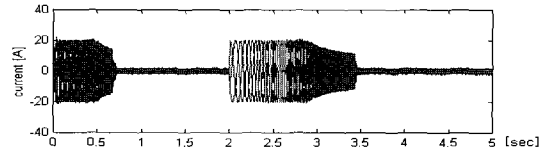
(a) reference speed



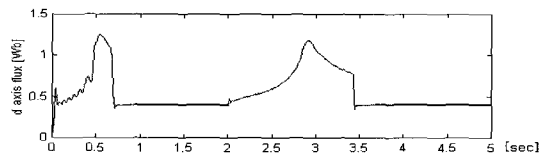
(b) Motor speed



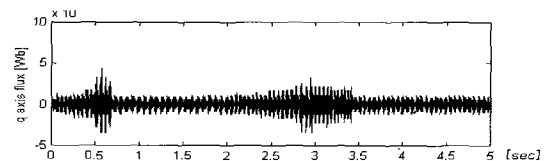
(c) Thrust



(d) Motor current



(e) d-axis flux



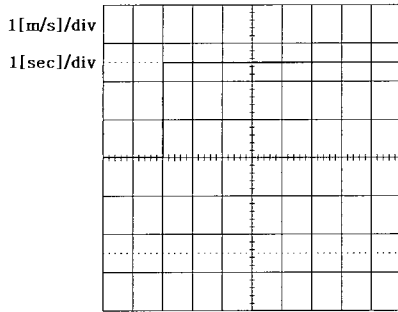
(f) q-axis flux

그림 8 무 부하시 기준속도 ± 2 [m/s]에서 동적 특성
Fig. 8 Dynamic characteristics of no load at reference speed ± 2 [m/s]

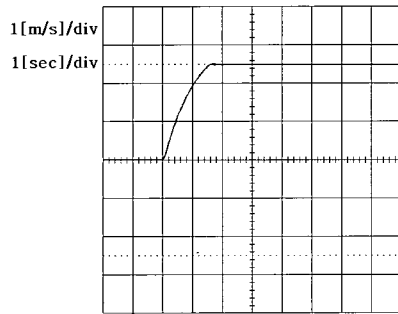
4. 실험결과 및 고찰

본 논문에서는 편축형 선형유도전동기의 SVPWM 구동특성을 고찰하기 위하여 실험 제작한 편축형선형유도전동기와 PI 제어 알고리즘이 적용된 DSP 제어보드를 이용하여 실험하였다.

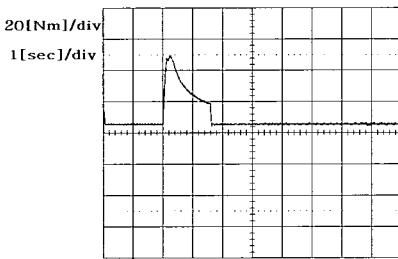
그림 9는 기준속도 2.5 [m/s]에서 부하가변 및 전부하에서의 동적특성을 나타낸 것으로 정지상태에서 정상상태에 도달하는 속도의 출력이 모두 비슷한 시간에서 정상에 도달후 안정된 속도출력을 내고 있음을 알 수 있다. d축 전류의 경우 무 부하일 때 보다 전 부하시에 전류 리플이 증가함을 알 수 있고 이는 제어기의 보상회로를 통해 속도출력에 속응하기 위한 계환값으로 변환되어 안정된 출력을 얻게 됨을 알 수 있다. 또한 q축 전류에 비례한 추력이 발생하고 있으며 q축 전류의 연산이 고속의 DSP 상에서 연산처리 되어 반영하고 있음을 입증하는 것이다.



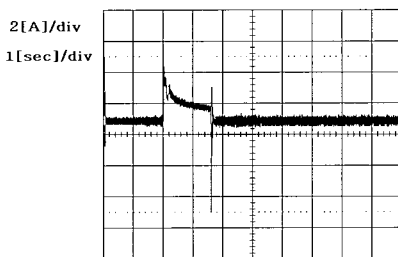
(a) reference speed



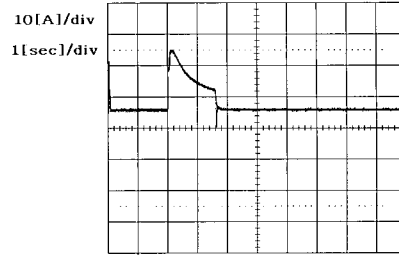
(b) speed



(c) thrust



(d) d-axis current



(e) q-axis current

그림 9 기준속도 2.5 [m/s]에서의 동적특성
Fig. 9 Dynamic characteristics at reference speed 2.5 [m/s]

5. 결 론

단부 효과를 고려한 등가회로를 SVPWM을 위한 동기좌표에 접목시켜 편측형 선형유도전동기를 모델링하여 시뮬레이션을 수행하였고 편측형 선형유도전동기 및 공간벡터 펄스 폭 변조방식을 적용한 DSP 보드 구동 드라이브를 제어기로 구성하여 측정된 파라미터를 적용하고 실 제작한 편측형 선형유도전동기에 적용하여 구동특성을 고찰한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 기준속도에 대한 출력속도는 이동자가 기준속도로 추종하기까지의 과도시간과 일치하였고 자속이 변함에 따라 출력을 안정시키는 결과를 가져왔다.
2. 정지상태에서 정상상태에 도달하는 속도의 출력이 정상에 도달후 안정된 속도출력을 내었고 제어기의 보상회로를 통해 속도출력에 속응하기 위한 게환값으로 변환되어 안정된 출력을 얻을 수 있었다.

본 논문에서는 편측형 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1, 2차 상대 위치이동으로 나타나는 동 특성과 단부효과를 고려한 등가회로 해석방법을 이용한 시스템 모델링 및 시뮬레이션 결과, 실험결과를 고찰하기 위하여 편측형 선형유도전동기를 설계 및 제작하고 SVPWM을 구현한 제어기를 적용하였다.

향후 벡터제어 시스템에서 회전자 저항값의 변동 등에 따른 파라미터의 부정확한 결과로 시스템 안정도 저하를 보완하여야 할 것이며 자속 관측기 등의 알고리즘을 적용하여 안정도 개선해야 할 것이다.

이 논문은 2000년도 조선대학교 교내학술연구비의 지원을 받아 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] T. Onuki, Y. Kamiya, Y. Kurimoto, and M. Yoshizawa, "A novel block method in the single-sided linear induction motor with a short secondary member", IEEE Trans. on IA, vol. 14, No. 4, pp. 1323~1328, 1999.
- [2] B.I. Kwon, K.I. Woo, and S. Kim, "Finite element analysis of direct thrust controlled linear induction motor", IEEE Trans. on IA, Vol. 35, No. 3, pp. 1306~1309, 1999.
- [3] J.H. Sung and K.G. Nam, "A new approach to vector control for a linear induction motor considering end effects", IEEE Trans. on IA, pp. 2284~2289, 1999.
- [4] S. Kim, K.I. Woo, and B.I. Kwon, "Implimentation of indirect field oriented control of linear induction motor using voltage source inverter", ICEE '99, pp. 263~266, 1999.
- [5] Ludvik Kumin, Gorazd Stumberger, and Drago Dolinar, "Modeling and control of a linear induction motor", ISIE '99, pp. 963~967, 1999.
- [6] 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.
- [7] J.F. Gieras, "Linear Induction Drives", Clarendon Press, 1994.
- [8] A. Brajder, "Electrical Drives for Machine Tools a Permanent Challenge to the Drive Performance", Proceedings of the 9th IFAC, Dubrovnik, Croatia, pp. 225~228, October 1996.

저 자 소 개



조금배(曹錦培)

1954년 1월 18일생. 1980년 조선대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1955년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1966년 6월~1987년 2월 미국 Univ. of Oklahoma 객원연구원. 1988년 1월~1999년 2월 미국 Oregon State Univ.

교환 방문교수. 현재 조선대학교 전기공학과 교수. 당 학회 학술이사.



임홍우(林洪雨)

1972년 11월 12일생. 1998년 조선대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 현재 동 대학원 박사과정.



장용해(張鎔海)

1959년 6월 19일생. 1988년 조선대 전기공학과 졸업. 1995년 조선대 산업대학원 졸업(석사). 1995년 (주)선강엔지니어링 이사. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 광주기능대학 전기과 조교수.



백형래(白亨來)

1949년 5월 4일생. 1971년 조선대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(박사). 2001년 대한전기학회 기획이사, 전기기기 및 에너지변환시스템 부문회 부회장. 2002년 현재 조선대 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.