

공간벡터변조방식을 적용한 편측형 선형유도전동기 제작 및 동특성에 관한 연구

임홍우, 서강성, 박정민, 조금배, 백형래(조선대), 장용해(광주기능대)

A Study on the Design and Characteristics of SLIM using SVPWM

H.W.Lim, K.S.Seo, J.M.Park, G.B.Cho, H.L.Baek(Chosun univ.), Y.H.Jang(Kwangju Polytechnic College)

Abstract - This paper describes that single-sided linear induction motor is controlled by space vector pulse width modulation. Furthermore, it shows that the speed and thrust is adulated as give a each step reference by controller.

1. 서 론

편측형 선형유도전동기(Single-sided Linear Induction Motor) 회전형 기기와 달리 직접 직선 추력을 발생시키는 전동기로서 직선운동을 하는 자기부상열차, 경 전철, 엘리베이터, 수평·수직 자동 반송장치의 구동 원으로 사용될 뿐 아니라 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 악화 등이 필연적으로 수반되나 기계적인 변환장치 없이 직접 직선 구동이 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 좋지 않으므로 구동 장치로서 더욱 활발히 응용될 전망이다.

편측형 선형유도전동기의 구조는 1차측 길이 방향이 유한하여 입구단과 출구 단에서 자속이 불 균형하게 되는 종 방향 단부 효과가 발생하게 되며 1차측 이동자계에 의해 평판 도체로 구성된 2차측에 유기되는 와전류 성분 중 자속의 진행방향과 같은 성분이 존재하기 때문에 유효 공극 길이의 증가와 자속의 왜곡 등 횡 방향 단부 효과가 발생한다. 또한 1차측과 2차측 사이에서 발생하는 수직력은 종 방향 단부 효과와 횡 방향 단부효과와 함께 회전기에서는 발생하지 않는 특성을 지니고 있다.

선형유도전동기의 특성 해석 법에는 전자장 해석법과 등가회로 해석 법을 들 수 있다. 전자장 해석 법은 기하학적 형상 등의 물리적인 조건을 고려하기 용이한 점이 있고, 등가회로 해석 법은 벡터제어 등의 제어시스템 구성 및 과도상태의 해석에 유용한 방법이다.

벡터제어 방식은 자속 각을 이용하여 정지좌표 성분을 동기좌표 성분으로 변환하고 이들 성분을 독립적으로 제어하는 방식으로 두 성분의 상호간섭을 배제하기 위하여

일반적으로 제어회로의 출력 단계 상태궤환 보상회로를 갖는다.

자속을 일정하게 유지하기 위하여 자속 성분 전류제어 기 전단에 자속 제어기 부가하여 자속 성분 전류의 기준 값을 제어하며, 약계자 영역에서의 자속 포화를 보상하기 위하여 자속 제어기 전단에는 속도와 자속의 함수로 구성된 함수발생기가 부가된다.

본 논문에서는 선형유도전동기의 특성 해석은 단부가 존재하여 기자력 및 자기회로가 불연속적이어서 회전기와 같이 대칭성만을 이용하여 일부분만을 해석 영역으로 할 수 없어 기기 전체를 해석 영역으로 잡아야 하기 때문에 특성해석에 어려움이 있어 본 논문에서는 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1, 2차 상대 위치이동으로 나타나는 단부 효과 특성을 효과적으로 해석할 수 있는 방법을 이용하여 파라미터 특성을 해석하였고 궤환 선형화 기법에 의한 비선형 제어와 속도 및 자속 추정 알고리즘을 적용한 공간벡터 펄스 폭 변조방식의 드라이브를 제어기로 구성하여 구동하고 특성을 고찰하였다.

2. 편측형 선형유도전동기 모델링

2.1 단부 효과에 의한 자화 인덕턴스

1차측 주권선이 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 극성은 일반적으로 자계의 생성과 소멸을 방해하는 쪽으로 극성이 형성되듯이 출구단의 와전류와는 반대방향으로 생성되며 인덕턴스가 공극에서 보다 공기 중에서 크게 되듯이 입구단 와전류는 출구단의 와전류 보다 감소하는 시정수가 비가 크다.

d축 입구단 와전류는 시정수 T_r 동안에 소멸되며 이 시간동안 이동자 길이에 따른 d축 입구단 평균 전류 값 i_{de} 는 식(2-1)과 같다.

$$i_{de} = \frac{i_{d\alpha}}{T_v} \cdot \int_0^{T_r} e^{-\alpha T} dt \quad (2-1)$$

여기서 $T_v = D/v$ 이고 D는 1차측 이동자 길이, v는 이동자 속도이다. 일반화된 타임스케일에서 이동자의 길이 Q는 식 (2-2)와 같다

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

그림 1은 d축으로 놓은 공극에서의 FEM을 일반화된 타임 스케일로 나타낸 것이고 그림 4는 일반화된 타임 스케일에서 와전류의 발생 형태를 나타낸 것이다.

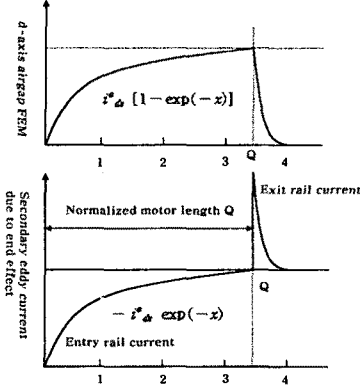


Fig. 1 Effective air gap in normalized time sc

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

$$i_{e}^e = \frac{i_{ds}^e}{Q} \cdot \int_0^Q e^{-x} dx = i_{ds}^e \cdot \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (2-3)$$

와전류에 의해 1차측 자화전류는 감소하게 되며 다음 식(2-4)와 같다.

$$i_{ds}^e - i_e^e = i_{ds}^e \cdot \left[1 - \frac{1 - e^{-Q}}{Q}\right] \quad (2-4)$$

와전류에 의해 1차측 자화전류는 감소되며 감소된 자화 인덕턴스의 값은 식(2-5)와 같다.

$$L'_m = L_m(1 - f(Q)) \quad (2-5)$$

여기서 $f(Q) = [1 - e^{-Q}]/Q$ 이다.

2-2. 2차도체의 와전류 손실에 의한 등가 직렬저항

1차측 이동자가 이동하여 2차 도체로 입구단과 출구단의 와전류가 발생하게 될 때 오옴 손은 r_r 에 의해 발생하게 된다. 이동자 길이에 따른 입구단 와전류의 실효 값은 식은 다음(2-6)과 같다.

$$i_{rms} = \left[\frac{i_{ds}^{e2}}{Q} \cdot \int_0^Q e^{-2x} dx \right]^{1/2} = i_{ds}^e \cdot \left[\frac{1 - e^{-2Q}}{2Q} \right]^{1/2} \quad (2-6)$$

따라서 입구단의 와전류에 의한 손실은 다음 식 (2-7)과 같다.

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

식 (2-6)과 같은 방법으로 이동자와 2차 도체판의 공극이 사라지게 되고 또한 단위 시간당 자화 에너지의 변화에 의해 출구단의 와전류로 인한 손실을 산출할 수 있다.

식 (2-3)으로부터 공극에서의 전체 와전류는

$i_{ds}^e \cdot 1 - e^{-Q}$ 로 쓸 수 있다. 이 전류는 공극 자속 내에서 안정된 상태조건을 유지하기위해 T_v 동안 출구단의 2차 도체에서 사라져야 된다. 따라서 출구단의 와전류에 의한 손실은 다음식 (2-8)과 같이 주어진다.

$$P_{exit} = L_r i_{ds}^{e2} \frac{(1 - e^{-Q})^2}{2T_v} = i_{ds}^e r_r \frac{(1 - e^{-Q})^2}{2Q} \quad (2-8)$$

식 (2-6)과 식 (2-7)을 더하면, 2차 도체판에 발생 와전류에 의한 전체 오옴손은 다음 식(2-9)와 같다.

$$P_{ddy} = \frac{i_{ds}^{e2} r_r (1 - e^{-Q})}{Q} = i_{ds}^{e2} r_r f(Q) \quad (2-9)$$

이러한 전력손실은 병렬로 결선된 자화전류 분기회로에 직렬로 결선된 저항 $r_r f(Q)$ 로 대체할 수 있다.

그림 2는 단부 효과를 고려한 편축형 선형유도전동기의 등가회로를 나타낸 것이다.

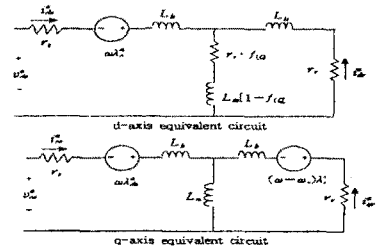


Fig.2 The equivalent circuit of SLIM

2-3. 동기좌표의 d-q 등가회로와 상태방정식 유도

1차측 이동자 전압 V_s 를 동기좌표의 d-q 성분으로 나타내면 식 (2-10)과 같다.

$$V_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + r_r f(Q) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (2-10)$$

$$V_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e$$

여기서, e 는 동기좌표를 의미한다.

동기속도 ω_e 로 움직이는 좌표상에서 ω_r 로 이동하는 이동자의 속도를 관찰하면 $\omega_e - \omega_r = \omega_{sl}$ 의 상대속도로 움직이는 것으로 보이므로 2차측 도체 전압 V_r 을 동기 좌표성분으로 나타내면 식 (2-11)과 같다.

$$V_{dr}^e = r_r [i_{dr}^e + f(Q)(i_{ds}^e + i_{dr}^e)] + p \lambda_{dr}^e \quad (2-11)$$

$$V_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e$$

그림 2로부터 편축형 선형유도전동기의 동기 좌표방정식에서 1차측 이동자 자속 및 2차측 자속은 식 (2-12) 및 식 (2-13)와 같다.

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m(1 - f(Q)) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (2-12)$$

$$\lambda_{qr}^e = L_s i_{qr}^e + L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m(1 - f(Q)) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) + L_r i_{dr}^e \quad (2-13)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) + L_r i_{qr}^e$$

편측형 선형유도전동기의 경우 2차측도체 전압은 0이므로 식 (2-10) 및 (2-11)에 식 (2-12) 식 (2-13)을 대입하여 행렬식으로 나타내면 식 (2-14)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + r_f(\alpha) + L_s + \beta L_m(1-f(\alpha)) & -\omega_s(L_s + L_m) & r_f(\alpha) + L_m(1-f(\alpha)) & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_s + L_m(1-f(\alpha))) & r_s + \beta(L_s + L_m) & \omega_s(1-f(\alpha)) & \beta L_m \\ r_f(\alpha) + L_m(1-f(\alpha)) & L_m & r_s(1+f(\alpha)) + L_s + \beta L_m(1-f(\alpha)) & L_m + L_s \\ (\omega_s - \omega_r)\beta(L_s + L_m) & L_m & (\omega_s - \omega_r)(L_s + L_m) & r_r + L_m + L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{dr} \\ i_{\sigma} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

한편, 편측형 선형유도전동기의 추력 F 는 다음식 (2-15)와 같다.

$$F = \frac{3\pi}{2r} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{ds}^e \cdot i_{\sigma}^e - \lambda_{\sigma}^e \cdot i_{ds}^e) \quad (2-15)$$

또한 식 (2-15)로부터 슬립을 구하면 식 (2-16)과 같다.

$$S_{\omega_s} = \frac{r_r i_{\sigma}^e}{\lambda_{dr}^e} = \frac{r_r}{L_r} \cdot \frac{L_m i_{\sigma}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (2-16)$$

슬립은 회전형 유도전동기의 경우와 동일하다. 그러나 선형유도전동기와 회전형 유도전동기와의 가장 큰 차이점은 λ_{dr}^e 의 과도현상에 대한 특성이다. λ_{dr}^e 는 식 (2-15)과 식 (2-16)으로부터 식 (2-17)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dr}^e = \frac{[L_m - L_r f(\alpha)] r_r}{[L_r + L_m(1-f(\alpha))] b + r_r(1+f(\alpha))} \cdot i_{\sigma}^e \quad (2-17)$$

따라서, λ_{dr}^e 를 일정하게 유지하기위해 식 (2-17)에 의해 정확한 자속 정보를 계산할 수 있어야 한다.

식 (2-27)에서 Q 를 조정할 후 다음 식 (2-18)을 얻을 수 있다.

$$F = \frac{3\pi}{2r} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m(1-f(\alpha))}{L_r + L_m(1-f(\alpha))} \times \left(\lambda_{dr}^e i_{\sigma}^e - \frac{L_r^2}{L_r} \cdot \frac{f(\alpha)}{1-f(\alpha)} \cdot i_{ds}^e i_{\sigma}^e \right) \quad (2-18)$$

식 (2-18)으로부터, 와전류 손실에 의해 발생된 추력은 식 (2-18)의 두 번째 항 때문에 더이상 i_{σ}^e 에 비례하지 않음을 알 수 있다. 두 번째항은 항상 반대 신호이고 여기서 추력은 동적제동토크(dynamic braking torque)라고 한다.

급제동이 필요한 가장자리의 경우에 있어서 동적제동력은 이동자의 정지에 도움이 되기도 한다. 그러나 동적제동토크는 추력 F 와 i_{σ}^e 사이의 선형의 관계를 유지하기 위해 보상해주어야 한다.

한편, 선형유도전동기가 저속으로 구동하게되면 $f(\alpha)$ 는 Q 의 크기 때문에 1/2 보다 작은 값을 갖는다. 따라서 이동자의 이동속도가 그리 높지 않은 경우에 있어서 식 (2-30)의 두 번째 항을 무시할 수 있다.

자속 λ_{dr}^e 는 $f(\alpha)$ 가 포함된 식(2-18)을 토대로 산출할 수 있고 Q 는 이동자 속도 함수를 의미하며 따라서 이동자가 높은 속도로 이동하게되더라도 단부효과로 인한 자속의 감속을 막을 수 있을 뿐만 아니라

feed-forward 보상을 통해 동적제동특성을 보상할 수 있다.

3. 변환기의 구성

그림 3은 다이오드 정류기와 인버터로 구성된 편측형 선형유도전동기 구동용 AC-DC-AC 컨버터의 구성도를 나타낸 것이다.

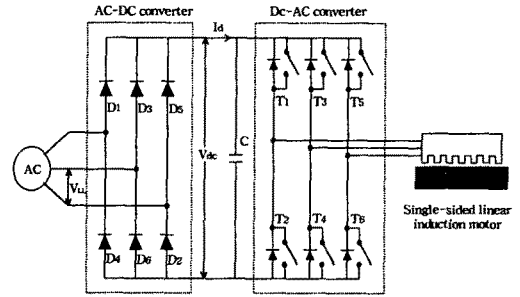


Fig.3 Converter for single-sided linear induction

3-1. 제어보드

DSP 보드의 Mail CPU로는 고속의 부동 소수점 연산이 가능한 Texas Instrument 사의 60 (MHz) 의 TM320C31을 적용하였으며, 50 (MHz)의 클럭을 내장하고 있다.

EPLD는 2개로 Altera사 제품이며, 첫 번째 EPLD는 메모리 디코딩 및 A/D 컨버터와 D/A 컨버터의 역할을 담당하고, 두 번째 EPLD는 기준전압값으로부터 제어기에 의해 계산된 인접벡터의 유효 인가시간을 받아 들여 내부의 카운터를 동작시키므로써 공간벡터 펄스폭 변조를 위한 게이팅신호를 합성해 내는 역할을 수행한다.

제어보드에서 발생되는 게이팅 신호, 홀 센서형 변류기에서 검출된 전류신호와 외부와의 연결은 노이즈 영향이 적은 광 케이블을 사용하였다.

그림 3-10은 편측형 선형유도전동기 벡터제어를 수행하기 위한 DSP보드의 블록 구성도이다.

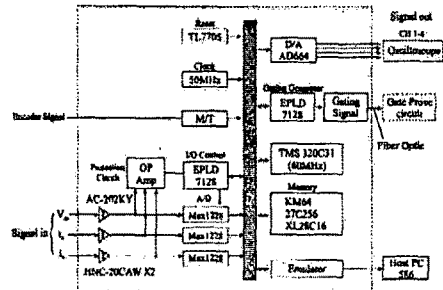


Fig. 4 Block diagram of the DSP control board

3-2. 제어알고리즘

편측형 선형유도전동기 벡터제어 알고리즘은 소프트웨어적으로 구현되도록 구성되었다. 소프트웨어는 초기변수를 지정하고, 카운터, 플레그 등을 초기화하기 위한 시작 프로그램과 일정한 주기로 제어알고리즘을 실행하는 인터럽트 루틴으로 구성된다.

인터럽트는 TMS320C31에서 제공하는 어셈블리어로 처리되며 프로그램은 C언어로 작성되었다. 인터럽트는 외부인터럽트와 타이머 인터럽트로 구분되고, 타이머 인터럽트는 초기화 루틴 및 전류제어기 루틴으로 구성된다. 제어알고리즘의 샘플링 시간을 100 [μ s] 로 설정하였으며 각 샘플링 구간에서 d축 및 q축 전류제어기 알고리즘과 속도 및 자속제어 알고리즘은 전류제어기 알고리즘이 10회 수행될 때마다 1회 구현되도록 프로그램되었다. 그림 5는 제어 프로그램의 구성에 대한 순서도를 나타낸 것이다.

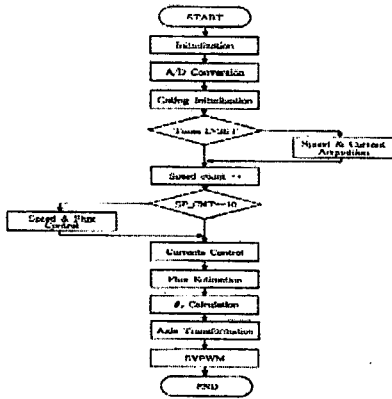


Fig. 5 Flow chart of the system control algorithm

3. 실험 및 결과

그림 6은 공간벡터변조방식을 적용한 편측형 선형유도전동기의 시스템 모델링 전체 구성도를 나타낸 것이다.

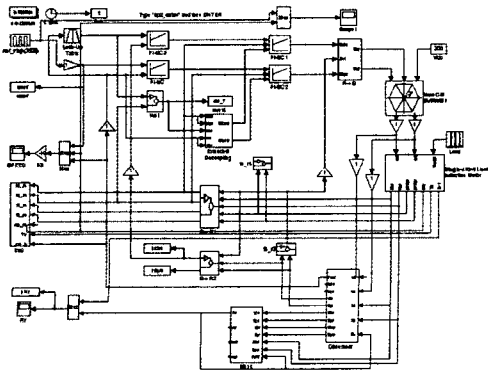


Fig. 6 Modeling of SLIM using SVPWM

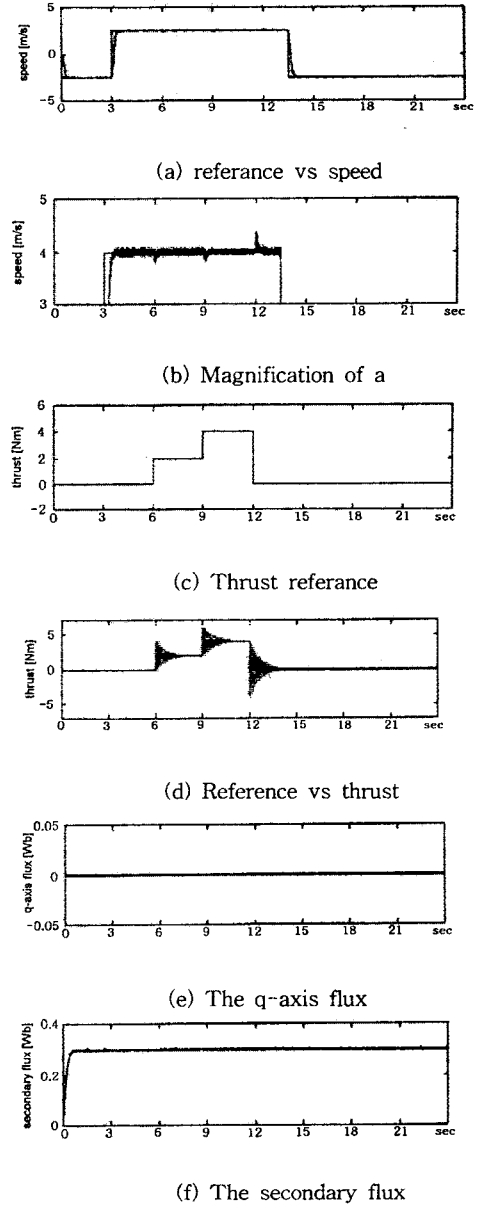
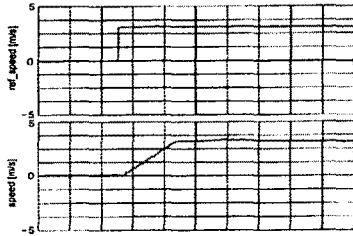


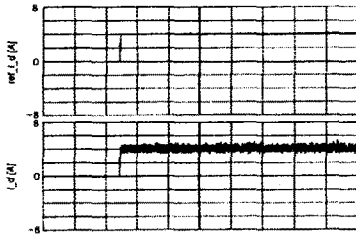
Fig. 7 Output characteristics of simulation

그림 7은 단부효과를 고려한 편측형 선형유도전동기 모델링에 의한 출력특성을 나타낸 것이다. 기준속도에 대해 실제 이동자가 추종하는 것으로 부하를 단계적으로 증감시켰을 때 이며 부하 변동에 따라 빠른 응답을 나타낼 수 있다.

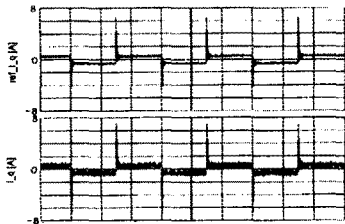
그림 8은 SVPWM을 적용한 벡터드라이브 구동 출력 특성을 나타낸 것이다. 속도 추종에 대한 q축 기준전류 및 d축 기준전류를 나타내었다. 기준속도에 대해 이동자가 추종하는 것며 연산된 q축 전류 및 d 축전류에 근사하게 시스템이 추종함을 볼 수 있다.



(a) Reference vs speed



(b) d-axis reference and d-axis current



(c) q-axis reference and q-axis current

3. 결 론

본 논문에서는 선형유도전동기의 순시 속도에서의 1, 2차 상대 위치이동으로 나타나는 단부 효과 특성을 효과적으로 해석할 수 있는 방법을 이용하여 파라미터 특성을 해석하였다.

단부 효과를 고려한 등가회로를 SVPWM을 위한 동기좌표에 접목시켜 편측형 선형유도전동기를 모델링하여 시뮬레이션을 수행할 수 있었다.

편측형 선형유도전동기 및 공간벡터 펄스 폭 변조방식을 적용한 드라이브를 제어기로 구성하여 측정된 파라미터를 적용하고 구동특성을 고찰한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 무부하 및 부하시에서 기준속도에 대한 출력속도는 이동자가 기준속도로 추종하기까지의 과도시간과 일치하였고 자속이 변함에 따라 오차율이 커져 출력을 안정시키는 결과를 가져왔다.

2. 단계별 부하 인가시 최대 30% 까지 감속 후 정상속도로 회복되었다. 따라서 제어 특성이 양호하게 유지됨을 알 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] J. F. Gieras, G. E. Dawson and A. R. Eastham " A new longitudinal end effect factor for Linear Induction Motors", IEEE Trans. Vol. EC-2 No. 1 March, 1986
- [2] 物名英利, 開口一夫, 海老原大早, 和田正晴, "片側式 LIM の T形 等價回路 による 特性 算定法", 電氣學會研究會資料, LD-91-43, pp.11-19, 1991
- [3] Jacek F. Gieras " Analysis of Inverter-Fed Linear Induction Motors", LDIA'95 Nagasaki, pp373-376, 1995
- [4] Jacek F. Gieras "Linear Induction Drives", CLARENDON PRESS OXFORD, 1994
- [5] THEODORE WILDI "Electrical Machines, Drives, and Power Systems" Second Edition, Prentice Hall 1991
- [6] M. H. Rashid "Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications", Prentice- Hall, Inc. 1988
- [7] 野中作太郎, 林 清美, 吉田研二郎, "イソバータ 驅動 による高速 リニアモータの 推力特性", 九大工學集報, 第46卷, 第2号, pp102-108, 昭和48年
- [8] Boldea, S. A. Narsar "Linear motion electromagnetic systems", John Wiley & Sons, 1985
- [9] 水野孝行, 九光行正, 市岡忠士, 田田孝, "リニア誘導モータの拘束試験に基づく始動特性 算定法", T.IEE Japan, Vol.112-D, No.2, pp172-180, 1992