creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

**저작자표시**. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

**비영리**. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

**변경금지**. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

**저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.**

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

工學碩士 學位論文

# Maxwell을 利用한
# 線形 誘導電動機의 特性解析

2014年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

安 容 位

工學碩士 學位論文

# Maxwell을 利用한 線形 誘導電動機의 特性解析

指導敎授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2014 年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

安 容 位

# 安容位의 工學碩士 學位 論文을 認准함

2013 年 12 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 朴 昶 炫 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

# 목 차

제 1 장 서 론 ····· 1
제 2 장 선형 유도전동기 기본이론 ····· 2
2.1 기본구조 ····· 2
2.2 선형전동기의 구분과 구동원리 ····· 3
2.3 선형 유도전동기의 특성 ····· 3
제 3 장 유한요소법 ····· 8
3.1 유한요소법 개요 ····· 8
3.2 유한요소 모델링 ····· 11
제 4 장 SVPWM ····· 22
4.1 PWM의 동작원리 ····· 22
4.2 상태 공간 전압을 이용한 변조방식 ····· 23
4.3 SVPWM 인버터의 구조 ····· 24
4.4 유효 벡터와 ZERO 벡터 ····· 25
4.5 벡터인가 시간 결정 ····· 26
제 5 장 특성해석 결과 및 고찰 ····· 30
제 6 장 결 론 ····· 37
참고문헌 ····· 38
Abstract ····· 39

Maxwell을 利用한 線形 誘導電動機의 特性解析

安 容 位

부 경 대 학 교 산 업 대 학 원 전기공학과

## 요 약

선형 전동기는 자체 구조가 간단하고 소형, 경량화가 가능할 뿐만 아니라 비접촉 상태에서의 직접 구동이 가능하므로 특성의 변화가 적고 보수성, 신뢰성이 매우 우수하다. 그래서 초고속 자기 부상형 전철, 지상 경량화 전철, 자동 반송장치를 비롯한 정밀 기기 산업에 널리 이용되고 있으며 앞으로 그 응용범위는 더욱 확대될 것으로 기대된다.

본 논문에서는 Maxwell 프로그램을 이용한 선형 유도전동기의 특성 해석에 관하여 설명하였다. 상용 프로그램인 Ansoft 사의 Maxwell 프로그램을 이용하였으며 전력전자 해석 프로그램인 Simplorer을 이용하여 SVPWM을 이용한 인버터를 모델링 한 후 인버터 구동 시의 특성을 해석하였다.

두 대의 선형 유도전동기를 구동 할 경우, 기동 시에는 간격이 좁을수록 와전류의 영향으로 인하여 추력이 약간 낮게 나타나지만 속도가 2 [m/sec]일 경우는 간격이 큰 모델의 경우가 추력의 크기가 약간 낮게 나타남을 확인 할 수 있었다.

그리고 SVPWM 입력에 따른 특성 해석 결과로부터 알 수 있듯이 인버터 입력으로 인하여 추력과 전류에 리플이 많이 존재함을 알 수 있었다.

# 제 1 장 서 론

선형 전동기는 자체 구조가 간단하고 소형, 경량화가 가능할 뿐만 아니라 비접촉 상태에서의 직접 구동이 가능하므로 특성의 변화가 적고 보수성, 신뢰성이 매우 우수하다[1]. 선형 전동기의 종류중의 하나인 선형 유도전동기(Linear Induction Motor : LIM)는 일반 회전형 유도전동기를 축 방향으로 잘라 펼친 형태이며, 회전형 전동기에 비해 직접 직선 운동이 가능하다는 등의 장점으로 초고속 자기 부상형 전철, 지상 경량화 전철, 자동 반송 장치를 비롯한 정밀 기기 산업에 널리 이용되고 있으며 앞으로 그 응용범위는 더욱 확대될 것으로 기대된다.

선형 전동기의 다른 종류인 영구자석형 선형 동기전동기(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor : PMLSM)는 추력/전류비가 높고 제어가 용이하며 직접 직선 추력을 발생하므로 고층 빌딩용 고속 엘리베이터, 반송 시스템 및 서보 시스템의 구동원으로 많이 사용되고 있다[2][3].

본 논문에서는 Maxwell 프로그램을 이용한 선형 유도전동기의 특성 해석에 관하여 설명한다. 상용 프로그램인 Ansoft 사의 Maxwell 프로그램을 이용하였으며 전력전자 해석 프로그램인 Simplorer을 이용하여 공간벡터 변조법을 이용한 인버터를 모델링 한 후 인버터 구동 시의 특성을 해석하였다. 또한 두 대의 선형 유도전동기 구동 시 전동기의 거리에 따라 발생하는 추력 및 흡인력 특성을 해석하였다.

# 제 2 장  선형 유도전동기의 기본이론

## 2.1 기본 구조

선형 전동기는 그림 1.과 같이 일반 회전형 모터를 축방향으로 잘라서 펼쳐 놓은 형태이다[1]. 즉 기존의 일반 전동기가 회전형의 운동력을 발생시키는 것에 비해 직선 방향으로 미는 힘인 추력을 발생시키는 점이 다르며, 그 구동원리는 근본적으로 같다고 볼 수 있다. 그림 1에서 (a)와 같은 회전형 전동기를 (b), (c)와 같이 잘라 펼쳐 (d), (e)와 같이 선형 운동을 하게 한다. 또한 아래 그림은 원통형 선형 전동기의 원리에 관한 개념도이다.

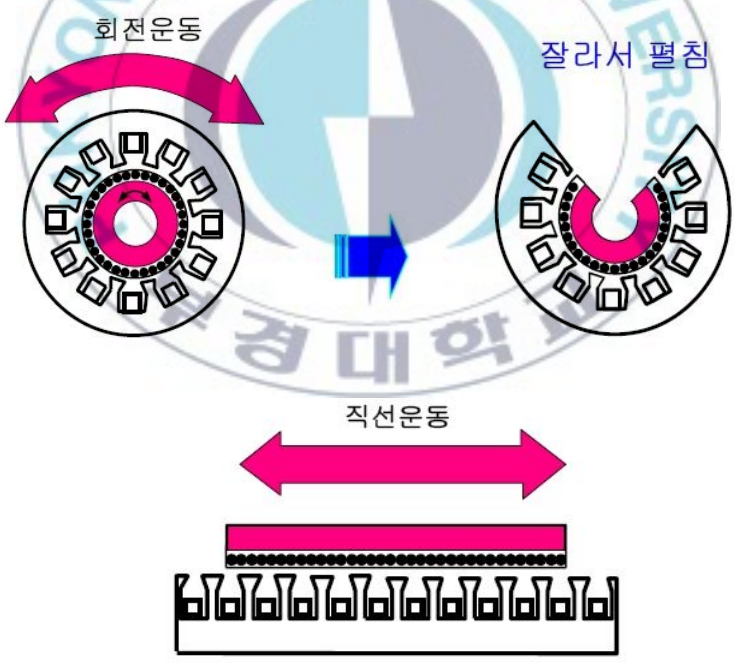



그림 1. 선형 유도전동기의 개념도 및 원리

## 2.2 선형 전동기의 구분과 구동원리

선형 전동기는 그림 1.에서와 같이 일반 회전형 전동기를 펼쳐 놓은 형태이다. 따라서 그 원리적인 종류의 분류는 회전형의 경우와 거의 유사하게 되는데 이를 요약하면 그림 2.와 같다.

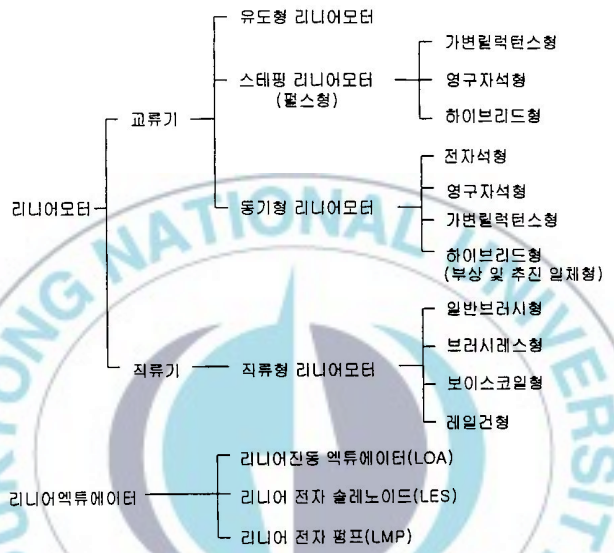



그림 2. 선형 전동기의 분류 및 종류

선형 유도전동기(유도형 리니어모터)의 기본구조는 그림 1.처럼 회전형 유도전동기를 축방향으로 펼쳐 놓은 구조이다, 그리고 구동원리는 회전형 유도전동기와 구동원리는 동일하다. 일차측에 3상 전원을 인가하면 이동자계가 발생하고 이동자계에 의하여 이차측에 유도전류가 발생하여 2차측이 이동하게 된다. 선형 유도전동기의 특성 해석에 있어서 해석의 편의를 위하여 이동자는 일차측으로 하였으며 2차원 해석을 하였다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY 부경대학교

## 2.3 선형 유도전동기의 특성

일차 권선의 여자에 의한 이동자계의 선형 속도는 다음과 같다.

$$v_s = \frac{2\tau}{T} = 2f\tau = \frac{\omega}{\pi}\tau \tag{2.1}$$

여기서 $\tau$ : 극피치, $F = 1/T$ : 입력 주파수, $\omega = 2\pi f8$ : 입력 각주파수 이다.

선형 유도전동기의 동기속도는 입력 전류의 주파수와 극피치에 의존하지만 극수에는 무관하다. 선형 유도전동기의 2차측은 동기속도보다 낮은 속도로 x축으로 움직인다고 가정하자. 속도와 관계있는 슬립은 다음과 같다.

$$s = \frac{v_s - v}{v_s} \tag{2.2}$$

1차 전류 밀도의 크기는 다음과 같다.

$$A_{my} = \frac{m_1\sqrt{2}I_1N_1}{\tau p} \tag{2.3}$$

여기서 $m_1$ : 1차측 상수, $I_1$ : 입력 전류의 실효값, $N_1$ : 상당 1차 권선수, $p$ : 쌍극수 이다.

1차측으로부터 2차측으로 전달되는 전자기력은 다음과 같다.

$$P_{elm} = P_m + \Delta P_2 = Fv_s \tag{2.4}$$

여기서 $P_m$ : 기계적 출력, $\Delta P_2$ : 2차 권선에서 발생하는 손실, $F$ : 발생된 전자기력 이다.

선형 유도전동기의 기계적 출력은 다음과 같다.

$$P_m = P_{out} + \Delta P_m = Fv \tag{2.5}$$

여기서 $P_{out}$ : 출력 전력, $\Delta P_m$ : 기계적 손실이다.

다음 식은 전자기력 $F$ 와 사용 가능한 추력 $F_x$ 의 관계식을 나타낸다.

$$F = F_x + \Delta F_m = \frac{P_{out}}{v} + \frac{\Delta P_m}{v} \tag{2.6}$$

여기서 $\Delta F_m$ 은 기계적 손실에 비례하는 추력이다.

식 (2.5)와 (2.6)은 다음과 같은 회전형 유도전동기의 식과 비슷함을 알 수 있다.

$$P_m = \frac{v}{v_s} P_{elm} = (1-s) P_{elm} \tag{2.7}$$

만일 1차측 권선 저항이 무시되고 자기회로가 포화되지 않는다면, 전자기력 $F$ 는 슬립에 관한 식으로 표시할 수 있다.

$$F = \frac{2F_{\max}}{s/s_{cr} + s_{cr}/s} \tag{2.8}$$

여기서 $s_{cr}$ 은 최대 추력 $F_{\max}$에 해당하는 슬립을 나타낸다.

최대 추력 $F_{\max}$ 는 회전형 전동기의 정동 토오크에 해당한다. 식 (2.1), (2.2) 그리고 (2.8)에 의해서 정상 상태 속도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v = 2f\tau\left(1 - s_{cr}[\frac{F_{\max}}{F} - \sqrt{\left(\frac{F_{\max}}{F}\right)^2 - 1}]\right) \tag{2.9}$$

극피치와 최대 추력이 커질수록 일정한 추력과 일정한 입력 주파수에서 선형 유도전동기의 정상상태 속도는 높아진다. 1차 권선에 발생되는 전압은 회전형 전동기와 같은 다음 수식으로 표현된다.

$$E_1 = 4\sigma_f f N_1 k_{w1} \Phi \tag{2.10}$$

여기서 $\Phi = \alpha_i \tau L_i B_{mz}$ : 주자속 , $\sigma_f = E_1/E_{1av}$ : 1차 발생전압의 형성 인자, $\alpha_i = B_{av}/B_{mz}$ : 공극 자속밀도의 수직 성분의 평균/피크 비, $k_{w1}$ : 기본 공간 고조파를 위한 1차 권선 인자, $B_{mz}$ : 공극에서 발생하는 자속밀도의 수직 성분, $B_{av}$ : 공극 자속밀도의 평균값이다.

2차측 발생 전압은 1차 시스템에 따라 달라지며 일정 슬립에 대해서 다음과 같이 표현된다.

$$sE_2^{'} = \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}} sE_2 = 2N_1 k_{w1} sE_2 = sE_1 \tag{2.11}$$

2차측에서 발생하는 유효전력은 다음과 같다.

$$\Delta P_2 = m_2 I_2^2 R_2(s) = m_1 (I_2^{'})^2 R_2^{'}(s) \tag{2.12}$$

공극을 통과하는 전자기력은 다음과 같다.

$$P_{elm} = m_1 (I_2^{'})^2 \frac{R_2^{'}(s)}{s} = \frac{\Delta P_2}{s} \tag{2.13}$$

식 (3.7)과 (3.13)을 합하면 기계적 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_m = \frac{1-s}{s} \Delta P_2 \tag{2.14}$$

2차측에 자성체를 갖는 선형 유도전동기의 수직력은 다음과 같다.

$$F_z = F_{za} - F_{zr} \tag{2.15}$$

여기서 $F_{za} = \frac{B_{mz}^2}{4\mu_0} A$ : 흡인력 , $F_{zr} = \frac{B_{mx}}{B_{mz}} (F_x + \Delta F_m)$ : 반발력 이고 $A$는 1차측 자성체의 유효 면적이다.

# 제 3 장 유한요소법

전동기의 정특성 및 동특성을 지배하는 방정식은 편미분 방정식으로 표현되므로 이를 정밀, 신속하게 해를 구해야만 한다. 수치 해석법의 경우 물리적으로 연속적인 형상을 갖는 제반의 형상들을 편미분 방정식으로 표현하여 유한개의 이산치 값을 구하는 방법으로 치환하여 푸는 방법이다[4].

## 3.1 유한요소법 개요

자연현상에 대한 수식적 표현은 계변수에 의해 특성화되는 경계치를 가지는 연속치 문제로서 볼 수 있으며 이는 계 전체를 지배하는 편미분 방정식으로 표현된다. 따라서 이와 같은 편미분 방정식을 만족하는 해를 구하면 그 해의 분포함수를 알 수 있다.

편미분 방정식의 해를 구하는 방법으로 계를 집중적인 정수로 보는 해석적인 방법과 분포계로 보는 수치해석적인 방법으로 나눌 수 있다. 해석적인 방법으로는 변수분리법이나 푸리에 급수에 기반을 둔 공간고조파법 등이 있으며 이를 이용하여 계의 지배방정식을 풀기 위해서는 많은 가정을 수반하여야 해석이 가능하므로 해의 정밀도가 낮고 모델에 따라서 해석식이 달라지므로 범용성에 제약을 가지고 있다.

반면에 수치해석적인 방법은 이러한 연속치 문제를 유한개의 이산 값을 가지는 대수방정식 문제로 치환하여 푸는 방법으로써 해석적 방법에 의해 해의 정밀도와 범용성 면에서 우수한 장점을 가지고 있으며 최근 컴퓨터의 급속한 발달로 고속화, 대용량화, 저가격화가 실현되어 점차 관심이 증대되고 있다.

수치해석적인 방법으로는 여러가지가 있으나 해석모델의 복잡한 형상 및 재질의 비선형성 등을 처리하기가 비교적 용이한 유한요소법(FEM)이 많이 사용되고 있다. 유한요소법은 1950대 항공기의 기체강도를 계산하기 위한 구조역학 분야에 처음 도입되어 그 후 토목, 조선공학 등의 분야로 널리 확산되어 이용되었으며 특히 전기공학 관련 분야에서는 1960년대 후반부터 1970년대를 거쳐 지금까지 가장 널리 사용되고 있다.

유한요소법은 그 명칭에서 알 수 있듯이 대상물체 또는 영역을 유한한 크기를 갖는 부분영역(요소)으로 나누고, 각 영역에 대해 원래의 미분방정식으로부터 변분원리 또는 가중잔차법 등과 같은 방법을 이용하여 근사회시켜 얻어진 관계식을 개개의 요소에 적용하여 전 영역에 대한 유한개의 방정식을 구하고 이것의 미지수를 구하는 방법이다.

유한요소법을 이용하여 편미분방정식을 정식화하는 방법은 크게 두가지로 나눌 수 있는데 그 하나는 변분법으로서 임의의 포텐셜분포를 가정할 때 실제의 자연현상으로 존재하는 분포는 포텐셜 에너지가 최소로 되도록 한다는 자연법칙을 이용하는 방법이고, 또 하나는 Galerkin법으로서 계에서 에너지 범함수의 구성이 불가능한 경우에 그 계의 지배방정식을 구하면 가중잔차법의 원리에 의해 형상함수를 가중함수로 하여 근사해를 구할 수 있다.

유한요소법을 전기기기의 해석에 적용할 경우 전처리, 유한요소정식화, 풀이, 후처리의 순서로 이루어지며 각 단계를 설명하면 아래와 같다.

1. 해석문제의 정의 : 해석하고자 하는 현상에 대해 정의를 하고 그 계의

지배방정식을 유도한다. 이때에 해석방법(차원, 재료의 취급 및 구동함수 등)을 결정한다.

2. 전처리 : 해석문제가 정의되고 해석대상을 유한개의 영역으로 분할(요소분할 : Preprocess)한다. 이때 분할하는 요소의 종류는 시험함수와 각 절점의 자유도에 의해 결정된다. 일반적으로 2차원의 경우 3절점의 3각형 요소가 이용되고 3차원의 경우 8절점 6면체 요소가 많이 사용되고 있다. 요소의 절점이나 자유도에는 여러가지 조합이 있을 수 있으나 일반적으로는 1차원 요소를 사용하고 요소수를 늘리는 것이 해의 정확도면에서 유리한 것으로 알려져 있다.

3. 유한요소 정식화 : 요소의 형태를 정의하고 요소분할을 한 다음 각 요소에 대하여 요소방정식을 유도하여야 한다. 이때에 요소방정식은 변분원리 또는 가중잔차법을 사용하여 각 절점에 대한 선형 대수방정식을 유도하게 되는데 이것을 유한요소 정식화라고 한다. 각 요소방정식이 얻어진 후 각 요소방정식을 합하여 계전체에 대한 계 방정식을 유도한게 된다. 이때 얻어진 방정식은 미분방정식에서 선형대수 방정식으로 변환되기 때문에 컴퓨터를 사용하여 쉽게 해를 구할 수 있게 된다.

4. 후처리 : 유한요소 해석결과 얻어진 결과는 보통 미지수가 포텐셜이므로 여기서 바로 물리적인 의미를 도출해 내는 것은 어렵다. 따라서 구해진 포텐셜을 이용하여 물리적인 의미가 있는 다른 양을 계산하거나 또는 물리적인 의미가 있는 양들을 시각적으로 그래프 처리를 하는 과정을 후처리

과정이라고 한다. 자계해석에서 주로 얻고자 하는 물리적인 양은 자속밀도, 인덕턴스, 전자력이고 그래픽적으로 유용한 정보는 자속분포, 자속밀도 분포 및 힘 밀도 등이다.

### 3.2 유한 요소 모델링

변위 전류를 무시할 수 있는 준 정상상태에서, 임의의 해석 영역에 대한 Maxwell 방정식 및 보조방정식은 다음과 같다[4].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e, \tag{3.1}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{\nabla} \times (\vec{v} \times \vec{B}), \tag{3.2}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0, \tag{3.3}$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E}, \tag{3.4}$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H}), \tag{3.5}$$

여기서, $\vec{H}$ : 자계의 세기 [A/m],

$\vec{E}$ : 전계의 세기 [V/m],

$\vec{B}$ : 자속 밀도 [Wb/m$^2$],

$\vec{J}_o$ : 권선 전류 밀도 [A/m$^2$],

$\vec{J}_e$ : 유도전류 밀도 [A/m$^2$],

$\vec{v}$ : 도체의 이동속도 [m/sec],

$\mu$ : 재질의 투자율 [H/m],

σ : 2차측 도체의 등가 도전률 $[1/\Omega m]$.

한편, 식 (3.3)으로부터 자기 벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 는 자속밀도 $\vec{B}$ 와 다음과 같은 관계식으로 정의된다.

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A}. \tag{3.6}$$

따라서 식(3.2)와 식(3.6)으로부터 이차 도체판에 유기되는 기전력 $\vec{E}$ 는 식(3.7)과 같이 구하여 진다.

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{v} \times \vec{B}. \tag{3.7}$$

식(3.1), (3.4)로부터

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{\nabla} \times (\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \times \vec{A}) = \vec{J_o} + \vec{J_e}. \tag{3.8}$$

가 되며, 벡터공식을 쓰면 식(3.8)으로부터 다음 식 (3.9)를 얻는다.

$$\vec{\nabla}(\frac{1}{\mu} \vec{\nabla} \cdot \vec{A}) - (\vec{\nabla} \cdot \frac{1}{\mu} \vec{\nabla}) \vec{A} = \vec{J_o} + \vec{J_e}. \tag{3.9}$$

여기에 $\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = 0$ 인 Coulomb gauge 조건을 적용하면 자기벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 에 관한 Poisson 방정식을 얻는다.

$$(\vec{\nabla} \cdot \frac{1}{\mu} \vec{\nabla}) \vec{A} = -\vec{J_o} - \sigma(-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{v} \times \vec{B}). \tag{3.10}$$

식 (3.10)을 유한요소법을 사용하여 x-y평면에 대해 이차원적으로 해석하

기 위하여 다음과 같은 가정을 한다.

(1) z축 방향으로의 모든 물리적 현상은 동일하다.
(2) 해석영역에서 모든 전류와 자기벡터 포텐셜은 z축 성분만 갖는다.
(3) 재질의 도전율은 등방성이며, 일정한 상수 값이다.
(4) 재질의 투자율은 등방성이다.

가정으로부터 $\vec{J_o}$ 와 자기 벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 는 z 축 성분만 존재하며 도체는 x 축 방향으로만 움직이므로 식(3.10)을 (x,y)에 대한 이차원 직각 좌표계로 전개하면 다음과 같이 LIM의 특성해석을 위한 지배방정식이 구해진다.

$$\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2}\right) = -J_o + \sigma\left(\frac{\partial A}{\partial t} + v_x \frac{\partial A}{\partial x}\right), \qquad (3.11)$$

여기서, $A$ 는 가정 (2)에 의하여 자기 벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 의 z축 방향 성분만을 나타내며, $v_x$ 는 $x$ 방향의 이동 속도를 나타낸다.

해석 영역을 $l$ 개의 삼각형 요소로 분할한 후, 각각의 삼각 요소 내에서 자기 벡터 포텐셜은 선형적으로 변한다고 가정하면 식 (3.12)와 같이 근사화 된다.

$$A^e(x,y,t) = \sum_{i=1}^{3} N_{ie}(x,y)\, A_{ie}(t) \ , \qquad (3.12)$$

여기서 $N_{ie}(x,\ y)$는 형상함수로서 다음과 같은 좌표함수로 정의된다.

$$N_{ie}(x,\ y)\ =\ \frac{1}{2\Delta^{(e)}}\,(b_{ie}\ +\ c_{ie}x\ +\ d_{ie}y). \tag{3.13}$$

단, $\Delta^{(e)}$는 각 삼각형 요소의 면적이며, $b_{ie}$, $c_{ie}$, $d_{ie}$ 는 각각

$$\begin{aligned} b_{ie}\ &=\ x_{je}y_{ke}\ -\ x_{ke}y_{je}\ , \\ c_{ie}\ &=\ y_{je}\ -\ y_{ke}\ , \\ d_{ie}\ &=\ x_{ke}\ -\ x_{je}\ . \end{aligned} \tag{3.14}$$

로 표현되고, 여기서 $ie$, $je$, $ke$ 는 순환수를 나타내는 첨자이다. 또한, 형상함수 $N_i$ 는 선형 독립이므로 전 영역에서의 자기 벡터 포텐셜 $A$ 는 다음 식으로 근사화 시킬 수 있다.

$$A^*\ =\ \sum_{i=1}^{n} N_i(x,\ y)\,A_i\,. \tag{3.15}$$

따라서, 유한요소법의 정식화를 위하여 Galerkin법을 적용하면, 식(3.16)에서 나타낸 LIM의 지배방정식에 대한 잔차 $R$ 은 다음과 같이 된다.

$$R\ =\ \frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial^2 A^*}{\partial x^2}\ +\ \frac{\partial^2 A^*}{\partial y^2}\right)\ +\ J_o\ -\ \sigma\left(\frac{\partial A^*}{\partial t}\ +\ v_x\frac{\partial A^*}{\partial x}\right). \tag{3.16}$$

식 (3.16)에서 구한 잔차 $R$ 에 가중함수를 곱해서 해석영역에 대해 적분하고, 이 값을 가중잔차 $G_j$ 로 놓아 $G_j$ 를 영으로 하는 해를 구하면, 곧 LIM의 지배방정식에 대한 근사해를 구하는 것이므로 가중함수를 형상함수 $N_j$ 로 대체시키면 가중 잔차 $G_j$ 는 식 (3.17)과 같이 된다.

$$G_j = \int_s RN_j \, dxdy$$

$$= \int_s [\frac{1}{\mu}(\frac{\partial^2}{\partial x^2}\sum_{i=1}^{n} N_i A_i + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\sum_{i=1}^{n} N_i A_i)$$

$$+ J_o - \sigma(\frac{\partial}{\partial t}\sum_{i=1}^{n} N_i A_i + v_x \frac{\partial}{\partial x}\sum_{i=1}^{n} N_i A_i)]N_j dxdy = 0 \quad . \quad (3.17)$$

$$(j = 1, 2, \ldots, n)$$

또한, 요소 $(e)$의 절점 들에 대하여 식(3.12) 및 식(3.17)을 적용하면, 다음 식이 성립한다.

$$G_{je} = \int_{s^e} \frac{1}{\mu}(\frac{\partial^2}{\partial x^2}\sum_{i=1}^{3} N_{ie} A_{ie} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\sum_{i=1}^{3} N_{ie} A_{ie}) N_{je} \, dxdy + \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy$$

$$- \int_{s^e} \sigma(\frac{\partial}{\partial t}\sum_{i=1}^{3} N_{ie} A_{ie} + v_x \frac{\partial}{\partial x}\sum_{i=1}^{3} N_{ie} A_{ie}) N_{je} dxdy$$

$$(j = 1, 2, 3) \quad (3.18)$$

여기서 $s^e$ 는 요소 $(e)$의 면적이다.

식(3.18)을 Green의 공식에 의하여 전개하고, Neumann의 경계조건을 고려하여 정리하면 다음 식으로 된다.

$$G_{je} = \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \frac{1}{\mu}(\frac{\partial N_{ie}}{\partial x}\frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y}\frac{\partial N_{je}}{\partial y}) A_{ie} dxdy$$

$$- \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy + \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \sigma(N_{ie} N_{je} \frac{\partial A_{ie}}{\partial t}) dxdy$$

$$+ \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \sigma v_x N_{ie} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} A_{ie} dxdy$$

$$= \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \frac{1}{\mu} \left( \frac{c_{ie}}{2\Delta^{(e)}} \frac{c_{je}}{2\Delta^{(e)}} + \frac{d_{ie}}{2\Delta^{(e)}} \frac{d_{je}}{2\Delta^{(e)}} \right) A_{ie} dxdy$$

$$- \int_{s^e} J_o N_{je} dx\, dy + \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \sigma \left( N_{ie} N_{je} \frac{\partial A_{ie}}{\partial t} \right) dxdy \quad . \quad (3.19)$$

$$+ \int_{s^e} \sum_{i=1}^{3} \sigma v_x N_{ie} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} A_{ie} dxdy$$

한편, 식(3.19)에서 전류밀도 $J_o$ 는 미지 값으로서 식(3.20)과 같이 쓸 수 있다.

$$J_o = \frac{N}{S} i \quad , \quad (3.20)$$

여기서, $N$ 은 슬롯 내에 전류 $i$ 가 흐르는 코일의 턴수이며, $S$ 는 슬롯의 단면적이다. 따라서, 식(3.20)을 식(3.19)에 대입하고 면적좌표를 이용하여 형상함수를 적분하여 정리하면 다음과 같은 요소 행렬을 얻을 수 있다.

$$G_{je} = \frac{1}{4\Delta^{(e)}\mu} \begin{bmatrix} c_{1e}c_{1e} + d_{1e}d_{1e} & c_{1e}c_{2e} + d_{1e}d_{2e} & c_{1e}c_{3e} + d_{1e}d_{3e} \\ c_{2e}c_{1e} + d_{2e}d_{1e} & c_{2e}c_{2e} + d_{2e}d_{2e} & c_{2e}c_{3e} + d_{2e}d_{3e} \\ c_{3e}c_{1e} + d_{3e}d_{1e} & c_{3e}c_{2e} + d_{3e}d_{2}e & c_{3e}c_{3e} + d_{3e}d_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{\sigma v_x}{6} \begin{bmatrix} c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} - \frac{\Delta^{(e)} Ni}{3S} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{\sigma\Delta^{(e)}}{12}\begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix}$$

$$= ([S]^{(e)} + [V]^{(e)})\{A\} - \{F_n\}^{(e)} + [M]^{(e)}\frac{\partial}{\partial t}\{A\} , \qquad (3.21)$$

여기서, 식(3.21)은 요소 $(e)$ 에 대한 잔차의 표현식이므로, 이것을 전 영역의 모든 요소 $l$ 개에 대하여 조합하면, 전 영역의 잔차 식에 해당하는 식(3.22)와 같은 벡터 방정식이 구해진다.

$$\{ G_j \} = \sum_{e=1}^{l} \{ G_{je} \}$$

$$= \sum_{e=1}^{l} ( ([S]^{(e)} + [G]^{(e)})\{A\} - \{F_n\}^{(e)} + [M]^{(e)} \frac{\partial}{\partial t}\{A\} )$$

$$= \{[S] + [G]\}\{A\} - \{F_n\} + [M]\frac{\partial}{\partial t}\{A\}$$

$$= 0 \quad . \qquad (3.22)$$

식 (3.22)에서 [S]는 절점의 위치와 투자율에 관련된 시스템 방정식의 계수행렬로 대칭이며, [V]는 속도 항에 관련된 계수행렬, [M]은 와전류에 관련된 계수행렬이며 [ $F_n$]는 권선의 절점 전류벡터 행렬이다.

식(3.21)과 (3.22)에서 [V]는 속도 항이 있는 경우의 잔차로 정지 좌표계를 사용하여 해석할 때는 이 속도 항이 영이 되지 않음으로써 계수행렬이 비대칭이 됨을 알 수 있다. 유한 요소법으로 문제를 풀 때 시스템 행렬이 비대칭이 되면 계산기 메모리 용량이 커지고 계산 시간이 많이 걸리는 단점이 있다. 따라서 이 [V]항을 영으로 만들기 위하여 이동 좌표계를 사

용하여 상대속도를 영으로 만들어 줌으로써 계수행렬을 식 (3.23)과 같이 대칭성을 유지할 수 있게 처리한다.

$$[S]\{A\} + [M]\frac{\partial}{\partial t}\{A\} = \{F_n\} \quad . \tag{3.23}$$

각 상전압에 대한 Kirchhoff 법칙으로부터 식 (3.24)와 같은 회로방정식을 구할 수 있다.

$$[U] = [R][I] + [L_0]\frac{d}{dt}[I] + [E] , \tag{3.24}$$

$$[E] = \frac{d}{dt}[\lambda_s] \quad . \tag{3.25}$$

여기서,

$[U] = (U_a, U_b, U_c)^T$ : 각상의 전압,

$[I] = (i_a, i_b, i_c)^T$ : 각상의 권선전류,

$[R] = \mathrm{diag}(R_a, R_b, R_c)$ : 각상의 일차측 권선 및 회로저항,

$[L_0] = \mathrm{diag}(L_a, L_b, L_c)$

: 각상의 일차측 코일 end 부분의 누설인덕턴스,

$[E] = (E_a, E_b, E_c)^T$ : 각상의 유기 기전력,

$[\lambda_s] = (\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c)^T$

: 유한요소 영역에서의 각상 권선의 자속쇄교수.

여기서 자속 쇄교수 $\lambda_s$ 를 자기 벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 를 사용하여 나타내기 위해 다음과 같은 관계식을 사용한다.

$$\lambda_s = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = \oint_l \vec{A} \cdot \overrightarrow{dl} \ . \qquad (3.26)$$

각 권선 영역을 구성하는 요소수가 $N_s$ 개이고 z 축 방향으로의 적층폭이 $h_{eff}$ 이며, 각 권선 영역 요소의 자기 벡터 포텐셜을 그 요소 중심에서의 값으로 근사화 하면, 슬롯면적 $S$ 내의 권회수가 $N$ 인 권선에 쇄교되는 자속수은 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda_s = \sum_{e=1}^{Ns} \lambda^{(e)} = \frac{h_{eff}}{3} \sum_{e=1}^{Ns} (\pm \sum_{i=1}^{3} \frac{N}{S} \triangle^{(e)} A_i) \ , \qquad (3.27)$$

여기서, + : 전류가 흘러나오는 요소일 때,

\- : 전류가 흘러 들어가는 요소일 때,

$\triangle^{(e)}$ : 삼각형 요소의 면적.

따라서 식 (3.27)을 식 (3.24)에 대입하여 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$h_{eff}[N]^T \frac{d}{dt}[A] + [L_0]\frac{d}{dt}[I] + [R][I] = [U] \ , \qquad (3.28)$$

여기서, [N] = { $N_a$, $N_b$, $N_c$ },

$$N_k = \begin{cases} \dfrac{N V_j}{3 S} & j \in a, b, c \\ 0 & j \in a, b, c \end{cases} .$$

(k = a, b, c ) , (j=1,2, ... , n)

이며 $V_j$ 는 절점 $j$ 에 관계되는 요소의 면적합, $n$ 는 총 절점 수이다. 한

편, 절점 전류 벡터와 상전류 벡터의 관계식인 $[F_n] = [N][I]$를 이용하여 식(3.23)과 식(3.28)을 결합하면 다음과 같은 시간 미분항이 포함된 선형연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[N] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} [0] \\ [U] \end{bmatrix} . \tag{3.29}$$

식(3.29)의 시간 미분항을 처리하는 방법으로서 수렴성과 계산 시간을 고려하여 후퇴 차분법을 사용하면 전체 시스템 방정식은 식(3.30)과 같이 된다.

$$\left( \begin{bmatrix} [S] & -[N] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} + \frac{1}{\triangle t} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_{t+\triangle t}$$

$$= \frac{1}{\triangle t} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [0] \\ [U] \end{bmatrix}_{t+\triangle t} . \tag{3.30}$$

식(3.30)을 다시 정리하면 식(3.31)과 같은 행렬이 된다.

$$\begin{bmatrix} [S]+\frac{[M]}{\triangle t} & -[N] \\ -[N]^T & -\frac{[L]+\triangle t[R]}{L_{eff}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_{t+\triangle t}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{[M]}{\triangle t} & [0] \\ -[N]^T & -\frac{[L]}{h_{eff}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [0] \\ -\frac{\triangle t}{h_{eff}}[U] \end{bmatrix}_{t+\triangle t} . \quad (3.31)$$

가동자의 이동을 고려하기 위하여 식 (3.32)과 같은 운동방정식이 적용되었다.

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = F_{mag} - F_0 \quad (3.32)$$

여기서 $m$ : 가동자의 질량, $F_{mag}$ : 유한 요소 해석으로부터 구한 발생추력, $F_0$ : 마찰력이다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY 부경대학교

# 제 4 장 SVPWM(Space Vector PWM)

## 4.1 PWM의 동작원리

PWM(Pulse Width Modulation)은 전력전자회로에서 가장 널리 쓰이는 대표적인 전력변환 방법 중 하나이다. 이러한 PWM 방법은 dc-dc converter, single-phase voltage source, 3-phase voltage source inverter 등에 널리 사용된다. 이와 같은 PWM 방법의 동작원리를 이해하기 위하여 dc-dc converter에 대하여 고찰해 보자.

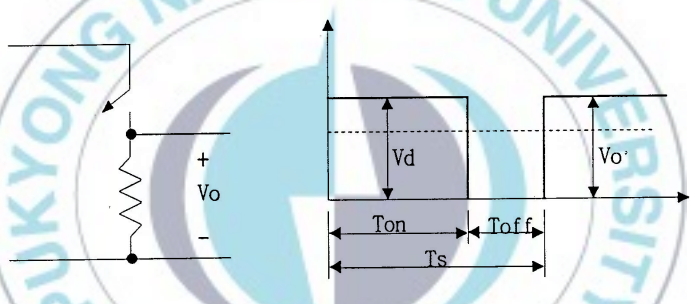



그림 3. Switch mode dc-dc converter

그림 3.은 dc-dc converter의 개략도이다. 입력 측에 이상적인 전원 $V_d$가 있을 때, 스위칭 소자를 사용하여 출력 측의 평균 전압을 제어할 수 있다. 먼저 스위치가 on 되어서 출력 측에 $V_d$ 전압이 나타나는 시간이 $T_{on}$이라 하고, 스위치를 off 시켜서 출력 측에 영 전압이 나타나는 시간을 $T_{off}$라 하자.

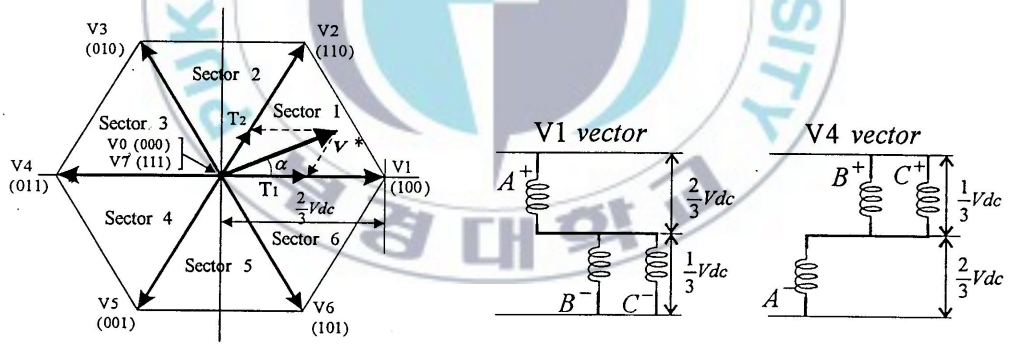
그림 3과 같이 시간 비율로 스위치를 동작시키면 turn-on 구간에는 출력 전압이 $V_d$ 가 나타나고 turn-off 구간에서는 출력 전압이 영 전압이 나타난다. 그러므로 출력 전압의 평균치는 스위칭 주기 $T_s = (T_{on} + T_{off})$에서

turn-on 되어있는 시간의 비로서 결정된다.

평균 출력 전압 $V_0$ 는 $V_0 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_d = \frac{T_{on}}{T_s} V_d$ 이다. 이와 같은 입력 전압($V_d$)를 스위칭 소자의 turn-on, turn-off를 조절하여 원하는 평균 출력 전압($V_0$)를 얻는 방식을 PWM 방식이라 한다.

### 4.2 상태 공간 전압을 이용한 변조방식(SPACE VECTOR PWM)

최근 전력용 반도체 소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 따른 전력전자 기술의 발전에 힘입어 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어기술이 많은 호응을 얻고 있으며, 이에 따라 좀 더 정밀하게 전압을 생성할 수 있는 고정밀도의 PWM 기술에 큰 관심이 모아지고 있다.




(a) (b)

그림 4. 공간 전압 벡터도

교류 전동기를 구동하는 경우에 직류 링크의 전압을 어느 정도까지 선형적으로 사용할 수 있는가 하는 것이 PWM 방법의 성능을 가늠하는 중요한 척도라고 할 수 있다. 왜냐하면 전운전 영역에서 최대의 토오크를 얻을 수

있으려면 주어진 일정한 직류 링크 전압을 최대한 사용할 수 있어야 하기 때문이다. 이러한 관점에서 볼 때 공간 전압 벡터 변조법에 의한 PWM 방식이 직류 전압을 최대한 많이 사용 할 수 있다는 점에서 다른 어떤 종류의 PWM 방법보다도 우수하다고 알려져 있다.

SVPWM에서는 실제 스위칭 시간이 인버터가 출력 할 수 있는 8개의 스위칭 상태에 기준을 두고 결정된다. 이러한 접근 방식에 따르면, 실제의 스위칭 패턴을 생성하기 위해서 벡터 공간상에서 기준 전압 벡터에 가장 가까운 2개의 유효 스위칭 벡터를 선정하고 각각의 벡터가 인가되는 시간을 한 주기 평균의 개념으로부터 산출해 낸다. 이렇게 산출된 시간은 또다시 실제 스위칭 시간을 생상하기 위해 재합성된다.

이상과 같은 복잡한 계산 과정을 거친 후에 비로소 실제의 스위치 ON-OFF 시간이 결정 될 수 있기 때문에 상당히 빠른 계산 속도를 지닌 고성능의 마이크로프로세서 및 복잡한 하드웨어를 사용해야지만 구현 할 수 있다. 이러한 단점으로 인하여 과거에는 널리 응용되지 못했지만 최근에 저가형 DSP의 등장으로 최근에 출하되는 전동기 구동 시스템에서 널리 사용되고 있다.

### 4.3 SVPWM 인버터의 구조

SVPWM에서는 기준 전압 벡터의 벡터 공간상의 위치에 기준을 두어 스위칭 시간을 결정한다. 그림 5에서와 같이 일반적인 3상 인버터는 모두 6개의 스위칭 소자로 구성되며, 외부의 3상 회로(일반적으로 교류 전동기)에 전압을 인가 할 수 있는 방법으로는 그림 6에서와 같은 6개의 유효 전압($V_1 \sim V_6$)과 2개의 영 전압($V_0, V_7$)이 있을 수 있다.

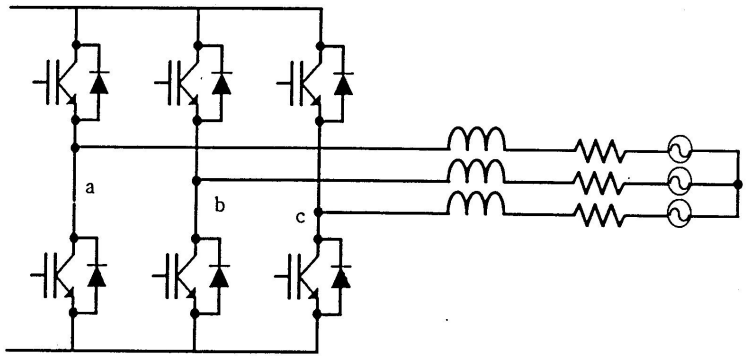



그림 5. PWM 인버터 구조

### 4.4 유효 벡터와 ZERO 벡터

전술한 바와 같이 SVPWM에서는 6개의 유효 벡터와 2개의 ZERO 벡터는 그림 6과 같이 구성된다. 여기서 영 전압이란 인버터의 스위칭 소자 중에서 위쪽($V_0$) 혹은 아래쪽($V_7$) 소자들이 모두 On 되는 상황으로 어느 경우에서든 전동기의 단자가 모두 한 포인트에 단락되는 효과가 난다. 이러한 전압 벡터를 영 벡터(ZERO VECTOR)라고 지칭한다.

영 벡터를 제외한 6개의 벡터는 서로 각기 다른 유효 전압을 전동기에 공급 할 수 있는 벡터로써 유효 벡터라고 불리며, 이 6 개의 전압이 차례대로 전동기에 인가되면 시간적으로 한주기 즉, 360°로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다.

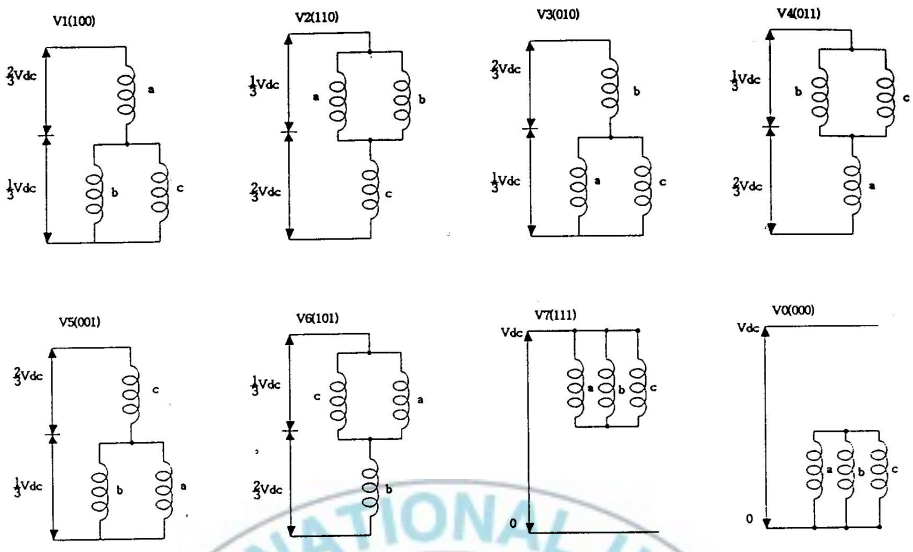
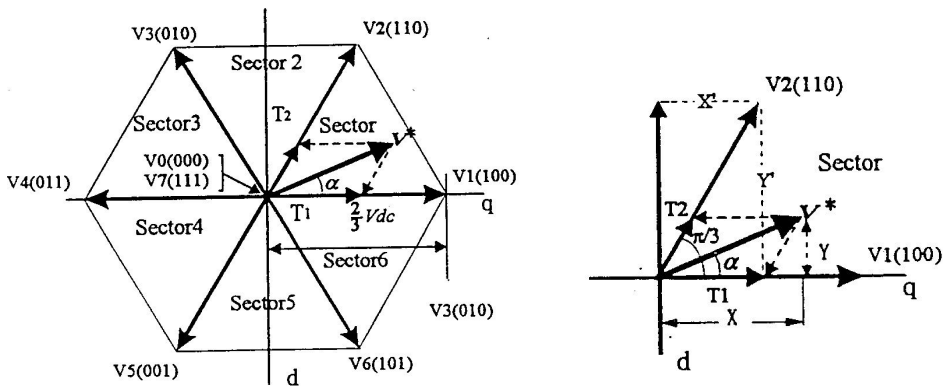



그림 6. 인버터의 Switching 상태도

## 4.5 벡터인가 시간 결정

그림 7(a)에서와 같이 한 주기 내에서 일정한 크기와 위상을 갖는 기준 전압 벡터 $V^*$가 벡터 공간 상에서 주어졌다고 가정하자. 공간 전압 벡터 변조법의 가장 기본적인 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 합성함으로써 생성 할 수 있다는 것이다.

즉 그림 7(b)와 같이 기준 벡터가 섹터1에 주어진 경우, 이 전압은 기준 벡터와 가장 가까운 벡터인 $V_1$ 벡터와 $V_2$ 벡터, 그리고 영 벡터의 시간적인 합성으로 한 주기 내에서 생성 될 수 있다. 이러한 원리를 바탕으로 전압에 대한 한 주기 내에서의 적분으로부터 각 유효 벡터의 인가 시간을 다음과 같이 결정 할 수 있다.




(a) 공간 전압 벡터도 (b) Sector1의 전압 벡터

그림 7. 벡터인가 시간 결정

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \qquad (4.1)$$
$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1})$$

기준 벡터가 벡터 공간상에서 섹터 1에 주어진다는 가정 하에, 식 (4.2)의 전압을 벡터의 성분은

$$T_s \cdot V^* = T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2 \qquad (4.2)$$

여기서 $V_2$ 와 $V^*$ 를 복소수로 표현하면 다음과 같다.

$$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} \qquad (4.3)$$
$$V_2 = X' + Y' = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \left(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3}\right)$$
$$V^* = |V^*| \cdot (X + jY) = |V^*| \cdot (\cos\alpha + j\sin\alpha)$$

식 (4.3)에 식 (4.2)를 대입하고 행렬로 표시하면 식 (4.4)와 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \begin{bmatrix}\cos(\alpha)\\ \sin(\alpha)\end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix}\cos(\frac{\pi}{3})\\ \sin(\frac{\pi}{3})\end{bmatrix} \quad (4.4)$$

단, $0 \le \alpha \le 60^\circ$

그러므로, 각 유효 벡터가 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos(\frac{\pi}{3}) \quad (4.5)$$

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \sin(\alpha) = T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin(\frac{\pi}{3}) \quad (4.6)$$

$$T_2 = \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (4.7)$$

식 (4.7)을 식 (4.5)에 대입하면 식 (4.8)과 같게 된다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos(\alpha) = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (4.8)$$

식 (4.7)을 $T_1$에 대해 정리하면 식 (4.9)와 같다.

$$T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} = T_s \cdot |V^*| \cdot \cos(\alpha) - \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{4.9}$$

$$= T_s \cdot |V^*| \cdot \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)\cos(\alpha) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \right]$$

$$T_1 = T_s \cdot \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{4.10}$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{4.11}$$

식 (4.7), (4.9), (4.10)를 정리하면

$$T_1 = T_s \cdot \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{4.12}$$

$$T_2 = T_s \cdot \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$$

이와 같이 기준 전압 벡터의 위치에 따라 인가되어지는 유효 전압 벡터의 종류와 인가되는 시간들을 직접 계산해 낼 수 있다.

# 제 5 장 특성 해석 결과 및 고찰

본 장에서는 선형 유도전동기의 전류밀도 입력에 따른 추력 특성, 두 대의 선형 유도전동기를 구동할 경우 두 대의 간격에 따른 특성 그리고 인버터 입력과 정현파 입력에 따른 특성 해석 결과를 나타내었다. 표 1은 해석에 사용된 선형 유도전동기의 전기적, 기계적 사양을 나타낸다.

표 1. 선형 유도전동기의 기계적, 전기적 사양

| | Electrical | Mechanical |
|---|---|---|
| Primary | Rated voltage : 220 [V]<br>Phase : 3<br>Number of pole : 4 | Stack height<br>: 63 [mm]<br>Number of slots : 29<br>Slot depth<br>: 32.6 [mm]<br>Slot width<br>: 8 [mm] |
| Air gap | | 3 [mm] |
| Secondary | Conductivity of Al :<br>$3.59\times10^{7}$ [moh/m]<br>Relative permeability<br>of back-iron : 300 | Height of Al<br>: 2.0 [mm]<br>Height of back-iron<br>: 16.0 [mm]<br>Width of Al<br>: 180.0 [mm] |

표 2는 선형 유도전동기의 전류밀도에 따른 추력 특성을 나타낸다. 전류밀도 변화에 따라 속도를 변화하며 특성을 해석하였다. 속도가 증가할수록 추력의 크기가 줄어드는 것을 확인할 수 있으며 그림 8은 추력 특성을 나타낸다.

표 2. 속도와 전류밀도 변화에 따른 추력 특성

| 속도 [m/sec] | 전류밀도 [A/m$^2$] | 추력 [N] |
|---|---|---|
| 0 | 11e$^6$ | 39 |
| 0.5 | 10e$^6$ | 34 |
| 1 | 9e$^6$ | 30 |
| 1.5 | 8e$^6$ | 27 |
| 2 | 7e$^6$ | 23 |

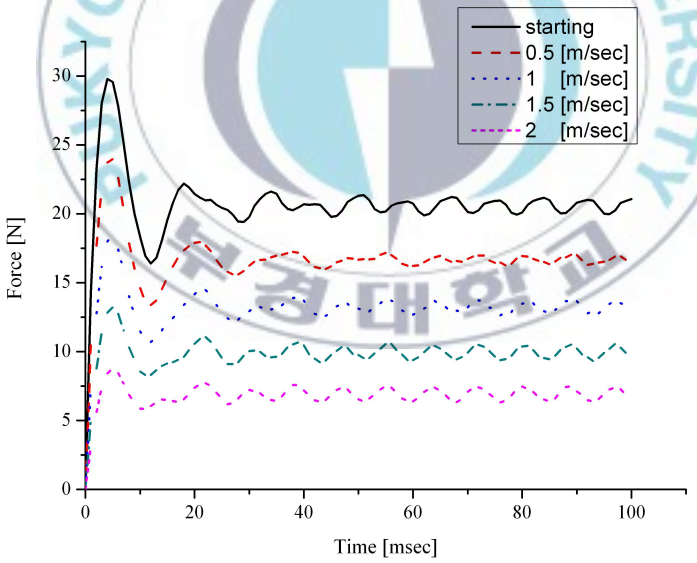


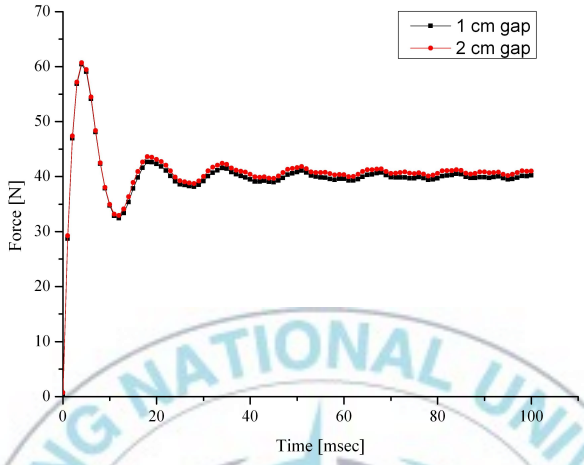

그림 8. 속도에 따른 추력 특성

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY 부경대학교

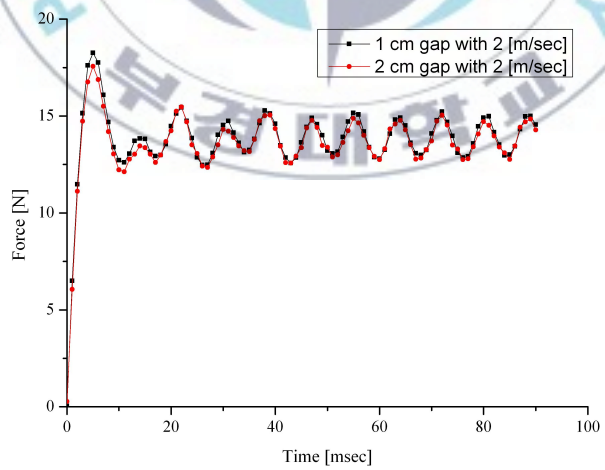
그림 9는 두 대의 선형 유도전동기를 구동 할 경우 두 대의 간격에 따른 추력 특성을 나타낸다. 그림 (a)는 기동시를 나타내고 그림 (b)는 2 [m/sec]의 속도로 구동 할 경우의 추력 특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 기동 시에는 간격이 좁을수록 와전류의 영향으로 인하여 추력이 약간 낮게 나타나지만 속도가 2 [m/sec]일 경우는 간격이 큰 모델의 경우가 추력의 크기가 약간 낮게 나타남을 확인 할 수 있다. 이 결과로부터 속도가 존재할수록 와전류의 영향이 줄어들게 됨을 확인할 수 있다.

그림 10은 선형 유도전동기에 정현파 입력이 가해 진 경우의 특성으로 (a)는 추력 특성 해석 결과를 (b)는 발생 전류 특성을 나타낸다. 그림 11은 SVPWM 입력에 따른 특성 해석 결과를 나타낸다. (a)는 추력 특성 해석 결과, (b)는 발생 전류 특성 그리고 (c)는 인버터 상전압 특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 인버터 입력으로 인하여 추력과 전류에 리플이 많이 존재함을 알 수 있다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

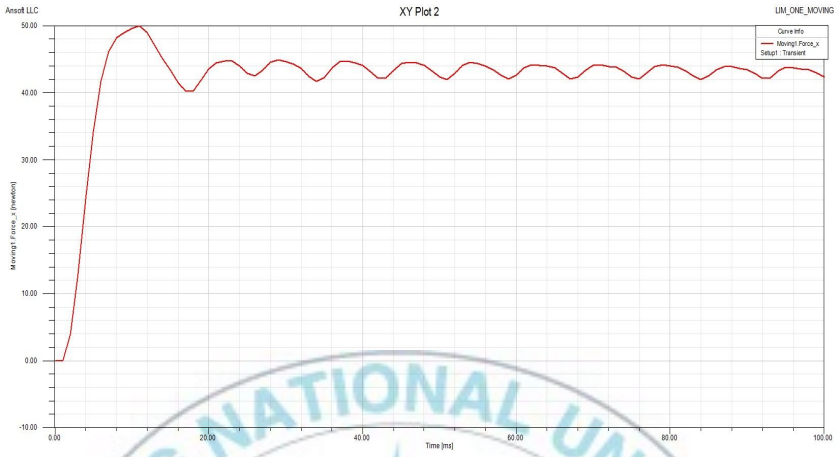



(a) 기동 시

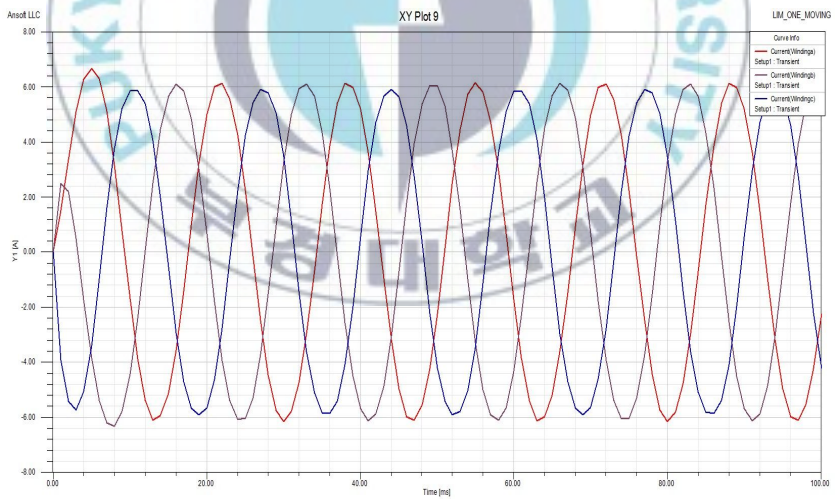



(b) 2 [m/sec] 속도로 구동 시

그림 9. 두 대의 간격에 따른 추력 특성

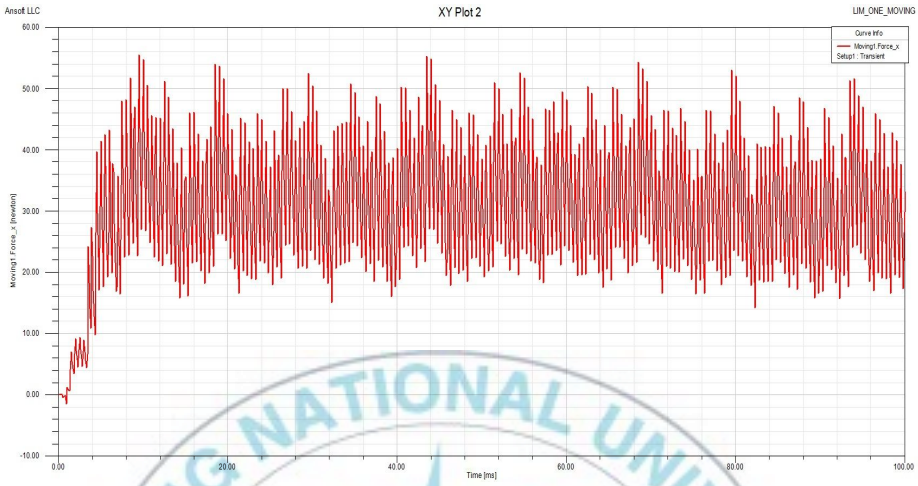



(a) 추력 특성

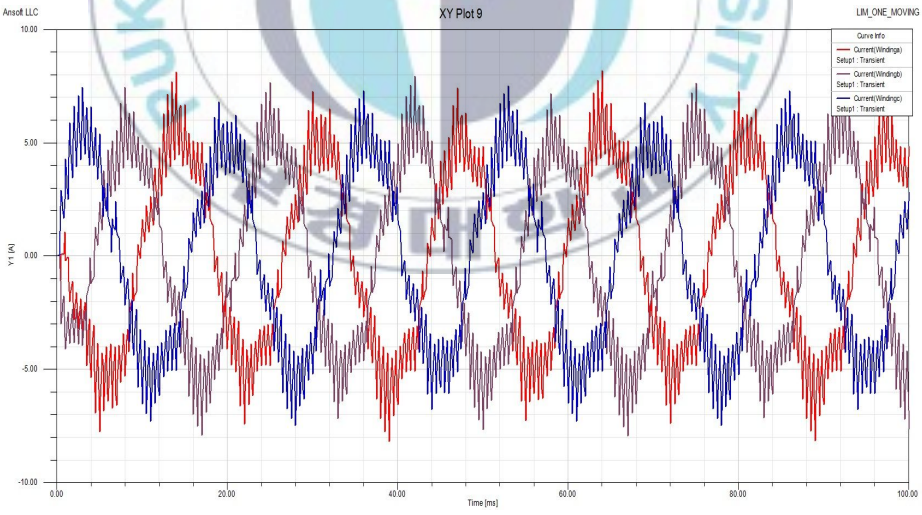



(b) 전류 특성

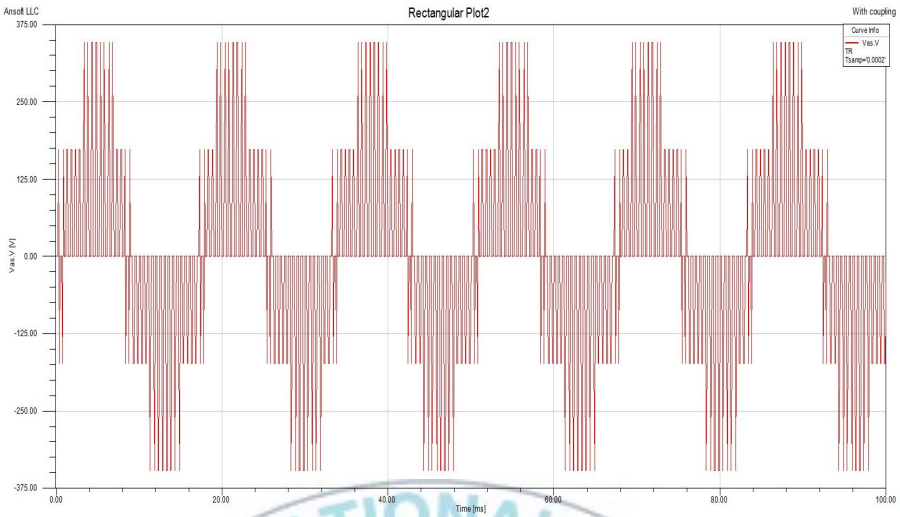
그림 10. 정현파 입력에 따른 특성


Ansoft LLC
XY Plot 2
LIM_ONE_MOVING
Curve Info
Moving1.Force_x
Setup1 : Transient
Moving1.Force_x [newton]
Time [ms]

(a) 추력 특성


Ansoft LLC
XY Plot 9
LIM_ONE_MOVING
Curve Info
Current(Windinga)
Setup1 : Transient
Current(Windingb)
Setup1 : Transient
Current(Windingc)
Setup1 : Transient
Y1 [A]
Time [ms]

(b) 전류 특성




(c) 인버터 상전압 특성

그림 11. 인버터 전압 입력에 따른 특성

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

# 제 6 장 결 론

본 논문에서는 Maxwell 프로그램을 이용한 선형 유도전동기의 특성 해석에 관하여 설명하였다. 상용 프로그램인 Ansoft 사의 Maxwell 프로그램을 이용하였으며 전력전자 해석 프로그램인 Simplorer을 이용하여 공간벡터 변조법을 이용한 인버터를 모델링 한 후 인버터 구동 시의 특성을 해석하였다. 또한 두 대의 선형 유도전동기 구동 시 전동기의 거리에 따라 발생하는 추력 및 흡인력 특성을 해석하였다.

두 대의 선형 유도전동기를 구동 할 경우, 기동 시에는 간격이 좁을수록 와전류의 영향으로 인하여 추력이 약간 낮게 나타나지만 속도가 2 [m/sec]일 경우는 간격이 큰 모델의 경우가 추력의 크기가 약간 낮게 나타남을 확인 할 수 있었다.

이 결과로부터 속도가 존재할수록 와전류의 영향이 줄어들게 됨을 확인할 수 있었다. 그리고 SVPWM 입력에 따른 특성 해석 결과로부터 알 수 있듯이 인버터 입력으로 인하여 추력과 전류에 리플이 많이 존재함을 알 수 있었다.

# 참 고 문 헌

[1] Jacek F. Gieras, *Linear Induction Drives*, Clarendon Press, pp. 34-51, 1994.

[2] Takashi Onuki, Hiroyuki Numata, Tsugio Yamamura, "Thrust Control of Linear Induction Motor by Detection of Magnetic Field", *Trans. IEE Japan*, Vol. 110-D, No. 9, pp. 957-965, 1990.

[3] Tsutomu Mizuno, Hajime Yamada, "Magnetic Circuit of a Linear Synchronous Motor with Permanent Magnets", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 28, No. 5, pp. 3027-3029, 1992.

[4] 임달호, *전기계의 유한요소법*, 동명사, 1992.

[5] Gieras Jacek F., et al., "Analysis of a Linear Synchronous Motors with Buried Permanent Magnets", *Proc. of LDIA*, pp. 323-326, 1995.

[6] Dal-Ho Im and Chang-Eob Kim, "Finite element force calculation of a linear induction motor taking into account of the movement," *IEEE Trans on Magn.*, Vol. 30, No.5, pp.3495-3498, 1994.

[7] Sakutaro Nonaka, Tatsuya Furukawa, "Finite Element Analysis of Linear Induction Motors Taking into Account Discontinuity of Secondary Rails", *Maglev'89*, pp. 339-344, July. 1989.

[8] A. Gastli, "Compensation for the Effect of Joints in the Secondary Conductors of a Linear Induction Motor", *IEEE Trans. on Energy Conversion,* Vol. 13, No. 2, pp. 111-116, June, 1998.

[9] Kinich Nagata, Masaski Takahashi, "Linear Motor Drive System for the Normal Conductivity Maglev Vehicle HSST-05", *IEEJ*, Vol. 110-D, No. 1, pp. 23-31, 1990.

[10] Ichiro Miyashita, Youichi Ohmori, "New Modulation Method for VVVF Inverter for HSST-05", International conference Maglev'89, pp. 185-190, July, 1990.

# Characteristic Analysis of Linear Induction Motor by Maxwell

Yong-Wi, Ahn

*Department of Electrical Engineering*

*Graduate School of Industry*

*Pukyong National University*

## Abstract

The Linear Induction Motor(LIM) has advantages like simple structure, direct drive and high reliability. Therefore it is widely used in the precise machine industry, magnetic levitation system and automatic delivery system.

This paper described the characteristics analysis of LIM. A commercial finite element analysis software, Maxwell, and power electronics characteristics analysis software, Simplorer, were used. And the inverter was modeled by Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) method to drive LIM.

From the results, it is shown that when the gap of two LIMs is narrow the magnitude of starting force is a little lower but the magnitude of force is a little higher when the speed is 2 [m/sec] due to the eddy current. And from the force characteristics and current characteristics results, it is known that there are many ripple components.