

工學碩士 學位論文

직입기동 영구자석형
동기전동기의 특성해석



2009年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

金 福 憲

工學碩士 學位論文

직입기동 영구자석형 동기전동기의 특성해석

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함



2009 年 12月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

金 福 憲

金福憲의 工學碩士學位論文을 認准함

2009 年 12 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 權 聖 烈 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)



목 차

제 1 장 서 론	1
제 2 장 3상유도전동기 기본이론	2
2.1 기본구조	2
2.2 회전자계	3
2.3 운전특성	8
제 3 장 영구자석	10
3.1 영구자석의 자화	10
3.2 영구자석의 근사설계	11
3.3 영구자석 재료	13
제 4 장 유한요소법	16
4.1 유한요소법 개요	16
4.2 유한요소해석 정식화	19
제 5 장 특성해석 결과 및 고찰	22
5.1 설계된 모델	22
5.2 영구자석 변화에 따른 특성	23
5.3 유한요소 해석	25
제 6 장 결 론	33
참고문헌	34

제 1 장 서 론

우리나라의 총 전력 소비량 중 용도별 전력 소비량을 조사한 결과에 따르면 전동기류가 60%, 조명기기가 20%, 전열기 등 기타가 20%를 차지하고 있다. 이 중 가장 많은 전력 소비량을 갖는 전동기류 중에서 산업용 3상 유도전동기가 소비하는 전력이 가장 크다[1-9]. 따라서 3상 유도전동기의 효율 향상이 요구되어 고 효율화에 대한 연구와 제품 개발이 많이 진행되었다. 그러나 유도전동기는 2차측 동손의 존재로 효율 향상에 한계가 있어 영구자석형 전동기로 대체 하는 것이 필요하다[10].

직입기동 영구자석형 동기전동기(Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motor : LSPM)는 일반 농형 유도전동기와 같은 농형 바를 가지는 회전자 내부에 영구자석을 매입한 구조이다. 가장 큰 특징은 영구자석형 전동기이면서 회전자 내부에 농형 바를 갖기 때문에 별도의 제어기 없이 일반 유도전동기와 같이 상용 전원의 공급으로 기동됨은 물론 동기속도에서의 정속 운전이 가능한 고효율, 고역율의 전동기라는 것이다 [11-12]. 하지만 LSPM은 기동시 회전자 내부의 농형 바에 의해서 발생하는 유도 토크와 영구자석에 의해 발생하는 브레이킹 토크의 중첩된 토크 특성이 발생되므로 그 설계와 해석의 어려움으로 인해 다른 전동기에 비해 주목받지 못하고 있다.[13-24]

본 논문에서는 LSPM의 특성 해석에 대하여 서술하였다. 먼저 상용 설계 프로그램을 이용하여 설계된 LSPM의 특성을 영구자석의 길이와 두께를 변화시키면서 비교하였다. 또한, 상용 유한요소 해석 프로그램을 이용하여 영구자석의 위치를 변화시키면서 동특성을 해석하여 영구자석이 특성에 미치는 영향을 고찰하였다.

제 2 장 3상 유도전동기 기본 이론

2.1 기본 구조

3상 유도 전동기의 3상 권선은 전동기 프레임(frame) 내부에 있는 고정자 슬롯 속에 설치되어 있다. 회전자 철심은 성층된 강자성체를 사용하며 철심의 표면에는 슬롯이 절단되어 있다. 회전자 권선의 형식은 농형(squirrel-cage type) 또는 권선형(wound-rotor type) 이다. 그림 1(a) 는 3 상 농형 유도전동기의 단면도이다. 각 상권선 사이의 위상각은 전기적으로 120° 떨어져 있다. 권선 aa' 는 a 상 권선, bb' 는 b 상 권선, cc' 는 c 상 권선으로 표시한다. 이러한 상권선의 끝부분은 3 상 연결 방식을 이루기 위하여 그림 1(b) 와 같이 Y 방식 또는 그림 1(c) 와 같이 델타(Δ) 방식으로 연결되어 있다. 평형 3상 전류가 이러한 3상 권선에 흐를 경우 공극에서는 일정 크기, 일정 속도의 회전자계가 발생하고, 회전자 회로에서는 전류가 유도되어 토크가 발생된다.

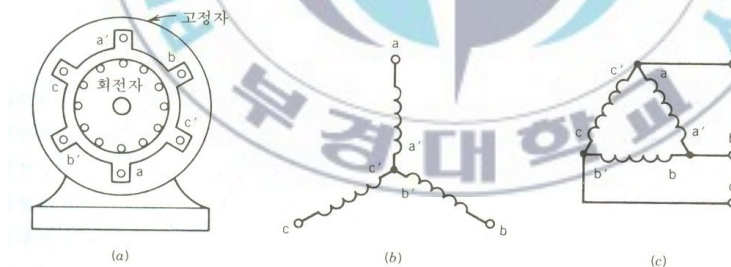


그림 1. 3상 농형유도기.

(a) 단면도, (b) Y결선 고정자 권선, (c) Δ 결선 고정자 권선

2.2 회전 자계

그림 2(a) 에서 aa', bb' 및 cc' 로 표시된 3상 권선은 고정자 내부 표면의 공간에서 서로 전기적으로 $2\pi/3$ 떨어져 설치되어 있다. 전류가 상권선에 흐를 때 상(相) 권선으로 표시 되는 코일의 축에는 정현파 형태로 분포된 기자력이 발생되고 교류 전류가 코일에 흐른다면 이에 따라 발생하는 기자력 파형은 진동한다. 이때 기자력 파형의 크기와 방향은 권선에 흐르는 전류의 순시치에 따라 결정된다.

그림 2(b) 는 기자력의 공간적인 분포도로서 코일 aa' 에 교류 전류가 흐를 때 기자력의 순시치가 변화됨을 보여주고 있다. 각 상권선은 정현파에 가까운 기자력 파형을 발생하며 공간에서 서로 $2\pi/3$ 전기적으로 떨어져 있다.



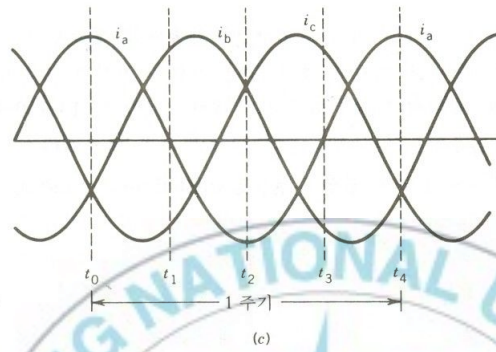
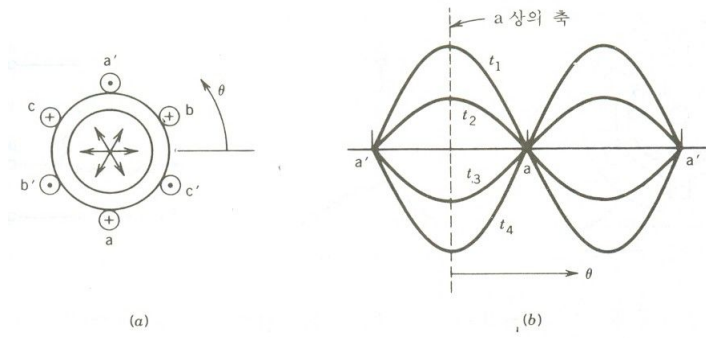


그림 2. 기자력 파형

3상 권선에 평형 3상 전류가 흐른다고 가정하자. 3상 전류는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$i_a = I_m \cos \omega t \quad (1)$$

$$i_b = I_m \cos (\omega t - 120^\circ) \quad (2)$$

$$i_c = I_m \cos (\omega t + 120^\circ) \quad (3)$$

이러한 순시전류는 그림 2(c) 에서 보여 주고 있다. 그림 2(a) 에서는 각 상의 전류가 권선에서 흐를 때의 기준 방향을 코일 단면에서 점(·) 과 십자(+) 로서 표시하였다. 상 전류가 각각의 상 권선에 흐를 때 각 상 권선은

공간적으로 정현파 형태의 기자력 파형을 발생시킨다.

각 상의 축을 따라서 기자력은 진동하고 상의 축에서 기자력의 최대치가 유지된다. 각 기전력의 파형은 상의 축에 위치하는 공간 벡터로 표시할 수 있으며 그 크기는 전류의 순시치에 비례한다. 기자력의 합성 파형은 3 상 기자력 파형의 각각 성분을 합한 것으로서 이는 그림으로 설명할 수 있다.

각각 순간의 위치와 이 때 합성 기자력 파형의 크기와 위치를 생각해 보자. 그림 2(c)로부터 $t = t_0$ 인 순간, 상 권선에 흐르는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_a = I_m \quad : a \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (4)$$

$$i_b = -\frac{I_m}{2} \quad : b \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (5)$$

$$i_c = -\frac{I_m}{2} \quad : c \text{ 상 권선에 흐르는 전류} \quad (6)$$

그림 2(a)에서는 점과 십자로서 각 권선에서 흐르는 전류 방향을 표시하고 있다. a 상 권선에 흐르는 전류가 최대일 때 기자력은 최대치를 가지며 그림 2(a)에서 보는 것과 같이 a 상 축의 정방향으로 벡터 $\vec{F}_a = \vec{F}_{\max}$ 로서 표시된다. b 상과 c 상의 기자력은 각각 벡터 $\vec{F}_b$ 와 $\vec{F}_c$ 로서 표시되며, 그 크기는 $\vec{F}_{\max}/2$ 이며, 그 방향은 각축의 정방향으로 표시된다. 세 벡터의 합성은 a 상 축의 정방향이며 그 크기는 $\vec{F} = \frac{3}{2}\vec{F}_{\max}$ 이다.

그러므로 이 순간 기자력 합성 파형은 a 상 기자력과 같은 정현파 형태로 분포되었으며 크기는 a 상 기자력 파형에 대해 1.5 배이다. 그림 2(b)는 $t = t_0$ 일 때 각 상의 기자력 파형과 합성 파형을 보여주고 있다.

그림 2(c)에서 $t = t_1$ 일 때, 각 상전류와 기자력은 다음과 같다.

$$i_a = 0, \quad F_a = 0 \quad (7)$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m, \quad F_b = \frac{\sqrt{3}}{2} F_{\max} \quad (8)$$

$$i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m, \quad F_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} F_{\max} \quad (9)$$

그림 2(c) 는 $t = t_1$ 일 때 각 상전류의 방향, 기자력의 벡터의 성분 및 기자력의 합성 벡터를 보여주고 있다. 여기서 기자력 합성 벡터는 $t = t_0$ 에 서와 같이 그 크기가 1.5배이다. 그러나 그 방향은 공간에서 시계 반대 방 향으로 90° (전기각) 회전하였다. $t = t_2$ 와 $t = t_3$ 일 때 전류와 합성 기자력 은 각각 그림 3(d) 와 3(e)에서 보여주고 있다.

시간에 대한 합성 기자력 파형은 공간적으로 같은 크기의 정현파 모양으 로 분포하며 공극을 통하여 이동한다. 전류 변화의 한 주기에서 합성 기자 력 파형은 그림 3(a) 의 위치로 되돌아온다.

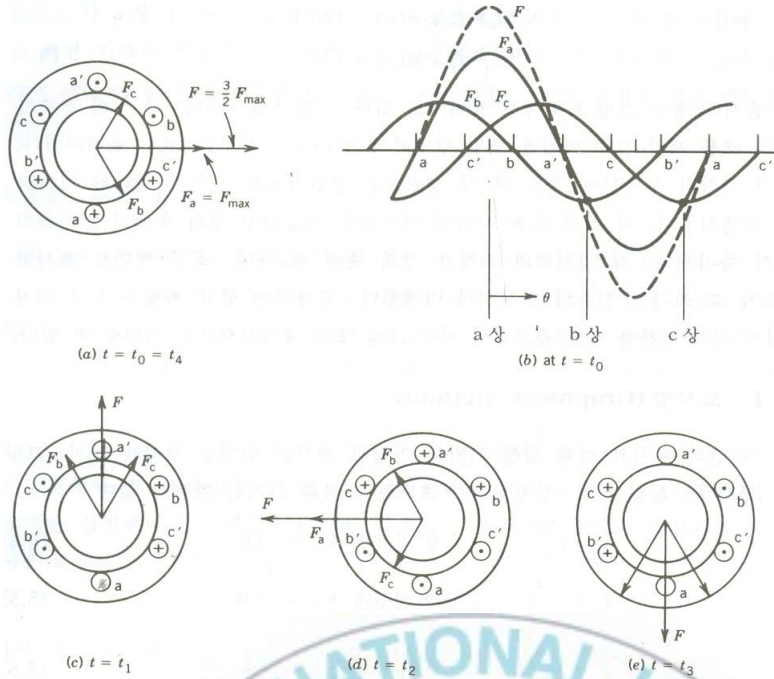


그림 3. 그림 형식으로 보여주는 회전 자계:
여러 순간의 기자력

그러므로 합성 기자력 파형은 양극기에서 전류 변화의 한 주기에 대해 1회전하게 된다. p 극기에서 전류가 한 주기 동안 변화 할때 기자력 파형은 $2/p$ 동안 회전하게 된다. 입력 전류의 초당 주파수가 f 인 p 극기에서 회전 기자력 파형 (rotating mmf wave) 의 분당 회전수 (rpm: revolution per minute; rpm) 는 다음과 같다.

$$N = \frac{2}{p} f 60 = \frac{120f}{p} [rpm] \quad (10)$$

만약 i_a 가 a 상 권선에 흐르고, i_b 는 c 상 권선에 흐르고, i_c 는 b 상 권선에 흐른다면 회전 기자력 파형은 시계 방향으로 회전하게 된다. 즉, 권선에서 상의 순서 (phase sequence) 를 반전하게 되면 이에 따라 회전 기자력 파형도 반대 방향으로 회전하게 된다.

2.3 운전 특성

고정자 권선이 3상 전원에 연결되고 회전자 회로가 단락될 경우, 회전자 권선에서는 기전력이 유기되며 이 기전력에 의하여 회전자 전류가 발생한다. 이 회전자 전류는 공극 속의 회전 자계와의 상호 작용에 의하여 토크를 발생시킨다. 이에 따라 회전자는 회전하기 시작한다. 렌츠의 법칙 (Lenz's law) 에 의해 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도를 감소시키기 위하여 회전자는 회전 자계의 방향으로 회전한다.

공극에서 회전 자계의 속도를 동기 속도 N_s 라고 하며, 회전자 속도는 동기 속도 N_s 보다는 작지만 안정된 속도 N 에 도달하게 된다. 회전자 속도가 동기 속도와 같을 경우 회전자 회로에서는 기전력과 전류가 발생하지 않으며 따라서 토크도 발생하지 않는다.

회전자 속도 N 과 회전 자계의 동기 속도 N_s 와의 차이를 슬립(slip) s 라고 하며, 이를 정의하면

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (11)$$

만약 당신이 회전자 위에 앉아 있다면 당신은 회전자가 회전 자계에 대해 슬립 회전수는 $slip \text{ rpm} = N_s - N = sN_s$ 로서 미끄러지는 것을 알 수 있을 것이다. 회전자 회로에서 유기되는 기전력과 전류의 주파수 f_2 는 이러한 슬립 회전수 (slip rpm) 에 대응하게 된다. 왜냐하면 슬립 회전수는 회전 자계와 회전자 권선 사이의 상대 속도이기 때문이다. 식 (10) 으로부터

$$\begin{aligned}
f_2 &= \frac{p}{120}(N_s - N) \\
&= \frac{p}{120}sN_s \\
&= sf_1
\end{aligned} \tag{12}$$

이러한 회전자 회로의 주파수 f_2 를 슬립 주파수 (slip frequency) 라고 한다. 슬립 s 의 회전자 회로에서 유기되는 기전력은

$$\begin{aligned}
E_{2s} &= 4.44f_2N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= 4.44sf_1N_2\Phi_pK_{w2} \\
&= sE_2
\end{aligned} \tag{13}$$

여기서 E_2 는 회전자가 정지할 때 회전자 회로에서 유기되는 기전력으로서, 이때의 주파수는 고정자 주파수 f_1 과 같다.

3상 회전자 권선에서 유기된 전류는 회전 자계를 발생시킨다. 이때 회전자측의 상대 속도 n_2 는

$$\begin{aligned}
N_2 &= \frac{120f_2}{p} \\
&= \frac{120sf_1}{p} \\
&= sN_s
\end{aligned} \tag{14}$$

회전자는 N [rpm] 의 속도로 회전하므로 공극 내의 회전자 자계의 속도는 $N_1 + N_2 = (1-s)N_s + sN_s = N_s$ [rpm] 가 된다. 그러므로 고정자 자계와 회전자 자계는 공극에서 같은 동기 속도 N_s 로 회전한다. 이러한 두 자계의 상호 작용이 토크를 발생한다.

제 3 장 영구자석

영구자석은 여자 전류가 없이도 자계를 유지할 수 있다. 영구자석은 보통 철 (iron), 니켈 (nickel), 코발트 (cobalt) 의 합금이다. 이들은 큰 $B-H$ 루프, 높은 비투자율 (또는 높은 B_r), 높은 보자력 등의 특성이 있다. 이 합금은 열처리를 하여 재료의 기계적 강도를 높인다. 이러한 영구자석 재료는 경철(hard iron) 로, 그 외의 자기재료들은 연철(soft iron) 로 불린다.

3.1 영구자석의 자화

그림 4a 의 자기 회로에 대하여 생각해 보자. 자기 재료는 처음은 자화되지 않았다고 가정하고 큰 기자력을 공급한 후 제거하면 자속밀도는 그림 4b의 점 a 와 같이 자화 곡선상의 잔류 자속밀도 B_r 로 유지하게 될 것이다. H_1 의 자계의 세기가 역방향으로 경철에 가해지면 동작점은 b로 움직인다. H_1 이 제거되고 다시 루프는 폭이 좁기 때문에 실제로는 반동선(recoil line) 이라고 하는 직선 bc로 다시 나타낼 수 있다. 이 선은 점 a에서 감자 곡선에 대하여 접선 xay 와 거의 평행하다. 반동선의 경사를 반동 비투자율 (recoil permeability: μ_{rec}) 이라 한다. 알니코 (alnico) 자석은 $3 \sim 5\mu_0$ 정도인 반면 페라이트 (ferrite) 자석의 비투자율은 $1.2\mu_0$ 의 정도로 낮다.

역자계의 세기가 H_1 을 넘지 않는 한 자석은 반영구적이다. H_1 보다 더 큰 역자계의 세기 H_2 가 공급되면 영구 자석의 자속밀도는 B_2 로 감소된다. H_2 가 제거 되면 새로운 반동선은 de 를 따라 움직인다.

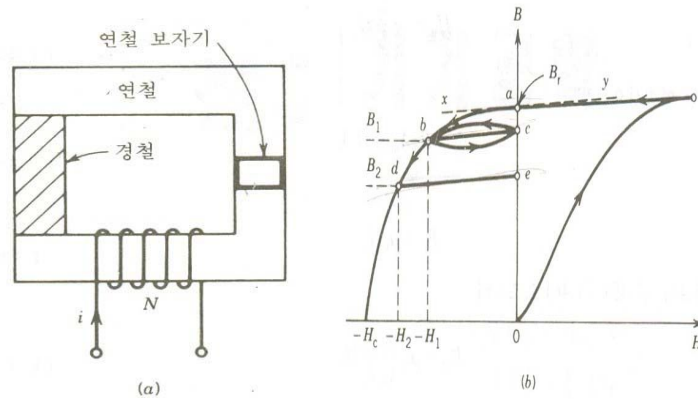


그림 4 영구자석 시스템과 $B-H$ 궤적

3.2 영구자석의 근사 설계

그림 4a 의 영구자석이 그림 4b 의 점 a 로 표시된 잔류 자속밀도로 자화 되었다고 하자. 그림 1.22a 에서처럼 연철 보자기 (soft iron keeper) 가 제거되면 공극이 나타난다.

자석과 공극에서의 합성 자속을 구하기 위해 다음과 같이 가정한다.

1. 누설 자속 또는 프링징 자속 (fringing flux) 은 없다.
2. 연철에서는 기자력이 필요 없다.

암페어 주회 법칙으로부터

$$H_m l_m + H_g l_g = 0 \quad (15)$$

$$H_m = -\frac{l_g}{l_m} H_g \quad (16)$$

자속의 연속성으로부터

$$\Phi = B_m A_m = B_g A_g \quad (17)$$

또한

$$B_g = \mu_o H_g \quad (18)$$

식 (16), (17), (18) 로부터

$$B_m = \mu_o \frac{-A_g l_m}{A_m l_g} H_m \quad (19)$$

식 (19) 는 원점을 통과하는 직선으로서 전단선(share line) 이라고 한다. (그림 5b). 점 b에서 감자 곡선(demagnetization curve) 과 전단선의 교점은 연철 보자기가 제거된 경철 재료의 B 와 H 의 동작 값을 결정한다. 연철 보자기가 다시 끼워지면 동작점은 반동선 bc 위에서 움직인다. 이러한 해석에 의해 공극을 가진 영구자석의 동작점은 $B-H$ 루프의 감자 부분, 공극의 크기 및 자석 재료에 의해 결정된다.

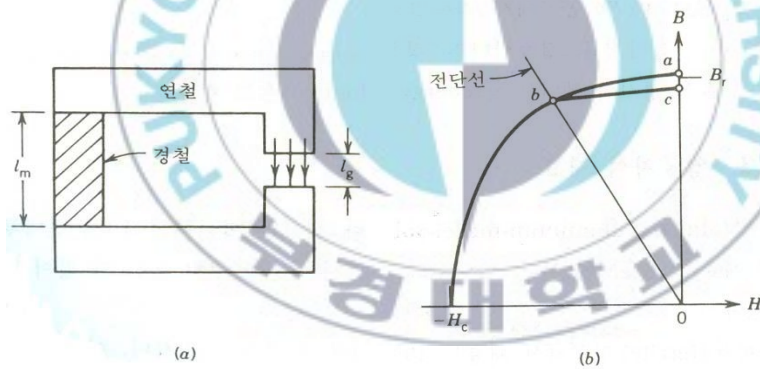


그림 5 보자기를 제거한 영구자석과 $B-H$ 레직

식 (16), (17), (18) 으로부터 영구자석 재료의 체적은

$$\begin{aligned}
V_m &= A_m l_m \\
&= \frac{B_g A_g}{B_m} \times \frac{H_g l_g}{H_m} \\
&= \frac{B_g^2 V_g}{\mu_0 B_m H_m}
\end{aligned} \tag{20}$$

여기서 $V_g = A_g l_g$ 는 공극의 체적이다.

따라서 체적 V_g 의 공극에서 자속밀도 B_g 로 유지하기 위해서는 $B_m H_m$ 의 값이 최대가 되는 동작점을 결정한다면 경철의 체적을 최소화 시킬 수 있다. 이때의 $B_m H_m$ 의 값을 경철의 에너지 적(energy product) 이라고 한다.

3.3 영구자석 재료

알니코 (alnico : aluminum-nickel-cobalt) 라고 하는 합금류는 1930 년대부터 영구자석 재료로 사용되어 왔다[24]. 알니코의 잔류 자속밀도는 그림 6과 같이 1.2[T] 정도의 높은 값을 가진다.

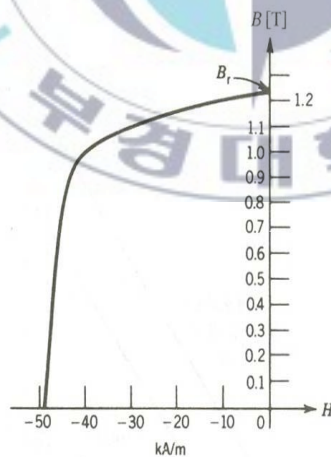


그림 6 알니코 5 에 대한 감자 곡선

페라이트 (ferrite) 영구자석 재료는 1950 년대부터 사용되어 왔다. 이 재료는 0.35 [T] 정도의 낮은 잔류 자속밀도와 -350 [kA/m] 정도의 높은 보자력을 갖는다. 그림 7은 스트론튬 페라이트 (strontium ferrite) 로서 페라이트 D의 감자 곡선을 나타내고 있다.

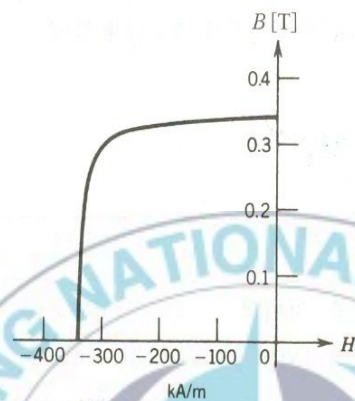


그림 7 페라이트 D 자석에 대한 감자 곡선

1960년 이후 희토(rare-earth) 산화물인 새로운 영구자석이 개발되었다. 희토 산화물 영구자석 재료는 알니코형 재료와 상대적으로 1.25 [T] 정도의 높은 잔류 자속밀도와 페라이트보다 -950[kA/m] 정도의 큰 보자력을 견비하고 있다. 이런 재료는 철, 니켈, 코발트와 하나 또는 둘 이상의 희토 산화물을 혼합한다. 일반적으로 사용되는 희토산화물 재료는 사마리움-코발트 (samarium-cobalt) 이다. 이 재료에 대한 감자 곡선은 그림 8과 같다. 최근에 개발된 희토 산화물 재료는 네오디뮴-철-붕소(neodimium-iron-boron) 이다.

이 합금에 대한 감자 곡선은 그림 8과 같다. 잔류 자속밀도와 보자력은 사마리움-코발트보다 크다. 이러한 네오디뮴-철-붕소는 영구자석 분야에서 장래에 널리 사용될 것으로 예상된다.

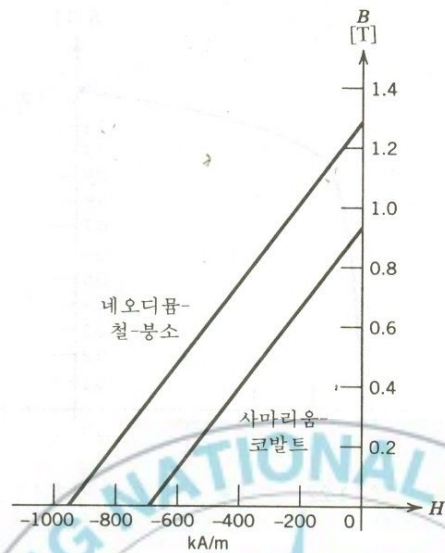


그림 8 사마리움-코발트 자석과 네오디뮴-철-붕소 자석에 대한 감자 곡선

제 4 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[25].

4.1 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 여러 가지 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 근사화시켜 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.

4.2 유한요소해석 정식화

변위 전류를 무시 할 수 있는 준 정상상태에서, 임의의 해석 영역에 대한 Maxwell 방정식 및 보조방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e \quad (21)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \nabla \times (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (22)$$

$$\nabla \times \vec{B} = 0 \quad (23)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (24)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (25)$$

$$\vec{M} = \chi \vec{H} + \vec{M}_r \quad (26)$$

여기서, $\vec{M}$ 은 자화량, χ 는 자화율, $\vec{M}_r$ 은 잔류 자화량이다. 식(25)를 식 (22)에 대입하여 정리하고 $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 의 관계를 이용하여 식(22)를 $\vec{H}$ 에 대해 정리하면 식 (27)과 같다.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} (\nabla \times \vec{A}) - \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (27)$$

식(27)을 식(21)에 대입하여 정리하면 다음식과 같다.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o + \vec{J}_e + \nabla \times \frac{1}{\mu_r} \vec{M}_r \quad (28)$$

전동기가 1차 철심의 적층방향으로 무한하다고 가정하면, 앞에서 전제한 가정과 같이 자기벡터 포텐셜 $\vec{A}$ 와 전류밀도 $\vec{J}$ 는 z 축 방향으로만 존재하게 된다. 또한, 잔류자화량 $\vec{M}_r$ 이 x, y 성분만 존재한다고 보면 식 (29)와 같은 자기벡터 포텐셜을 이용한 해석영역의 2계 편미분의 지배방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = -J_o \\ + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \frac{1}{\mu_r} \left(\frac{\partial M_{ry}}{\partial x} - \frac{\partial M_{rx}}{\partial y} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

해석영역 각각의 요소에 대하여 자기벡터 포텐셜 A^e 를 1차 형상함수 N_{ie} 로 근사화 해서 가중잔차법을 위한 가중함수 N_{je} 를 도입하고 Galerkin법을 이용하여 잔차를 전영역에 대해서 적분하여 잔차를 영으로 하기 위해 각 요소에 대해 정식화하면 다음과 같은 식으로 전개된다.

$$\begin{aligned} \int_{s^e} \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \\ - \int_{s^e} \frac{1}{\mu_r} \left(M_{rx}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial y} - M_{ry}^e \frac{\partial N_{je}}{\partial x} \right) dx dy \\ - \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy - \sigma \frac{d}{dt} \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 N_{ie} N_{je} A_{ie} dx dy = 0 \end{aligned} \quad (30)$$

(j = 1, 2, 3)

식 (30)의 요소방정식을 전요소에 대하여 조립하면, 식 (31)과 같은 각절점

에 대한 자기벡터 포텐셜과 각 상전류에 대한 선형연립방정식을 얻게 된다.

$$[[S] - [C]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} [[T] [0]] \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = [G] \quad (31)$$

여기서 [S] 는 절점의 위치와 투자율에 관계된 계수행렬, [C] 는 강제전류 밀도의 계수행렬, [T] 는 와전류밀도의 계수행렬, [G] 는 등가 자화전류밀도에 해당되는 구동 행렬을 나타낸다. 식 (31)은 방정식의 수보다 미지수가 3개(각 상전류에 해당) 더 많은 형태이므로 해를 구하기 위하여 다음에서 기술하는 각상에 대한 전압 방정식과 결합되어 진다.

각 절점의 자기벡터 포텐셜 [A]와 각 상의 권선에 흐르는 전류 $\vec{I}$ 를 미지수로 하는 식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[C] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [T] & [0] \\ l_{stk}[C]^T & [L_o] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \{V\} \end{Bmatrix} \quad (32)$$

식 (32)의 시간미분항을 후퇴차분법을 이용하여 처리하여 식을 정리하면 식 (33)과 같은 회로방정식을 고려한 전체 시스템 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] + \frac{[T]^T}{\Delta t} & -[C] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o] + \Delta t [R]}{l_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} \frac{[T]^T}{\Delta t} & [0] \\ -[C]^T & -\frac{[L_o]}{l_{stk}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{A\} \\ \{I\} \end{Bmatrix}_t + \begin{Bmatrix} \{G\} \\ \frac{\Delta t}{l_{stk}} \{V\} \end{Bmatrix}_{t+\Delta t} \quad (33)$$

제 5 장 특성 해석 결과 및 고찰

LSPM 특성을 해석하기 위하여 먼저, 상용 설계 프로그램을 이용하여 간단한 설계를 한다. 설계 후 영구자석의 길이와 두께를 변화시키면서 효율과 토크 특성을 해석한다. 해석 결과 중 가장 좋은 특성을 갖는 영구자석의 두께를 결정한 후, 2차원 유한요소 해석을 시행한다. 유한요소 해석 시 영구자석의 위치에 따른 속도 특성, 토크 특성 및 자속 특성을 비교하여 영구자석이 LSPM의 특성에 미치는 영향을 고찰한다.

5.1 설계된 모델

상용 설계 프로그램은 설계하고자 하는 전동기의 고정자, 권선, 회전자 그리고 축의 순으로 원하는 설계 값을 대입하게 되면 기본 설계를 해주며, 자기 등가회로법을 사용하여 특성해석을 해 주는 프로그램이다.

본 논문에서 설계하고자 하는 LSPM의 설계제원은 상 수 : 3, 출력 : 550[W], 정격전압 : 220[V], 주파수 : 50[Hz], 극수 : 4, 정격 속도 : 15000[RPM] 이다. 그림 9는 설계된 LSPM을 나타낸다. 구조는 일반 유도 전동기와 비슷하며 회전자 내부에 영구자석이 존재하게 된다. 영구자석의 형태는 특성에 따라 여러 가지 형태를 가질 수 있으며 본 논문에서는 바 형태의 영구자석을 택하였다.

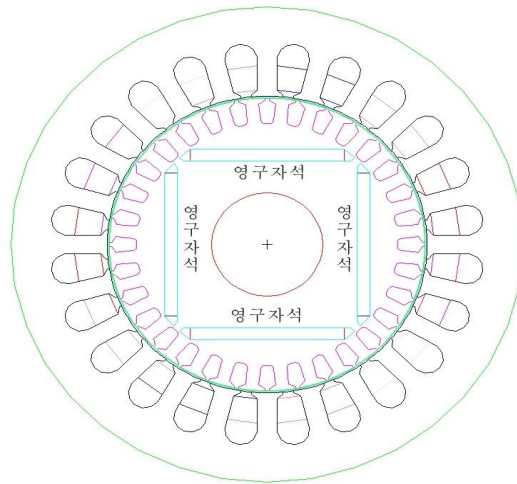


그림 9. 설계된 LSPM

5.2 영구자석 변화에 따른 특성

LSPM은 기동 시 회전자에 존재하는 바에 발생하는 유도전압에 의한 토오크와 영구자석에 의한 토오크가 동시에 존재하게 되어 영구자석이 LSPM 기동 시에 영향을 미치게 된다. 따라서 영구자석의 두께와 길이가 LSPM에 미치는 영향을 파악하는 것이 매우 중요하다.

본 논문에서는 상용 설계 프로그램을 이용하여 영구자석의 두께와 길이의 변화에 따른 특성을 해석하였다. 영구자석의 길이는 26[mm]에서 30[mm]까지 변화를 시켰고, 영구자석의 두께는 1[mm]에서 3[mm]까지 변화를 시키면서 특성 해석을 시행하였다.

그림 10과 11은 영구자석의 두께와 길이의 변화에 따른 효율 및 토크특성을 나타낸다. 그림 10과 그림 11로 부터 영구자석의 길이가 30[mm] 두께가 3[mm]일 때 효율과 토크 특성이 제일 좋음을 알 수 있다.

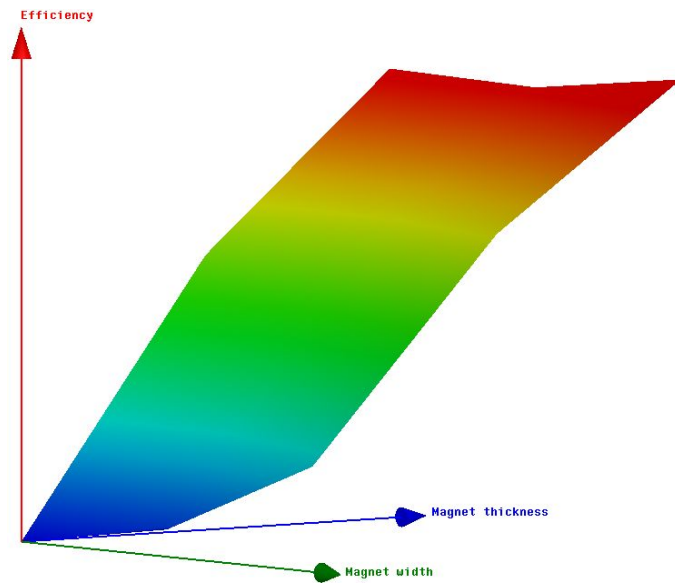


그림 10. LSPM의 효율특성

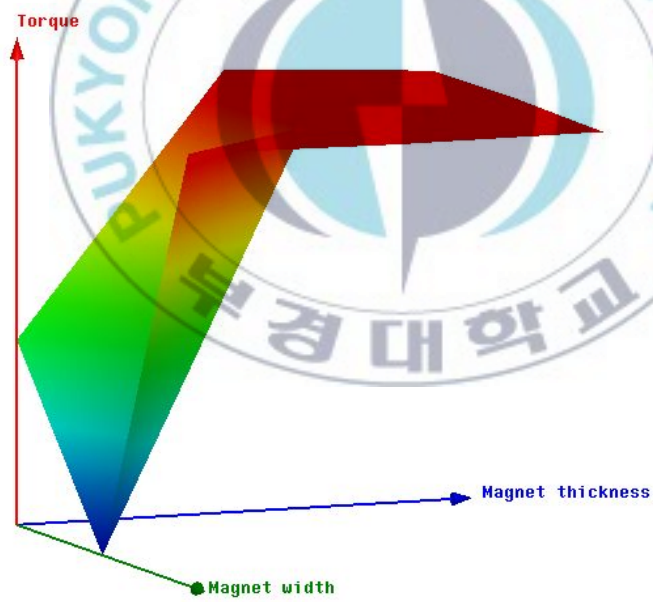


그림 11 LSPM의 토크 특성

5.3 유한요소 해석

상용 설계 프로그램을 이용하여 설계한 LSPM의 동특성을 해석하기 위하여 유한요소법을 이용한다. 유한요소 해석에서는 영구자석의 두께는 3[mm]로 일정하게 유지하고 영구자석의 위치를 변화 시키면서 영구자석의 위치가 동특성에 미치는 영향을 고찰하였다.

그림 12는 요소 분할된 LSPM을 나타내며 요소의 개수는 5900개이다. 영구자석의 위치는 그림 12의 영구자석의 위치를 초기 위치라고 했을 때 영구자석을 중심 위치로 옮기면서 속도 특성, 토크 특성 및 자속 특성을 비교하였다. 사용된 영구자석은 Nd계열이며, 자성체는 사용프로그램에 존재하는 steel을 사용하였다. 그림 13은 자성체의 B-H 곡선을 나타낸다.

그림 14a, b는 영구자석이 초기 위치에 있을 경우의 토크 및 속도 특성이다. 전동기가 0.1[sec] 이후에 동기속도에 진입하는 것을 볼 수 있다.

그림 15는 동기속도에 진입하는 0.1[sec]에서의 자속밀도 분포를 보여준다. 자성체의 B-H 곡선과 비교했을 때 부분적으로 포화가 된 부분이 존재함을 알 수 있다.

그림 16은 영구자석의 1차 이동된 LSPM의 모델을 보여주며, 그림 17은 이 모델의 토크 및 속도 특성을 보여준다. 속도가 0.08[sec] 부근에서 동기속도에 수렴함을 알 수 있다.

그림 18은 이 전동기의 0.1[sec]에서의 자속밀도 분포를 보여주며, 그림 15와는 달리 포화되는 부분이 거의 없음을 알 수 있다. 그림 19는 영구자석 2차 이동된 LSPM 모델이며, 그림 20은 이 모델의 토크 및 속도 특성이다. 동기속도로 0.1[sec]부근에서 수렴함을 알 수 있다.

그림 21은 이 전동기의 0.1[sec] 부근에서의 자속밀도 분포도이다.

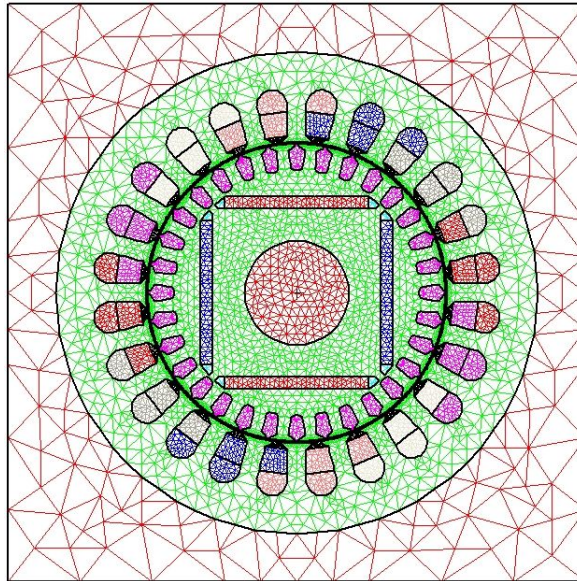


그림 12. LSPM의 요소 분할도

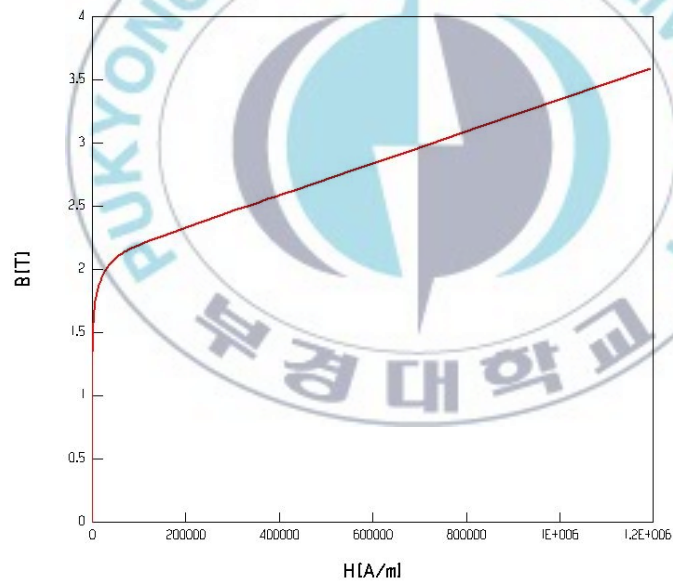
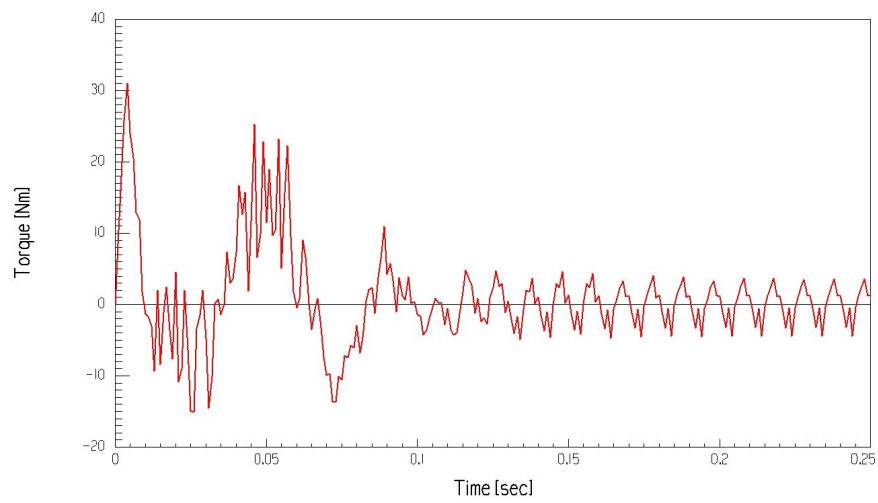
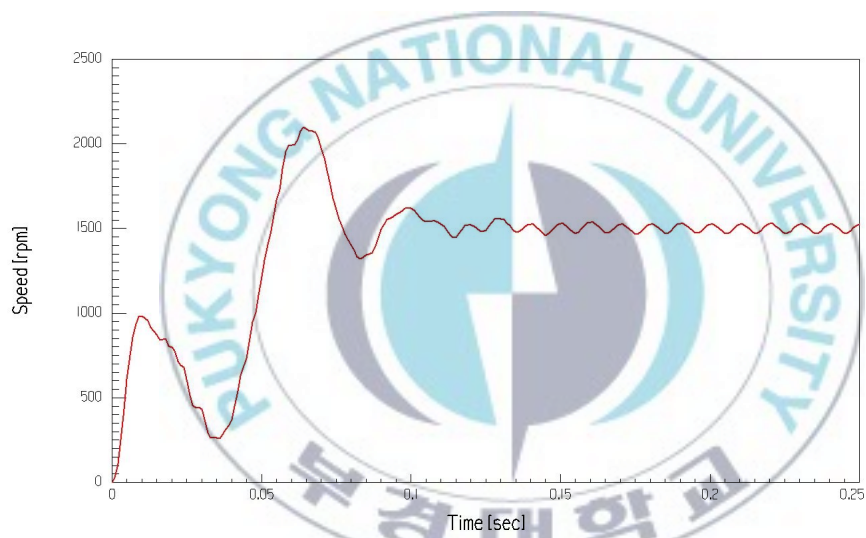


그림 13 자성체의 B-H 곡선



(a)



(b)

그림 14. LSPM의 토크 및 속도 특성

(영구자석은 초기위치에 존재)

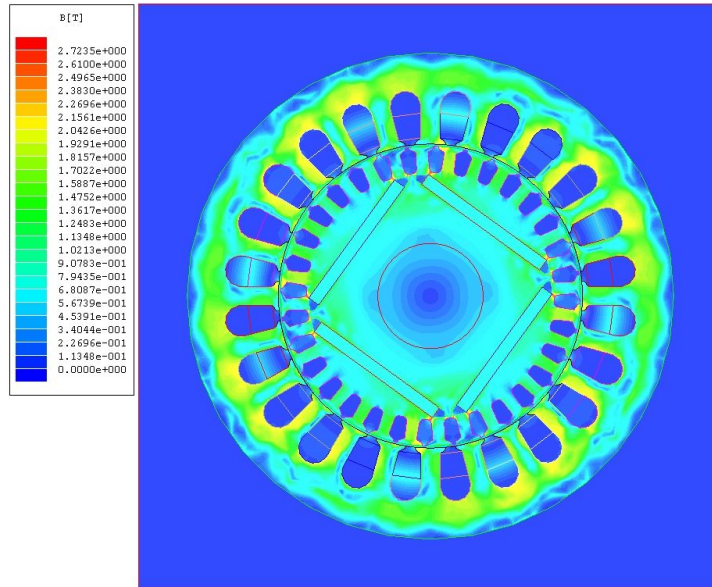
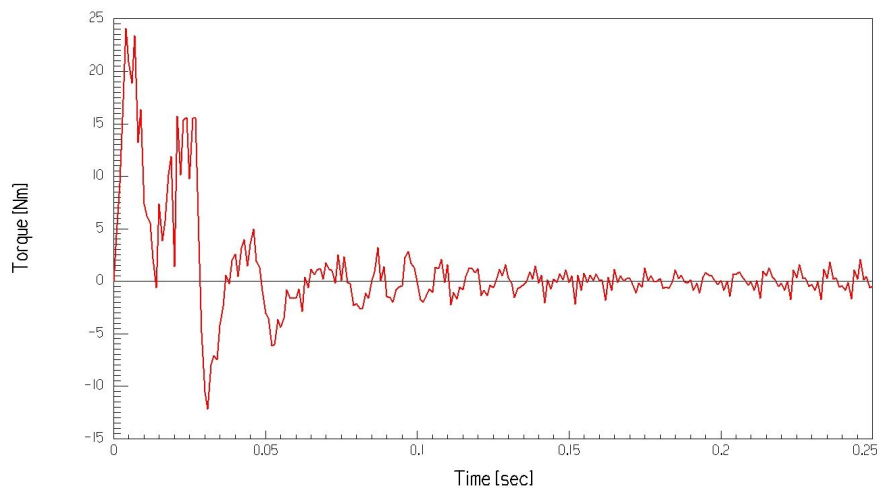


그림 15 자속밀도 분포도(0.1[sec])



그림 16 영구자석의 1차 이동된 후의 모델



(a)



(b)

그림 17. LSPM의 토크 및 속도 특성
(1차 이동 후)

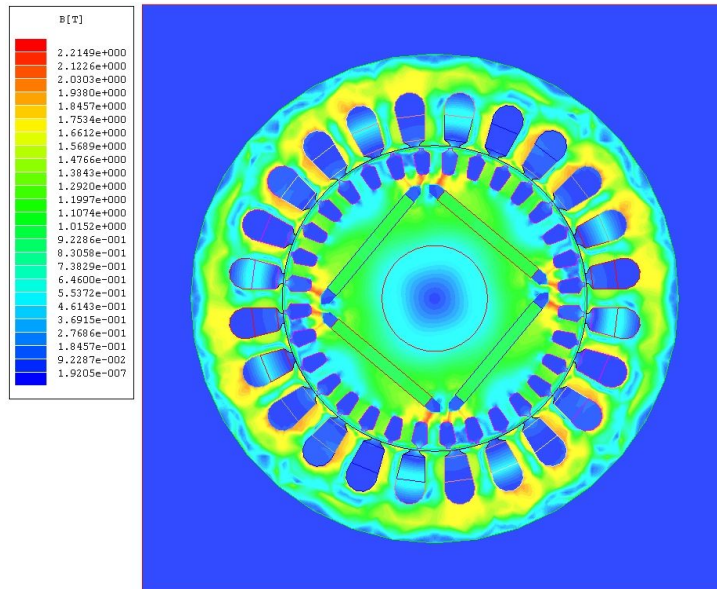
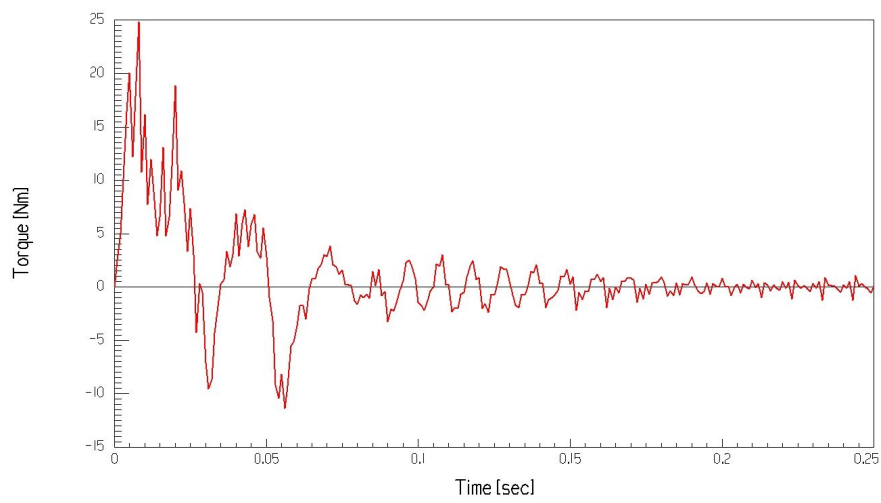


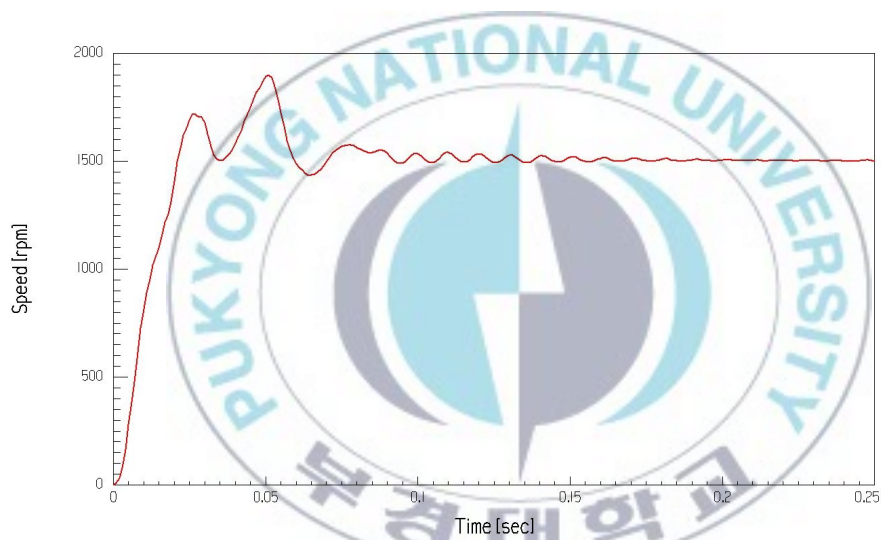
그림 18 자속밀도 분포도(0.1[sec])



그림 19 영구자석의 2차 이동된 후의 모델



(a)



(b)

그림 20 LSPM의 토크 및 속도 특성
(2차 이동 후)

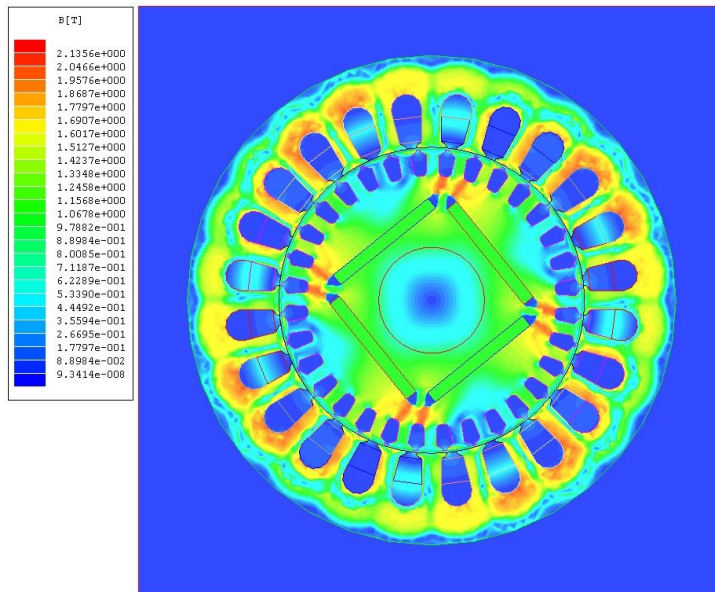


그림 21 자속밀도 분포도(0.1[sec])



제 6 장 결 론

본 논문에서는 LSPM의 특성 해석에 대하여 서술하였다. 먼저 상용 설계 프로그램을 이용하여 설계된 LSPM의 특성을 영구자석의 길이와 두께를 변화시키면서 비교하였다.

또한, 상용 유한요소 해석 프로그램을 이용하여 영구자석의 위치를 변화시키면서 동특성을 해석하여 영구자석이 특성에 미치는 영향을 고찰하였다.

먼저 상용 설계 프로그램을 이용하여 설계된 LSPM의 특성을 영구자석의 길이와 두께를 변화시키면서 비교하였다. 비교 결과 영구자석의 길이는 30[mm], 두께는 3[mm] 일 때 특성이 제일 우수함을 알 수 있었다.

또한, 상용 유한요소 해석 프로그램을 이용하여 영구자석의 두께는 3[mm]로 유지한 후 영구자석의 위치를 변화시키면서 동특성을 해석하여 영구자석이 특성에 미치는 영향을 해석하였다.

해석 결과 영구자석의 공극에 가까운 위치에 있으면 부분적으로 포화를 일으켜 동기속도로 진입하는 LSPM 특성이 저하됨을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] E.S. Hamdi, Design of small electrical machines, John Willey & Sons, 1994.
- [2] 한문규, 영구자석 유도동기전동기의 특성해석 및 시제품에의 응용“ 대한전기학회 하계학술대회 논문집, A권, pp. 324-326, 1999.
- [3] E.Richter, T.W.Neumann, "Line start permanent motors with different materials", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG20, No. 5, pp. 1762-1764, 1984.
- [4] S.Yamamoto, T.Ara, S.Oda, K.Matsuse, "Prediction of starting performance of PM motor by DC decay testing method", IEEE Trans. on industry application, Vol. 36, No.4, pp. 1053-1060, 2000.
- [5] T.J.E. Miller, T.W. Neumann, E.Richter, "A permanent magnet excited high efficiency synchronous motor with line start capability", IEE-IAS Annual Meeting, Mexico City, 1983.
- [6] V.B. Honsinger, "Performance of polyphase permanent magnet machines", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4, pp. 1510-1516, 1980.
- [7] E.Richter, T.J.E. Miller, T.W. Neumann, T.L. Hudson " The ferrite permanent magnet AC motor - a technical and economical assessment", IEEE-IAS Annual Meeting. Chicago, 1984.
- [8] T.J.E. Miller, "Single-phase permanent motor analysis", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 651-658, 1985.
- [9] A.M. Osheiba, M.A. Rahman, "Performance of line-start single phase permanent synchronous motors", IEEE_IAS Annual Meeting, 1987.
- [10] Piriou, F., Raz, A., "Simulation of electromagnetic systems by coupling of magnetic and electric equations", Mathematics and

- Computer in Simulation, No. 31, pp. 189-194, 1989.
- [11] Preston, T.W. Reece, A.B.J., Sangha, P.S., "Induction motor analysis by time-stepping technique", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 1, pp. 471-474, 1988.
- [12] K.J. Binns, W.R. Barnard, M.A. Jabbar, "Hybrid permanent magnet synchronous motor", IEE Proceedings, Vol. 125, No. 3, pp. 203-208, 1978.
- [13] V.B. Honsinger, "Permanent magnet machines: Asynchronous operation", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, No. 4, pp. 1503-1509, 1980
- [14] K.J. Binns and M.A. Jabbar, "High field self-starting permanent magnet synchronous motor", IEE Proceedings, No. 2, pp. 157-160, 1981.
- [15] S. Williamson and A.M. Knight, "Performance of skewed single phase line-start permanent magnet motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No. 3, pp. 577-582, 1999.
- [16] C.M. Stephens, G.B. Kliman, J. Boyd, "A line-start permanent magnet motor with gentle starting behaviour", IEEE Industry Applications Society Annual Conference. St. Louis, Vol. 1, pp. 371-379, 1998.
- [17] G.B. Kliman, M.A. Preston, D.W. Jones, "Permanent Magnet Line Start Motor Having Magnets Outside the Starting Cage", U.S. Patent 5,548,172, 1996.
- [18] A.Levran and E.Levi, "Design of polyphase motors with PM Excitation", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-20, No. 3, pp. 507-515, 1984.

- [19] V.B. Honsinger, "The fields and parameters of interior type permanent magnet machines", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, No. 4, pp. 867-875, 1982.
- [20] T.M. Jahns, "Flux weakening region operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 23, pp. 681-689, 1987.
- [21] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Variable speed drive system of interior permanent magnet synchronous motors for constant power operation", Proceeding PCC-Yokohama, pp. 402-407, 1993.
- [22] M. Sanada, S. Morimoto and Y. Takeda, "Design and analysis of permanent magnet linear synchronous motor for wide speed operation", Proceeding 1st International Symposium Linear Drive Industry Applications, pp. 171-174, 1995.
- [23] T. Li and G. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 24, No. 6, pp. 2901-2903-1988.
- [24] Y. Kawase, T. Yamaguchi and Y. Hayashi, "Analysis of Cogging Torque of Permanent Magnet Motor by 3-D Finite Element Method", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 31, No. 3, pp. 2044-2047, 1995.
- [25] 임달호, 전기계의 유한요소법, 동명사, 1992

Characteristic Analysis of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor

Bok-Hyun Kim

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Industry

Pukyong National University

Abstract

Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor(LSPM) has a same format like a general induction motor with permanent magnet inside. LSPM does not need to have a special controller and could be driven by commercial voltage like induction motor even though permanent magnet. Also it has high efficiency. But LSPM have disadvantage like that there are two torques of the induction torque and breaking torque by permanent magnet. Therefore the characteristics analysis of LSPM is very difficult.

In this paper, the characteristics analysis of LSPM are presented. Initial design of LSPM and characteristics analysis of LSPM by varying length and thickness of permanent magnet are done by commercial design software. Also, affect of permanent magnet by varying the position of permanent magnet is checked by using commercial finite element analysis software.

감사의 글

청명한 가을하늘, 황금들녘의 풍성함 때문이지 한편의 논문으로 결실을 맺으려고 하니 아쉬움과 부족함에 대해 반성을 하여봅니다.

여러 가지로 바쁘신 가운데서도 대학원생활을 원활하게 할 수 있게 격려와 열정적으로 지도를 해주시고 논문의 결실을 맺기까지 애를 써주신 박한석, 우경일 지도교수님, 열과 성으로 심사를 해주신 권성열 교수님을 비롯한 전기공학과 교수님들께 진심으로 감사의 말씀을 올립니다.

늘 애쓰고 배품으로 모자람을 채워준 동남기업자문(주)의 오영희 소장님, 임직원님들께 감사드리며 또한 배움에 대한 용기와 조언을 아끼지 않는 한국폴리텍 IV대학 청주 캠퍼스 전기과 송성호 교수님, 한국폴리텍 VII 대학 울산캠퍼스 전기과 김휘칠 교수님, 박연근 교수님, 그리고 전기과 모든 동료 교수님께도 감사드립니다.

또한 본 논문이 완성되기까지 여러 가지로 도움을 준 부경대학교 전기기기 연구실의 선후배님들께도 감사의 마음을 전합니다.

‘감사하는 마음은 가장 위대한 미덕일 뿐만 아니라 다른 모든 미덕의 근원이 된다.’ 라는 키케로의 말처럼 미려한 저에게 소중한 지도를 아끼지 않으신 박한석 교수님, 우경일 교수님께 이 고마운 마음을 오래 오래 새기며, 지도하여 주신 학문을 밑거름 삼아 전기 분야의 연구 및 기술지도에 최선을 다함을 맹세하겠습니다.

끝으로 대학원 석사과정을 무사히 마칠 수 있도록 격려하고 내조한 아내 박영숙과 유학생화에 잘 적응하고 열심히 노력하고 있는 듕직한 아들 지원, 그리고 예쁘고 쾌활한 딸 지애와도 이 영광을 같이 하고자 합니다.

2009년 12월 1일

김 복 현