

工學碩士 學位論文

스위치드 릴러턴스 전동기의  
설계 및 특성해석



2014年 8月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

鄭 永 守

工學碩士 學位論文

스위치드 릴럭턴스 전동기의  
설계 및 특성해석

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2014 年 8月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

鄭 永 守

# 鄭永守의 工學碩士 學位 論文을 認准함

2014 年 6 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 李 東 勳 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)



# 목 차

제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 SRM의 기본이론 .....	2
2.1 SRM의 기본구조 .....	2
2.2 SRM의 회전원리 .....	3
2.3 SRM의 설계 .....	7
2.3.1 설계규격 .....	7
2.3.2 출력방정식 .....	8
2.3.3 전체치수 .....	9
2.3.4 내부치수 결정 .....	10
제 3 장 유한요소법 .....	15
3.1 유한요소법 개요 .....	15
3.2 유한요소 모델링 .....	18
제 4 장 특성해석 결과 및 고찰 .....	29
제 5 장 결 론 .....	38
참고문헌 .....	39
Abstract .....	40

# 스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계 및 특성해석

정 영 수

부 경 대 학 교 산 업 대 학 원 전기공학과

요 약

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor : SRM)는 넓은 범위의 속도 및 토크에서 효율이 높고, 단위 체적당 토크 및 출력 증가, 속도 및 토크 제어, 역방향 운전 및 회생제동이 용이하다는 장점으로 인하여 전기자동차, 전동 지게차 등에 사용되던 기존 모터들의 대용품으로 관심을 모으고 있다. 그러나 토크 맥동이 크고 위치센서가 필요하며 진동과 소음이 심하다는 단점이 있다. 이를 개선하기 위하여 제어 방식 및 진동 소음 저감을 위한 여자방식에 대한 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 SRM에 대한 설계 및 특성 해석에 대하여 고찰하였다. 상용 프로그램인 Rmxpert 를 사용하여 기본설계를 하였고 Maxwell 프로그램을 이용하여 특성 해석을 하였다. 일정한 속도로 회전하는 SRM의 토크 특성, 전류 특성 및 펄스폭의 변화에 따른 토크 특성을 해석하였고 자속선도를 통하여 해석의 정확성을 확인하였다.

## 제 1 장 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor : SRM)는 회전 전기기계 중에서 가장 간단한 구조로 되어 있다. 권선은 고정자에만 집중권으로 감기어져 있으며, 돌극형의 회전자에는 권선이 없다. 회전자를 일정방향으로 회전시키려는 토크는 고정자의 권선에 전류가 흘러서 발생하는 자속에 회전자가 일치하려는 현상에서 생긴다.

SRM은 넓은 범위의 속도 및 토크에서 효율이 높고, 단위 체적당 토크 크 및 출력 증가, 속도 및 토크 제어, 역방향 운전 및 회생제동이 용이하다는 장점으로 인하여 전기자동차, 전동 지게차 등에 사용되던 기존 모터들의 대용품으로 관심을 모으고 있다[1-2]. 그러나 토크 맥동이 크고 위치 센서가 필요하며 진동과 소음이 심하다는 단점이 있다[3-6]. 이를 개선하기 위하여 제어 방식 및 진동 소음저감을 위한 여자방식에 대한 연구는 진행되고 있지만 전자장 수치해석 기법의 일종인 유한요소법을 이용한 특성 해석에 관한 연구가 진행된 바는 아직 미비한 실정이라서 이에 대한 기술 개발이 시급한 실정이다[7-9].

본 논문에서는 SRM에 대한 설계 및 특성 해석에 대하여 고찰한다. 상용 프로그램인 Rmxpert 를 사용하여 기본설계를 하고 특성 해석을 위하여 상용 프로그램인 Maxwell을 사용한다. 일정한 속도로 회전하는 SRM의 토크 특성, 전류 특성 및 펄스폭 변화에 따른 토크 특성을 해석하고 자속선도를 통하여 해석의 정확성을 확인한다.

## 제 2 장 SRM의 기본이론

### 2.1 SRM의 기본 구조

SRM은 단돌극형과 이중 돌극형의 두가지 방식으로 분류된다. 본 논문에서는 고정자와 회전자 모두 이중돌극 구조로 되어 있는 이중 돌극형을 채택하였으며, 회전자의 정지 시 구속되는 경우를 방지하기 위하여 고정자와 회전자의 극수는 다르게 하였다. 그림 2.1은 일반적인 8/6극(고정자/회전자) SRM의 일반적인 구조를 보여준다.

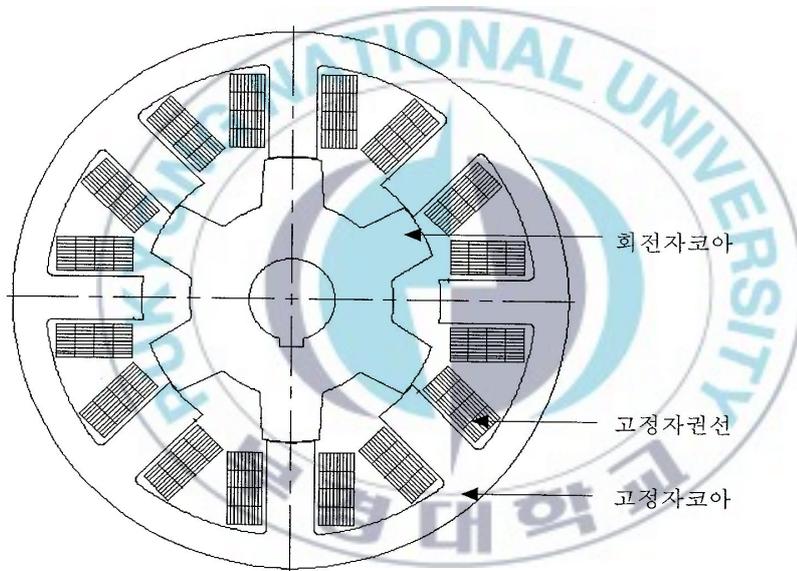


그림 2.1 8/6극 SRM의 단면도

## 2.2 SRM의 회전원리

고정자 권선이 여자되면 인접한 회전자는 인덕턴스가 최대가 되려는 방향 즉, 여자된 고정자와 정렬하려는 방향으로 움직이게 되고 회전자와 고정자가 일치되기 전에 이 고정자 권선의 여자를 끊고 인접한 다음 상의 권선을 여자하게 되면 다시 회전자가 이 방향까지 회전하게 된다. 이와 같이 회전자의 위치에 따라 순차적으로 여자시켜 나가면 회전자는 한쪽 방향으로 계속해서 회전하게 된다.

돌극 구조의 특성상 회전자의 위치에 따라 자기저항이 변하게 되므로 공극에 저장된 자기 에너지도 변하게 되어 곧 기계에너지의 변화인 코깅을 유발하게 된다. 한 상의 권선이 여자되면 에너지의 일부는 기계에너지로 전환되고 나머지는 자기에너지로 저장되거나 저항에 의한 손실이 된다. 이 권선이 감자되면서 자기 에너지는 전원측에 환원되거나 궤환 과정을 통해 기계에너지로 변하기도 하며, 저항에서 방열로 될 수도 있다. 이러한 자기에너지의 처리여부가 시스템의 특성상 중요한 문제가 된다.

이중 돌극형 SRM의 자기회로에 저장되는 에너지는 다음과 같다.

$$W_c = \frac{1}{2} i^2 L \quad (2.1)$$

여기서,  $i$  는 권선의 상전류,  $L$  은 인덕턴스이다.

한 상에서 발생하는 토크는 고정자에 대한 회전자의 상대적인 각도  $\theta$  에 비례하므로 자기에너지의  $\theta$  에 대한 편미분인 다음 식과 같다.

$$T = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2.2)$$

식 (2.2)에서 토오크는 전류의 제곱에 비례하고  $\theta$  에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있다. 즉 토오크는 전류의 방향과 무관하게 작용하며 인덕턴스의 기울기에 따라 토오크의 부호가 바뀌게 되므로 회전방향의 반대방향으로 작용하는 부(-)토오크가 발생하는 회전자의 위치 각도가 존재한다. 즉 그림 2.2의 (a)와 같이 한상의 인덕턴스의 기울기가 회전자의 위치각  $\theta$  에 대하여 증가 ( $\theta_s \sim \theta_1$ ), 감소 ( $\theta_2 \sim \theta_3$ ) 또는 일정한 구간 ( $\theta_1 \sim \theta_2$ )이 존재한다. 만일 그림 (b)와 같이 상권선에 일정한 여자전류가 흐르게 되면 그림 (c)와 같이 인덕턴스가 증가하는 구간 ( $\theta_s \sim \theta_1$ )에서는 정토오크가 발생하게 되고, 인덕턴스가 감소하는 구간 ( $\theta_2 \sim \theta_3$ )에서는 정토오크와 크기가 같고 방향이 반대인 부(-)토오크가 발생하게 된다. 그러므로 일정한 여자를 하면 정토오크와 부토오크는 서로 상쇄되어서 토오크는 0이 되므로 전동기는 회전할 수 없다. 그러므로 SRM은 일정한 여자는 하면 정토오크와 부토오크는 서로 상쇄하게 되어 회전하지 않으므로 반드시 회전자의 위치에 따라 스위칭 여자를 하여야 한다.

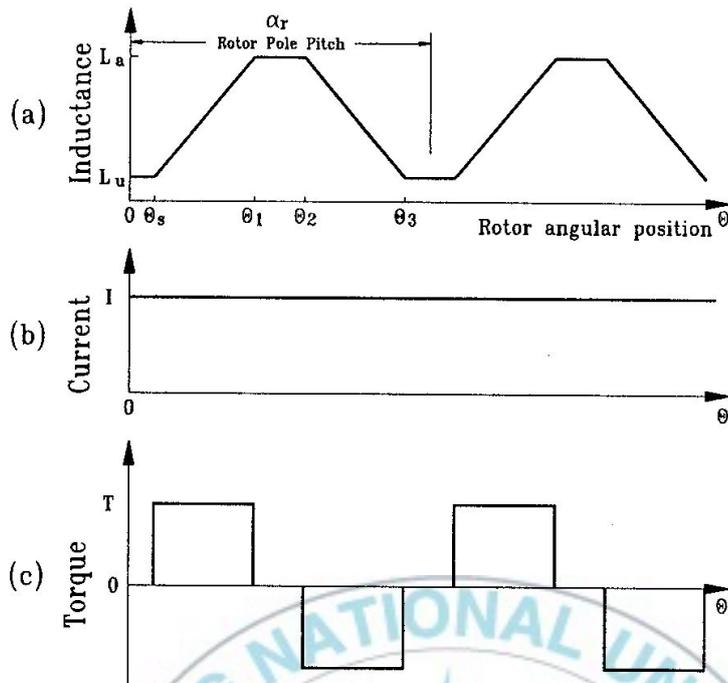


그림 2.2 일정한 여자 전류에서의 토오크

그림 2.3 에서는 3상 6/4극 SRM의 각 상에 스위칭 여자 전류를 흐르게 함으로써 이상적인 토오크를 발생시키는 3상 스위칭 여자에 대하여 보여준다. 각 상의 여자 전류에 의하여 발생하는 토오크들의 합으로 토오크를 발생하게 되고 3상 발생 토오크는

$$T = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL}{d\theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL(\theta - 30^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{dL(\theta - 60^\circ)}{d\theta} \quad (2.3)$$

로 된다.

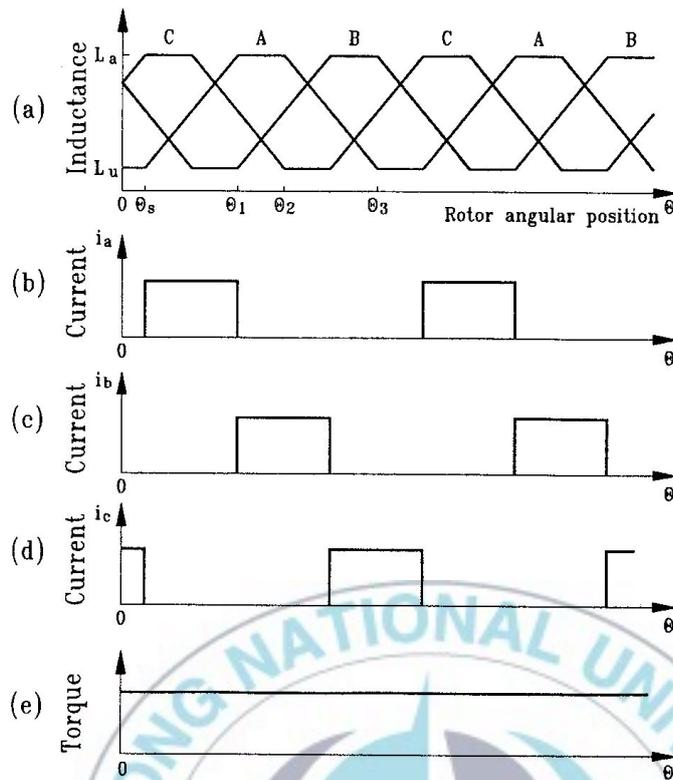


그림 2.3 스위칭 여자전류에서의 토크 발생

실제의 스위칭 여자를 하고자 할 때 다음사항들을 반드시 고려해야 한다.

① 인덕턴스 상승구간( $\theta_s \sim \theta_1$ )에서 스위칭 온을 행할 때 인덕턴스의 증가로 인하여 전류의 확립이 충분하지 못하므로 토크를 내기 위한 충분한 전류의 확립을 위해서 그 이전의 최소 인덕턴스 구간에서 스위칭 온을 해야 한다.

② 전류를 소호할 때 실제로는 전류의 소호시간이 길어지므로 부 토크 영역 ( $\theta_2 \sim \theta_3$ ) 이전에 어느 정도의 소호 시간을 두고서 스위칭 오프해야 한다.

## 2.3 SRM의 설계

설계 규격은 필요사항(즉, 토크, 속도)과 제한사항(즉, 온도상승, 공급전압, 치수)으로 구성된다. 설계는 전동기와 컨터롤러를 규정하는 매개변수로 이루어지고 재료의 규격과 제작절차들도 포함된다. 때로는 설계절차에 전체 치수도 포함된다. 만약 그것이 포함되지 않는다면, 설계할 때 처음으로 해야 할 일의 하나는 그것을 측정하는 것이다. 한 번 전체 치수를 알게 되면, 내부치수의 측정은 전체치수로부터 표준비율로 시작하여 비례로써 알 수 있다. 최초 치수를 측정한 후, 하나하나씩 설계매개변수를 제거함으로써 설계자는 서서히 그의 설계의 질과 능력을 향상시키는 과정을 밟아야 한다.

### 2.3.1 설계규격

설계규격은 정확하고 완전해야 한다. 될 수 있으면 사용자와 설계자는 최상의 설계규격을 얻기 위해 타협해야 한다. 그렇지 않으면 사용목적과 다른 전동기를 설계하고 마는데, 특히 가변속구동에서 그러하다. 과도한 설계규격을 정하는 것, 즉 불필요하거나 부적절한 것을 요구하는 것도 설계상의 실수가 된다. 일반적인 예로서, 부하필요조건보다 더 크게 전동기를 설계하는 것이다. 한편, 공급받는 자도 설계자가 더 잘 설계하도록 충분한 정보를 주어야 한다. 설계규격에서 가장 기본적인 필수조건은 토크, 속도, 부하율 그리고 공급전압이다. 또한 전동기가 양방향으로 회전할 수 있는지, 또는 제동 또는 발전 동작이 필요한지를 결정하는 것이 본질적으로 필요하다. 이것은 전동기가 동작하게 되는 4상한동작을 언급한 것이다. 순환온도, 공급전압의 변화 그리고 특별한 요인들도 어떤 기준이나 규칙들과 같이 포함되어야 한다.

### 2.3.2 출력방정식

전통적으로 전동기의 설계는 출력방정식으로부터 시작된다. 이 방정식은 토오크의 향으로 간단한 형식으로 나타낼 수 있다.

$$T = KD_r^2 L_{stk} \quad (2.4)$$

여기서  $K$  : 출력계수,  $D_r$  : 회전자 직경,  $L_{stk}$  : 스택 길이,  $K$  : 전기장하 (electrical loading)와 자기장하의 곱에 비례하며,  $K$ 의 전형적인 값은 아래 표에 주어져 있다.

표 6.1 설계정수의 범위

Motor type	$\sigma, \text{ lbf/in}^2$	$K, \text{ lbf/in}^3$	TRV, $\text{ kNm/m}^3$
Small totally-enclosed	0.1~0.5	0.15~0.8	2.5~7
Integral-hp industrial	0.5~2	0.8~3	7~30
High performance servo	1~3	1.5~5	15~50
Aerospaces	2~5	3~7.5	30~75
Large liquid-cooled	10~15	15~200	100~250

때때로 똑같은 목적을 위해 사용되는 두 개의 다른 계수가 있는데 단위 회전자 부피당 토오크 TRV(torque per unit rotor volume)와 공극전단응력(airgap shear stress)  $\sigma$  이다. 이것들은 둘 다  $K$ 에 비례하고 두 개 사이에 다음과 같은 관계가 있다.

$$TRV = \frac{T}{\frac{\pi}{4D_r^2}L} \quad (2.5)$$

그러므로

$$TRV = \frac{4K}{\pi} \quad (2.6)$$

이다. 공극전단응력  $\sigma$ 는 단위 회전자 표면면적당의 접선을 따라 작용하는 힘(토크를 만드는 힘)이다.

$$TRV = 2\sigma \quad (2.7)$$

그래서

$$K = \frac{\pi}{2}\sigma = \frac{\pi}{4}TRV \quad (2.8)$$

여기서 더 많이 언급되는 계수는  $\sigma$ 이고  $[lb/in^2]$ 으로 측정된다. 만약  $L_{stk}$ 가 inch라면 T는  $[lb/in^2]$ 이 된다. 공극전단응력  $\sigma=1lb/in^2$ 은  $TRV=13.8$   $kNm/m^3$ 에 대응된다.

### 2.3.3 전체치수

전체치수는 고정자 적층직경  $D_s$ 와 축길이  $L_c$ 이다. 이것은 총 전자 기체 적(gross electromagnetic volume)이라 불리는 원통형의 부피로 정의된다. 순(net) 전자기 체적은  $D_s$ 와  $L_c$ 로 정의되는 원통부피이다. 전자기 체적은 프레임을 포함하지 않는데, 이것은 프레임 구성에서 전자기 체적에 큰 변화가 생기기 때문이다.

### 2.3.4 내부 치수 결정

#### <공극 g>

SRM은 균일공극이 필요하고 청각적인 소음을 줄이고 평형 상전류를 유지하기 위해 편심이 없어야 한다. 그리고 또한 토오크를 최대화하고 콘터롤러에 요구되는 volt-ampere 조건을 최소화하기 위해 작은 공극이 필요하다. 만약 공극이 0.25mm(0.010in)보다 작다면, 엔드카바를 고정자와 결합시킨 후 베어링 하우스으로 같은 중심에 대해 회전자 표면이나 고정자를 갈거나 가공할 필요가 있다. 프레임에 정확히 조립하기 위해 고정자를 가공할 필요가 있다. 그리고, 대개 그전에 고정자 스택은 용접이 될 것이다. 이런 단계에서, 공극은 0.1mm나 0.004in만큼 작게 만들 수 있다. 이 같은 작은 값은 비록 스텝전동기에서는 자주 쓰이지만, 특별한 경우에만 사용된다. 만약 고정자 길이/직경, 즉  $L_{stk}/D_r$  이 1이라면, 공극길이를 선택하는 데 도움이 되는 대략적인 값은 회전자 직경의 0.5%이다. 이것은  $L_{stk}/D_r$  에 비례해서 증가한다.

#### <극호각 $\beta_s$ 와 $\beta_r$ >

(i)  $\beta_s \geq \beta_r$

폭(width)의 관점에서,  $t_r$ 은  $g$ 와  $2g$  사이에  $t_s$ 를 넘어야 한다. 이것은 극이 정렬되었을 때의 인덕턴스의 손실없이 슬롯의 면적을 좀 더 크게 해 준다. 그 극폭의 차이는 공극투자계수를 극폭이 같을 때의 값  $(t_r + g)/g$ 에서 좁은 극폭인  $(t + 2g)/g$ 까지 증가시키며, 이 차이는 약  $2g$ 보다 크다.

(ii)  $\text{Min}(\beta_s, \beta_r) \geq \varepsilon$ , stroke angle 또는 step angle

프린징 자속이 없는 이상적인 경우, 극수와 상수가 유효할 때 모든 회전자 위치에서 토크가 발생될 수 있음을 확증해 준다. 이것은 고정자나 회전자 극호각이 같은 각에 대해 한 상이 토크를 발생시킬 수 있는 이상적인 선형 이론으로부터 나왔다. 실제 극호각은 stroke angle보다 작게 될 수 있다. 스트로크 각  $\varepsilon$ 은  $2\pi/(\text{stroke/rev})$ 로서  $2\pi/(mN_r)$ 이다. 그러나 유효중첩비 (overlap ratio)에 많이 의존적이다. 유효 중첩각  $\rho_E$  는 스트로크 각에 대한 유효토크 영역의 비로서, 일반적으로  $\beta_s < \beta_r$ 이면  $\beta_s < \varepsilon$ 과 같은 값이다. 4상 전동기는 더 높은  $\rho_E$  값을 가지는 경향이 있다. 그러므로 토크 덩어리가  $\varepsilon$ 보다 더 좁은 극을 만들 수 있다. 그러나 좁은 극은 완전히 겹쳐진 때의 인덕턴스와 인덕턴스 비가 줄어든다.

$$(iii) \beta_s < \frac{2\pi}{N_r} - \beta_r$$

이것은 비정렬 위치에서, 회전자와 고정자 극 사이에는 여유가 있다는 것을 확증해 준다. 비정렬 위치에서의 고정자와 회전자 극 코너의 角 여유는  $\pi/N_r - \beta_r$  이다. 그리고 이것은 충분히 낮은 비정렬 인덕턴스를 보장하기 위해 몇 가지 단계가 필요하다. 극호각이 한 번 결정되면, 극폭  $t_s$ 와  $t_r$ 은 다음 식과 같다.

$$t_s = 2(r_1 + g) \sin \frac{\beta_s}{2} \quad (2.9)$$

$$t_r = 2r_1 \sin \frac{\beta_r}{2} \quad (2.10)$$

일반적인 SRM에 대해 제안된 극호각이 위 식에서 주어진다.

### <회전자 슬롯 깊이 $d_r$ >

회전자 슬롯 깊이는

$$d_r = r_1 - r_0 \quad (2.11)$$

여기서 반경  $r_1 = t_r/2$  이고  $r_0$ 는 종종 회전자의 준(minor)반경으로 불린다. 회전자 슬롯 깊이는 낮은 비정렬 인덕턴스를 얻기 위해 적어도 공극길이의 20~30배가 되어야 한다. 유용한 가이드 값은

$$d_r = t_s/2 \quad (2.12)$$

이다. 그러나 너무 깊은 회전자 슬롯을 만드는 것은 좋지 않은데, 그것은 비정렬 위치에서 고정자극에서부터의 자속이 회전자 극의 면으로 프린징 효과로 흐르기 때문이다. 만약 비정렬위치에서 고정자 극과 회전자 극 모서리 사이각의 여유가 너무 작고, 회전자 슬롯을 깊게 회전하는 것은 비정렬 인덕턴스를 줄이는 관점에서 이익이 없다. 회전자 슬롯의 깊이는 또한 포화 없이 최대 자속을 흘리기에 충분히 두꺼운 회전자 요오크를 만들기 위해 제한된다. 또한 가능한 한 축 직경을 크게 하기 위해 제한된다.

### <회전자 요오크 두께 $y_r$ >

회전자 요오크 두께  $y_r$ 은 포화없이 최대 회전자 자속을 흘리기 위해 충분해야 한다. 2극 자속패턴을 가진 SRM에서, 주 자속은 똑같은 두 부분으로 나뉘어지는데, 회전자 극을 떠나 회전자 요오크로 들어온다. 요오크의 두께  $y_r$ 은 적어도  $t_r/2$  되어야 하고 이보다 20~40% 큰 것이 좋다.

### <축 직경 $D_{sh}$ >

큰 축 직경은 회전자의 측면 강인성을 최대로 하기 때문에 바람직하다. 이것은 청각적인 소음을 최소화하고 최초의 임계속도를 올리는 데 도움이 된다. 최초의 임계속도에 대한 근사식은 다음과 같다.

$$n_c = 1.55 \times 10^6 \frac{d^2}{l^2 \sqrt{wl}} \quad (2.13)$$

여기서  $l$  : 베어링 사이의 길이[in],  $w$  : 회전자 무게[lb],  $d$  : 축의 직경[in]

### <고정자 요오크 두께 $y_s$ >

고정자 요오크 두께  $y_s$ 는  $y_r$ 처럼 똑같은 제한을 받기 쉽다. 만약  $t_s$ 가 고정자 극 폭이고  $y_s > t_s/2$ 이고 대개 이것보다 20~40% 큰 것이 좋다. 요오크 부분이 겹쳐지는 다른 상들 사이에서 나뉘어진다는 사실을 허용한다. 고정자 요오크 부분은 회전자 요오크 부분보다 더 긴데 이것은 가능하면 여분의 요오크 두께를 제공하기 때문에 중요하다. 견고한 요오크를 얻기 위한 주요한 방법은 다음과 같다.

- ① 가능한한 가장 두꺼운 요오크 사용
- ② 육각형이나 사각형 성층 사용
- ③ 슬롯 코너에 리본 반지름(fillet radii) 사용
- ④ 끝이 뾰족해지는(tapered) 극 사용
- ⑤ 축 방향으로 적층의 압박
- ⑥ 견고한 프레임 사용

동심화된 경우, 고리의 직경방향 변형은 다음과 같다.

$$\Delta = \frac{1.8E}{E\left(\frac{t}{R}\right)^3} \quad (2.14)$$

여기서 E는 탄성계수, F는 단위길이당 반지름방향으로 작용하는 힘이다. t는 고리(ring)의 반지름두께, R은 고리의 평균 반지름이다.

### <극호화 형상의 결정>

최적의 극호를 얻기 위해서는 여러 가지 요인들에 대해 검토하여야 한다. 그러나 기본적으로 고정자와 회전자의 극호는 거의 같아야 한다. 만일 어느 한쪽이 크다면 회전자가 정렬 위치를 중심으로 하는 토크의 dead zone이 생기게 된다. 그림 2.3은 4상 8/6극 전동기의 고정자 극호  $\beta_s$  와 회전자 극호  $\beta_r$  사이의 모든 가능한 조합을 보여주는 삼각형이다.

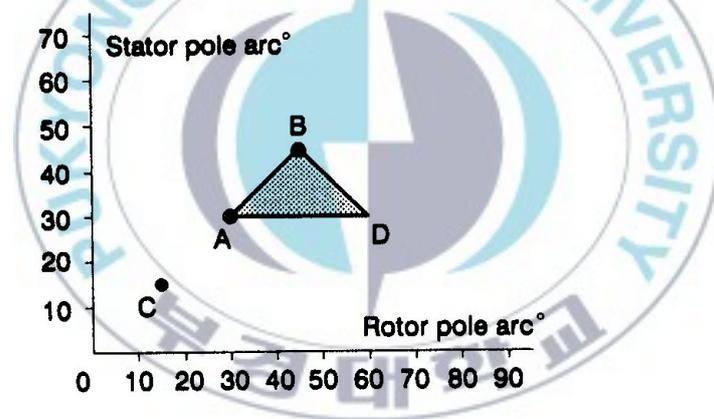


그림 2.4 4상 8/6극 SRM의 가능한 삼각형

## 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[10].

### 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 재료의 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 유도하게 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].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}_o + \vec{J}_e, \quad (3.1)$$

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

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0, \quad (3.3)$$

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E}, \quad (3.4)$$

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

여기서,  $\vec{H}$  : 자계의 세기 [A/m],

$\vec{E}$  : 전기장의 세기 [V/m],

$\vec{B}$  : 자속 밀도 [Wb/m<sup>2</sup>],

$\vec{J}_o$  : 권선 전류 밀도 [A/m<sup>2</sup>],

$\vec{J}_e$  : 유도전류 밀도 [A/m<sup>2</sup>],

$\vec{v}$  : 도체의 이동속도 [m/sec],

$\mu$  : 재료의 투자율 [H/m],

$\sigma$  : 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.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}. \quad (3.6)$$

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

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

식(3.1), (3.4)로부터

$$\nabla \times \vec{H} = \nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o + \vec{J}_e. \quad (3.8)$$

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

$$\nabla \left( \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \vec{A} \right) - \left( \nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \right) \vec{A} = \vec{J}_o + \vec{J}_e. \quad (3.9)$$

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

$$\left( \nabla \cdot \frac{1}{\mu} \nabla \right) \vec{A} = -\vec{J}_o - \sigma \left( -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{v} \times \vec{B} \right). \quad (3.10)$$

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.

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

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.

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

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

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

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

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

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.

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

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

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

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.

$$\begin{aligned}
G_j &= \int_s RN_j dx dy \\
&= \int_s \left[ \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} \sum_{i=1}^n N_i A_i + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \sum_{i=1}^n N_i A_i \right) \right. \\
&\quad \left. + J_o - \sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \sum_{i=1}^n N_i A_i + v_x \frac{\partial}{\partial x} \sum_{i=1}^n N_i A_i \right) \right] N_j dx dy = 0 \quad (3.17) \\
&\quad (j=1, 2, \dots, n)
\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
G_{je} &= \int_{s^e} \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} \right) N_{je} dx dy + \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy \\
&\quad - \int_{s^e} \sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} + v_x \frac{\partial}{\partial x} \sum_{i=1}^3 N_{ie} A_{ie} \right) N_{je} dx dy \quad (j=1, 2, 3) \quad (3.18)
\end{aligned}$$

여기서  $s^e$  는 요소 ( $e$ )의 면적이다.

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

$$\begin{aligned}
G_{je} &= \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \\
&\quad - \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy + \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \sigma \left( N_{ie} N_{je} \frac{\partial A_{ie}}{\partial t} \right) dx dy \\
&\quad + \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \sigma v_x N_{ie} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} A_{ie} dx dy
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\mu} \left( \frac{c_{ie}}{2\Delta^{(e)}} \frac{c_{je}}{2\Delta^{(e)}} + \frac{d_{ie}}{2\Delta^{(e)}} \frac{d_{je}}{2\Delta^{(e)}} \right) A_{ie} dx dy \\
&\quad - \int_{s^e} J_o N_{je} dx dy + \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \sigma (N_{ie} N_{je} \frac{\partial A_{ie}}{\partial t}) dx dy \quad . \quad (3.19) \\
&\quad + \int_{s^e} \sum_{i=1}^3 \sigma v_x N_{ie} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} A_{ie} dx dy
\end{aligned}$$

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.

$$\begin{aligned}
G_{je} &= \frac{1}{4\Delta^{(e)}\mu} \begin{bmatrix} c_{1e}c_{1e} + d_{1e}d_{1e} & c_{1e}c_{2e} + d_{1e}d_{2e} & c_{1e}c_{3e} + d_{1e}d_{3e} \\ c_{2e}c_{1e} + d_{2e}d_{1e} & c_{2e}c_{2e} + d_{2e}d_{2e} & c_{2e}c_{3e} + d_{2e}d_{3e} \\ c_{3e}c_{1e} + d_{3e}d_{1e} & c_{3e}c_{2e} + d_{3e}d_{2e} & c_{3e}c_{3e} + d_{3e}d_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} \\
&\quad + \frac{\sigma v_x}{6} \begin{bmatrix} c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \\ c_{1e} & c_{2e} & c_{3e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1e} \\ A_{2e} \\ A_{3e} \end{bmatrix} - \frac{\Delta^{(e)}Ni}{3S} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

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

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

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.

$$\begin{aligned} \{G_j\} &= \sum_{e=1}^l \{G_{je}\} \\ &= \sum_{e=1}^l ( ([S]^{(e)} + [G]^{(e)})\{A\} - \{F_n\}^{(e)} + [M]^{(e)} \frac{\partial}{\partial t} \{A\} ) \\ &= \{[S] + [G]\}\{A\} - \{F_n\} + [M] \frac{\partial}{\partial t} \{A\} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

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.

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

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

$$[U] = [R] [I] + [L_0] \frac{d}{dt} [I] + [E] \quad (3.24)$$

$$[E] = \frac{d}{dt} [\lambda_s] \quad (3.25)$$

여기서,

$[U] = (U_a, U_b, U_c)^T$  : 각상의 전압,

$[I] = (i_a, i_b, i_c)^T$  : 각상의 권선전류,

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

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

: 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.

$$\lambda_s = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = \oint_l \vec{A} \cdot d\vec{l} . \quad (3.26)$$

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 채교되는 자속수는 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda_s = \sum_{e=1}^{N_s} \lambda^{(e)} = \frac{h_{eff}}{3} \sum_{e=1}^{N_s} \left( \pm \sum_{i=1}^3 \frac{N}{S} \Delta^{(e)} A_i \right) , \quad (3.27)$$

여기서,  $+$  : 전류가 흘러나오는 요소일 때,

$-$  : 전류가 흘러 들어가는 요소일 때,

$\Delta^{(e)}$  : 삼각형 요소의 면적.

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

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

여기서,  $[N] = \{ N_a, N_b, N_c \}$ ,

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

( $k = a, b, c$ ) , ( $j=1,2, \dots, n$ )

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.

$$\begin{bmatrix} [S] & -[M] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] \\ [U] \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

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

$$\begin{bmatrix} [S] & -[M] \\ [0] & [R] \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \begin{bmatrix} [M] & [0] \\ h_{eff}[N]^T & [L] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A] \\ [I] \end{bmatrix}_t + \begin{bmatrix} [0] \\ [U] \end{bmatrix}_{t+\Delta t}. \quad (3.30)$$

식(3.30)을 다시 정리하면 식(3.31)과 같은 행렬이 된다.

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

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

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

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



## 제 4 장 특성 해석 결과 및 고찰

본 논문에서는 SRM의 설계를 위하여 상용 프로그램인 Rmxpert를 사용하고, Maxwell 상용 유한요소 해석 프로그램을 사용하여 특성을 해석 한다. 상용 설계 프로그램인 Rmxpert는 설계하고자 하는 전동기의 고정자, 권선, 회전자 그리고 축의 순으로 원하는 설계값을 대입하게 되면 기본 설계를 해주며, 자기 등가회로법을 사용하여 특성해석을 해 주는 프로그램이다. 본 논문에서 설계하고자 하는 SRM의 설계제원은 상 수 : 4, 출력 : 0.55[kW], 정격전압 : 220[V], 고정자 슬롯 수 : 8, 회전자 슬롯 수 : 6, 정격 속도 : 1500[RPM] 이다. 그림 4.1은 SRM 설계를 위한 입력 창이다.



그림 4.1 SRM 설계 입력창

그림 4.2는 고정자에 감기는 전기자 권선에 대한 입력창을 나타낸다. 전기각도에 따른 트리거 펄스는 120도이며 트랜지스터 및 다이오드에 의한 전압 강하를 2[V]로 정한다. 그림 4.3은 고정자 설계를 위한 입력창이며 축 방향 길이는 11[mm]이며, 고정자 슬롯의 형상도 결정할 수 있다. 또한 고정자의 재료의 특성도 입력할 수 있다.

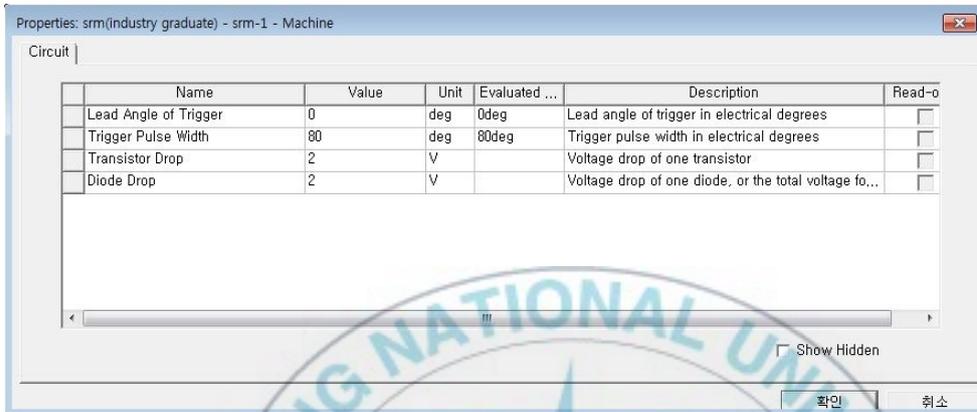


그림 4.2 고정자 권선 설계 입력창

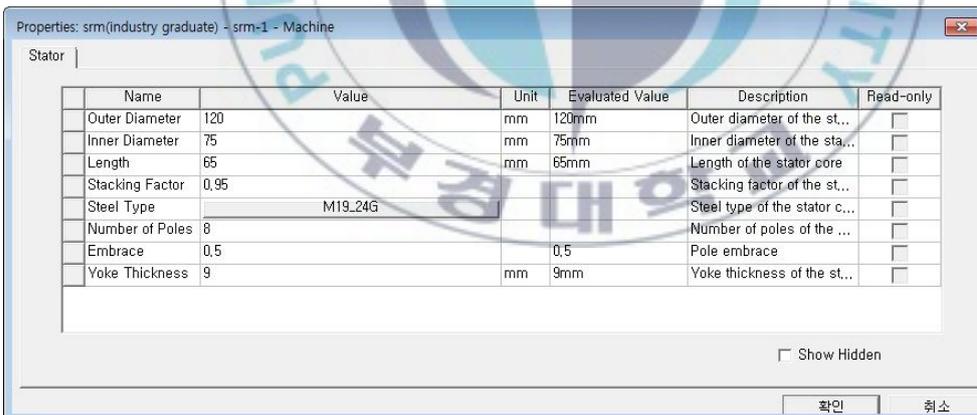


그림 4.3 고정자 형상 설계 입력창

그림 4.4는 고정자 권선의 상세 설계를 위한 입력창이다. 그림 4.2를 기준 값으로 하여 권선의 연결, 병렬 회로수, 권선수, 피복 두께, 권선 직경 등을 입력할 수 있다. 그림 4.5는 회전자 형상 설계를 위한 입력창이다. 회전자 재료의 특성을 입력할 수 있다.

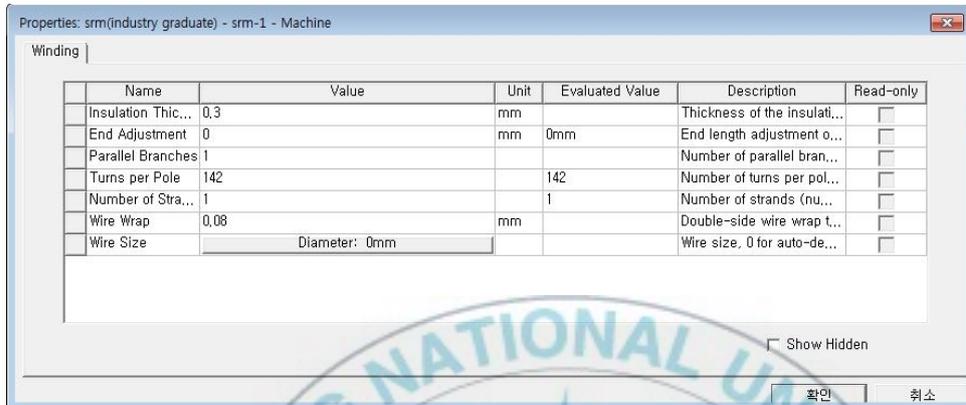


그림 4.4 고정자 권선 상세 설계 입력창



그림 4.5 회전자 형상 설계 입력창

그림 4.6은 해석을 위한 입력 조건을 위한 창을 나타낸다. 그림 4.7은 해석 조건을 이용해서 해석한 결과를 나타낸다. 일반적인 설계 자료뿐만 아니라 무부하에 따른 해석 결과, 전부하에 따른 해석 결과도 함께 주어진다. 그림 4.8은 설계 결과에 따라 자기 등가회로 해석을 행한 특성 곡선을 보여준다. 그림 4.8 (a)는 회전자 위치별 전류 대 자속 쇄교수, (b)는 속도에 따른 효율을 나타낸다.

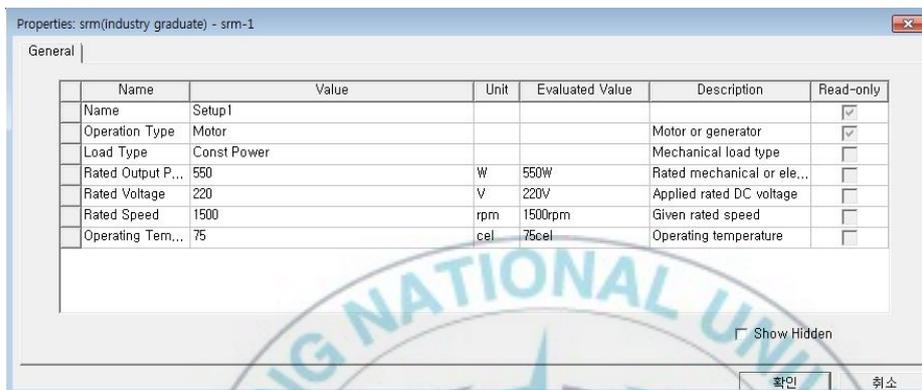


그림 4.6 해석 조건 입력창

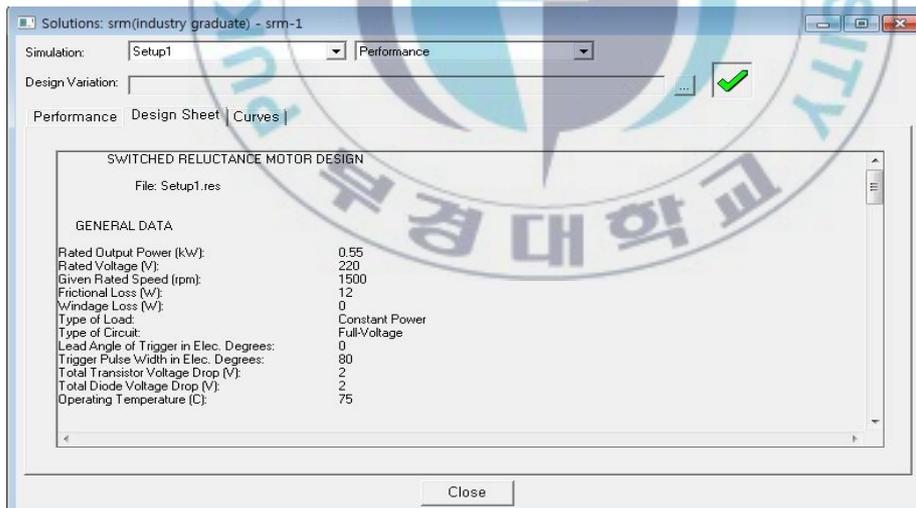
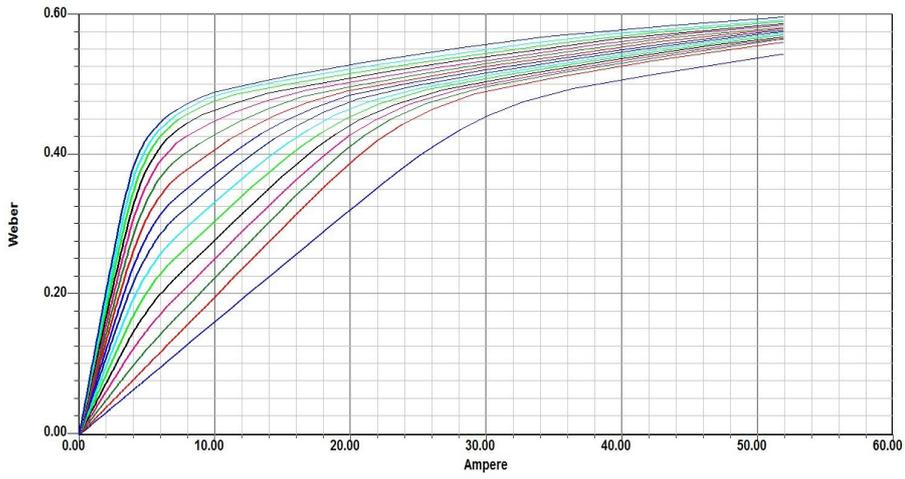
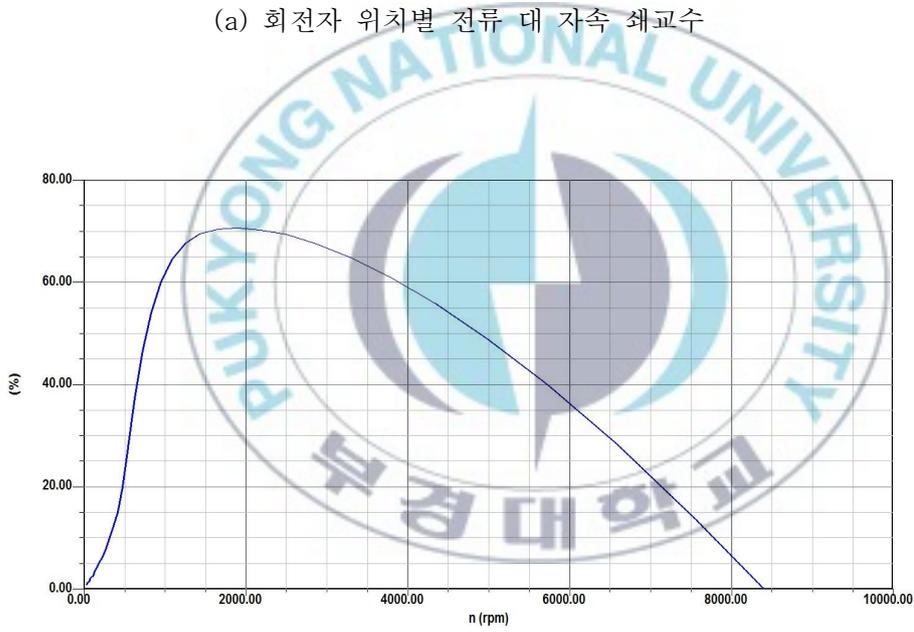


그림 4.7 설계 결과



(a) 회전자 위치별 전류 대 자속 쇄교수



(b) 속도에 따른 효율

그림 4.8 특성 곡선

그림 4.9는 설계된 SRM을 보여준다. 설계된 SRM의 2차원 유한요소해석을 위한 자료로 변경 한 후 특성을 해석을 해석하였다. SRM의 특성상 전체 모델의 1/2만 해석하였으며 그림 4.10은 구동회로를 나타낸다.



그림 4.9 설계된 SRM

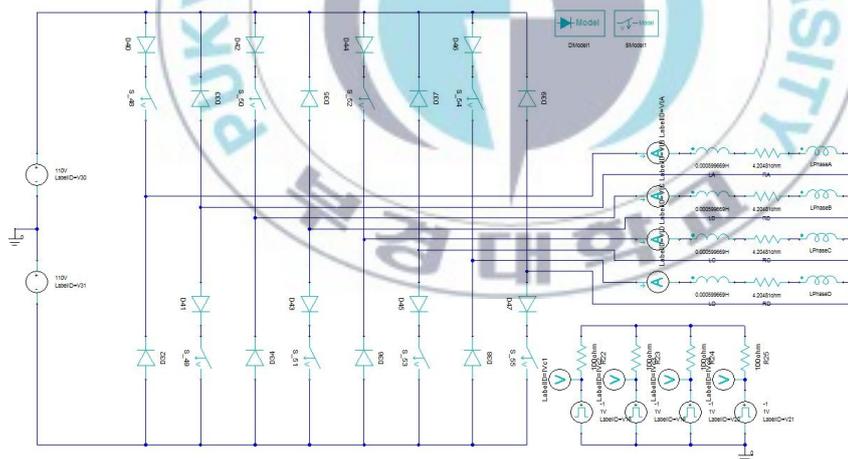


그림 4.10 SRM 구동회로

그림 4.11과 4.12는 토크 및 전류 특성 곡선이며 그림 4.13은 SRM을 구동하기 위한 펄스의 폭을 변화시킨 후의 토크 특성 곡선이다. 그림 4.13(a)는  $15^\circ$ 이며 그림 (b)는  $17^\circ$  일 때이다. 펄스폭이 증가할수록 토크의 리플의 크기는 줄어들지만 맥동이 있음을 확인 할 수 있다.

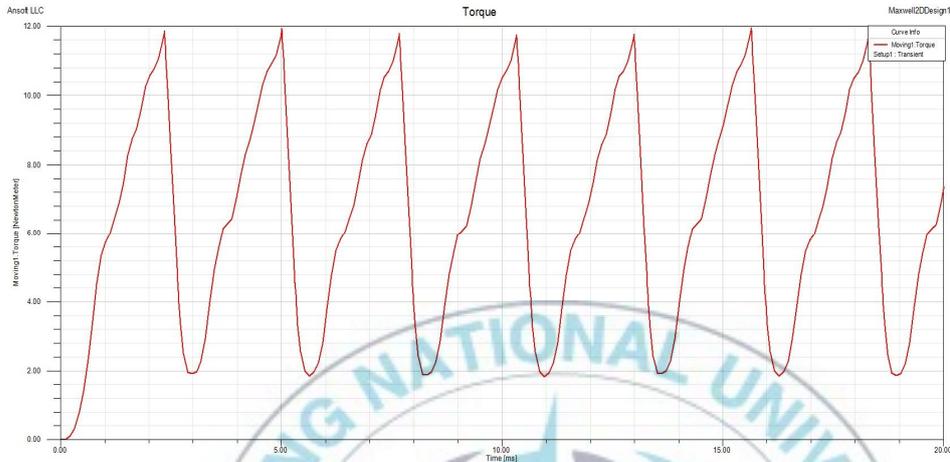


그림 4.11 토크 특성 곡선

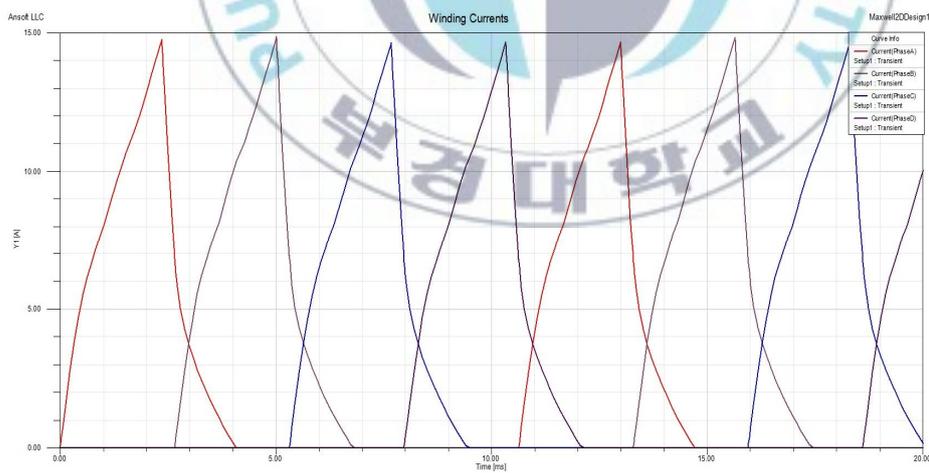
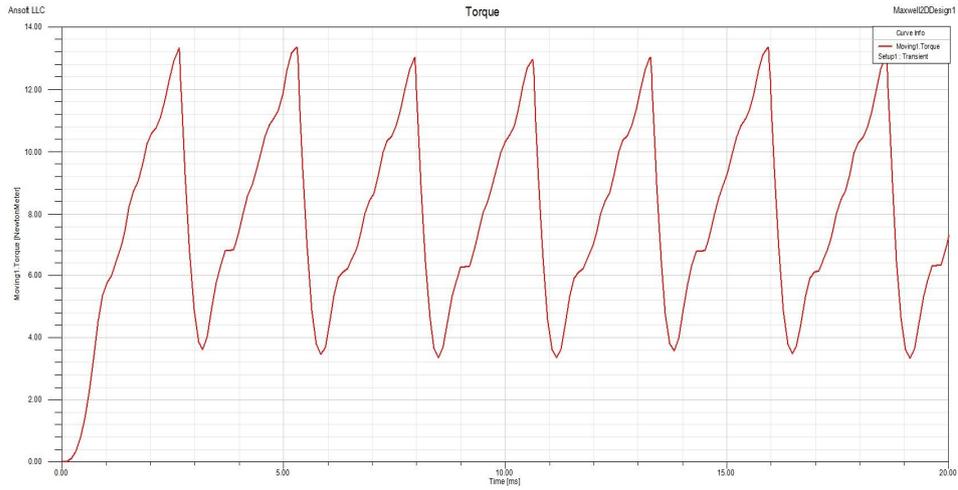
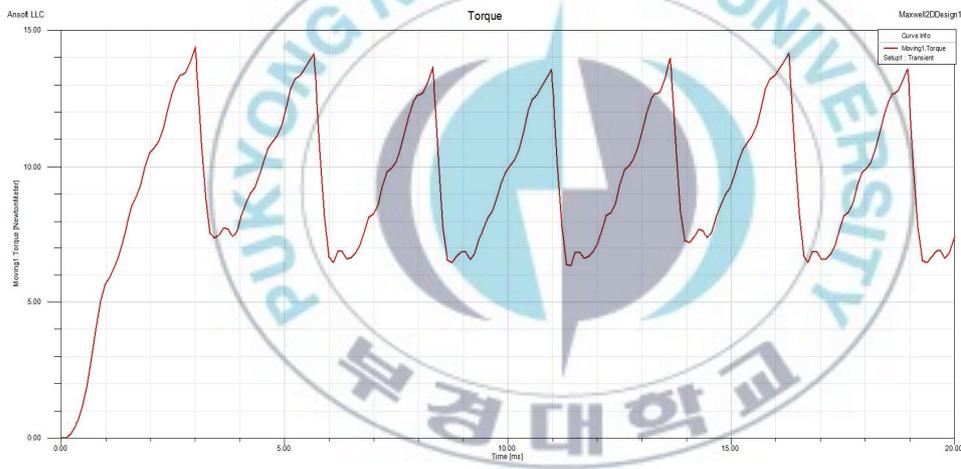


그림 4.12 전류 특성 곡선



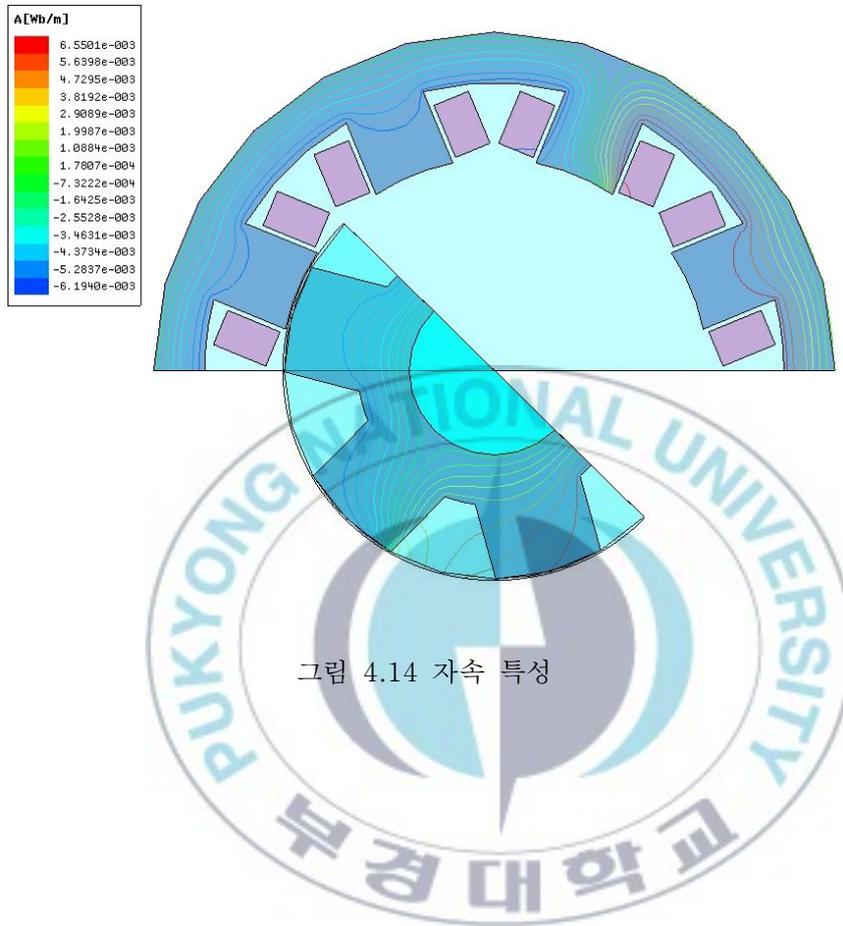
(a) 펄스 폭이  $15^\circ$



(b) 펄스 폭이  $17^\circ$

그림 4.13 펄스 폭 변화에 따른 토크 특성 곡선

그림 4.14는 135° 회전했을 경우의 SRM에 발생하는 자속특성이다. SRM의 자속이 잘 발생함을 확인할 수 있다.



## 제 5 장 결 론

SRM은 넓은 범위의 속도 및 토오크에서 효율이 높고, 단위 체적당 토오크 및 출력 증가, 속도 및 토오크 제어, 역방향 운전 및 회생제동이 용이하다는 장점으로 인하여 전기자동차, 전동 지게차 등에 사용되던 기존 모터들의 대용품으로 관심을 모으고 있다. 그러나 토오크 맥동이 크고 위치센서가 필요하며 진동과 소음이 심하다는 단점이 있어 SRM 연구의 주된 내용은 토크 리플 감소에 있다.

본 논문에서는 Maxwell 프로그램을 이용한 SRM의 설계 및 특성 해석에 관하여 설명하였다. 상용 프로그램인 Ansoft 사의 Rmxpert를 이용하여 기본 설계를 하였고 유한요소해석을 위하여 Maxwell 프로그램을 이용하였다.

SRM 모델은 Ansoft 사에서 제공하는 기본 모델을 사용하였고 기본 설계된 SRM을 2차원 유한요소해석을 위한 모델로 변환하였다. 그리고 circuit editor를 이용하여 SRM을 구동하기 위한 구동회로를 구성하였고 SRM이 일정속도로 회전할 때 발생하는 토오크와 전류 특성을 해석하였다.

또한 SRM을 구동하기 위한 펄스폭의 변화에 따른 토크 특성을 해석하였고 해석 결과로부터 펄스폭의 크기가 커질수록 토크의 리플은 줄어들지만 맥동이 발생함을 확인 할 수 있었다. 그리고 SRM의 자속선도를 통하여 해석의 정확성을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] R. Arumugam, D. A. Lowther, R. Krishnan and J. F. Lindsay, "Magnetic Field Analysis of a SRM using a Two Dimensional Finite Element", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. MAG-21, No.5, pp. 1883-1885, 1985.
- [2] H. Moghbelli, G. E. Adams and R. G. Hoff, "Performance of 10-HP SRM and Comparison with Induction Motor", *IEEE Trans. on IA*, Vol.27, No.3, pp. 531-538, 1991.
- [3] W. F. Ray, P. J. Lawrenson, R. M. Davis, J. M. Stephenson, N. N. Fulton and R. J. Blake, "High performance SR brushless drives", *IEEE Trans. on IA*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 722-730, 1986.
- [4] T.J.E. Miller, *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [5] Yasuharu Ohdachi, Yoshihiro Kawase, Yutaka Mirura and Yoji Hayashi, "Optimum Design of SRM using Dynamic Finite Element Analysis", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 33, No.2, pp. 2033-2036, 1997.
- [6] B. S Rahman and D. K. Lieu, "Optimization of Magnetic Pole Geometry for Field Harmonic Control in Electric Motors." *Journal of Vibration and Acoustics*, Vol. 116, pp. 173-178, 1994.
- [7] Iqbal Husain, M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control," *IEEE Trans. on PE*, Vol.11, No.1, pp.91-98, 1996.
- [8] Funda Sahin, H. Bulent Ertan, Kemal Leblebicioglu, "Optimum Geometry for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motors." *IEEE Trans. on EC*, Vol. 15, No. 1, March 2000.
- [9] Y. Ozoglu, M. Garip, E. Mese, "New Pole Tip Shapes Mitigating Torque Ripple in Short Pitched and Fully Pitched SRM." *IEEE Trans. on IA*. Vol. 1, No. 37, pp.43-50, 2002.
- [10] 임달호, *전기계의 유한요소법*, 동명사, 1992

# Design and characteristics analysis of SRM

Young-Su, Jung

*Department of Electrical Engineering*

*Graduate School of Industry*

*Pukyong National University*

## **Abstract**

Recently, SRM is widely used in the field of the electric car and the electric forklift because of the high efficiency in the wide range speed and torque, high torque and power and also studied for high speed application because of its simple structure and development of power electronics. But a major demerit of SRM is large torque ripple, which produces acoustic noises and vibrations.

This paper describes design and characteristics analysis of the switched reluctance motor by using the finite element method. The basic design is done by the commercial software(Ansoft Rmxprt) and the characteristic analysis of switched reluctance motor is done by MAXWELL program. The torque and current characteristics are analyzed when SRM is rotated at constant speed and the torque characteristic by variation of the pulse width is also checked. The simulation result is validated by the flux line of SRM.