

# 유한요소법과 SUMT를 이용한 동기형 릴럭턴스 전동기의 용량에 따른 회전자 구조 최적설계

論 文

54B-8-3

## Optimum Design Criteria Based on the Rated Watt of a Synchronous Reluctance Motor Using a Coupled FEM & SUMT

權 善 範<sup>\*</sup> · 李 重 浩<sup>\*</sup>  
(Sun Bum Kwon · Jung Ho Lee)

**Abstract** - This paper deals with an automatic optimum design based on a rated output for a synchronous reluctance motor (SynRM). The focus of this paper is the motor design relative to the output power on the basis of rotor shape of a SynRM in each rated watt. And optimization algorithm is used by means of sequential unconstrained minimization technique(SUMT). The coupled Finite Elements Analysis (FEA) & Preisach model have been used to evaluate nonlinear solutions. The proposed procedure allows to define the rotor geometric dimensions according to rated watt starting from an existing motor or a preliminary design

**Key Words** : SUMT, SynRM, FEA,  $K_w$ , Optimum Design

### 1. 서 론

동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM)는 유도전동기와 비교해서 구조가 간단하고, 견고하며, 회전자 권선이 없어 동손이 적고, 회전자 파라미터의 영향은 받지 않는다. 단위부피당 효율과 토크와 같은 문제는 SynRM 성능평가에 중요하다. 이러한 특성은 회전자 철심의 폭, 자속 장벽 폭의 비  $K_w$ 에 관련된 회전자 구조에 의존하며, 이를 기준으로 설계해야한다. 만약  $K_w$ 가 0.5 이면, 최대 출력토크를 얻을 수 있다는 연구가 있다[1],[2]. 그리고 회전자 전체 철심의 폭과 자속 장벽 폭의 비  $K_w$ 의 영향을 다룬 연구가 발표되었다[3]. 참고문헌 [1]은 Axsally laminati type을 대상으로 조사하였고, 참고문헌 [2]는 6개의 자속 장벽을 대상으로 연구를 수행하였다. 참고문헌 [3]은 340W 가전용 SynRM의 설계 해를 구하였고 그때의  $K_w$ 는 1이다. 따라서  $K_w$ 는 SynRM의 회전자에 관해서 모든 용량과 용도에 적용되는 고정된 값은 아니다. 본 연구는 프라이자흐 모델이 결합된 유한요소법, 순차비제약 최소화기법(SUMT), FEA를 이용하여 SynRM에 대한 용량별 설계 기준 산정을 목표로 한다. 본 논문에서 SynRM의 회전자 철심 폭, 전체적인 자속 장벽폭의 비  $K_w$ 는 설계변수이다. 본 논문의 주관점은 첫째로 각각의 성능(1HP-8HP)을 대상으로 회전자 형상변화에 따른 출력의 비교를 통하여 설계 해를 구하고, 둘째 회전자 형상의 변화에 따른 자동 CAD 파일 생성과 자동요소분할을 포함한 자동선처리(pre-process)기법 개발이다. 본 논문에서의 최적화 알고리즘은 순차비제약 최소화기법(SUMT)을 사용하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 해석모델의 지배방정식

변위전류를 무시할 수 있는 준정상상태에서, 동기형 릴럭턴스 모터의 와전류는 무시된다는 가정하에 자기 벡터 포텐셜  $\vec{A}$ 로 표현 되는 지배 방정식은 다음과 같이 유도된다. 이를 위한 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J}_o \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (3)$$

여기서,  $\vec{H}$  : 자계의 세기,  $\vec{E}$  : 전기계의 세기,  $\vec{B}$  : 자속밀도,  $\mu_0$  : 공기의 투자율,  $\vec{J}_o$  : 인가 전류밀도

위식에 자속밀도와 자기벡터 포텐셜과의 관계  $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ 를 도입하면 다음과 같은 유한요소 해석을 위한 지배방정식을 구할 수 있다.

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_o \quad (4)$$

해석영역에 유한 요소법을 적용하기 위하여 전체 영역을  $n$ 개의 1차 삼각형 요소로 분할하고, 각각의 삼각요소 내에서의 자기벡터 포텐셜은 선형적으로 변한다고 가정하면 요소 내에서의 근사값  $A^{(e)}$ 는 다음과 같이 된다.

$$A^{(e)} = \sum_{i=1}^3 N_{ie}(x, y) A_{ie} \quad (5)$$

식(5)에서  $N_{ie}$ 는 요소형상함수이며, 2차원 평면에 대해 식(6)과 같이 좌표의 함수로 표현된다.

<sup>†</sup> 교신저자, 學生會員 : 한밭大學校 電氣工學果 碩士課程  
E-mail : ksb5611@naver.com

<sup>\*</sup> 正 會 員 : 한밭大學校 電氣工學果 助教授 · 工博  
接受日字 : 2005年 5月 23日  
最終完了 : 2005年 7月 10日

$$N_{ie}(x, y) = \frac{1}{2\Delta^{(e)}}(b_{ie} + c_{ie}x + d_{ie}y) \quad (6)$$

여기서  $\Delta^{(e)}$ 는 삼각형 요소의 면적  $b_{ie}, c_{ie}, d_{ie}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} b_{ie} &= x_{je}y_{ke} - x_{ke}y_{je} \\ c_{ie} &= y_{je} - y_{ke} \\ d_{ie} &= x_{ke} - x_{je} \quad (i, j, k \text{ 는 순환수}) \end{aligned}$$

요소 내에서 근사함수  $A^{(e)}$ 를 식(4)에 대입하고 가중 잔차법의 하나인 Galerkin법을 적용하여 각 요소에 대하여 정식화하면 잔차  $I_{je}$ 는 식(7)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} I_{je} &= \int_{S^e} \frac{1}{\mu} \sum_{i=1}^3 \left( \frac{\partial N_{ie}}{\partial x} \frac{\partial N_{je}}{\partial x} + \frac{\partial N_{ie}}{\partial y} \frac{\partial N_{je}}{\partial y} \right) A_{ie} dx dy \\ &\quad - \int_{S^e} J_0^2 N_{je} dx dy \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)을 행렬로 나타내면 식(8)과 같으며 요소행렬의 계수값들은 식(9), (10)과 같다.

$$[K^{(e)}]\{A^{(e)}\} + \{F^{(e)}\} = 0 \quad (8)$$

$$K_{ij}^{(e)} = \frac{1}{4\Delta^{(e)}} \frac{1}{\mu_0^{(e)}} (c_{ie}c_{je} + d_{ie}d_{je}) \quad (9)$$

$$F_i^{(e)} = -\Delta^{(e)} \frac{N_i}{3S} \quad (10)$$

요소 (e)에서 식(8)과 같이 표현 되는 요소 방정식을 전체 해석영역에 대하여 이를 적용하여 결합하면 식(11)과 같은 계행렬방정식을 구할 수 있다.

$$[K]\{A\} + \{F\} = 0 \quad (11)$$

여기서,  $[K]$ 는 계수 행렬이며,  $\{F\}$ 는 구동 행렬이다.

### 2.2 자속 장벽 폭의 변수( $K_w$ )

토크 및 역률 특성에 영향을 미치는 여러 설계 변수들 중 자속 장벽의 개수 외에 전체 철심영역에 대한 전체 자속 장벽 영역 폭의 비인  $K_w$ 를 회전자 설계 시 주 설계 변수로서 고려하기로 한다. 자속 장벽의 두께는 인덕턴스의 차와 돌극비가 최대가 되도록 선택해야하는데  $K_w$ 는 식(12)로 정의한다.

$$K_w = \frac{\sum(W_{air})}{\sum(W_{iron})} \quad (12)$$

여기서,  $\sum(W_{air})$ ; 전체 자속 장벽의 폭

$\sum(W_{iron})$ ; 전체 철심 영역의 폭

### 2.3 프라이자흐 모델의 적용

전력기기에 대한 프라이자흐 모델링은 히스테리시스 특성 해석을 위해 좋은 방법으로 확인되었다[6].

본 논문의 프라이자흐 모델링에 M-H DATA가 B-H DATA를 대신하여 사용된다.

프라이자흐 모델은 M-H관계를 사용하여 모든 히스테리시스 현상에 있어 인가자계와 자화량 사이에는 위상차가 있기 때문에 벡터적 해석을 필요로 한다. 그러나 벡터 해석은 복잡하며 오파를 피할 수 없다. 그러므로 회전기기의 해석에 대한 새로운 알고리즘 개발이 필요하다.

회전자는 입력자계 각  $\theta$ 를 따라 동기적으로 회전한다.

따라서 고정자의 영역은  $x$ 축,  $y$ 축에 대해서 교번자계로 가정할 수 있으며, 회전자의 B와 H는 상수이며,  $x$ 축과  $y$ 축에 대해서 또한 교번자계이다.

인가자계와 자화 사이의 각은  $x, y$ 축에 위에서는 0 혹은  $\pi$ 이다. 따라서 회전기기에 대한 프라이자흐 모델은 식(13)에서 볼 수 있는 바와 같이 스칼라 모델로서 표현되어질 수 있다.

$$M(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta}(H(t)) d\alpha d\beta \quad (13)$$

$$= \iint_{S^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta - \iint_{S^-(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta$$

보다 편리한 계산을 위하여 식(14)과 같이 에버랩 평면으로 대체하여 해석을 수행하였다.

$$E(\alpha, \beta) = \iint_{\alpha, \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta}(H(t)) d\alpha d\beta \quad (14)$$

## 3. 최적설계 알고리즘

### 3.1. SUMT(Sequential Unconstrained Minimization Technique)

본 절에서는 일반 비선형 프로그래밍의 일종인 순차비제약 최소화 기법(Sequential Unconstrained Minimization Technique : SUMT법)을 이용한 동기형 릴럭턴스 모터의 설계 파라미터의 최적화에 대하여 기술한다.[7]

일반적으로 비선형 최적화 프로그래밍의 문제는 다음과 같이 표현된다.

$$g_j(x) < 0 \quad (j = 1, 2, \dots, m) \text{의 조건하에서} \quad (15)$$

$F(x)$ 를 최소화시키는  $x=(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 을 구한다.

본 연구에서는 penalty함수법을 사용하여 이러한 최적화 문제를 다른 형태로 변환시킨 다음 일련의 비제약 최소화 문제를 풀어냄으로써 해를 구하였다. 즉,

$$\phi_k = \phi(x, r_k) = F(x) + r_k \sum_{j=1}^m G_j[g_j(x)] \quad (16)$$

이다. 여기서  $G_j$ 는 제약함수  $g_j$ 의 함수이고,  $r_k$ 는 penalty 변수로서 양의 정수이다. 식 (16)의 두 번째 항은 penalty 항이다. 만일 함수  $\phi$ 의 비제약 최소화가 일련의 penalty 변수  $r_k$  ( $k = 1, 2, \dots$ )에 대해서 반복된다면 식 (15)에 표현된 문제

의 해에 수렴하게 된다.

따라서 이러한 penalty함수법을 순차 비제약 최소화 기법 (SUMT)이라 하기도 한다. 부등식 제약 문제에 대한 penalty함수의 정식화는 내점법(interior method)과 외점법(exterior method)으로 크게 나누어지며, 본 연구에서는 내점법을 택하였으며, 내점법에서 주로 사용하는  $G_j$ 의 형태는 다음과 같다.

$$G_j = -1/g_j(x) \quad (17)$$

따라서, 식 (15)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\phi(x, r_k) = f(x) - r_k \sum_{j=1}^m 1 / g_j(x) \quad (18)$$

여기서,  $\phi_k$ 의 비제약 최소화값들은 모두 실행가능영역(feasible region)에 존재하고,  $r_k$ 가 변화함에 따라 식 (15)의 해에 수렴한다.

한편, 목적함수를 함수화 하기 위하여 각 용량별, 자속장벽에 대하여 Jandel을 이용한 함수화는  $K_w$ 에 따른  $L_d - L_q$ 를 구하여 Jandel에 대입하면 여러 가지 형태의 함수들이 만들어지고, 이들 중 2차 또는 3차함수의 형태를 선택하여 식(19), (20)의 함수를 구하여 최적설계를 수행하였다.

### 3.2 설계 변수를 고려한 회전자 설계과정

그림 3은 회전자 설계변수를 보여준다.

SUMT에 의해 최적해를 구하는 문제는 수학적으로, 함수  $F=F(Y)$ ,  $Y=(y_1, y_2, \dots, y_n)$ 를 최소화하는 것이 목적이다. 함수  $F$ 는 목적함수(Objective Function)라고 부른다.  $Y$ 는 독립변수들이다.

각 변수는 상하위 경계 upper and/or lower bounds ( $Y_{li} < Y_i < Y_{ui}$   $i=1,2,3, \dots, n$ )에 의해 제한되어져야한다.

그림 1에서 보여지는 바와 같이 회전자의 1/4 모델은 9개의 독립변수를 나타낸다. 이러한 변수들은 구조적 제약에 따라 변화되어진다.

Jandel 함수로 구해진 비제약 최소화 함수와 위의 제약조건을 포함한 목적함수는 다음과 같다.

$F1(Y)$ 는 반경 35.7mm의 3, 3.5, 4.5 HP의 경우이고,  $F2(Y)$ 는 반경 42.475mm의 5.5, 6, 7, 8 HP의 경우이다.

$$F1(Y) = 56.1(Y-0.1)^2 - 62.1(Y-0.1) - 40.1 \quad (19)$$

$$F2(Y) = 51.9Y^2 - 68.2Y - 47.5 \quad (20)$$

그림 2는  $K_w$ 에 따른 현상변화를 위한 변화점 변수와 변화방향을 보여준다.

그림 1에서  $W1-W10$ 의 점들은 화살표 방향에 따라 움직이며 자속의 흐름경로를 결정한다. 각각 한쌍이 되는 ( $W1, W10$ ), ( $W2, W9$ ), ( $W3, W8$ )  $\dots$ 은  $q$ 축을 기준으로 하여 대칭적으로 움직인다. 그리고  $P1-P10$  점들은 유한요소 계산에서 요소 면적 계산에 의하여 결정된  $K_w$ 를 고려한 상태로 움직인다.

본 논문에서는 SynRM의 회전자 자속 장벽의 폭과 전체 철심 영역의 폭의 비  $K_w$ 는 0.1에서 1.2까지 고려되었다. 그리고 산업응용을 위해 기계적인 제약, rib 등에 제작조건을 고려해 자속 장벽수는 3, 4, 5로 수행하였다.

본 연구에서의 SynRM 최적화에 대한 관점으로 최대 토크를 설정하였으며, 따라서 인덕턴스의 차( $L_d-L_q$ )의 최대화 혹은  $-(L_d-L_q)$ 의 최소화를 위해 목적함수  $F(Y)$ 가  $K_w$ 를 기준으로 계산되어진다. 최적화 알고리즘(SUMT)은 변화하는 디자인에 따라 목적함수의 극부 최소를 발견하는 기법이다.

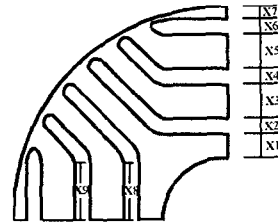


그림 1. 해석 모델과 변수

Fig. 1 Analysis model and design independent variables

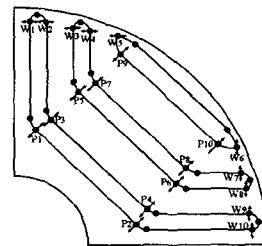


그림 2. 형상변화를 위한 점과 방향

Fig. 2 Point variables and direction of shape change

그림3은 설계 흐름도를 보여준다.

그림3의 설계흐름도를 이용한 시행순서는 다음과 같다.

- ① Initial Value : 초기 시작기의 CAD 파일 선처리 (Pre-processor) 작업 데이터를 작성한다. (각 용량별)
  - ② Finite Element Analysis : 상기 기술된 유한요소법으로 전류입력 1[A]~10[A]까지에 대하여  $d$ 축 및  $q$ 축 자속선도 및 전류에 따른 정특성 해석을 수행한다.
  - ③ Computation of Inductance Ratio/Difference and Comparison : 인덕턴스 비와 차를 계산한 후 data를 저장한다. 이후  $K_w$ 가 제한치 1.2에 도달했는가를 판단한다.
  - ④ Automatic CAD File Drawing :  $K_w$ 의 변화에 따른 변화된 회전자의 형상을 해석할 때, 유한 요소 해석을 위한 선처리 작업을 다수 수행해야하는 번거로움이 따른다. 본 연구에서는 자동으로 형상변화에 따르는 CAD화일을 작성하고 선처리 작업을 하는 프로그램을 설계 프로그램에 포함하여 설계시간을 단축한다.
  - ⑤ Change the flux barrier number :  $K_w$ 가 한계치에 도달하면 flux barrier의 수를 증가시킨다.
  - ⑥ Search & Storage Maximum  $K_w$  at rated Current : 각각의 자속장벽에 대하여 정격전류시의 최대  $K_w$ 를 저장한다.
  - ⑦ 최적화를 위한 Jandel 함수를 만든다.
  - ⑧  $F1(X)$ ,  $F2(X)$ : 구해진  $d$ 축 및  $q$ 축 인덕턴스와 제약함수를 Jandel을 이용하여 목적함수로 나타낸다.
  - ⑨ Search the minimum of the new Objective Function : 인덕턴스 비와 차를 계산한 후 이전 모델과 비교, 최적 모델을 찾는다.
- 이와 같은 흐름도에 의하여 3-5개의 자속장벽을 갖는

SynRM의 용량별 시작모델을 기준으로 하여 회전자 철심 세그먼트가 차지하는 폭에 대해 전체 자속장벽의 영역이 차지하는 폭의 비( $K_w$ )를 변화시켜가면서 그 특성을 고찰 하였다.

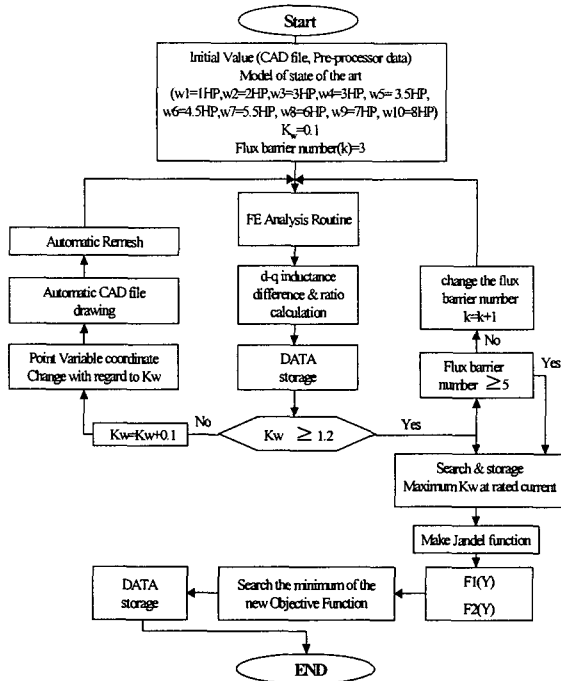


그림 3. 설계 흐름도  
Fig. 3 Flow chart of total design strategy

3.3 설계결과분석

본절은 1HP부터 8HP까지의 최적해 도출 과정 중 3.5HP의 예를 보여주고 전체 용량에 대한 결과 분석을 나타낸다.

3.5HP 해석모델 중 자속장벽 3, 4 경우 그리고 각각  $K_w$ 가 0.3, 0.5, 0.8, 1인 경우를 대표로 인덕턴스 양상을 표현하였다. 설계 순서는 다음과 같다.

가. 전류에 따른 인덕턴스 특성해석 결과 (자속장벽수)

그림4. : 전류에 따른 d, q 인덕턴스특성

그림5. : 전류에 따른 인덕턴스 차 특성

그림6. : 전류에 따른 인덕턴스 비 특성

나. 최적화를 위한 Jandel 함수

그림7 : Jandel을 이용한 함수화

다. SUMT에 의한 최적해

표.1: 전류에 따른 인덕턴스 특성( $K_w=0.6803$ )

그림8 : 최적해의 전류에 따른 인덕턴스 차, 비 특성

그림9 : 각 용량별 최적해에서의  $K_w$

그림10,11,12 : 최적 설계 모델 형상으로 이루어지며, 동일 용량에서의 자속장벽이 변화된 경우가 뒤따른다.

각 용량의 경우 정격전류에서  $K_w$ 값을 찾아냈으며, 전체 설계 결과를 표2,3에 나타내었다.

설계결과를 분석해보면, 회전자 반경 33.411mm의 3HP 이하의 용량에서는 자속장벽 수 4개가 적정치로 나타났으며, 이때의  $K_w$ 는 평균 0.95로 나타났다.

회전자 반경이 35.7로 약간 증가한 3, 3.5, 4.5HP의 경우 자속장벽의 수가 3개로 나타났다. 이는 정격전류의 상승으로 포화량

이 증가하여 3개로 줄어드는 것으로 분석된다. 이때의  $K_w$ 는 평균 0.68로 나타났다.

회전자 반경이 42.475로 증가한 5, 6, 7, 8HP의 경우 자속장벽의 수가 5개로 나타났다. 이는 정격전류는 상승하지만, 반경의 증가로 자속장벽 개수를 확보할 수 있는 범위가 늘어날 수 있음으로 분석된다. 이때의  $K_w$ 는 평균 0.69로 나타났다.

3HP의 경우는 두 가지 경우로 설계를 수행 하였다.

적층폭, 정격전압, 정격전류는 동일하며, 다른 것은 회전자 반경이다.

회전자반경의 약간의 차이에도  $K_w$ 가 급격히 감소하는 이유는 고정자 치가 35.7mm에서 33.411mm보다 작기 때문에 포화가 보다 쉽게 일어나는 이유로 분석되어졌다.

많은 문헌에서 수 KW의 경우 0.5 부근에서  $K_w$ 가 설정되는 것으로 보면 저 용량에서는  $K_w$  1부근에서 설계 되고 용량 및 회전자 반경, 정격전류의 증가에 따라 적절한  $K_w$ 를 산정할 수 있음을 알 수 있다.

그러나 해석을 통한 최대 설계치를 제작에 적용할 수는 없다. 리벳팅(reveting) 문제, 와이어 컷팅 문제 등 공장의 제조 능력에 따라 설계 사양은 달라질 수 있다.

(3 Flux-barrier Model)

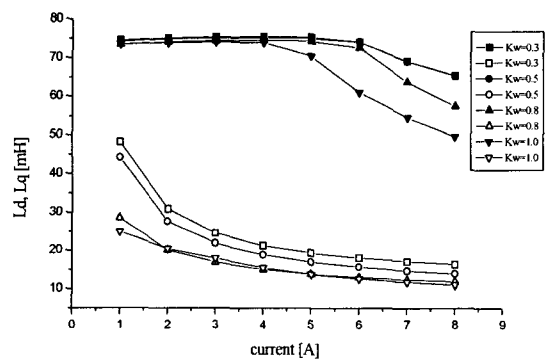


그림 4. 전류에 따른 인덕턴스 특성( $K_w=0.3, 0.5, 0.8, 1.0$ ) (3.5HP)

Fig. 4. The inductance characteristics according to current ( $K_w=0.3, 0.5, 0.8, 1.0$ )(3.5HP)

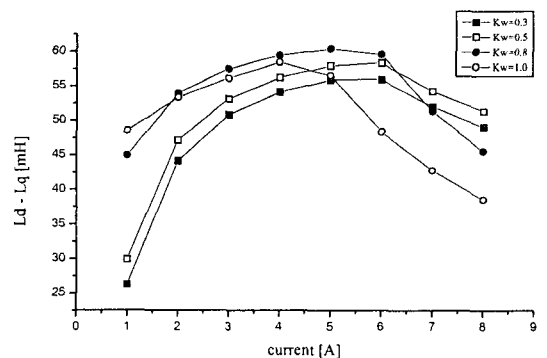


그림 5. 전류에 따른 인덕턴스 차( $K_w=0.3, 0.5, 0.8, 1.0$ )(3.5HP)  
Fig. 5. The inductance difference according to current ( $K_w=0.3, 0.5, 0.8, 1.0$ )(3.5HP)

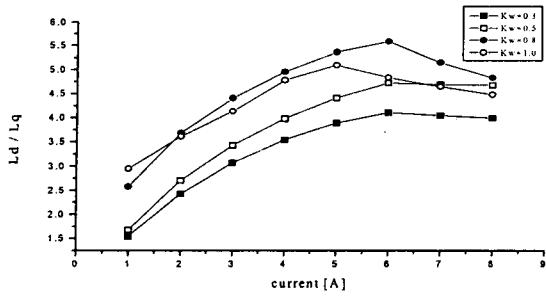


그림 6. 전류에 따른 인덕턴스 비(Kw=0.3, 0.5, 0.8, 1.0)(3.5HP)  
 Fig. 6. The inductance ratio according to current (Kw=0.3, 0.5, 0.8, 1.0)(3.5HP)

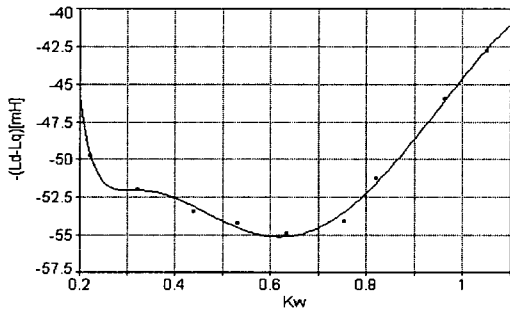


그림 7. Jandel을 이용한 함수화(Kw=0.6803)(3.5HP)  
 Fig. 7. Jandel functionalization(Kw=0.6803)(3.5HP)

표 1. 전류에 따른 인덕턴스 특성(Kw=0.6803)(3.5HP)  
 Table 1. The inductance characteristics according to current(Kw=0.6803)(3.5HP)

Out Put	Ld	Lq	Ld-Lq	Ld/Lq
1	74.00086	40.24546	33.7554	1.838738
2	74.53317	25.46029	49.07288	2.927428
3	74.77104	20.23445	54.53659	3.695235
4	74.9169	17.61276	57.30414	4.253558
5	74.76668	16.02522	58.74146	4.665563
6	73.85107	14.8851	58.96597	4.961409
7	68.8755	13.93741	54.93809	4.941772
8	64.89697	13.20817	51.6888	4.913396

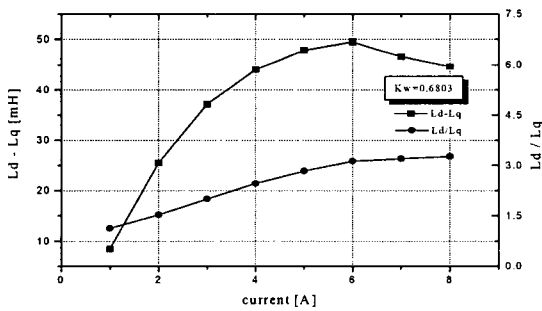


그림 8. 최적해의 전류에 따른 인덕턴스 차와 비 (3.5HP)  
 Fig. 8. The inductance difference and ratio according to current (3.5HP)

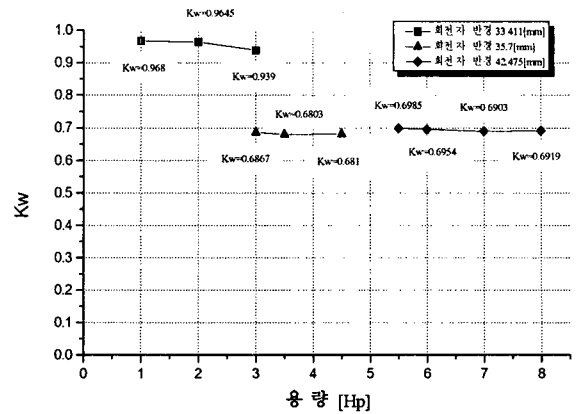


그림 9. 각 용량별 최적 해에서의 Kw  
 Fig. 9. Kw in each rated watt of design solutions

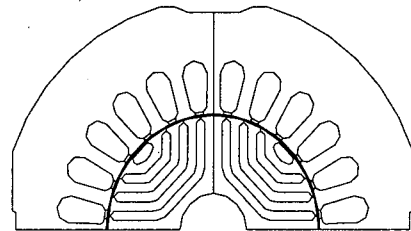


그림 10. 최적해 모델(4 Flux Barrier model)(1HP)  
 Fig. 10. Optimization design solution (4 Flux Barrier model) (1HP)

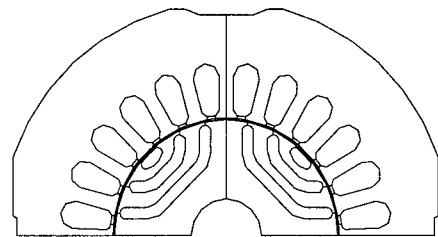


그림 11. 최적해 모델(3 Flux Barrier model)(3.5HP)  
 Fig. 11. Optimization design solution (3 Flux Barrier model) (3.5HP)

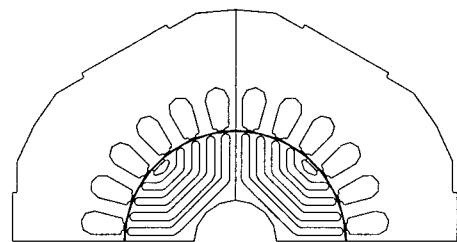


그림 12. 최적해 모델(5 Flux Barrier model)(7HP)  
 Fig. 12. Optimization design solution (5 Flux Barrier model) (7HP)

표. 2 용량별 최적설계 해

Table 2. Design solutions of each rated watt

OutPut	Ld-Lq	Ld/Lq	K <sub>w</sub>	Flux Barrier
1HP	87.67593	4.345511	0.968	4
2HP	103.0106	5.687977	0.9645	4
3HP	107.3108	5.494465	0.939	4
3HP	58.45309	4.507346	0.6867	3
3.5HP	54.93809	4.941772	0.6803	3
4.5HP	51.51027	4.942866	0.681	3
5.5HP	69.08461	4.984971	0.6985	5
6HP	54.7122	4.562735	0.6954	5
7HP	14.15601	5.078201	0.6903	5
8HP	11.49808	5.116919	0.6919	5

4. 결 론

본 연구에서는 토크 및 역률 특성에 영향을 미치는 슬롯, 공극, 자속 장벽, K<sub>w</sub> 등의 여러 설계 변수를 고려하여 용량별 설계 기준 데이터를 선정하고, 회전자의 구조적인 조건을 도출하였다. 설계 시 정확한 해석을 통한 특성분석을 위하여 자기적 비선형성 및 복잡한 형상의 전동기를 정확하게 해석할 수 있는 장점을 가지고 있는 유한요소법 (Finite Element Method; FEM)을 이용하여 해석을 수행하였다. 또한 형상변화에 따르는 자동 CAD화일 작성프로그램을 개발하고 이에 따르는 자동선처리 프로그램의 개발을 통해 설계과정 시간을 단축하였다. 또한 최적설계 알고리즘 (SUMT)을 적용하여, 보다 상세한 최적설계 값을 도출하였다.

참 고 문 헌

[1] Takayoshi Matsuo, Thomas A.Lipo, Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.9, No.2, pp.359-365, June 1994.  
 [2] Hiroyuki Kiriya, Shinichiro Kawano, Yukio Honda, Toshiro Higaki, High Performance Synchronous Reluctance Motor with Multi-flux Barrier for the Appliance Industry, IEEE Industry Application vol. 1. pp. 111-117, 1998.  
 [3] Jung Ho Lee, Design and Efficiency Characteristic Test of 340W Home Appliance Synchronous Reluctance Motor, Transaction of KIEE, Vol. 52B. No. 2, Feb., 2003.  
 [4] J. H. Lee, D. S. Hyun, Effect of Magnet on Ld and Lq Inductance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, IEEE Trans. on Magn.,Vol.35, No.3, pp1199-1202, May, 1999.  
 [5] J.H. Lee, Design Solutions to Minimize Iron Core Loss in Synchronous Reluctance Motor using Preisach Model and FEM IEEE Transaction on Magnetics. Vol.38, No. 5, pp3276~3278, September, 2002.

[6] J. H. Lee, D. S. Hyun, Hysteresis Analysis for the Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor by Coupled FEM & Preisach Modelling, IEEE Trans. on Magn., Vol. 35, No. 3, pp1203-1206, May, 1999.  
 [7] Dal-Ho Im, Seung-Chan Park and Jee-Won Im, Design of Single-Sided Linear Induction Motor Using the Finite Element Method and SUMT, IEEE Trans. on Magn., Vol. 29, No.2, MARCH, 1993.  
 [8] J. H. Lee, D. S. Hyun, "Effect of Magnet on Ld and Lq Inductance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor", IEEE Trans. on Magn., Vol. 35, No. 3, pp1199-1202, May, 1999.  
 [9] D. H. Everett, A general approach hysteresis, Part III., "A formal treatment of the independent domain model of hysteresis", Trans.on Faraday Soc.,Vol.50, pp1077-1096, 1954.  
 [10] J.H. Lee, "Design Solutions to Minimize Iron Core Loss in Synchronous Reluctance Motor using Preisach Model and FEM" IEEE Transaction on Magnetics. Vol.38, No. 5, pp 3276~3278, September, 2002.

저 자 소 개



**권선범(權善範)**  
 1977년 5월 5일생. 2004년 한밭대학교 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정  
 Tel : 042-821-1626, Fax : 042-821-1088  
 E-mail : ksb5611@naver.com



**이중호(李重浩)**  
 1968년 8월 21일생. 1993년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1999년 9월~2000년 2월 한양대학교 부설 산업과학연구소 선임연구원. 2000년 3월~2002년 2월 독립충북과학대학 전기과 전임강사. 2002년 3월~현재 국립한밭대학교 전기공학과 조교수  
 Tel : 042-821-1098, Fax : 042-821-1088  
 E-mail : limotor@hanbat.ac.kr