

반응표면법과 유한요소법을 이용한 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 최적 설계

論 文

55B-12-2

Single Phase Switched Reluctance Motor Optimum Design Using Response Surface Methodology and Finite Element Method

任承彬*·崔在學**·朴宰範***·孫榮奎§·李柱†

(Seung-Bin Lim · Jae-Hak Choi · Jae-Bum Park · Yeoung-Gyu Son · Ju Lee)

Abstract - This paper presents Single Phase Switched Reluctance Motor (SPSRM) optimum design for vacuum cleaners using Response Surface Methodology (RSM) to determine geometric parameters, and the 2-D Finite Element Method (FEM) has been coupled with the circuit equations of the driving converter. Additionally, an optimum process for SPSRM has been proposed and performed with geometric and electric parameters thereby influencing the inductance variation and effective torque generation as design variables.

SPSRM performances have also been analyzed to determine an optimal design model for maximized efficiency at high power factor. In order to confirm the propriety of the Finite Element Method and motor performance calculation, simulation waveform and experiment waveform for motor voltage and current were compared.

Key Words : Finite element method, optimization, response surface methodology and single phase switched reluctance motor

1. 서 론

기존의 전동기 설계는 장하분배법등의 설계 과정과 유한 요소법 등의 수치해석을 기반으로 하여 기본 설계치를 보완하는 상세 설계 과정으로 구분하여 진행하고 있다. 장하분배법은 기존의 경험적인 자료를 근거로 하여 설계하는 방법으로 역사가 오래된 종래의 전동기의 설계는 가능하나 스위치드 릴럭턴스 전동기 등의 새로운 전동기의 설계에서는 경험적인 자료가 부족하여 장하분배법을 이용하기는 적합하지 않다. 또한 스위치드 릴럭턴스모터는 자계의 비선형 영역에서의 운전이 대부분이므로 산술적인 특성 계산식만으로 설계를 수행하면 부정확한 결과를 초래할 수 있어 자계의 비선형성을 고려한 유한요소법등의 수치해석 방법을 이용하여 설계 작업을 수행해야 한다. 그러나 수치해석적인 방법은 해석 시간이 많이 필요하며 스위치드 릴럭턴스 전동기의 경우는 구동 각이라는 구동 변수가 설계 시 고려되어야 하므로 전동기의 설계를 위해서는 장기간의 시간이 요구된다.

스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계 이론의 기초사항은 1980년대 Lawrenson에 의해 제시되어 현재에도 연구되고 있으나 아직까지는 구체적이고 체계적인 설계 이론이 부족한 실정이다. 특히, 스위칭 파워 소자의 수를 줄여 전체적인

구동 컨버터의 가격을 낮추어 가전 기기 분야에 적용하려고 하는 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계에 관한 연구는 전무한 상황으로 현재 효과적인 SRM 구동의 적용을 위해서는 설계과정이 많은 시간을 요구하지 않으며 만족스런 결과를 도출할 수 있는 타당한 새로운 설계 방법론의 제안이 요구되고 있다[1][2].

따라서 본 논문은 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계 방법으로 2차원 유한 요소법으로 얻은 해석 데이터를 직접 이용하여 반응표면법에 적용함으로써 근사 최적화를 수행했으며 특히 고속 응용을 위한 단상 SRM의 성능향상을 설계 목표로 하여 그 설계 결과를 제시하였다. 또한, 본 논문의 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기의 설계는 기하학적인 파라미터인 고정자와 회전자 극호각과 전기적 파라미터인 턴 온, 턴 오프 각의 구동 변수도 고려하였으며 구동 회로 방정식을 결합할 때 컨버터를 포함한 회로 방정식들을 고려하여 더욱 더 정확한 해석을 수행하였다.

최적화 알고리즘으로는 반응표면법과 공액경사도법을 이용하여 높은 전동기 역률에서 전동기 발생 토크를 만족시키면서 효율을 최대화할 수 있는 가용설계 영역에서 설계 점을 선정하고 비선형과 과도 특성을 고려한 전동기의 성능을 평가·검토하였다.

2. 단상 SRM 초기 설계

2.1 단상 SRM

SRM의 기본 동작원리는 전류가 고정자의 한 권선에 흐르면, 토크는 회전자가 여자된 고정자의 극에 정렬하는 방향으로 발생되며 발생 토크의 방향은 고정자 여자상에 대한 회전자 위치에 의해 결정되고, 전류 방향과는 무관하다. 또

† 교신저자, 正會員 : 漢陽大學 電氣生體工學部 副教授 · 工博

E-mail : julee@hanyang.ac.kr

* 正會員 : 漢陽大學 電氣工學科 博士課程

** 正會員 : LG전자 先任研究員

*** 正會員 : LG Innotk 研究員

§ 正會員 : LG Innotk 責任研究員

接受日字 : 2006年 7月 24日

最終完了 : 2006年 10月 18日

한 연속적인 토크는 회전자 위치에 대해 고정자 각상을 순차적으로 여자하면서 발생된다.

본 논문에서 설계하고자하는 단상 SRM은 고속 구동 응용을 염두에 둔 전동기로서 요구되는 청소기의 기계적인 출력이 900[W]이다. 일반적으로 청소기의 효율을 60[%]로 예측하였을 때 전동기에 요구되는 정격출력은 1.5[KW]이다. 구동 컨버터의 DC Link단 커패시터는 컨버터의 가격 상승을 제한하기 위해 커패시터의 값이 작은 것을 사용하기 때문에 DC Link단 전압은 평활 전압이 아닌 가정용 교류 전압 220[VRMS]를 전과 정류한 값의 평균치인 190[VMEAN]로 설정하였다. 정격속도는 35,000[RPM]으로 하였으며 그 외의 다른 주요 사양은 표 2.1에 나타내었다.

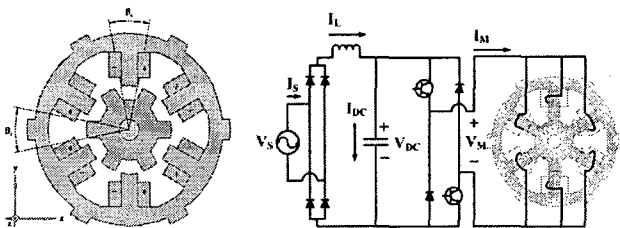


그림 2.1 SPSRM의 단면도와 구동회로
Fig. 2.1 Cross Section of SPSRM and Its Driving Converter

표 2.1 6/6 SPSRM의 주요사양
Table 2.1 Specifications of 6/6 SPSRM

항목	값	단위
정격 출력	1,500	[W]
정격 전압	220	[V]
동작 속도	35,000	[RPM]
정격 전류	10	[A]
정격 토크	0.358	[Nm]
한상의 턴수	27	[Turns]
극수비	6/6	
고정자 지름	76	[mm]
회전자 지름	34.4	[mm]
공극 길이	0.3	[mm]
고정자 요크 두께	5.5	[mm]
회전자 요크 두께	8	[mm]
적층폭	32.5	[mm]
재질	S18	

2.2 기하학적 파라미터(β_s, β_r) 설계

전동기의 설계 과정은 장하분배법, 출력계수법등 여러 가지 방법이 알려져 왔지만 이러한 방법들은 수많은 시작품의 제작, 실험 및 해석에 의해 축척된 자료와 경험적인 지식을 기반으로 한 설계 변수들에 의존하고 있다. 그러나 SRM과 같이 역사가 짧은 전동기들은 설계를 위한 경험적인 자료들이 부족하다. 그러므로 전동기 초기 설계 인자로 전동기 입력전류와 요구 $dL/d\theta$ 을 선정하여 유한 요소법과 같은 수치해석기법을 이용한 해석을 기반으로 전동기의 성능을 평가·분석하여 설계변수들을 결정하는 방법이 주로 사용되고 있다.

2.3 전기적 파라미터($\theta_{on} = T_{on}, \theta_{off} = T_{off}$) 설계

SRM을 적용하고자 하는 응용제품의 전원 조건과 주어진 체적조건에서 요구 성능을 만족시키기 위해서는 전동기의 설계변수로 기하학적인 파라미터뿐만 아니라 스위칭 소자의 전기적인 파라미터($\theta_{on} = T_{on}, \theta_{off} = T_{off}$)도 함께 고려되어야한다. 전기적인 파라미터는 독립적인 설계 변수가 아니라 극호각(β_s, β_r)에 따라 변하는 변수이므로 극호각 β_s 와 β_r 에 따라 각각의 값을 제시하여야한다. 따라서 정토크가 발생하는 상승 인덕턴스 구간에서 일정 평활 전류가 흐르고 하강 인덕턴스 구간에서는 전류가 영(零)이 되도록 전기적인 파라미터를 결정하였다.

3. 유한 요소 정식화

3.1 지배방정식

자기 벡터 포텐셜과 전류밀도가 z축 성분을 가진다면 SRM의 2차원 지배방정식은 자기 벡터 포텐셜 A에 의해 다음과 같이 표현 되어진다.

$$\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] + J_o = 0 \quad (3.1)$$

여기서 A_z 는 z성분의 자기 벡터 포텐셜, J_o 는 전류밀도이고 μ 는 투자율이다[6].

한 요소에서의 잔차를 최소로 하는 자기벡터 포텐셜을 구하기 위하여 요소 잔차에 가중함수를 곱하여 요소에 대한 적분 값을 영이 되게 하는 가중잔차법을 적용하였으며, 형상함수를 가중함수로 하는 Galerkin 법을 사용하였다.

$$J_o = \frac{N}{S} I_M \quad (3.2)$$

여기서, N은 권선의 직렬 턴 수, S는 권선 면적을 나타낸다.

식(3.2)을 식(3.1)에 대입하고, 행렬로 나타내면 식(3.3)과 같이 나타낼 수 있고 각각의 요소행렬 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [S]A + [Q]I_M &= 0 \\ S_{ij} &= \frac{1}{4\mu\Delta^e} \begin{bmatrix} c_1c_1 + d_1d_1 & c_1c_2 + d_1d_2 & c_1c_3 + d_1d_3 \\ c_2c_1 + d_2d_1 & c_2c_2 + d_2d_2 & c_2c_3 + d_2d_3 \\ c_3c_1 + d_3d_1 & c_3c_2 + d_3d_2 & c_3c_3 + d_3d_3 \end{bmatrix} \\ Q_i &= \mp \frac{N\Delta^e}{3S} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

3.1. 구동 컨버터를 고려한 회로 방정식의 결합

해석대상이 전압에 의해 구동되는 경우에는 외부회로에 의한 전압방정식이 필요하게 된다. SPSRM의 구동 컨버터는 다이오드 정류기와 스위칭 전력소자들 그리고 역률 보상용 LC 필터를 포함 하고 있으므로 전압방정식은 다음과 같다[3].

$$E_M + \left(R_M + L_M \frac{d}{dt} \right) I_M - k_s V_{DC} = -2V_d \quad (3.4)$$

여기서, E_M 은 권선에 유기된 역기전력, R_M : 전동기 내부 상 저항, L_M : 권선에서 코일단부의 누설 인덕턴스, I_M 은 SPSRM의 입력전류, V_{DC} 는 DC 링크단의 전압, V_d 는 다이오드의 전압강하, k_s 는 전원장치의 상태를 나타내는 스위칭 변수이다. 위 식(3.4)에서 역기전력은 식(3.5)로 유도된다.

$$E = N \frac{d\phi}{dt} = N \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

$$= N \frac{d}{dt} \int_S (\nabla \times A) \cdot d\vec{S} = N \frac{d}{dt} (A^+ - A^-) h \quad (3.5)$$

여기서 N 은 권선의 턴 수, h 는 토크를 발생시키는 전기자 철심의 z방향의 유효 적층폭, A^+ , A^- 는 동일한 권선이 감겨 있는 슬롯에서 방향이 서로 반대인 자기 벡터 포텐셜 값의 평균치로 다음과 같다.

$$A^+, A^- = \int_S A dx dy \quad (3.6)$$

식(3.5)과 식(3.4)으로부터 전압 방정식은 식 (3.7)와 같이 정리할 수 있다.

$$[F] \frac{d}{dt} (A) + \left(R_M + L_M \frac{d}{dt} \right) I_M - k_s [V_{DC}] = -2V_d \quad (3.7)$$

여기서, $[F] = \pm \frac{Nh \Delta^e}{3S}$ 이고 N 은 권선의 턴 수, h 는 철심의 유효 적층폭, Δ^e 와 S 는 요소와 권선의 면적이다. 그림 3.1은 전원장치의 상태를 나타내는 스위칭 변수인 k_s 를 설명하기 위한 것으로서 단일 펄스 구동을 나타내고 있다. 식 (3.8)은 그림 3.2의 (a)와 (b)에서 나타낸 것과 같이 스위치의 상태에 따라 전동기에 V_{DC} 와 $-V_{DC}$ 가 공급되어지는 스위칭 변수를 정의하고 있다.

$$k_s \in \{1, 0, -1\} \quad (3.8)$$

1: Turn on, 0: Open circuit, -1: Turn off

그림 3.1(c)는 충분히 높은 속도에서 스위칭 동작에 따른 전압, 쇄교 자속, 전류, 이상적인 인덕턴스 등의 파형을 나타내고 있다. S1과 S2가 모두 턴 온 되면 V_{DC} 전압이 인가되며, 두 스위치가 모두 턴 오프 되면 $-V_{DC}$ 가 인가되면서 높은 주파수로 스위칭 된다. 턴온각은 비 정렬위치에 있고 전류는 극이 중첩되기 시작할 때까지 선형적으로 증가한다. 인덕턴스 상승 구간에서는 공급전압의 상승부에 상응하는 역기전력을 발생하여 전류파형이 최대가 되었을 때 역기전력은 V_{DC} 와 같아지고 계속해서 역기전력은 커진다. 왜냐하면 일정 속도 동안 쇄교자속은 여전히 증가하고 있기 때문이다. 순방향 인가전압의 초과분은 부족분이 되고 전류는 감소하

기 시작한다. 정류점에서 인가단자전압이 바뀌고 전류변화비가 급격하게 증가한다. DC 링크 단 전압은 회로내의 커패시터에 흐르는 전류 I_{DC} 에 의해서 식(3.9)과 같이 나타낼 수 있다.

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} - I_{DC} = 0 \quad (3.9)$$

KCL 법칙에 의해서 인덕터 L 에 흐르는 전류(I_L)와 전동기의 입력전류(I_M) 그리고 DC 링크 단 전류(I_{DC})사이의 관계를 식 (3.10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{DC} = I_L + k_s I_M \quad (3.10)$$

식 (3.11)은 DC 링크 단을 기준으로 하여 인덕터 L 을 포함한 전원 측 회로를 고려한 회로 방정식이며 다이오드 정류기의 특성상 I_L 은 전원에서 DC 링크 단 쪽으로 흐르지만 반대방향으로는 강제적으로 차단된다.

$$L \frac{dI_L}{dt} + V_{DC} = ABS(V_S) \quad (3.11)$$

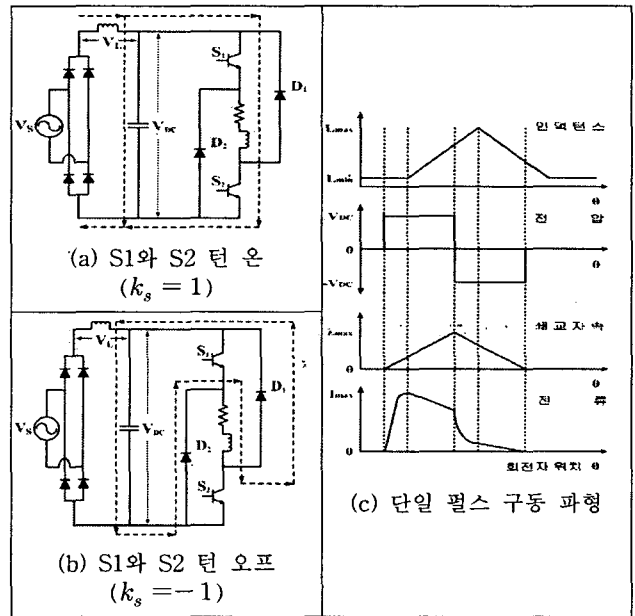


그림 3.1 단일 펄스 구동
Fig. 3.1 Single Pulse Driving

표 3.1 단일 펄스 구동에 따른 소자들의 상태
Table 3.1 State of the Circuit Elements according to Single Pulse Driving

Fig. 3.1	Switches		Diodes		k_s	DC Link Voltage
	S1	S2	D1	D2		V_{DC}
(a)	On	On	Off	Off	+1	V_{DC}
(b)	Off	Off	On	On	-1	$-V_{DC}$

시스템 행렬과 식(3.7)의 전압방정식 행렬을 결합 및 정리 하면, 식(3.12)으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [F] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (A) \\ (I_M) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [S] & [Q] \\ [0] & [R_M] + d[L_M]/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (A) \\ (I_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -2V_d + k_s[V_{DC}] \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

위 식의 시간 미분 항을 처리하기 위하여 후퇴차분법을 적용하면 자기 벡터 퍼텐셜과 전류는 다음 식(3.13)과 식(3.14)로 근사화 된다.

$$\frac{d(A)}{dt} = \frac{(A)^{t+\Delta t} - (A)^t}{\Delta t} \quad (3.13)$$

$$\frac{d(I_M)}{dt} = \frac{(I_M)^{t+\Delta t} - (I_M)^t}{\Delta t} \quad (3.14)$$

식(3.13)과 식(3.14)을 식(3.12)에 대입하고 회로 방정식인 식(3.9)부터 식(3.11)을 결합하여 최종의 계 행렬 연립방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} [S] & [Q] & [0] & [0] \\ [F]/\Delta t & [R_M] + [L_M]/\Delta t & [0] & -k_s \\ [0] & [0] & -[L]/\Delta t & +k_s \\ [0] & k_s/C & -k_s/C & 1/\Delta t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (A) \\ (I_M) \\ (I_L) \\ (V_{DC}) \end{bmatrix}^{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} (A) \\ (I_M) \\ (I_L) \\ (V_{DC}) \end{bmatrix}^t + \begin{bmatrix} 0 \\ -2V_d \\ |V_s| \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.2. 역률 · 효율 계산

에너지 전달의 각 단계에서 전기 에너지를 기술하기 위해 유효전력(Real Power), 피상전력(Apparent Power), 역률(Power Factor), 효율(Efficiency)이라는 개념이 널리 쓰이고 있다. 평균전력(Average Power)이라고도 하는 유효전력(Real Power)은 전기장치나 시스템에서 열이나 동력으로 소모되거나 사용되고 있는 전력으로 한 방향으로만 흐르는 특성이 있다. 유효전력(P_{ave})은 식 (3.16)과 같이 표현되며 단위는 [W] 또는 [kW]를 사용한다[4][5].

$$P_{ave} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (3.16)$$

여기서, $p(t)$ 는 순시전력(Instantaneous Power)이고 $v(t)$ 와 $i(t)$ 는 측정 점에서의 순시전압과 순시전류이다.

단상 SRM의 역률과 효율은 그림 3.2에서 보이고 있는 것처럼 각각의 4단자에서의 순시 전압과 전류 파형을 이용하여 구할 수 있다. 회로내의 다이오드 소자들의 전압 강하와 스위칭 손실을 무시한다면 첫 번째 단자와 두 번째 단자에서의 역률 · 효율은 같고 세 번째 네 번째 단자에서의 역률 · 효율이 같다. 그래서 전원 단에서 전체 시스템으로 공급되는 순시 전압($v_s(t)$)과 전류($i_s(t)$)를 이용하여 구하는 방법을 시스템 역률 · 효율이라 정의하고 구동 컨버터에서 전동기 입력단의 인가되는 순시 전압($v_m(t)$)과 전류($i_m(t)$)

를 이용하여 구하는 방법을 전동기 역률 · 효율이라고 정의하였다[7].

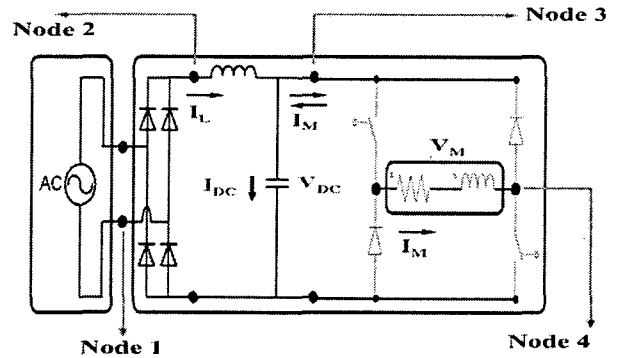


그림 3.2 SPSRM 컨버터
Fig. 3.2 Converter for SPSRM

4. 최적 설계

4.1 SPSRM 근사 최적 설계 방법

최적 설계 알고리즘으로는 반응표면법(Response Surface Methodology)과 공액경사도법(Conjugate Gradient Method)을 이용하였으며 전동기의 성능향상을 위해 기하학적인 파라미터(β_s 와 β_r)와 전기적인 파라미터(θ_{on} 과 θ_{off})를 각각 설계 변수들로 설정하였다. 즉, 초기 전기적 파라미터의 Dwell각을 20[°]로 고정한 후 기하학적인 파라미터인 β_s 와 β_r 를 FEM 해석을 통해 얻은 결과데이터들을 이용해 최적화를 수행하였고 이렇게 얻어진 단상 SRM의 최적형상을 이용하여 요구 조건을 만족하면서 단상 SRM의 효율을 최대화 할 수 있는 전기적 파라미터를 결정하는 최적설계 방법을 제시하였다. 토크와 정격속도 사양을 만족하는 최적의 전류 값의 결정은 중요한 설계 과정중의 하나이다. 그러나 이러한 전류 값의 선정은 어려운 일일뿐만 아니라 여러 가지 설계 요구 사항들을 만족시키기 위해 어디에서부터 설계를 시작해야 할지를 결정하는 것도 난해하고 중요한 사항이다. 기존 설계의 첫 과정은 요구 출력을 만족시키는 주요 설계 변수를 선택하는 것으로부터 시작하며 이러한 토크와 속도의 출력을 만족시키는 설계의 첫 번째 변수로 전기장하에 해당하는 전류와 자기장하에 해당하는 자속의 비를 선택하였다. 그러나 이 장하비는 이론적인 수식에 의해 결정되지 않고 경험적으로 결정되어지고 있으므로 스위치드 릴럭턴스 전동기와 같이 경험적인 자료가 부족한 새로운 형태의 전동기 설계에는 적용하기 곤란하다. 그러므로 본 논문에서는 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기(SPSRM)의 설계를 위해 장하비와 같은 전동기 설계의 초기 변수들을 제안하였으며 이 변수들은 SRM의 토크 식 (4.1)과 역기전력 식 (4.2)으로부터 구할 수 있었다.

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (4.1)$$

$$E = i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (4.2)$$

식(4.1)과 식(4.2)로부터 요구 토크와 정격 속도를 만족하는 전류와 $dL/d\theta$ 를 계산할 수 있다. 본 논문은 이 전류와 $dL/d\theta$ 를 SRM 설계의 초기 변수들로 선정하고 산정된 전류에서 $dL/d\theta$ 를 만족하는 코일 사양과 턴 수 그리고 고정자와 회전자의 극호각들을 반응표면법(Response Surface Methodology)이라는 최적화 이론을 적용하여 결정하는 설계 과정을 제안하였다. 최소 인덕턴스와 최대 인덕턴스 값을 고려하여 전류의 상승시간과 하강 시간 또한 검토하여 초기 전기적 파라미터의 Dwell 각을 설정하였으며 높은 역률에서 요구 토크를 만족시키면서 효율을 최대화시킨다는 관점에서 설계 가용영역을 선정하였다. 이 영역 내에서 요구 출력을 만족하는 최적의 설계 점을 선정하였으며 구동회로를 고려한 유한 요소법으로 전동기 성능을 검토·제시하였다. 최적의 모델을 결정하는 과정에서는 Fletcher와 Reeve에 의해 만들어진 공액 경사도법(Conjugate Gradient Method)을 이용하였다. 그림 4.1은 본 논문에서 제안한 근사 최적 설계 과정을 보여주고 있다.

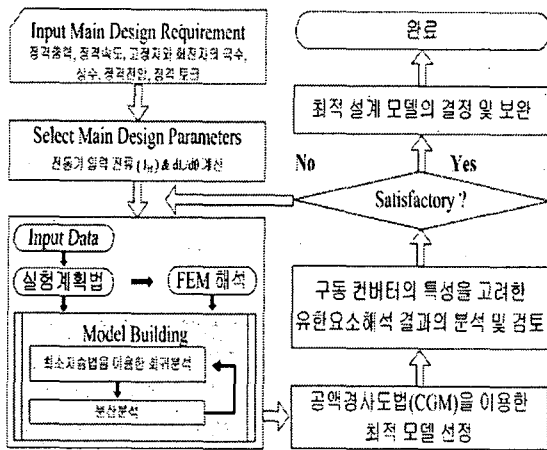


그림 4.1 SPSRM 근사 최적 설계 과정
Fig. 4.1 Optimum Design Procedure for 6/6 SPSRM

4.2 반응표면법의 개념

반응표면법(Response Surface Methodology)이란, 설계자가 관심을 가지고 있는 반응이 여러 가지 변수들에 의해 영향을 받고, 이 반응을 최적화하는 것이 목적인 문제를 모델링하고 해석하기 위한 유용한 수학적, 통계적 기술들의 집합을 말한다. 반응표면법은 크게 실험계획법과 근사반응함수생성의 두 부분으로 구성되어 있다. 좀 더 세분하면 실험계획법, 분산 분석(Analysis of Variance), 상관 분석(Correlation Analysis), 회귀 분석(Regression Analysis)등으로 나누어질 수 있다[8]. 본 논문에서는 최적 설계 시 요구되는 해석 모델의 개수를 줄이기 위하여 반응표면법 중의 실험계획법을 이용하였다.

4.3 반응표면 모델링

본 논문에서는 최소의 실험횟수에서 최대의 정보를 얻기 위하여 어떻게 실험을 행하고 데이터를 어떻게 취하여 어떠한 통계적 방법으로 데이터를 분석하면 되는가 하는 것을 계획하는 실험계획법으로 중심합성계획법(Central Composite

Design)을 이용하였고 그림 4.2는 설계변수의 개수가 2일 때 실험점들을 나타내고 있다. 중심합성계획법의 실험횟수는 다음 식 (4.3)과 같이 계산 할 수 있다.

$$n = 2^k + 2k + n_c \tag{4.3}$$

여기서 2^k 는 요인 배치법에 의한 설계를 위한 실험수이고 $2k$ 는 축 상의 점의 수이며, n_c 는 중심점에 대한 반복실험횟수이다. 이와 같은 실험점들을 가지고 수치해석기법중의 하나인 유한 요소해석을 수행하여 얻어진 반응 값 y 을 토대로 n 개의 변수와 실제 응답 사이의 관계를 통계적으로 근사하였다.

실험을 통해서 얻어진 반응 값은 어느 정도의 근사 오차로 인해 실제 응답과는 다르며 관계식은 식 (4.4)와 같이 나타낼 수 있다. 이 근사 모델은 일반적으로 1차 또는 2차 다항식 형태가 주로 쓰이고 있다.

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_m) + \epsilon \tag{4.4}$$

여기서 $u = f(x_1, x_2, \dots, x_m)$ 는 m 개의 설계 변수를 가진 실제 응답 함수이며 ϵ 는 응답에 대한 오차 항이다.

실제 응답 함수는 테일러급수 전개로부터 1차 또는 2차의 다항식 형태로 나타낼 수 있고 반응표면은 식 (4.5)에 의해서 표현된다.

$$u = \beta_0 + \sum_{j=1}^m \beta_j x_j + \sum_{j=1}^m \beta_{jj} x_j^2 + \sum_{i=1}^{m-1} \sum_{j=i+1}^m \beta_{ij} x_i x_j \tag{4.5}$$

4.4 공액경사도법(Conjugate Gradient Method)

Fletcher and Reeves에 의해 만들어진 공액경사도법은 최속강하법을 매우 간단하고 효율적으로 수정한 것이다. 최속강하법의 두 연속단계가 서로 수직인데 반해, 공액경사 방향은 서로 수직이 아니다. 이러한 이유로 최속강하법이 수렴하기는 하나 느리게 만드는 원인이 되고, 오히려 이들 방향은 수직의 최속강하방향의 대각선을 통과하게 되어 최속강하법의 수렴률을 상당히 향상시킨다[9].

본 논문에서는 최속강하법의 변형으로 생각할 수 있는 공액경사도법을 이용하여 비 구속조건으로 최적설계를 수행하였다. 공액경사도법은 목적함수의 경사도를 이용하는 최속강하법을 가장 간단하고 효과적으로 수정한 방법으로 최속강하법의 수렴률을 상당히 향상시킨 방법이다. 본 논문에서는 MS Office의 Excel에 해 찾기 기능으로 내장되어 있는 공액경사도법을 이용하였다.

5. 최적 모델의 해석 및 실험 결과 고찰

본 논문에서는 제안된 해석 기법의 타당성을 검증하기 위하여 실제 상용 전동기를 실험하여 얻은 결과와 제안된 해석 기법으로 상용 전동기를 해석하여 얻은 결과를 비교·검토하였다. 검증된 FEM 해석 기법을 이용하여 최적화 알고리즘인 반응표면법을 적용하여 근사 최적 설계를 수행하였으며 FEM 해석 결과를 제시하였다.

5.1 실험장치의 구성

고속도용의 진공청소기 구동을 위해 사용되고 있는 상용 단상 SRM을 대상으로 하여 실험을 하였으며 이 전동기는 회전자의 속도와 위치를 검출하기 위해 설치된 홀센서(Hall Sensor)와 회전자의 초기 위치를 설정하기 위해 Ring Magnet, Parking Magnet을 사용하고 있다. 소음저감을 위하여 회전자 돌극사이에 사출물을 채워 공기 유동에 의한 소음 발생 부분을 최소화하였다. 회전자의 초기 위치를 영구자석을 이용하여 조정하고 있으며 고정된 Parking Magnet에 Ring Magnet이 정렬하였을 때 회전자가 고정자에 접하기 시작하는 초기 설정치를 갖는다.

그림 5.1은 실험을 위한 SPSRM의 구동 시스템의 구성도를 나타내었다. 제어기에 요구되는 기능을 수행하기 위해 필요한 주요 하드웨어의 구성 요소로써 속도 검출부, PWM 발생장치, 스위칭 소자의 게이트 구동회로 등이 있으며, 제어부의 CPU는 TI사의 고성능 DSP 프로세서인 TMS320VC33을 이용하여 구동하였다. 전력 시스템은 상용 전원을 받아 전파 브리지 다이오드 정류기로 정류하여 LC 필터를 통과시킨 후 인버터에 DC Link단 전압을 공급하는 장치를 구성하였다.

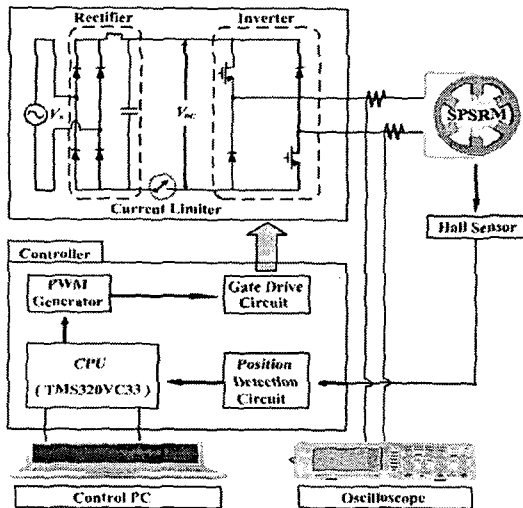


그림 5.1 SPSRM 구동 시스템의 구성

Fig. 5.1 SPSRM Driving System

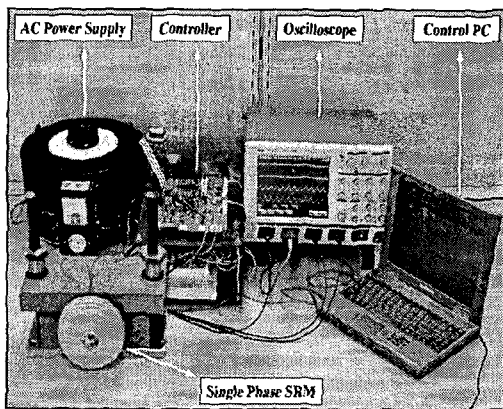


그림 5.2 SPSRM 구동 실험 장치

Fig. 5.2 Set-Up of SPSRM Driving Experiment

그림 5.2는 실제 실험 장치의 구성 모습을 보여주고 있다. 부하시험 장치로는 팬이 회전자의 축에 연결되어 있고 전동기 성능 결정을 위해 중요 변수인 진동기단에서의 순시 입력 전압과 순시 입력 전류를 검출하였다.

5.2 해석 및 실험 결과의 고찰

상용 전동기의 유한 요소 해석을 위해 해석 모델에 주기 조건을 적용하여 요소분할 하였으며, 절점 및 요소의 개수는 각각 5755, 11401개를 생성하였다. 해석 대상은 대칭성을 고려하여 1/2 모델을 이동라인 기법으로 요소 재분할을 시행하면서 해석을 수행하였다. 해석 조건은 상용전원 220[V_{RMS}], 60[Hz]을 인가하여 회전 속도 35,000[RPM]에서 포화 현상을 고려하기 위하여 비선형(S18) 해석을 하였다. 그림 5.3은 유한 요소 해석 결과로 얻은 고정자와 회전자극이 완전히 정렬하였을 때의 자속 분포도를 나타낸 것이다.

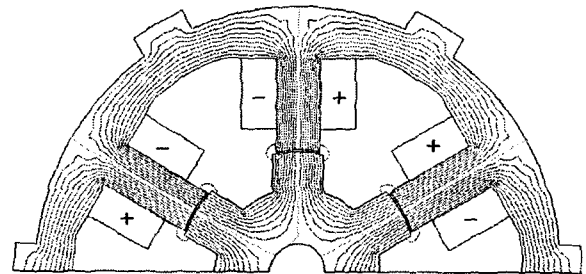


그림 5.3 자속 분포도

Fig. 5.3 The Magnetic Flux Distribution

그림 5.4는 전동기 구동회로의 정류기를 통과하기전단에서 전체 시스템으로 인가되는 전류와 전압 해석 및 실험 파형을 보여주고 있으며 그림 5.5와 5.6은 제안된 해석 방법을 통해 이 입력으로 얻어진 DC Link단의 전압과 전동기 입력단에서의 전류 파형을 나타내고 있으며 실험을 통해서 얻어진 DC Link단의 전압과 전동기 입력 전류를 비교하였다. 실험은 해석시의 조건과 동일한 전원을 입력하였고 단상 전파 브리지 정류기의 L과 C값이 각각 2.6[mH]와 13.2[μF]일 때 동일한 회전 속도 35,000[RPM]에서 단일 펄스 구동으로 수행하였다.

DC Link단의 전압은 단일 펄스 구동에 의해 스위치가 온·오프 되더라도 DC Link단에서의 인덕터와 커패시터 용량에 따라 영향을 받는 정류기 뒷단의 출력 전압이다. 특히 DC Link단 전압의 크기 및 파형은 이상적인 단상 전파 브리지 정류기에서 얻을 수 있는 300V 보다 큰 400V의 전압이 인가되고 파형에 고조파를 포함되어 있는 것을 볼 수 있다. 이는 DC Link단에 설치된 미소 용량의 커패시터(13.2 [μF])에 고속운전으로 인한 빠른 스위칭으로 인한 충전과 방전이 반복적으로 발생함으로써 나타나는 현상이다. 전동기 입력단의 전류 파형은 전동기 입력 단에 인가되는 전압 (V_M)이 스위칭에 따라 동일한 값이 서로 반대의 부호($+V_M$ 또는 $-V_M$)를 가지며 교번하더라도 스위치 온·오프시의 전류의 방향은 일정하므로 제시한 해석 파형들의 형태가 타당함을 알 수 있다.

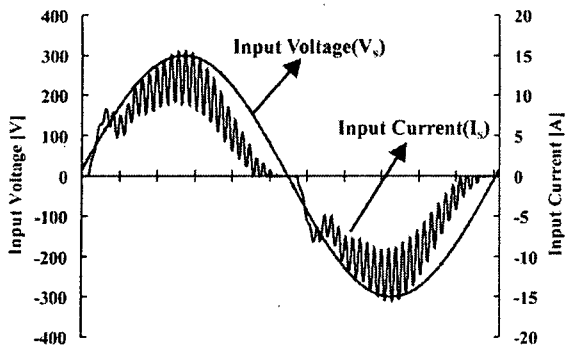


그림 5.4 입력 전원 전압과 전류 파형
Fig. 5.4 Input Source Voltage and Current Waveform

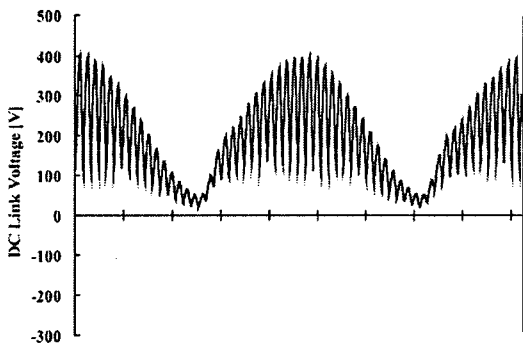


그림 5.5 DC Link단 전압(VDC) 파형
Fig. 5.5 DC Link Voltage Waveform

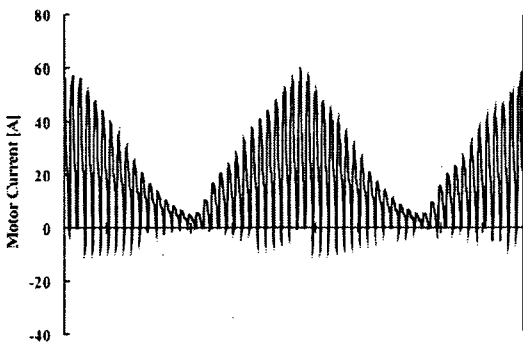
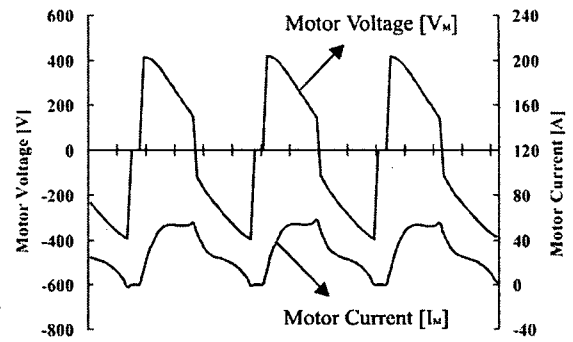


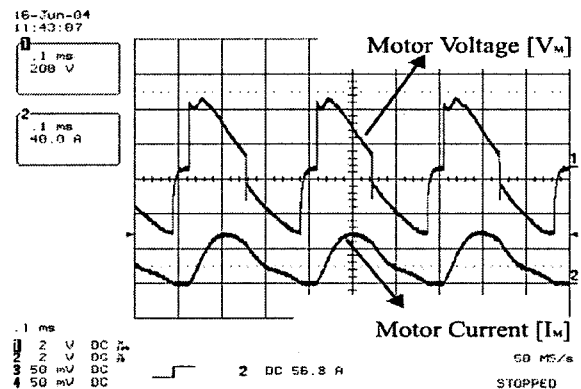
그림 5.6 전동기 입력 전류(IM) 파형
Fig. 5.6 Motor Input Current Waveform

그림 5.7은 구동회로의 회로방정식이 고려된 FEM 해석과 실험에 대한 전동기 입력 단 전압 파형과 전류 파형을 보여 주고 있다. 상용 SPSRM을 해석하고 실험한 이유는 본 논문에서 반응표면법을 이용하여 최적 설계를 행하는 과정 중 반응치를 얻기 위해 사용하게 될 FEM 해석 방법에 대한 타당성을 검증하기 위해서이다. 근사 최적 설계를 하게 되면 시스템의 참값과 이 시스템을 근사적으로 모델링하여 얻은 반응 값과는 사실상 어느 정도의 오차(10%)가 존재하게 된다. 즉, 아무리 완벽하게 근사 최적화를 수행하더라도 어느 정도의 오차를 포함하게 되는데 최적화를 수행하는 도중에 근사값을 구하기 위해 사용하게 될 해석 방법의 검증이 없다면 아무리 많은 시간을 투자한 근사 최적 설계일지라도 무의미하게 된다.

따라서 SPSRM 성능을 계산하는데 중요한 변수되는 전동기 입력 단 순시 전압과 전류 파형의 실험결과와 FEM 해석결과를 다음과 같이 비교하였다. 정류된 입력 전원에 의존하는 이 두 값들은 피크-피크 값이 전압은 약 400[V], 전류는 약 60[A]정도로 각각 매우 잘 일치하고 있음을 알 수 있고 제안된 FEM 해석에서 구동회로 방정식과 전파 브리지 다이오드 정류기의 고려가 잘 되고 있음을 알 수 있다.



(a) FEM 해석 파형
(a) FEM Analysis Waveform



(b) 전동기 입력 전류 파형
(b) Motor Input Current Waveform

그림 5.7 전동기 입력 단 전압과 전류 파형
Fig. 5.7 Motor Input Voltage and Current Waveform for Experiment

5.3 근사 최적 설계 결과 및 분석

설계변수로 선정된 기하학적인 파라미터와 전기적인 파라미터의 반응표면 설계를 하기 위해 1972년 미국 펜실베이니아 주립대학에서 개발된 MINITAB을 사용하여 실험점들을 추출하였고 추출된 점들을 기준으로 하여 본 논문에서 제안한 구동회로가 결합된 유한 요소해석을 통해 반응 값을 구하였다[9].

5.3.1 기하학적인 파라미터 설계

표 5.1은 실험계획법(DOE)중에서 중심합성계획법(CCD)을 사용 추출된 기하학적인 파라미터(β_s, β_r)에 대한 13개의 실험점들에 대한 유한 요소해석 결과를 보여주고 있다.

6/6 SPSRM은 한 주기가 60[°]이므로 고정자와 회전자의

극호각에 대한 실험점을 추출하기 위해 제조가 가능한 범위에서 식 (5.1)과 같은 제약조건을 두었다.

$$(5^\circ \leq \beta_s \leq 55^\circ) \ \& \ (5^\circ \leq \beta_r \leq 55^\circ) \quad (5.1)$$

유한 요소해석은 40,000[RPM]에서 220[VRMS], 60[Hz]의 전원으로 수행되었으며 단상 전파 브리지 정류기의 L 과 C 값은 각각 2.6[mH] 와 13.2[μF]임을 고려하여 유한 요소 해석 시에 보다 정밀한 해석을 하였다.

최적 설계 모델을 결정하기 위해 반응표면법에서 묘사된 표면들의 회기 계수 값들을 공액경사도법(CGM)에 적용하였다. 공액경사도법을 위한 정식화는 다음과 같이 나타내었다.

Maximize:

$$\text{Efficiency} = -28.54 + 6.22 \times \beta_s + 2.12 \times \beta_r - 0.12 \times (\beta_s)^2 - 0.05 \times (\beta_r)^2 \quad (5.2)$$

$$\text{Subject to: Torque} = 0.743601 - 0.038867 \times \beta_s - 0.020550 \times \beta_r - 0.001469 \times (\beta_s)^2 - 0.001053 \times (\beta_r)^2 \quad (5.3)$$

$$\text{Power Factor} = -38.44 + 5.02 \times \beta_s + 1.83 \times \beta_r - 0.10 \times (\beta_s)^2 - 0.05 \times (\beta_r)^2 \quad (5.4)$$

$$5^\circ \leq \beta_s \leq 55^\circ, \ 5^\circ \leq \beta_r \leq 55^\circ \quad (5.5)$$

$$\text{Torque} \geq 0.358[\text{Nm}], \ \text{Power Factor} \geq 34.5[\%] \quad (5.6)$$

표 5.1 유한 요소 해석 결과

Table 5.1 The Result of FEM

기하학적 파라미터 [°]		토크 [Nm]	역률 [%]	효율 [%]
β_s	β_r			
32	25	0.331916	34.5335	77.0814
25	32	0.362629	33.0869	75.8860
20	30	0.623875	32.1848	71.9608
25	18	0.830786	40.7379	77.3991
25	25	0.653855	39.1723	79.1024
24	26	0.657492	38.5851	78.3932
24	24	0.727985	39.7046	78.4405
26	26	0.566882	38.5865	78.9386
20	20	0.903235	38.9088	73.8249
30	30	0.258228	31.6495	74.6287
26	24	0.647507	39.6041	79.2285
18	25	0.820757	34.2654	69.5027
30	20	0.590461	39.0674	79.2947

목적함수식과 제약함수식은 반응표면 해석을 통해서 얻어졌으며 회전자와 고정자 극호각의 제약조건은 전동기 제작 가능성에 기초를 두고 설정하였다. 전동기 출력 식으로부터 40,000[RPM]에서 1.5[KW]의 출력을 얻기 위해서는 요구토크가 0.358[Nm]보다 커야만하고 최적의 설계점이 가용설계영역(Feasible Region)에 존재하기위해 역률은 34.5[%]보다 크게 제약조건을 두었다.

공액경사도법으로 구한 β_s 와 β_r 는 각각 29.97[°]과 27.17[°]이다. 그러므로 $\beta_s=30[°]$ 이고 $\beta_r=27[°]$ 일 때를 최적의 기하학적 형상으로 선정하였다. 그림 5.8은 SPSRM의 토크, 역률, 그리고 효율 데이터를 이용하여 전동기 성능을 최대화시킬 수 있는 가용 설계 영역을 보여주고 있으며 이 설계 영역 내에 최적의 설계 점(30[°], 27[°])이 존재하고 있음을 알 수 있다.

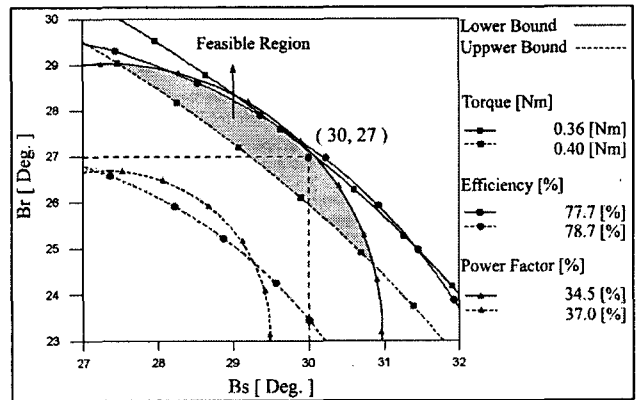


그림 5.8 기하학적 파라미터의 결정을 위한 가용설계영역

Fig. 5.8 Feasible Region for the Geometric Parameter

여기서 구한 최적의 기하학적 모델을 이용하여 실제 유한 요소해석을 수행하였으며 표 5.2는 기하학적인 파라미터인 $\beta_s=30[°]$ 이고 $\beta_r=27[°]$ 일 때의 RSM 해석에 의한 전동기 성능 값과 FEM 해석에 의한 전동기 성능 값을 비교하였다. 이 두 비교 값들의 오차가 모두 10[%]이하이므로 이 근사 최적 설계 점에 대한 결과의 정확도를 신뢰할 수 있다.

표 5.2 FEM 해석과 RSM 해석 결과 비교

Table 5.2 The Analysis Results Comparison by RSM and FEM

해석 방법 (β_s, β_r)	토크 [Nm]	역률 [%]	효율 [%]
RSM (30, 27)	0.37	35.12	70.85
FEM (30, 27)	0.334	34.12	77.79
Error [%]	9.7	2.8	8.9

5.3.2 전기적인 파라미터(θ_{on} , θ_{off} or T_{on} , T_{off}) 설계

최적형상 모델에서 전동기 성능을 최대화 할 수 있도록 전기적인 파라미터에 최적 설계를 수행 하였다. 이 설계 변수를 가지고 최적 설계를 수행하기 위해 목적함수와 제약조건에 대한 정식화를 다음의 식 (5.7)부터 식 (5.9)과 같이 설정하였다.

Objective Function:
Maximize (Motor Efficiency) (5.7)

Subject to:
 $T \geq 0.358$ [Nm] (5.8)

$22^\circ \leq T_{on} \leq 38^\circ$; $38^\circ \leq T_{off} \leq 60^\circ$ (5.9)

여기서 6/6 3027 SPSRM의 유효 토크 발생을 위한 인덕턴스 상승 구간은 27° 이므로 비 정렬상태일 때를 기계각 30° 로 정하였을 때 유효 토크 발생을 위한 실험점들의 범위를 위해 식(5.9)과 같이 제약조건을 두었다.

표 5.3은 추출된 실험점들을 이용하여 유한 요소해석을 수행한 결과를 보여주고 있다.

표 5.3 유한 요소 해석 결과

Table 5.3 The Result of FEM

전기적 파라미터 [$^\circ$]		토크 [Nm]	역률 [%]	효율 [%]
T_{on}	T_{off}			
24	57	0.988942	26.1230	78.6650
36	57	0.065395	13.2478	63.4197
30	49	0.182462	28.5531	82.9254
24	41	0.234494	31.8550	82.3413
29	50	0.227293	30.1038	84.3692
31	50	0.160768	26.9035	81.7716
29	48	0.187894	30.1003	83.3955
22	49	0.813012	32.2165	84.1180
30	60	0.280247	13.0772	61.1199
38	49	0.023743	15.9635	42.8135
31	48	0.134936	27.2676	80.7036
30	38	0.033803	25.1198	58.9282
36	41	0.007240	24.2911	33.0409

위의 반응변수가 3가지(토크, 역률, 효율)이므로 이들의 목표 값을 만족시키는 인자의 최적 조합을 찾아내는 반응 최적화(Response Optimizer)의 이론을 이용하여 각각의 반응변수에 대한 개별 만족도를 구한다음 전체 시스템의 합성 만족도를 구하기 위해 개별 만족도를 결합하였다. 이렇게 합성된 만족도를 최대화하고 인자의 최적 설정치를 결정하였다. 그림 5.9는 전기적인 파라미터를 결정하기 위해 전동기 발생 토크와 역률·효율을 동시에 고려한 가용설계 영역을 보여주고 있다. 반응 최적화 이론에 의해 얻어진 $\theta_{on} = T_{on} = 26^\circ$ 이며 $\theta_{off} = T_{off} = 47^\circ$ 이다.

표 5.4는 최적의 전기적 파라미터(26° , 47°)에서 해석 방법에 따른 전동기 성능 값들을 보여주고 있으며 이 두 비교 값들의 오차가 모두 10[%]이하이므로 이 근사 최적 설계점에 대한 결과의 정확도를 신뢰할 수 있다.

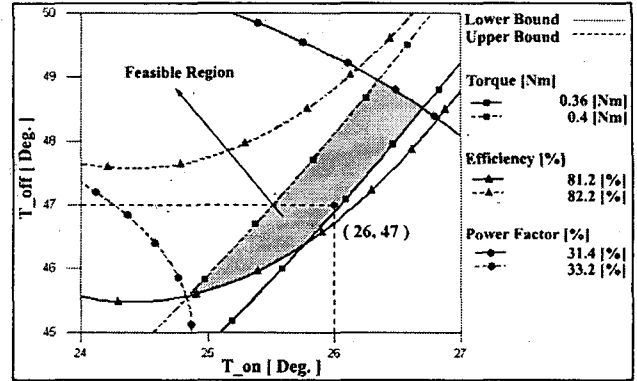


그림 5.9 전기적 파라미터의 결정을 위한 가용설계영역

Fig. 5.9 Feasible Region for the Electric Parameter

표 5.4 FEM 해석과 RSM 해석 결과 비교

Table 5.4 The Analysis Results Comparison by RSM and FEM

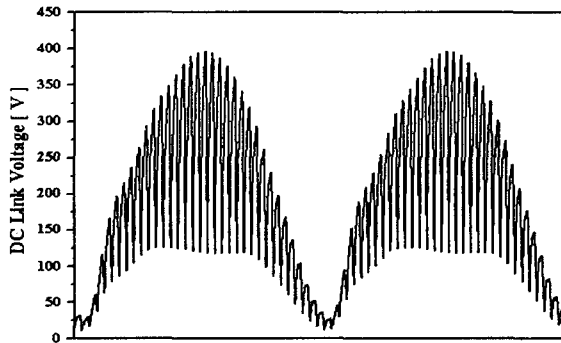
해석 방법 (T_{on} , T_{off})	토크 [Nm]	역률 [%]	효율 [%]
RSM (26, 47)	0.363	32.37	81.33
FEM (26, 47)	0.35	35.33	84.34
Error [%]	3.5	8.4	3.6

5.4 근사 최적 설계 모델에 대한 해석 결과

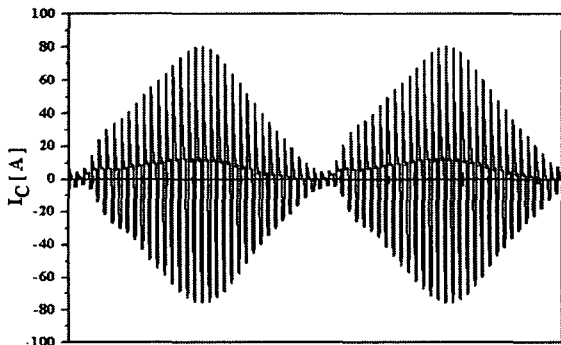
본 논문에서 제시한 SRSRM의 해석 방법과 최적화 기법을 이용하여 근사 최적 설계 모델의 기하학적 파라미터를 $\beta_s = 30^\circ$, $\beta_r = 27^\circ$ 로 전기적인 파라미터를 $\theta_{on} = T_{on} = 26^\circ$, $\theta_{off} = T_{off} = 47^\circ$ 로 결정하였으며 FEM 해석에 의한 결과는 다음과 같이 나타내었다.

그림 5.10은 구동회로의 방정식이 고려되어 인가된 입력으로 얻어진 DC Link단의 전압과 커패시터에 흐르는 전류 파형을 나타내고 있다. 정류기 부분의 커패시터가 충·방전을 지속적으로 반복하고 스위칭 상태에 따라서 커패시터에 흐르는 전류의 방향이 변화하므로 커패시터에 흐르는 전류는 스위치가 온 일 때는 전동기 입력 단으로 흘러 들어가고 오프 일 때는 다이오드를 통해서 반대로 역류하여 전동기 입력 단으로 흘러나와 커패시터 쪽으로 흐른다. 평활한 DC Link단의 전압을 얻기 위해서는 보다 큰 커패시터 용량을 사용하는 것이 중요한데 이것은 구동회로의 가격상승과 연관이 되므로 적당한 커패시터와 인덕터의 값을 결정하는 것도 전동기 성능을 향상시키는데 중요한 역할을 할 것임에 틀림없다.

그림 5.11(a)은 전동기 입력 단에서 스위칭에 의해 전동기에 인가되는 전압(V_M)과 전류(I_M)파형을 나타내고 있다. 이 순시 값들은 전동기 자체의 성능인 역률이나 효율을 계산하는데 중요한 인자이므로 실제 전동기의 실험 파형과 비교하여 타당성을 검증하였다. 그림 5.11(b)은 회전각도에 따른 이 입력 전원에서부터 발생하는 토크 파형을 보여주고 있다.



(a) DC Link단 전압 파형
(a) DC Link Voltage Waveform



(b) 커패시터에 흐르는 전류 파형
(b) Capacitor Current Waveform

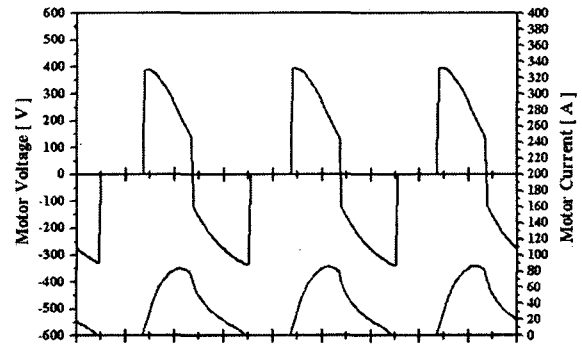
그림 5.10 DC Link단 전압 파형과 커패시터에 흐르는 전류 파형

Fig. 5.10 DC Link Voltage Waveform & Capacitor Current Waveform

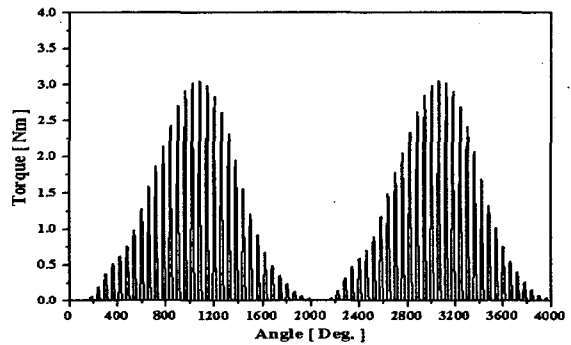
표 5.5와 그림 5.12에서는 재래의 설계 과정에 의해 제작된 전동기 모델의 성능과 근사 최적 설계에서 의해 최적화 알고리즘이 기하학적인 파라미터에만 적용된 경우의 전동기 모델의 성능 그리고 기하학적 파라미터와 전기적인 파라미터에 동시에 적용되어 근사 최적 설계된 모델의 전동기 성능을 보여주고 있다. 재래의 설계 방식에 비해 단시간에 설계가 가능하고 보다 효과적인 결과를 얻을 수 있는 최적 설계 방식은 설계변수의 변화에 따른 전동기의 성능변화에 대한 전반적인 현상을 쉽게 예측할 수 있었다.

성능 비교표에서 알 수 있는 것처럼 기하학적인 파라미터와 전기적인 파라미터인 스위칭 각도는 서로 독립적일 수

없으므로 전동기 성능향상을 위해서는 인덕턴스 프로파일의 분석이나 적절한 최적화 알고리즘을 적용하여 각각의 형상에 대한 가장 효과적인 유효 토크를 발생시킬 수 있는 스위칭 범위를 찾는 것이 중요하다는 것을 알 수 있었다.



(a) 전압과 전류 파형
(a) Voltage and Current Waveform



(b) 발생 토크 파형
(b) Torque Waveform

그림 5.11 최적 설계 모델의 전압과 전류 및 발생 토크 파형
Fig. 5.11 Motor Voltage and Current, Torque Waveform for the Optimal Model

표 5.5 설계 모델들의 성능 비교표
Table 5.5 Performance Comparison of the Design Models

해석 모델 (β_s, β_r)	속도 [RPM]	토크 [Nm]	역률 [%]	효율 [%]
상용 모델 (21, 25)	35,000	0.26	31.8	79.6
비 최적화 모델 (22, 22)	40,000	0.83	38.6	78.5
최적화 모델 (30, 27) [β_s & β_r]	40,000	0.33	34.12	77.79
최적화 모델 (30, 27) [β_s, β_r & T_{on}, T_{off}]	40,000	0.35	35.33	84.34

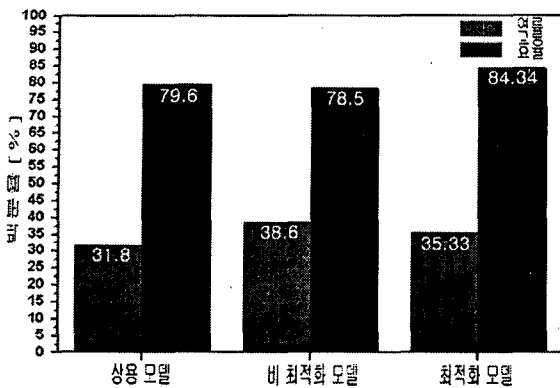


그림 5.12 설계 모델의 성능 비교
Fig. 5.12 Performance Comparison of the Design Models

6. 결 론

본 논문은 전기기기의 최적설계 방법으로 유용하게 이용되고 있는 반응표면법(Response Surface Methodology)과 구동 컨버터의 회로를 고려한 2차원 유한 요소법(Finite Element Method)을 적용하여 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기(Single Phase Switched Reluctance Motor: SPSRM)의 근사 최적 설계를 제시하였다. 스위치드 릴럭턴스 전동기의 토크 특성과 성능향상에 지배적인 영향을 주는 기하학적인 파라미터(β_s, β_r)와 전기적인 파라미터($\theta_{on} = T_{on}, \theta_{off} = T_{off}$)를 근사 최적 설계를 위한 변수로 선택하였으며 제약조건으로 선정된 요구 토크와 높은 전동기 역률에서 목적함수인 전동기 효율을 최대화하려는 목적으로 최적설계를 시도하였다. 또한, 단상 스위치드 릴럭턴스 전동기에 대한 근사 최적 설계 과정을 제시하였다. 본 근사 최적 설계 연구로부터, 근사 최적 설계 모델의 기하학적 파라미터를 결정하였으며 전기적인 파라미터의 최적화를 고려하면서 전동기 효율과 역률은 기하학적 파라미터만을 고려한 모델과 비교하여 각각 7.8[%]와 3.4[%]정도 상승시킬 수 있었고 상용 모델과 비교하여서는 역률은 10[%], 효율은 5.6[%]정도 상승시킬 수 있었음을 해석 결과를 통해서 알 수 있었다. 본 연구에서 제안한 유한요소 해석 기법은 스위치드 릴럭턴스 전동기뿐만 아니라 상용 전원을 입력으로 하여 정류기를 거쳐 인버터를 통해 직류 전원을 인가 받는 직류 전동기 해석 시에 유용하게 쓰일 것으로 판단되며 최적화 기법으로서 적용한 반응표면법은 영구자석을 이용한 전동기에서 자석의 사이즈를 결정하거나 토크 리플을 감소시키기 위해 동기형 릴럭턴스 전동기(Synchronous Reluctance Motor)의 스쿠(Skew)각 결정을 하는 등의 전기 기기의 근사 최적 설계에 효과적인 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행한 에너지·자원 기술개발 사업에 사업수행 결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] T. J. E. Miller, Electric Control of Switched Reluctance Machines, Jordan Hill, Oxford: Reed Educational and Professional Publishing Ltd: A division of Reed Educational, 2001.
- [2] 릴럭턴스 모터 조사전문위원회, “스위치드 릴럭턴스 모터의 기술 동향”, 大韓電氣學會, 1994年.
- [3] Tae Heoung Kim, Jae-Hak Choi, Kwang Cheol Ko, and Ju Lee, “Finite-element analysis of brushless DC motor considering freewheeling diodes and DC link voltage ripple”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 39 no. 5, pp. 3274-3276, Sep. 2003.
- [4] Sheppard J. Salon, Finite Element Analysis of Electrical machines, Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [5] 김윤현, “토크 리플 저감을 위한 SRM 최적설계 및 직접 토크 제어”, 박사학위 논문, 한양대학교 대학원, 2001.
- [6] S. J. Salon, Finite Element Analysis of Electric Machines, Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [7] 김인동, “역률에 관하여”, 電力電子學會誌 第 7卷 제 5號, 2002.
- [8] Jasbir S. Arora, Introduction To Optimum Design, Mcgraw-Hill International Editions, 1994.
- [9] 이레테크 미니탭사업부 & 새한미디어 주식회사, MINITAB 실무완성 매뉴얼, 이레테크, 2001.

저 자 소 개



임 승 빈 (任 承 彬)

1974년 6월 16일생. 2001년 한양대 전기공학과 졸업. 2003년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년~현재 동 대학원 전기공학과 박사 과정
Tel : (02) 2220-0349
E-mail : sbblim@hanyang.ac.kr



최 재 학 (崔 在 學)

1973년 8월 9일생. 1999년 한양대 전기공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2005년~현재 LG 전자 선임연구원.
Tel : (02) 818-7207
E-mail : ivy@hanyang.ac.kr



박재범 (朴宰範)

1975년 9월29일생. 2002년 광주대 전기 공학과 졸업. 2005년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 LG Innotek 연구원.

Tel : (02) 2220-0349

E-mail : jbparka@lginnotek.com



손영규 (孫榮奎)

1964년 11월11일생. 1987년 한양대 전기 공학과 졸업. 1989년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989~1995년 금성 부품. 1995~1999년 삼성전기. 1999년~현재 LG Innotek 책임연구원. 2004년~현재 동대학원 전기공학과 박사과정

Tel : (02) 2220-0349

E-mail : ykson@lginnotek.com



이주 (李柱)

1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기 공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공학). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대공대 전자전기공학부 부교수.

Tel : (02) 2220-0342,

E-mail : julee@hanyang.ac.kr