

철손을 고려한 단상 영구자석형 유도동기기의 특성해석

論 文

53B-5-3

Characteristic Analysis of Single-phase Line-start Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Iron Loss

南 赫* · 姜 圭 洪** · 洪 正 杓***

(Hyuk Nam · Gyu-Hong Kang · Jung-Pyo Hong)

Abstract - This paper deals with characteristic analysis method using d-q axis equivalent circuit considering iron loss in a single-phase line-start permanent magnet synchronous motor. The iron loss resistance to account for the iron loss is included in the equivalent circuit to improve the modeling accuracy. Furthermore, for the improved calculation of the iron loss, the iron loss is calculated from the magnetic flux density by 2-dimensional finite element method. The result is represented as the iron loss resistance and connected in parallel with the total induced voltage. Therefore, the currents can be expressed as the summation the output current with the current corresponding to the iron loss. Finally, the steady state characteristic analysis results are compared with the experimental results to verify this approach.

Key Words : d-q axis equivalent circuit, iron loss, line-start permanent magnet synchronous motor, 2-dimensional finite element method, iron loss resistance

1. 서 론

단상 영구자석형 유도동기(Line-start Permanent Magnet Synchronous Motor, LSPMSM)는 기존의 단상유도전동기 회전자에 영구자석을 삽입한 구조로서, 구동회로 없이 기동 가능하고, 정상상태에서는 동기속도로 운전하기 때문에 2차측 도체바에 의한 손실을 줄일 수 있어 단상유도전동기에 비해 고효율이 가능하다 [1]-[4]. 또한, 고효율 및 정밀 설계를 수행하기 위하여 LSPMSM의 불평형 자계는 정밀하고 신속한 전동기의 특성해석을 통해 정성적·정량적 분석을 통하여 평형 운전이 가능하도록 하는 설계가 주를 이루고 있다 [5]-[7]. 단상 유도전동기는 구조가 간단하고 제작이 용이하며, 별도의 전력변환장치 없이 기동이 가능하므로 가전분야에서 널리 이용되고 있다. 그러나, 단상 불평형 자계에 의한 성능의 저하 및 2차 동손의 발생으로 효율이 떨어지는 단점이 있다. 이에 비해 단상 영구자석형 유도동기(Line-start Permanent Magnet Synchronous Motor, LSPMSM)는 영구자석을 사용하므로 출력 에너지 밀도가 높고, 정상상태에서 동기속도로 운전하므로 정상분의 2차측 동손을 완전히 제거할 수 있고 불평형 자계로 인하여 역상분에 의한 2차측 동손은 완전히 제거할 수 없지만 저감시킬 수 있기 때문에 단상 유도기에 비해 효율이 높다.

전동기의 특성해석 기법 중, 등가회로를 이용한 방법은 신속한 특성을 분석할 수 있다는 장점이 있지만 신뢰성 확보를 위해서는 등가회로의 정확한 회로정수 산출이 매우 중요하다.

회로정수 중에서 철손은 전동기의 전체 손실 중에서 중요한 성분으로서 역률이나 전류의 크기 등에 영향을 주기 때문에 정확한 철손 산정 결과가 특성해석에 반영되어야 한다.

일반적으로 교류기기 이론에서 철손은 자속밀도가 정현적으로 변화하며 주로 기본과 주파수에 의해 발생한다고 가정하고 기본과 주파수에 대한 히스테리시스 손실 계수와 와전류 손실계수를 반영한 실험식을 이용하였다. 그러나, 영구자석 매입형(Interior permanent magnets, IPM)구조인 LSPMSM의 q-축 자로는 d-축 자로에 비해 자기저항 차로 인하여 공극자속밀도가 비정현적인 분포를 가지며 특성 저하를 초래하게 된다. 또한, 회전자가 동기속도로 운전하더라도 회전자의 치 및 브리지 부분에서의 자속밀도는 높은 주파수를 가지며 변화가 심하게 발생하게 된다. 이러한 자속밀도 분포의 왜곡으로 인하여 발생하는 철손 성분은 특히, LSPMSM의 정상상태 특성에 매우 큰 영향을 미치게 되므로 고전적인 철손해석 기법은 많은 오차를 포함하게 된다 [8][9]. 이와 같은 오차를 저감시키기 위한 방법으로 고전적인 방법에서 히스테리시스 손실은 마이너 히스테리시스 곡선을 고려하여 히스테리시스 손실 계수를 보정하고 와전류 손실은 기존의 와전류 손실과 과잉손실(excess loss)로 표현되어지는 방법 등이 제시되어 지고 있다 [9]-[11].

본 논문에서는 정도 높은 특성 분석을 위하여 철손을 고려하여 등가회로를 이용한 LSPMSM의 특성해석에 대하여 다루고 있다. 이때, 보다 정밀한 철손을 예측하기 위하여 손실계수를 포함한 실험식을 이용하는 방법과는 달리 유한요

* 正 會 員 : 昌原大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 昌原大 工大 電氣工學科 BK 教授 · 工博

*** 正 會 員 : 昌原大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

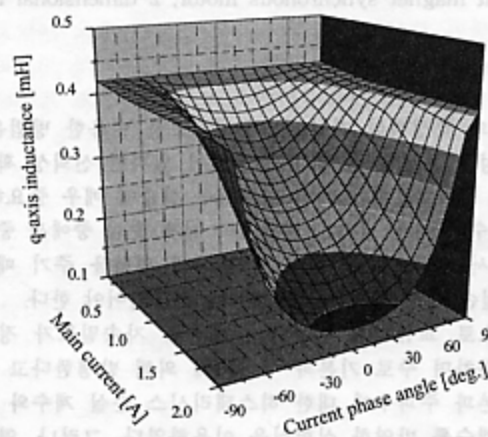
接受日字 : 2003年 6月 2日

最終完了 : 2004年 4月 5日

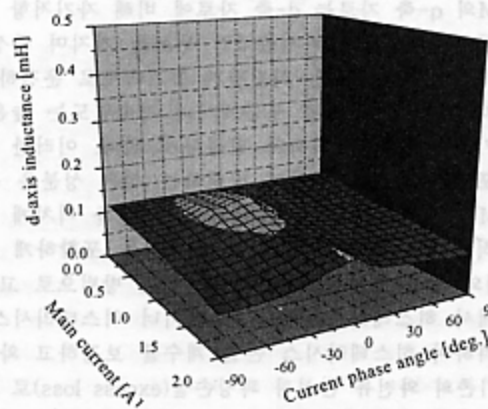
소해석을 통한 비정현적인 분포의 자속밀도와 자속밀도의 크기 및 주파수에 따른 철손 데이터를 이용하였다. 이 방법은 철손 산정시 고조파의 영향을 고려할 수 있을 뿐만 아니라 히스테리시스 및 와전류 손실을 포함하는 철손 데이터를 이용하므로, 각 손실 계수를 분리할 필요가 없다 [12][13]. 또한, 전동기 특성에 큰 영향을 미치는 d-q축 인덕턴스는 전류의 크기 및 전류위상각에 따라 철심의 포화상태를 고려하여 유한요소법(Finite Element Method, FEM)으로부터 산정하였다 [14][15].

2. 철손을 고려한 LSPMSM의 특성해석 기법

LSPMSM의 인덕턴스는 부하전류 크기 및 전류위상각에 따라서 철심의 포화상태가 급격하게 달라지기 때문에 본 논문에서는 이 변화를 고려하여 부하각 변화에 따른 d-q축 인덕턴스 특성 산정하였다. 부하의 변화에 따라서 보조권선 전류는 커패시터로 인하여 크게 변하지 않기 때문에 주권선 전류의 크기의 변화를 고려하여 표 1 및 그림 7의 구조를 갖는 LSPMSM의 해석모델에 대하여 전류 위상각에 따른 d-q축 인덕턴스 산정 결과를 그림 1에 나타내었다.



(a) q-axis inductance



(b) d-axis inductance

그림 1 전류의 크기 및 전류 위상각에 따른 인덕턴스 프로파일

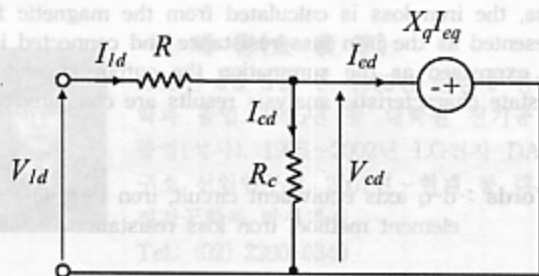
Fig. 1 Inductance profiles with magnitude of current and current phase angle

그림 1에서 전류 위상각과 전류 크기에 따라서 d-축 인덕턴스는 거의 일정한 반면, q-축 인덕턴스는 q-축 자로의 포화로 인하여 급격하게 변하는 양상을 보이고 있다. 고정자는 주권선과 보조권선으로, 회전자는 기동토크 확보를 위한 도체바와 동기속도 운전시의 출력 토크를 발생하는 영구자석으로 구성되어 있다.

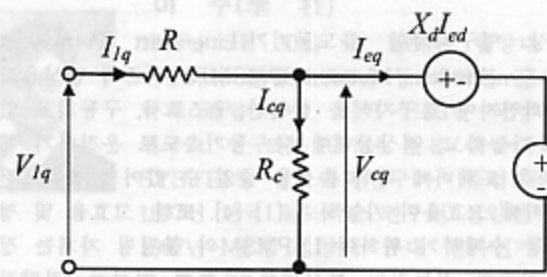
대칭좌표계법에 의해 분리된 LSPMSM의 정상 성분은 동기속도로 운전하는 돌극형 동기기로 동작하게 되며 d-q 등가회로 이론을 적용하여 특성해석을 수행하였다 [1].

그림 2와 그림 3은 철손을 고려한 LSPMSM의 d-q축 등가회로와 벡터도로서 철손을 철손 저항의 형태로 표현하였다 [16].

여기서, E 는 역기전력, R_c 는 철손 저항, I_{ed} , I_{eq} 는 전동기의 전기적인 출력에 필요한 d-q축 전류를 각각 나타낸다. 또한, V_{cd} , V_{cq} 는 각각 철손 저항에서의 d-q축 전압강하를 나타낸다.



(a) d-axis



(b) q-axis

그림 2 철손을 고려한 d-q축 등가회로

Fig. 2 d-q axis equivalent circuit considering iron loss

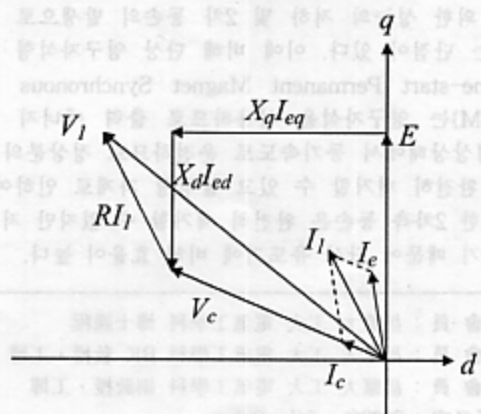


그림 3 철손을 고려한 벡터도

Fig. 3 Vector diagram considering iron loss

그림 3에서 전동기의 전기적인 출력에 필요한 전류 I_e 와 철손 저항에 흐르는 전류 I_c 는 각각 식 (1), (2)와 같이 d-q 축 성분으로 표현될 수 있다.

$$I_e = I_{ed} + I_{eq} \quad (1)$$

$$I_c = I_{cd} + I_{cq} \quad (2)$$

따라서, I_{1d} , I_{1q} 는 식 (3), (4)와 같다.

$$I_{1d} = I_{ed} + I_{cd} \quad (3)$$

$$I_{1q} = I_{eq} + I_{cq} \quad (4)$$

V_{1d} , V_{1q} 는 식 (5) 및 식 (6)과 같으며 이 두 전압으로 표현된 I_{ed} , I_{eq} 는 각각 식 (7) 및 식 (8)과 같다.

$$V_{1d} = RI_{1d} - X_q I_{eq} \quad (5)$$

$$V_{1q} = RI_{1q} + X_d I_{ed} + E \quad (6)$$

$$I_{ed} = \frac{RR_c^2 V_{1d} + (R+R_c)R_c X_q V_{1q} - (R+R_c)^2 X_q E}{R^2 R_c^2 + (R+R_c)^2 X_d X_q} \quad (7)$$

$$I_{eq} = \frac{RR_c^2 V_{1q} + (R+R_c)R_c X_d V_{1d} - (R+R_c)^2 RR_c E}{R^2 R_c^2 + (R+R_c)^2 X_d X_q} \quad (8)$$

그리고, 철손 P_i 로 표현된 철손 저항 R_c 는 식 (9)와 같다.

$$R_c \approx \frac{2E^2}{P_i} \quad (9)$$

LSPMSM이 정상상태에서 동기 속도로 운전하고 있을 때, 역상분의 자계가 존재하면 그림 4와 같은 등가회로가 된다. 이때, 역상분의 자계는 회전자와 회전방향과 반대로 전동기의 자기적 상태가 순시적으로 달라지기 때문에 정밀한 벡터해석이 곤란하므로 본 논문에서는 역상분의 임피던스를 d-q축 임피던스의 평균값으로 고려하여 등가회로에 반영하였다 [1][8].

정상분과 역상분 등가회로부터 산정된 각각의 전압 V_1 , V_2 및 전류 I_1 , I_2 로부터 정상분 및 역상분 출력과 이를 합성한 전기적 출력은 식 (10), (11), (12)에 나타내었다.

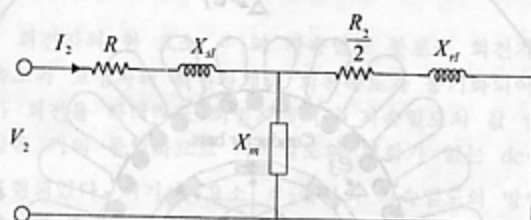


그림 4 역상분의 등가회로

Fig. 4 Equivalent circuit of negative component

$$P_1 = (\text{Re}(V_1 I_1^*) - RI_1^2) \quad (10)$$

$$P_2 = (\text{Re}(V_2 I_2^*) - RI_2^2) \quad (11)$$

$$P_{out} = P_1 - P_2 \quad (12)$$

그림 5는 LSPMSM의 철손을 고려한 정상상태 특성해석 과정을 나타낸 것이다. 그림에서 정상분의 운전 특성은 동기기와 같이 운전하게 된다 [1]. 따라서, 어떤 부하각에 대하여 초기 정상분 전압, 전류위상각 및 d-q축 인덕턴스를 이용하여 d-q축 전류를 계산하게 된다. 이 때, 철손은 철손 전류로서 고려되며 정상분 d-q축 전류 I_{1d} , I_{1q} 는 철손 전류 I_{cd} , I_{cq} 와 전자기력을 발생하기 위한 전류 I_{ed} , I_{eq} 의 합으로서 나타난다. d-q축 인가전류로부터 전류위상각 및 인가전압을 재계산하고 전압의 초기치와 비교를 통하여 수렴판정을 수행한다. 이때, 반복 수행 과정에서 전류의 크기 및 전류위상각에 따라서 d-q축 인덕턴스는 새롭게 갱신되며 정상분 전압 계산 시 역상분 전압도 결정된다. 수렴 후 결정된 정·역상분 전압 및 전류, d-q축 인덕턴스로부터 주전선, 보조전선 및 선전류를 계산하고 토크, 출력, 역률 및 효율 등을 계산하여 정상상태 특성해석을 수행하게 되며 이 과정을 부하각에 대하여 반복한다.

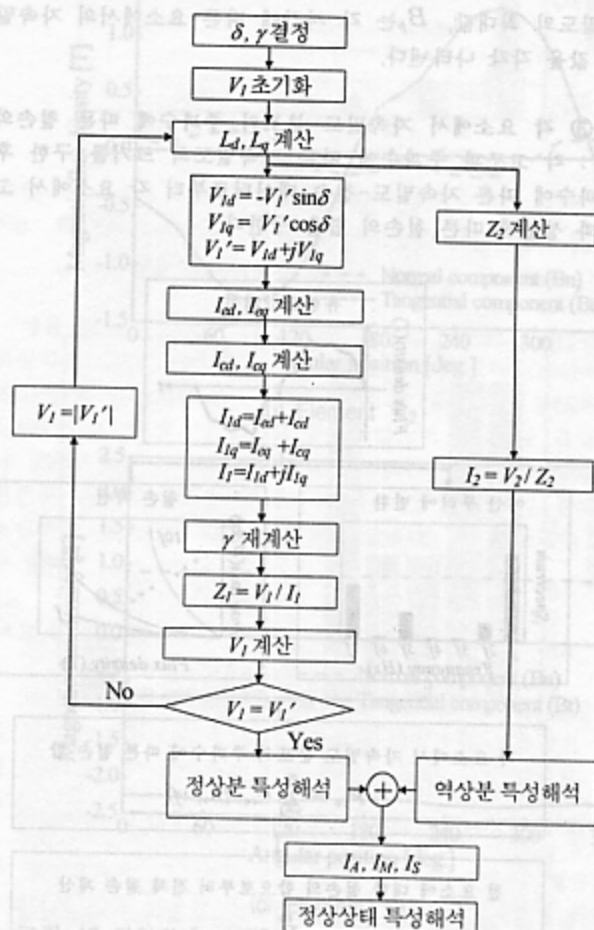


그림 5 철손을 고려한 정상상태 특성해석 과정

Fig. 5 Flow-chart for steady-state characteristic analysis considering iron loss

3. 유한요소해석을 이용한 철손해석 기법

IPM 구조인 LSPMSM은 d-q축의 자기저항 차에 의해 공극자속밀도의 비정현적인 분포를 초래하게 된다. 또한, 회전자 치 및 브리지 부분에서는 자속밀도 분포의 심한 왜곡이 발생하여 신뢰성 있는 철손 계산 기법이 요구되어지므로 본 논문에서는 그림 6과 같이 유한요소해석을 이용하여 철손을 계산하였다 [15].

① 유한요소해석 : 유한요소해석을 통하여 해석모델의 각 요소에서 시간에 따른 자속밀도 분포를 산정한다. 이때, 자속밀도는 법선과 수직 성분의 각각에 대한 분포를 구한다.

② 이산 푸리에 변환 : 유한요소해석을 통해서 각 요소에서의 자속밀도 분포를 구한 후, 각 요소 별 자속밀도 분포를 이산 푸리에 변환(DFT)를 통해서 각 고조파 성분에 따른 자속밀도의 크기를 식 (13)과 같이 구한다.

$$B_{\nu} = \sum_{n=0}^N B_p(n) e^{j2\pi n\nu/N} \quad (13)$$

여기서, ν 는 고조파 차수, B_{ν} 는 ν 번째 고조파에 대한 자속밀도의 최대값, B_p 는 각 시간에 따른 요소에서의 자속밀도 값을 각각 나타낸다.

③ 각 요소에서 자속밀도 분포의 주파수에 따른 철손의 합 : 각 고조파 주파수에 따른 자속밀도의 크기를 구한 후 주파수에 따른 자속밀도-철손 데이터로부터 각 요소에서 고조파 성분에 따른 철손의 합을 구한다.

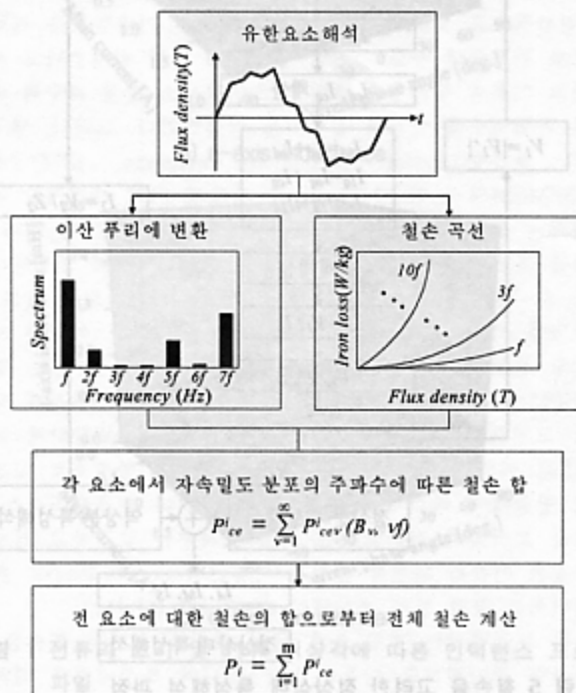


그림 6 철손 계산 과정

Fig. 6 Flow-chart for iron loss calculation

여기서, $P^i_{ce\nu}$ 는 i -번째 요소, ν -차 고조파 성분의 철손을 나타내며, P^i_{ce} 는 i -번째 요소에서 고조파를 고려한 철손 성분을 나타낸다.

④ 전 요소에 대한 철손의 합으로부터 전체 철손 계산 : 각 요소에서 고조파 성분을 고려한 철손을 m -개의 전 요소에 대한 합을 통하여 LSPMSM의 전체 철손 P_i 를 구할 수 있다.

4. 유한요소해석을 이용한 철손해석 기법

표 1은 LSPMSM의 제원으로서 무부하 역기전력의 실험치는 FEM으로부터 얻은 결과를 적용하였고, 입력 전압 및 전류, 역기전력은 모두 정현파라고 가정하였다. 그림 7은 해석모델의 단면도를 나타낸 것이며 도체바는 전체 30개, 극당 3개의 분할된 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있다.

4.1 철손 해석 결과

그림 8은 해석 대상의 재질인 S18의 자속밀도의 크기에 따른 철손 곡선이며 여기에 나타나지 않는 주파수에 대한 값은 스플라인 보간법(Spline interpolation)을 적용하였다. 그림 9는 정상상태에서 정격 출력 160[W]일 때, 회전자 위치에 따른 등포텐셜 분포를 나타낸다.

그림 10과 그림 11은 그림 7의 고정자 및 회전자 위치 e_1, e_2, e_3 에서의 자속밀도 분포와 그에 대한 고조파 분석 결과를 나타내었다. 고정자 요크의 각 요소 e_1 과 e_2 에서 자속밀도의 수직 성분(Normal component, B_n)과 접선 성분(Tangential component, B_t)이 정현적으로 변화하지 않고 있음을 알 수 있다.

표 1 LSPMSM의 제원

Table 1 Specifications of LSPMSM

항 목	단 위	값	항 목	단 위	값
전 압	V	115	주파수	Hz	60
역기전력	V	58	구동 커패시터	μF	12
극수		2	동기속도	rpm	3600

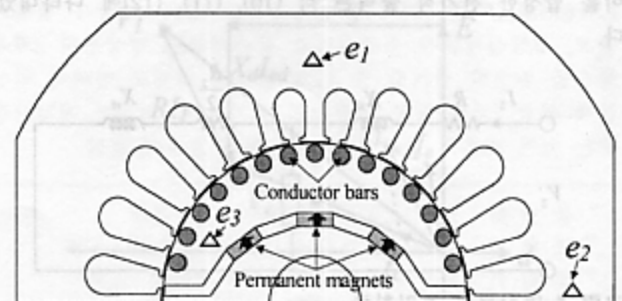


그림 7 해석모델의 구조

Fig. 7 Structure of an analysis model

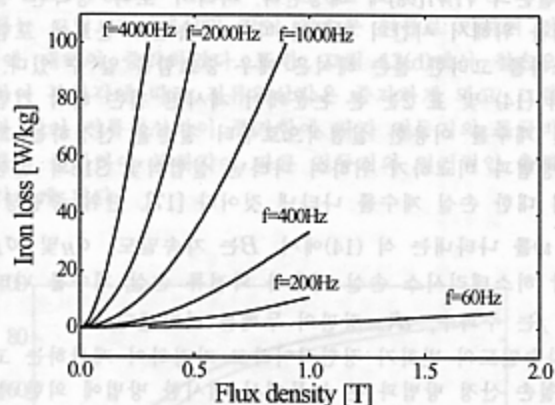
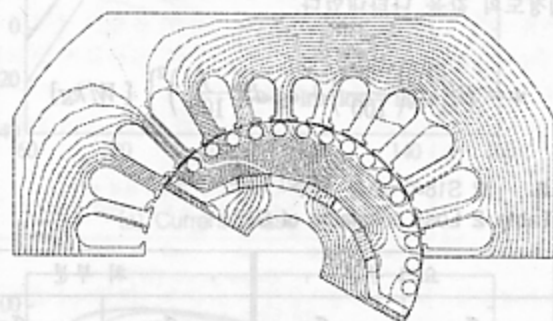
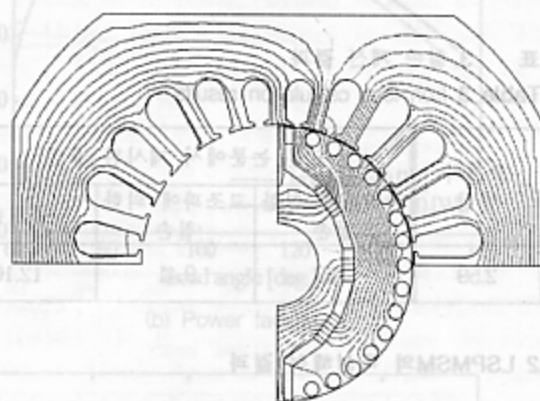


그림 8 재질 S18의 철손 곡선

Fig. 8 Iron loss curves of magnetic material S18



(a) Angular position 30(deg.)



(b) Angular position 90(deg.)

그림 9 정상상태에서의 등포텐셜 분포

Fig. 9 Equipotential distribution at the steady state

회전자의 한 요소 e_3 의 자속밀도 분포는 회전자의 회전 속도와 고정자의 회전자극의 회전속도가 동기화되어 회전자가 회전을 하더라도 회전자에서의 자속밀도의 값 및 그 방향은 거의 동일하므로 자속밀도의 변화가 없는 dc성분으로 표현되었다. 여기서, 요소 e_3 에서의 자속밀도의 방향성은 2상함에 존재하여 수직 성분은 양의 값을 가지지만, 접선성분은 음의 값을 가진다. 그러나, 회전자가 동기속도로 회전하고 있다하더라도, 회전자 도체바와 회전자 외경의 사이인 브

리지 부분은 고정자와 회전자의 치, 슬롯 구조에 의하여 많은 고조파가 함유될 것으로 판단되어지며 이를 확인하기 위해서는 보다 세밀한 요소분할과 시간 차분 간격이 요구된다.

그림 11에서 기본과 주파수는 60[Hz]이며, 자속밀도 분포에는 기본과 성분뿐만 아니라 고조파 성분도 나타나고 있음을 알 수 있다.

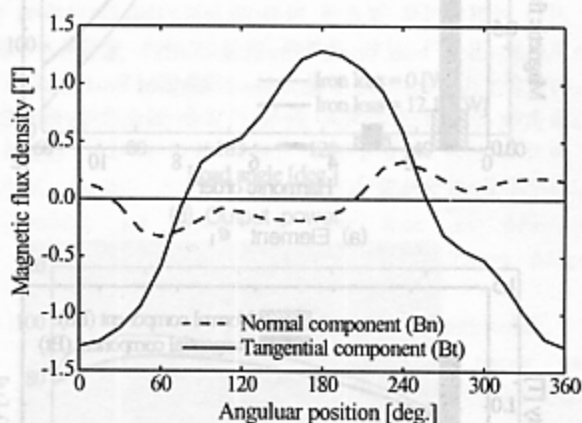
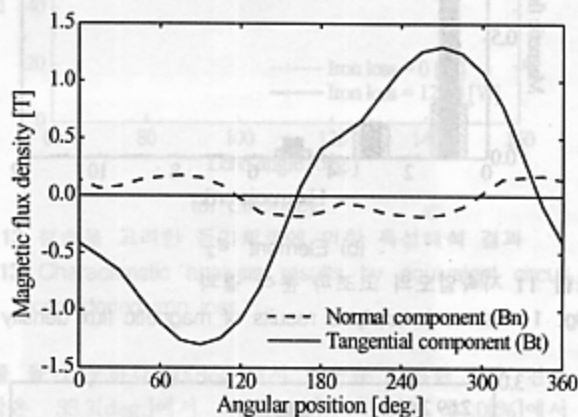
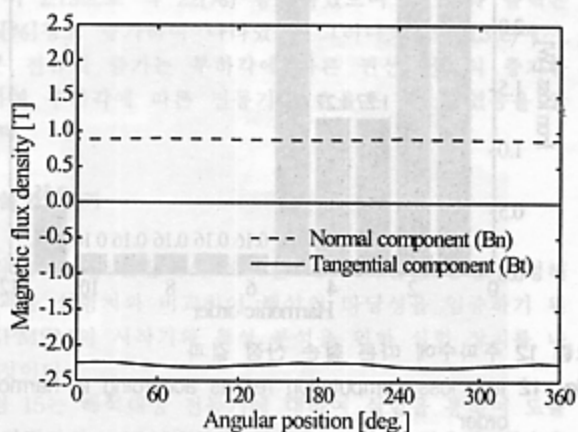
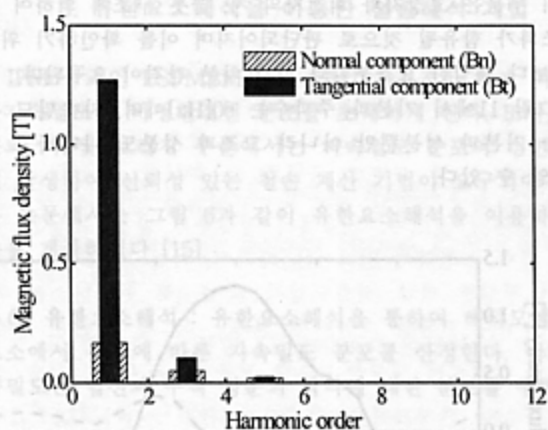
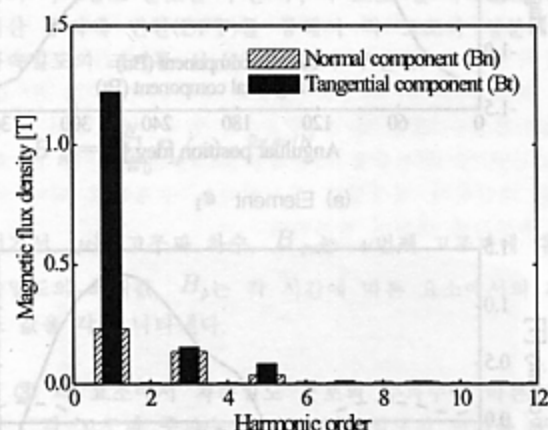
(a) Element e_1 (b) Element e_2 (c) Element e_3

그림 10 회전각에 따른 자속밀도 분포의 수직 및 접선 성분
Fig. 10 Normal and tangential components of magnetic flux density with angular position



(a) Element e_1



(b) Element e_2

그림 11 자속밀도의 고조파 분석 결과

Fig. 11 Harmonic analysis results of magnetic flux density

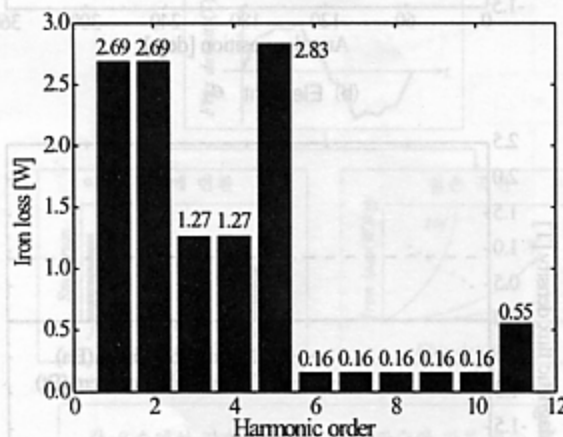


그림 12 주파수에 따른 철손 산정 결과

Fig. 12 Iron loss computation results according to harmonic order

각 요소에 대하여 기본파에서 제 12고조파까지 고조파별 철손을 그림 12에 나타내었다. 이 결과로부터 제 12고조파까지의 철손의 합은 12.10[W]이며 기본파 60[Hz]에 의한 철손 2.69[W]를 제외한 고조파 성분의 철손은 9.41[W]로서 전

체 철손의 77.77[%]에 해당한다. 따라서 보다 정확한 철손 산정을 위해서 시간의 변화에 따른 자속밀도 분포에 포함된 고조파를 고려한 철손 해석은 매우 중요함을 알 수 있다.

식 (14) 및 표 2는 본 논문에서 제시된 철손 해석 기법을 손실 계수를 이용한 실험식으로부터 철손을 산정하는 고전적 방법과 비교하기 위하여 나타낸 실험식 및 S18의 철심재질에 대한 손실 계수를 나타낸 것이다 [17]. 단위 중량당 철손 w 를 나타내는 식 (14)에서 B 는 자속밀도, σ_H 및 σ_E 는 각각 히스테리시스 손실 계수와 와전류 손실 계수를 나타내며, f 는 주파수, d 는 강판의 두께를 나타낸다.

자속밀도의 변화가 정현적이라고 가정하여 계산하는 고전적 철손 산정 방법과 본 논문에서 제시한 방법에 의한 철손 계산 결과를 표 3에 나타내었다.

고전적 방법의 경우 철손은 본 논문에서 제시된 방법의 60[Hz], 기본파에서의 철손과 비슷하며 총 손실의 약 21.0 [%]정도의 값을 나타내었다.

$$w = B^2 \left\{ \sigma_H \left(\frac{f}{100} \right) + \sigma_E d^2 \left(\frac{f}{100} \right)^2 \right\} [W/kg] \quad (14)$$

표 2 S18의 손실 계수

Table 2 Loss constants of S18

요크 부분		치 부분	
σ_{Hc}	σ_{Ec}	σ_{Ht}	σ_{Et}
3.5	28.0	5.9	49.0

표 3 철손 계산 결과

Table 3 Iron loss calculation results

고전적 방법	본 논문에서 제시된 방법		
	기본파에 의한 철손	고조파에 의한 철손	총철손
2.59	2.69	9.41	12.10

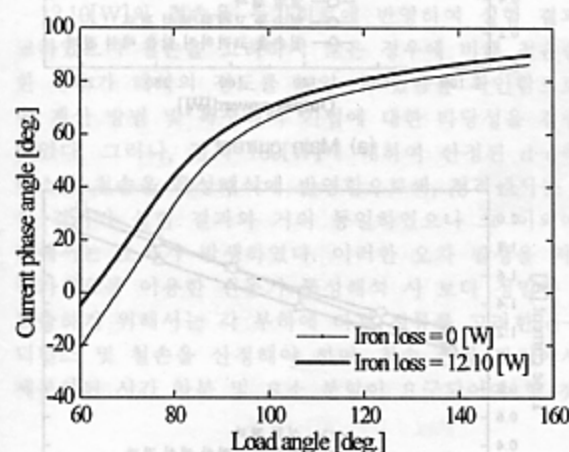
4.2 LSPMSM의 특성해석 결과

그림 13은 표 1 및 그림 7의 제원을 갖는 해석모델을 대상으로 하여 그림 6의 철손계산과정을 통하여 산정된 12.10[W]의 철손을 고려한 경우와 철손을 고려하지 않은 경우에 대하여 그림 5의 특성해석 과정을 통하여 해석대상 전동기의 특성해석을 수행한 결과이다. 이 때, 부하각에 따라 그림 5의 특성해석 과정을 반복·수행하였으며 d-q축 인덕턴스는 그림 1에서 산정된 인덕턴스를 특성해석에 반영하였고 각 부하각의 변화에 따른 전류의 크기 및 전류위상각에 따라서 인덕턴스를 갱신하였다.

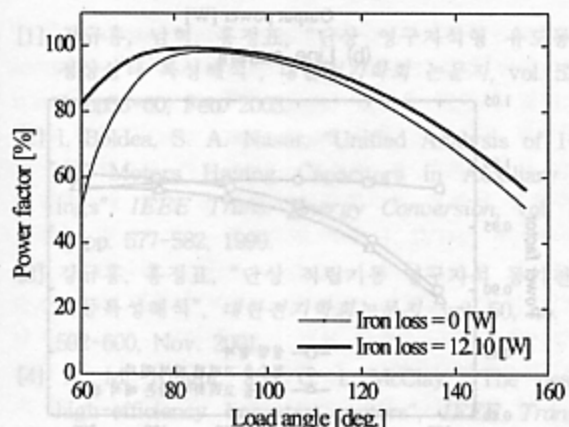
그림 13(a), (b)에서와 같이 전 부하각에 따라 전동기의 전류위상각 및 역률은 철손을 무시한 경우에 비해 철손을 고려한 경우가 증가하여 나타났다.

보조권선의 전류는 커패시터의 영향을 지배적으로 받기

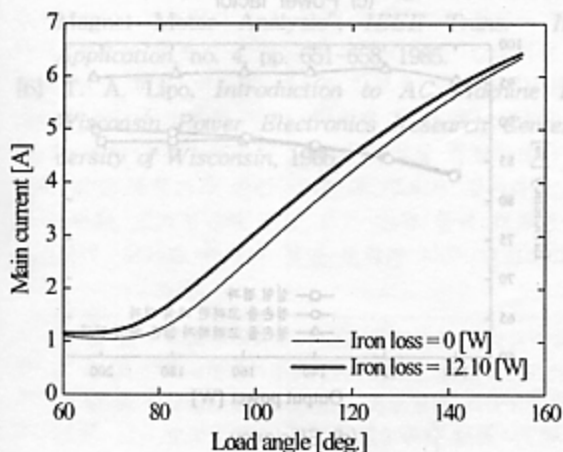
때문에 철손 저항으로 인하여 큰 영향을 받지 않지만 주권선 전류는 그림 13(c)에서의 같이 철손분 전류로 인하여 전부하각에 대하여 증가하였다. 또한, 그림 13(d)에서 철손으로 인하여 부하각에 따라 전류위상각은 증가하게 되고, 그림 1(e)에서와 같이 전류위상각이 증가함에 따라 전동기의 돌극비 및 역률이 증가하여 부하각에 따른 전동기의 전기적인 출력은 증가하게 된다.



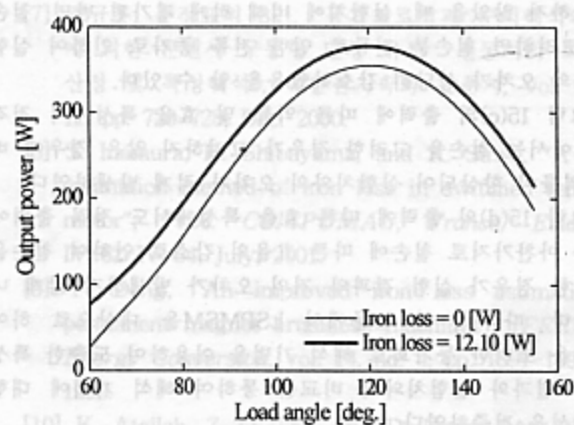
(a) Current phase angle



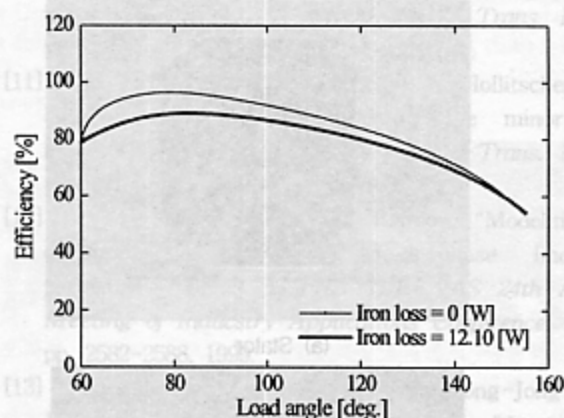
(b) Power factor



(c) Main current



(d) Output power



(e) Efficiency

그림 13 철손을 고려한 등가회로에 의한 특성해석 결과

Fig. 13 Characteristic analysis results by equivalent circuit considering iron loss

예를 들어 부하각 80[deg.]에서 철손을 고려한 경우 전류 위상각은 33.3[deg.]에서 44.2[deg.], 역률은 97.0[%]에서 99.1[%]로 증가하였고 돌극비는 전류의 증가에도 불구하고 2.09에서 2.13으로 약 22[%] 증가하였으며 그 결과 출력은 약 25[%]정도 증가하여 나타났다. 그러나, 그림 13(e)에서, 철손분 전류의 증가는 부하각에 따른 권선 전류의 증가를 초래하여 부하각에 따른 전동기의 효율은 감소하였음을 알 수 있다.

4.3 실험 결과

그림 14는 본 논문에서 제시한 해석 기법을 통한 특성해석 결과를 실험치와 비교하여 해석의 타당성을 입증하기 위한 LSPMSM의 시작기와 특성 분석을 위한 실험 장치를 나타낸 것이다.

그림 15는 해석대상 전동기에 대하여 실험을 통하여 도출한 실험결과와 12.10[W]의 철손을 고려한 경우와 철손을 고려하지 않은 경우에 대하여 출력에 따른 등가회로에 의한 특성해석 결과를 비교한 것이다.

그림 15(a), (b)는 출력에 따른 권선의 전류 특성을 나타낸 것으로서 정격 출력 160[W]에서 전동기 특성은 철손을

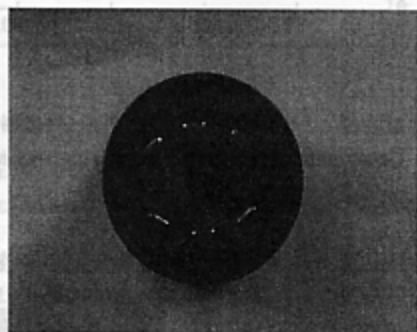
고려하지 않았을 때, 실험치에 비해 적게 평가된 반면, 철손을 고려하면 철손분 전류로 인한 전류 증가로 인하여 실험치와의 오차가 상당히 감소하였음을 알 수 있다.

그림 15(c)의 출력에 따른 역률 및 효율 특성에서 정격 출력에서는 철손을 고려한 경우가 고려하지 않은 경우에 비해 역률이 향상되어 실험치와의 오차가 적게 발생하였다.

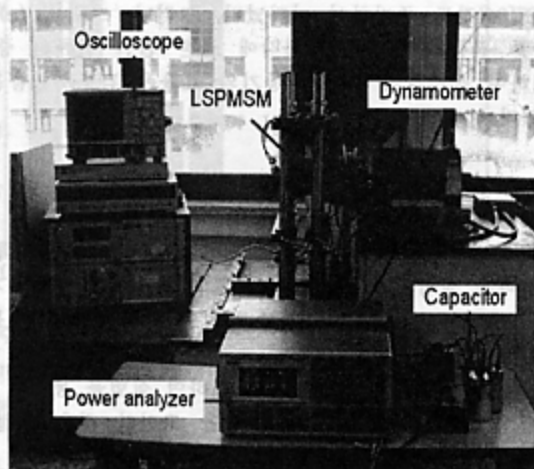
그림 15(d)의 출력에 따른 효율 특성에서도 정격 출력에서와 마찬가지로 철손에 따른 효율의 감소로 인하여 철손을 고려한 경우가 실험 결과와 거의 오차가 발생하지 않게 나타났다. 따라서, 본 논문에서 LSPMSM을 대상으로 하여 철손을 고려한 등가회로 해석 기법을 이용하여 도출한 특성 해석 결과와 실험치와의 비교를 통하여 해석 기법에 대한 타당성을 검증하였다.



(a) Stator



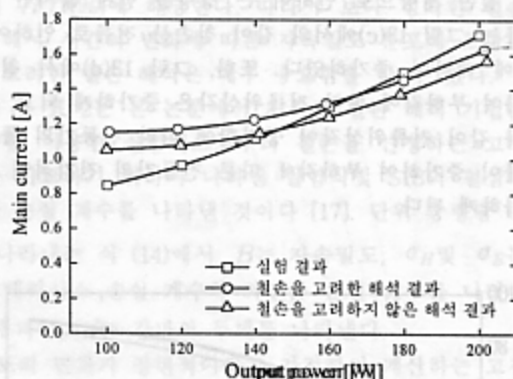
(b) Rotor



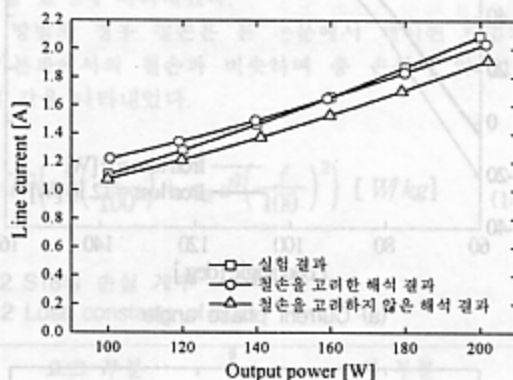
(c) Test apparatus

그림 14 시작기와 실험 장치

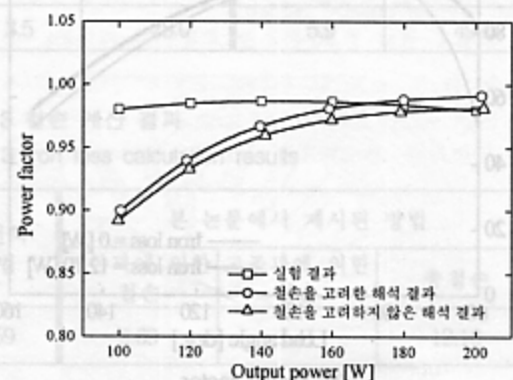
Fig. 14 Prototype motor and test apparatus



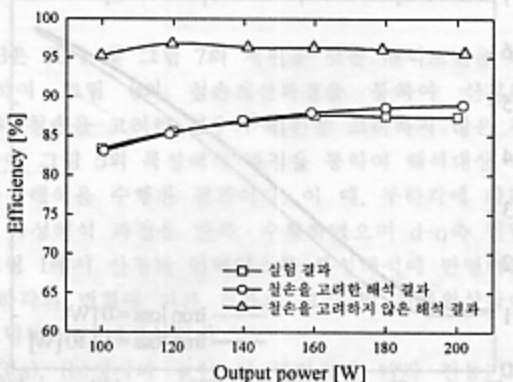
(a) Main current



(b) Line current



(c) Power factor



(d) Efficiency

그림 15 해석 결과와 실험 결과의 비교

Fig. 15 Comparison of analysis results and experiment results

5. 결 론

본 논문에서는 LSPMSM의 보다 정도 높은 특성해석을 위해서 철손을 고려한 단상 유도동기기의 등가회로를 이용한 특성해석 기법에 대해서 다루었다. 이때, 정도 높은 철손의 평가를 위하여 유한요소해석을 통해 자속밀도 분포의 왜곡에 따른 고조파 성분을 고려하여 산정하였으며 정격 출력 160[W]에서 12.10[W]의 철손을 구하였다.

12.10[W]의 철손을 등가회로에 반영하여 실험 결과와 비교하였으며 철손을 고려하지 않은 경우에 비해 철손을 고려한 경우가 해석의 정도를 높일 수 있음을 확인함으로써 철손 계산 방법 및 특성해석 기법에 대한 타당성을 검증할 수 있었다. 그러나, 정격 160[W]에 대하여 산정된 d-q축 인덕턴스와 철손을 특성해석에 반영함으로써, 정격에서는 특성해석 결과가 실험 결과와 거의 동일하였으나 그 이외에 출력점에서는 오차가 발생하였다. 이러한 오차 발생을 저감시켜 등가회로를 이용한 전동기 특성해석 시 보다 정밀한 결과를 도출하기 위해서는 각 부하에 따른 전류를 고려한 d-q축 인덕턴스 및 철손을 산정해야 하며, 철손 산정 과정에서 보다 세분화된 시간 차분 및 요소 분할이 요구되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 강규홍, 남혁, 홍정표, "단상 영구자석형 유도동기기의 정상상태 특성해석", *대한전기학회 논문지*, vol. 52B, no. 2, pp.53-60, Feb. 2003.
- [2] I. Boldea, S. A. Nasar, "Unified Analysis of 1-Phase AC Motors Having Capacitors in Auxiliary Windings", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 577-582, 1999.
- [3] 강규홍, 홍정표, "단상 직립기동 영구자석 동기전동기의 기동특성해석", *대한전기학회 논문지*, vol. 50, no. 12, pp. 592-600, Nov. 2001.
- [4] A. M. Knight, and C. I. McClay, "The design of high-efficiency line-start motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 6, pp. 1555-1561, Nov./Dec., 2000.
- [5] Timothy J. E. Miller, "Single-Phase Permanent Magnet Motor Analysis", *IEEE Trans. Industry Application*, no. 4, pp. 651-658, 1985.
- [6] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, 1966.
- [7] 강규홍, 홍정표의 3인, "등가회로법과 수치해석의 결합에 의한 콘덴서 구동형 단상 유도 전동기의 회로정수 산정 및 특성해석", *대한전기학회 논문지*, vol. 49, no. 11, pp. 720-728, Dec. 2000.
- [8] S. Inamura, H. Shibayama, and K. Sawa, "A simple estimation method of iron loss in switched reluctance motor", *Proc. COMPUMAG, France, Evian*, pp. IV-62-IV-64, July, 2001.
- [9] F. Deng, "An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines", *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1391-1395, Dec. 1999.
- [10] K. Atallah, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "An improved method for prediction iron loss in brushless permanent magnet dc drives", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, no. 5, pp. 2997-2999, Sept. 1992.
- [11] J. D. Lavers, P. P. Biringer, and H. Hollitscher, "A simple method of estimating the minor loop hysteresis in thin laminations", *IEEE Trans. Magn.*, vol. MAG-14, no. 5, Sept. 1978.
- [12] A. M. Knight, and J. C. Salmon, "Modeling the dynamic behaviour of single-phase line-start permanent magnet motors", *IEEE/IAS 24th Annual Meeting of Industry Applications Conference*, vol. 4, pp. 2582-2588, 1999.
- [13] Hyuk Nam, Kyung-Ho Ha, Jeong-Jong Lee, Jung-Pyo Hong, and Gyu-Hong Kang, "A study on iron loss analysis method considering the harmonics of flux density waveform using iron loss curves tested on Epstein samples", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 3, May 2003.
- [14] M. Azizur Rahman, A. M. Osheiba, "Performance Analysis of Single-Phase Permanent Magnet Motors", *Electric Energy Conference*, pp. 514-519, 1987.
- [15] Gyu-Hong Kang, Jung-Pyo Hong, Gyu-Tak Kim, J.W. Park "Improved parameters modeling of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Finite Element Analysis", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 4, pp. 1867-1870, July 2000.
- [16] I. Boldea, *Reluctance Synchronous Machines and Drives*, Clarendon Press · Oxford, 1996.
- [17] 竹内壽太郎, *電機設計學*, オーム社

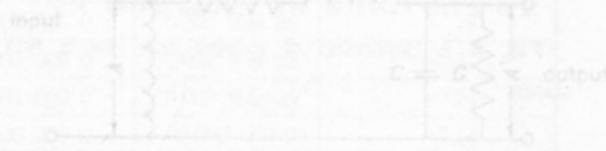


그림 1 1Φ IM의 등가회로
Fig. 1 A equivalent circuit of a 1Φ IM

저 자 소 개

남 혁 (南 赫)



1972년 5월 24일생. 1999년 창원대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기전자제어공학과 졸업(석사).

2001년~현재 동 대학원 박사과정

Tel : 055-262-5966

Fax : 055-263-9956

E-mail : haeggee@korea.com

강 규 홍 (姜 圭 洪)



1967년 11월 5일생. 1992년 창원대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1998년 LG전자(주) 주임연구원. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 창원대 전기공학과 BK교수

Tel : 055-279-8044

Fax : 055-263-9956

E-mail : ipmsm@korea.com

홍 정 표 (洪 正 杓)



1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년~1990년 LG정밀(주) 중앙연구소 주임연구원. 1990년~1992년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 1995년 동 대학원 전기학과 졸업(공학박사). 1996년~1996년 한양대 산업 과학연구소 선임연구원. 1996~현재 창원대 공대 전기공학과 부교수. 2003~현재 신전력기연구센터 센터소장.

Tel : 055-279-7517

Fax : 055-263-9956

E-mail : jphong@sarim.changwon.ac.kr



(a) Test apparatus

그림 14 시작기와 실험 장치

Fig. 14 Prototype motor and test apparatus

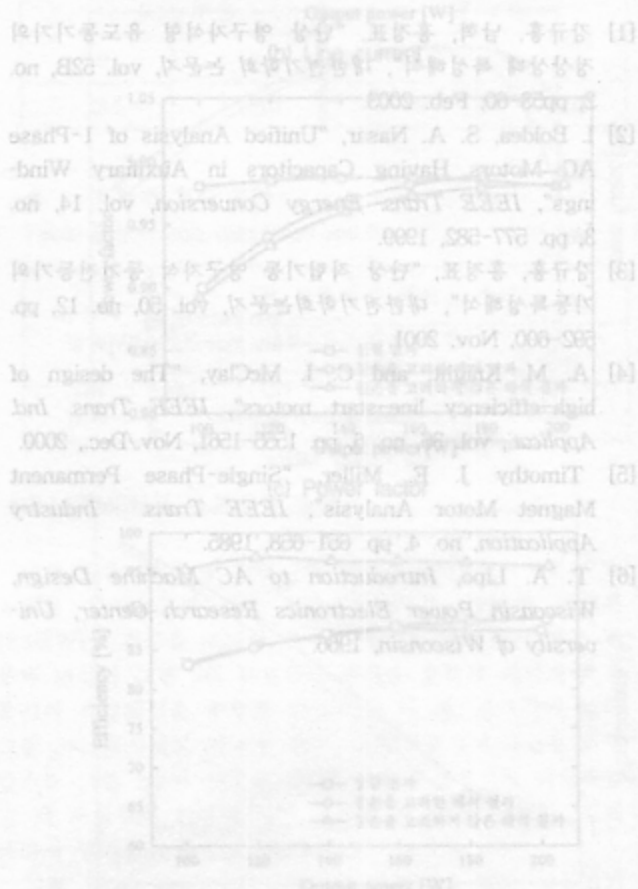


그림 15 변환 효율과 토크 특성

Fig. 15 Conversion efficiency and torque characteristics

B 전기기기 및 에너지변환시스템부문

전기기기

- 277 인버터 구동 유도 전동기의 최적 효율 모델 확인 실험 /
金在佑·金炳澤·權丙一
- 283 토크 리플 저감을 위한 스위치 릴럭턴스 모터의 직접 토크 제어 /
金倫賢·金泰亨·李柱
- 295 철손을 고려한 단상 영구자석형 유도동기기의 특성해석 /
南赫·姜圭洪·洪正杓
- 305 저 주파수용 7-dial Inductive Voltage Divider 제작과 특성분석 /
金漢俊·李來德·姜鎭洪·韓相玉
- 309 링형 초음파모터의 모드선택에 따른 진동특성 해석 /
尹信容·白壽鉉·金賢鎰
- 318 HLISM의 치 형상에 따른 추력 및 수직력 특성에 관한 연구 /
李相鎬·吳鴻錫
- 325 브러시리스 직류전동기의 다목적 최적설계 /
全衍度·若尾真治·李柱·吳在應
- 332 IPMSM 드라이브의 온라인 파라미터 추정을 위한 신경회로망 /
李洪鈞·李廷喆·鄭東和
- 338 유한요소법을 이용한 내화전선의 열해석에 관한 연구 /
吳鴻錫·李相鎬
- 344 경량전철의 자동운전패턴에 관한 기법 /
李恩圭·崔載昊

전력전자

- 351 능동 클램프형 파워드 DC-DC 컨버터의 효율에 /
安泰榮

