

## 고속 구동용 단상 자속 역전식 전동기의 감자특성 및 철손분석

(Demagnetization and Iron loss Analysis of the Single-Phase Flux Reversal Machine for High Speed drives)

김용수 · 권삼영 · 이 주

(Yong-Su Kim · Sam-Young Kwon · Ju Lee)

### 요 약

자속 역전식 전동기(Flux Reversal Motor: FRM)는 고정자 치 표면에 영구자석을 갖는 구조이며 회전자가 돌극 형태이므로 관성이 적고 기계적으로 강인한 특성을 지녀서 고속기로의 적용이 가능하다. 그러나 단상 FRM은 구조적 특징으로 인하여 영구자석의 감자가 쉽게 일어나며, 고속 구동시 스위칭 주파수가 커짐에 따라 철손이 크게 상승하게 된다는 한계점을 지닌다. 본 논문에서는 유한요소법을 이용하여 단상 FRM의 설계 파라미터가 전동기의 감자특성에 주는 영향을 고찰해보았고 그 해결 방안을 제시하였으며 철손 특성을 분석하였다.

### Abstract

This paper presents the demagnetization and iron loss analysis of the single phase Flux Reversal Machine. It has a magnetic configuration similar to the switched reluctance machine but with multipole permanent magnets of alternate polarity on each stator salient pole embraced by concentrated coils. But it can be demagnetized by sudden over current and core losses increase because switching frequency is getting faster. This paper show demagnetization of permanent magnet and iron loss characteristic, and proposed a solution.

Key Words : FRM, FEM, Demagnetization, Permanent magnet

### 1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor: SRM)는 구조가 간단하고 가격이 저렴하며, 기동 토크가 크고 고속 운전도 가능하여 가전제품 및 산업용 기기 등의 가변속 시스템에서 최근까지

연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 SRM은 인덕턴스가 상승하는 구간에서만 정토크를 발생시킬 수 있으므로 토크를 발생시키기 위한 권선 및 철심 재료의 이용률이 빈약하고, 토크를 발생시키는 전류성분뿐만 아니라 여자 전류성분도 고정자 권선에 흐르기 때문에 전동기 및 구동회로부의 VA(Volt-Ampere) 용량이 커져야하며, 연속적인 회전자계가 아닌 릴럭턴스 토크를 이용하므로 토크 리플에 의해 소음과 진동이 발생한다는 단점이 있다.

이러한 단점을 보완하기 위해 SRM의 기본 구조

\* 주저자 : 한양대 전기공학과 박사과정  
Tel : 031-280-9227, Fax : 031-280-6955

E-mail : yongsukim@samsung.com  
접수일자 : 2005년 11월 7일  
1차심사 : 2005년 11월 9일, 2차심사 : 2005년 12월 1일  
심사완료 : 2005년 12월 15일

에 영구자석이 삽입된 형태의 이중 돌극형 영구자석 전동기(Doubly Salient Permanent Magnet Motor: DSPMM)가 개발되었다. DSPMM은 높은 토크 밀도와 효율을 가지며 회전자 구조가 SRM과 동일하기 때문에 견고하고 고속운전에 적합하며, 영구 자석으로 인해 구동 회로부의 VA 용량이 작으며, 빠른 과도응답 특성을 갖는다. 그러나 근본적으로 SRM과 같이 펄스 형태의 토크를 발생시키기 때문에 서보용과 같이 토크 특성이 민감한 곳에는 적용에 제한된다.

자속 역전식 전동기(Flux Reversal Machine: FRM)는 고정자 치(teeth) 표면에 반대 극성의 영구 자석이 교대로 부착되어 있고, SRM 및 DSPMM과 동일한 형태의 회전자를 가지고 있는 이중 돌극형 영구자석 전동기이다. FRM은 구조적 특징으로 인해 DSPMM의 장점을 모두 가지고 있으며, 브러리스 DC 전동기(Brushless DC Motor: BLDCM)와 같이 Flux-MMF 평면에서의 에너지 변환루프가 4상한을 갖게 되므로 2상한으로 이루어진 DSPMM에 비해 토크 발생 능력이 더욱 우수하다.

본 논문에서는 30,000[rpm] 이상의 고속 기기에 적용 가능한 2[kW]급의 단상 FRM을 제안하고, 2차원 유한 요소법을 이용하여 영구 자석의 감자특성 및 철손을 분석하였다.

## 2. 해석 모델 및 PWM 모드

### 2.1 FRM의 구조

가변속 드라이브 시스템에의 응용으로 스위치드 릴럭턴스 모터(Switched Reluctance Motor: SRM)에 대한 관심과 연구가 상당히 진행되어 왔다. SRM은 그림 1 (a)에서 보는 바와 같이 고정자와 회전자가 모두 돌극(Salient) 형상으로 이루어진 이중 돌극(Doubly Salient) 구조로, 권선은 집중권 방식으로 고정자에만 감겨있고, 회전자에는 권선, 도체바 및 영구 자석 등이 없다. 따라서 SRM은 이와 같이 간단한 구조에 기인하는 많은 장점들이 있지만, 고정자 권선이 계자분과 토크분의 전류를 다 부담하여야 하고 철심재료 등의 이용률이 빈약하며 맥동 토크가

큰 문제점을 가지고 있다[1].

이러한 SRM의 단점들을 보완하고자 보조 여자 방법으로 영구 자석을 이용한 이중 돌극 영구 자석 전동기(Doubly Salient Permanent Magnet Motor: DSPMM)가 1992년에 T. A. Lipo와 Y. Liao에 의해서 그림 1 (b)와 같은 구조로 제안되었다. DSPMM은 기존의 SRM과 회전자 구조는 동일하지만 고정자 요크부에 계자를 위한 영구 자석을 추가로 갖고 있으며 권선은 집중권 방식으로 단상 및 다상기로의 설계가 가능하다. DSPMM의 장점으로는 간단하고 견고한 구조와 작은 관성 및 전기적 시정수를 가지고 있으며, 빠른 과도 응답 특성 및 고속 운전이 가능하다는 점이다[2].

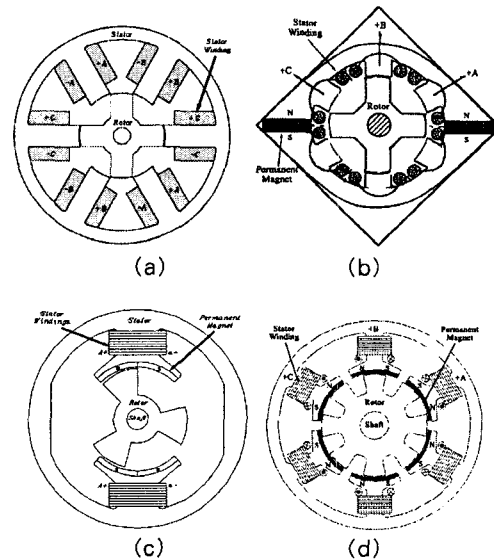


그림 1. 소개 전동기의 단면도  
Fig. 1. The cross section of the explained motors

앞서 제안된 DSPMM에 비해 토크 밀도 및 효율을 증가시키고, 고정자 진동을 줄임과 동시에 제조 과정을 보다 더 단순화 시키고자 그림 1 (c) 및 1 (d)와 같이 고정자 치 표면에 영구 자석을 갖는 형태의 자속 역전식 기기(Flux-Reversal Machine: FRM)를 1996년에 I. Boldea와 T. J. E. Miller가 제안하였다 [3]. 두 극의 자석이 하나의 고정자 치 표면에 부착되어 있으며, 권선 방식은 집중권 형태로 단상 및 다상

이 모두 가능하다. 그림 1 (c)는 단상 2/3 구조이며, 그림 1 (d)는 3상 6/8 구조를 보여준다.

FRM은 구조상으로는 고정자에 영구 자석을 갖는 이중 돌극 형태인 DSPMM의 범주에 속하지만, 이와는 다른 가장 큰 특징으로 회전자에 회전함에 따라 고정자 권선에 쇄교하는 영구 자석 자속의 극성이 바뀌게 되는 특성을 가지고 있다[4].

### 2.2 자속 역전의 원리

FRM의 자속 역전(Flux-Reversal)의 원리는 그림 2와 3을 이용하여 설명이 가능하다. 그림 3은 단상 2/3 구조의 FRM에 있어서 전기적으로 한주기에 해당하는 회전자 위치 변화에 대한 자속의 흐름을 나타내며, 그림 2는 이때 권선에 쇄교하는 자속 및 기자력(Magnetomotive Force: MMF)을 보여준다[3,7].

회전자가 그림 3 (a) 위치에 있을 때 영구 자석에 의한 자속은 고정자 치, 공극 및 회전자 치를 통해 흐르게 되므로 권선에 쇄교하는 자속(Linkage Flux)은 존재하지 않는다. 그러나 회전자가 반시계 방향으로 회전하게 되면 자속은 점차 고정자 요크(Yoke)부를 통해서도 흐르게 되고 권선에 쇄교하는 자속의 양이 증가하게 된다. 이때 그림 3 (b)와 같이 영구 자석의 한 극과 회전자 치가 완전히 일치하게 되면 권선의 쇄교 자속은 최대가 된다. 회전자가 다시 회전하게 되면 쇄교 자속의 양은 점점 감소하게 되고 그림 3 (c)의 위치에 이르면 3 (a)의 위치와 마찬가지로 존재하지 않는다. 회전이 더 진행되면 쇄교 자속의 극성(Polarity)은 바뀌게 되고 그림 3 (d)의 위치에서 영구 자석의 극과 회전자 치가 일치하게 되면 다시 최대값을 갖는다. 그리고 다시 처음 위치인 그림 3 (a)로 가면서 쇄교 자속은 점차 감소하게 되고, 결국은 영이 된다.

이와 같이 회전자가 회전함에 따라 권선의 쇄교 자속 극성이 역전하게 되고, 유기되는 역기전력(Back Electromotive Force: BEMF) 또한 극성이 바뀐다. 브러시리스 DC 전동기(Brushless DC motor: BLDCM)의 경우에 있어서도 쇄교 자속과 역기전력의 극성이 역전되는 특성을 갖지만 FRM이 BLDCM과 다른 점은 영구 자석이 회전하지 않고 고정돼 있

는 상태에서 권선의 쇄교 자속 극성이 역전된다는 것이다.

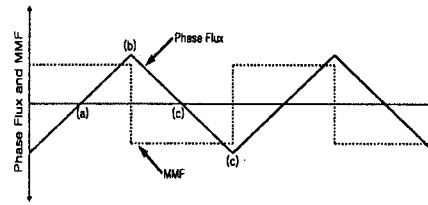


그림 2. 회전자 위치에 따른 상 자속과 기자력의 분포  
Fig. 2. The ideal variation of phase flux and MMF

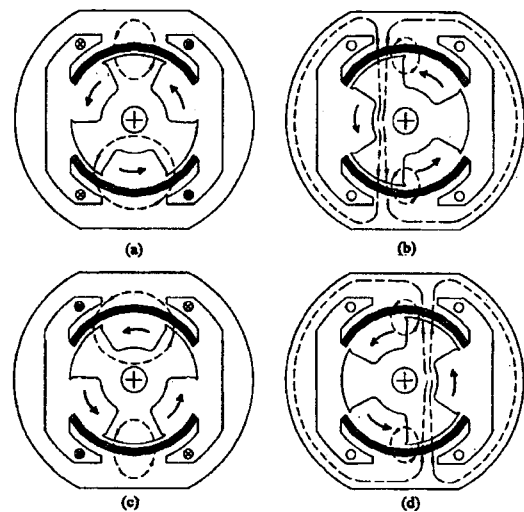


그림 3. 자속 역전의 원리  
Fig. 3. The principle of flux reversal

### 2.3 구동 회로 및 방법

FRM의 발생 토크는 영구 자석에 의한 리액션 성분과 릴럭턴스 성분으로 구성되지만, 회전자의 위치에 따른 인덕턴스의 크기 및 최대치와 최소치 차가 상당히 작기 때문에 릴럭턴스 토크 성분을 무시하면 BLDCM과 동일하다고 할 수 있다. 따라서 FRM은 BLDCM의 구동 시스템과 그 구성 요소가 같으며 구동 방식 또한 그대로 적용이 가능하다[3].

BLDCM과 마찬가지로 FRM도 회전자의 위치에 따른 정보를 입력받아 최적의 토크를 내는 시점에서 전압이 인가되는 상이 바뀌는 전류(轉流, Commu-

tation)를 하여야 하는데 이 기능을 인버터에서 수행한다[6]. 또 회전자 위치에 대한 정보를 검출하기 위해 홀 센서나 엔코더 등의 센서가 필요하다.

그림 4는 단상 FRM의 일반적인 구동회로를 나타낸다. 교류를 직류로 변환시키는 정류부, 위치 신호를 받아 권선의 통전 타이밍을 결정하는 제어부 및 인버터 부로 구성되어 있다.

그림 5는 단상 FRM 인버터의 스위칭 순서를 나타낸다. 인버터는 H-브리지 구조로 되어있고 서로 번갈아 가며 스위칭을 하게 된다

### 2.4 해석 모델

FRM의 감자특성 및 철손 해석을 수행하기 위해 본 연구에서는 그림 6과 같이 단상 2/3 구조의 기본 해석 모델을 선정하였다. 이 기본 모델의 철심 및 영구자석 재질은 각각 S23과 희토류계인 Nd-Fe-B이며 표 1에 세부적인 설계 사항들을 나타내었다.

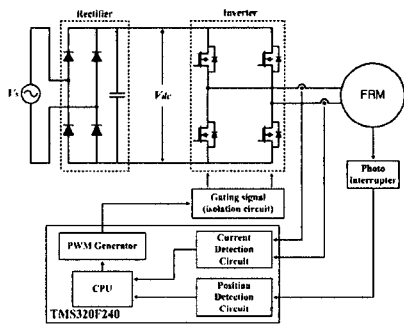


그림 4. 구동 회로 구성  
Fig. 4. Driving circuit diagram

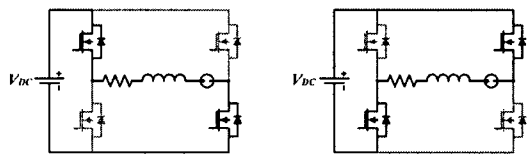


그림 5. 단상 자속 역전식 전동기의 인버터 스위칭 순서  
Fig. 5. Inverter Switching Sequence of Single-Phase FRM

단상 전동기의 토크 파형에는 제로 점(Null Point)이 존재하며, 이로 인해 기동토크가 발생되지 않는 구간이 존재하게 된다. 따라서 그림 6의 확대도와 같

이 공극의 길이가 비대칭적인 Tapered airgap 방식을 사용하여 코깅토크의 파형을 변화시켜 줌으로써 모든 지점에서 일정방향의 기동토크를 발생시키도록 설계하였다[7].

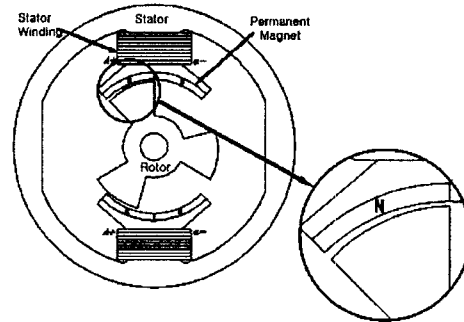


그림 6. 기본 해석 모델  
Fig. 6. Basic analysis model

표 1. 단상 FRM의 재원  
Table 1. Specification of FRM

구 분	제 원
고정자	슬롯수 : 2 상수 : 1 외경 : 82[mm] 적층폭 : 25[mm] 상당 권선수 : 90[turn] 선간 저항 : 0.724[Ω]
공 극	공극 길이 : 0.5-1.0[mm]
회전자	극수 : 3 외경 : 37-38[mm] 적층폭 : 25[mm]
영구자석	잔류자속밀도 : 1.15[T] 자석의 두께 : 2[mm]
정 격	출력 : 2,000[W] 전압 : 220[V] 속도 : 40000[rpm] 토크 : 0.477[Nm]

## 2. 해석 모델 및 PWM 모드

### 2.1 철손 해석 기법

전동기내의 자계는 정현파 구동시의 경우에도 회전자의 운동에 따라 고정자 및 회전자 슬롯 리플 등

에 기인하는 다수의 시간 고조파를 함유한다. 특히 구형파 구동 및 인버터 구동 시에는 더욱더 시간 고조파가 중첩되고 상당히 복잡한 변화로 된다. 이러한 고조파 자계에 의해 고정자 권선 및 고정자·회전자 철심 등에 고조파 철손이 발생하게 되는데 이 중에서도 회전자 슬롯 리플에 의한 고정자 표면손과 고정자 슬롯 리플에 의한 회전자 표면손은 무시할 수 없을 정도로 큰 경우가 있는 것으로 오래전부터 알려져 왔다.

고정자 및 회전자 철심은 일반적으로 두께 0.5[mm] 이하의 전기 강판이 적층된 구조로 되어 있기 때문에 철손 해석을 위해 정확한 현상을 표현하기 위해서는 3차원 Mesh 분할에 광대한 계산기 자원을 필요로 한다. 또한 철손은 와전류손(Eddy Current Loss)과 히스테리시스손(Hysteresis Loss)으로 분류 가능하지만 슬롯 고조파 등에 기인하는 시간 고조파 자계를 고찰한 히스테리시스 현상의 정확한 모델화에 관해서는 현재도 연구 단계에 있다고 생각할 수 있다. 더욱이 회전기 내의 자계 벡터는 그 크기뿐 아니라 방향도 시간에 따라 변화하므로 이 영향을 정확히 해석하기 위해서는 기존의 교번자계 인가 시 엡스타인(Epstein) 시험 등에 의해서 얻어지는 철심 재료의 특성 대신에 회전자계 인가 시의 자기 벡터 특성을 고찰할 필요가 있다[11].

이와 같은 배경으로 인해 히스테리시스 현상 및 재료 특성을 엄밀히 분석하는 것은 물론, 전자계 수치해석 기법인 유한요소법을 이용하여 철손을 예측하는 연구가 상당히 많이 진행되고 있다. 본 연구에서는 이중 전동기 각 부분의 자속 밀도 파형으로부터 직접 철손을 구하는 Yamazaki가 제안한 방법을 이용하여 시간 고조파를 고려한 FRM의 철손을 해석하고자 한다[12].

그림 7은 Yamazaki의 철손 산정 절차로 그 방법은 다음과 같다. 우선 전자계 지배방정식과 전압방정식을 연립하여 자기벡터 포텐셜과 전류를 미지수로 하는 시간 차분 유한요소법을 적용한 후, 고조파 동손과 각 요소에서의 시간에 따른 순시 자속 밀도를 구한다. 그 후 와전류손은 바로 이전 및 현재 시간에서 구해진 자속 밀도와 엡스타인 시험에서 얻어진 와전류손 계수를 이용하여 계산하고, 메이저

(Major) 및 마이너(Minor) 루프를 포함한 히스테리시스 손실은 한 주기분에 해당하는 자속 밀도의 최대치 및 최소치를 찾아 저장한 후 히스테리시스 계수를 이용하여 구하게 된다. 이렇게 함으로써 각 요소에서의 자속밀도의 시간에 따른 변화를 모두 기억시키거나 푸리에 변환을 이용하지 않아도 고조파를 포함한 철손을 계산하는 것이 가능하다.

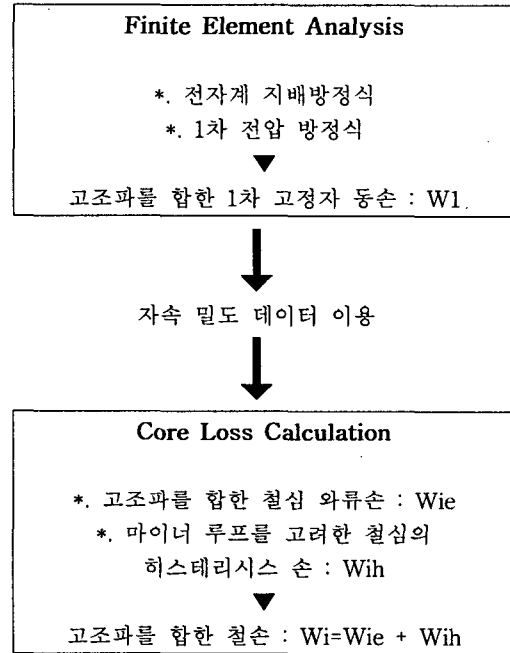


그림 7. 철손 산정 절차  
Fig. 7. Outline of iron loss calculation procedure

철판에 단일 주파수의 교번자계가 가해졌을 때, 단위 중량당의 철손  $w_i$ 는 근사적으로 다음 식으로 표현된다[11].

$$W_i = k_e f^2 B_{max}^2 + k_h f B_{max}^2 \quad (1)$$

여기서  $f$ 는 주파수,  $k_e$ 와  $k_h$ 는 각각 엡스타인 시험에 의해 구해지는 와전류와 히스테리시스 손실 계수이고 우변의 제1항은 와전류손  $w_e$ , 제2항은 히스테리시스손  $w_h$ 을 의미한다.

철판에 있어서, 철판과 평행으로 흐르는 자속밀도  $B$ 가 시간 변화하는 경우 단위 중량당의 와전류손

$W_{ie}$ 는 다음의 식 (2)로 표현 가능하다[11].

$$W_{ie} = \frac{kh^2\sigma_{iron}}{12D} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt \quad (2)$$

여기서  $h$ 와  $D$ 는 철판의 두께와 밀도이고,  $\sigma_{iron}$ 은 철판의 도전율이며  $k$ 는 보정계수이다. 식 (2)에서 우변은 정현파 인가 시에 다시 식 (3)으로 표현되며 식 (1) 우변의 제1항과 이 식이 근사하다고 생각할 수 있다[11].

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^2 dt = 2\pi^2 f^2 B_{max}^2 \quad (3)$$

여기에서 자속밀도의 시간 고조파와 벡터 방향의 시간 변화를 고찰하기 위해 식 (1)의 와전류 손실 계수  $k_e$ 와 유한요소법에서 계산되어지는 자속밀도 분포의 시간에 따른 데이터를 이용하면 와전류손  $W_{ie}$ 는 다음의 식 (4)로 표현 가능하다[11].

$$W_{ie} = \frac{k_e D}{2\pi^2} \int_{iron} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left\{ \left( \frac{B_r^{k+1} - B_r^k}{\Delta t} \right)^2 + \left( \frac{B_\theta^{k+1} - B_\theta^k}{\Delta t} \right)^2 \right\} dv \quad (4)$$

여기서  $\Delta t$ 는 데이터의 시간 간격이고  $N$ 은 반복 횟수이다.

결국 이 식 (4)를 이용한다면 철심중의 각 유한요소에서 자속밀도의 시간에 따른 변화를 기억시키거나 푸리에 변환 하지 않아도 고조파를 포함한 와전류손을 계산하는 것이 가능하다.

또한 시간 고조파를 포함한 자계가 철판에 인가되면 히스테리시스 루프에는 마이너 루프(Minor Loop)가 발생하게 되어 손실이 더욱더 증가하게 된다. 따라서 이를 반드시 고려하여야 하며 식 (1)의 히스테리시스 손실계수  $k_h$ 을 이용하면 식 (5)로 히스테리시스 손실도 표현 가능하다.

$$W_{ih} = \frac{k_h D}{T} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta V_i}{2} \left( \sum_{j=1}^{N_r^i} (B_{mr}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_\theta^i} (B_{m\theta}^{ij})^2 \right) \quad (5)$$

여기서  $nE$ 는 철심에 포함되어진 총 요소 수이고,  $\Delta V_i$ 는  $i$ 번째의 요소에 대응하는 체적이다.  $B_{mr}^{ij}$ ,

$B_{m\theta}^{ij}$ 는 각각 자속밀도  $r$ 과  $\theta$ 성분에 해당하는 각 히스테리시스 루프의 진폭을 의미하며,  $N_{mr}^i, N_{m\theta}^i$ 는  $i$ 번째 요소에서 자속밀도  $r, \theta$ 성분의 시간 변화에 대한 극대·극소치 개수이다.

그림 8은 각 히스테리시스 루프의 진폭인  $B_{mr}^{ij}, B_{m\theta}^{ij}$ 을 결정하는 방법에 대해 설명하고 있다. Forward 및 Backward searching 방법을 적용하여 각 요소마다 저장된 자속 밀도의 시간 변화에 대한 극대·극소치로부터 진폭을 찾을 수 있다. 결국 히스테리시스 손실을 구하기 위한 식 (5)는 마이너 루프뿐만 아니라 메이저 루프(Major Loop)에 의한 손실도 포함하고 있으며 앞의 와전류손 산정법과 마찬가지로 푸리에 변환을 이용하지 않고 단지 자속밀도의 시간 변화에 대한 극대·극소치 값만 기억하는 것으로 그 계산이 가능함을 알 수 있다.

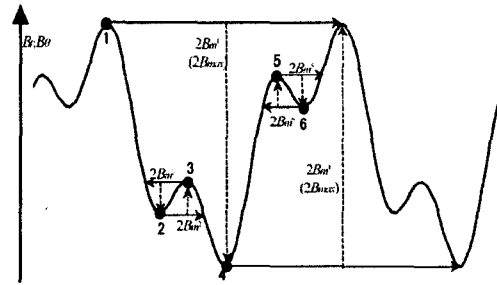


그림 8. 마이너 루프 및 메이저 루프의 진폭 치 결정법  
Fig. 8. Determination of amplitudes of major and minor hysteresis loops

## 4. 해석 결과

### 4.1 영구 자석 감자 저감 설계

#### 4.1.1 영구 자석 감자 저감 설계의 조건

전동기 또는 제어기의 고장에 의한 순간적인 과전류는 영구 자석의 감자 특성에 영향을 미치므로 설계시 이에 대한 분석 및 고려가 필요하다. 그림 9는 1800[At]의 기자력을 인가하였을 때 회전자의 각 위치에 따라 영구자석 감자 특성을 비교한 그래프이며 실선은 회전자가 전기적인 한 주기인 120°까지 회전할 때 영구자석 자화량의 평균값이고 점선은 그때의 최소값을 의미한다.

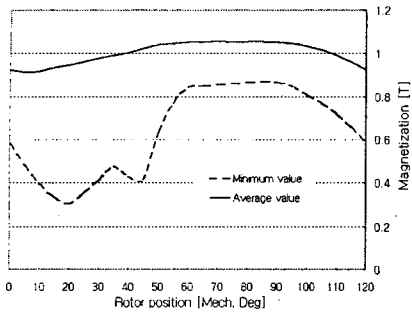


그림 9. 1800[At]에서 회전자 위치에 따른 감자 특성  
Fig. 9. Demagnetization characteristic according to rotor position at 1800[At]

자화량의 평균값과 최소값을 고려하였을 때 대략 회전자의 위치가 10[°]에서 감자가 가장 크게 일어난 것을 알 수 있다. 따라서 이후의 감자특성 해석 및 비교는 영구자석이 감자에 가장 취약한 지점인 10[°]를 기준으로 하여 1800[At]의 기자력을 인가하여 해석하였다.

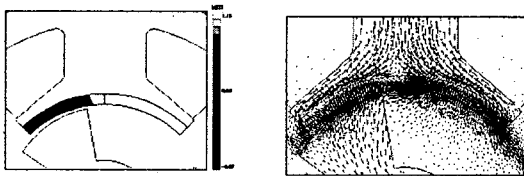


그림 10. 1800[At]에서의 감자 분포 및 자속 벡터도  
Fig. 10. Demagnetization distribution and Flux Vectors at 1800[At]

그림 10은 10[°]의 회전자 위치에서 초기 모델의 감자 분포와 자속 벡터도를 나타낸다. 영구자석의 공극과 접한 쪽의 모서리 부분과 영구자석 중심부에서 전기자 반작용에 의해 감자가 크게 일어나는 것을 확인할 수 있으며 그에 대한 대비책이 해결함을 알 수 있다.

#### 4.1.2 영구자석 양 모서리에 자속의 통로 마련

영구자석 모서리 부분의 감자를 해결하기 위해 그림 11과 같이 공극과 접한 모서리 부분을 자속의 통로가 될 수 있도록 고정자 코어로 감싸주는 형상을 제안하였다. 이러한 고정자의 구조는 고정자의 권선

면적을 증가시킬 수 있을 뿐 아니라 접착제 등으로 부착된 영구자석의 이탈을 방지할 수 있는 이점이 있다[13].

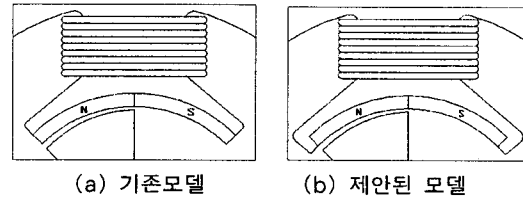


그림 11. 영구자석 모서리에 자속의 통로  
Fig. 11. Flux path on both side of Permanent Magnet

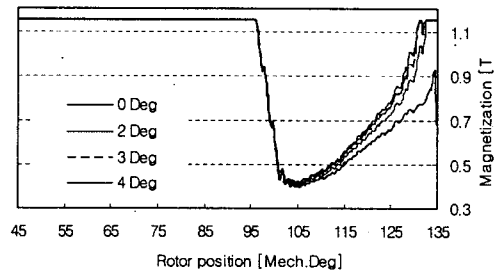


그림 12. 영구자석 각 지점의 감자특성  
Fig. 12. Demagnetization characteristic of permanent magnet position

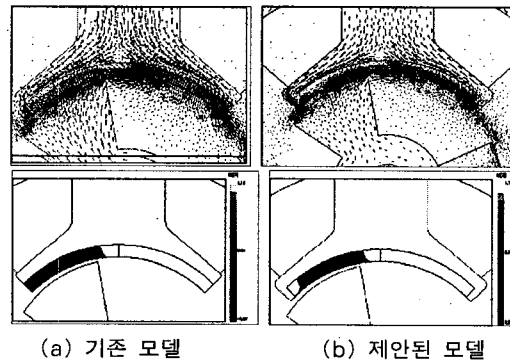


그림 13. 감자 분포 및 자속 벡터도  
Fig. 13. Demagnetization distribution and Flux Vectors

그림 12는 영구자석 모서리의 코어 너비에 따른 영구자석 각 지점의 감자특성을 보여준다. 135[°]에 가까워질수록, 즉 영구자석 N극의 공극 측 모서리에

서 감자가 완화됨을 볼 수 있고 그림 13의 영구자석 감자특성과 자속 벡터도를 통해 같은 결과를 확인할 수 있다. 코어의 폭이 넓어지면서 감자를 일으키던 역방향의 자속들은 투자율이 훨씬 높은 모서리의 코어를 통해 흐르게 되어 영구자석 측면의 감자가 줄어드는 것을 알 수 있다.

표 2는 영구자석 모서리의 코어 너비를 변화시킬 때 영구자석에서의 자화량과 역기전력 비교이다. 코어 너비가 넓어지면서 자화량의 최소값과 평균값이 모두 높아지는 것을 확인할 수 있다. 또한 역기전력의 실효치 역시 증가함을 확인할 수 있다.

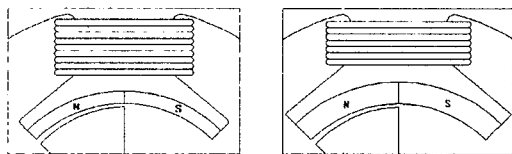
표 2. 영구자석 모서리 코어의 너비 변화에 따른 특성 비교

Table 2. Characteristic comparison by the flux path's width

	0[mm]	2[mm]	3[mm]	4[mm]
자화량 최소값	0.394	0.403	0.410	0.415
자화량 평균값	0.924	0.949	0.958	0.964
역기전력 실효치	143.29	145.11	146.84	148.24

4.1.3 영구자석 두께 변화

영구자석이 두꺼워지면 퍼미언스 계수가 증가하게 되고 외부 자계도 암페어의 주회법칙에 따라 작아지기 때문에 감자의 영향이 감소하게 된다. 그림 14는 영구자석의 두께를 변화시켜주는 형상을 보여준다.



(a) 2(mm) 영구자석 (b) 3.5(mm) 영구자석

그림 14. 영구자석 두께 변화 Fig. 14. Variation of permanent magnet thickness

그림 15는 영구자석의 두께에 따른 영구자석 각 지점의 자화량을 나타낸다. 영구자석 두께가 두꺼워지면서 감자현상은 현저하게 감소되어 3.5[mm] 이상에

표 3. 영구자석 두께 변화에 따른 특성 비교 Table 3 Characteristic comparison by PM's thickness

	1.5[mm]	2.0[mm]	3.0[mm]	4.0[mm]
자화량 최소값	0.133	0.394	0.992	1.15
자화량 평균값	0.845	0.924	1.11	1.15
역기전력 실효치	147.23	143.29	135.20	127.76

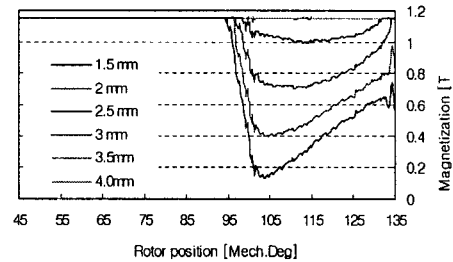
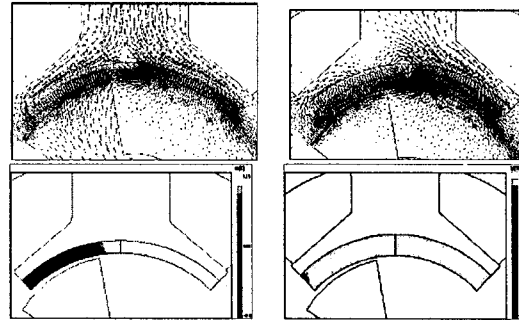


그림 15. 영구자석 각 지점의 감자특성 Fig. 15. Demagnetization characteristics at different positions



a) 2(mm) 영구자석 b) 3.5(mm) 영구자석

그림 16. 감자 분포 및 자속 벡터도 Fig. 16. Demagnetization distribution and Flux Vectors

서는 거의 일어나지 않게 됨을 알 수 있다. 그림 16의 자속 벡터도와 감자분포를 보아도 2[mm]의 영구자석을 사용한 경우에는 영구자석 자화방향과 반대방향으로 자속이 흐르는 것을 볼 수 있는데 반해 3.5[mm]의 영구자석을 사용한 경우에는 영구자석의 공극측 모서리 부분에서만 자속의 방향이 바뀐 것을 확인할



수 있다. 표 3을 통하여 같은 결과를 확인할 수 있으며 영구자석 두께가 증가하면서 퍼미언스계수 증가로 인하여 역기전력은 감소하는 것을 볼 수 있다.

4.1.4 회전자 치폭 변화

회전자 치의 너비가 특성에 주는 영향을 알아보기 위해 그림 17와 같이 치폭을 40[°]에서 60[°]까지 변화시켜 해석해 보았다. 그 결과 그림 18과 같이, 치폭이 넓어질수록 영구자석 자화량의 최소값이 상승함을 알 수 있다. 즉 감자가 극심한 지점에서의 특성은 향상됨을 알 수 있다. 하지만 영구자석 전체를 보았을 때 감자가 일어나는 구간이 넓어지기 때문에 그 평균값은 비슷하게 된다.

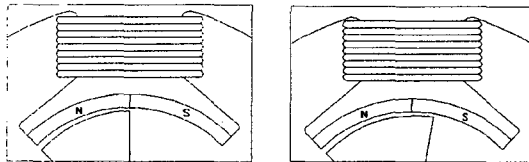


그림 17. 영구자석 두께 변화  
Fig. 17. Variation of permanent magnet thickness

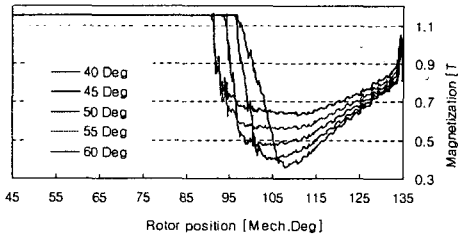
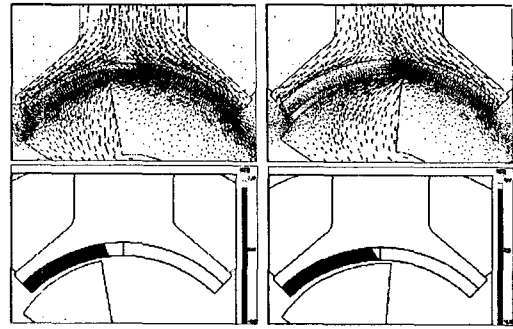


그림 18. 영구자석 각 지점의 감자특성  
Fig. 18. Demagnetization characteristics at different positions

그림 19은 자속 벡터도와 감자분포이며, 회전자 치의 너비가 넓어지면서 왼쪽 영구자석 가운데 부분의 감자는 완화되지만 더욱 넓은 범위에서 역방향 자계가 흐르게 됨을 확인할 수 있고, 그에 따라 감자 범위가 넓어진 것을 볼 수 있다. 표 4에서 확인할 수 있듯이 회전자의 너비가 넓어지면 자화량의 최소값은 상승하지만 평균값은 큰 차이가 없을 것을 알 수 있고 역기전력은 점차 감소하는 것을 볼 수 있다.



(a) 45[°] 회전자 (b) 60[°] 회전자

그림 19. 감자 분포 및 자속 벡터도  
Fig. 19. Demagnetization distribution and Flux Vectors

표 4. 로터 너비 변화에 따른 특성 비교  
Table 4. Characteristic comparison by the rotor width

	40[°]	45[°]	50[°]	60[°]
자화량 최소값	0.360	0.394	0.466	0.629
자화량 평균값	0.945	0.924	0.913	0.942
역기전력 실효치	141.58	143.29	140.95	130.84

4.2 철손 해석 결과

먼저 정현파 전류가 인가될 때 FRM 철심 각 부위에서의 자속 밀도 변화를 살펴보기 위해 그림 20과 같이 자속의 통로가 되는 대표적인 지점으로 고정자의 요크(Yoke), 치의 중앙부(Tooth Center) 및 치의 모서리(Tooth Side)와 회전자의 요크(Yoke), 치의 중앙부(Tooth Center) 및 상단부(Tooth Top)를 선정하였다.

그림 21은 40,000[rpm] 회전 시 철손 해석 결과를 나타낸다. 전체 철손 중 고정자가 차지하는 비율이 약 75[%]이며, 고정자에서의 Eddy current loss가 69[%]로 가장 큰 비율을 가지고 있다. 또한 고속 운전으로 인해 전체 철손 중 Eddy current loss의 비율이 92[%]로 대부분을 차지하는 것을 알 수 있다.

그림 22는 회전자의 위치에 따른 FRM 내부의 단위 중량당 철손 분포를 보여준다. 고정자에서의 철손은 치 양 끝부분에서 대부분이 발생하며 치의 중

양부와 요크에 고르게 분포함을 알 수 있고, 회전자에서의 철손은 치 끝단부분에서 가장 크며 치 중앙부와 요크에 고르게 분포함을 볼 수 있다.

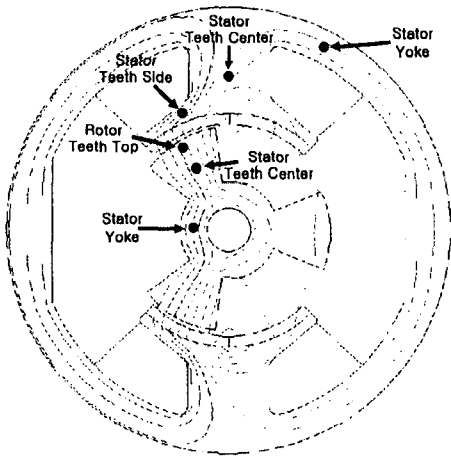


그림 20. 자속 밀도 분석 위치  
Fig. 20. Analysis position of flux density

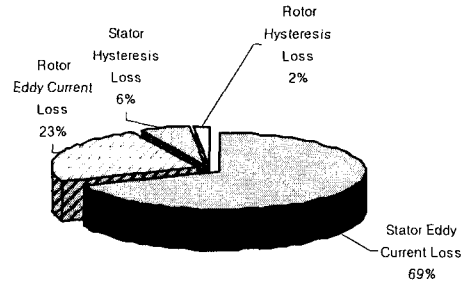


그림 21. 40,000(rpm) 구동시 철손해석 결과  
Fig. 21. Analysis results of iron loss at 40,000(rpm)

### 5. 결 론

본 논문에서는 단상 FRM의 영구자석 감자 및 철손 특성을 해석하고 영구자석의 감자 문제를 해결할 수 있는 방안을 제시하였다.

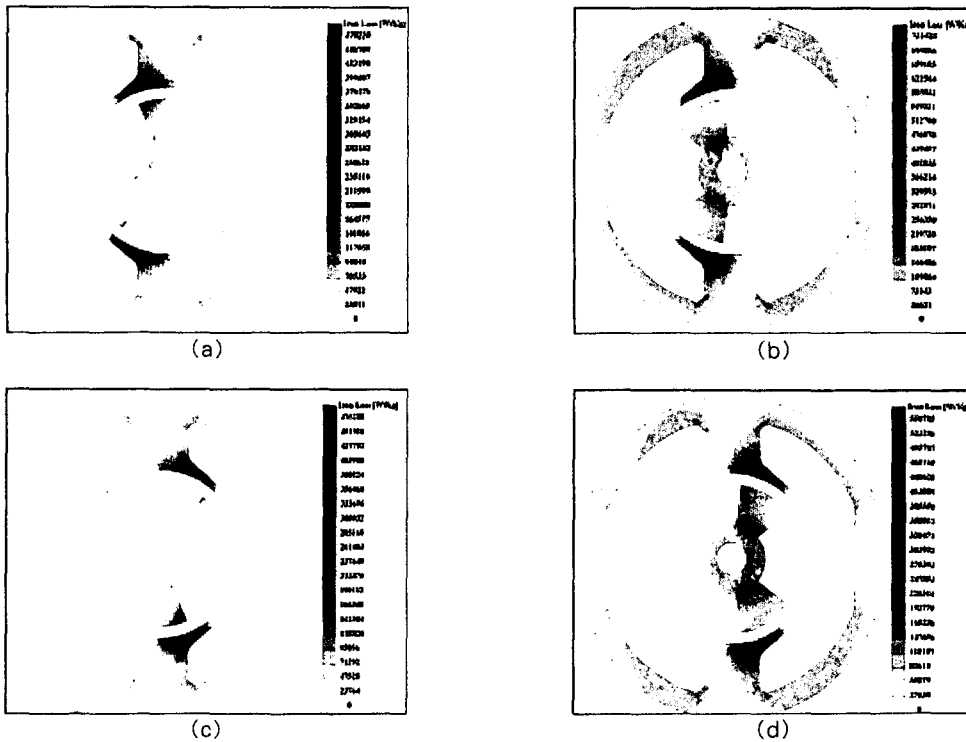


그림 22. 회전자 위치에 따른 단위 중량당 철손 분포  
Fig. 22. Iron loss distribution per 1kg with different rotor positions

FRM의 감자는 영구자석의 공극측 모서리 부분에서 가장 극심함을 확인할 수 있었고 그 문제를 해결하기 위하여 고정자 치 양 모서리에 역방향의 자속이 통과할 수 있도록 코어를 연장해 주었다. 또한 영구자석 중심부의 감자문제를 해결하기 위하여 3.5[mm] 이상 두께의 영구자석을 채용하였다.

고속 구동용 FRM은 스위칭 주파수가 높기 때문에 단위 중량당 철손이 매우 높으며 Eddy current loss가 92[%]를 차지한다. 고정자 요크 및 치 중앙부의 경우 교번 자계로 인해 발생하고 있고, 고정자 치 모서리 부분에서 많은 자속이 집중되어 가장 많은 단위 중량당 철손이 집중됨을 알 수 있었다. 회전자에서는 철손이 치 중앙부와 요크에서 골고루 분포되며, 치 상단부에 집중되는 특성을 가짐을 알 수 있었다.

### References

- [1] Y. Liao, F. Liang, and T. A. Lipo, "A novel permanent magnet motor with doubly salient structure," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, no. 5, pp. 1069-1078, September/October 1995.
- [2] T. A. Lipo and Y. Liao, "Variable reluctance motors with permanent magnet excitation," U.S. Patent 5 304 882, 1994.
- [3] R. P. Deodhar, S. Andersson, I. Boldea, and T. J. E. Miller, "The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine," IEEE Ind. Applicat., vol. 33, no. 4, pp. 925-934, July/August 1997.
- [4] C. Wang, S. A. Nasar, and I. Boldea, "Three-phase flux reversal machine (FRM)," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 146, no 2, pp. 139-146, March 1999.
- [5] C. X. Wang, S. A. Nasar, and I. Boldea, "High speed control scheme of flux reversal machine," International Conference IEMDC 1999, pp. 779-781, May 1999.
- [6] T. J. E. Miller, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Clarendon Press · Oxford, 1989.
- [7] Jae-Nam Bae, Tae-Heoung Kim, Ju Lee, Byeong-Rip Ahn, "A Study on Starting Torque of Single Phase Flux-Reversal Machine", Proceedings of the KIEE Summer Annual Conference pp. 884-886, 2004.
- [8] D. H. Lim, Finite Element Analysis of Electric fields, Dong-Myung Sa, 1986.
- [9] S. J. Salon, Finite Element Analysis of Electrical Machines, Kluwer.
- [10] G. H. Kang, J. Hur, H. Nam, J. P. Hong, and G. T. Kim, "Analysis of irreversible magnet demagnetization in line-start motors based on the finite-element method," IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 3, pp. 1488-1491, May 2003.
- [11] K. Yamazaki, "Harmonic copper and iron losses

calculation of induction motor using nonlinear time-stepping finite element method," International Conference IEMDC 2001, 2001, CD-ROM.

- [12] K. Yamazaki, "Torque and efficiency calculation of an interior permanent magnet motor considering harmonic iron losses of both the stator and rotor," IEEE Trans. Magn., vol. 39, no. 3, pp. 1460-1463, May 2003.
- [13] Tae Heoung Kim and Ju Lee, "A study of the design for the flux reversal machine," IEEE Trans. Magn., vol. 40, no. 4, pp. 2053-2055, July 2004.

### ◇ 저자소개 ◇

#### 김용수 (金庸洙)

1963년 9월 14일생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년~현재 삼성종합기술원 수석연구원. 2002년~현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (031)280-9227

E-mail : yskim@sait.samsung.co.kr

#### 권삼영 (權三榮)

1962년 8월 22일생. 1984년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 철도기술연구원 책임연구원. 1998년~현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (031)460-5425

E-mail : sykwon@krri.re.kr

#### 이 주 (李 柱)

1963년 8월 30일생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 System 정보과학연구소 졸업(박사). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 전기체 어생체공학부 부교수.

Tel : (02)2220-0342, Fax : (02)2295-7111

E-mail : julee@hanyang.ac.kr