# 성능 개선을 위한 자속 역전식 기기의 설계 기법

論 文
53B-12-2

## A Novel Design Technique to Improve the Performance of Flux-Reversal Machine

金 泰 亨[†] · 李 柱[*] · 李 相 敦[**]
(Tae Heoung Kim · Ju Lee · Sang-Don Lee)

**Abstract** - Flux-reversal machine (FRM) is a new doubly-salient stator-permanent magnet (PM) machine with flux linkage reversal in the stator concentrated windings. It can operate in both motoring and generating modes. In this paper, a novel design technique to improve the performance of FRM is proposed. Proposed techniques have a new stator winding and a magnet arrangement method. The stator and rotor shape with a concave type and a flux barrier are also proposed. According to the experimental results, it is shown that the proposed FRM have an improved performance.

**Key Words** : FRM, FEM, FPM, Permanent Magnet

### 1. 서 론

최근 들어 대형 플랜트 산업에서부터 각종 정보통신기기, 가전기기에 이르기까지 Energy saving, 속도 및 토크 제어, 과도상태의 개선 등을 위하여 가변속 드라이브 시스템(Adjustable-Speed Drive System)의 사용이 급격히 증가하고 있다[1]. 이러한 가변속 드라이브 시스템은 고 출력 반도체 소자의 출현과 전력전자 기술, 제어기술 그리고 CAD(Computer-Aided Design) 기술의 발전에 힘입어 진보해 왔으며, 일반적으로 인버터부, 제어부 및 전동기로 그 시스템이 구성되어진다. 특히 전기에너지를 동력에너지로 변환하는 전동기는 재료, 구조, 구동회로 제어법 등의 향상에 따라 고 효율화, 대용량화, 소형경량화 및 고 신뢰성 등의 면에서 현저히 진보를 하였으며, 응용분야의 기능, 크기, 사용 전원 및 구동 원리에 따라 다양하게 분류되어지고 이용되고 있다. 이중 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor : SRM)는 그 구조가 간단하고 가격이 저렴하며, 기동 토크도 크고 고속운전도 가능하여 가전제품 및 산업용 기기 등의 가변속 시스템에서 최근까지 연구가 활발히 진행되고 있다[2][3]. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 SRM은 권선 및 철심 재료의 이용률이 빈약하고, 토크를 발생시키는 전류성분뿐만 아니라 여자 전류성분까지도 고정자 권선에 흐르기 때문에 전동기 및 구동 회로부의 VA(Volt-Ampere) 용량이 커야 하는 단점이 있다. 또한 토크의 발생원리가 회전자계에 의한 연속적인 방식이 아니라 릴럭턴스 토크를 이용하므로 토크 맥동에 의한 소음 및 진동도 문제가 된다.

† 교신저자, 正會員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程
E-mail : ktheoung@dreamwiz.com
* 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 副敎授 · 工博
** 正 會 員 : 原州大 電氣工學科 副敎授 · 工博
接受日字 : 2004年 9月 22日
最終完了 : 2004年 10月 18日

1996년에 I. Boldea와 T. J. E. Miller는 SRM이 갖고 있는 단점들을 극복하고 토크 능력을 향상시키고자 고정자에 영구 자석을 부착한 새로운 형태의 자속 역전식 기기(Flux-Reversal Machine : FRM)를 제안하였다[4]. 제안된 FRM은 고정자 치 표면에 반대 극성의 영구자석이 교대로 부착되어 있는 형태이며 SRM과 동일한 회전자를 갖는다. 따라서 영구자석 계자로 인해 고효율 및 고 토크 밀도를 갖으며, 전동기 및 구동 회로부의 VA 용량이 작다. 또한 회전자 구조가 간단하고 관성 및 전기적 시정수가 작기 때문에 고속운전에 적합하고 빠른 과도응답 특성을 갖는다. FRM의 토크 발생은 릴럭턴스 토크와 영구자석에 의한 리액션 토크 성분으로 구성되어지며, 구동 회로 및 제어 방법은 브러시레스 DC 전동기와 동일하여 120도 구형파 및 180도 정현파에 의한 구동이 가능하다. 현재 FRM은 이러한 장점들로 인해 급격한 부하 변동에 대한 빠른 대응 능력으로 자동차용의 크로우폴 발전기(Claw-Pole Alternator)를 대체할 저 가격, 고속 발전기로의 응용분야에 그 관심이 높다[5].

본 논문에서는 FRM의 특성 개선을 위한 새로운 설계 기법을 제안한다. 제안된 기법은 고정자 권선 및 영구 자석의 배치 방법과 고정자 및 회전자 형상 변경에 관한 것으로, 2차원 유한요소법을 이용하여 역기전력 및 철손, 영구자석 감자 특성 등을 해석하고 기존과 비교한다. 마지막으로 시작기의 제작 및 실험을 통해 제안된 설계 기법의 타당성을 검증한다.

### 2. FRM의 구조 및 동작 원리

그림 1은 I. Boldea 등에 의해 제안된 3상 6/8 구조의 FRM을 나타낸다. 회전자는 SRM과 동일하지만 고정자 치 표면에 서로 반대 극성을 갖는 영구 자석이 부착되어 있는 구조를 가지고 있다.

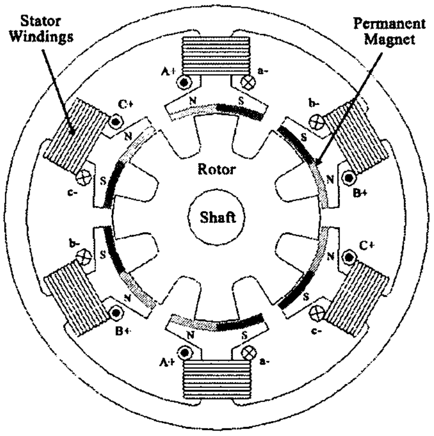



그림 1 3상 6/8 구조의 자속 역전식 기기

**Fig. 1** The 3-phase 6/8 configuration flux-reversal machine

FRM의 자속 역전(Flux-Reversal)의 원리는 그림 2와 3을 이용하여 설명이 가능하다. 그림 2는 FRM의 전기적으로 한주기에 해당하는 회전자 위치 변화에 대한 자속의 흐름을 나타내며, 그림 3은 이때 A상 권선에 쇄교하는 자속 및 기자력(Magnetomotive Force: MMF)을 보여준다. 회전자가 그림 2(a) 위치에 있을 때 영구자석에 의한 자속은 고정자 치, 공극 및 회전자 치를 통해 흐르게 되므로 A상 권선에 쇄교하는 자속(Linkage Flux)은 존재하지 않는다. 그러나 회전자가 반시계 방향으로 회전하게 되면 자속은 점차 고정자 요크(Yoke)부를 통해서도 흐르게 되고 A상 권선에 쇄교하는 자속의 양이 증가하게 된다. 이때 그림 2(b)와 같이 영구자석의 한극과 회전자 치가 완전히 일치하게 되면 A상 권선의 쇄교 자속은 최대가 된다. 회전자가 다시 회전하게 되면 쇄교 자속의 양은 점점 감소하게 되고 그림 2(c)의 위치에 이르면 2(a)의 위치와 마찬가지로 존재하지 않는다. 회전이 더 진행되면 쇄교 자속의 극성(Polarity)은 바뀌게 되고 그림2(d)의 위치에서 영구자석의 극과 회전자 치가 일치하게 되면 다시 최대 값을 갖는다. 그리고 다시 처음 위치인 그림2(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. 브러시레스 DC 전동기(Brushless DC motor : BLDCM)의 경우에 있어서도 쇄교 자속과 역기전력의 극성이 역전되는 특성을 갖지만 FRM이 BLDCM과 다른 점은 영구자석이 회전하지 않고 고정돼 있는 상태에서 권선의 쇄교 자속 극성이 역전된다는 것이다.

FRM 고정자 권선의 쇄교 자속은 영구자석에 의한 성분과 전기자 반작용에 의한 성분으로 구성되어 지는데, 자기회로의 포화를 무시하면 인덕턴스는 전류에 독립적이고 회전자 위치($\theta$)에 대해서만 함수가 되므로 다음의 식(1)과 같이 표현이 가능하다[6].

$$\lambda(\theta) = \lambda_{pm}(\theta) + L(\theta)i \qquad (1)$$

여기서 $\lambda_{pm}(\theta)$는 영구자석에 의한 쇄교 자속이고, $L(\theta)$, $i$는 각각 인덕턴스와 전류이다.

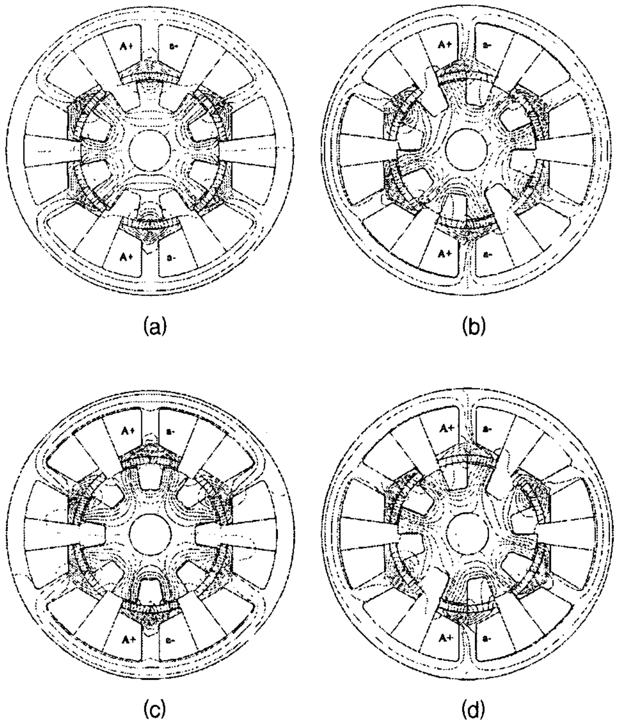



그림 2 자속 역전식 기기의 동작 원리

**Fig. 2** The operation principle of the flux-reversal machine

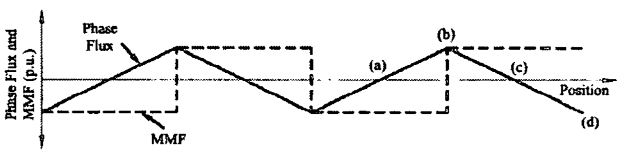



그림 3 회전자 위치에 따른 상 자속과 기자력의 이상적인 변화

**Fig. 3** The ideal variation of phase flux and MMF with rotor position

따라서 자기 수반 에너지(coenergy)는 식(2)으로 표현되고 이로부터 토크는 식(3)으로 유도 된다.

$$\begin{aligned} W(\lambda,i) &= \int \lambda \cdot di \\ &= \int \lambda_{pm} \cdot di + \int Li \cdot di \qquad (2) \\ &= \lambda_{pm} i + \frac{1}{2} Li \end{aligned}$$

$$T = \frac{\partial}{\partial\theta} W(i,\theta) = i\frac{\partial\lambda_{pm}}{\partial\theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial\theta} \qquad (3)$$

식(3)의 우변 첫째항은 영구자석에 의한 리액션 토크(Reaction Torque)를 나타내고 둘째항은 릴럭턴스 토크를 의미한다. FRM은 BLDCM과 같이 자기 회로상에 공기와 거의 유사한 투자율을 갖는 영구 자석이 존재하기 때문에

권선의 인덕턴스가 상당히 작으므로 영구자석에 의한 리액션 토크가 릴럭턴스 토크에 비해 지배적이며, 단방향의 토크를 얻기 위해서는 $\frac{\partial \lambda_{pm}}{\partial \theta}$의 기호에 따라 전류의 극성(Polarity)을 전환시켜 주어야 한다.

## 3. 유한요소법을 이용한 특성 해석

### 3.1 인덕턴스 계산

인덕턴스($L$)를 계산하는 방법으로는 자속 쇄교법과 에너지 중첩법을 사용할 수 있다. 자속 쇄교법은 자기벡터 포텐셜 $A$을 이용하여 쇄교 자속수($\lambda$)을 구한 후 이를 여자 전류($i$)로 나누어서 구하게 되는데 계산식은 다음과 같다.

$$\lambda = N\phi = N\int_s \vec{B}\cdot\vec{ds} = N\int_s (\nabla\times\vec{A})\cdot\vec{ds} = N\oint_c \vec{A}\cdot\vec{dl} \qquad (4)$$

$$L = \frac{\lambda}{i} \qquad (5)$$

여기서 $N$은 권선의 턴 수이다.

에너지 중첩법은 여자 전류와 저장 에너지($W_m$)를 이용하는 방법으로 저장된 에너지로부터 인덕턴스를 계산하면 다음과 같다.

$$W_m = \int_0^{\lambda} i d \qquad (6)$$

$$L = \frac{2W_m}{i^2} \qquad (7)$$

FRM과 같은 영구 자석 기기는 고정자 전류와 영구 자석의 이중 여자에 의해 자기적으로 포화 상태가 되므로 인덕턴스를 구하고자 할 때는 고정 투자율법(Fixed Permeability Method : FPM)을 적용하여야 한다.

고정 투자율법이란 시스템이 자기적으로 포화 상태에 있을 때 각 요소별 동작지점의 투자율을 고정하여 선형적으로 시스템을 재해석하는 방법으로, 두 가지 이상의 자계원에 의해 포화가 발생할 경우, 각각의 영향을 구분지어 포화 시 철심내의 자계 비선형 문제를 해석할 수 있다[7][8].

먼저 영구 자석과 고정자 전류를 동시에 여자 시킨 후 비선형 해석을 수행하여서 각 요소별 상대투자율 값을 구한다. 그 다음 요소별 투자율 값을 고정시킨 상태에서 고정자 전류만을 여자 시켜 선형 해석을 한 후, 각 상의 쇄교 자속이나 저장 에너지를 구하게 된다. 이러한 인덕턴스 계산 과정을 그림 4에 나타내었다.

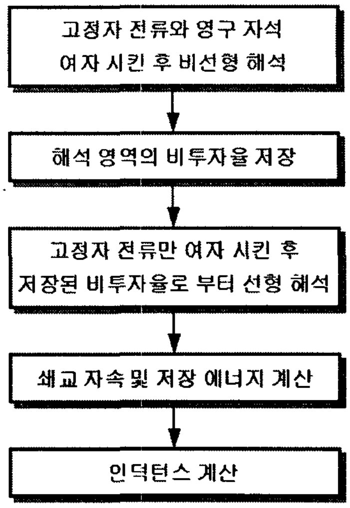



**그림 4** 인덕턴스 계산 과정
**Fig. 4** Process of inductance calculation

### 3.2 철손 계산

전동기내의 자계는 정현파 구동시의 경우에도 회전자의 운동에 따라 고정자 및 회전자 슬롯 리플 등에 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[9].

고정자 및 회전자 철심은 일반적으로 두께 0.5mm 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 회전기기내의 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[10].

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[11][12]. 본 연구에서는 이중 전동기 각 부분의 자속 밀도 파형으로부터 직접 철손을 구하는 Yamazaki가 제안한 방법을 이용하여 시간 고조파를 고려한 FRM의 철손을 해석 하고자 한다[9][12].

그림 5는 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 히스테리시스손은 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.

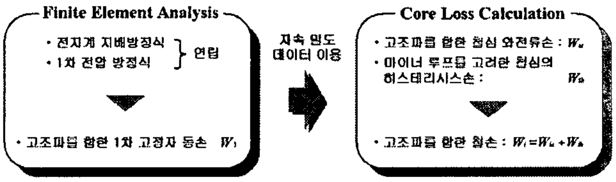



그림 5 철손 산정 절차

Fig. 5 Outline of iron loss calculation procedure

철판에 단일 주파수의 교번자계가 가해졌을 때, 단위 중량당의 철손 $W_i$는 근사적으로 다음 식으로 표현 되어진다.

$$W_i = k_e f^2 B_{max}^2 + k_h f B_{max}^2 \tag{8}$$

여기서 는 주파수, $k_e$와 $k_h$는 각각 엡스타인 시험에 의해 구해지는 와전류와 히스테리시스 손실 계수이고 우변의 제1항은 와전류손 $W_{ie}$, 제2항은 히스테리시스손 $W_{ih}$을 의미한다.

철판에 있어서, 철판과 평행으로 흐르는 자속밀도 $B$가 시간 변화하는 경우 단위 중량당의 와전류손 $W_{ie}$는 다음의 식(9)으로 표현 가능 하다.

$$W_{ie} = \frac{kh^2\sigma_{iron}}{12D}\frac{1}{T}\int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right|^2 dt \tag{9}$$

여기서 와 $D$는 철판의 두께와 밀도이고, $\sigma_{iron}$은 철판의 도전율이며 는 보정계수이다.

식(9)에서 우변은 정현파 인가 시에 다시 식(10)으로 표현되며 식(8) 우변의 제1항과 이 식이 근사하다고 생각할 수 있다.

$$\frac{1}{T}\int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right|^2 dt = 2\pi^2 f^2 B_{max}^2 \tag{10}$$

여기에서 자속밀도의 시간 고조파와 벡터 방향의 시간 변화를 고찰하기 위해 식(8)의 와전류 손실 계수 $k_e$와 유한요소법에서 계산되어지는 자속밀도 분포의 시간에 따른 데이터를 이용하면 와전류손 $W_{ie}$는 다음의 식(11)으로 표현 가능하다.

$$W_{ie} = \frac{k_e D}{2\pi^2} \times \int_{iron} \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left\{\left(\frac{B_r^{k+1}-B_r^k}{\Delta t}\right)^2 + \left(\frac{B_\theta^{k+1}-B_\theta^k}{\Delta t}\right)^2\right\} dv \tag{11}$$

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

결국 이 식(11)을 이용한다면 철심중의 각 유한요소에서 자속밀도의 시간에 따른 변화를 기억시키거나 푸리에 변환하지 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(8)의 히스테리시스 손실계수 $k_h$을 이용하면 식(12)으로 히스테리시스 손실도 표현 가능하다.

$$W_{ih} = \frac{k_h D}{T}\sum_{i=1}^{NE}\frac{\Delta V_i}{2}\left(\sum_{i=1}^{N_{pr}^i}(B_{mr}^{ij})^2 + \sum_{i=1}^{N_{p\theta}^i}(B_{m\theta}^{ij})^2\right) \tag{12}$$

여기서 $NE$은 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, $N_{pr}^i, N_{p\theta}^i$는 $i$번째 요소에서 자속밀도 $r,\theta$성분의 시간 변화에 대한 극대 · 극소치 개수이다.

## 4. 특성 개선을 위한 설계 방안

### 4.1 영구 자석 및 권선 배치 방법 변경

본 연구에서는 초기에 제안된 그림 1의 3상 6/8 구조 FRM에 비해 특성이 개선될 수 있는 새로운 영구 자석 및 권선 배치 방법을 제안하고자 한다. 기존의 FRM은 이웃하는 치가 마치 거울을 보듯이 서로 반대 극성의 영구 자석 배치 및 들어오고 나가는 방향이 반대로 되는 권선 형태를 갖는데 반해 제안된 방식은 각 치마다 동일한 방식으로 영구 자석과 권선이 배치돼 있다. 그림 6에 기존 방식과 제안된 방식의 권선 및 영구 자석 배치 방법을 비교하였다.

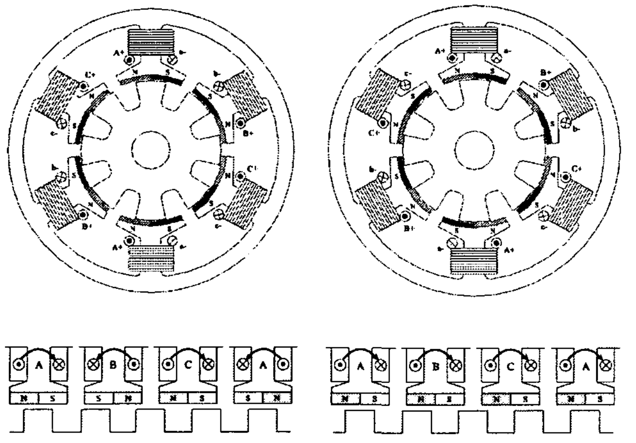
그림 7은 영구 자석 여자시의 역기전력과 코깅 토크 특성을 보여준다. 역기전력은 1500rpm 회전 시를 기준으로 계산하였으며 기존 방식에 비해 새로 제안한 영구 자석 및 권선 배치 방법에서 약 10% 이상 향상되고 있음을 알 수 있다. 또한 코깅 토크측면에서도 그다지 차이가 크지는 않지만 최대치가 약간 감소함을 볼 수 있다.

그림 8(a)은 고정자 전류(2A) 인가시의 자기 인덕턴스를 나타내며 제안된 방식에서 약간 작은 값을 갖고 있다. 그림 8(b)은 Flux-MMF 그래프를 나타낸다. 이 Flux-MMF 그래

프는 전동기의 한 상에 대해서 전기적 한 주기에 해당하는 순시 쇄교 자속 대 기자력의 변화를 그린 곡선으로 근본적으로 에너지 변환 루프를 나타내며, 그 내부 면적을 이용하여 평균 토크 및 순시 토크를 구하는 것이 가능하다. 따라서 Flux-MMF의 내부 면적이 기존 방식에 비해 넓으므로 제안된 방식이 토크 발생 능력면에서 우수함을 판단할 수 있다.

그림 9는 2A의 구형파 전류 여자시의 철손 해석 결과와 고정자 요크부에서의 자속 밀도 분포를 보여준다. 제안된 방식에서 회전자 철손이 약간 증가하지만 고정자의 와전류손 및 히스테리시스손이 감소하게 되므로 전체 철손측면에서는 작아짐을 볼 수 있다. 이와 같이 고정자 측 철손이 감소하게 되는 이유는 요크부 회전 방향 자속 밀도($B_\theta$)의 시간적인 변화가 그림 9(b)와 같이 기존에 비해 작아지기 때문이다. 그림 10은 단위중량당 철손 분포를 나타낸다. 고정자 요크부에서의 단위중량당 철손이 제안된 방식의 경우에 감소함을 확인할 수 있다.

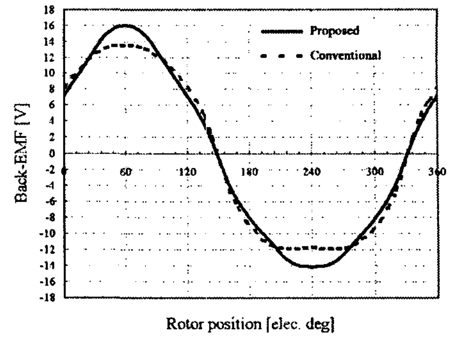
그림 11~12는 외부 자계 인가시의 영구 자석 감자 특성을 보여준다. FRM은 전기각으로 매 60도 마다의 전류(Commutation)에 의해서 통전하는 상이 바뀌는데, 그 중 그림 1의 해석 모델에서 a, c상이 통전하는 구간일 때 한상 당 기자력 2100 암페어 · 턴(At) 가해졌을 경우를 분석하였다. 축은 반시계 방향을 +각으로 하였을 경우 영구 자석의 위치를 나타내며, $y$축은 공극을 마주보고 있는 영구 자석 표면 부위에서의 자화량을 의미한다. 해석 결과를 보면 제안된 방식에서 감자의 영향이 작음을 알 수 있는데, 이는 감자가 일어나지 않는 영역은 초기 영구 자석의 잔류 자화량 1.15T를 그대로 가지고 있는데 반해, 비가역 감자가 발생한 부분은 영구 자석이 굴곡점(Knee Point)이하에서 동작하여 외부 자계가 제거되더라도 초기보다 감소한 잔류 자화량을 갖게 되는 것으로 판단 가능하다.



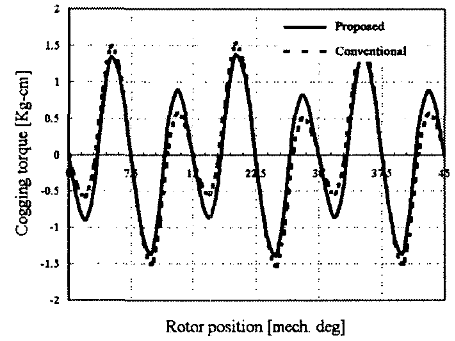
(a) 종래의 방식 (b) 제안된 방식

**그림 6** 영구 자석 및 권선 배치 방법

**Fig. 6** Arrangement Method of magnets and windings



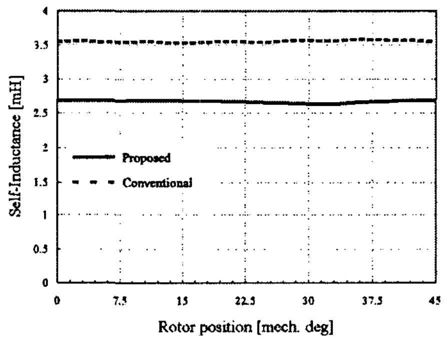

(a) 역기전력



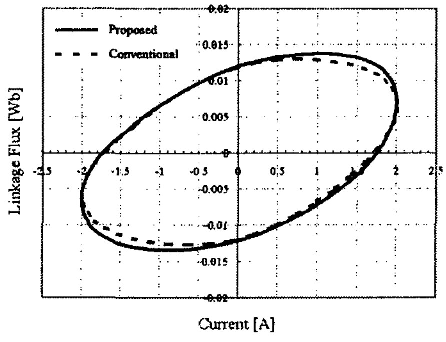

(b) 코깅 토크

**그림 7** 역기전력 및 코깅 토크 특성 비교

**Fig. 7** Characteristics comparison of Back-EMF and cogging torque



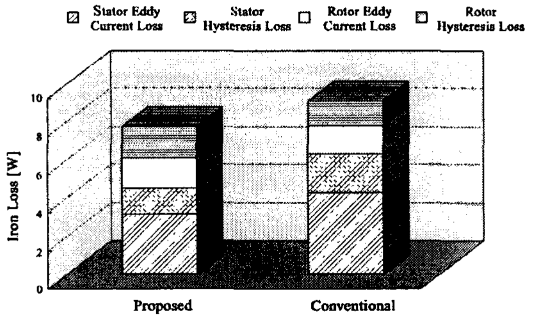

(a) 자기 인덕턴스



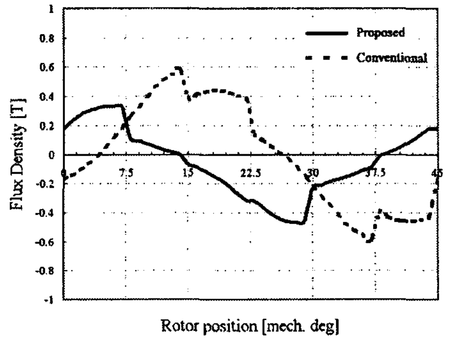

(b) Flux-MMF 평면

**그림 8** 자기 인덕턴스와 Flux-MMF 특성 비교

**Fig. 8** Characteristics comparison of self-inductance and Flux-MMF



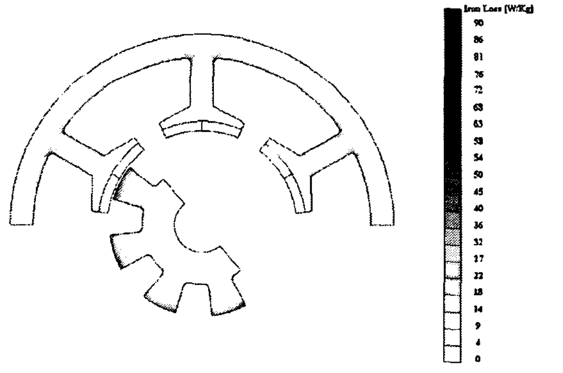

(a) 철손 해석 결과



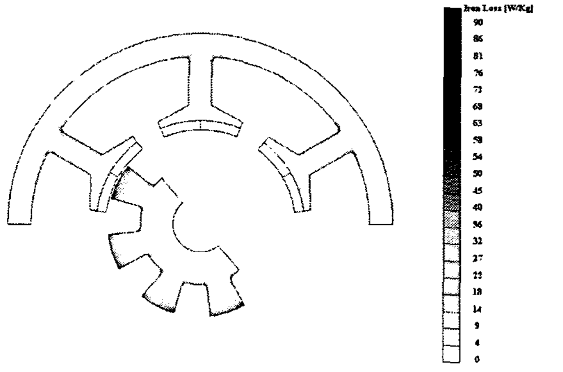

(b) 고정자 요크부 자속 밀도 분포

**그림 9** 자속 밀도 및 철손 해석 결과

**Fig. 9** Analysis results of flux density and iron loss




(a) 종래의 방식




(b) 제안된 방식

**그림 10** 철손 분포 비교

**Fig. 10** Comparison of iron loss distribution

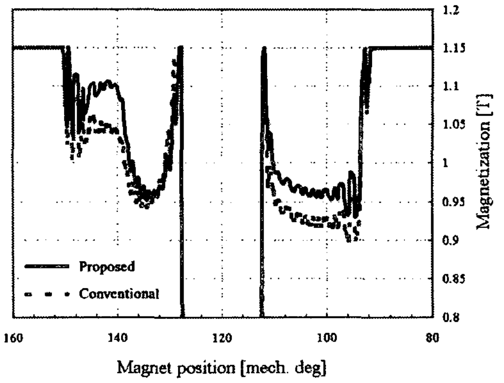
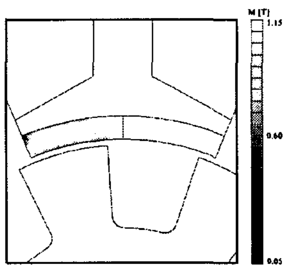
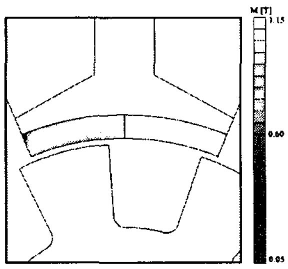



**그림 11** 감자 특성 비교

**Fig. 11** Demagnetization characteristic comparison



(a) 종래의 방식



(b) 제안된 방식

**그림 12** 감자 분포 비교

**Fig. 12** Demagnetization distribution comparison

### 4.2 고정자 및 회전자 형상 변경

그림 13은 특성 개선을 위한 고정자와 회전자 치 형상을 나타낸다. 제안된 고정자 치 형상은 영구 자석이 고정될 수 있는 오목한 형태이며, 회전자 치 형상은 누설 자속에 대해 자기 저항의 역할을 할 수 있는 자속 장벽(Flux Barrier)이 치 끝단에 구현된 구조이다. 고정자 치의 오목 구조는 자기 회로의 역할 뿐만 아니라 접착제 등으로 부착된 영구 자석의 이탈에 대해 기계적으로도 안전하게 지지하는 기능을 한다.

그림 14는 기존 및 제안된 형상의 1500rpm 운전시 역기전력과 코깅 토크 특성을 비교하여 보여준다. 제안된 형상의 경우가 역기전력 특성면에서 향상되고 코깅 토크는 감소함을 볼 수 있다. 그림 15는 2A 인가 시 자기 인덕턴스 및 Flux-MMF 그래프를 나타낸다. 자기 인덕턴스는 그 크기가 커지면서 약간의 최대치와 최소치 차이가 발생하게 되고 Flux-MMF의 내부 면적도 증가함으로 토크 발생 능력이 우수함을 확인할 수 있다.

회전자 치 형상은 끝단으로 흘러 들어오는 프린징(Fringing) 누설 자속에 대해 자기 저항의 역할을 할 수 있는 구조를 갖는 것이 특성 개선에 효과적이다. 따라서 제안된 자속 장벽 이외에도 그림 16과 같이 적절한 회전자 치 폭의 선택과 치 상단부의 형상 변경을 통해서 구현 가능하다.

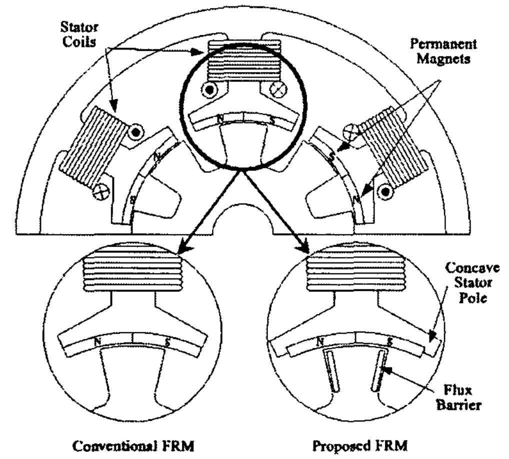
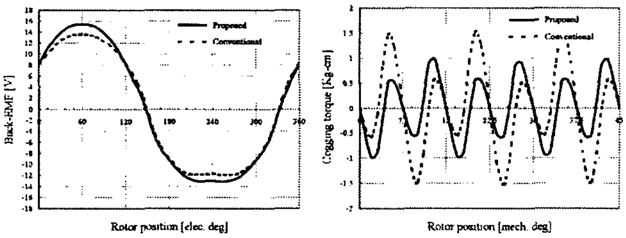
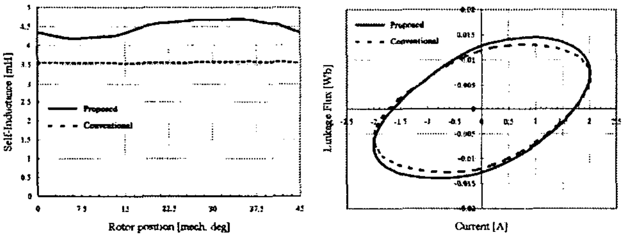



그림 13 고정자 및 회전자 치 형상
Fig. 13 Stator and rotor teeth shape



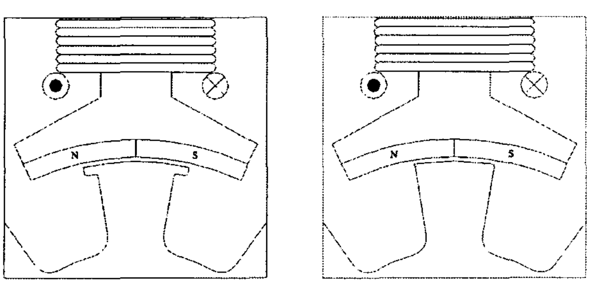

(a) 역기전력 (b) 코깅 토크

그림 14 역기전력 및 코깅 토크 특성 비교
Fig. 14 Characteristics comparison of Back-EMF and cogging torque




(a) 자기 인덕턴스 (b) Flux-MMF 평면

그림 15 자기 인덕턴스와 Flux-MMF 특성 비교
Fig. 15 Characteristics comparison of self-inductance and Flux-MMF



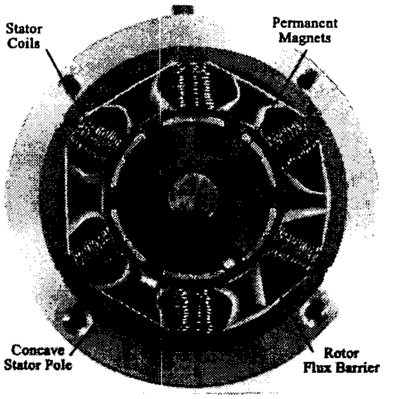
(a) 회전자 치 상단부 형상 변경 (b) 회전자 치 폭 변경

그림 16 회전자 치 형상
Fig. 16 Rotor teeth shape

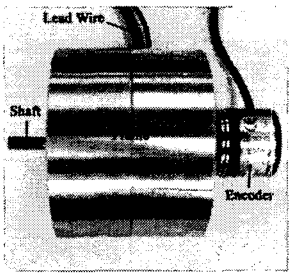
## 5. 시작기 제작 및 특성 실험

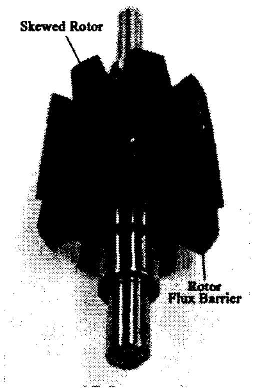
### 5.1 시작기 제작

특성 개선을 위해 제안한 영구 자석 및 권선 배치 방법, 고정자 및 회전자 형상이 효과적인지를 검증하기 위해 그림 17의 FRM을 제작하였다. 고정자 치 표면의 영구 자석은 Locktite 접착제를 이용하여 부착하였고, 회전자에는 코깅 토크를 최소화하기 위해서 그림 17(c)과 같이 기계각으로 15도의 스큐를 시행하였다. 또한 FRM의 반부하측에는 회전자 위치에 대한 정보를 얻고자 광학식 엔코더를 설치하였다. 그림 17(b)은 최종 조립된 FRM의 외형을 나타낸다.




(a) 고정자 및 회전자




(b) FRM 외관 (c) 스큐를 가진 회전자

그림 17 제작된 FRM
Fig. 17 Manufactured FRM

### 5.2 특성 실험 결과

그림 18은 역기전력 측정을 위한 실험 장치이다. 역기전력은 제작된 FRM을 속도 제어가 가능한 AC Servo 전동기에 연결하여 일정 속도로 구동시킨 후 오실로스코프를 이용해 측정하였다. 그림 19는 1500rpm으로 회전할 때 역기전력의 해석 및 실험 결과를 보여준다. 역기전력의 크기 및 형상측면에서 두 결과가 서로 잘 일치하고 있으며, 스큐에 의해서 상당히 정현적인 형상을 갖는 역기전력이 발생함을 알

수 있다. 이러한 역기전력의 해석 및 실험 결과로 볼 때, 종래 방식의 FRM은 실제로 제작하지 않았지만 특성 예측을 위해 적용한 유한요소 해석 방법의 정확성을 검증할 수 있으므로 본 연구에서 제안한 방안이 FRM의 특성 개선에 효과적임은 판단 가능하다.

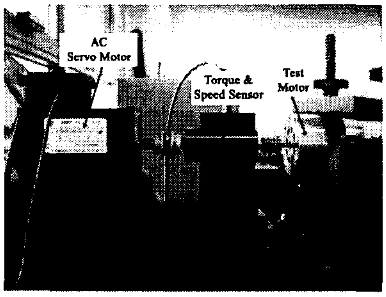
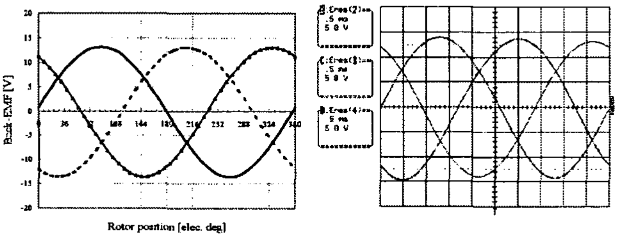



**그림 18** 역기전력 측정 장치
**Fig. 18** Experimental equipment for Back-EMF




(a) 해석 결과 (b) 실험 결과
**그림 19** 역기전력 결과 비교
**Fig. 19** Comparison of Back-EMF results

## 6. 결 론

고정자 치 표면에 영구 자석이 놓여 있는 자속 역전식 기기는 영구 자석으로 인한 코깅 토크 및 비가역 감자 특성을 갖고 있으며, 구조적으로 자기 회로에 누설이 많아 이를 개선하기 위한 설계 방안이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 FRM의 특성 개선에 효과적으로 적용할 수 있는 고정자·회전자 형상, 영구자석 배치 및 고정자 권선법 등의 설계 방안을 제시하였다.

기존 방법과의 특성 비교를 위해 2차원 유한요소법을 이용하여 철손 및 영구 자석 감자 특성 등의 해석을 수행하였으며, 해석 결과 여러 가지 특성 면에서 제안된 설계 기법이 성능 개선에 효과적임을 알 수 있었다. 끝으로 실제 시작기의 제작 및 실험을 통해 제안된 설계 기법의 타당성을 검증하였다.

본 논문에서 제안된 설계 기법은 향후 FRM의 설계에 유용한 자료가 될 것으로 사료된다.

### 감사의 글

본 연구는 2001.7월부터 2002. 6월까지 한양대학교 교내과제 지원으로 수행되었습니다.

## 참 고 문 헌

[1] 소형 모우터 기술조사위원회, "소형 모우터 기술 현황," 대한전기학회, 1995.
[2] 리럭턴스모터 조사전문위원회, "스윗치드 리럭턴스 모터의 기술 동향," 대한전기학회, 1994.
[3] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda, and N. N. Fulton, "Variable speed switched reluctance motors," Proc. IEE, vol. 127, pt. B, pp. 253-265, July 1980.
[4] 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.
[5] C. X. Wang, I. Boldea, and S. A. Nasar, "Characterization of three phase flux reversal machine as an automotive generator," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 16, no. 1, March 2001.
[6] 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.
[7] 이상엽, 곽상엽, 김재광, 정현교, "고정 투자율법을 적용한 매입형 영구 자석 전동기의 특성 해석," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 941-943, 2004.
[8] G. H. Kang, J. P. Hong, G. T. Kim, and J. W. Park, "Improved parameter modeling of interior permanent magnet synchronous motor based on finite element analysis," IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp. 1867-1870, July 2000.
[9] 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.
[10] J. G. Zhu and V. S. Ramsden, "Improved formulations for rotational core losses in rotating electrical machines," IEEE Trans. Magn., vol. 34, no. 4, pp. 2234-2242, 1998.
[11] N. Sadowski, M. Lajoie-Mazene, J. P. A. Bastos, M. V. Ferreira da Luz, and P. Kuo-Peng, "Evaluation and analysis of iron losses in electrical machines using the rain-flow method," IEEE Trans. Magn., vol. 36, no. 4, pp. 1923-1926, July 2000.
[12] K. Yamazaki and Y. Haruishi, "Stray load loss analysis of induction motor-comparison of measurement due to IEEE standard 112 and direct calculation by finite-element method," IEEE Ind. Applicat., vol. 40, no. 2, pp. 543-549, March/April 2004.

# 저 자 소 개

**김 태 형(金 泰 亨)**
1969년 4월 3일 생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995~2002년 LG전자 DA 연구소 선임연구원. 2001년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (02) 2290-0349, Fax : (02) 2294-0349
E-mail : ktheoung@dreamwiz.com

**이 주(李 柱)**
1963년 8월 30일 생. 1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 SYSTEM 정보과학연구과 졸업(공박). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 공대 전자전기공학부 부교수.
Tel : (02) 2290-0342, Fax : (02) 2295-7111
E-mail : julee@hanyang.ac.kr

**이 상 돈(李 相 敦)**
1958년 6월 14일생. 1981년 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~ 1995년 국방과학연구소 선임연구원. 2003년~2004년 Simon Fraser Univ. 방문교수. 1995년~ 현재 국립원주대학 전기과 부교수
Tel : 033-760-8421, Fax : 033-760-8420
E-mail : leesd@wonju.ac.kr