

# 고속 전철 견인용 영구자석 전동기의 고조파 철손해석

## Harmonic Iron Loss Analysis of Permanent Magnet Motor for High-Speed Train

서장호<sup>†</sup> · 정태경\* · 정상용\*\* · 이철균\*\*\* · 정현교\*\*\*\*

Jang-Ho Seo · Tae-Kyung Chung · Sang-Yong Jung · Cheol-Gyun Lee · Hyun-Kyo Jung

**Abstract** To predict efficiency of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) for traction motor and to cope with the risk of demagnetization in the permanent magnets, accurate iron loss analysis and understanding of the characteristic of the iron loss are very important at motor design stage. In this paper, we present the method to estimate the iron loss for the IPMSM considering the driving conditions such as both field weakening control and maximum torque per ampere control.

**Keywords** : Driving condition, Demagnetization, Efficiency, Iron loss, Permanent magnet motor

**요 지** 차세대 고속 전철용 매입형 영구자석 전동기의 효율 및 매입된 자석의 감자를 방지하기 위해서 정확한 철손 해석과 철손특성을 이해하는 것은 전동기 설계단계에서 매우 중요하다. 본 논문에서는 견인전동기의 약계자 제어 및 최대토크 제어와 같은 구동상황을 고려하여 운전영역별 철손해석을 수행하고 특성을 분석하고자 한다.

**주 요 어** : 구동조건, 감자, 효율, 철손, 영구자석 전동기

### 1. 서 론

최근 전력전자기술의 급속한 발전 및 영구자석 성능 향상에 힘입어 영구자석 동기전동기를 견인전동기로서 연구 개발되고 있는 실정이다.

고속전철 견인용 전동기는 차량시스템의 운전특성을 고려하여 기계적 강건성, 높은 효율 및 높은 출력 밀도, 넓은 정출력 영역 등의 다양한 요구사항을 만족해야 한다. 이와 같은 조건들을 만족시키는 전동기 타입으로서 매입형 영구자석 전동기(Interior Permanent magnet synchronous machine)는 영구자석이 회전자에 매입되어 있어 기계적인 강건성을 가지며 자기적 돌극성(Magnetic Saliency)에 의한 돌극 토크(Reluctance Torque)를 부가적으로 이용하여 높

은 출력밀도를 가지며 약계자 제어특성이 좋아 넓은 정출력 영역을 쉽게 확보할 수 있다[1-2]. 한편, 매입형 영구자석 전동기는 회전자에 매입된 영구자석의 구조적 위치 때문에 자기포화(Magnetic Saturation) 특성이 두드러진다. 이러한 자기포화 특성으로 인해 전동기의 자속밀도파형(Magnet Flux Density Waveform)은 다른 전동기에 비해 많은 고조파 성분을 함유하고 있다[3]. 따라서 매입형 영구자석 전동기를 고속으로 제어할 경우, 고조파 성분에 의한 철손이 많이 발생할 수 있다. 특히, 매입형 영구자석 전동기의 회전자 철손 발생량이 표면부착형 영구자석전동기 타입에 비해 많이 발생하므로 고속에서 동작 시 이를 고려한 설계가 필수 수반되어야 한다.

본 논문은 고속전철용 영구자석 전동기를 대상으로 약계자 제어상황과 같은 구동상황을 고려하여 전동기의 고조파 철손을 해석하며 그 특성을 분석하고 이해하여 고속전철용 견인전동기에 적합한 영구자석 전동기를 개발할 수 있는 요소기술을 마련하기 위한 것이다.

<sup>†</sup> 책임저자 : 정희원, 서울대학교, 전기역학연구소  
E-mail : jangho78@elecmech.snu.ac.kr  
TEL : (02)880-7262 FAX : (02)878-1452

\* 중앙대학교 전자전기공학부

\*\* 동아대학교 전기공학과

\*\*\* 동의대학교 전기공학과

\*\*\*\* 서울대학교 전기공학부

## 2. 매입형 영구자석 동기전동기

### 2.1 IPMSM의 구조

매입형 영구자석 전동기의 형상을 Fig. 1에 나타내었다. 자석의 배치는 N, S극이 번갈아가며 놓여있다. 회전자와 영구자석에 의한 자화방향은 반경방향의 중심축에 평행한 방향으로 자화되어 있다. 자석에 의한 자속의 방향을 고려하여 반경방향의 자석의 중심축을 d축으로, d축으로부터 전기각(Electrical Angle)으로 90도 만큼 떨어져 있는 자석 사이의 중심을 q축으로 정의한다.

IPMSM은 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 있어 회전자 표면의 기계적인 구조는 대칭이지만 자기적으로는 q축과 달리 d축의 공극이 d축 자로에 존재하는 효과가 있다. 그러므로, 자석을 통과하지 않는 q축 자로에 비해 d축 자로의 자기저항이 크므로 q축의 인덕턴스가 d축보다 크다. 따라서 IPMSM은 영구자석이 회전자 내부에 삽입되어 회전자에 돌극성이 생기기 때문에 여러 독특한 특성을 갖는다.

IPMSM은 영구자석이 회전자에 매입되어 있어 d-q축 자기 저항차이에 의한 톨러턴스 토크성분을 부가적으로 가지므로 단위체적당 큰 토크를 얻을 수 있는 장점을 지닌다.

또한 유효공극이 작아 고정자의 인덕턴스가 크기 때문에 전기자 반작용 효과가 현저하여 고정자 전류에 의하여 공극자속을 감소시킬 수 있으므로 일정 출력 영역에서 약계자 운전이 가능하여 매우 높은 속도까지의 운전이 가능하다.

아울러, 영구자석이 매입된 구조로 회전자의 기계적 견고함이 우수하여 견인전동기로서의 그 응용범위가 확대되고 있다.

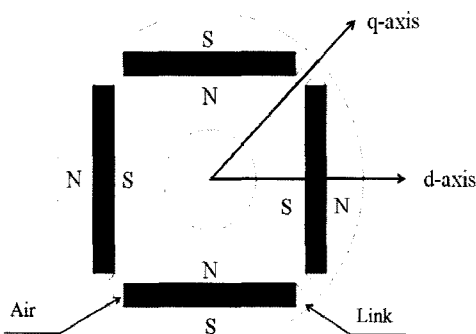


Fig. 1. Rotor cross section of IPMSM

### 3. IPMSM의 가변속 운전특성

IPMSM은 돌극비(saliency ratio,  $L_q/L_d$ )에 비례하여 약계자 제어를 통한 광범위한 가변속 운전 특성을 지닌다. 이러한 전동기의 운전영역에 따른 제어방법은 전류 크기와

전류 위상각을 제어하는 방법을 많이 사용한다.

IPMSM의 운전영역은 Fig. 2에 나타낸 것과 같이 정토크 영역(Constant Torque)과 정출력(Constant Power)영역으로 나눌 수 있다. 일반적으로 정토크 영역에서는 최대토크제어를 통해 높은 기동토크를 얻고 정출력 영역에서는 전류 위상각 제어를 통해서 운전 속도 범위를 확장할 수 있다.

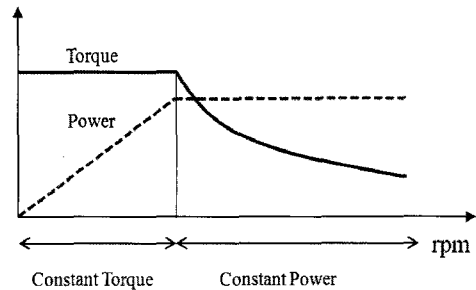


Fig. 2. Field-weakening region with voltage limit ellipse

### 3.1 정출력 운전 영역: 약계자 제어(Field weakening control)

일정 출력 운전 영역은 전동기의 속도가 증가함에 따라 전동기의 인덕턴스와 영구자석에 의한 역기전력이 인버터가 공급할 수 있는 최대 전압이상으로 증가하는 영역이다. 이 영역에서는 식 (1)과 같이 전압과 전류가 동시에 제한되어 높은 속도와 큰 토크를 얻기 위하여 음의 방향으로 d축 전류를 흘리는데 이때 사용되는 제어 방식이 약계자 제어이다. 이론적으로 약계자 제어시 운전점은 Fig. 3와 같이 전류 제한원과 전압 제한 타원의 교차점을 따라 이동한다.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_s^2_{max}, v_d^2 + v_q^2 \leq V_s^2_{max} \quad (1)$$

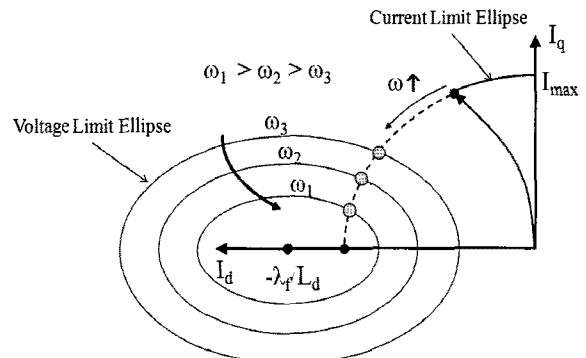


Fig. 3. Field-weakening region with voltage limit ellipse

## 4. 고조파 철손 해석

### 4.1 해석 대상

고속 전철용 견인전동기의 운전특성을 고려한 철손해석을 위해서 본 논문에서는 100[kW]급 IPMSM을 설계하였

으며 그 형상은 Fig. 4와 같다. 해석대상의 설계사양을 Table 1에 제시하였다. 높은 톨러턴스 토크를 갖기 위해서 2층 구조의 자석을 사용하였으며 정현파 역기전력을 얻기 위해 자석을 부분적으로 매입하였다.

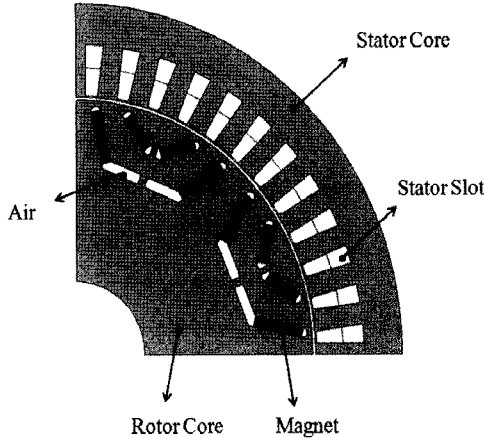


Fig. 4. Analysis model for iron loss calculation

Table 1. Specification of analysis model

최고 속도	12000[rpm]
최대 출력	100[kW]
최대 입력 전류	565[Apeak]
적층길이	190[mm]
고정자 외경	240[mm]
자석	Nd-Fe-B. sintered magnet
강판	S08, 0.35t

#### 4.2 운전특성을 고려한 IPMSM의 운전점 추출

일반적으로, 기저속도(Base Speed)가 될 때까지 정토크 제어로 동작하기 때문에 약계자 운전이 시작되기 전까지 전류위상각은 전동기가 최대 토크를 낼 수 있는 전류각( $\beta_{max}$ )으로 고정된다. 이때, 정토크 영역에서의 전류 각( $\beta_{max}$ ) 및 최대 토크( $T_{max}$ )는 다음 식을 이용하여 계산한다.

$$\frac{dT}{d\beta} = 0 \quad (2)$$

약계자 제어시의 운전점 계산을 위한 순서도를 Fig. 5에 제시하였다. Fig. 3에서 나타낸 것처럼, 전압 타원의 중심이 전류제한원 밖에 존재하면 정출력 영역에서의 운전점은 전류제한원과 전압타원의 교점이다. 따라서 임의의 속도 정보와 전압 제한조건을 가지면 주어진 속도에서 d, q전압 방정식을 계산하여 최대토크를 낼 수 있는 전류각을 추출할 수 있다.

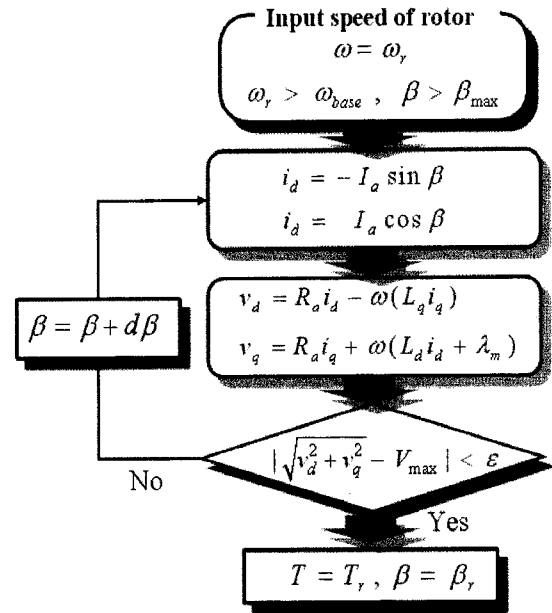


Fig. 5. Flow chart of calculating both current angle and torque considering field weakening control

#### 4.3 자계 해석 조건

철손해석을 위해 본 논문에서는 time-step 자계해석을 수행하였다. 해석 모델의 입력 전류는 정현파라고 가정하였다. 인버터에 의한 고조파 성분도 최근 중요한 문제이지만 [4,5], 본 논문에서는 약계자 제어특성에 따른 철손 변화양상을 알아보는 것이 목적이므로 인버터 고조파 성분은 고려하지 않았다.

유한요소 해석에는 1차 형상함수를 사용하였으며, 고조파 자속밀도 성분을 충분히 고려하기 위해 time-step의 개수를 300번, 요소 개수를 52797로 설정하였다.

#### 4.4 철손 해석 기법

강판에 단일 주파수의 교번자계가 가해졌을 때, 단위 중량당의 철손  $W_i$ 를 다음 식을 이용하여 표현할 수 있다.

$$W_i = k_e f^2 B_{max}^2 + k_h f B_{max}^2 \quad (3)$$

여기서  $f$ 는 주파수, 우변의 제1항은 와전류손실, 제2항은 히스테리시스손실을 의미한다.  $k_e$ 와  $k_h$ 는 엡스타인 시험에서 얻은 철손 커브를 이용하여 계산하였다[6-8].  $k_e$ 와  $k_h$ 는 자속밀도 크기에 따라 변하는 양상을 보이지만 0.7[T] 이상부터는 거의 일정한 값을 가진다. 본 논문에서는 이 일정한 값( $k_e$ 와  $k_h$ )을 철손 해석에 적용하였다.

일반적으로 IPMSM은 자기포화 지점에서 동작하게 되어 다른 전동기 타입에 비해 시간 고조파 성분에 의한 철손이 많이 발생한다. 따라서 이러한 시간 고조파 성분에 의한 철손을 고려하기 위해 본 논문에서는 자속 밀도 파형으로

부터 직접 철손을 구하는 Yamazaki가 제안한 방법[6,7]과 주파수 변환(Fourier transform)을 통한 고조파 철손 해석기법[8]을 IPMSM의 철손해석에 적용하였다.

Yamazaki 방식에 따르면, 우선 전자계 지배방정식과 시간 차분 유한요소법을 이용하여, 각 요소에서의 시간에 따른 순시 자속 밀도를 구한다. 그 후 와전류 손실은 바로 이전 및 현재 시간에서 구해진 자속 밀도와 엡스타인 시험에서 얻어진 와전류손 계수를 이용하여 계산하고, 메이저(Major) 및 마이너(Minor) 루프를 포함한 히스테리시스손실은 한 주기분에 해당하는 자속 밀도의 최대치 및 최소치를 찾아 저장한 후 히스테리시스 계수를 이용하여 구하게 된다. Yamazaki 기법은 시간 영역에서 짧은 시간에 고조파 성분을 고려할 수 있는 철손 해석 기법이다[6,7].

Yamazaki 철손 해석 기법에 의한 와류손실과 히스테리시스 손실 식은 다음과 같이 표현된다.

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

$$W_{ih} = \frac{K_h D}{T} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\Delta V_i}{2} \left( \sum_{j=1}^{N_{mn}^i} (B_{mn}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_{mt}^i} (B_{mt}^{ij})^2 \right) \quad (5)$$

여기서  $\Delta t$ 는 데이터의 시간 간격

$N$ : 반복 횟수

$NE$ : 철심에 포함되어진 총 요소 수

$\Delta V_i$ :  $i$ 번째의 요소에 대응하는 체적

$B_{mn}^{ij}, B_{mt}^{ij}$ : 반경방향과 원주방향성분의 성분에 해당하는 각 히스테리시스 루프의 진폭

$N_{pm}^i, N_{pt}^i$ :  $i$ 번째 요소에서 자속밀도 반경방향과 원주방향 성분의 시간 변화에 대한 극대·극소치 개수.

Yamazaki 철손 해석 기법이 짧은 시간에 철손해석을 수행할 수 있지만, 고조파 철손 성분을 따로 구분지어서 계산할 수는 없다. 이러한 고조파 철손분석을 위해선 주파수 분석이 필요하다. 본 논문에서는 고조파 철손을 분석하기 위해 다음과 같은 수식을 이용하였다[8].

$$W_{ie} = \int_{iron} \sum_n^M K_e D \cdot (nf)^2 \cdot \{B_{r,n}^2 + B_{\theta,n}^2\} dv \quad (6)$$

$$W_{ih} = \int_{iron} \sum_n^M K_h D \cdot (nf) \cdot \{B_{r,n}^2 + B_{\theta,n}^2\} dv \quad (7)$$

여기서  $n$ 은 고조파 차수,  $M$ 은 고조파 차수의 총 수.

본 논문에서는 많은 해석 시간을 필요로 하는 속도에 따

른 철손 해석에는 Yamazaki 철손 기법을, 특정 속도에서의 고조파 성분 분석을 위해서는 주파수 철손 기법을 적용하여 분석하였다.

## 5. 해석 결과

### 5.1 IPMSM의 속도에 따른 운전점 계산

운전특성을 고려한 철손해석을 위해, 앞서 제시하였던 정토크 영역에서의 전류각 계산식 (2)과 정출력 영역에서의 전류각 계산법(Fig. 5)을 해석모델에 적용하였다. Fig. 6은 해석 모델의 속도에 따른 운전점을 나타낸다. 기저속도가 약 3600[rpm]에서 발생하여 전류 위상각이 최대 79도까지 증가함을 알 수 있다. Fig. 7는 기저속도인 3600[rpm]과 전동기 최대 속도인 12000[rpm]에서 자속밀도 분포를 보여준다. 12000[rpm]에서 전류각이 79도까지 증가하여 음의 방향으로  $d$ 축 전류크기가  $i_d = -370$ [Apeak]에서  $i_d = -554$ [Apeak]으로 커져 자석이 만드는 자속을 많이 상쇄시켜 자로의 자속밀도 크기가 많이 작아짐을 알 수 있다. 해석 모델의 요크영역을 보면 자속밀도 크기가 1.80[T]에서 0.75[T]로 줄어들음을 확인할 수 있다.

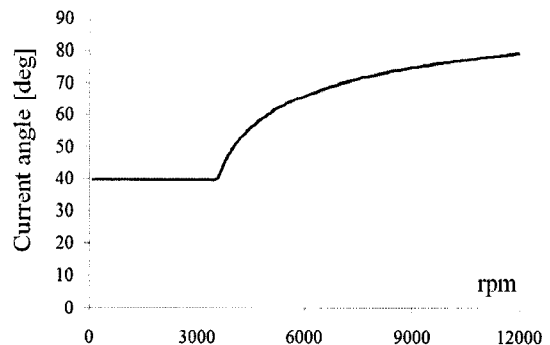


Fig. 6. Current angle of IPMSM

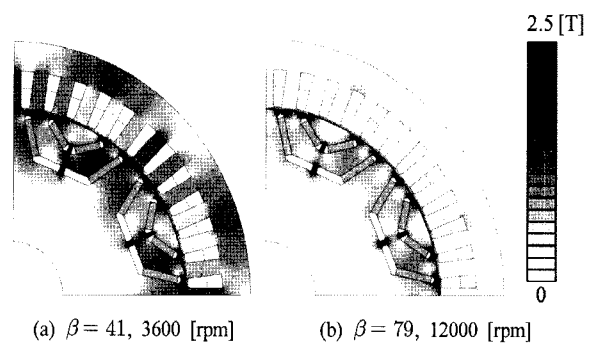


Fig. 7. Flux density distribution of IPMSM

### 5.2 속도 영역에 따른 철손 해석 결과

이 절에서는 속도에 따른 전동기 철손 해석 결과를 제시한다. 이때 계산은 Yamazaki 방식으로 수행하였다.

속도에 따른 전동기의 전체 철손량을 Fig. 8에 제시하였다. 기저속도 지점에서부터 약계자 제어를 하기 때문에 자속밀도의 크기가 줄어 철손이 감소하는 경향을 보이지만 고속으로 갈수록 자속밀도의 감소분보다 주파수의 영향이 철손에 미치는 영향이 커져 속도에 따라 증가하는 양상을 나타내었다.

Fig. 9에서는 속도에 따른 회전자 히스테리시스 손실과 와전류 손실을 나누어 나타내었다. 회전자의 히스테리시스 손실은 속도가 증가하여도 자속밀도의 최대 진폭이 작기 때문에 증가하지 못하였다. 반면, 와전류 손실은 속도에 따라 많이 증가하는 경향을 보였는데 이는 와전류 손실이 동작주파수의 제곱에 비례하는 성질 때문으로 판단된다.

기저속도인 3600[rpm]과 최고속도 12000[rpm]에서 운전점을 고려한 철손해석 결과를 Fig. 10, 11에 나타내었다. 한 주기분에 해당하는 자속밀도 파형을 보면, 고정자의 요크(Yoke) 부분과 치(Tooth) 부분에서는 한 주기 파형만 보여주는데 반해, 회전자 영역에서는 12 고조파 성분이 우세한 자속밀도 파형을 보여준다. 이는 고정자 영역에서는 고정자 권선이 만드는 회전자계가 입력 주파수에 동기화되어 동작 주파수의 한 주기만을 보여주지만, 회전자영역에서는 고정자 권선 슬롯 개구(Slot Opening)때문에 생기는 슬롯 고조파 때문에 고정자 영역과 다른 양상을 보이는 것이다. 회전자 영역의 우세한 고조파 차수는 다음과 같은 식을 이용하면 간단히 계산 가능하다.

$$\frac{SN}{P/2} \quad (8)$$

여기서  $SN$ 은 고정자 슬롯 수,  $P$ 는 극수이다. 해석 모델의 슬롯수가 48이고 극수가 8이므로 회전자의 우세한 고조파 차수는 12가 되는 것이다.

또한, 회전자 표면 쪽이 고정자 슬롯 개구에 의한 자기저항의 변화율을 직접적으로 영향을 받기 때문에 회전자 표면에서 철손이 많이 발생하였다.

따라서 IPMSM타입의 견인전동기 설계 시, 회전자 철손으로 인한 영구자석의 감자를 방지하기 위해서 고정자 슬롯 개구폭 크기의 결정과 영구자석의 위치 설정에 주의해야 한다.

Fig. 11은 전류 위상각을 79도 키운 12000[rpm]에서의 철손 분포를 나타내었는데, 전류 위상각이 41도인 3600[rpm]의 철손분포와 다른 양상을 보여준다. 약계자 제어 시, 고정자 전류가 만드는 자속의 기본파와 자석이 만드는 자속의 기본파끼리 서로 상쇄하여 전체적인 자속밀도 크기는

줄었지만, 고조파 성분은 상쇄되지 못하고 남아 있어 자속밀도의 파형이 고속으로 갈수록(=전류 위상각을 키울수록) 왜곡이 심해진 것이다. 따라서 약계자 제어 시, 기본파의 크기보다 고조파 성분에 의한 철손이 크게 미치는 영역으로 봐야 타당하다.

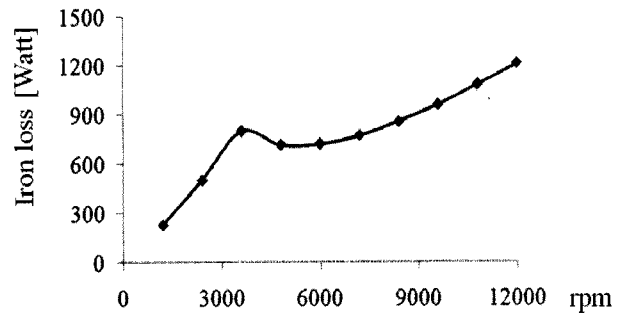


Fig. 8. Iron loss of IPMSM

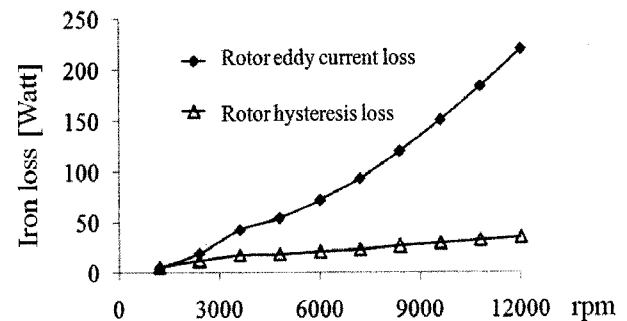


Fig. 9. Hysteresis and eddy-current losses in rotor

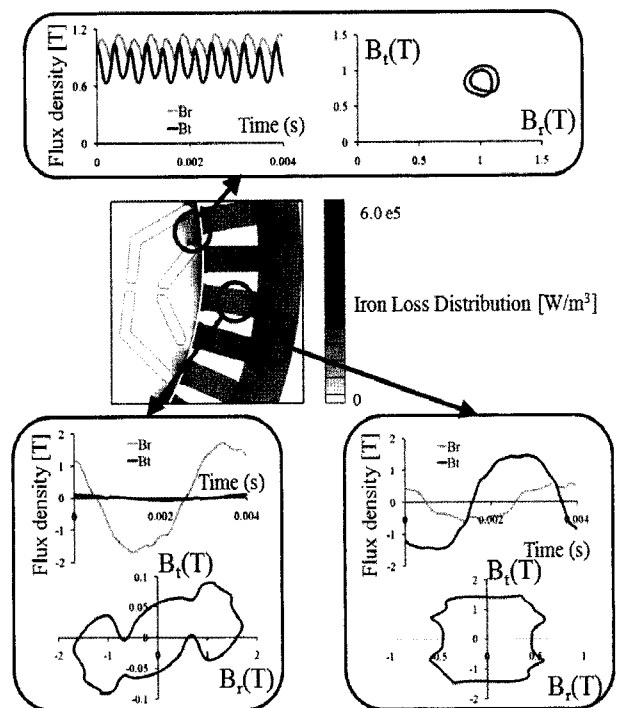


Fig. 10. Iron loss distribution of IPMSM (3600 [rpm],  $\beta = 41$ )

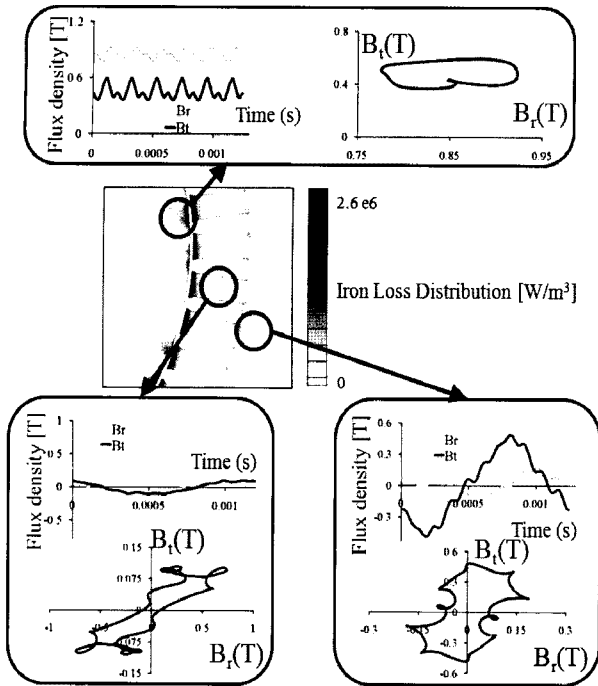


Fig. 11. Iron loss distribution of IPMSM.(12000 [rpm],  $\beta = 79$ )

### 5.3 고조파 철손 해석 결과

제어특성에 따른 고조파 철손 분석을 위해 식 (6)과 (7)을 이용하였고 그 결과를 Fig. 12와 13에 제시하였다. 고조파 분석에 필요한 fourier transform은 많은 해석 시간을 필요하기 때문에 4개의 속도(1200 [rpm], 3600 [rpm], 6000 [rpm], 8400[rpm], 12000[rpm])구간에서만 해석을 수행하였다. Fig. 12는 해석 모델의 속도 및 차수에 따른 철손량을 나타낸다. 기본파 성분만 보면, 기저속도 이하인 1200 [rpm]과 기저속도 3600[rpm]까지는 기본파 철손은 증가하였다. 반면, 3600[rpm]이후에는 약계자 제어 특성에 의해 고정자 권선에 의한 기본파 기자력과 회전자 자석에 의한 자속이 서로 상쇄하기 때문에 기본파 철손은 감소하였다. 이는 Fig. 11의 자속밀도 파형이 찌그러지는 현상의 원인과 일맥상통한다고 판단된다.

Fig. 13은 속도에 따른 고조파 성분에 의한 철손 특성을 보여준다. 그림에서와 같이, 고조파 철손은 속도에 따라 선형 증가하는 특성을 보여주었다. 따라서, IPMSM의 고속에서의 철손 특성은 기본파 철손이 아닌, 고조파 철손이 결정한다는 것을 알 수 있다.

주파수 분석의 해석 결과와 시간영역에서의 철손 해석 결과(Yamazaki 철손법)를 비교하였고 Table 2에 제시하였다. 이때 시간 영역 모델(Yamazaki 철손법)을 기준으로 오차를 계산하였다. 최소 -3.46 [%], 최대-6.5 [%]의 오차가 발생하였다. 오차가 음의 부호를 갖는다는 것은 Yamazaki 모델이 주파수 분석에 비해 작은 값을 갖는다는 것을 의미한다. 원래 Yamazaki 모델은 고조파 성분을 고려하기 위한

간략화된 모델이므로 주파수 분석 결과에 비해 작게 나오는 것이며 이는 [8]에서 제시한 경향과 잘 일치한다.

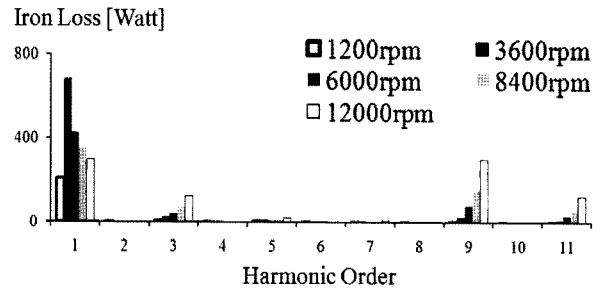


Fig. 12. Iron losses of IPMSM by Fourier analysis

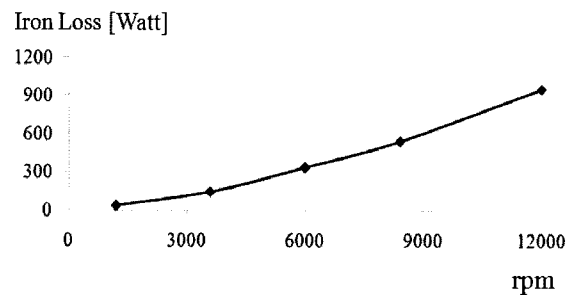


Fig. 13. Harmonic iron losses of IPMSM

Table 2. Error between time-domain model and frequency-domain model

	Error [%]
1200 [rpm]	-4.43
3600 [rpm]	-3.46
6000 [rpm]	-6.50
8400 [rpm]	-5.12
12000 [rpm]	-4.04

## 6. 결론

본 논문에서는 고속 전철용 견인전동기의 운전특성을 고려한 고조파 철손해석을 수행하였다. 견인전동기의 운전특성을 명확히 고려하기 위해 일정토크 영역과 약계자 영역의 운전점을 개별적으로 추출하고 이를 전자계해석에 대입하여 자속밀도파형을 추출하였다. 추출한 자속밀도파형을 가지고 시간영역에서 바로 고조파 철손을 고려하는 Yamazaki 철손해석 기법과 Fourier transform을 이용한 주파수 철손 기법에 적용하였다.

해석결과, 운전 영역에 따라 영구자석 전동기의 철손 양상이 변하였다. 약계자 영역 구간에서는 기본파 철손이 감소되는 반면, 고정자 기본 기자력에 의해 상쇄되지 못한 고조파 철손이 속도에 따라 증가함을 알 수 있었다.

또한 회전자 영역의 철손은 고속 영역에서 와전류 손실

에 의해 주로 발생하였으며 발생 위치는 회전자 표면에 주로 분포하였다.

따라서 고속전철용 견인전동기의 고효율 설계를 위해서는, 운전조건을 고려한 철손해석을 수행하여 철손의 양과 분포를 설계 단계에서 충분히 고려해야 할 것이다.

## 감사의 글

본 연구는 국토해양부 미래철도기술개발사업의 연구비 지원(과제번호 07차세대고속철도 A01)에 의해 수행되었습니다.

## 참고 문헌

1. Kwak, S.Y., Kim, J.K., and Jung, H.K.(2005), "Characteristic analysis of multilayer-buried magnet synchronous motor using fixed permeability method," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, Sept., pp. 549-555.
  2. Kim, J.K., Kwak, S.Y., Cho, S.M., Jung, H.K., Jung, T.K., and Jung, S.Y.(2006), "Optimization of Multilayer Buried Magnet Synchronous Machine Combined With Stress and Thermal Analysis," IEEE Trans. Magn., Vol. 42, April, pp. 1023-1026.
  3. Zhu, Z.Q., Chen, Y.S., and Howe, D.(2002), "Iron loss in permanent-magnet brushless AC machines under maximum torque per ampere and flux weakening control," IEEE Trans. Magn., Vol. 38, No. 5, September, pp. 3285-3287.
  4. Heoung, T. and Lee, J.(2007), "Comparison of the iron loss of a flux-reversal machine under four different PWM modes," IEEE Trans. Magn., Vol. 43, No. 4, April, pp. 1725-1728.
  5. Yamazaki, K. and Watari, S.(2005), "Loss analysis of permanent-magnet motor considering carrier harmonic of PWM inverter using combination of 2-D and 3-D finite-element method," IEEE Trans. Magn., Vol. 41, No. 5, May, pp. 1980-1983.
  6. Yamazaki, K.(2003), "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, May, pp. 1460-1463.
  7. Yamazaki, K. and Haruishi, Y.(2004), "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, March/April, pp. 543-549.
  8. Domeki, H., Ishihara, Y., Kaido, C., Kawase, Y., Kitamura, S., Shimomura, T., Takahashi, N., Yamada, T., and Yamazaki, K. (2004), "Investigation of benchmark model for estimating iron loss in rotating machine," IEEE Trans. Magn., Vol. 40, No. 2, March, pp. 794-797.
- 접수일(2008년 6월 27일), 수정일(2009년 4월 10일),  
게재확정일(2009년 4월 28일)