

극호비 변화에 따른 영구자석 매입형 동기전동기의 토크 특성 해석

이갑재, 김기찬, 이종인, 권중록  
현대중공업(주) 기계전기연구소

Torque Characteristics Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor according to Pole Arc Ratio

K. J. Lee\*, K. C. Kim, J. I. Lee, J. L. Kwon,  
Electro-Mechanical Research Institute in Hyundai Heavy Industries Co., LTD.

**Abstract** - The torque characteristics of permanent magnet(PM) motor is varied according to magnet width . In this paper, the design method of magnet and magnetic circuit is proposed in order to improve the torque of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM). This paper presents the effects of pole arc ratio and salient pole ratio on the torque and torque ripple in the IPMSM with concentrated winding.

1. 서 론

영구자석형 동기전동기는 효율 및 출력특성이 우수하므로 산업계의 각 분야에서 구동시스템으로 적용하는 경향이 많아지고 있다. 전기자동차, 하이브리드 전기자동차 및 철도차량등의 수송용을 비롯하여 풍력발전시스템, 전기추진선박 및 잠수함, 어뢰추진, 고속모터, 냉장고용 컴프레서 및 청소기에 이르기까지 영구자석 전동기의 응용 분야는 급속도로 증가하고 있다. 그리고 영구자석형 전동기의 성능과 출력밀도를 높여려는 연구가 지속적으로 수행되어, 분할코어의 사용과 고성능 영구자석이 채용되는 경향이다. 또한 회전자 자속을 증가시킬 수 있는 영구자석의 배열형상은 전동기 설계에서 중요한 요소로 고려해야 할 부분이다. 따라서 영구자석전동기의 자석배열 형상으로 가장 널리 사용되는 형태는 표면부착자석형(Surface Permanent Magnet; SPM)이지만, 최근에는 고출력 전동기를 얻기 위하여 매입자석형(Interior Permanent Magnet; IPM)에 대한 연구가 많이 연구되고 있다. 특히 제한된 장착공간에 적용되는 하이브리드 전기자동차 구동용의 전동기로는 영구자석 매입형이 가장 유리한 것으로 발표되고 있다. 영구자석의 다양한 형태에 따른 전동기의 장단점에 대해서는 여러 학자들이 해 연구되어져 왔다. Rich Shiferl에 의하여 표면부착형 영구자석 동기전동기에 비하여 우수한 토크특성을 가진 매입형 영구자석 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor; IPMSM)에 특성과 설계에 대한 연구가 집중적으로 이루어졌다[1]. Rich Shiferl에 의해 연구된 IPMSM은 영구자석이 수평배열 및 1층으로 구성되어 있으나, Yukio Honda는 C-형태와 2층의 영구자석 배열을 가진 IPMSM이 출력밀도가 높아서 전기자동차 구동용으로 가장 우수하다는 논문을 발표하였다[2].

한편, 전동기의 고효율화를 비롯한 성능의 향상과 함께 하이브리드 전기자동차의 상용화를 위해 고려해야 할 것은 가격 경쟁력이다. 따라서 전동기의 가격을 최소화 할 필요가 있으며, 단위가격이 가장 높은 영구자석의 사용량을 줄이는 노력도 간과할 부분이 아니다. 극 간격에 대한 자석 폭의 비율을 극호비라 정의하며, 극호비는 전동기 특성에 아주 중요한 영향을 미친다. 일반적으로 영구자석 전동기는 극상당 슬롯수의 비율에 관계없이 극호비가 74-80%에서 토크리플이 최소화 되고, 65-80%일 때 자석 무게당 최대토크가 가장 높으며, 자석 폭이 풀

피치의 2/3일 때 고효율 특성을 갖는다[3]. 그러므로 영구자석 매입형 동기전동기에서 자석 폭의 변화에 따른 토크특성 해석을 통하여 최적의 극호비를 선정할 필요가 있다.

따라서 본 논문에서는 집중권 권선을 가진 IPMSM을 기본모델로 선택하여 극호비 변화에 따른 전동기의 특성을 해석하고 토크리플이 최소화되는 모델을 선정하였다. 그리고 q축 자기회로를 변화시켜 토크비를 변화시킴으로써 토크특성을 향상시킬 수 있는 최종모델의 설계를 수행하였다. 해석방법으로는 유한요소법을 사용하였으며, 토크특성, 역기전력을 정량적으로 분석하여 영구자석 사용량을 최소화 시켰다. 각 해석모델에 대한 모델링과 입력조건으로 구동전류가 동일한 조건으로 해석하였다.

2. 해석모델 및 유한요소법 적용

2.1 해석모델

본 논문의 해석모델로 사용된 영구자석 매입형 동기전동기의 사양을 표 1에, 해석모델의 단면도를 그림 1에 나타내었다.

표 1. 영구자석 매입형 동기전동기의 사양

Table 1. Specification of IPMSM

	단 위	특 성 치
최 대 토크	Nm	76
최 대 속 도	rpm	6,000
극 수		16
슬롯 수		24
상 수		3
잔류자속밀도	T	1.2
공 극	mm	1.0

해석모델은 그림 1과 같이 극당 슬롯 비율이 1.5인 분수슬롯 조합이고, 권선은 전동기의 토크를 극대화시키기 위하여 집중권으로 감겨져 있다. 영구자석은 회전자 코어의 홈에 삽입되어 기계적 안정성을 확보하고 있으며, 이 모델은 d축과 q축 사이의 인덕턴스 차이에 의한 돌극성 때문에 릴럭턴스토크가 발생하므로 SPM 전동기에 비하여 발생토크가 높다. 그리고 영구자석의 폭인 극호비가 변화함에 따라서 자속의 양과 자기회로에 변화가 생기므로 전동기의 역기전력 파형과 발생토크가 달라질 것으로 예측된다.

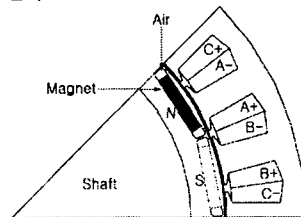


그림 1 영구자석 매입형 전동기 해석모델  
Fig. 1 Analysis model of IPMSM

## 2.2 유한요소법 적용

전동기 특성의 비교는 해의 정밀도를 높이기 위하여 2차원 유한요소법에 의한 해석결과를 활용하였다. 자기벡터 포텐셜과 전류가 Z축 방향 성분만 존재한다고 가정하고, Maxwell 방정식으로 부터 자기벡터포텐셜 A를 변수로 하는 준 정상상태의 지배방정식은 식 (1)로 표현된다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0 + J_m = 0 \quad (1)$$

여기서  $\mu$ 는 재료의 투자율,  $J_0$ 는 전자의 전류밀도,  $J_m$ 는 영구자석의 등가자화전류밀도를 나타낸다.

해석영역을 1차 삼각형 요소로 분할하고 벡터포텐셜을 근사해로 가정한 후, 식 (1)에 Galerkin 법을 적용하면 식 (2)로 표현되는 계 방정식이 구성된다.

$$\sum_i ([S]^e [A]^e - [J_0]^e - [J_m]^e) = 0 \quad (2)$$

여기서 [S]는 계수행렬을 나타낸다. 공극의 적분경로를 따라 계산되는 힘은 식 (3)과 같이 계산된다.

$$F = \int \frac{h}{2\mu_0} (n_x (B_x^2 - B_y^2) + 2n_y B_x B_y) dl \quad (3)$$

여기서  $B_x$ ,  $B_y$ 는 적분경로를 따르는 한 요소내 자속밀도의 x, y 성분이고,  $n_x$ ,  $n_y$ 는 각각 단위법선벡터의 x, y 성분이며, h는 철심의 적층 길이를 나타낸다. 역기전력을 계산하기 위해 동특성을 해석하였으며 권선에 쇄교되는 자속은 다음과 같다[7].

$$\lambda = \frac{N\lambda}{Z} \int_s (A^+ - A^-) dx dy \quad (4)$$

여기서  $A^+$ 와  $A^-$ 는 1 상 권선의 자기벡터포텐셜이며, Z는 1-슬롯의 면적을 나타낸다.

## 2.3 IPMSM 정상상태 토크 계산식

전동기에서 발생하는 정상상태의 토크는 저항손, 철손, 기계손 등의 손실이 없다고 가정하고, 식 (5)와 같이 기계적 출력과 전기적 입력을 동일하게 놓음으로써 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_m T &= 3Re[V_d I_d^* + V_q I_q^*] \\ &= 3[V_d I_d + V_q I_q] \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서 전압과 전류  $V_d, V_q, I_d, I_q$ 는 전압과 전류의 d, q 축 성분이다. 전기가 개방된 상태에서 영구자석에 의하여 발생하는 역기전력  $E_{ph}$ 에 대하여 전압방정식은 식 (6)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_d &= -X_d I_d + R_s I_d \\ V_q &= E_{ph} + X_q I_q + R_s I_q \end{aligned} \quad (6)$$

그러므로 고정자 상저항  $R_s = 0$ 이라 하고 토크식에 식 (6)을 대입하면 식 (5)는 식 (7)로 나타낼 수 있다[52].

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{\omega_m} 3(V_d I_d + V_q I_q) \\ &= \frac{3P}{\omega_e} (E_{ph} I_q + (X_d - X_q) I_d I_q) \end{aligned} \quad (7)$$

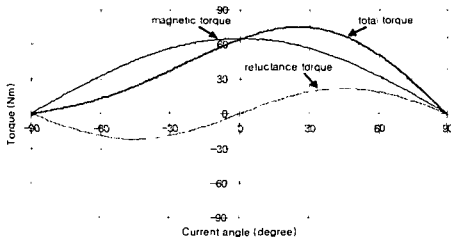


그림 2 전자기 토크와 릴럭턴스 토크의 관계  
Fig. 2 Relation of magnetic and reluctance torque

식 (7)에서 제 1항은 전자기 토크를 의미하고, 제 2항은 회전자 돌극성( $X_d - X_q \neq 0$ )으로 인하여 발생하는 릴럭턴스 토크이다. 여기에서 릴럭턴스 토크는  $I_d$ 가 음의 값일 때 발생토크에 기여함을 알 수 있다. 돌극비가 1.5인 최대 12kW IPMSM에 대하여 식 (7)로부터 전자기 토크와 릴럭턴스 토크의 변화특성을 계산한 결과 예를 그림 2에 나타내었다. 전류 위상각이 0°인 경우는 총 토크는 전자기 토크와 동일하며, 최대토크는 릴럭턴스 토크에 의하여 전류 위상각이 25°일때 나타내고 있다.

## 3. 해석결과 및 분석

### 3.1 극호비 변화에 따른 전동기 특성 분석

그림 3은 그림1의 해석모델에 대하여 극호비가 62.2, 67.7, 73.5, 79, 90%로 변화시켰을 때 자석의 폭 변화에 따른 1상의 역기전력파형을 계산한 결과이다. 자석의 폭이 줄어들수록 공극의 유효자속량이 감소하므로 역기전력의 크기는 감소하지만 파형은 정현적으로 변화되는 양상을 보이고 있다. 따라서 극호비에 따라 발생토크와 토크리플 특성이 변화될 것으로 예상된다. 표 2는 역기전력 파형의 고조파 분석결과이며, 기본과 역기전력의 최대값은 극호비가 높을수록 커지지만 THD는 극호비가 79%일때 가장 작은 3.23%를 나타내었다. 그러므로 전동기의 응용분야에서 요구하는 제어정밀도, 최대토크의 크기 및 설계자의 목적에 따라 극호비의 선정이 이루어져야 함을 알 수 있다.

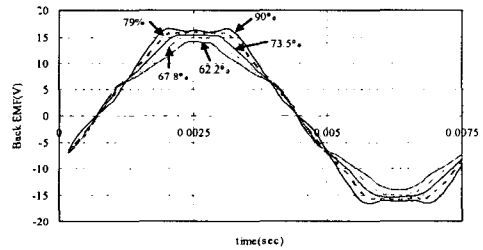


그림 3 극호비 변화에 따른 역기전력의 변화 특성  
Fig. 3 Back EMF according to pole arc ratio

표 2 극호비 변경에 따른 고조파 분석

Table 2 Harmonic analysis according to pole arc ratio

items	pole arc ratio(%)				
	90	79	73.5	67.8	62.5
THD(%)	7.52	3.23	4.04	5.57	6.24
Max. values of fundamental(V)	17.2	16.4	15.5	14.5	13.4

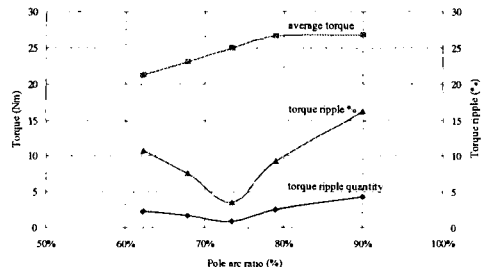


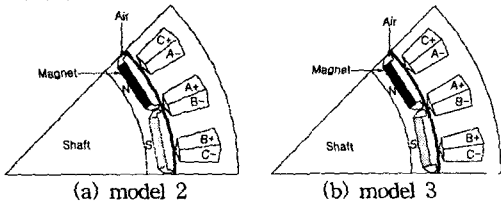
그림 4 극호비 변화에 따른 토크 및 토크리플 특성  
Fig. 4 Torque characteristics according to pole arc

그림 4는 극호비가 달라지는 경우의 토크와 토크리플 특성에 대한 해석결과를 나타내고 있다. 평균토크는 자극

폭이 늘어날수록 증가하여 극호비가 79%일때 자석 무게 당 토크값이 최대를 나타내고 있고, 자극폭이 더 늘어나 극호비가 90%가 되어도 평균토크는 0.2Nm만이 증가하였다. 이러한 현상은 극호비가 늘어나면 영구자석에 의한 자속은 증가하지만, 토크를 발생시키기 위한 유효자속이 흐를 수 있는 자료가 충분히 확보되지 못했기 때문으로 볼 수 있다. 토크리플은 극호비가 73.5%일때 최소값이 되었고, 자극의 폭이 73.5%보다 커질수록 토크리플은 증가하고 있다.

### 3.2 릴럭턴스 향상을 위한 자기회로특성 고찰

영구자석 매입형 동기전동기는 자석의 사용량을 증가시키지 않고 돌극비가 높아지도록 자기회로를 변경하여 릴럭턴스 토크를 높이고 정출력 운전영역을 넓힐 수 있다[4]. 토크 관계식 (7)에서 알 수 있듯이 돌극비가 증가하면 릴럭턴스 토크가 증가하고, 약계자 운전영역에서도  $I_q$ 가 감소하고  $I_d$ 가 증가하므로 전자기 토크가 감소하더라도 릴럭턴스 토크가 증가하여 운전속도 범위가 넓어지게 된다. 그러므로 3.1절에서 기술한 모델중에서 토크리플이 가장 적은 극호비 73.5도 모델을 대상으로  $q$ 축 자료가 변화되는 2 모델을 그림 5와 같이 선정하여 특성을 비교하였다. 여기서  $q$ 축 자료가 최대화되도록 회전자 요크폭을 줄이고, 브리지 두께는 돌극비 특성만을 고려하기 위해서 모두 동일한 두께로 가정하였다.



(a) model 2 (b) model 3

그림 5  $q$ 축 자료 변경에 따른 해석모델  
Fig. 5 Models considering the  $q$ -axis magnetic path

그림 6은 전류변화에 따른 인덕턴스 계산결과이다. model 1은 해석모델중에서 인덕턴스가 가장 낮게 나타났으며, 영구자석 상단부의 코어 부분이 협소하므로 자속밀도가 높아서 전류가 증가할수록 포화현상이 나타나므로  $q$ 축 인덕턴스가 급격히 감소되고 있다. 따라서 돌극비가 현저히 감소하고 있다. Model 2와 model 3은 각각의 인덕턴스 성분은 model 2가 높지만  $q$ 축과  $d$ 축의 인덕턴스 차이는 model 3이 높아서 릴럭턴스 토크성분은 model 3이 다소 높을 것으로 예상된다. 이러한 현상은 브리지 부분의 자속경로 차이 때문에 나타난다.

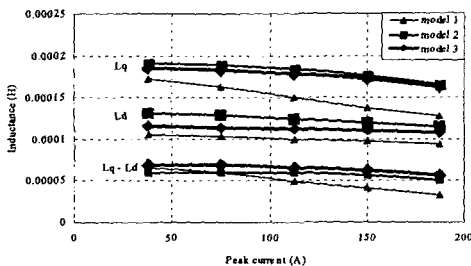


그림 6 전류변화에 따른 인덕턴스 특성  
Fig. 6 Inductance according to the stator current

그림 7은 돌극비 변화에 따른 영구자석의 자속성분에 의한 역기전력의 특성을 나타내고 있다. model 3은 model 2에 비하여 역기전력의 최대치가 15.5%나 증가하였다. 이것은 model 3이 자석과 공기층과의 자속장벽이 잘 이루어져서 효과적인 자로를 구성하고 있음을 알 수 있다. 그림 6과 그림 7의 돌극비, 역기전력 특성에서 model 3

의 최대토크가 향상될 것으로 예상되며, 그림 8과 같이 model 2에 비하여 model 3의 토크는 19.7%나 증가되었다. 역기전력 증가량에 비해 4.2%가 더 높게 증가한 이유는 전자기토크와 릴럭턴스 토크 성분이 함께 작용했기 때문이다. 약계자 운전영역에서 더 넓은 운전속도와 높은 토크를 발생하려면 릴럭턴스 토크가 클수록 유리하므로, 영구자석 전동기에서 돌극비를 증가시키는 설계는 회전자의 자로를 최적형상으로 구성하여 달성할 수 있음을 본 해석결과를 통하여 확인할 수 있었다.

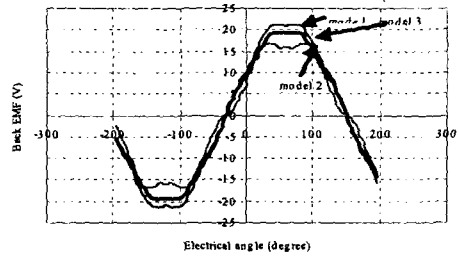


그림 7 돌극비 변화에 따른 역기전력의 변화 특성  
Fig. 7 Back EMF according to the salient ratio

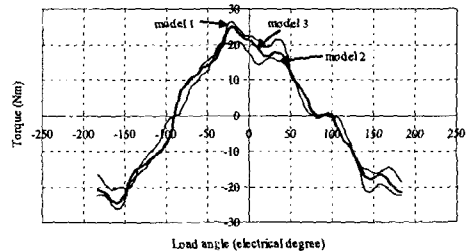


그림 8 부하각 변화에 따른 토크 특성  
Fig. 8 Torque according to the load angle

## 5. 결 론

본 연구에서는 극호비가 IPMSM의 토크특성에 미치는 영향을 해석하여 최적의 영구자석 치수를 선정할 수 있음을 정량적으로 제시하였다. 그리고 돌극비를 극대화하고 릴럭턴스 토크를 향상시키기 위하여  $q$ 축 자기회로를 변화시킴으로써 토크특성을 향상시킬 수 있는 최종모델의 설계를 수행하였다. 그러므로 토크특성의 개선과 자석의 사용량을 줄임으로써 성능향상과 더불어 제조원가를 감소시킬 수 있음을 알 수 있었다.

## [참 고 문 헌]

- [1] Rich Schiferl, Design considerations for salient pole, PM synchronous motors in variable speed drive applications, Ph. D. thesis, University of Wisconsin-Madison, 1987.
- [2] Y. Honda, T. Higaki, S. Morimoto and Y. Takeda, "Rotor design optimisation of multi-layer interior permanent-magnet synchronous motor", IEE Proc. Electr. Power Appl., 145, 119(1998).
- [3] Petri Lampola, "Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications," Ph. D. Thesis, Helsinki University of Technology, 2000
- [4] Stephen W. Moore, Khwaja M. Rahman, "Effect on Vehicle Performance of Extending the Constant Power Region of Electric Drive Motors," International Congress and Exposition, 1999