

극호비 변화에 따른 영구자석 매입형 동기전동기의 토크 특성 해석

論 文

54B-2-5

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

李 甲 在[†] · 金 起 贊^{*} · 李 鍾 仁^{**} · 權 重 綠^{***}

(Kab-Jae LEE · Ki-Chan Kim · Jong-In Lee · Joong-Lok Kwon)

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.

Key Words : Permanent Magnet Motor, Pole Arc Ratio, Salient Pole Ratio, Torque Ripple

1. 서 론

영구자석형 동기전동기는 효율 및 출력특성이 우수하므로 산업계의 각 분야에서 구동시스템으로 적용하는 경향이 많아지고 있다. 전기자동차, 하이브리드 전기자동차 및 철도 차량등의 수송용을 비롯하여 풍력발전시스템, 전기추진선박 및 잠수함, 어뢰추진, 고속모터, 냉장고용 컴프레서 및 청소기에 이르기까지 영구자석 전동기의 응용분야는 급속도로 증가하고 있다. 그리고 영구자석형 전동기의 성능과 출력밀도를 높여려는 연구가 지속적으로 수행되어, 분할코어의 사용과 고성능 영구자석이 채용되는 경향이다. 또한 회전자 속도를 증가시킬 수 있는 영구자석의 배열형상은 전동기 설계에서 중요한 요소로 고려해야할 부분이다. 따라서 영구자석전동기의 자석배열 형상으로 가장 널리 사용되는 형태는 표면부착자석형(Surface Permanent Magnet; SPM)이지만, 최근에는 고효율 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 학자들에 의해 연구되어져 왔다. Rich Shiferl에 의하여 표면부착형 영구자석 동기전동기에 비하여 우수한 토크특성을 가진 영구자석 매입형 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor; IPMSM)에 특성과 설계에 대한 연구가 집중적으로 이루어졌다[1]. Rich Shiferl에 의해 연구된 IPMSM은 영구

자석이 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 폴피치의 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 돌극비를 변화시킴으로써 토크 특성을 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.

[†] 교신저자, 正會員 : 現代重工業 機械電氣研究所 責任研究員 · 工博

E-mail : kjlee@hhi.co.kr

^{*} 正會員 : 現代重工業 機械電氣研究所 先任研究員

^{**} 學生會員 : 現代重工業 機械電氣研究所 研究員

^{***} 正會員 : 現代重工業 機械電氣研究所 責任研究員

接受日字 : 2004年 10月 15日

最終完了 : 2004年 12月 16日

표 1. 영구자석 매입형 동기전동기의 사양

Table 1. Specification of IPMSM

항 목	단 위	특 성 치
최 대 토 크	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

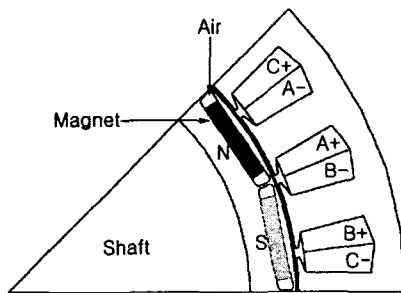


그림 1 영구자석 매입형 전동기 해석모델

Fig. 1 Analysis model of IPMSM

해석모델은 그림 1과 같이 극당 슬롯 비율이 1.5인 분수 슬롯 조합이고, 권선은 전동기의 토크를 극대화 시키기 위하여 집중권으로 감겨져 있다. 영구자석은 회전자 코아의 홈에 삽입되어 기계적 안정성을 확보하고 있으며, 이 모델은 d축과 q축 사이의 인덕턴스 차이에 의한 돌극성 때문에 토크 리플턴스토크가 발생하므로 SPM 전동기에 비하여 발생토크 및 고속운전 특성이 양호하다. 그리고 영구자석의 폭인 극호비가 변화함에 따라서 자속의 양과 자기회로에 변화가 생기므로 전동기의 역기전력 파형과 발생토크가 달라질 것으로 예측된다.

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 방정식으로부터 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 μ 는 재료의 투자율, J_0 는 전기자의 전류밀도 J_m 은 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.

$$\sum_{e=1}^n ([S]^e [A]^e - [J_0]^e - [J_m]^e) = 0 \quad (2)$$

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

$$\sum_{e=1}^n ([S]^e [A]^e - [J_0]^e - [J_m]^e) = 0 \quad (3)$$

여기서 B_x, B_y 는 적분경로를 따르는 한 요소내 자속 밀도의 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[4].

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

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

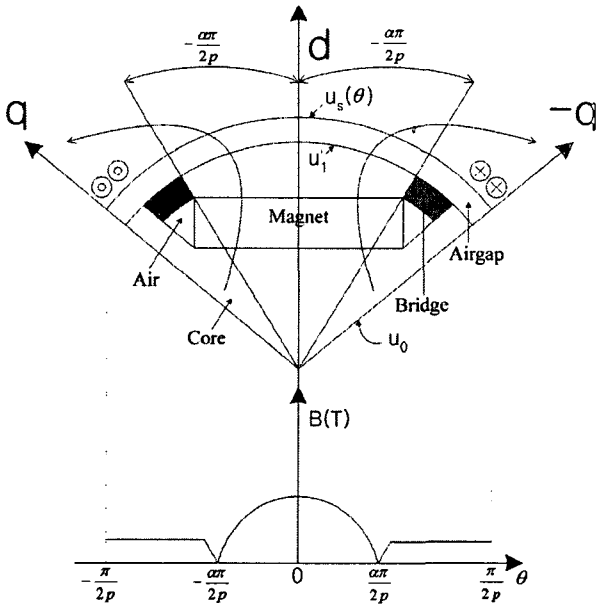
3. 영구자석 매입형 동기전동기의 토크 특성

3.1 자기회로와 인덕턴스 관계

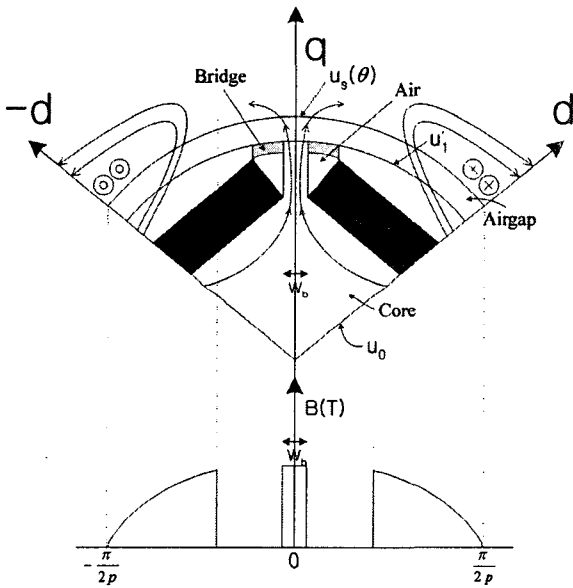
IPMSM은 d축과 q축의 인덕턴스 차이에 의한 릴럭턴스 토크 성분이 존재하며, 인덕턴스는 자기회로의 구성과 영구자석의 형상 및 배열에 따라 변화된다. 그러므로 본 논문에서 해석모델로 선정된 전동기에 대한 자기회로 변수와 인덕턴스 변화 관계를 살펴 볼 필요가 있다. 따라서 인덕턴스를 계산하기 위한 자기회로의 구성과 d, q축의 자속경로의 가정을 통하여 해석적 방법에 의해 정립된 수식을 관찰함으로써 토크특성을 향상시키기 위한 설계방법을 예상할 수 있게 된다. 해석적 방법에 의한 인덕턴스 계산은 다음과 같은 가정을 통하여 이루어질 수 있다.

- 가) 영구자석은 리코일 투자율에 의해 표현된다. 즉 영구자석은 존재하지만 무착자 상태로서 고정자 권선에 의해서만 자속이 발생된다.
- 나) 전기자 반작용 자속은 영구자석에 의한 자속과 중첩된다.
- 다) 브리지 부분은 영구자석에 의해 포화되고, 전기자 반작용 자속에는 영향을 미치지 못한다.
- 라) 고정자와 회전자 코어는 무한대의 투자율을 가지고 있다.

그림 2(a)는 d축 인덕턴스를 구하기 위한 IPMSM의 가정자로의 구성과 이에 대응하는 공극자속밀도의 파형을 나타내고 있다. d축을 통과하는 자속은 q축에 존재하는 권선에 의하여 발생하므로 그림 2(a)와 같이 권선과 자속의 흐름이 표시된다. d축 인덕턴스는 가상의 d축 고정자 권선에 흐르는 전류에 의해 생기는 자속이 권선에 쇄교되는 자속을 계산함으로써 구할 수 있다. q축 인덕턴스를 구하기 위한 IPMSM의 가정자로의 구성과 공극자속밀도의 파형은 그림 2(b)에 나타내었다. q축 인덕턴스는 가상의 q축 고정자 권선에 흐르는 전류에 의해 생기는 자속에 의하여 권선에 쇄교되는 자속을 계산함으로써 구할 수 있다. q축 인덕턴스를 구하는 방법은 d축 인덕턴스의 계산과 동일하며, 다른 점은



(a) d축의 가정자료와 자속의 흐름



(b) q축의 가정자료와 자속의 흐름

그림 2 인덕턴스 계산을 위한 가정자료 및 공극자속밀도
 Fig 2 Assumed magnetic path and air-gap flux density for calculation of inductance

고정자 코어의 자위가 d축보다 90° 앞서고, 그림 2(b)에 나타낸 것 같이 Web 부분이 존재하는 것이다. Web 부분의 포화상태에 따라서 공극자속밀도가 다소 달라질 수는 있으며, 만일 Web이 포화되지 않았다면 W_b 의 폭을 가진 자속이 존재하여 그림 2(b)와 같이 이상적인 공극자속밀도 분포를 보이게 된다. 이상의 가정을 통하여 해석적 방법에 의하여 구해지는 d축과 q축의 인덕턴스는 다음의 식 (5)와 식 (6)으로 표현된다.

$$L_d = \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0 (K_w N_{ph})^2 D l}{P^2 g_d''} \quad (5)$$

$$L_q = \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0 (K_w N_{ph})^2 D l}{P^2 g_q''} \quad (6)$$

여기에서

$$g_d'' = \frac{g'}{K_{1ad} - \frac{K_1 K_{ad}}{1 + P_m R_g}} : d\text{축 유효공극길이}$$

$$g_q'' = \frac{g'}{K_{1aq}} : q\text{축 유효공극길이}$$

$$K_{1ad} = \alpha + \frac{\sin \alpha \pi}{\pi}, \quad K_1 = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha \pi}{2}$$

$$K_{1aq} = \alpha + W_b + \frac{\sin W_b - \sin \alpha \pi}{\pi},$$

α : 극호비, W_b : Web 부분의 폭

P_m : 자석퍼미언스, R_g : 공극 자기저항

g' : 슬롯오픈을 고려한 유효 공극길이

식 (5)와 (6)에서 알 수 있듯이 인덕턴스는 전류에 관계없이 기하학적 치수, 권선턴수 및 퍼미언스에 따라 변화하는 양으로 표현되고 있다. 그러나 실제로 전동기가 운전될 때 고정자에 흐르는 전류의 양에 따라 자로는 극부적인 포화현상이 발생하게 되므로 자속의 흐름이 변화하게 된다. 따라서 인덕턴스는 전류의 함수로 표현되어야 하지만 등가자기회로법에서는 자기회로의 정확한 모델링이 어렵고 철심의 투자율을 무한대의 값으로 가정하기 때문에 해석이 불가능하다. 그러므로 본 논문에서 정확한 인덕턴스의 계산은 수치해석을 통하여 수행하였다.

3.2 IPMSM의 정상상태 토크 계산식

전동기에서 발생하는 정상상태의 토크는 철손, 기계손 등의 손실이 없다고 가정하고, 기계적 출력과 전기적 입력을 동일하게 놓음으로써 식 (7)과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_m T &= 3 \operatorname{Re} [V_s I_s^*] \\ &= 3 [V_d I_d + V_q I_q] \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 전압과 전류 V_d, V_q, I_d, I_q 는 전압과 전류의 d, q 축 성분이다. 전기자가 개방된 상태에서 영구자석에 의하여 발생하는 역기전력 E_{ph} 의 향으로 전압방정식을 나타내면 식 (8)로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_d &= -X_q I_q + R_s I_d \\ V_q &= E_{ph} + X_d I_d + R_s I_q \end{aligned} \quad (8)$$

고정자의 저항손실은 무시할 만큼 적은 양이므로 $R_s = 0$ 이라 하고 식 (7)에 식 (8)을 대입하면 토크는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다[5][6].

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{\omega_m} 3 (V_d I_d + V_q I_q) \\ &= \frac{3P}{\omega_e} (E_{ph} I_q + (X_d - X_q) I_d I_q) \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)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 값 일때

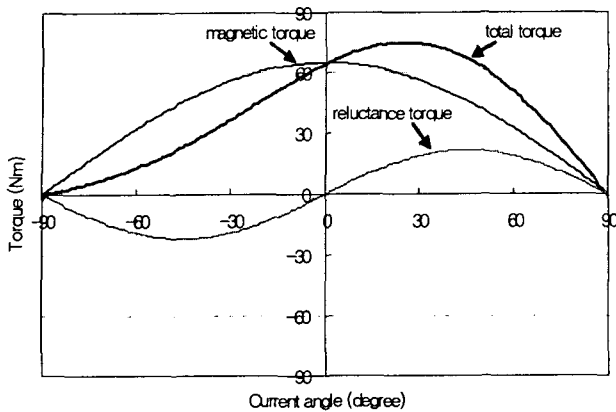


그림 3 전자기 토크와 릴럭턴스 토크의 관계
Fig. 3 Relation of magnetic and reluctance torque

때 발생토크에 기여함을 알 수 있다. 그리고 IPMSM 전동기의 d축과 q축의 인덕턴스 차이에 기인하는 릴럭턴스 토크는 극호비, 돌극비 및 Web 폭 등에 따라 달라짐을 식 (5)와 식 (6)을 통해 알 수 있으며, 이것은 전동기의 총 토크를 변화시키게 된다. 돌극비가 1.5인 최대 12kW IPMSM에 대하여 식 (9)로부터 전자기 토크와 릴럭턴스 토크의 변화특성을 계산한 결과 예를 그림 3에 나타내었다. 전류 위상각이 0°인 경우는 총 토크는 전자기 토크와 동일하며, 최대토크는 릴럭턴스 토크에 의하여 전류 위상각이 25°일때 나타내고 있다.

4. 해석결과 및 분석

4.1 극호비 변화에 따른 전동기 특성 분석

그림 4는 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, 기본파 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 5는 극호비가 달라지는 경우의 토크와 토크리플 특성에 대한 해석결과를 나타내고 있다. 평균토크는 자극 폭이 늘어날수록 증가하여 극호비가 79%일때 자석 무게당 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 자로가 충분히 확보되지 못했기 때문으로 볼 수 있다. 토크리플은 극호비가 73.5%일때 최소값이 되었고, 자극의 폭이 73.5%보다 커질수록 토크리플은 증가하고 있다.

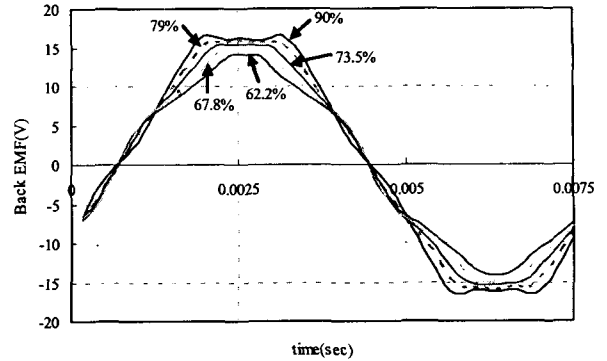


그림 4 극호비 변화에 따른 역기전력의 변화 특성
Fig. 4 Back EMF according to pole arc ratio

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

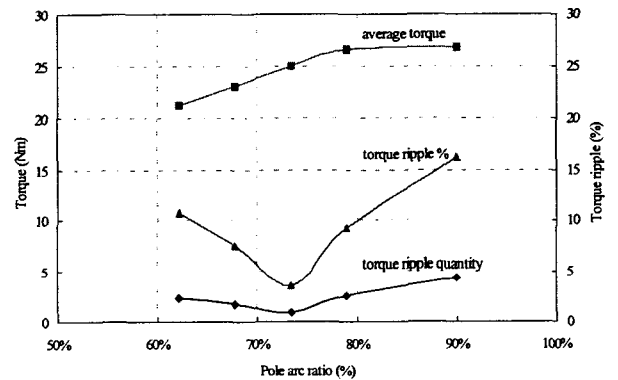


그림 5 극호비 변화에 따른 토크 및 토크리플 특성
Fig. 5 Torque characteristics according to pole arc

4.2 릴럭턴스 향상을 위한 자기회로특성 고찰

영구자석 매입형 동기전동기는 자석의 사용량을 증가시키지 않고 돌극비가 높아지도록 자기회로를 변경하여 릴럭턴스 토크를 높이고 정출력 운전영역을 넓힐 수 있다[7]. 토크 관계식 (9)에서 알 수 있듯이 돌극비가 증가하면 릴럭턴스 토크가 증가하고, 약계자 운전영역에서도 Iq가 감소하고 Id가 증가하므로 전자기 토크가 감소하더라도 릴럭턴스 토크가 증가하여 운전속도 범위가 넓어지게 된다. 그러므로 그림4에서 제시한 극호비 변화 모델 중에서 토크리플이 가장 적은 극호비 73.5도 모델을 대상으로 q축 자로가 변화되는 2 모델을 그림 6과 같이 선정하여 특성을 비교하였다. 여기서 q축 자로가 최대화되도록 회전자 요크폭을 줄이고, 브리지 두께는 돌극비 특성만을 고려하기 위해서 모두 동일한 두께로 가정하였다.

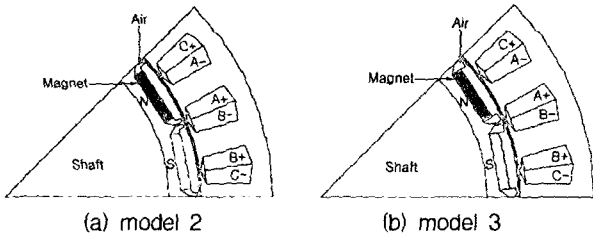


그림 6 q축 자로 변경에 따른 해석모델
Fig. 6 Models considering the q-axis magnetic path

그림 7과 그림 8은 고정자 코일의 d축과 q축의 인덕턴스를 구하기 위해서 정격전류의 d축과 q축성분이 인가된 때의 자속분포를 나타내고 있다. model 2와 model 3은 영구자석 상단부의 코어면적이 넓어져서 model 1보다 q축 자로의 자속 흐름이 좋아지므로 q축 인덕턴스가 증가할 것으로 예상된다. 그리고 model 3보다는 model 2에서 영구자석에 의한 누설자속이 브리지 부분에 더 많이 생기므로 자속의 흐름을 나타내는 인덕턴스 레벨은 다소 차이가 있을 것으로 예측이 되지만 그림 7과 그림 8의 자속분포도를 통해 인덕턴스 값을 예상하기는 쉽지 않다.

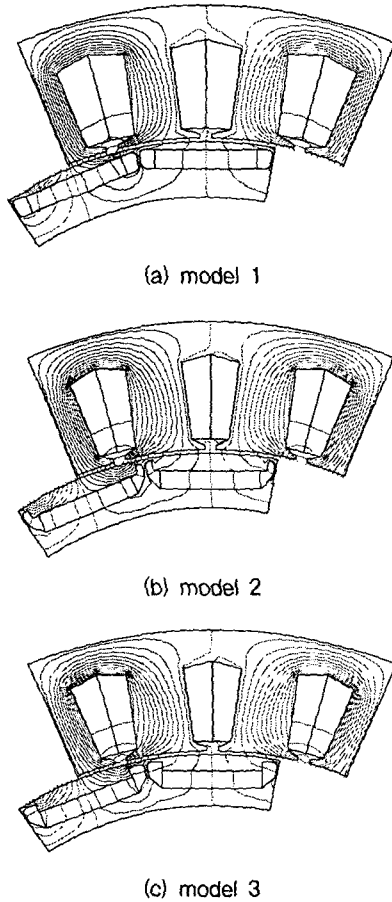


그림 7 d축 전류에 의한 자속분포
Fig. 7 Magnetic flux distribution by d-axis current

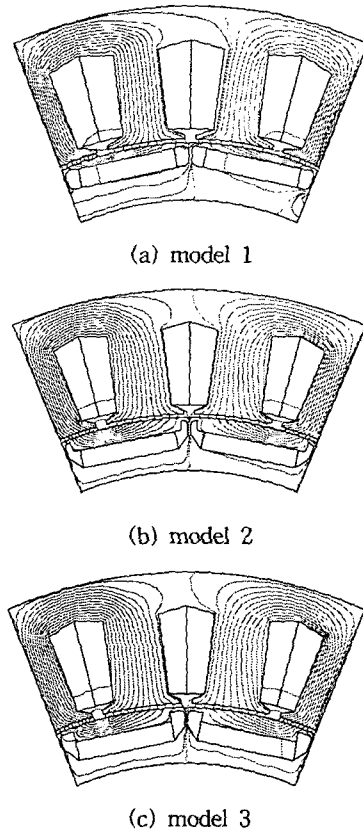


그림 8 q축 전류에 의한 자속분포
Fig. 8 Magnetic flux distribution by q-axis current

그림 9는 전류변화에 따른 인덕턴스 계산결과이다. model 1은 해석모델중에서 인덕턴스가 가장 낮게 나타났으며, 영구자석 상단부의 코어 부분이 협소하므로 자속밀도가 높아서 전류가 증가할수록 포화현상이 나타나므로 q축 인덕턴스가 급격히 감소되고 있다. 따라서 돌극비가 현저히 감소하고 있다. model 2와 model 3은 각각의 인덕턴스 성분은 model 2가 높지만 q축과 d축의 인덕턴스 차이는 model 3이 높아서 킬러턴스 토크성분은 model 3이 다소 높을 것으로 예상된다. 이러한 현상은 브리지 부분의 자속경로 차이 때문에 나타난다.

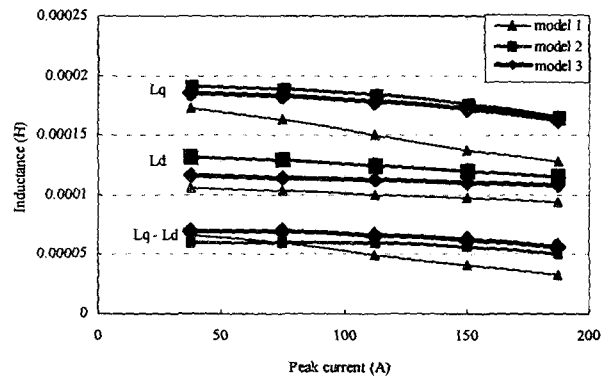


그림 9 전류변화에 따른 인덕턴스 특성
Fig. 9 Inductance according to the stator current

그림 10은 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. 돌극비를 의미하는 인덕턴스 특성을 나타낸 그림 9와, 그림 10의 역기전력 특성 결과로부터 model 3의 최대토크가 향상될 것으로 예상되며, 그림 11과 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.

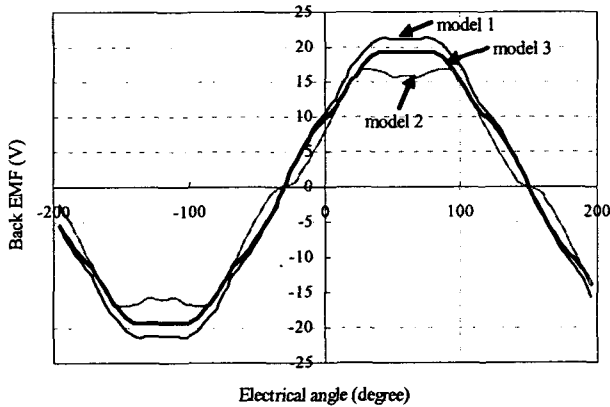


그림 10 돌극비 변화에 따른 역기전력의 변화 특성
Fig. 10 Back EMF according to the salient ratio

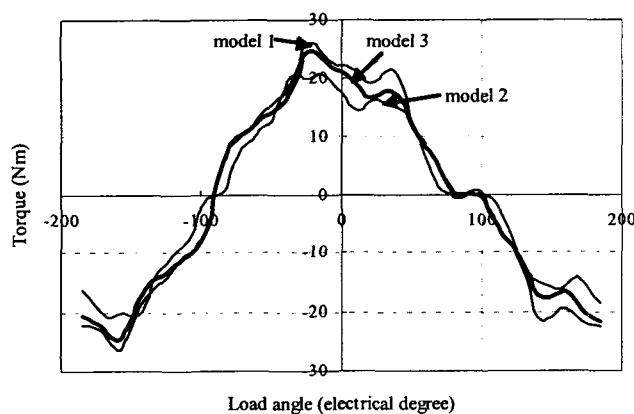


그림 11 부하각 변화에 따른 토크 특성
Fig. 11 Torque according to the load angle

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 q축 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] Yon-do Chun, Shinji Wakao, Ju Lee, "Overhang effect analysis of BLDC motor by 3-D Equivalent Magnetic Circuit Network Method", IEEE Trans. On Magnetics, vol. 39, No. 3, pp.1610-1613, 2003
- [5] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives," Oxford Univ. Press, New York, 1989
- [6] Jaime De La Ree, Jaime Latorre, "Permanent Magnet Machine Torque Considerations," IEEE, 1988
- [7] 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

저 자 소 개



이 갑 재(李 甲 在)
1966년 2월 17일 생. 1988년 한양대 전기 공학과 졸업. 1990년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2004년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1990~현재 현대중공업 기계전기연구소 책임연구원.
Tel.: (031) 289-5184.
E-mail: kjlee@hhi.co.kr



김 기 찬(金 起 贊)
1972년 8월 8일 생. 1996년 한양대 전기 공학과 졸업. 1998년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1998년~현재 현대중공업 기계전기연구소 선임연구원.
Tel.: (02) 289-5186.
E-mail: kckim92@shinbiro.com



이 중 인(李 鍾 仁)
1967년 11월 28일 생. 1990년 홍익대 기계 과 졸업. 1992년~현재 현대중공업 기계전 기연구소 연구원.
Tel.: (031) 289-5184.
E-mail: ljimisun@hhi.co.kr



권 중 록(權 重 錄)
1960년 8월 18일 생. 1985년 영남대 기계 공학과 졸업. 1995년 경희대 대학원 기계 공학과 졸업(석사). 1985년~현재 현대중 공업 기계전기연구소 전력기기연구실장.
Tel.: (031) 289-5180.
E-mail: jlk0818@hhi.co.kr