

Spoke Type 전동기 및 착자기 최적설계

Optimum Shape Design of Spoke Type Motor and Magnetizer by Characteristic Analysis

김 영 현* · 이 진 경* · 서 준* · 이 중 호*

(Young-Hyun Kim · Jin-Kyoung Lee · Jun-Seo · Jung-Ho Lee)

Abstract - This study proposes criteria for both optimal-shape and magnetizer-system designs to be used for a high-output spoke-type motor. The study also examines methods of reducing high-cogging torque and torque ripple, to prevent noise and vibration. The optimal design of the stator and rotor can be enhanced using both a response surface method and finite element method. In addition, a magnetizer system is optimally designed for the magnetization of permanent magnets for use in the motor. Finally, this study verifies that the proposed motor can efficiently replace interior permanent magnet synchronous motor in many industries.

Key Words : Spoke type motor, FEM, RSM, Magnetizer

1. 서 론

지난 수십년간의 연구를 통해 매입 영구자석형 동기전동기 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 제작비용과 효율특성은 희토류 영구자석을 사용함으로써 개선되어져 왔다. 그러나 여전히 희토류 영구자석은 희귀물질인 네오뎀이 첨가되어 구성되어 있어 페라이트등 다른 영구자석보다 비싸며 가격변동의 요인이 많이 작용되고 있다[1, 2]. 따라서 이러한 비용문제를 해결하기 위하여 값싼 페라이트로 대체하는 연구가 필요하다. 페라이트로 대체되는 효과는 낮은 제작비용 뿐만 아니라 희토류 영구자석이 사용되는 IPMSM과 동등이상의 출력 결과를 내야 한다. 이와 같은 특성 결과를 도출하기 위해서 수많은 연구들이 수행되었으며, 특히 토크 출력밀도를 향상시키기 위해서 회전자 의 형상변화 연구가 많이 행하여졌다.

본 연구에서는 전동기 특성을 향상시키기 위하여 영구자석에 의한 자속을 집중시킬 수 있는 회전자 형상설계 연구를 수행하였다. 스포크 타입(spoke type) 전동기에서 페라이트는 방사상의 방향으로 배치된다. 이러한 타입의 전동기는 릴럭턴스 토크와 집중되는 마그네틱 토크를 발생시키므로, 토크밀도를 증가시킬 수 있다[3, 4]. 그러나 단점으로는 공극에서의 큰 자기저항차로 인하여 IPMSM보다 더 큰 토크리플이 발생된다. 이러한 코깅토크는 소음과 진동을 발생시키고, 전동기에 고조파에 의한 악영향을 미

치게 된다[5-7]. 또한, 영구자석에 의한 커다란 흡입력 또는 반발력에 의해 제작성의 문제가 존재한다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 착자되지 않은 영구자석을 회전자에 배치한 후, 착자요크를 이용하여 영구자석을 착자시키는 착자시스템 설계가 필요하다. 이러한 착자시스템 구축은 제안된 전동기의 대량생산을 가능하게 한다.

본 논문은 유한요소법 (Finite Element Method)과 반응표면법 (Response Surface Method)을 이용하여 회전자와 고정자의 형상을 최적화 할 뿐만 아니라, 회전자에 이중공극 (Arc)과 고정자에 노치 (Notch)의 추가설계를 통해 공극자속밀도를 더욱 정현적으로 함으로써, 스포크 타입 전동기의 코깅토크를 줄이기 위한 회전자와 고정자의 최적 설계를 다룬다. 그리고 최적설계된 스포크 타입 전동기의 대량생산을 위한 착자시스템 설계를 병행하였다. 착자시스템 설계시 많은 설계변수들이 존재하기 때문에, 효율적인 설계순서를 세워 분석을 진행하였으며, 최적설계된 전동기에 적합한 착자기의 설계를 통해 착자시스템의 타당성을 검증하였다.

2. 스포크 타입 전동기 설계

2.1 초기모델 선정

일반적으로, 매입형 영구자석 전동기의 영구자석은 반지름 방향으로 배치되어 있는 형태라면, 스포크 타입 전동기의 영구자석은 축방향으로 배치되어 있다. 이러한 영구자석 배치는 많은 자속량을 확보할 수 있고 릴럭턴스 토크를 이용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 또한 매입형 영구자석 전동기와 마찬가지로 영구자석이 코어 내부에 삽입되어 있으므로 비산에 강건하며, 영구자석

* Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering,
Hanbat National University, Korea

E-mail : limotor@hanbat.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, Hanbat National University,
Korea

Received : February 17, 2015; Accepted : January 22, 2016

이 자극이 양쪽으로 분할되어 자극을 형성을 하고, 축방향으로 배치되어 있으므로 자속을 더욱 집중 시킬 수 있는 장점을 가진다.

그러나 스포크 타입 전동기에서 회전자 표면의 자속분포는 영구자석의 자화 방향과 수직을 이루는 영구자석 상부 베리어 측에 의하여 공극에 큰 자기저항 차가 발생되어, 다른 매입형 영구자석 전동기에 비해 상대적으로 큰 코깅토크가 발생한다. 이러한 코깅토크를 줄이기 위한 영구자석 형상 및 배치 변화, 고정자 치형상 변화와 같은 많은 연구가 진행되고 있다[8-11].

본 논문에서는 이와 같은 코깅토크를 저감하기 위한 스포크 타입 전동기의 설계 방법을 제안하였다. 우선 초기모델을 기준으로 고정자와 회전자를 코깅토크를 줄이기 위해 각각 설계를 진행하고, 추가적으로 이중공극과 노치를 추가하여 공극자속밀도를 정현적으로 만들어 코깅토크를 저감하였다. 타겟 모델은 IPMSM으로 차량용 전기 컴프레 전동기이다. 이 모델의 단면도와 사양

표 1 IPMSM 컴프레서 사양

Table 1 Specification of IPMSM for compressor

	값	단위
극수	8	
슬롯	12	
정격속도	3500	[rpm]
EMF	13.44	[V]
토크	5.74	[Nm]
전류	52.35	[A]
효율	90.3	[%]
턴수	4	

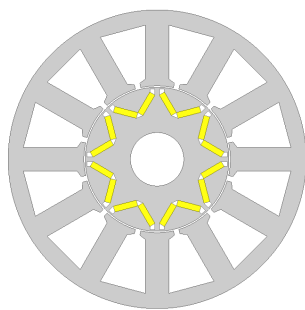


그림 1 IPMSM 단면도

Fig. 1 Cross-sectional view of IPMSM

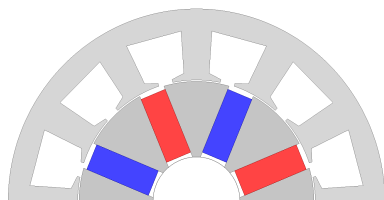


그림 2 스포크 타입 전동기의 초기모델

Fig. 2 Initial model of spoke-type IPMSM

은 그림 1과 표 1에 나타내었다. 네오디뮴을 사용한 매입형 영구자석 전동기를 스포크 타입의 전동기로 바꾸고, 페라이트 영구자석을 사용하여 동일한 출력을 내고자 한다. 그림 2는 8극 12슬롯의 스포크 타입 전동기의 초기 모델을 보여주고 있다. 이 스포크 타입 전동기의 사양은 표 2와 같다. 그림 3은 고정자와 회전자의 설계변수를 나타내고 있다.

표 2 스포크 타입 전동기 사양

Table 2 Specification of spoke-type IPMSM

	값	단위
고정자 외경	130	[mm]
회전자 외경	81	[mm]
공극	0.5	[mm]
극수	8	poles
슬롯수	12	EA
영구자석재질	ferrite 12E	-
정격용량	1.88	[kW]
정격속도	3500	[rpm]

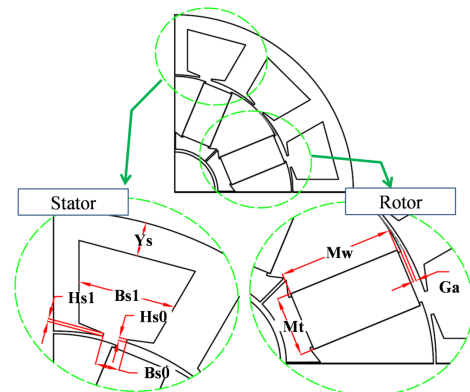


그림 3 스포크 타입 전동기의 고정자와 회전자 설계변수

Fig. 3 Design variables of spoke-type IPMSM

2.2 고정자 설계

다음은 고정자의 설계변수인 슬롯의 형태와 백요크에 따른 코깅토크 특성을 분석하였다. 그림 4는 고정자의 설계변수에 대해 나타내고 있다. 이러한 설계변수들은 서로 독립적이어야 한다. 고정자의 설계변수들은 Bs_0 , Bs_1 , Hs_0 , Hs_1 , Y_s 이다. Bs_0 , Bs_1 , Hs_0 , Hs_1 은 슬롯의 모양 및 크기를 결정하고, Y_s 는 백요크의 길이로 포화가 되지 않을 정도로 고려하여 설계를 하였다.

그림 5는 각 범위에 대한 설계변수의 코깅토크 값을 나타내고 있다. 그림 5에서 보여지듯이 다른 설계변수들과 비교하여, Hs_0 , Hs_1 과 Bs_1 은 코깅토크 값에 대해 더욱 영향을 미치는 요소들이다. Bs_1 은 슬롯의 크기를 결정하는 요소로 작을수록 코깅토크는 작게 나오지만, 만약 많은 코일 턴수를 감는다면 이는 고려해야 할 사항이다. Y_s 값은 코깅토크의 크기를 결정하는 중요한 설계변

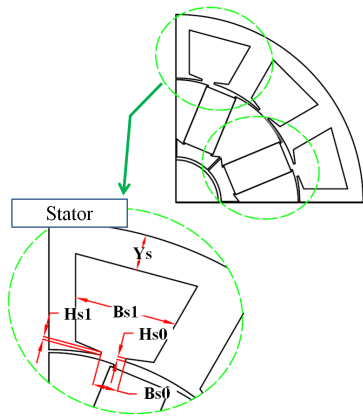


그림 4 고정자 설계변수
Fig. 4 Design variables of stator core

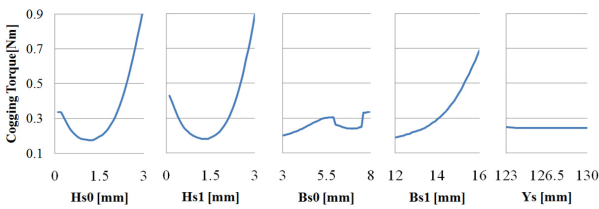


그림 5 각 설계변수들에 대한 코깅토크 값
Fig. 5 Cogging torque value of each design variables

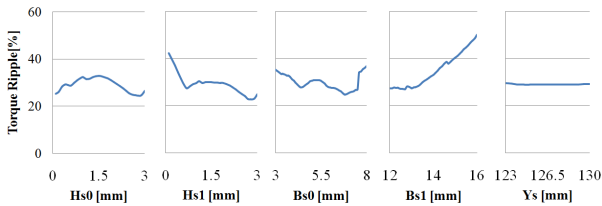


그림 6 각 설계변수들에 대한 토크리플 값
Fig. 6 Torque ripple value of each design variables

수가 아니기 때문에 백요크의 포화가 되지 않을 정도의 Ys값을 결정해야한다. 각 설계변수는 코깅토크 값에 대해 각각 독립적이기 때문에, 이들의 설계변수의 적절한 조합을 통하여 우수한 코깅토크를 가지는 전동기의 설계가 가능하다[12].

하지만 그림 6에서 보듯이 코깅토크와 토크리플을 비교하면 일치하지 않는 것을 확인할 수 있다. 그러나 많은 경우에서 코깅토크는 거의 0에 가깝게 줄었어도, 토크 맥동은 정격에서 여전히 큰 경우가 있다. 이 이유는 토크리플은 back EMF와 여자전류에 파형불일치에 의해 발생하기 때문이다. 그러므로 코깅토크와 토크리플을 동시에 줄일 수 있는 설계가 필요하다. 그림 5와 6을 비교하면 설계변수 Bs1과 Ys는 코깅토크와 토크리플의 변화가 비슷한 것을 확인할 수 있지만, 설계변수 Bs0, Bs1, Bs0은 코깅토크와 토크리플의 변화가 다른 것을 확인할 수 있다. 그러므로 세 변수를 RSM을 통해 코깅토크와 토크리플을 동시에 고려한

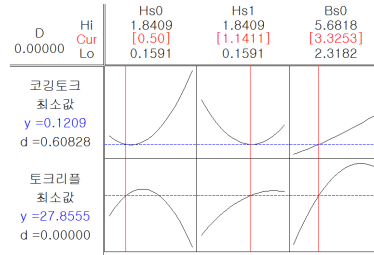


그림 7 코깅토크와 토크리플을 고려한 RSM 설계결과
Fig. 7 Results of RSM design considering to torque density

설계가 필요하다.

그림 7은 코깅토크와 토크리플을 동시에 고려한 고정자의 설계치이다. RSM을 통한 각각의 설계변수 값들은 슬롯개구폭인 Bs0은 코일의 너비를 고려하여 3.3[mm]로 고정하고, Hs0과 Hs1은 각각 0.5[mm], 1.1411[mm]로 설계되었다.

2.3 회전자 설계

다음은 회전자의 설계변수인 영구자석의 형상에 따른 코깅토크를 분석하였다. 그림 8은 회전자의 설계변수에 대해 나타내고 있다. 회전자의 설계변수는 Mw와 Mr로 이것은 영구자석의 길이와 두께를 나타낸다. 동일한 영구자석의 체적을 가지면서 코깅토크를 적게 발생시키는 회전자 형상을 설계하는 것이 매우 중요하다. 영구자석을 고정하기 위해 영구자석 상단과 하단부에 림을 주어서 원심력에 의한 비산을 고려하였다. 림의 길이는 포화와 누설을 고려하여 0.5[mm]로 고정되었다. 또한 Bridge 부분은 자속의 누설에 크게 영향을 미치는 요소로서, 출력을 감소시키는 원인이 되기 때문에, 제작가능한 두께인 0.5[mm]로 설계되었다.

그림 9는 초기 모델과 제안된 영구자석 형상의 회전자 모델에 대한 코깅토크 값을 보여주고 있다. 제안된 회전자에서의 영구자석은 205[mm²]으로 초기모델의 회전자의 영구자석의 체적은 207[mm²]으로 거의 동일하지만 코깅토크는 0.77[Nm]에서 0.35[Nm]로 감소함을 알 수 있다.

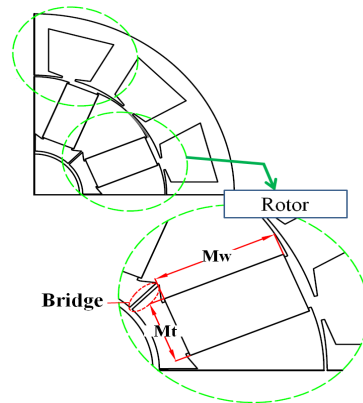


그림 8 회전자 설계변수
Fig. 8 Design variables of rotor core

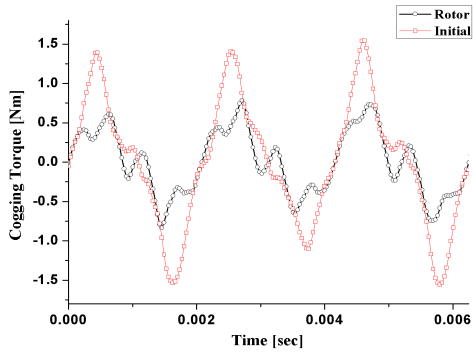


그림 9 초기모델과 제안된 회전자 모델의 코깅토크 비교
Fig. 9 Comparison of cogging torque waves

2.4 이중공극과 노치를 추가한 설계

다음은 코깅토크를 저감하기 위해 설계된 회전자와 고정자에 이중공극과 노치 설계 방법을 제안하였다. 그림 10에서 보듯이, 이중공극 설계는 회전자 표면형상을 조절하는 방법으로 회전자 자극의 중심 일부는 제안된 모델과 공극이 동일하게 하고, 영구자석 자극 양측 가장자리의 공극의 길이를 조절함으로써 구형적인 자속밀도에서 좀 더 정형적인 자속분포로 변경함으로써 코깅토크를 저감하는 방법으로 설계가 되었다. 스포크 타입 전동기는 회전자의 중심부는 영구자석이 인접하여 있기 때문에 누설자속이 발생하고, 균일한 자극면과 치표면에 의해 공극이 구형적인 자속 밀도를 가지게 된다. 공극의 구조를 변화시켜 정형적인 자속밀도를 가지게 되면, 전동기의 소음과 진동의 원인이 되는 코깅토크를 줄일 수 있고, 이는 전동기의 전반적인 특성을 향상 시킬 수 있다. 영구자석의 자극편의 공극의 길이를 각각 줄여나가면서 분석한 코깅토크와 토크리플의 값은 다음 표 3에서 보여준다. 회전자에 이중공극을 적용함으로써 평균토크는 줄어들지만, 초기모델에 비해 코깅토크와 토크리플이 상당히 줄어드는 것을 확인할 수

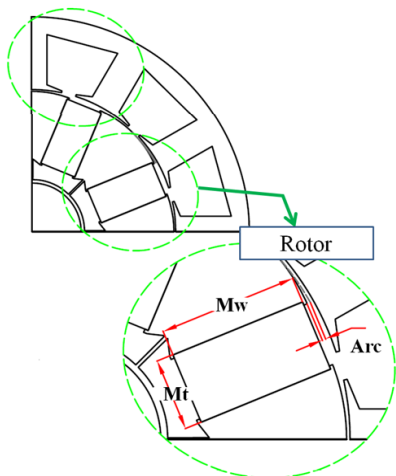


그림 10 이중공극을 반영한 회전자 설계 변수
Fig. 10 Design variables of rotor core with arc

표 3 이중공극 크기에 따른 코깅토크와 토크리플 값

Table 3 Torque density results according to arc size

이중공극 [mm]	코깅토크 [Nm]	평균토크 [Nm]	토크리플 [%]
0.00	0.265	5.574	29.17
0.15	0.087	5.577	21.75
0.30	0.073	5.513	22.79
0.45	0.075	5.429	22.01
0.60	0.096	5.329	21.76
0.75	0.132	5.242	23.09
0.90	0.185	5.161	24.82

있다. 분석 결과에 따라 결정된 이중공극은 0.45[mm]로, 코깅토크는 0.075[Nm]와 토크리플은 22.01[%]로 저감되었다. 이 모델에서는 립과 제작성이 고려되지 않았다. 그림 11은 제작성을 고려하여 설계한 초기모델과 이중공극을 적용한 제안모델이다.

위 모델에서는 립을 적용하여 영구자석을 고정하고, Bridge로 인한 자속누설을 최소화 하고자 하였다. 그림 11(b)에서와 같이 영구자석 자극편에 이중공극을 0.45[mm]로 설계하여 코깅토크를 최소화 하였다. 그림 12에서 보듯이, 기본모델에서는 회전자 자극의 양측 단부가 교차하는 지점에서 자기저항의 변화가 매우 크므로 코깅토크가 0.265[Nm]로 분석되었다. 이중공극의 적용 후, 회전자 자극에서 자기저항의 변화가 작아진 제안된 모델에서는 코

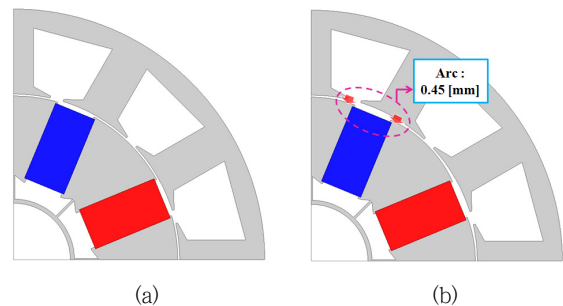


그림 11 이중공극을 고려하지 않은 모델과 이중공극을 고려한 모델 (이중공극=0.45mm)

Fig. 11 Comparison of models by applying arc (arc=0.45mm)

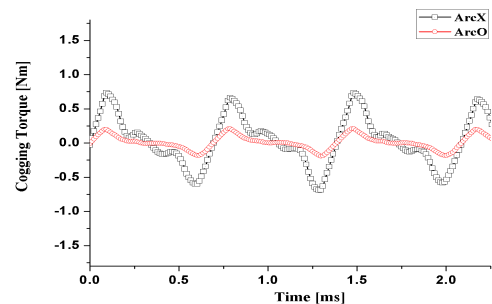


그림 12 이중공극에 따른 코깅토크 값
Fig. 12 Cogging torque results according to arc

강토크가 0.098[Nm]로 상당히 저감되었다. 또한 그림 13에서 각 모델의 토크리플 값은 29.17[%]와 17.63[%]로 이중공극의 설계로 인해 코깅토크 뿐만 아니라 토크리플도 상당히 저감되었다. 초기모델과 비교하여 평균토크는 5.574[Nm]에서 5.08[Nm]로 감소하였지만, 기본모델과 제안된 모델의 코깅토크의 감소량에 비하면, 평균토크의 변화량은 미세하게 감소하였다.

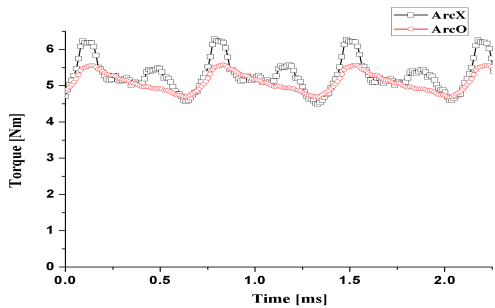


그림 13 이중공극에 따른 토크와 토크리플 값
Fig. 13 Torque ripple results according to arc

다음은 고정자에 노치를 추가적인 설계를 통해코깅토크를 한층 더 저감하고자 한다. 이중공극과 마찬가지로, 노치의 설계를 통한 공극의 변화로 인해 공극자속밀도의형상이 변화됨으로써, 코깅토크와 반대방향의 토크를 발생시켜 코깅토크를 상쇄시키고자 한다. 그림 14는 노치가 적용된 스포크 타입 전동기를 보여주고 있다. 노치가 적용된 모델을 해석하기 위해 슬롯의 치의 중양을 기준으로 노치의 크기와 위치를 설계변수로 하고 코깅토크를 저감하기 위한 최적설계를 수행하였다. 유한요소해석 결과, 노치의 크기가 커질수록 코깅토크와 토크리플이 줄어들지만, 이는 평균토크의 감소의 원인이 되기 때문에 이를 고려한 노치의 설계가 필요하다.

최종적으로 제안된 모델의 노치의 크기와 위치는 각각 0.4[mm]와 3.8[deg]로 선정되었다.

그림 15는 이중공극만 적용된 모델과 이중공극과 노치가 적용된 모델의 코깅토크를 비교하였다. 코깅토크는 0.098[Nm]에서 0.077[Nm]로 저감되었다. 노치에 의해 저감된 코깅토크는 이중공극에 의해 저감된 코깅토크에 비해 변화량이 적고 출력이 감소

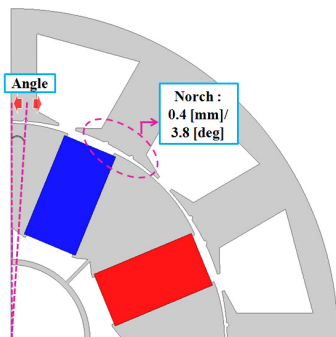


그림 14 노치가 적용된 설계 변수
Fig. 14 Design variables of model with notch

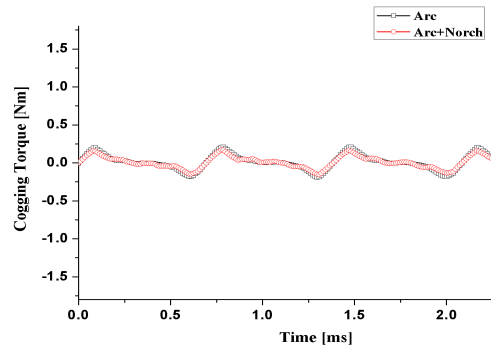


그림 15 이중공극+노치 적용에 따른 모델의 코깅토크 비교
Fig. 15 Cogging torque results by applying to arc+notch

되기 때문에 스포크 타입의 전동기의 설계에 있어 이중공극형상과 노치의 적용에 대한 고찰이 필요하다.

2.5 기계적 강성을 고려한 설계

차량용 컴프레서 전동기의 속도특성은 차량 정지구간을 포함한 저속구간에서 고속구간까지 정해진다. 저속구간 (1000rpm~3600rpm)에서는 외부에서 유입되는 바람 유입량이 비교적 적기 때문에 높은 토크를 요구한다.

고속구간 (6000rpm~8000rpm)에서는 외풍의 유입량이 많기 때문에 낮은 토크로도 구동이 가능하다. 즉 차량용 컴프레서 전동기는 저속구간부터 고속구간까지 구동이 가능하여야 한다.

하지만 스포크 타입 전동기는 영구자석이 반지름 방향으로 배치되어 있기 때문에 고속에서 원심력에 의한 영구자석 비산의 문제가 있다. 그러므로 스포크 타입 전동기가 전 속도구간 (1000rpm~8000rpm) 영역에서 운전되기 위해서는 회전자 구조가 기계적으로 강인해야하고, 충분한 안전율을 확보해야 한다. 이러한 안전율은 회전자의 형상에 의해 결정되고 식 (1)으로 표현된다.

$$\text{안전율} = \frac{\sigma_{Yield}}{\sigma_E} \quad (1)$$

여기서 σ_{Yield} 는 Yield Strength를 나타내고 σ_E 는 Equivalent Stress를 나타낸다. 안전율은 기준을 어떻게 잡느냐에 따라 다르지만, 통상적으로 2정도에 도달하면 안전하다고 판단한다.

그림 16은 기계적 강성을 고려하여 안전율이 만족하는 제안모델이다. 고속영역에서 원심력에 의한 영구자석 및 Pole Piece의 비산을 방지하기 위해서는 영구자석을 감싸고 있는 Rib_{up} , Rib_{down} 과 Bridge_C의 사이즈 및 두께의 조합이 중요하다. 고속에서 원심력에 의한 σ_E 는 Equivalent Stress는 Rib_{down} 과 Bridge_C보다는 Rib_{up} 쪽 부분에 영향을 많이 미치기 때문에 상대적인 릿 크기는 커져야 기계적으로 안전한 구조를 가지게 된다. 그림 17과 표 4는 정격속도 3600[rpm]과 고속구간 6000rpm~8000rpm을 초과한 최대속도 10000[rpm]에서 강도 해석결과를 보여준다.

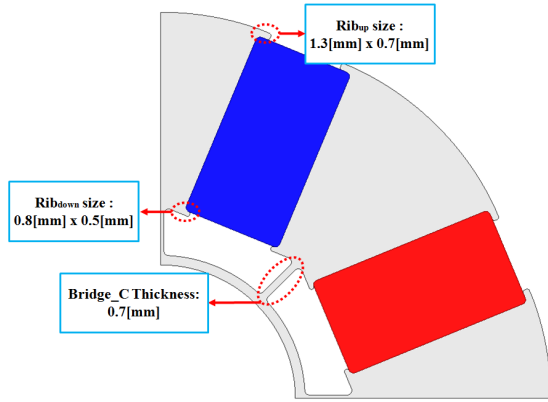
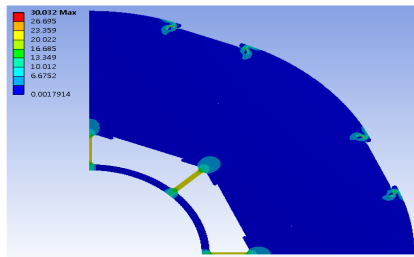


그림 16 기계적 강성을 고려한 회전자 구조
 Fig. 16 Rotor structure according to mechanical stress

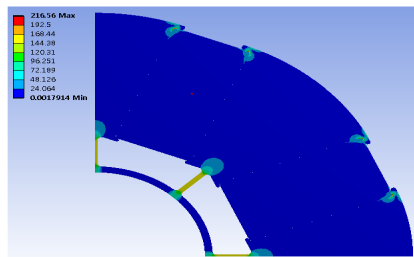
표 4 강도 해석 결과

Table 4 Results of stress analysis

속도 [rpm]	Equivalent Stress [MPa]	안전율
3600	30.032	14.651
10000	216.56	2.031



(a) 3600[rpm]



(b) 10000[rpm]

그림 17 속도에 따른 강도 해석 결과
 Fig. 17 Results of stress analysis according to speeds

본 전동기 모델의 코어 재질은 35PN230을 사용하였고, 이 재질의 항복강도는 440[MPa]이다. 제안된 모델에서 Rib_{up} 을 통해 영구자석과 회전자에 받는 응력을 분산시키는 효과 때문에, 각

속도구간인 3600[rpm]과 10000[rpm]에서 14.651과 2.031의 안전율을 가지므로 고속에서도 안전율이 만족하는 것을 확인하였다.

3. 스포크 타입 전동기 착자시스템 설계

3.1 착자시스템 설명

다양한 영구자석의 개발로 인해 고효율 및 고성능을 가지는 전동기의 개발이 발달되고 있고, 이러한 영구자석의 착자시스템 구축이 요구되고 있다. 영구자석을 착자시키기 위한 다양한 방법이 있지만, 이러한 착자방법 중 커패시터 방전에 의한 영구자석을 착자시키는 시스템은 다양한 장점을 가지고 있다. 이 착자방법은 다른 착자방법들에 비해 비교적 간단한 전기회로를 가지며, 착자시 적은 전력을 소비한다. 커패시터 방전 임펄스 착자기 시스템은 수 년간 널리 이용되고 있다. 영구자석을 착자기 위해서는, 착자기에 의해 발생하는 기자력은 영구자석을 포화시키기 위해 충분해야 한다. 이렇게 착자를 통해 영구자석은 높은 잔류자속을 지닐 수 있게 된다.

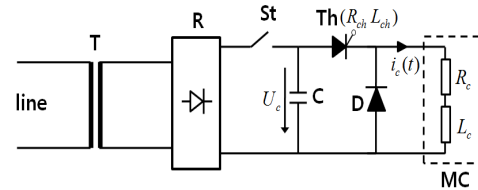


그림 18 콘덴서 방전에 의한 착자시스템 회로
 Fig. 18 Magnetized system circuit by means of capacitor discharge

이렇게 하여 착자시스템은 순환적으로 짧은 시간동안 큰 전류를 발생시킬 수 있으며, 주파수가 높을 경우에는 시스템에 온도적인 문제가 야기될 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 착자시스템에 대한 연구가 계속 진행되어지고 있다. 그림 18은 콘덴서 뱅크를 포함하는 급전장치, 사이리스터, Th로 구성되는 방전 및 차단 장치, 순환 다이오드 D, 그리고 착자기 권선으로 구성되는 착자장치의 전기회로를 나타낸다. 사이리스터가 on 될 때 콘덴서에 충전된 전압의 방전이 시작되고, 착자기 권선에 임펄스 전류가 인가된다. 직렬연결된 사이리스터 Th는 콘덴서에 충전된 에너지를 착자기로 방전 및 차단을 수행하는 스위치 역할을 담당한다. 영구자석의 착자에서는 '지수함수 형태의 전류 임펄스' 이외에 '정현파 전류 임펄스' 방전 회로가 이용될 수 있다. 이때 정현파의 반주기에 남아있는 에너지 W_c 은 착자기 권선 외부에 연결된 저항에서 소비된다. 따라서, 코일의 온도상승은 상당히 감소된다. 피크(peak) 전류의 계산이나 철심요크를 포함한 착자기 권선의 설계에는 착자를 위해 요구되는 전류는 피크 값만 고려할 수 있으므로, 두 임펄스 전류의 형태에 대한 차이점은 거의 없다. 양쪽 모두의 경우에는 방전전류가 피크값에 도달하기 전에 자석에 존재하는 와전류가 이미 없어져야만 한다. 콘덴서를 이용한

착자 시스템의 전기회로 해석은 비교적 간단하다. 저항, 인덕턴스, 그리고 콘덴서로 구성되는 직렬회로의 과도현상 이론으로 착자 시스템의 전기회로에서 발생하는 임펄스 전류의 해석이 가능하다. 회로정수를 R, L, C로 가정하면 시간 t에 대한 전류 i에 변화는 다음의 방정식이 성립한다.

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = 0 \quad (2)$$

이 방정식의 해는 회로조건에 따라 다르지만, 대전류가 흐르도록 설계된 착자기 권선의 저항은 매우 작아야 유리하므로 $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 의 조건에 의해 전류파형은 감쇄진동이 된다.

3.2 착자기 설계

착자기 설계는 착자기의 충전전압 정전용량, 착자요크의 권선 턴수, 공극 길이, 극폭, 극 길이, 요크 폭 등 설계변수가 많다. 따라서 설계를 단순화하기 위해 착자에 영향이 많은 설계를 찾아 그 설계 변수를 먼저 설계한 후 나머지를 설계하는 순서를 세우는 것이 필요하다.

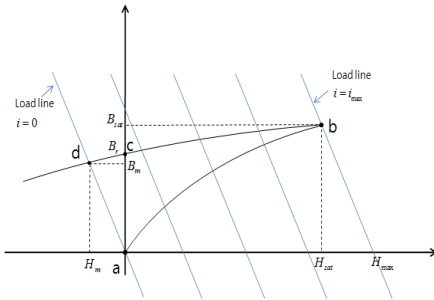


그림 19 착자전류에 따른 자기특성
Fig. 19 Magnetic properties by magnetizing flow

3.2.1. 착자기 충전전압과 정전용량 선정

착자기 설계에 있어 충전전압과 정전용량은 착자자속을 발생시키는 근원이므로, 가장 먼저 선정해야 한다. 그림 19는 착자에서 영구자석에 따른 자기특성을 나타낸다. 영구자석의 초기 상태는 'a'점의 H=0, B=0인 상태로, 직선으로 표시된 것들은 영구자석 외부의 자기회로에 의해 정해지는 외부 자기회로의 퍼미언스 계수를 나타내는 부하선이다. 자기저항이 크면 기울기가 감소하고, 자기저항이 작으면 기울기가 증가하게 된다. 착자전류가 흐르면 부하선이 H축의 양의 방향을 따라 이동하게 되고 영구자석 내부의 자기특성은 'a'점에서 'b'점으로 자속밀도가 증가하게 된다. i_{max} 이상의 전류가 흐르면 부하선이 H축과 만나는 값은 H_{max} 이상이 되며 영구자석에 포화 자계의 세기, H_{sat} 가 가해진다. 전류가 다시 0으로 감소하면 영구자석의 히스테리시스 특성에 의해 'c'의 잔류자속밀도 B_r 을 거쳐 'd'점의 B_m , H_m 으로 표시되는 동작점에 이르게 된다. 영구자석을 완전 착자기 위해서는

H_{max} 이상의 자계를 걸 수 있는 i_{max} 이상의 전류를 흘려야 한다. 체적 V_m 의 영구자석을 착자하는데 필요한 에너지는 $1/2 B_{sat} H_{sat} V_m$ 이고, 이는 $1/2 CV^2$ 의 용량을 가진 착자기가 필요함을 의미한다. 그림 20과 그림 21은 권선턴수가 일정한 값으로 고정된 경우의 착자기 용량에 따른 착자전류의 변화량을 나타낸 값이다.

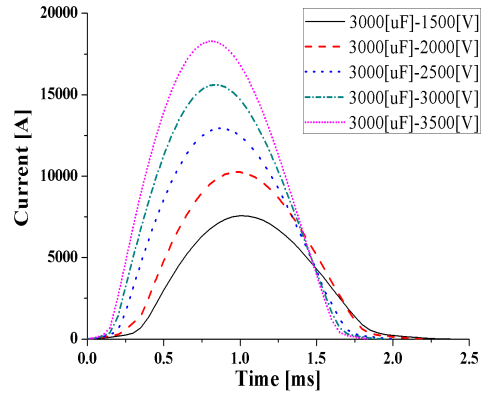


그림 20 착자기의 충전전압 증가에 따른 착자전류 값
Fig. 20 Magnetizing current based on increase in charging voltage

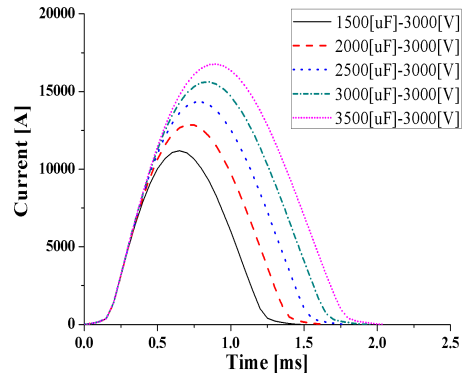


그림 21 착자기의 정전용량 증가에 따른 착자전류 값
Fig. 21 Magnetizing current based on increase in charging capacitance

착자기의 최대용량 한계치를 3500[uF]와 3500[V]로 하여 각각의 정전용량과 충전전압의 값을 일정한 값으로 증가시켜 확인한 결과이다. 그림 20의 경우, 정전용량을 3000[uF]으로 고정하고 충전전압의 값을 증가시킨 것으로, 충전전압의 값이 증가할수록 착자전류의 시간은 줄어들지만 착자전류의 기울기는 크게 될 수 있다. 그림 21의 경우 충전전압의 3000[V]로 고정하고 정전용량의 값을 증가시킨 것으로, 정전용량이 증가할수록 착자전류의 시간은 늘어나고 착자전류의 값도 커지는 것을 확인할 수 있다.

이러한 결과값을 토대로 적절한 정전용량과 충전전압으로 선정하는 것이 중요하다.

3.2.2. 권선 설계 방법

착자요크에 자속을 발생하는 기자력은 식 (3)과 같다.

$$\text{magnetomotive Force} = Ni \tag{3}$$

와전류나 누설자속이 발생하지 않는다고 가정하고 모든 자속이 영구자석에 흐른다면, 착자를 위한 기자력을 증가시키기 위해서는 턴수나 전류값을 증가시켜야 한다. 저항, 인덕턴스와 커패시턴스의 값에 따라 전류의 양상은 과소제동, 임계제동, 과제동의 3가지로 나타난다. 특히 착자전류가 과소제동이 될 때는 전류가 양에서 음으로 진동하기 때문에 역자계가 발생한다.

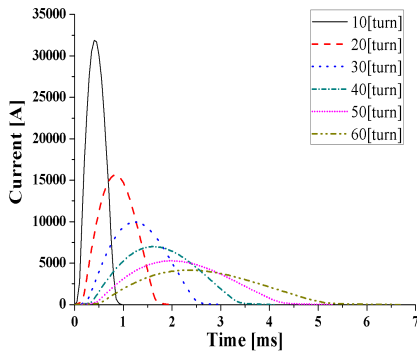


그림 22 턴수에 따른 착자전류의 크기변화
Fig. 22 Magnetizing current based on the number of turns

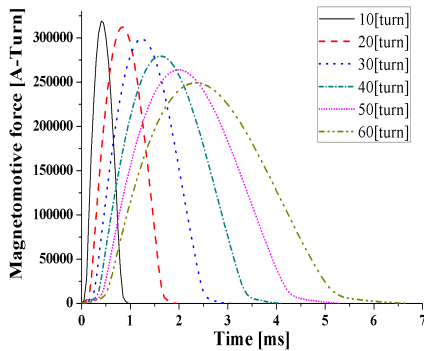


그림 23 턴수에 따른 기자력의 크기변화
Fig. 23 MMF based on the number of turns

따라서 이를 방지하기 위해서 다이오드를 설치하여 역전류가 흐르지 않도록 해야한다. 일반적으로 착자요크를 설계할 때, 기자력을 증가시키기 위하여 권선의 턴수를 적게하고 단면적을 크게 한다. 이때 저항과 인덕턴스가 작기 때문에 전류가 크게 발생하고, 이로 인하여 큰 기자력이 발생된다. 그러나 착자요크의 권선 턴수가 적을수록 전류가 시간에 따라 급격히 변하고, 턴수가 증가할수록 시간에 따라 전류가 완만하게 된다. 이러한 점을 고려하여 권선설계를 수행해야 한다. 그림 22와 23은 정전용량과 충전전압이 각각 3000[uF]와 3000[V]의 일정한 크기를 가지는 슬

롯에 권선턴수와 저항만을 변화시킴에 따라 착자전류와 기자력의 크기를 비교한 것이다. 권선턴수가 증가할수록 착자전류는 감소하지만, 기자력은 거의 Ni값에 비례하여 각 턴수마다 거의 일정한 값을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 즉, 권선턴수를 적게하고 단면적을 넓게함으로써 저항과 인덕턴스가 감소하게 되고, 큰 전류가 발생되어 큰 기자력을 발생시킬 수 있는 설계방법이다.

3.2.3. 영구자석 착자특성 예측

제안된 구조의 영구자석을 착자시키기 위하여 페라이트 자석의 보자력을 이용한다. 그림 24와 같이 권선의 기자력에 의해 화살표방향과 같이 착자 시 자속경로를 알 수 있으며, 기자력은 다음과 같은 식 (4)로 나타낼 수 있다. 그림 24에서 보여지듯이, 자석의 착자방향은 H_x 방향으로 되어야한다.

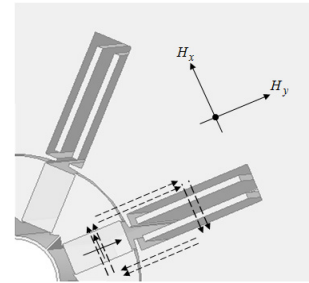


그림 24 착자 시 영구자석의 자속경로
Fig. 24 During magnetization of the permanent magnet flux path

$$\vec{H} = \vec{H}_x + \vec{H}_y \tag{4}$$

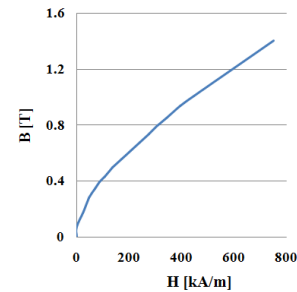


그림 25 ferrite 12E 초기자화곡선
Fig. 25 Initial magnetization curve of ferrite 12E

실제로 ferrite 12E의 착자 시 필요한 고유보자력 I_{hc} 는 360kA/m이고, 그림 26에서와 같이 영구자석의 충분한 착자를 위해서는 필요한 보자력은 H_x 방향으로 420kA/m 이상이 필요하다. 우선 유한요소해석을 통해 착자특성 해석을 하기 위해서는 영구자석의 초기자화곡선이 필요로 한다. Ferrite 12E의 초기자화곡선은 B-H곡선의 2사분면 값을 통해 예측하였으며, 예측된 초기자화곡선은 그림 25와 같다.

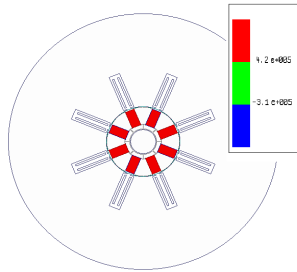


그림 26 완전 착자시 자속밀도
Fig. 26 Flux density distribution in fully magnetized magnet

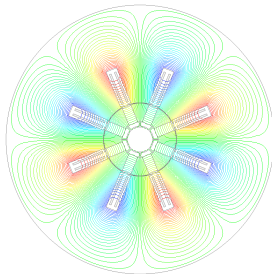


그림 27 완전 착자시 자속선도
Fig. 27 Flux line distribution in fully magnetized magnet

그림 26은 영구자석이 각각의 착자방향에 따라 착자되었을 때의 자계의 세기를 나타내고 있다. 그림 26과 같이 빨강색으로 된 부분은 자계의 세기가 420[kA/m] 이상으로 페라이트 12E가 완전히 착자되어있는 상태이고, 파랑색으로 된 부분은 -310[kA/m]로 불가역감자영역으로 된상태로 영구자석으로서의 성질을 잃은 상태이다. 여기서는 초록색이나 파랑색으로 된 부분이 없도록 설계를 해야 한다. 유한요소해석을 통해 영구자석의 완전 착자를 위한 기자력 값은 160[kA-turn]으로 영구자석의 세부적인 부분까지 착자되기 위한 기자력을 인가해주는 것이 중요하다. 착자될 때의 자속선도를 나타내는 그림 27에서는 영구자석이 H_x 방향으로 자속이 흐르는 것을 확인 할 수 있다.

3.2.4. 착자요크 철심 설계 방법

착자요크 설계에 있어 철심은 권선에 흐르는 전류로 인한 전기 에너지를 영구자석에 효율적으로 공급해야 한다. 또한 각 영구자석에 맞는 전기 에너지가 인가되었는가를 알기 위해서는 영구자석의 초기자화곡선의 특성을 알아야 한다. 그림 28은 제안된 영구자석 전동기의 착자요크를 보여주고 있다. 적절한 착자요크를 설계하기 위해서는 표 5와 같이 다양한 설계변수를 고려해야 한다.

3.3 착자기 설계 순서

착자기 설계에 있어서 착자기의 정전용량과 충전전압, 권선턴수, 공극 길이, 극폭, 요크 폭, 슬롯면적, 적층길이 등 많은 설계

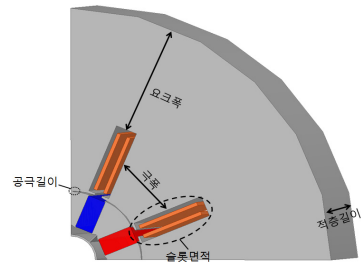


그림 28 착자요크의 설계변수
Fig. 28 Design variables of magnetizing yoke.

표 5 착자요크 설계요구사항

Table 5 Design requirements of magnetizing yoke.

변수	방법
공극	공극은 제작 가능한 최소한의 값으로 선정한다.
극폭	영구자석의 폭보다 크게 정하여 자석전체가 충분히 착자되도록 하고, 극과 극사이는 짧게 하여 누설이 발생하지 않도록 선정한다.
요크폭	포화가 되지 않도록 선정한다.
슬롯면적	높은 기자력을 발생시키기 위해서는 코일의 단면적이 커져야하므로, 적절한 턴수로 인한 점적률을 고려하여 선정한다.
적층길이	오버행 효과를 고려하여 회전자와 축방향 길이와 비슷하거나 크게 선정한다.

변수가 존재한다. 이렇게 많은 설계변수에서 착자에 주요하게 영향을 미치는 설계변수를 중심으로 먼저 설계를 하고, 나머지를 설계하는 방법을 세우는 것이 필요하다. 그러므로, 착자에 많은 영향을 미치는 요소인 충전용량, 정전전압과 권선 턴수를 중심으로 착자기 설계를 수행하였다. 그림 29는 착자시스템의 설계절차를 나타낸 것이다. 우선 기본적인 설계절차 필요한 착자기의 용량(정전용량과 충전전압)과 권선턴수에 의해 만족하는 기자력에 의한 착자전류가 나올 경우, 착자기의 상세설계로 돌아가 착자요크, 극폭, 슬롯면적, 적층길이 등 세부적인 설계를 통해 낭비되는 재료가 없도록 한다.

만약 부족하거나 너무 높은 기자력을 발생시키는 경우 착자기 용량과 권선 재설계를 통해 불필요한 부분을 제거해야한다. 설계에 있어 영구자석을 착자시키기 위한 기자력이 발생시키기 못하는 경우는, 착자기가 가지고 있는 사양의 최대용량까지 증가시켜 착자를 시킬 수 있지만, 초과되는 용량으로 착자를 할 경우 자속포화로 인한 손실이 발생하므로 최소한의 용량으로 착자를 시킬 수 있는 것을 목표로 한다.

3.3.1. 착자기 용량 설계

착자기 용량(충전전압 및 정전용량)은 영구자석이 충분히 착자시키기 위한 기자력을 발생시켜야 한다. 우선 충전전압과 정전용량을 같은 값으로 설정하여 착자를 위한 기자력을 발생시키기 위

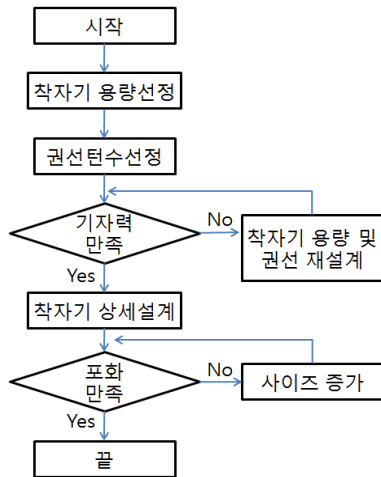


그림 29 설계절차
Fig. 29 Design procedure

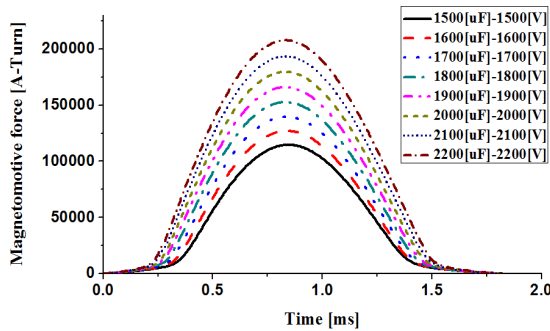


그림 30 정전용량과 충전전압의 증가에 따른 착자기자력 값
Fig. 30 MMF based on capacitance and charging voltage

표 6 착자기 용량에 따른 착자기자력 값
Table 6 MMF value based on Capacitance of the magnetizer

착자기 용량	착자기자력	증가폭
1500[uF]-1500[V]	114.6 [kA-turn]	-
1600[uF]-1600[V]	127.0 [kA-turn]	12.3 [kA-turn]
1700[uF]-1700[V]	139.7 [kA-turn]	12.6 [kA-turn]
1800[uF]-1800[V]	152.7 [kA-turn]	12.9 [kA-turn]
1900[uF]-1900[V]	166.0 [kA-turn]	13.3 [kA-turn]
2000[uF]-2000[V]	179.6 [kA-turn]	13.6 [kA-turn]
2100[uF]-2100[V]	193.5 [kA-turn]	13.8 [kA-turn]
2200[uF]-2200[V]	207.7 [kA-turn]	14.1 [kA-turn]

해 만족하는지 비교하였다.

그림 30과 표 6에서 알 수 있듯이 정전용량과 충전전압이 올라갈 때, 거의 일정한 값으로 착자기자력이 증가하는 것을 알 수 있다. 영구자석의 고유보자력이 420[kA/m]이 되고, 기자력이 160[kA-turn]이 되기 위한 착자기 용량은 1900[uF]-1900[V]이

표 7 권선턴수에 따른 코일치수와 저항 값

Table 7 Resistance and coil size values based on the number of turns

턴수 [turn]	코일 치수 (지름:mm)	저항[ohm]
10	4.17[mm]	0.0041[ohm]
20	2.08[mm]	0.0163[ohm]
30	1.39[mm]	0.0367[ohm]
40	1.04[mm]	0.0653[ohm]
50	0.83[mm]	0.1020[ohm]
60	0.69[mm]	0.1470[ohm]

상이 되어야 한다. 그러므로 유한요소해석으로 알아본 결과 착자기의 용량 (정전용량과 충전전압)은 각각 1900[uF]와 1900[V]로 선택할 수 있다.

3.3.2. 권선턴수 설계

권선턴수는 기자력의 크기를 결정하기 때문에 영구자석을 착자시키기 위한 중요한 설계 변수이다. 턴수가 낮을수록 상대적으로 높은 기자력을 발생할 수 있는 것을 위의 실험으로 알 수 있었다. 하지만 턴수가 낮으면 권선저항이 낮아지기 때문에, 과소제동으로 인한 큰 역전류가 흐를 수 있으므로 너무 작은 권선설계는 피해야 한다. 또한 권선턴수가 증가하게 되면 저항이 증가하게 되고, 이에 따른 peak 전류가 발생하는 시간도 증가하게 된다. 이러한 경우는 일부분이 저항손실로 소비되어 착자 기전력과 전류를 감소시킨다. 따라서 이를 고려하여 권선턴수를 선택해야 한다. 표 7의 결과는 기본적으로 권선턴수는 슬롯면적대비 점적률을 50[%] 이하가 되도록 코일치수를 선정하였고, 권선턴수와 코일치수를 통해 저항 값을 계산하였다.

결론적으로, 역전류가 흐르지 않고 저항이 최소화되며, 짧은 상승시간을 가지면서 높은 전류 최대치를 발생시키는 권선턴수는 20[turn]으로 선정하였다.

3.3.3. 착자기 상세설계

표 8은 위에서 정한 착자요크의 길이에 따른 착자전류의 값을 나타내고 있다. 착자기의 용량이 각각 2000[uF]와 2000[V]와 권선턴수를 20[turn]으로, 위에서 정한 착자기 용량보다 큰 용량이다. 이는 포화를 한층 더 고려하기 위해 다음과 같은 용량으로 선정하였다. 표 8에서 확인할 수 있듯이 요크의 길이가 줄어들어도 착자전류의 크기는 차이가 없는 것을 확인할 수 있다. 요크의 폭은 철심의 포화가 일어나지 않도록 하기 위해서 60[mm]로 결정되었다. 공극 길이는 착자요크와 회전자 사이의 길이로, 제작 가능한 최소한의 길이인 0.5[mm] 설계하여 기자력의 강하를 최소화하였다. 극폭은 36.5[mm]으로, 영구자석의 폭 10[mm]보다 충분히 크기 선정하여 충분히 착자되도록 하였다. 적층길이는 회전자의 축방향 길이와 동일한 길이인 90[mm]로 선정하였다.

위에 기술한 설계변수들을 그림 31과 표 9에 나타내었다. 이를 통해 제안된 전동기의 착자시스템 구축을 통해 적절한 용량의 착자기를 선정하였다.

표 8 요크 폭에 따른 착자전류 값

Table 8 Magnetizing current based on width of yoke

요크 폭[mm]	착자전류[A]
40	8619.55
50	8522.64
60	8518.47
70	8516.97
80	8515.22

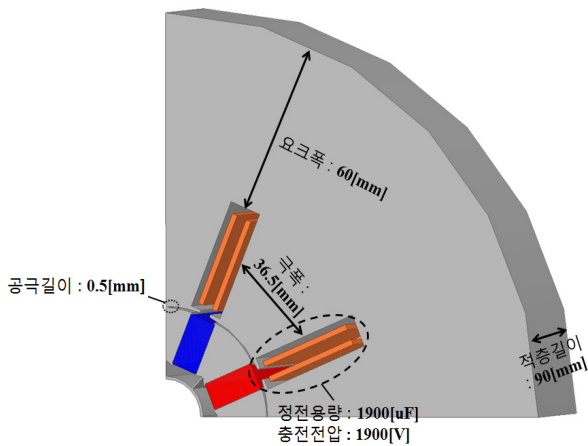


그림 31 최적설계된 착자기 형상

Fig. 31 Optimum design shape of magnetizer

표 9 최적설계된 착자기 설계 결과

Table 9 Optimum design results of magnetizer

설계변수	값
충전용량	1900[uF]
정전용량	1900[V]
턴수	20[turn]
공극	0.5[mm]
극폭	36.5[mm]
요크 폭	280[mm]
적층길이	90[mm]

4. 결 론

본 연구에서는 스포크 타입의 전동기의 최적설계와 착자시스템 설계에 대해서 연구하였다. 스포크 타입의 전동기의 최적설계를 하기 위해서 반응표면법과 유한요소해석을 이용하여 설계하였

으며, 착자기설계를 통하여 착자시스템을 구축하였다. 제안된 전동기는 기존의 희토류 영구자석을 사용한 IPMSM 컴프레서의 대체용으로, 페라이트 영구자석을 사용하고 자속이 집중되는 스포크 타입 전동기로 선택하였다. 이러한 스포크 타입 전동기는 높은 출력을 가지는 장점이 있지만, 소음과 진동을 야기하는 높은 코깅토크가 단점이다. 이를 줄이기 위해 이중공극과 노치를 추가하여 회전자와 고정자의 최적설계를 통해 코깅토크 저감을 수행하였다. 또한 RSM을 통하여 코깅토크와 토크리플의 최소값을 가지는 설계값을 구하였다. 또한 최적설계된 전동기의 영구자석의 착자를 위한 착자시스템 해석을 수행하였다. 착자에 영향이 미치지 않는 변수들과 영향을 미치지 않은 변수들을 중점으로 유한요소해석을 통하여 영구자석의 착자를 위한 착자전류를 선정하였다. 또한 선정된 착자전류를 통하여 영구자석 ferrite 12E의 초기 자화곡선을 통해 착자특성을 예측하였다.

이상 본 논문에서는, 기존의 IPMSM을 대체가능한 전동기를 제안하고, 그에 알맞은 착자시스템을 구축함으로써, 여러 산업분야에서의 효율적으로 적용할 수 있음을 확인하였으며, 향후에는 기존의 고정자 권선으로 영구자석을 착자 시킴으로써, 가격적인 문제를 해결하는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

감사의 글

This work was supported by Ministry of Education and Ministry of Science, ICT and Future Planning (NRF-2015H1C1A1033580 & NRF-2013R1A2A2A04007384)

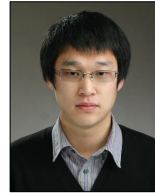
References

- [1] A. Chiba, Y. Takano, M. Takeno, T. Imakawa, N. Hoshi, M. Takemoto, and S. Ogasawara, "Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 47, May/June. 2011.
- [2] D. G. Dorrell, A. M. Knight, and M. Popescu, "Performance improvement in high-performance brushless rare-earth magnet motors for hybrid vehicles by use of high flux-density steel," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 10, Oct. 2011.
- [3] B. K. Lee, G. H. Kang, J. Hur, and D. W. You: "Design of Spoke type BLDC Motors with High Power Density for Traction Applications", Proceedings of IEEE-IASAnnual Meeting, vol.2, pp. 1068-1074 (2004).
- [4] K. Y. Hwang, S. B. Rhee, J. S. Lee, and B. I. Kwon: "Shape Optimization of Rotor Pole in Spoke type Permanent Magnet Motor for Reducing Partial Demagnetization Effect and Cogging Torque",

Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, pp. 955-960 (2007).

- [5] K. K. Han, D. Y. Lee, G. H. Kang, K. B. Jang, H. K. Shin, and G. T. Kim, "The Design of Rotor and Notch to Improve the Operation Characteristics in Spoke type BLDC Motor", Proceedings of Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, pp. 3121-3125 (2008).
- [6] B. Y. Yang, K. Y. Yun, and B. I. Kwon, "Designing method of flux barriers in rotor for reducing cogging torque," in COMPUMAG2005, Shenyang, China, June 2005, IV-26, PG1-7.
- [7] E.S. Hamdi, DESIGN OF SMALL ELECTRICAL MACHINES, John Wiley & Sons Ltd, 1994.
- [8] Z. Q. Zhu, S. Ruangsinchaiwanich, N. Schofield, and D. Howe, "Reduction of Cogging Torque in Interior-Magnet Brushless Machines," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp. 3238-3240, September, 2003.
- [9] C. Breton, J. Bartolome, J. A. Benito, G. Tassinario, I. Flotats, C. W. Lu, and B. J. Chalmers, "Influence of machine symmetry on reduction of cogging torque in permanent-magnet brushless motors," Magnetics, IEEE Transactions on, Vol. 36, No. 5, pp. 3819, 2000.
- [10] L. Touzhu and G. Slemon, "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors," Magnetics, IEEE Transactions on, Vol. 24, No. 6, pp. 2901, 1988.
- [11] K. Chang Seop, Y. Hee Soo, N. Ki Woong, and C. Hong Soon, "Magnetic pole shape optimization of permanent magnet motor for reduction of cogging torque,"
- [12] D. C. Hanselman, Brushless Permanent Magnet Design, McGraw-hill Inc. 1994.

저 자 소 개



김 영 현 (Young-Hyun Kim)

1982년 7월 6일생. 2008년 한밭대학교 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 042-821-1626

E-mail : kimyh@hanbat.ac.kr



이 진 경 (Jin-Kyoung Lee)

1986년 1월 18일생. 2008년 한밭대학교 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기 공학과 석사과정.

Tel : 042-821-1626

E-mail : twilight@naver.com



서 준 (Jun-Seo)

1990년 3월 28일생. 2014년 한밭대학교 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기 공학과 석사과정.

Tel : 042-821-1626

E-mail : seojun23@naver.com



이 중 호 (Jung-Ho Lee)

1968년 8월 21일생. 1993년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원전기공학과 졸업(공학박). 1999년 9월 ~2000년 2월 한양대학교 부설 산업과학연구소 선임 연구원. 2000년 3월 ~2002년 2월 독립충북과학대학 전기과 전임강사. 2002년 3월 ~현재 국립한밭대학교 전기공학과 교수. 대한전기학회 시니어 회원 및 사업이사.

Tel : 042-821-1098

E-mail : limotor@hanbat.ac.kr

Homepage : <http://limotor.byus.net>