



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

2017
年2月

2017年 2月
博士學位論文

博士學位論文

복합 연자성 재료를 이용한
고속 영구자석 전동기의 3차원 형상 최적설계

고속
영구자석
복합
연자성
전동기
의
3차원
형상
최적
설계

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金 聖 辰

金
聖
辰

복합 연자성 재료를 이용한
고속 영구자석 전동기의 3차원 형상 최적설계

3-D Shape Optimal Design of High-Speed Permanent
Magnet Motor Using Soft Magnetic Composite

2017年 2月 24日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

金 聖 辰

복합 연자성 재료를 이용한
고속 영구자석 전동기의 3차원 형상 최적설계

指導教授 金 容 載

이 論文을 工學博士學位신청 論文으로 提出함.

2016年 10月

朝鮮大學校 大學院

電 氣 工 學 科

金 聖 辰

金聖辰의 博士學位 論文을 認准함.

委員長 朝鮮大學校 教授 曹 錦 培 (印)

委 員 朝鮮大學校 教授 李 愚 宣 (印)

委 員 朝鮮大學校 教授 崔 孝 祥 (印)

委 員 韓國生産技術研究院
首席研究員 李 成 浩 (印)

委 員 朝鮮大學校 教授 金 容 載 (印)

2016年 12月

朝鮮大學校 大學院

목 차

ABSTRACT	xi
I. 서 론	1
A. 연구 배경 및 필요성	1
B. 연구 내용 및 구성	5
II. 이론적 배경	6
A. 영구자석 전동기의 특성 방정식 및 제어 특성	6
B. 진공청소기용 고속 영구자석 전동기의 구조	10
C. 고속 전동기용 저손실 복합 연자성 재료	12
III. 전기장판 적용 전동기 2차원 형상 설계	14
A. 영구자석 전동기의 목표사양 및 제약조건	14
B. 영구자석 전동기 기초모델 설계	16
1. 영구자석 전동기의 역기전력과 토크 관계	16
2. 자기장하와 전기장하의 정의	20

- 3. 영구자석 전동기의 비자기장하 계산 및 비전기장하 결정 23
- 4. 상당 직렬 턴 수 결정 및 고정자 형상설계 34

IV. 복합 연자성 소재 적용 전동기 3차원 형상

- 설계 39
 - A. FEM을 이용한 기초설계 모델 특성 해석 39
 - B. 복합 연자성 코어의 자기적 특성 고찰 48
 - 1. 복합 연자성 코어 시편 성형 48
 - 2. 복합 연자성 코어 자기적 특성 분석 53
 - 1) 복합 연자성 코어 자기적 특성 평가 시스템 구성 53
 - 2) 복합 연자성 코어 자기적 특성 평가 60
 - C. 복합 연자성 코어 3차원 형상 설계 및 특성 해석 65
 - 1. 3차원 Stator teeth 형상 최적설계 65
 - 2. Stator 권선 최적설계 80
 - 3. 금형제작을 고려한 최종 설계 모델 85

V. 실험 및 결과 고찰 90

- A. 실험 90

1. 고속 영구자석 전동기 시작기	90
1) 전기강판 적용 모델	90
2) 복합 연자성 코어 적용 모델	95
2. 실험장치 구성	99
1) 토크 및 효율 측정 실험	99
2) 흡입일률 및 흡입효율 측정 실험	101
B. 실험결과 및 고찰	103
VI. 결 론	109
참고문헌	113

표 목차

Table 3-1. Specification of motor for vacuum cleaner.....	14
Table 4-1. Design results of high-speed permanent magnet motor.....	40
Table 4-2. Characteristics analysis results of initial model.....	46
Table 4-3. Mass calculation tables for initial model.....	47
Table 4-4. The Mechanical properties of SMC and electrical steel sheet toroidal core.....	52
Table 4-5. The Core losses of SMC and electrical steel sheet toroidal core.....	64
Table 4-6. Hysteresis and eddy current loss value of teeth according to the teeth height.....	76
Table 4-7. Rate of increase of magnetic flux density and rate of decrease of teeth volume according to the teeth height.....	77
Table 4-8. Design results according to the teeth height.....	79
Table 4-9. Design specifications of coil winding of same slot fill factor.....	80
Table 4-10. Coil winding design results of same slot fill factor.....	81
Table 4-11. Slot fill factor according to the coil winding design of before changing slot area.....	82
Table 4-12. Slot fill factor according to the coil winding design of after changing slot area.....	83

Table 4-13. Coil winding design results of changing slot fill factor.....	84
Table 4-14. Characteristics comparison of final and manufacturing model.....	88
Table 4-15. Design results of electrical steel sheet and SMC model.....	88
Table 4-16. Total magnetic loading and electric loading of electrical steel sheet and SMC model.....	89
Table 5-1. Measurement of winding resistance of electrical steel core model.....	92
Table 5-2. Measured Back EMF and analysis results of electrical steel core model.....	93
Table 5-3. Measurement of winding resistance of SMC core model.....	97
Table 5-4. Measured Back EMF and analysis results of SMC core model.....	97
Table 5-5. Measured torque and efficiency.....	104
Table 5-6. Orifice experimental results.....	107

그림 목차

Fig. 2-1. The control characteristics of permanent magnet motor.....	9
Fig. 2-2. The Structure of vacuum cleaner.....	10
Fig. 2-3. Structure of motor for vacuum cleaner.....	11
Fig. 2-4. The comparison of soft magnetic composite and electrical steel core.....	13
Fig. 3-1. B-H characteristics curve of permanent magnet.....	23
Fig. 3-2. Demagnetization curve and operating point of permanent magnet...	25
Fig. 3-3. Magnetic circuit of permanent magnet.....	25
Fig. 3-4. Rotor of surface permanent magnet motor.....	26
Fig. 3-5. Flux line of surface permanent magnet motor.....	28
Fig. 3-6. Basic magnetic equivalent circuit of surface permanent magnet motor.....	28
Fig. 3-7. Basic magnetic equivalent circuit simplicity of surface permanent magnet motor.....	29
Fig. 3-8. Stator design parameters.....	36
Fig. 4-1. Initial model schematic of motor for vacuum cleaner.....	39
Fig. 4-2. Element division of Initial model for 3-D numerical analysis.....	42
Fig. 4-3. Back EMF waveforms of initial model.....	44
Fig. 4-4. Back EMF harmonics analysis of initial model.....	44

Fig. 4-5. Torque waveform of initial model..... 45

Fig. 4-6. Flux density distribution of initial model..... 45

Fig. 4-7. Core loss distribution of initial model..... 46

Fig. 4-8. Process of the powder metallurgy 48

Fig. 4-9. Die, upper and lower punch..... 50

Fig. 4-10. SMC compaction machine.....50

Fig. 4-11. Compacted SMC toroidal cores..... 51

Fig. 4-12. Sintered SMC toroidal cores..... 51

Fig. 4-13. SMC and laminated toroidal core coils.....53

Fig. 4-14. Schematic of the magnetic characteristics measurement system....55

Fig. 4-15. Schematic of the core losses measurement system.....59

Fig. 4-16. Experimental equipment for magnetic characteristics
 measurement..... 59

Fig. 4-17. B-H characteristics of electrical steel sheet and SMC..... 61

Fig. 4-18. Core losses characteristics of electrical steel sheet and SMC..... 63

Fig. 4-19. Teeth shape of initial design model..... 66

Fig. 4-20. Teeth shape of SMC core..... 66

Fig. 4-21. Teeth flux density according to the teeth height when no load.... 68

Fig. 4-22. Back EMF waveforms according to the teeth height..... 69

Fig. 4-23. Back EMF and back EMF THD according to the teeth height.... 69

Fig. 4-24. Teeth flux density according to the teeth height when load.....70

Fig. 4-25. Yoke and shoe flux density according to the teeth height

when load.....	71
Fig. 4-26. Current, current density and coil resistance	
according to the teeth height.....	71
Fig. 4-27. Core losses of yoke, shoe according to the teeth height.....	72
Fig. 4-28. Core loss of rotor according to the teeth height.....	73
Fig. 4-29. Core loss of teeth according to the teeth height.....	75
Fig. 4-30. Hysteresis and eddy current loss of teeth	
according to the teeth height.....	75
Fig. 4-31. Core and copper losses according to the teeth height.....	78
Fig. 4-32. Efficiency according to the teeth height.....	78
Fig. 4-33. Yoke width design for slot fill factor securement.....	82
Fig. 4-34. Design limitation when manufacturing 3-D shape mold.....	86
Fig. 4-35. 3-D final model shape of SMC core.....	87
Fig. 4-36. 3-D manufacturing model shape of SMC core.....	87
Fig. 5-1. Drawings for winding and connection of motor	
with 4 poles, 6 slots.....	90
Fig. 5-2. Manufactured electrical steel core model.....	91
Fig. 5-3. Measured Back EMF waveforms and analysis waveforms	
of electrical steel core model.....	94
Fig. 5-4. Manufactured SMC core model.....	96
Fig. 5-5. Measured Back EMF waveforms and analysis waveforms	
of SMC core model.....	98

Fig. 5-6. Experimental equipment..... 100

Fig. 5-7. Orifice experimental equipment..... 102

Fig. 5-8. Measured torque waveforms of electrical steel model and SMC
model..... 104

Fig. 5-9. Measured efficiency of electrical steel model and SMC model..... 105

Fig. 5-10. Suction power according to the system input power..... 108

Fig. 5-11. Suction efficiency according to the system input power..... 108

ABSTRACT

3-D Shape Optimal Design of High-Speed Permanent Magnet Motor Using Soft Magnetic Composite

Sung-Jin Kim

Advisor : Prof. Yong-Jae Kim, Ph. D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

High-speed motors are being used in many applications, such as machine tool spindles, aerospace, centrifugal compressors, vacuum pumps, vacuum cleaner, dust collector, friction welding units, turbine generators, and so on. Compared to the conventional general-purpose motors, the major advantages of high-speed motors are smaller size under a given power, higher power density, smaller moment of inertia, fast response, and the ability to be directly connected with other high-speed mechanical device without gear.

Core loss of high-speed motors with high operating frequencies is much greater than other losses and is the main source of heat. It is known that a considerable amount of the total core loss in the stator core of a rotating electrical machine is caused by the rotating magnetic field. In the past, an ultra-thin non-oriented electrical steel sheet for high-frequency has been used as to minimize this core loss.

However, since the ultra-thin non-oriented electrical steel sheet for high-frequency is expensive, it has the disadvantage of increasing the production cost of the motor. To overcome this disadvantage, a soft magnetic composite (SMC) is used, wherein the magnetic powder is coated with an electrically insulating layer

Compared to the traditional electrical steel sheet, SMC materials have the following advantages. First, SMC materials are in general, magnetically isotropic

because of their powdered nature, and are therefore suitable for the construction of electrical machines that are subjected to 3-D magnetic fluxes and have complex structures. This isotropic magnetic property results in crucial design benefits and allows magnetic circuits to be designed with 3-D flux paths. Second, SMC materials are manufactured as modules for the core of the motor and hence, they are suitable for motors with complex structures. In addition, the core can be made by a press-molding process, which makes mass production easy. Third, the iron particles are insulated by a surface coating and an adhesive used for composite bonding; the eddy-current loss is much lower than that in laminated steels, especially at higher frequencies; and the hysteresis loss becomes the dominant component of core losses. These properties allow the machines to operate at higher frequencies, resulting in reduced machine size and weight. Fourth, since the SMC materials are cheap, their use can significantly reduce the material costs. Fifth, SMC materials are easy to recycle and finally, alloy powders such as Fe-Ni, Fe-Si, Fe-P, and Fe-Si-Al, which are important as admixtures or for the special application of these composites, can sometimes be used. Therefore, in this paper, a motor is designed by using electrical steel and SMC, a non-linear finite element method (FEM) based on 3-D numerical analysis was used to conduct basic design and characteristics analysis. A prototype was manufactured and characteristics experiment was performed to verify the designed the high-speed permanent magnet (PM) motor. Moreover, 3-D stator topologies are proposed that use the advantages of SMC to improve the efficiency of the motor.

I. 서 론

A. 연구 배경 및 필요성

최근 우리나라의 1인당 국민소득이 선진국 수준에 근접함에 따라 생활 편의성을 향상시키는 다양한 가전제품이 경쟁적으로 출시되고 있으며, 소비자의 수요 또한 꾸준히 증가하고 있다. 이로 인해 가정의 전력 소비량이 급증하고, 전기요금도 과다 지출되며, 국가 전력난과 환경오염 문제가 발생되고 있다.

이미 가정용 전력은 산업용과 더불어 커다란 수요대상이 되었으며 특히 계절과 관계없는 전력 수급난의 원인이 되는 실정이다. 이 같은 장기적인 전력 문제의 해소와 차세대 성장 축으로 일컫는 녹색에너지 정책의 성공적 수행을 위해서는 에너지 소비의 효율화 방안이 절실하다. 이를 위하여 전 세계는 최저효율제 등과 같은 정부차원의 정책을 통해 가전기기의 고효율화를 강력하게 시행하고 있으며, 국내에서도 에너지 효율등급 라벨제도 및 에너지 효율 1등급 가전 인센티브 환급 등의 정책을 시행하고 있다.

대부분의 가전기기는 동력시스템으로 전력의 대부분이 구동 전동기에서 소모된다. 따라서 제품의 고효율화는 궁극적으로 고효율 전동기의 적용으로 귀결된다. 고효율 정책에 부합하기 위해 제조업체는 고가 제품에 대해 효율이 높은 영구자석 전동기를 우선적으로 적용하고 점진적으로 저가 제품까지 확장하는 정책을 시행하고 있어 향후 대부분의 가전기기의 전동기를 영구자석 전동기(Permanent magnet motor)로 대체할 추세이다.

이러한 효율 규제와 더불어, 최근에는 인간 삶에 대한 기대치가 커지면서 보다는 나은 생활의 편의성, 쾌적한 주거 환경에 대한 기대가 증가되고 있다. 인간의 일상생활과 가장 밀접한 관계가 있는 가전제품으로는 에어컨, 냉장고, 세탁기, 진공청소기가 있다. 이러한 가전제품들은 국내 가전 3사의 치열한 경쟁과 글로벌 시장에서의 경쟁우위 확보를 위해 고성능 전동기가 요구 되고 있다. 이러한 변화로 저 철손, 고자속의 철심 소재의 적용, 새로운 설계 방법 등 전동기 설계 및 제조기반 기술이 종래와는 다른 변화를 겪고 있다.

생활 편의를 위한 가전제품 중 진공청소기는 발명된 지 약 100년이 지난 현재, 거의 모든 가정에 보급이 될 만큼 일반화되었다. 또한, 고감도 센서를 통해 청소할 공간의 크기와 청소시간을 파악해 스스로 청소를 하는 로봇 청소기도 개발되어 상용화되고 있다.

일반적으로 청소기는 진공으로 먼지를 흡입하기 위해 원심팬 전동기(Centrifugal fan motor)가 필수적으로 요구된다. 기존 진공청소기의 원심팬 전동기는 주로 직류 전동기(DC motor)가 적용되었다. 이러한 직류 전동기는 효율이 낮고, 소음이 크며, 정류자 브러시(Commutator brush)로 인한 수명이 짧고, 크기가 커서 여러 가지 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 기존의 진공청소기에 적용되던 직류 전동기 시스템을 영구자석 전동기로 대체하려는 노력이 활발히 이루어지고 있다.

최근 영구자석 전동기는 에너지가 높고 감자(Demagnetization)특성이 우수한 영구자석의 개발 및 발전이 지속적으로 이루어짐에 따라 고출력 및 소형화 구현이 가능해졌다. 또한, 이러한 자석의 성능 향상에 힘입어 타 전동기에 비해 높은 신뢰성 및 효율성을 확보하고 있다.

영구자석 전동기가 적용된 진공청소기가 개발되면서 기존 직류 전동기의 문제점은 해결되었지만, 고속 구동에 의한 큰 소음과 높은 전력소비 문제가 여전히 제기되고 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서는 진공청소기의 핵심부품인 전동기에 대한 연구가 필수적이다.

일반적으로 전동기의 손실은 코일에 인가되는 전류에 의한 코일 손실, 즉 동손(Copper loss)이 대부분을 차지한다. 하지만 진공청소기에 적용되는 고속 전동기는 회전자의 회전속도가 증가함에 따라 코어에서 발생하는 와전류(Eddy current) 손실에 의한 철손(Core loss)이 크게 증가한다. 이러한 철손은 동손과 함께 전동기의 열원으로 작용하여 전동기의 성능 저하와 심한 경우, 파손으로 이어진다. 또한 전동기의 효율이 저하되어 전체적으로 진공청소기의 전력소비가 커지게 된다. 따라서 가전기기의 고효율화가 대두되고 있는 점을 감안할 때 진공청소기에 적용되고 있는 고속 전동기의 손실분석 및 저감에 대한 연구가 절실히 필요하다.

한편, 지금까지의 일반적인 전동기의 코어 소재로는 주로 전기 강판(Electrical steel sheet : ESS)을 사용하고 있다. 하지만, 전동기 코어 재질로 범용화 되어

있는 전기 강판은 전동기가 고속으로 회전할수록 철손이 증가되어 전동기의 효율이 감소되는 문제점과 강판 구조 특성상 형상 자유도가 떨어지기 때문에 코어 형상 변경에 있어서 소형, 경량화 하는데 한계를 가지고 있다. 이에 최근에는 전기 강판 제조업계에서 철손 저감 방법으로 기존 전기 강판보다 두께가 저감된 극박 전기 강판을 개발하여 양산하고 있다. 하지만, 기존 전기 강판 대비 단가가 상승하는 문제로 응용처에서는 쉽게 사용하지 못하고 있는 실정이다.

최근 전기 강판을 대신해 차세대 전동기 철심 소재로써 복합 연자성 소재(Soft Magnetic Composites : SMC)의 관심이 높아지고 있다. 복합 연자성 소재는 자동차, 로봇, 전자, 전기, 신재생에너지, 컴퓨터 및 통신 산업 등 우리 산업 전반에 걸쳐 널리 사용되고 있다. 지난 수십 년 동안 다양한 형태의 연자성 소재가 사용되어 왔는데, 전기 강판, Fe, Ni-Zn/Mn-Zn Ferrite, Fe-Ni, Fe-Si, Fe-Si-Al, 비정질(Amorphous), 나노 결정질(Nano crystalline), 금속계 유리질(Metallic glass) 금속 등이 대표적이다[1-5].

최근 분말 야금공정에 의해 제조된 연자성 복합 분말 코어가 균일한 3차원적 자성 특성, 복잡한 형상의 코어 제조 가능성, 중·고주파 영역에서의 낮은 철손 등의 장점을 활용하여 연자성 코어 산업에서 그 영역을 확대해 가고 있다[6-8].

이러한 장점으로 인해 이미 일본과 스웨덴에서는 고급 연자성 분말 제조의 상용화 기술을 확보하여 양산을 통해 전 세계 시장에 공급하고 있으며 또한, 자성 코어 및 전기기기 등과 같은 응용분야에서 전기 강판 또는 Ferrite 소재들을 대체하기 위한 몇몇 연구가 발표되고 있다.

남아프리카공화국의 Cape Town 대학에서는 연자성 코어를 적용한 소형 직접 구동 Axial Type 영구자석 풍력 발전기를 설계하여 기존 발전기 대비 무게 및 부피를 저감하였고[9], 폴란드의 Tele and Radio Research Institute에서는 400[Hz]의 주파수로 구동하는 전동기에 연자성 코어를 적용하여 효율을 개선하였다[10]. 또한 일본의 도카이 대학에서는 유도전동기 Stator에 연자성 코어를 적용하여 가능성을 검토하였고[11], 나고야 공업대학에서는 하이브리드/연료전지 차량의 견인 전동기에 연자성 소재를 적용한 바이패스 코어를 사용하여 강/약계자 제어 시스템을 설계하였다[12].

중국에서는 3상 Claw Pole Motor에 연자성 소재를 적용하여 기존 적층 방식의 전기강판과 특성을 비교하였고[13], 스웨덴의 Lund 대학에서는 자동차용 3상

영구자석 동기 전동기에 연자성 코어를 적용하여 집중권선 모듈 별 결합에 따른 특성을 비교하였다[14]. 이외에도 복합 연자성 소재를 전동기에 응용하기 위한 지속적인 연구가 진행되고 있지만 좀 더 심층적인 연구가 필요한 실정이다.

국내에서도 고 자속밀도, 저 철손의 연자성 소재에 대한 기술 개발이 진행되고 있지만 그 수준은 미약한 상태이며 응용기술에 대한 연구도 본격화되지 못하고 있다. 또한 지금까지는 복합 연자성 소재의 단순 적용 기술만이 연구되고 있으며, 소재에 대한 정확한 자기적 특성과 손실특성을 분석하여 주파수 800[Hz]이상, 구동속도 20,000[rpm] 이상을 가지는 고속 영구자석 전동기의 설계에 적용한 연구 결과는 거의 없는 실정이다.

본 논문에서는 진공청소기용 고속 영구자석 전동기의 기초 설계를 위해 목표 사양과 제약조건을 설정하고 장하분배법과 출력계수법을 이용하고자 한다. 또한 정확한 파라미터 계산을 위해 자기등가회로를 이용하여 설계를 진행하고자 한다.

지금까지 개발된 복합 연자성 소재의 자기적 특성은 전기강관의 자기적 특성에 비해 낮은 편이다. 이러한 특성을 가진 복합 연자성 소재를 전동기에 적용하면 설계 목적에 만족하는 전동기를 설계할 수 없다. 따라서 복합 연자성 소재를 고속 영구자석 전동기에 적용하기 위해서는 자기적 특성과 손실 특성을 정확히 분석해야 한다. 이러한 분석을 통해 자기적 관점과 손실 관점에서 서로 중첩되는 설계 포인트를 찾아내는 것이 복합 연자성 소재 적용 전동기 설계의 핵심이다.

따라서, 본 논문에서는 복합 연자성 코어 시편을 제작하여, 포화 자속밀도와 주파수별 철손 특성을 측정하고자 한다. 측정된 특성을 분석한 후, 수치해석 기반 유한요소법(Finite element method)을 이용한 3차원 상세 설계에 따라 무부하 및 부하, 손실특성을 비교하여 최적의 전동기 Stator 3차원 형상을 제안하고 이에 따른 권선 사양을 도출하는 방법을 제시하고자 한다.

수치해석 기반 유한요소법은 상용 소프트웨어인 일본 JSOL社의 JMAG-Designer를 이용하고자 한다. 또한 복합 연자성 코어 제작 시 금형설계를 고려한 보완 설계를 수행하고자 한다. 마지막으로 제안한 설계방법과 해석결과에 대해 각각의 시작기를 제작하여 실험치와 비교 분석함으로써 복합 연자성 소재를 이용한 진공청소기용 고속 전동기의 활용 가능성을 제시하고자 한다.

B. 연구 내용 및 구성

본 논문에서는 복합 연자성 재료를 적용한 진공청소기용 고속 전동기의 운전 특성에 따른 3차원 설계, 특성 해석 및 손실 분석을 통한 설계 기법을 제시하였다. 먼저 전동기의 기초 설계 기법을 통해 진공청소기의 특성에 맞는 설계를 진행하였다. 또한 복합 연자성 재료를 적용한 전동기는 전기강판 적용 전동기와 비교 분석을 진행하였으며, 제작 및 실험을 통해 이를 검증하였다.

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며 각 장의 연구 범위와 내용은 다음과 같다.

제 1장의 서론에서는 가전제품에서 최근 요구되고 있는 기술과 복합 연자성 재료의 응용기술 확대에 대해 언급하고 연구의 배경과 필요성을 기술하였으며, 본 논문의 내용 및 구성에 대해 간략하게 제시하였다.

제 2장에서는 영구자석 전동기의 특성 방정식 및 제어 특성에 대해 다루었다. 또한 진공청소기에 적용하기 위한 영구자석 전동기의 구조를 알아보고 이를 설계에 반영하였으며, 고속 전동기에 적용하기 위한 복합 연자성 재료에 대한 개요를 언급하였다.

제 3장에서는 전기강판 적용 전동기의 2차원 형상 설계를 위한 목표 사양과 제약조건을 설정하고 기초설계를 위한 파라미터의 계산법을 언급하였다.

제 4장에서는 복합 연자성 소재의 자기적 특성 분석을 위해 시편 제작, 자기적 특성을 평가하기 위한 시스템의 구성 및 특성 분석 결과를 제시하였고, 분석한 복합 연자성 소재의 특성을 바탕으로 고속 영구자석 전동기의 특성해석 및 3차원 상세 설계를 언급하였다. 또한 고속 영구자석 전동기의 운전 특성에 따른 손실 및 전자기적 특성을 고려한 설계 기법도 제시하였다.

제 5장에서는 설계된 모델의 검증을 위해 시작기를 제작하고 실험을 진행하여 타당성을 검증하였다.

마지막으로 제 6장에서는 본 논문의 결론에 대해 서술하였다.

II. 이론적 배경

A. 영구자석 전동기의 특성 방정식 및 제어 특성

자기 포화를 무시한 영구자석 전동기의 출력은 일반적으로 인버터의 정격 전류와 전동기의 열 정격에 의해 결정되는 최대 출력 전류 I_{max} 와 인버터의 PWM 방법과 인버터가 최대로 공급할 수 있는 직류(DC Link) 전압에 의해 결정되는 최대 출력 전압 V_{max} 에 의해 제한되며, 식 (2.1)과 식 (2.2)와 같이 정의된다 [15]-[21].

$$V_{ds}^2 + V_{qs}^2 \leq V_{max}^2 \quad (2.1)$$

$$i_{ds}^2 + i_{qs}^2 \leq I_{max}^2 \quad (2.2)$$

여기서, i_{ds} , i_{qs} 는 d , q 축 전류이고, V_{ds} , V_{qs} 는 d , q 축 단자전압을 뜻한다 [22]-[24]. 영구자석 전동기의 전압 방정식은 동기 속도로 회전하는 회전자를 기준 좌표로 한 동기 좌표계는 식 (2.3)과 식 (2.4)로 표현 할 수 있다.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (2.3)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (2.4)$$

여기서, ω_r 은 동기 전기각속도, R_s 는 고정자 상저항, 그리고 λ_{ds} , λ_{qs} 는 각각 d , q 축 고정자 쇠교자속이다. 또한, d , q 축 고정자 쇠교자속은 식 (2.5)와 같이 표현 된다.

$$\lambda_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \lambda_m, \quad \lambda_{qs} = L_{qs}i_{qs} \quad (2.5)$$

여기서, L_{ds} , L_{qs} 는 각각 d , q 축 인덕턴스이고, λ_m 은 영구자석에 의한 전기자 쇠교자속이다. 영구자석 전동기의 전기적 입력은 식 (2.6)과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs}) \quad (2.6)$$

식 (2.3), (2.4)의 전압 성분들을 식 (2.6)에 대입하면 식 (2.7)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left\{ R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{d}{dt} (\lambda_{ds}i_{ds} + \lambda_{qs}i_{qs}) + \omega_r (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \right\} \quad (2.7)$$

전기적 입력 P_{in} 은 첫 번째 항인 동손, 두 번째 항인 자기 에너지의 시간에 대한 변화율, 그리고 마지막 항인 기계적 출력으로 이루어져 있으며, 따라서 전동기 기계적 출력 P_m 은 식 (2.8)과 같다.

$$P_m = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad (2.8)$$

따라서, 발생 토크 T_m 는 식 (2.9)와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{P_m}{\left(\frac{\omega_r}{P/2}\right)} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}] \end{aligned} \quad (2.9)$$

위의 식에서 표면 부착형 영구자석 전동기는 d , q 축 인덕턴스 차이가 없으므로 두 번째 항은 소거되어 첫 번째 항으로만 표현된다. 따라서, 첫 번째 항은 영구자석에 의한 자속과 고정자 q 축 전류의 상호 작용에 의해 발생하는 전자기 토

크(Alignment torque)임을 확인할 수 있다. 두 번째 항은 회전자 돌극성으로 인한 d , q 축 인덕턴스 차이에 의한 자기저항 토크(Reluctance torque)이며, 매입형 영구자석 전동기의 경우 d 축 인덕턴스가 q 축 인덕턴스보다 작으므로 자기저항 토크와 전자기 토크가 더해지기 위해서는 d 축 전류는 음의 값을 가져야 한다 [22]-[24]. 한편, 식 (2.3), (2.4)의 첫 번째 항인 고정자 상저항에 의한 전압 강하와 두 번째 항인 d , q 축 전류의 급변시 발생하는 전류 미분에 비례하는 전압 성분을 무시한다고 가정하면, 전압 방정식은 식 (2.10)과 식 (2.11)로 표현된다.

$$V_{ds} = -\omega_r \lambda_{qs} = -\omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (2.10)$$

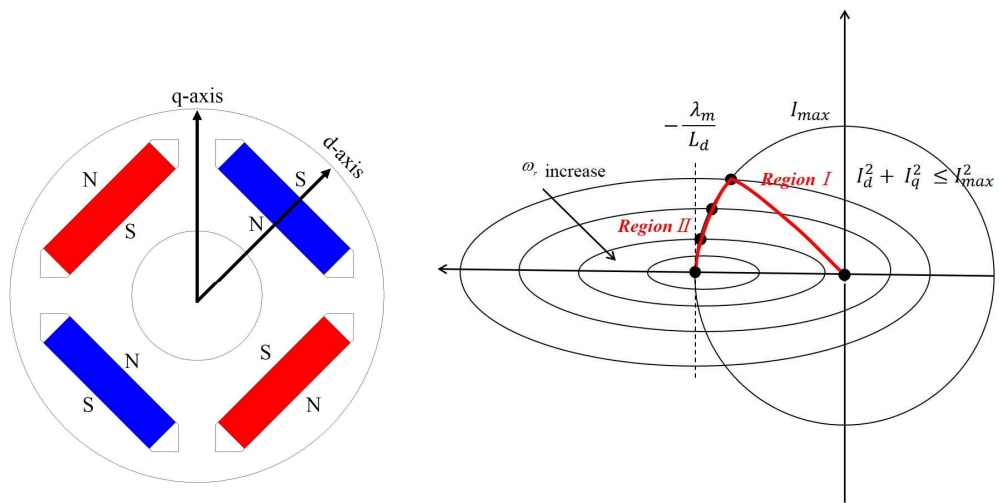
$$V_{qs} = \omega_r \lambda_{ds} = \omega_r (L_{ds} i_{ds} + \lambda_m) \quad (2.11)$$

위의 식에서 전동기의 단자 전압은 속도 ω_r 에 비례하므로, 저속 운전의 경우 전동기는 전류 제한 조건에만 영향을 받는 정토크 운전 영역에서 동작하며, 고속 운전이 될수록 인덕턴스와 영구자석에 의한 전압이 속도에 비례하여 증가하기 때문에 전압 제한 조건에 영향을 받아 정출력 운전 구간에서 동작하게 된다 [22]-[24]. 식 (2.10), (2.11)을 앞서 정의하였던 전압 제한식 (2.1)에 대입하면 식 (2.12)와 같은 새로운 전압 제한식으로 표현할 수 있다.

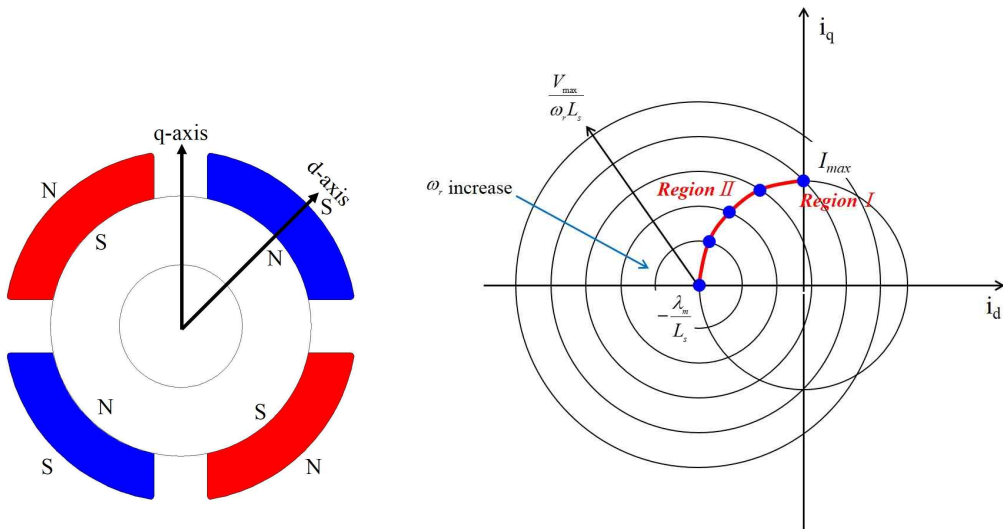
$$(-\omega_r L_q i_q)^2 + (\omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m)^2 \leq V_{max}^2 \quad (2.12)$$

매입형 영구자석 전동기의 경우, 식 (2.12)에서 $(\omega_r L_d L_q)^2$ 로 나누면 타원형의 전압원을 가지며, 그림 2-1(a)와 같은 제어특성을 갖는다. 위의 식에서 표면 부착형 영구자석 전동기는 회전자에 돌극성이 없기 때문에 $L_d = L_q = L_s$ (동기 인덕턴스)를 만족하므로 식 (2.12)가 다음 식 (2.13)과 같이 표현되며, 그림 2-1(b)와 같은 제어특성을 지닌다[22]-[24].

$$(i_d + \frac{\lambda_m}{L_s})^2 + i_q^2 \leq (\frac{V_{max}}{\omega_r L_s})^2 \quad (2.13)$$



(a) Interior permanent magnet motor



(b) Surface permanent magnet motor

그림 2-1 영구자석 전동기의 제어 특성

Fig. 2-1 The control characteristics of permanent magnet motor

B. 진공청소기용 고속 영구자석 전동기의 구조

진공청소기는 크게 먼지 흡입구, 전동기 팬(회전날개), 필터, 먼지받이, 케이스, 배기구 등으로 구성된다. 그림 2-2에 진공청소기의 일반적인 구조를 나타내었다. 진공청소기에 전원을 투입하면 전동기가 구동하여 청소기 본체 내부 먼지 집진실의 공기를 배기구로 강제 배출하는데, 이때 먼지 집진실 안은 높은 진공 상태가 된다[25].

따라서 외부와 청소기 본체 내부의 높은 압력 차이에 의해 흡입구를 통해 외부의 공기가 집진실 안으로 흡입되며, 이때 먼지와 오염물이 공기와 같이 흡입된다. 흡입된 먼지와 공기는 호스를 거쳐 집진실의 먼지통 또는 먼지봉투에 걸려져서 먼지는 먼지통에 남게 된다. 또한 먼지통 또는 먼지봉투에서 걸러진 깨끗한 공기만 전동기를 통해 밖으로 배출된다. 최근에는 먼지가 쌓이면 막히는 먼지봉투 대신 원심력으로 흡입된 먼지와 공기를 분리하는 싸이클론(Cyclone) 집진방식이 채택되고 있다. 또한 로봇청소기가 개발되면서 진공청소기용 전동기는 컴팩트화, 고출력화, 고효율화가 요구되고 있다[25].

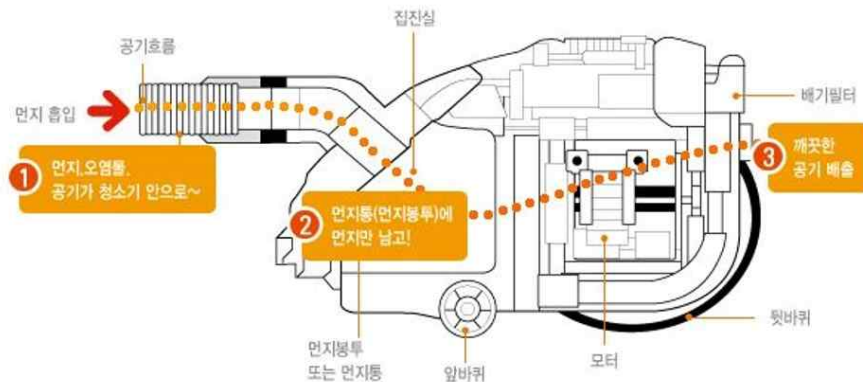


그림 2-2 진공청소기의 구조

Fig. 2-2 The Structure of vacuum cleaner

그림 2-3에 진공청소기용 전동기의 구조를 나타내었다. 전동기는 하우징, 원심팬(Impeller), 전기자, 회전자, 샤프트 등으로 구성되어 있다. 진공청소기용 전동기는 고속으로 구동됨에도 불구하고 별도의 냉각장치가 필요 없다. 그림 2-3에서 보는 바와 같이 원심팬에 의해 흡입된 공기가 전동기를 자연적으로 냉각시켜주기 때문이다.

한편, 진공청소기용 전동기는 제작공정이 용이하고 저렴한 제작단가 등의 이유로 매입형 영구자석 전동기보다 표면 부착형 영구자석 전동기가 주로 사용되고 있다. 하지만 표면 부착형 영구자석 전동기는 고속으로 구동시 원심력에 의해 영구자석이 비산이나 이탈하는 경우가 발생한다. 따라서 이를 방지하기 위해서 회전자 표면에 슬리브를 사용하거나 사출을 통해 회전자와 영구자석을 고정하는 방법으로 구조적 안정성을 확보한다. 본 논문에서도 표면부착형 영구자석 전동기를 채택하여 설계를 진행하였고 원심팬에 의해 흡입된 공기가 전동기를 통해 배출될 수 있도록 고정자의 형상을 원형이 아닌 사각형태로 설계를 진행하였다.

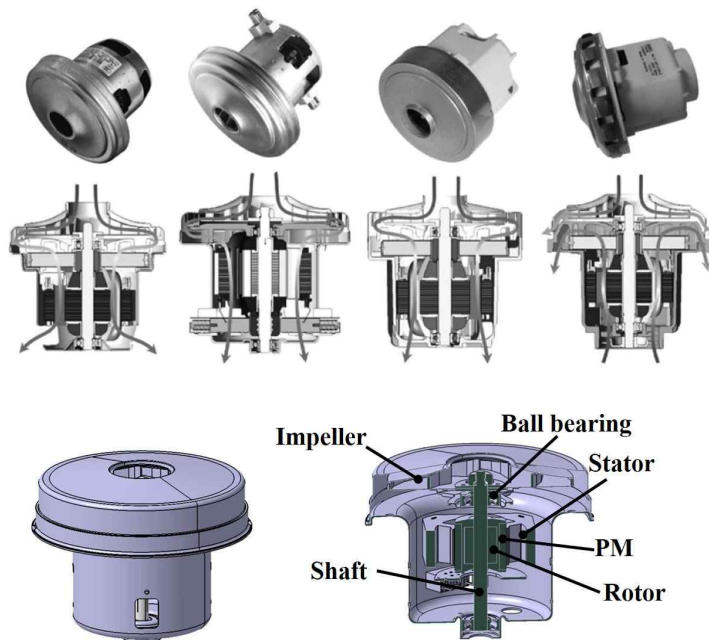


그림 2-3 진공청소기용 전동기의 구조
Fig. 2-3 Structure of motor for vacuum cleaner

C. 고속 전동기용 저손실 복합 연자성 재료

전동기 코어 재료로 범용화 되어 있는 전기 강판은 전동기가 고속으로 회전할 수록 철손이 증가되어 전동기의 효율이 감소되는 문제점과 강판 구조 특성상 형상 자유도가 떨어지기 때문에 코어 형상 변경에 있어서 소형, 경량화 하는데 한계를 가지고 있다. 이에 최근에는 전기 강판 제조업계에서 철손 저감 방법으로 기존 전기 강판보다 두께가 저감된 극박 전기 강판을 개발하여 양산하고 있다. 하지만, 기존 전기 강판 대비 단가가 상승하는 문제로 응용처에서는 쉽게 사용하지 못하고 있는 실정이다.

따라서, 최근 전기 강판을 대신해 차세대 전동기 철심 소재로써 복합 연자성 분말 소재(Soft Magnetic Composites : SMC)가 주목을 받고 있다. 복합 연자성 분말 소재는 전기적 절연막에 의해 둘러싸인 철계 자성 분말로 정의된다. 현재 상용화된 분말 소재는 매우 다양하나, 모두 Fe 또는 Ni계 금속 합금이라는 점, 분말형태의 원소재를 분말야금학적 공정을 통해 가공한다는 점, 그리고 와전류 손실의 최소화와 자로 전체에 균일한 분산 공극을 형성하기 위해 개개의 분말이 미세한 절연층(0.5 μ m)에 의해 분리되어 있다는 점에서 공통점을 가진다. 이러한 복합 연자성 소재는 기존의 전기강판 코어에 비해 3차원적으로 균일한 연자성 특성, 낮은 와전류 손실, 고주파에서 상대적으로 낮은 철손, 열적 특성 개선, 유연한 설계 및 조립 특성, 중량 및 가격의 저감 가능성, 재활용이 용이와 같은 다양한 장점을 가지고 있다[26]-[28].

이러한 장점 때문에 자동차, 가전, 산업용 기기 등 우리 산업 전반에 걸쳐 다양한 응용처에서 관심이 집중되고 있으며, 사용하는 기기들의 고효율화, 소형화 추이에 따라 사용량도 급격히 증가하고 있다. 그림 2-4에 복합 연자성 소재 코어와 전기강판 코어의 비교를 나타내었다.

현재 전기강판은 히스테리시스 손실(Hysteresis loss)을 낮추기 위해 정련공정을 통해 자구이동을 방해하는 결함을 제거하고 결정립의 크기를 최적화하고 있으며, 와전류 손실의 감소를 위해 합금첨가원소를 통해 비저항을 높이고 판재의 두께를 박판화하고 있다. 이와 동시에 코팅을 통해 자구의 이동이 용이하도록 응력의 방향 및 크기를 제어하며, 압연기술과 열처리 기술을 통해 집합조직을 최적화하여 고 투자율 및 저철손을 동시에 충족시켜 나가고 있다. 복합 연자성 분말

소재의 경우, 분말 표면의 복합화를 통해 철계 조성, 코팅, 윤활제 및 바인더, 성형 및 열처리 조건 등에 복합적으로 의존하는 연자성 코어의 최종 자기특성을 제어하고 있다. 또한, 온간 및 다단 성형과 같은 새로운 성형공정, 2단 소둔/자성 열처리와 같은 소둔 조건, 나노 결정질, 비정질 및 벌크 비정질 등과 같은 새로운 조성, 적절한 코팅층의 변수들의 최적화를 통해 연자성 복합 소재의 자성 특성을 향상 시키고 있다[29]-[35].

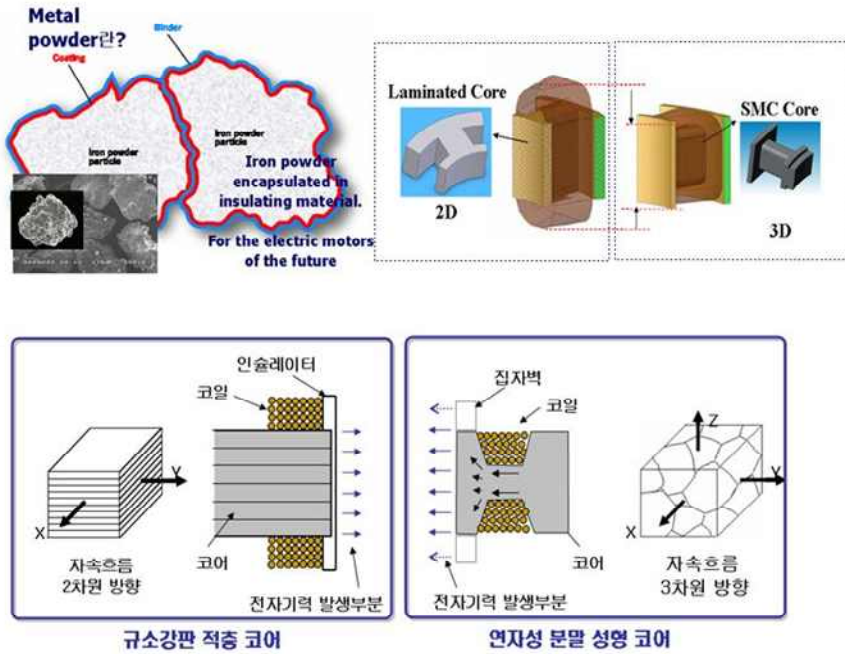


그림 2-4 연자성 복합소재와 전기강판의 비교

Fig. 2-4 The comparison of soft magnetic composite and electrical steel core

Ⅲ. 전기강판 적용 전동기 2차원 형상 설계

A. 영구자석 전동기의 목표사양 및 제약조건

본 논문에서 설계하고자 하는 진공청소기용 전동기의 목표 사양은 표 3-1과 같다. 회전자 타입은 앞 장에서 언급한 바와 같이 표면부착형이며, 청소기 내부에 탑재되어야 하기 때문에 공간적인 문제로 외경은 64[mm], 적층길이는 22[mm]로 제한하였다. DC 링크 전압은 상용 AC전원을 사용하기 때문에 310[V_{dc}]로 선정되었다. 전동기의 효율을 높이기 위해서는 두께가 얇은 전기강판을 사용할수록 유리하지만 본 논문에서는 제작단가를 고려하여 POSCO社에서 양산되고 있는 강판 두께 0.5[mm]인 50PN470을 사용하였다. 또한 영구자석은 Ring type인 Nd bonded를 채택하여 회전자와의 사출을 통해 비산이나 이탈을 방지하였다.

표 3-1 진공청소기용 전동기의 목표 사양

Table 3-1 Specification of motor for vacuum cleaner

Specification [Unit]	Value
Rotor type	Surface mounted type
Number of poles	4
Number of slots	6
Rated output power [W]	650
Rated speed [rpm]	25,000
Rated torque [Nm]	0.25
Diameter/Stack length [mm]	64/22
DC Link voltage [V _{dc}]	310
Current limit [A _{rms}]	10
Core material	50PN470
Permanent magnet material	Nd bonded @ 0.645[T]
Efficiency [%]	85 이상

고속 영구자석 전동기의 극수 선정은 기본적으로 영구자석의 재질 및 단가, 회전자 최대 속도, 출력 밀도와 같은 사항을 고려해야 한다.

일반적으로 극수가 작을수록 고속운전에 유리하다[36]. 하지만 극수 선정 시 반드시 고려해야 할 사항이 최고 속도에서의 제어 가능성 여부이다. 인버터 스위칭 주파수가 최고 속도에서 전원 주파수의 10배 이상이 되어야 안정적인 제어가 가능하기 때문에 다음과 같은 식을 만족하는 극수 범위내에서 설계가 이루어져야 한다.

$$\frac{n_{max}}{60} \times \frac{P}{2} < \frac{f_s}{10} \quad (3.1)$$

여기서, f_s 는 인버터의 스위칭 주파수이고, n_{max} 는 최고속도이며, P 는 극수이다[24]. 본 논문에서는 위의 식을 적용하여 전동기의 극수를 4극으로 결정하였다.

슬롯수의 선정은 극수가 결정되면 코깁토크, 외경 제한, 제작 비용, 권선 배치, Radial force, 출력 밀도, 기계적인 구조와 같은 사항을 고려하여 선택한다.

슬롯 수 선정에 있어서, 일반적으로 분수슬롯을 선정하면 코깁토크를 최소화할 수 있다. 분수슬롯이라도 분포권의 경우 사이즈의 제한이 있을 수 있기 때문에 이 또한 고려해야 한다[36]. 본 논문에서 선정한 극수는 4극이고 분수슬롯을 선택하면서 집중권인 박형구조의 전동기 설계를 위해 6슬롯을 채택하였다.

B. 영구자석 전동기 기초모델 설계

1. 영구자석 전동기의 역기전력과 토크 관계

영구자석 전동기의 역기전력(Back electromotive force: Back EMF)는 페러데이 법칙(Faraday's Law)과 렌츠의 법칙(Lenz's Law)에 의해 발생한다. 페러데이 법칙은 기전력의 크기를 알 수 있으며, 렌츠의 법칙은 기전력의 극성을 판별할 수 있다. 페러데이 법칙에 의해 생기는 기전력의 정의는 코일에 쇠교하는 자속의 시간에 따른 변화율이고 렌츠의 법칙은 쇠교자속의 변화를 막는 방향으로 기전력이 유도됨을 의미하여 역기전력의 표현은 식 (3.2)로 표현된다[36]-[40].

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (3.2)$$

여기서, e 는 역기전력, Φ 는 코일당 쇠교하는 자속, N 은 상당 직렬 턴 수, λ 는 총 쇠교자속이다. 식 (3.2)에서 공간적인 분포를 고려하여 전개하면 식 (3.3)와 같이 표현할 수 있다[36]-[40].

$$e = -\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{d\lambda}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = -\frac{d\lambda}{d\theta_e} w_e \quad (3.3)$$

여기서, θ_e 는 전기각, w_e 는 전기각속도이다. 식 (3.3)에서 역기전력은 공간적인 변화에 대한 쇠교자속의 변화분과 각속도와의 곱으로 표현된다. 따라서 θ_e 에 따른 쇠교자속의 변화를 알 수 있다[36].

한편, 정현과 구동 전동기는 거의 정현적인 공극 자속 파형을 만들기 때문에 각 상에서의 기본파 쇠교자속 또한 정현적이다. 따라서 한 상의 기본파 쇠교자속은 식 (3.4)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Psi_{m1} = k_{w1} T_{ph} \Phi_{m1} \quad [V_s] \quad (3.4)$$

여기서, k_{w1} 는 권선계수, T_{ph} 는 상당 직렬 턴 수, Φ_{m1} 는 영구자석 극 당 기본파 자속을 나타낸다. 식 (3.4)에 전기각속도를 곱하면 한 상의 기본파 역기전력은 식 (3.5)로 표현된다.

$$E_{ph} = \frac{w_e \Psi_{m1}}{\sqrt{2}} [V_{rms}] \quad (3.5)$$

식 (3.4)을 식 (3.5)에 대입하고 전기각속도를 기계각속도로 바꾸면 식 (3.6)와 같이 최종적인 역기전력 크기를 구할 수 있다.

$$E_{ph} = \frac{w_m p k_{w1} T_{ph} \Phi_{m1}}{\sqrt{2}} [V_{rms}] \quad (3.6)$$

여기서, w_m 는 기계각속도, p 는 쌍극수를 나타낸다. 따라서 역기전력 상수 k_E 는 식 (3.7)과 같다.

$$k_E = \frac{e_{LLpk}}{w_m} = \frac{\sqrt{3} E_{ph} \times \sqrt{2}}{w_m} = \sqrt{3} p k_{w1} T_{ph} \Phi_{m1} [V_s / rad] \quad (3.7)$$

여기서, e_{LLpk} 는 선간 역기전력 최대값이다. 한편, 영구자석 극 당 기본파 자속 Φ_{m1} 은 식 (3.8)과 같이 공극자속밀도 B_g 로부터 계산될 수 있다.

$$\Phi_{m1} = \frac{2}{\pi} \times B_g \times \frac{\pi D_g}{2p} L_{stk} = \frac{B_g D_g L_{stk}}{p} \quad (3.8)$$

여기서, D_g 는 공극의 외경, L_{stk} 는 축방향 적층길이이다. 식 (3.8)를 식 (3.7)에 대입하면 식 (3.9)와 같은 식이 얻어진다.

$$k_E = \frac{e_{LLpk}}{w_m} = \frac{\sqrt{3} p k_{w1} T_{ph} B_{g1} D_g L_{stk}}{p} [V_s / rad] \quad (3.9)$$

역기전력에 전류를 곱하면 전동기의 출력을 구할 수 있고 철손, 기계손 및 표유부하손을 무시한다면 이 모든 출력이 기계적인 출력으로 변환되고 식 (3.10), 식(3.11)로 표현된다[36]-[40].

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = w_m T \quad (3.10)$$

$$T = \frac{P_e}{w_m} = 3 \frac{EI}{w_m} \cos \gamma \quad (3.11)$$

여기서, $\cos \gamma$ 는 역률을 의미하고, E 와 I 는 각각 상 역기전력 실효치와 상전류 실효치이다. 또한, 역기전력 파형이 이상적인 정현파인 경우, 3상 역기전력은 식 (3.12)과 같이 표현할 수 있다[36]-[40].

$$\begin{aligned}
 e_a &= \sqrt{2} E \sin wt & (3.12) \\
 e_b &= \sqrt{2} E \sin (wt - 2\pi/3) \\
 e_c &= \sqrt{2} E \sin (wt + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

이에 따른 이상적인 정현파를 가지는 3상 전류도 식 (3.13)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sqrt{2} I \sin (wt + \gamma) & (3.13) \\
 i_b &= \sqrt{2} I \sin (wt + \gamma - 2\pi/3) \\
 i_c &= \sqrt{2} I \sin (wt + \gamma + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

역기전력 상수와 토크와의 관계를 알아보기 위해 식 (3.7)을 상 역기전력에 관한 식으로 변경하여 식 (3.11)에 대입하면 식 (3.14)와 같은 식을 얻을 수 있다 [36]-[40].

$$T = 3 \times \frac{e_{LL_{pk}}/w_m}{\sqrt{3} \times \sqrt{2}} \times \frac{i_{L_{pk}}}{\sqrt{2}} \cos \gamma \quad (3.14)$$

여기서, $i_{L_{pk}}$ 는 선전류 최대값이다. 따라서, 토크 상수와 역기전력 상수는 식 (3.15)와 같은 관계를 갖는다.

$$k_T = \frac{T}{i_{L_{pk}}} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_E \cos \gamma \quad (3.15)$$

위에서 언급한 수식을 살펴보면 역기전력과 토크를 구하기 위해서는 공극 자속밀도 B_g 가 계산되어야 하며, 공극 자속밀도 B_g 를 계산하기 위해서는 공극의 직경 D_g 와 적층길이 L_{stk} 가 필요함을 확인 할 수 있었다[36]-[40].

2. 자기장하와 전기장하의 정의

본 논문에서는 진공청소기용 영구자석 전동기의 기초 모델 설계를 위해서 일반적으로 전동기 설계 시 많이 사용되는 장하분배법과 출력계수법(D²L법)을 이용하였다. 장하분배법은 전동기 출력을 전기장하 및 자기장하의 곱으로 표현하고 미증가비례법에 의한 적절한 장하의 배분을 통해 설계하는 방법이다. 출력계수법은 주요 치수와 비장하의관계를 이용한 체적법으로 출력으로부터 설계 경험치에 대한 출력계수를 결정하고 회전자의 외경과 적층길이를 구한 후 출력사양을 만족하는 전동기의 세부 치수를 설계하는 방식이다. 이러한 설계 방법들은 시제품 제작, 실험 및 분석을 통해 축적된 설계 데이터와 경험적인 지식을 기반으로 주어진 사양을 만족하도록 전동기의 설계 치수들을 반복적으로 변경하고 그 출력특성을 계산하는 방식이다[36]-[40].

한편, 공극에서의 합성 자기 자속으로부터 매극당 자속인 총 자기장하는 식 (3.16)과 같이 표현된다.

$$Total\ magnetic\ loading = 2p\Phi_g \ [Wb] \quad (3.16)$$

또한, 비자기장하는 공극 내 자속밀도이며, 식 (3.17)과 같이 표현된다[36]-[40].

$$B_g = \frac{2p\Phi_g}{\pi D_g L_{stk}} \quad (3.17)$$

여기서, p 는 쌍극수, Φ_g 는 극당 평균 자속량, D_g 는 공극의 외경, L_{stk} 는 축 방향 적층길이를 의미한다.

총 전기장하는 고정자 총 암페어 컨덕터 수를 의미하며, 식 (3.18)과 같이 표현된다[36]-[40].

$$Total\ electric\ loading = IZ \ [Ampere\ conductor] \quad (3.18)$$

또한, 식 (3.19)와 같이 공극에서의 원주로 나눈값을 비전기장하라 한다

[36]-[40].

$$ac = \frac{ZI}{\pi D_g} \quad (3.19)$$

여기서, Z 는 총 전기자 도체수이며, 상수 m 인 기기에 대해서는 식 (3.20)과 같다.

$$Z = 2m T_{ph} \quad (3.20)$$

전동기의 출력계수를 유도하기 위해 식 (2.9)에서의 영구자석 전동기 토크식을 식 (3.21)과 식 (3.22)에 나타낸 전류벡터의 크기와 전류 위상각을 이용하면 식 (3.23)과 같이 토크식을 나타낼 수 있다[36]-[40].

$$i_d = -I \sin \beta \quad (3.21)$$

$$i_q = I \cos \beta \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{3}{2} p \lambda_m I \cos \beta + \frac{3}{4} p (L_q - L_d) I^2 \sin 2\beta \\
 &= T_m + T_r
 \end{aligned} \quad (3.23)$$

여기서, i_d 는 d 축 전류, i_q 는 q 축 전류, λ_m 은 영구자석 쇠교자속, L_d , L_q 는 각각 d , q 축 인덕턴스를 의미한다. 또한, T_m 은 마그네틱 토크, T_r 은 릴럭턴스 토크를 의미한다. 표면 부착형 영구자석 전동기는 회전자의 위치에 따라 인덕턴스의 변화가 없으므로 릴럭턴스 토크 성분은 없어지고 마그네틱 토크 성분만으로 구성된다. 따라서 본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 전동기를 채택하였으므로 마그네틱 토크식에 관한 출력계수만 유도하기로 한다. 식 (3.23)의 마그네틱 토크식을 사이즈에 관한 식으로 표현하기 위해 식 (3.4)와 식 (3.8)을 식 (3.23)에 대입하면 식 (3.24)와 같이 표현된다[36]-[40].

$$T_m = \frac{3}{2} k_w T_{ph} I B_g \cos \beta D_g L_{stk} \quad (3.24)$$

또한 식 (3.18)과 식 (3.20)으로부터 식 (3.25)와 같은 식이 성립된다.

$$IT_{ph} = \frac{\pi D_g}{6} ac \quad (3.25)$$

식 (3.25)를 식 (3.24)에 대입하면 마그네틱 토크식은 식 (3.26)과 같이 표현된다.

$$T_m = \left(\frac{\pi}{4} k_w B_g ac \cos \beta \right) D_g^2 L_{stk} \quad (3.26)$$

위 식으로부터 마그네틱 토크는 비자기장하 및 비전기장하가 같을 경우 $D_g^2 L_{stk}$ 에 비례함을 알 수 있다. 여기서 출력 계수는 식 (3.27)과 같이 정의한다 [36]-[40].

$$C_{om} \equiv \frac{\pi}{4} k_w B_g ac \cos \beta \quad (3.27)$$

3. 영구자석 전동기의 비자기장하 계산 및 비전기장하 결정

본 논문에서 비자기장하, 즉 공극 자속밀도는 자기회로법을 통해 계산하였다. 공극 자속밀도를 구하기에 앞서 자기회로법을 통해 영구자석 모델링을 수식화하고 이를 실제 자기회로법에 적용하였다.

그림 3-1은 영구자석의 대표적인 B-H 특성 곡선 (자화곡선 혹은 감자곡선)을 나타내고 있다. 영구자석은 2사분면에서 동작을 하게 된다. 1사분면의 경우는 보통 영구자석 소재에 착자, 즉 자장을 가하면 소재는 점점 자화의 강도가 증가하여 포화자화점에 도달한다. 이때, 여기까지의 자화 과정을 초기 자화 과정이라고 한다. 또한 자장을 감소시키고 자석 소재에 가해지는 외부 자장을 0으로 할 때 자석 소재에 잔류자속이 존재하게 된다. 동작점의 자속밀도는 전동기에 장착 되었을 때 공극과 전동기의 형상에 따라서 퍼미언스 계수가 정해지면 그 퍼미언스 라인과 영구자석이 만나는 2사분면의 지점에서 정해진다. 자계를 인가 한 후 자계를 제거하면 y축과 만나는 지점을 잔류 자속 밀도 B_r 이라고 하고 이 잔류 자속밀도를 완전히 제거하기 위한 역자계의 크기를 보자력 H_{cb} 라고 한다. 영구자석의 투자율은 거의 공기와 비슷하다[36]-[40].

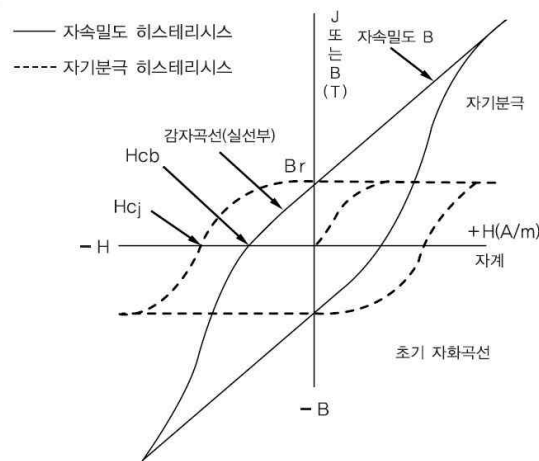


그림 3-1 영구자석의 B-H 특성 곡선

Fig. 3-1 B-H characteristics curve of permanent magnet

그림 3-2에 영구자석의 감자 곡선 및 동작점을 나타내었다. 전동기에 장착된 영구자석 동작점에서의 자속밀도 B_m 은 식 (3.28)과 같이 나타낼 수 있으며 이때 영구자석에서 나오는 자속은 식 (3.29)와 나타낼 수 있다. 식 (3.29)에서 순수 영구자석에서의 자속인 Φ_r 과 영구자석 내부의 자기저항에 흐르는 자속 $P_m F_m$ 으로 분리 할 수 있고 이를 식 (3.30)에 나타내었다. 식 (3.30)에서 순수 영구자석에서의 자속 Φ_r 은 식 (3.31)에 나타내었으며 퍼미언스 P_m 는 식 (3.32)와 같이 표현된다. 그림 3-3은 영구자석의 자기등가 회로를 나타내었다. 전기회로와 같이 노턴 및 테브난 등가회로로 표현을 할 수 있다[36]-[40].

$$B_m = B_r + \mu_r \mu_0 H_m \quad (3.28)$$

$$\Phi_m = B_m A_m = B_r A_m + \mu_r \mu_0 H_m \quad (3.29)$$

$$\Phi_m = \Phi_r + P_m F_m \quad (3.30)$$

$$\Phi_r = B_r A_m \quad (3.31)$$

$$P_m = \frac{\mu_r \mu_0 A_m}{l_m} \quad (3.32)$$

여기서, B_r 은 영구자석의 잔류 자속밀도, H_m 은 영구자석 자계의 세기, l_m 은 영구자석의 두께, A_m 은 자속이 지나가는 영구자석의 단면적을 나타낸다 [36]-[40].

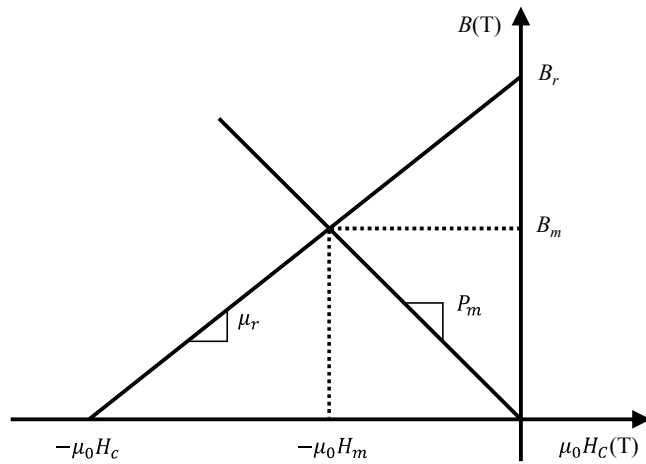


그림 3-2 영구자석의 감자곡선 및 동작점

Fig. 3-2 Demagnetization curve and operating point of permanent magnet

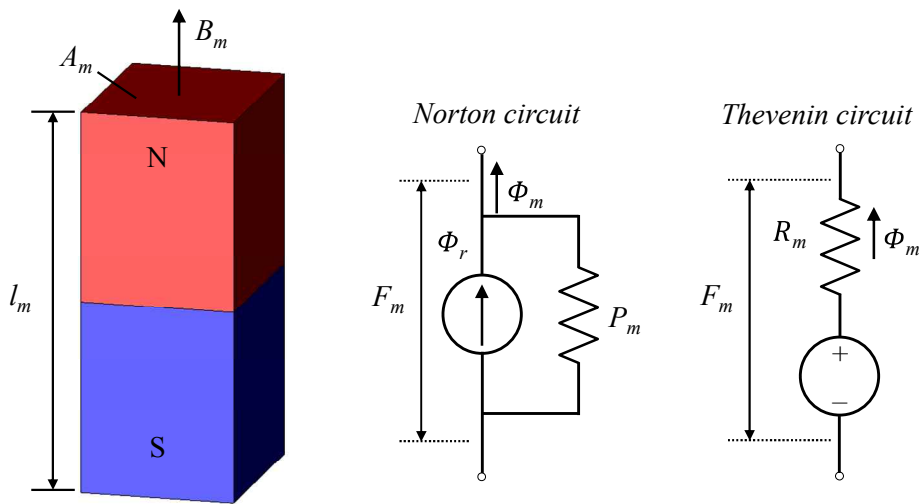


그림 3-3 영구자석의 자기 등가회로

Fig. 3-3 Magnetic circuit of permanent magnet

표면 부착형 영구자석 전동기의 공극 자속밀도 계산하기 전에 자기저항, 영구자석의 면적 및 퍼미언스를 계산하였다. 그림 3-4에 표면 부착형 영구자석 전동기의 회전자를 나타내었다. 일반적으로 영구자석의 자기저항은 식 (3.33)로 계산할 수 있지만 표면 부착형 영구자석의 경우 그림 3-4에서 보는바와 같이 아크 타입의 형태임으로 식 (3.34)과 같이 계산할 수 있다[36]-[40].

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 A_m} \quad (3.33)$$

$$R_m = \int_0^{l_m} \frac{dr}{\mu_r \mu_0 A_m} \quad (3.34)$$

영구자석의 면적 A_m 은 반지름에 따라 달라짐으로 식 (3.35)과 같이 나타낼 수 있다[36]-[40].

$$A_m = \theta_p (r_1 + r) L_{stk} \quad (3.35)$$

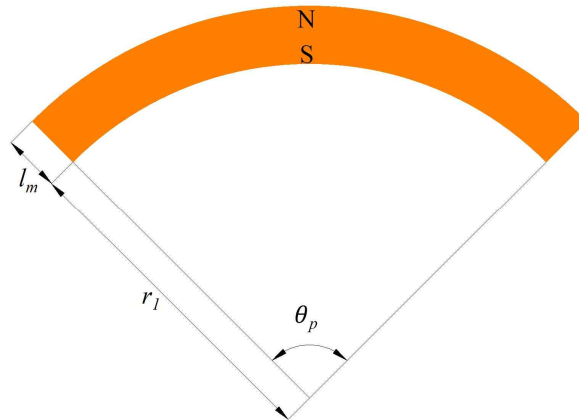


그림 3-4 표면 부착형 영구자석 전동기의 회전자
Fig. 3-4 Rotor of surface permanent magnet motor

식 (3.35)을 식 (3.34)에 대입하여 계산하면 식 (3.36)과 같이 표현되고, 영구자석 퍼미언스 P_m 은 자기저항의 역수임으로 식 (3.37)와 같이 계산할 수 있다.

$$R_m = \int_0^{l_m} \frac{dr}{\mu_r \mu_0 \theta_p (r_1 + r) L_{stk}} = \frac{1}{\mu_r \mu_0 \theta_p L_{stk}} \ln\left(1 + \frac{r_1}{l_m}\right) \quad (3.36)$$

$$P_m = \frac{\mu_r \mu_0 \theta_p L_{stk}}{\ln\left(1 + \frac{r_1}{l_m}\right)} \quad (3.37)$$

식 (3.37)을 간략하게 정리하면 식 (3.38)으로 나타낼 수 있다[36]-[40].

$$P_m = \mu_r \mu_0 \theta_p L_{stk} \left(\frac{1}{2} + \frac{r_1}{l_m}\right) \quad (3.38)$$

영구자석이 발생시키는 자속 Φ_r 은 식 (3.39)과 같이 계산할 수 있다[36]-[40].

$$\Phi_r = B_r L_{stk} \theta_p r_1 \quad (3.39)$$

그림 3-5에 표면 부착형 영구자석 전동기의 자속선도를 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 슬롯은 고려하지 않았고, N극의 영구자석에서 나온 자속은 공극을 지나 고정자 철심을 통과하여 인접하는 S극의 영구자석으로 들어가는 것을 확인할 수 있다. 또한 전기자를 통과하지 못하고 공극으로 누설되어 인접하는 S극으로 들어가는 자속도 확인할 수 있다. 그림 3-5를 바탕으로 그림 3-6과 같이 자기등가회로를 나타낼 수 있다. 그림 3-6에서 보는바와 같이 영구자석의 자기저항 R_m 과 자속 Φ_r 으로 전동기의 자기회로를 나타낼 수 있다. 철심의 경우는 일반적으로 투자율이 무한대라고 가정하고 기초 설계를 진행하지만 본 논문에서는 좀 더 정확한 자속밀도 계산을 위해 고정자 및 회전자의 자기저항을 각각 R_s , R_r 로 다르게 모델링 하였다[36]-[40].

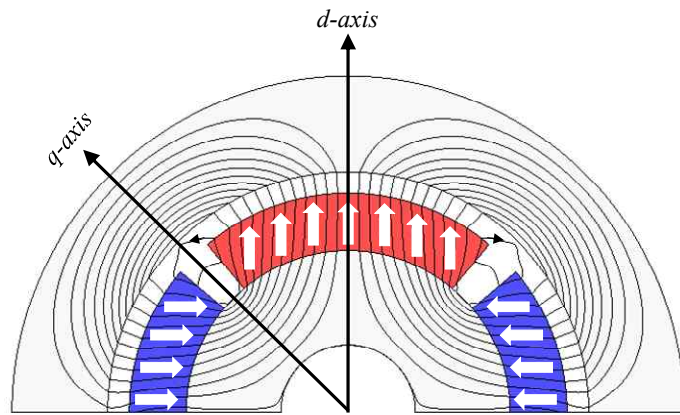


그림 3-5 표면 부착형 영구자석 전동기의 자속선도
Fig. 3-5 Flux line of surface permanent magnet motor

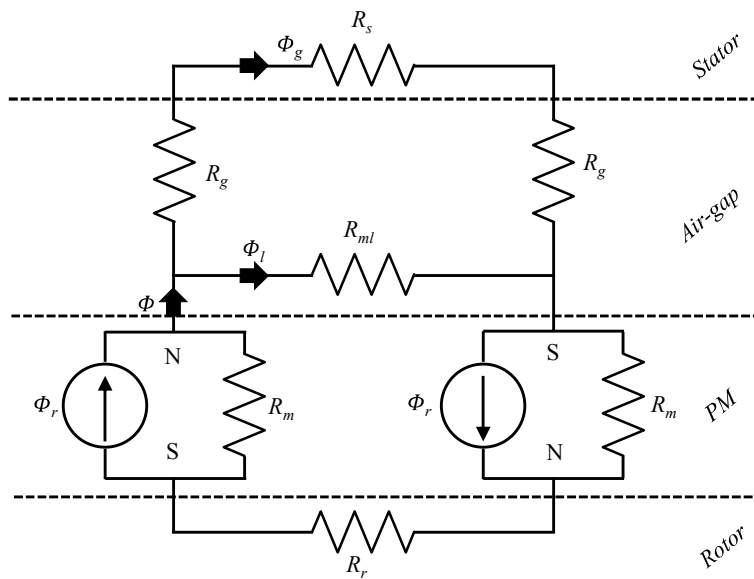


그림 3-6 표면 부착형 영구자석 전동기의 기본 자기등가회로
Fig. 3-6 Basic magnetic equivalent circuit of surface permanent magnet motor

또한 공극의 자기저항은 R_g 로 나타내었으며, 영구자석에서 고정자 철심으로 통과하지 못하고 다른 극의 영구자석이나 공극을 통해 누설되는 자속은 Φ_{ml} 로 나타내었다. 그림 3-6의 자기등가회로를 간략화 하면 그림 3-7과 같이 나타낼 수 있다[36]-[40].

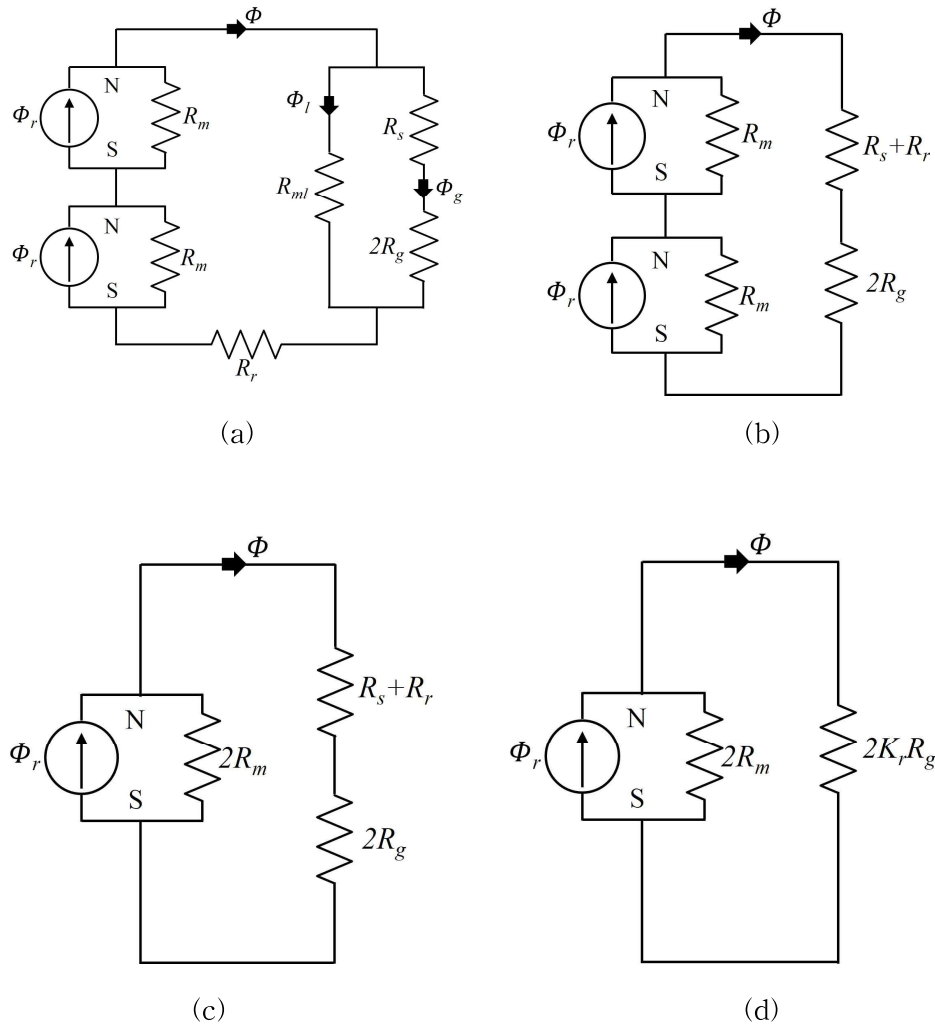


그림 3-7 표면 부착형 영구자석 전동기의 자기등가회로 간략화

Fig. 3-7 Basic magnetic equivalent circuit simplicity
 of surface permanent magnet motor

그림 3-7(a)에서 누설 자속은 전체 자속에 비해 무시할 정도로 매우 작다. 따라서 그림 3-7(b)로 표현할 수 있다. 이 누설 자속은 누설 계수 K_l 을 사용하여 고려하기로 한다. 누설계수는 보통 1보다 작은 값을 가진다.

또한 영구자석에 의한 자속 전원부는 전기회로의 노턴 등가회로와 같음으로 합쳐서 표현하면 그림 3-7(c)과 같이 나타낼 수 있다. 마지막으로 그림 3-7(d)는 철심의 자기저항을 공극의 자기저항과 합하여 나타내었다. 철심의 자기저항이 공극의 자기저항에 비해 매우 작음으로 자기저항계수 K_r 을 사용하여 철심의 자기저항을 고려하였다. 자기저항계수는 보통 1보다 큰 값을 가진다. 그림 3-7(d)의 자기회로를 통해 전체 자속을 계산하면 식 (3.40)로 나타낼 수 있다. 또한 식 (3.41)에 영구자석 및 공극에서의 자기저항을 나타내었다. 앞에서 설명한 누설계수를 고려하여 최종적으로 공극에서 발생하는 자속은 식 (3.42)에 의해 계산할 수 있다[36]-[40].

$$\Phi = \frac{2R_m}{2R_m + 2K_r R_g} \Phi_r = \frac{1}{1 + K_r \frac{R_g}{R_m}} \Phi_r \quad (3.40)$$

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_r \mu_0 A_m}, \quad R_g = \frac{g}{\mu_0 A_g} \quad (3.41)$$

$$\Phi_g = K_l \Phi = \frac{K_l}{1 + K_r \frac{\mu_r g A_m}{l_m A_g}} \Phi_r \quad (3.42)$$

자속이 통과하는 공극의 단면적 A_g 는 극효율이 1이라면 즉, 극피치와 영구자석 한 극의 피치가 같을 경우는 영구자석의 단면적 A_m 보다 크지만 공극의 단면적 계산이 어렵기 때문에 초기 설계에서는 영구자석의 단면적과 동일하게 설계하기도 한다. 실제로 극효율이 1이 되지 않는 경우가 대부분이므로 이를 고려하여 공극의 단면적을 계산한다. 따라서 공극 면적 A_g 의 계산을 위해 고정자의 단면적 A_{sb} 를 먼저 계산하고 영구자석의 면적 A_m 과 평균값을 구하여 공극의 단면적을 계산하였다. 영구자석 단면적은 식 (3.43)에 의해 계산된다.

$$\begin{aligned}
 A_m &= R_{ro} \theta_m L_{stk} \\
 &= \alpha_m R_{ro} \theta_p L_{stk} \quad (\alpha_m = \theta_m / \theta_p)
 \end{aligned}
 \tag{3.43}$$

여기서, R_{ro} 는 영구자석의 외경이다. 또한 고정자 면적은 식 (3.44)으로 계산된다.

$$A_{sb} = (R_{ro} + g) \theta_p L_{stk} \tag{3.44}$$

여기서, g 는 공극 길이이다. 식 (3.43)와 식 (3.44)의 평균값인 식 (3.45)에 의해 공극의 단면적을 계산할 수 있다.

$$A_g = \frac{\alpha_m R_{ro} + (R_{ro} + g)}{2} \theta_p L_{stk} \tag{3.45}$$

영구자석의 자속은 전부 공극으로 집중되기 때문에 식 (3.46)이 성립되고 이를 통해 식 (3.47)과 같은 공극 자속밀도 B_g 를 구할 수 있다.

$$B_m A_m = B_g A_g \tag{3.46}$$

$$B_g = B_m \frac{A_m}{A_g} = B_m C_\Phi \tag{3.47}$$

$$C_\Phi = \frac{A_m}{A_g} = \frac{2\alpha_m R_{ro}}{(1 + \alpha_m)R_{ro} + g} \tag{3.48}$$

여기서, C_Φ 는 공극 면적과 영구자석 면적의 비로써 자속집중계수라고 정의하고 식 (3.48)에 의해 계산할 수 있다. 또한 영구자석 감자곡선에서 퍼미언스 계수는 식 (3.49)에 의해 계산된다[36]-[40].

$$P_c = -\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = \frac{l_m}{g} \frac{1}{C_\Phi} \quad (3.49)$$

최종적으로 공극 자속밀도는 식 (3.50)에 의해 계산된다.

$$\begin{aligned}
 B_g &= \frac{\Phi_g}{A_g} = \frac{K_l}{A_g \left(1 + K_r \frac{\mu_r g A_m}{l_m A_g}\right)} \Phi_r \\
 &= \frac{K_l C_\Phi}{1 + K_r \frac{\mu_r}{P_c}} B_r
 \end{aligned} \quad (3.50)$$

위와 같이 공극 자속밀도 B_g 의 계산에 의해 비자기장하를 결정할 수 있었다. 비자기장하를 결정한 후 비전기장하 ac 를 결정하면 전동기의 적합한 사이즈를 선정할 수 있다. 만약 비전기장하가 작을 경우, 출력계수 또한 상대적으로 작게 되며 결국 회전자의 부피는 이에 반비례해 커지게 된다. 하지만 전동기 전체 부피를 비교하면 전기장하가 커짐에 따라 고정자 슬롯이 커지므로 적절한 전기장하를 선택해야 한다. 또한 비전기장하가 커지게 되면 동손이 증가하므로 효율이 중요시 되는 전동기의 경우에도 적절한 비장하의 선택이 중요하다. 앞서 구한 마그네틱 토크를 공극 자속밀도 B_g 로 나누게 되면 비전기장하 ac 와 $D_g^2 L_{stk}$ 의 곱으로 나타난다. 이 두 성분을 분리 하기전에 사이즈 제약조건에 맞는지를 판단해야 함으로 D_g^2 와 L_{stk} 를 분리해야 한다. 물론 제약조건으로 둘 중 하나가 결정되어 있는 경우에는 이에 맞춰서 나머지 값을 설정하면 된다. 하지만 제약조건이 없는 경우에는 이 두가지 치수를 적절히 분리해줘야 한다[36]-[40].

D_g^2 와 L_{stk} 를 분리할 때 영구자석이 있는 회전자에서는 극에서 나온 자속이 권선에 모두 쇄교할 수 있도록 권선을 극피치와 슬롯피치를 같게 설계하는 것이 일반적이다. 또한, 극피치 τ 와 L_{stk} 의 비를 거의 같게 설계하면 권선을 가장 적게 감을 수 있어 동손 저감에 유리하다. D_g 와 L_{stk} 을 결정하는 방법은 비전기장하 ac 를 변화시키면서 D_g 와 L_{stk} 을 만족시키는 값을 선택하였다[36]-[40].

식 (3.51)에 극피치와 공극외경의 관계식을 나타내었다.

$$\tau = \frac{\pi D_g}{2p} \quad (3.51)$$

극피치 τ 와 L_{stk} 의 비와 식 (3.51)을 이용하여 식 (3.26)에 대입하고 D_g 와 L_{stk} 에 관해 정리하면 식 (3.52)와 식 (3.53)과 같다.

$$D_g = \left(\frac{T}{C_{om}} \frac{2p}{\pi \frac{L_{stk}}{\tau}} \right)^{1/3} \quad (3.52)$$

$$L_{stk} = \frac{L_{stk}}{\tau} \frac{\pi D_g}{2p} \quad (3.53)$$

4. 상당 직렬 턴 수 결정 및 고정자 형상설계

위에서 구한 D_g 와 L_{stk} 를 이용하여 상당 직렬턴수를 계산할 수 있다. 상당 직렬턴수는 식 (3.6)과 식 (3.8)에 의해 식 (3.54)와 같이 계산된다.

$$T_{ph} = \frac{\sqrt{2} E_{ph}}{w_m k_w B_g D_g L_{stk}} \quad (3.54)$$

위 식에서 역기전력이 결정되어야 턴수를 결정할 수 있다. 역기전력은 무부하 최대속도를 감안하여 DC 링크 전압보다 작게 설계하여야 한다. 상당 직렬턴수를 계산하는데 있어 고려해야 할 사항은 한 슬롯에 들어가는 도체수(2층권 일때)는 짝수여야 한다. 따라서 상당 직렬턴수를 계산하면서 슬롯 당 도체수를 재 선정하여야 한다. 상당 직렬턴수 및 도체수는 식 (3.55)와 식 (3.56)과 같이 계산된다[36]-[40].

$$Z_T = mZ = 2mN \quad (3.55)$$

$$Z_s = \frac{Z_T}{N_s} \quad (3.56)$$

여기서, Z_T 는 총 도체수, Z 는 상당 도체수, Z_s 는 한 슬롯에 들어가는 도체수이다. 또한 N 은 상당 턴수, N_s 는 슬롯 수이다. 상당 직렬턴수는 정수로 계산되지 않는다. 또한, 한 슬롯에 들어가는 도체수도 정수로 계산되지 않기 때문에 점적율을 고려하여 소수점을 없애고 짝수로 결정한다[36]-[40].

권선의 직경 선정은 냉각방식을 고려하여 전류밀도를 예측하고 전류가 권선에 흐를 수 있는 최대 전류를 계산하여 결정한다. 또한 절연등급을 고려하여 최종 권선의 직경을 결정한다. 이 때 계산된 권선의 직경은 슬롯 점적율을 고려하여 슬롯의 크기를 결정하는데 기인한다.

전류밀도는 냉각방식에 따라 결정할 수 있는데 일반적으로 공랭식의 경우는 $5 \sim 10[A/mm^2]$, 수냉식의 경우는 $10 \sim 30[A/mm^2]$ 으로 설계한다. 식 (3.57)에 의해

도체의 직경을 계산할 수 있다.

$$a_z = \frac{I}{J} = \pi \left(\frac{d_c}{2} \right)^2 \quad (3.57)$$

여기서, a_z 는 도체(나동선 기준)의 면적, J 는 전류밀도, d_c 는 권선(나동선 기준)의 직경이다. 위의 식에서 계산된 권선의 직경은 실제 규격화된 권선 직경과 맞지 않으므로 계산된 직경과 가장 근접한 치수의 권선을 선택한다. 또한 그에 따른 절연등급을 고려한 절연두께를 정하여 최종 도체의 직경을 식 (3.58)과 같이 결정한다[36]-[40].

$$d_w = d_{c_re} + 2t_{insul} \quad (3.58)$$

여기서, d_w 는 최종 도체의 직경, d_{c_re} 는 재선정된 권선의 직경, t_{insul} 은 절연두께이다. 위에서 계산된 권선의 직경을 이용하여 식 (3.59)와 같이 권선의 면적을 계산할 수 있다.

$$a_w = \pi \left(\frac{d_w}{2} \right)^2 \quad (3.59)$$

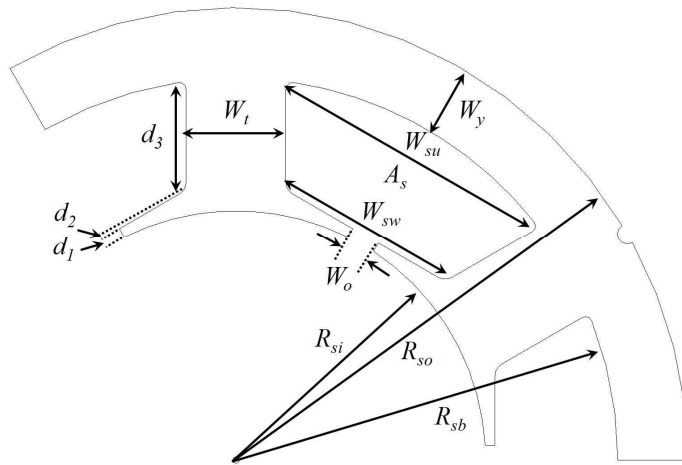


그림 3-8 고정자 설계 파라미터

Fig. 3-8 Stator design parameters

그림 3-8에는 고정자 형상 설계를 위한 설계 파라미터를 나타내었다. 앞에서 계산한 권선의 나동 단면적과 점적율(Slot fill factor)를 이용하여 슬롯 면적 A_s 를 식 (3.60)과 같이 계산할 수 있다[36]-[40].

$$A_s = \frac{a_w Z}{k_s N_s} \quad (3.60)$$

여기서 k_s 는 점적율이다. 점적율은 인슐레이터 두께, 권선 와인딩 방법에 따라 설계자가 결정하여야 한다. 일반적으로 인슐레이터로 절연시 40~45[%]로 설계하면 적당하다.

슬롯 오프닝(Slot opening)은 상세 설계 시 역기전력 파형이나 코깅토크 크기를 고려하여 변경될 수 있으나 권선 와인딩에 어려움이 없도록 권선 직경을 고려하여 충분히 여유 있게 결정한다. 보통 권선 직경의 1.5배 정도로 설계한다.

한편, 영구자석에서 발생된 자속은 공극을 통해 고정자 치 폭(Tooth width: W_t)에 분배되어 고정자 내로 진입한다. 따라서 치 폭에서 자속이 포화가 되지 않도록 설계하는 것이 매우 중요하다. 따라서 치의 포화자속밀도 제한치로 폭을

계산할 수 있다. 여기서는 단순히 영구자석에서 발생한 자속에 의해 치 폭을 계산하고 전기자 반작용은 고려하지 않았다. 따라서 실제 전기자 반작용이 작용할 때는 치 폭에서 포화현상이 발생할 수 있기 때문에 이를 고려하기 위해서 실제 강판이 포화되는 지점보다 더 낮은 제한치로 설계를 수행하였다. 치 폭은 식 (3.61)에 의해 계산된다[36]-[40].

$$W_t = \frac{\Phi_{gt}}{N_s B_{tb} L_{stk}} \quad (3.61)$$

여기서, Φ_{gt} 는 공극에서의 총 자속이며, B_{tb} 는 치에서 최대 자속밀도이다. 전기 강판의 재질에 따라 다르지만 일반적으로 치에서 최대 자속은 1.4~1.6[T] 정도로 설계한다.

치를 통과해 들어온 자속의 반은 요크쪽으로 흐르게 된다. 고정자 요크로 들어가는 자속은 극 당 자속의 반임으로 식 (3.62)와 식 (3.63)과 같은 식으로 계산된다.

$$\frac{1}{2} \frac{\Phi_{gt}}{2p} = B_{tb} W_y L_{stk} \quad (3.62)$$

$$W_y = \frac{\Phi_{gt}}{4p B_{tb} L_{stk}} \quad (3.63)$$

고정자 치 슈(Shoe)는 식 (3.64)와 식 (3.65)에 의해 계산할 수 있다. 여기서 a_{sb} 는 치 폭과 슈의 비율을, a_{dd} 는 d_1 과 d_2 의 비율을 의미한다. 이 값들은 설계자에 의해 결정된다[36]-[40].

$$d_1 + d_2 = a_{sd} W_t \quad (3.64)$$

$$a_{dd} = \frac{d_1}{d_1 + d_2} \quad (3.65)$$

d_1 과 d_2 를 결정하면 식 (3.60)에서 계산한 슬롯 면적에 의해 식 (3.66)과 같이 치 길이 d_3 을 계산할 수 있다.

$$A_s = d_3 \left(\theta_s (R_{si} + d_1 + d_2 + \frac{d_3}{2}) - W_t \right) \quad (3.66)$$

여기서, θ_s 는 치와 치 사이의 각을 의미한다. 더 간단하게 정리하기 위해 슈윳부분까지의 길이를 식 (3.67)과 같이 R_{ss} 로 정의하고 최종적으로 d_3 을 계산하면 식 (3.68)과 같다.

$$R_{ss} = R_{si} + d_1 + d_2 = \frac{D_g}{2} + d_1 + d_2 \quad (3.67)$$

$$d_3 = \frac{(W_t - \theta_s R_{ss}) + \sqrt{(W_t - \theta_s R_{ss})^2 + 2\theta_s A_s}}{\theta_s} \quad (3.68)$$

d_1 , d_2 , d_3 를 계산하면 고정자 요크까지의 길이 R_{sb} 를 식 (3.69)에 의해 계산할 수 있고, 식 (3.70)에 의해 고정자 총 반경 R_{so} 를 계산할 수 있다[36]-[40].

$$R_{sb} = R_{si} + d_1 + d_2 + d_3 = \frac{D_g}{2} + d_1 + d_2 + d_3 \quad (3.69)$$

$$R_{so} = R_{sb} + W_y \quad (3.70)$$

IV. 복합 연자성 소재 적용 전동기 3차원 형상 설계

A. FEM을 이용한 기초설계 모델 특성 해석

3장에서 진행된 기초 설계에서는 설계 제약 조건을 고려하여 최종적으로 형상을 도출하게 된다. 그림 4-1에 초기 설계된 고속 영구자석 전동기의 형상을 나타내었다. 또한, 설계 결과를 표 4-1에 나타내었다. 하지만 기초 설계는 가정한 조건이 많고 정확한 조건에 맞는 설계가 이루어진 것이 아니므로 전자계 해석을 통해 목표 성능에 부합하는지 여부를 검증하여야 한다. 따라서, 본 논문에서는 수치해석 기반 비선형 3차원 유한요소법(Finite element method)를 이용하여 전자계 해석을 수행하였다.

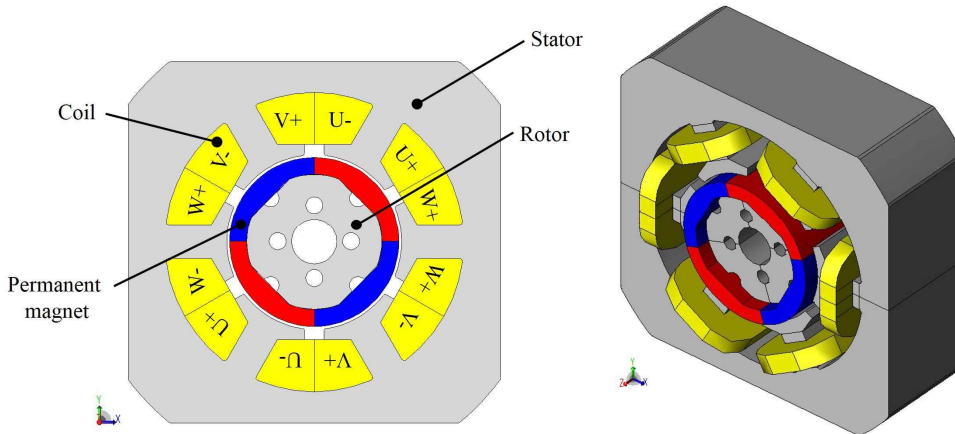


그림 4-1 고속 영구자석 전동기 초기 모델 형상

Fig. 4-1 Initial model schematic of high-speed permanent magnet motor

표 4-1 고속 영구자석 전동기 초기 설계 결과

Table 4-1 Design results of high-speed permanent magnet motor

Item [Unit]	Value
Number of poles	4
Number of slots	6
Rated output power [W]	654
DC Link voltage [V_{dc}]	310
Rated current [A_{rms}]	4.65
Current density [A_{rms}/mm^2]	9.27
Rated speed [rpm]	25,000
Rated torque [Nm]	0.25
Diameter/Stack length [mm]	64/22
Air-gap [mm]	0.5
Coil diameter [mm]	0.8
Number of turns	36
Coil resistance [ohm]	0.2042
Slot fill factor [%]	29
Rotor diameter [mm]	30
Permanent magnet width [mm]	3
Permanent magnet overhang length [mm]	6

그림 4-1에서 보는바와 같이 고정자는 원심팬에 의해 흡입된 공기가 전동기를 통해 배출될 수 있도록 사각형태로 설계되었고, 회전자는 영구자석과 사출에 의한 결합을 위해 에어 베리어를 적용하고 영구자석은 양쪽으로 오버행을 적용하였다.

수치해석 기반 유한요소 해석을 진행할 때, 기존의 방사자속형(Radial flux) 전동기의 경우, 계산 시간 단축 및 모델링의 간편성 등의 이점으로 2차원 해석이 주로 사용되었다. 하지만 2차원 유한요소해석의 경우 단면의 수직방향으로 기하

학적, 물리적 양이 일정하다는 조건이 필요하고, 영구자석 오버행을 가진 전동기나 구조적으로 2차원 유한요소해석에 어려움이 존재하는 경우 3차원 유한요소해석이 필요하다. 하지만 3차원 유한요소 해석 기법은 요소수나 절점수에 따라 해석시간이 많이 소요되므로 적절한 요소수와 절점수가 요구된다. 그림 4-2에 3-D 수치해석을 위한 요소분할 모델을 나타내었다. 본 논문에서는 해석 시간의 단축을 위해 1/2 모델을 적용하여 해석을 진행하였다. 또한 모델의 절점수는 51,541이며, 요소수는 222,682이다. 본 연구에서는 전동기 코어 설계 및 전자계 특성 해석을 위해 사용된 수치해석 기반 유한요소해석 툴은 일본 JSOL社의 JMAG-Designer이다. JMAG-Designer는 회전기, 에너지 변환기, 전력기기 등 이론을 바탕으로 설계한 모델을 2차원 또는 3차원 평면상에서 전자계와 열계 및 구조계의 시뮬레이션을 위한 프로그램이며, 2, 3차원적인 전자기장 현상을 유한요소법을 사용하여 평면과 축대칭면에서 정전계, 정자계, 전자계에서의 동특성, 과도현상, 온도의 정상 및 과도현상, 전기열, 자기열등의 전계, 자계, 열계 해석이 가능한 프로그램이다.

주요 구성 및 성능은 Automatic mesh, Circuit Editor, Material, Mechanical input, Scenario solving, python language, formulation editor, coupling, cad import 등의 해석 코드가 내장되어 있어 파라미터화된 기하학적 형상입력기를 이용하여 2D/3D 형상을 고성능으로 모델링이 가능하다. 또한 전자기/기계적 물리량인 자기투자율, 열전달계수, 관성모멘트 등 물질특성 모델링으로 신뢰도 높은 해석이 용이하며 potential, flux density, electric field 등 다양한 결과를 출력하여 전동기의 최적 설계가 가능하다. 이와 같은 장점으로 산업계 및 학계 각 층에 많은 사용자를 보유하고 있다.

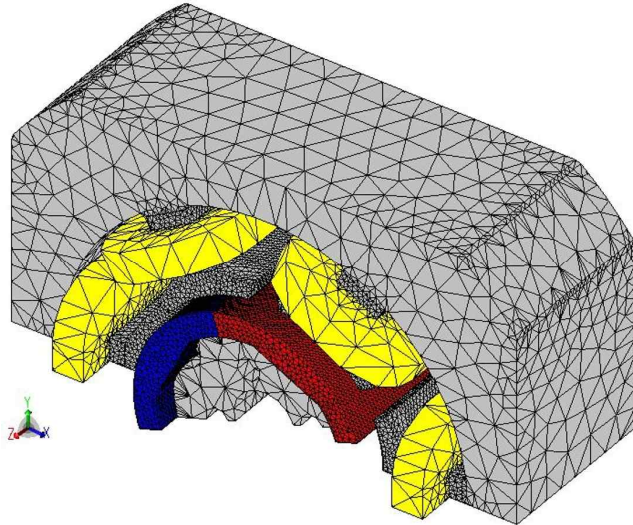


그림 4-2 3-D 수치해석을 위한 초기모델 요소분할

Fig. 4-2 Element division of Initial model for 3-D numerical analysis

그림 4-3에 3-D 수치해석을 통해 얻어진 초기모델 역기전력 파형을 나타내었다. 무부하 선간 역기전력은 25,000[rpm]에서 220[V_{li_rms}], 상 역기전력은 127[V_{ph_rms}]를 넘어서는 안 된다. 역기전력 해석 결과, 상 역기전력은 65.19[V_{ph_pk}]로 제약 조건에 만족함을 확인할 수 있었다. 그림 4-4에 Fast Fourier transform (FFT) 분석을 통한 역기전력 고조파 크기를 나타내었다. FFT 분석 결과, 총 고조파 왜곡율(Total harmonics distortion : THD)은 4.4[%]로 거의 정현파에 가깝게 설계가 되었음을 확인하였다.

다음은 전동기의 출력 성능을 확인하기 위해 정격전류를 인가하고 정격속도인 25,000[rpm]에서의 부하해석을 진행하였다. 그림 4-5에 초기모델의 토크파형을 나타내었다. 부하해석 결과, 발생토크는 0.25[Nm]으로 목표치에 만족함을 확인하였다. 또한, 토크리플은 16[%]가 발생되었다.

그림 4-6에 초기모델의 자속밀도 분포를 나타내었다. 그림에서 보는바와 같이 전동기의 부하운전 시 자속이 치 부분에 집중되는 것을 확인할 수 있다. 이 때 치 부분의 최대 자속밀도 값은 1.32[T]로 포화 되지 않음을 확인하였다. 또한 Shoe의 최대 자속밀도 값은 1.19[T]이며, Yoke의 최대 자속밀도 값은 0.62[T]로

확인되었다.

마지막으로 손실 해석을 통해 전동기의 손실분포와 효율을 계산하였다. 그림 4-7에 초기모델 철손 분포를 나타내었다. 그림에서 보는바와 같이 자속이 치에 집중되는 것과 같이 철손도 치 부분에 집중되고 있음을 확인할 수 있다. 초기 모델 특성 해석 결과를 표 4-2에 정리하였다.

한편, 고속으로 구동되는 전동기에서는 기계손을 무시할 순 없다. 기계손 중에서도 속도의 제곱에 비례하여 크게 증가하는 것이 풍손이다. 그러나 정확한 풍손을 예측하기는 불가능하기 때문에 본 논문에서는 M. Mack의 박사 학위논문에서 제시한 공기 마찰계수에 의한 풍손 계산법을 이용하여 예측하였다[41]. 예측된 풍손은 17[W]로 출력에 2.6[%]를 차지하고 있음을 확인하였다.

표에서 4-2에서 보는바와 같이 동손과 철손, 풍손을 고려하여 계산된 초기모델의 효율은 90.75[%]로 목표치에 만족함을 확인할 수 있었다. 영구자석 와전류 손실은 전기 전도율이 거의 없는 Bonded 자석을 사용하였기 때문에 고려하지 않았다. 추후 설계된 복합 연자성 코어와의 중량 비교를 위해 초기 설계 모델의 부피 및 중량을 계산하여 표 4-3에 나타내었다. 초기 설계된 전동기의 총 중량은 하우징을 제외하면 597.29[g]임을 확인하였다.

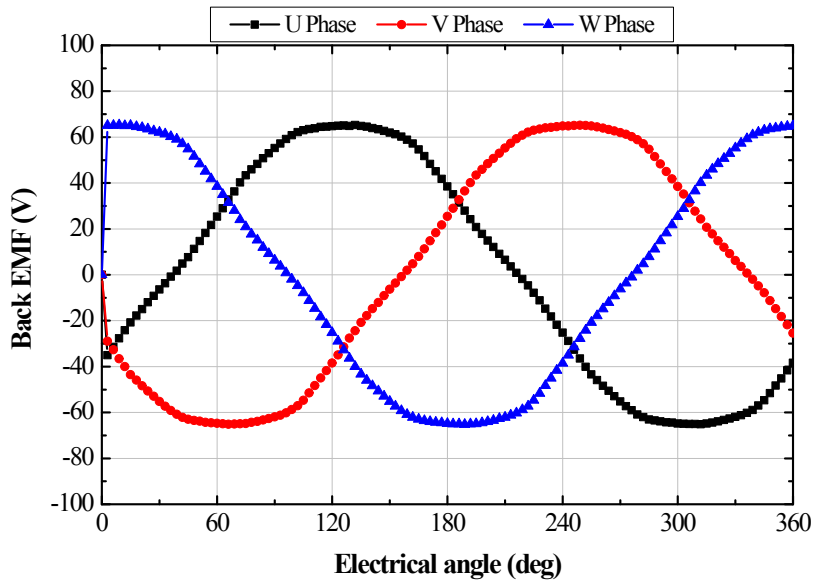


그림 4-3 초기 모델의 역기전력 파형

Fig. 4-3 Back EMF waveforms of initial model

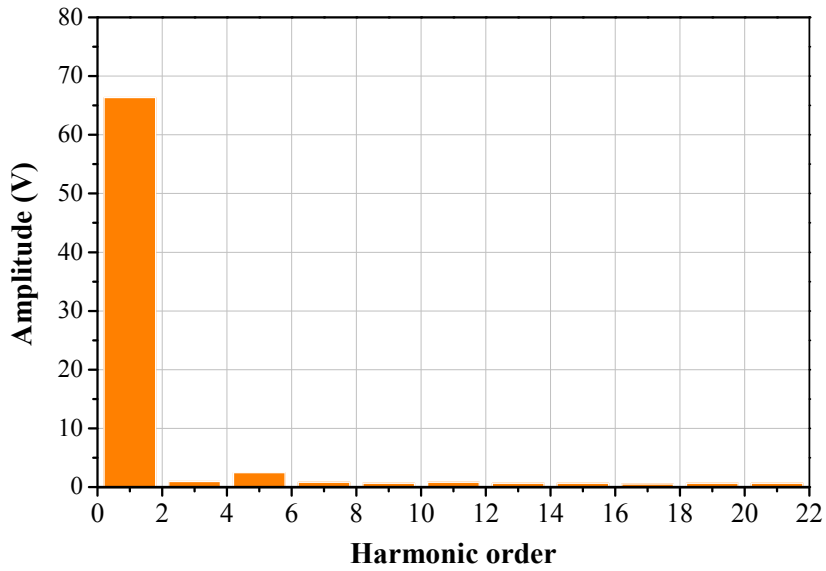


그림 4-4 초기 모델의 역기전력 고조파 분석

Fig. 4-4 Back EMF harmonics analysis of initial model

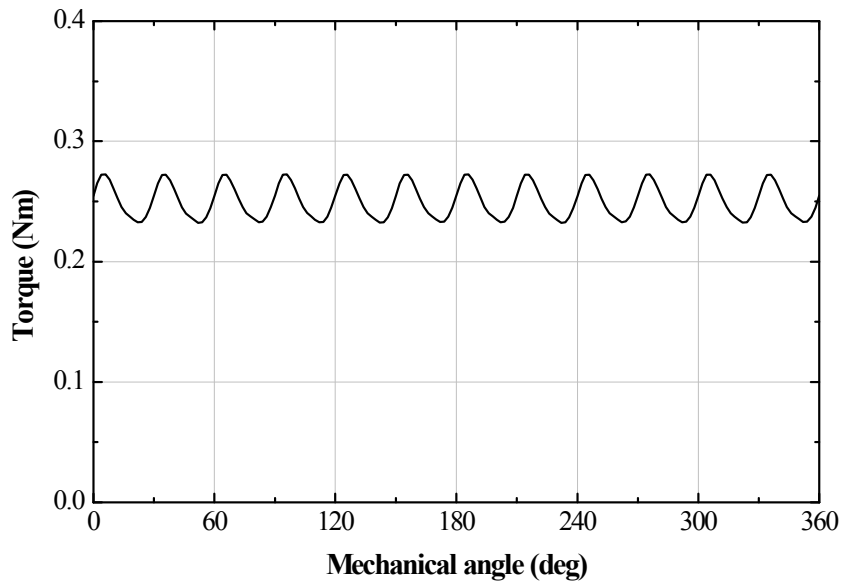


그림 4-5 초기 모델의 토크 파형

Fig. 4-5 Torque waveform of initial model

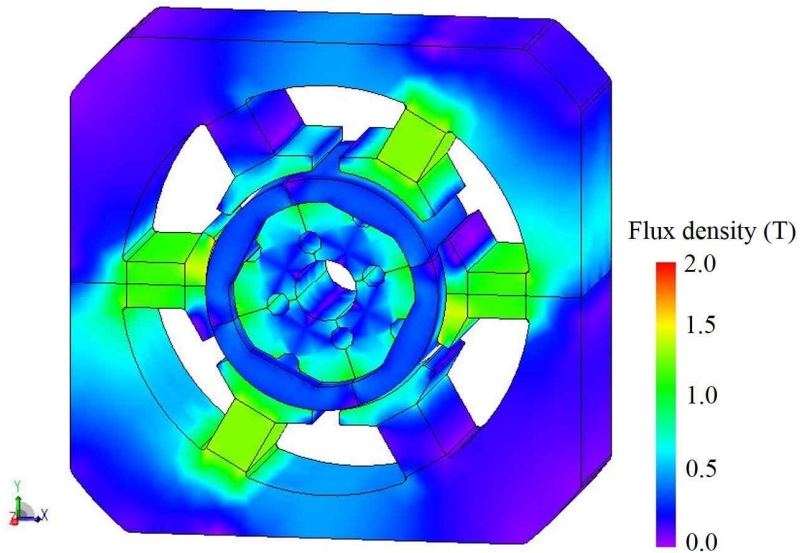


그림 4-6 초기 모델의 자속밀도 분포

Fig. 4-6 Flux density distribution of initial model

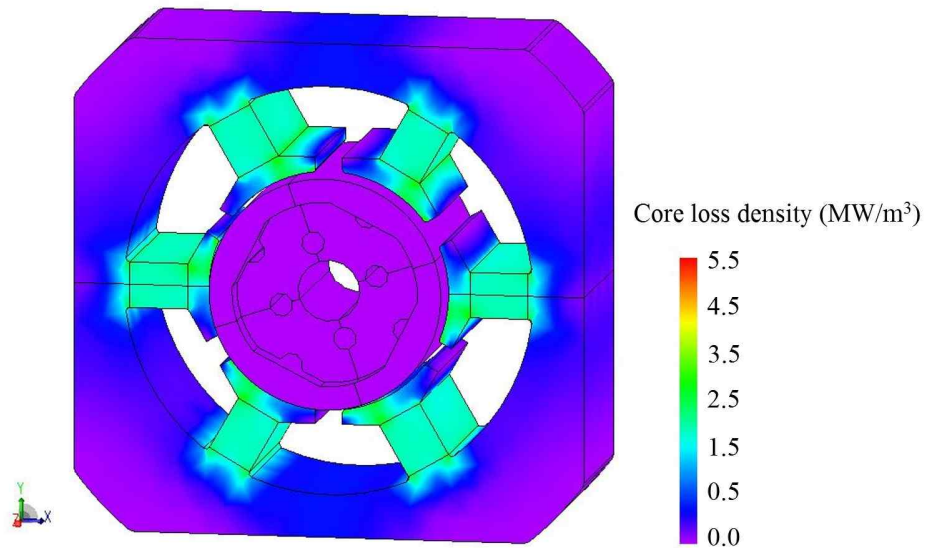


그림 4-7 초기 모델의 철손 분포

Fig. 4-7 Core loss distribution of initial model

표 4-2 초기모델 특성 해석 결과

Table 4-2 Characteristics analysis results of initial model

Item [Unit]	Value	
Back EMF [V_{ph_rms}]	47.11	
Back EMF THD [%]	4.4	
Rated torque [Nm]	0.25	
Pk-pk torque [Nm]	0.04	
Torque ripple [%]	16.08	
Output power [W]	654	
Core loss [W]	Yoke	16.20
	Teeth	12.68
	Shoe	7.35
	Rotor	0.10
Copper loss [W]	13.31	
Mechanical loss [W]	17	
Efficiency [%]	90.75	

표 4-3 초기모델 중량 계산표

Table 4-3 Mass calculation tables for initial model

Item [Unit]	Value
Stator cross-sectional area [m ²]	2.42E-03
Rotor cross-sectional area [m ²]	3.30E-04
Stator volume [m ³]	2.67E-05
Rotor volume [m ³]	3.63E-06
Mass density of the core [g/m ³]	7.700
Stator mass [g]	410.45
Rotor mass [g]	55.92
Coil volume [m ³]	7.60E-06
Mass density of the coil [g/m ³]	8.940
Coil mass [g]	67.94
Magnet cross-sectional area [m ²]	2.80E-04
Magnet volume [m ³]	3.92E-06
Mass density of the magnet [g/m ³]	6.000
Magnet mass [g]	47.08
Total motor mass(excluding housing) [g]	581.40

B. 복합 연자성 코어의 자기적 특성 고찰

1. 복합 연자성 코어 시편 성형

복합 연자성 재료를 이용한 진공청소기용 전동기의 설계를 위해서는 먼저 복합 연자성 분말 재료의 최대 자속밀도 및 철손 등의 자기적 특성을 측정하고, 이를 통한 분석이 이루어져야 한다. 하지만 분말 형태로는 자기적 특성을 측정할 수 없기 때문에 분말 야금 과정에 의해 자기특성 분석용 코어시편을 제작하였다.

일반적으로 분말야금법은 압축과 열처리에 의해 금속 분말을 결합시키는 과정이다. 분말야금 과정에서 가장 일반적인 과정은 압축 및 소결인데 압축과정에서 제품을 생산하기 위해 분말은 폐쇄 다이(Die)에서 펀치(Punch)에 의해 단축으로 압축되고 이후 압축된 금속 입자 사이에 확산 결합이 발생할 수 있는 충분한 온도에서 소결과정을 거친다[26]-[35]. 이러한 분말 야금 공정에서는 기계 가공 과정의 생략, 반복적인 허용오차를 개선하고 독특한 소재 조성물을 혼합할 수 있다는 점이다. 그림 4-8에 분말야금 공정을 나타내었다.

분말야금법을 활용한 가공에서의 장점들을 활용하기 위해서는 분말의 특성과 사용되는 공구들의 설계뿐만 아니라 소결 과정 등의 정확한 이해가 앞서야 한다. 따라서 이러한 분야의 상세 모델은 설계 복잡성의 증가를 제거하기 위해 중요한 사항이며 또한 최종 부품의 기계적 성질 향상에 중요하므로 고려를 필요로 하는 사항이다.



그림 4-8 분말 야금 공정 순서도

Fig. 4-8 Process of the powder metallurgy

분말 압축을 통해 균일한 밀도를 얻는 것은 기계 가공이나 열처리와 같은 후속 공정이나 소결 과정동안 발생할 수 있는 뒤틀림을 제거하기 위해 중요한 사항이며, 또한 최종 부품의 기계적 성질과 자기적 특성을 결정하기 때문에 반드시 고려해야 하는 사항이다. 하지만 압축과 소결 공정에서 다이(Die) 및 펀치(Punch)와 주위의 마찰로 인해 균일한 밀도를 얻는 것은 상당히 어려운 문제이다.

분말 야금 공정 중 소결은 압축 또는 비압축 분말 형태의 소재를 주 구성금속 원소의 용점이하의 온도에서 가열하여 처음에는 접촉 내지는 약한 결합력만으로 유지하였던 이들 성형체내의 분말들 사이에 충분한 원자간에 일차 결합력의 작용으로 화학결합이 이루어지도록 하여 분말 성형체에 필요한 기계적 및 물리적 성질을 얻고자 하는 열처리이다. 열(소결)처리는 분말입자 사이의 결합 이외에도 화학적인 변화, 치수의 변화, 내부응력의 변화, 상의 변화, 합금화와 같은 중요한 역할을 한다[26]-[35].

소결은 가열처리이므로 앞에서 언급한 모든 효과는 소결온도, 소결시간의 영향을 받아 함수관계에 있으며 소결 분위기 또한 기술적으로 매우 중요한 영향을 미친다[26]-[35]. 따라서 분말야금 및 소재 관련 분야에서는 분말 성형체의 균일한 밀도를 얻기 위한 Die 및 Punch의 정밀 설계, 수치적 시뮬레이션을 통한 분말 성형체 밀도 예측, 분말 성형체의 최적의 소결 공정 등에 대한 연구가 활발히 수행되고 있다.

본 연구에서 코어 시편을 성형하기 위해 제작된 Die 및 상, 하 Punch를 그림 4-9에 나타내었다. 코어 시편은 Toroidal 타입이며, 외경은 25[mm], 내경은 15[mm], 높이는 5[mm]이다. 코어 시편의 크기는 압축 장비의 최대 압력 용량과 분말 재료가 요구하는 압축 압력에 의해 결정되었다. 여기서 분말 재료가 요구하는 압축 압력으로 성형했을 경우, 분말의 특성은 가장 최적인 상태가 되며 대개 분말 제조사에서 여러 조건과 실험에 의해 결정된다. 그림 4-10에 코어 시편을 압축하기 위한 장비를 나타내었다. 본 연구에서 사용된 복합 연자성 재료의 압축 압력은 800[Mpa]이다.



그림 4-9 다이 및 상, 하 펀치
Fig. 4-9 Die, upper and lower punch



그림 4-10 복합 연자성 소재 압축 장비
Fig. 4-10 SMC compaction machine

그림 4-11에 성형된 Toroidal 코어 시편을 나타내었다. 또한 성형이 완료된 코어 시편의 화학적 결합을 위해 소결공정을 진행하였다. 그림 4-12에 소결이 완료된 코어 시편을 나타내었다. 전기강판 코어와의 자기적 특성 비교를 위해 전기강판 코어도 성형된 Toroidal 코어와 동일하게 제작하였다. 표 4-4에 소결이 완료된 복합 연자성 소재와 전기강판의 기계적 사양을 나타내었다.



그림 4-11 압축된 SMC 코어

Fig. 4-11 Compacted SMC toroidal cores



그림 4-12 소결이 완료된 SMC 코어

Fig. 4-12 Sintered SMC toroidal cores

표 4-4 SMC와 전기강판 코어의 기계적 사양

Table 4-4 The Mechanical properties of SMC and electrical steel sheet toroidal core

항목	SMC	Electrical steel sheet
Outer diameter [mm]	25.01	25.02
Inner diameter [mm]	14.96	14.98
Height [mm]	5.05	5.0
Mass [g]	11.70	11.93
Mass density [g/cm ³]	7.33	7.70

2. 복합 연자성 코어 자기적 특성 분석

1) 복합 연자성 코어 자기적 특성 평가 시스템 구성

IEC 국제 표준을 바탕으로 자기적 특성을 측정하는 방법은 SST, Epstein, Ring(Toroidal) 타입이 있지만 측정방법에 따라 오차가 발생하게 된다[42]-[43]. 본 연구에서는 IEC 국제 표준규격에 따라 가장 이상적인 Ring(Toroidal) 타입을 채택하여 연자성 코어의 자기적 특성 분석을 진행하였다. 복합 연자성 코어의 자기적 특성 분석을 위해서는 Toroidal 타입의 코어에 1차 및 2차 코일을 와인딩(Winding)하여야 한다. 여기서, 2차 코일은 1차코일에 흐르는 교류 전류에 의해 발생하는 자속, 유도 기전압을 측정하기 위한 Search 코일이다. 그림 4-13에 자기적 특성 측정을 위해 코일이 와인딩된 복합 연자성 Toroidal 코어와 전기강판 Toroidal 코어 시편을 나타내었다.



그림 4-13 코일이 와인딩된 복합 연자성 Toroidal 코어와
전기강판 Toroidal 코어 시편

Fig. 4-13 SMC and laminated toroidal core coils

Toroidal 코어에 1, 2차 코일을 감은 다음, 1차 코일에 교류 전류 I 를 흘려주면 Ampere's law에 의해 자화력 H 가 발생한다. 이 때, H 는 식 (4.1)과 같은 식으로 표현된다[42]-[43].

$$H = \frac{N_1}{l} I \quad (4.1)$$

여기서, N_1 은 1차코일의 턴 수, l 은 평균 자기 경로이다. 한편, 1차 코일에 흐르는 전류에 따라 발생한 자화력에 의하여 시편 내부에는 자속밀도 B 가 발생하고, 2차코일을 쇠교하는 자속 Φ 은 식 (4.2)와 같다[42]-[43].

$$\Phi = N_2 S B(t) \quad (4.2)$$

여기서, N_2 는 2차 코일의 턴 수, 그리고 S 는 코어의 단면적이다. 자기적 특성 측정에 있어서 자속밀도 $B(t)$ 의 측정은 2차측 코일을 사용하여 측정하는데 2차측 코일에 유도되는 기전력 $V(t)$ 와 코어의 자속밀도 $B(t)$ 와의 관계는 식 (4.3)과 같다.

$$V_B(t) = \frac{d}{dt} [N_2 S B(t) + \mu_0 N_2 A_2 H(t)] \quad (4.3)$$

여기서, N_2 는 2차측 코일의 턴 수, S 는 코어의 단면적, A_2 는 2차측 코일의 유효 단면적, μ_0 는 진공 투자율이다. 이 식에서 $\frac{d}{dt} [\mu_0 N_2 A_2 H(t)]$ 는 Air flux에 의하여 2차측 코일에 유도되는 기전력으로 코어에 유기되는 자속밀도를 측정하기 위해서는 이를 제거, 보상 해주어야 한다. Air flux의 보상은 솔레노이드에 흐르는 전류에 상호 인덕터를 사용하여 2차 코일과 극성이 반대되게 직렬연결을 한다. Air flux를 보상하면 코어의 자속밀도와 Air flux를 보상한 기전력과의 관계는 식 (4.4)와 같다[42]-[43].

$$V_B(t) = \frac{d}{dt}[N_2SB(t)] \quad (4.4)$$

따라서, 자속밀도는 위의 식을 적분하면 되므로 식 (4.5)와 같이 표현된다.

$$B(t) = \frac{1}{N_2S} \int V_B(t) dt \quad (4.5)$$

그림 4-14에 자기적 특성을 측정하기 위한 시스템을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 코어에 자화력을 인가하기 위한 과형 발생장치, 전력 증폭기 (Power amplifier), 자화력 측정을 위한 션트(Shunt) 및 신호 처리장치, 자속밀도 측정을 위한 자속계(Flux meter)로 구성되어 있다[42]-[43].

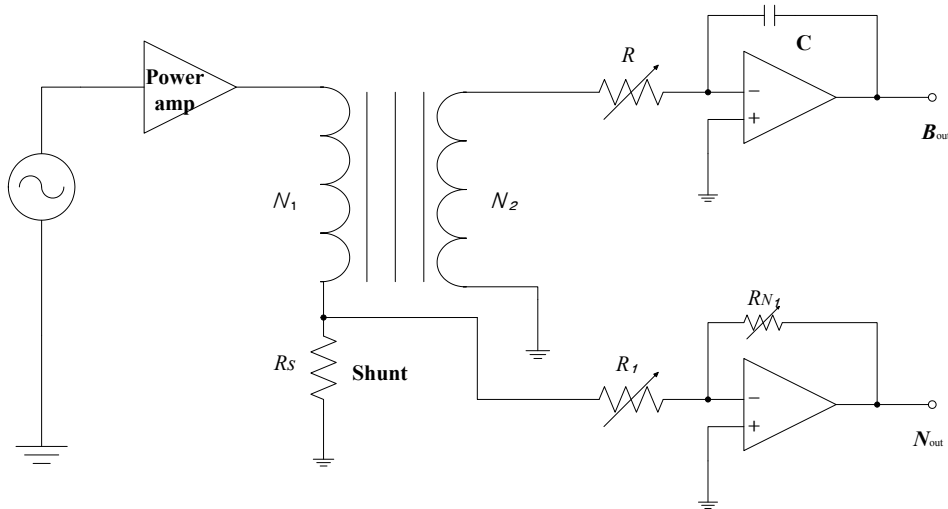


그림 4-14 자기적 특성을 측정하기 위한 시스템

Fig. 4-14. Schematic of the magnetic characteristics measurement system

자속계는 연자성 및 경사성 재료의 자기적 특성 측정시 자속밀도 B 및 자화력 H 를 측정하기 위한 장치로 일종의 적분기(Integrator)이다. 코어 내의 자속 Φ 의 변화에 따라 2차 코일에 기전력 $V(t)$ 가 유기되며 이는 식 (4.3)으로 주어지고, 자속밀도 변화량 $B(t)$ 는 식 (4.6)과 같이 표현할 수 있다[42]-[43].

$$\int V(t) dt = N_2 SB(t) \quad (4.6)$$

자속계로 전자적분기(Electronics integrator)를 사용하면, 자속계의 출력 $V_0(t)$ 는 일반적으로 식 (4.7)과 같이 표현된다.

$$V_0(t) = \frac{1}{RC} \int V(t) dt \quad (4.7)$$

이를 식 (4.5)에 대입하면, 식 (4.8)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_0(t) = \frac{N_2 SB(t)}{RC} \quad (4.8)$$

식 (4.7)에서 $V_0(t)$ 는 자속계의 지시치이며 RC 는 자속계의 이득으로 최대 측정 범위를 결정하여 주는 상수이다. 전자 자속계는 시간이 경과함에 따라 출력전압이 입력전압과 무관하게 일정한 비율로 증가하거나 감소하는 현상이 발생하므로, 측정 시에는 이를 최대한 줄여야 한다[42]-[43].

파형 발생기 및 전력 증폭기는 자기특성 측정에 있어서 필요한 자화력을 측정 불확도에 영향을 미치지 않을 정도의 분해능과 코어를 충분히 포화시킬 수 있는 자화력을 발생시킬 수 있어야 한다. 또한 측정 및 탈자 시 필요한 자화력을 생성시키기 위해서는 직류 및 저주파 응답특성이 우수하여야 한다.

한편, 1차측 코일에 교류 전류를 흘려주면 코어에 자속이 흐르고, 이 자속은 같은 코어에 감겨있는 2차측 코일에 전압을 유기시킨다. 이러한 과정에서 전기에너지의 일부는 손실로 작용하며, 이 손실 중에서 코어 내부의 에너지 손실에 해당하는 것이 철손이다[42]-[43].

철손 P_C 는 단위시간, 단위질량 당 에너지 손실로 정의되며 식 (4.9)와 식 (4.10)으로 표현된다.

$$P_C = \frac{1}{DT} \int_0^T H(t) \cdot \frac{dB(t)}{dt} dt \quad (4.9)$$

또는,

$$P_C = \frac{1}{DT} \int_0^T B(t) \cdot \frac{dH(t)}{dt} dt \quad (4.10)$$

여기서, D 는 코어의 밀도, T 는 자화 주기(Period of magnetizing frequency)이다.

한편, 코어에 가해지는 자화력의 측정은 솔레노이드에 흐르는 전류를 이용하여 측정한다. 이 방법에 의해 자화력을 측정할 경우 유효자기행로(Effective magnetic path length)를 결정하여야 하는 단점이 있지만, 전류를 Current shunt를 사용하여 측정하기 때문에 H-search 코일을 사용하여 측정할 때보다 비교적 기전력이 커서 측정이 용이하고 전력계를 직접 이용하여 철손을 측정할 수 있는 장점이 있다. 자화력은 식 (4.11)과 같은 식에 의해 표현된다[42]-[43].

$$H(t) = \frac{N_1}{l_{eff}} I(t) \quad (4.11)$$

여기서, N_1 은 1차측 코일의 턴 수, $I(t)$ 는 1차측 코일에 흐르는 전류, l_{eff} 는 유효 자기행로이다. 이 때, 전류를 Shunt 저항 사용하여 측정을 하면 Shunt 저항 양단에 걸리는 전압을 측정하게 되므로 자화력과 Shunt 저항 양단에 걸리는 전압과의 관계는 식 (4.12)와 같은 식으로 표현할 수 있다[42]-[43].

$$H(t) = \frac{N_1}{l_{eff} R_s} V_s(t) \quad (4.12)$$

여기서, R_s 는 Shunt 저항, $V_s(t)$ 는 Shunt 저항 양단에 걸리는 전압이다.

철손을 전력계를 사용하여 측정할 경우, 식 (4.4)와 (4.11)을 식 (4.9)에 대입하면 식 (4.13)과 같이 표현된다.

$$P_C = \frac{N_1}{DTN_2S_{l_{eff}}} \int_0^T V_B(t) \cdot I(t) dt \quad (4.13)$$

또한, Shunt 저항의 양단에 걸리는 전압을 이용하여 Electronic multiplier를 사용하여 철손값을 계산하는 경우, 철손은 식 (4.14)와 같이 표현된다[42]-[43].

$$P_C = \frac{N_1}{DTN_2S_{l_{eff}}R_S} \int_0^T V_B(t) \cdot V_S(t) dt \quad (4.14)$$

그림 4-15에 철손을 측정하기 위한 시스템을 나타내었다. 시스템은 요크장치, B-feedback 장치, 과도기록장치, 파형 발생기 및 컴퓨터로 구성되어 있다. 철손 측정을 위해서는 코어의 질량 및 밀도, 사이즈, 측정 주파수 등이 입력되어야 한다. 그림 4-16에 자기적 특성 측정에 사용된 실험 장비를 나타내었다.

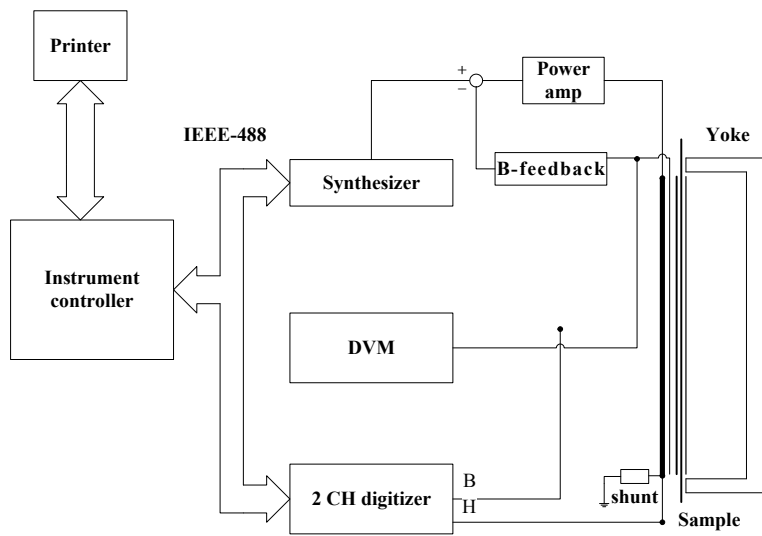


그림 4-15 철손 측정을 위한 시스템

Fig. 4-15 Schematic of the core losses measurement system



그림 4-16 자기적 특성 측정에 사용된 실험 장비

Fig. 4-16 Experimental equipment for magnetic characteristics measurement

2) 복합 연자성 코어 자기적 특성 평가

그림 4-17에 코일이 와인딩된 복합 연자성 Toroidal 코어와 전기강판 Toroidal 코어를 이용해 측정된 B-H 특성 결과를 나타내었다. 자속밀도는 1000~8000[A/m] 까지 자계를 변화시키면서 측정하였다. 그 결과, 8000[A/m]의 자계를 인가하였을 때 전기강판의 최대 자속밀도는 1.7[T]로 측정되었고, 복합 연자성 소재의 최대 자속밀도는 1.45[T]로 측정되어 최대 자속밀도는 복합 연자성 소재가 전기강판 보다 상대적으로 낮게 측정되었다.

위와 같이 코어 재질의 투자율 및 포화 자속밀도가 낮게 되면 공극내 자속밀도가 낮아지면서 코일에 쇄교하는 자속이 줄어 전동기의 역기전력이 낮아지게 된다. 이는 결국 출력에도 영향을 미치게 되고 목표 출력을 만족하지 못하게 된다. 따라서 동일 출력을 만족하기 위해서는 입력전류의 상승이 불가피하게 되고 효율 측면에서도 불리하게 된다. 또한 입력전류 상승으로 인해 전류밀도가 상승하여 전동기 열적 문제도 야기하게 된다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서 턴 수 및 전류, 즉 최적의 전기장하를 결정하고자 한다.

그림 4-18와 표4-5에 복합 연자성 Toroidal 코어와 전기강판 Toroidal 코어를 이용해 측정된 주파수별 철손 특성 결과를 나타내었다. 철손은 0.2~1.0[T]까지 자속밀도를 변화시키면서 200~1000[Hz]까지 측정하였다. 그 결과, 600[Hz]까지는 복합 연자성 소재가 전기강판보다 철손 특성이 높게 발생하였다. 하지만 800[Hz]에서는 0.8[T] 이상부터 전기강판이 복합 연자성 소재보다 높게 발생함을 확인 할 수 있었다. 또한 1000[Hz]에서는 0.6[T] 이상부터 전기강판이 복합 연자성 소재보다 높게 발생함 확인 할 수 있었다. 이 결과로 복합 연자성 소재가 고주파수에서 철손 특성이 전기강판에 비해 우수함 알 수 있었다.

한편, 본 논문에서 설계된 전동기의 구동 주파수는 833.33[Hz]이다. 따라서 800[Hz]에서의 특성을 이용하여 철손 저감 설계포인트를 도출하고자 한다. 800[Hz]에서는 0.8[T] 이상부터 복합 연자성 소재가 철손 특성이 낮으므로 전동기 코어에서도 자속밀도가 0.8[T] 이상 발생하는 영역을 집중적으로 설계하여야 한다.

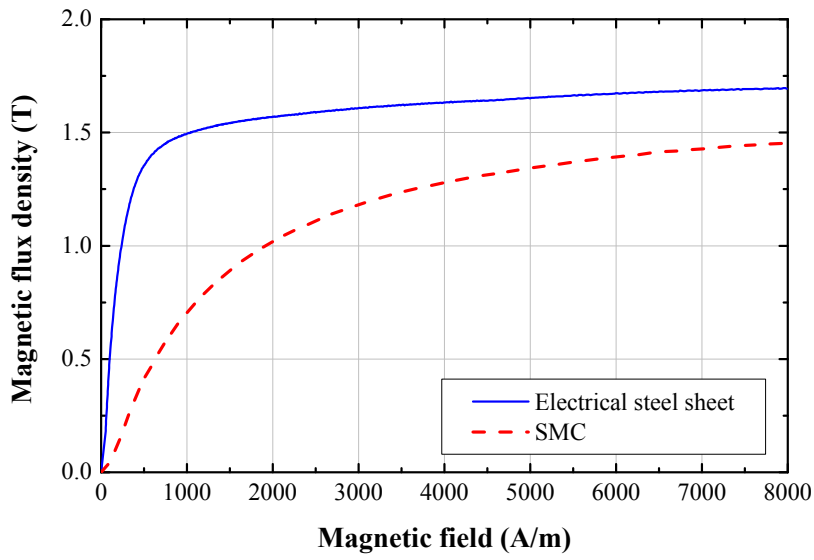
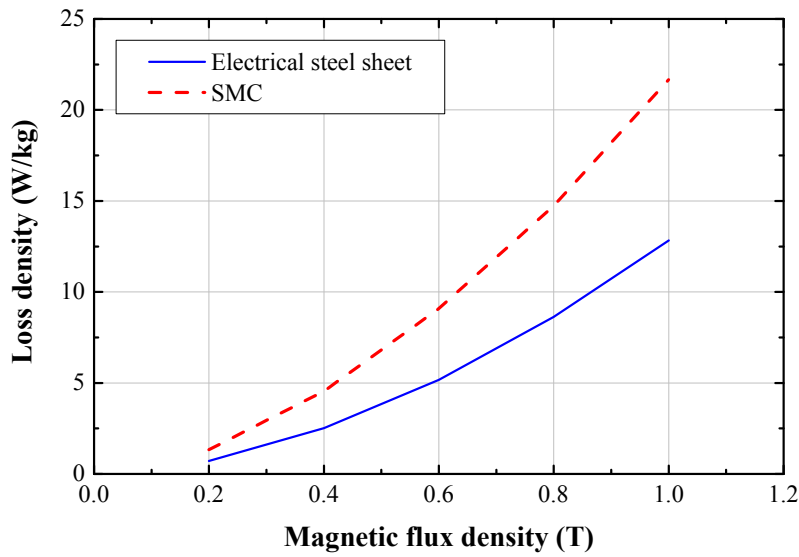
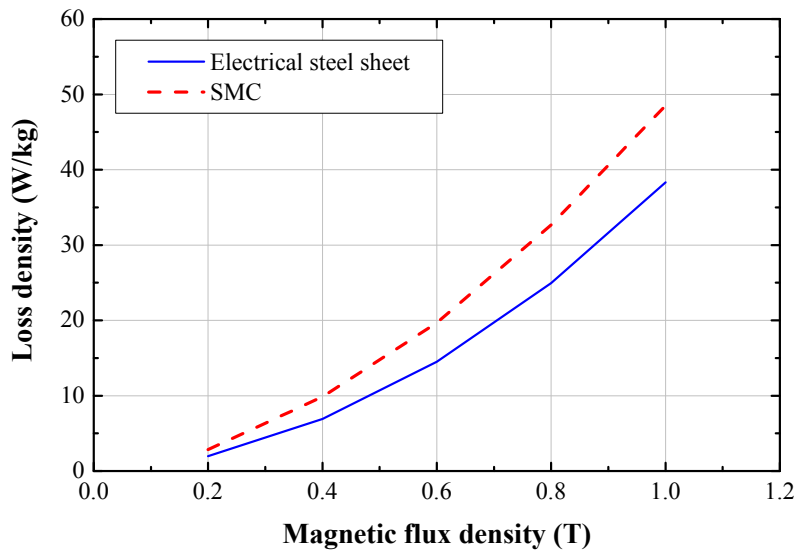


그림 4-17 전기강판과 SMC의 B-H 특성

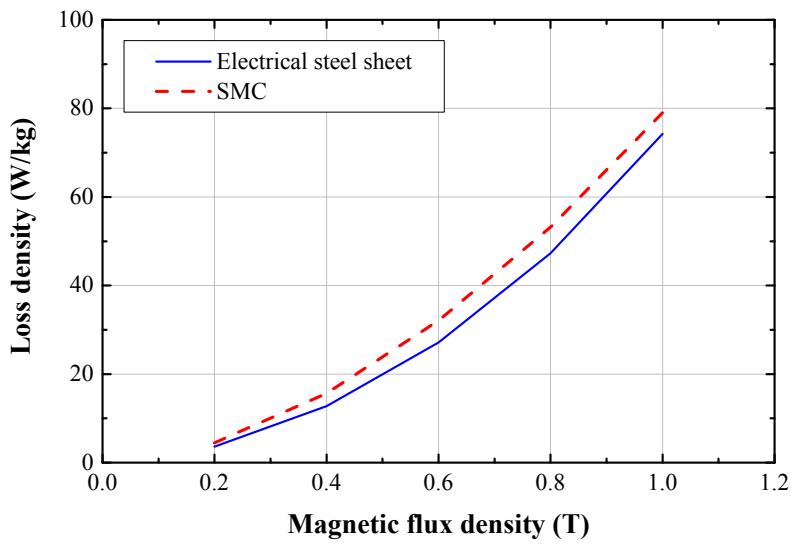
Fig. 4-17 B-H characteristics of electrical steel sheet and SMC



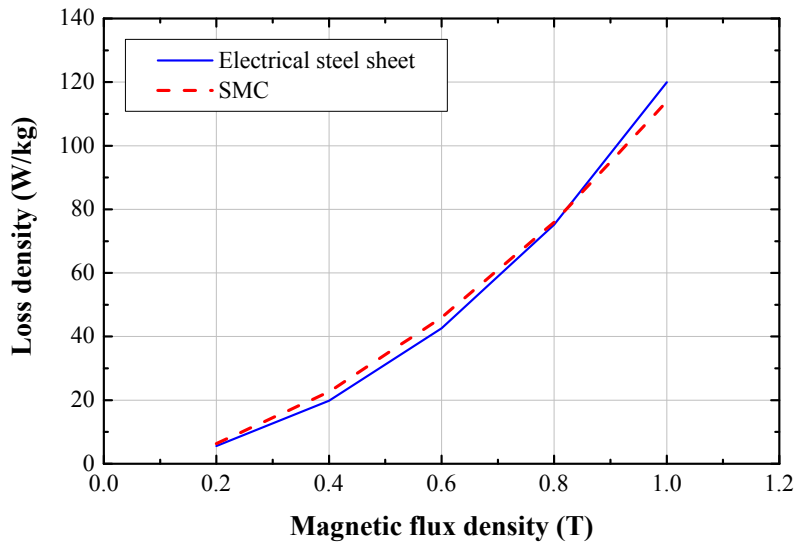
(a) 200Hz



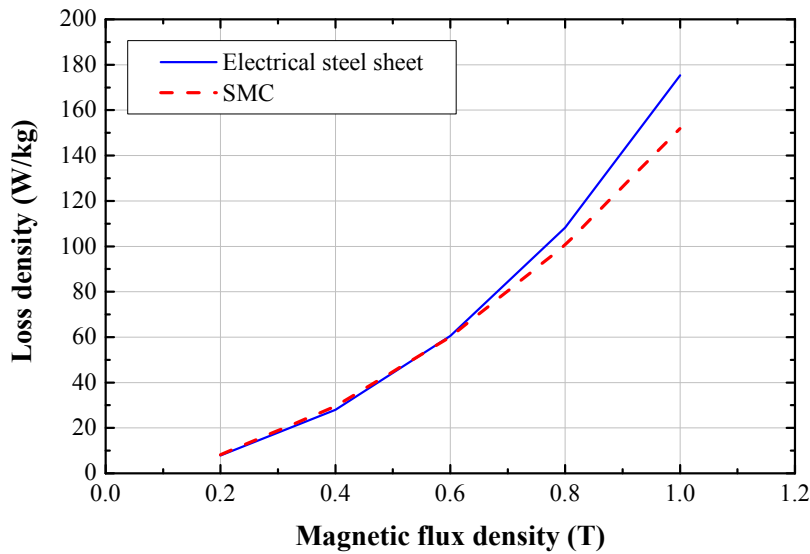
(b) 400Hz



(c) 600Hz



(d) 800Hz



(e) 1000Hz

그림 4-18 전기강판과 SMC의 철손 특성

Fig. 4-18 Core losses characteristics of electrical steel sheet and SMC

표 4-5 SMC와 전기강판 코어의 철손

Table 4-5 The Core losses of SMC and electrical steel sheet toroidal core

Frequency [Hz]	Magnetic flux density [T]	Core loss [W/kg]	
		SMC	Electrical steel sheet
200	0.2	1.333	0.719
	0.4	4.550	2.514
	0.6	9.081	5.172
	0.8	14.730	8.623
	1.0	21.670	12.833
400	0.2	2.837	1.957
	0.4	9.840	6.918
	0.6	19.680	14.496
	0.8	32.671	24.929
	1.0	48.530	38.333
600	0.2	4.469	3.610
	0.4	15.671	12.748
	0.6	32.073	27.155
	0.8	53.139	47.298
	1.0	79.059	74.275
800	0.2	6.333	5.602
	0.4	22.594	19.848
	0.6	45.952	42.628
	0.8	75.893	75.175
	1.0	113.9	119.95
1000	0.2	8.196	7.860
	0.4	29.494	27.964
	0.6	60.079	60.476
	0.8	100.6	108.250
	1.0	152.01	175.380

C. 복합 연자성 코어 3차원 형상 설계 및 특성 해석

1. 3차원 Stator Teeth 형상 최적설계

전기강판에 비해 자기적 특성이 낮은 복합 연자성 재료를 이용하여 전동기를 설계 할 경우에는 이를 설계 단계에서 어떻게 고려할 것인가가 매우 중요하다. 따라서 설계에 앞선 자기적 특성 분석이 매우 중요하며 이에 따라 설계포인트가 결정되게 된다. 앞에서 분석한 복합 연자성 재료의 철손 특성에서 자속밀도가 0.8[T] 이상일 때 철손이 전기강판보다 감소되는 것을 확인하였다. 따라서 철손 저감 효과의 극대화를 위해서 자속밀도가 0.8[T] 이상인 영역을 설계하고자 한다. 전기강판 기초 모델의 전자계 해석 결과에서 자속밀도가 0.8[T] 이상인 영역은 Shoe와 Teeth임을 확인하였다.

또한 상대적으로 낮은 투자율 및 포화 자속밀도로 인해 전기장하의 재설계가 필요함을 확인하였다. 따라서, 이 두 가지 설계포인트를 만족시키기 위한 영역이 권선이 직접 감기는 영역인 Teeth 임을 확인하였고, 이 영역의 상세 형상 설계를 진행하였다. 그림 4-19에 초기 설계된 모델의 2차원 Teeth 형상을 나타내었다. 그림 4-19에서 보는바와 같이 전기강판은 단순 적층하여 제작되기 때문에 Teeth의 높이는 Shoe와 Yoke의 적층 높이와 동일하게 2차원 형상으로 설계되었다. 그림 4-20에 복합 연자성 코어 3차원 Teeth 형상을 나타내었다. 그림에서 보는바와 같이 복합 연자성 재료의 3차원 성형 가능한 장점을 이용하여 Teeth 높이 조절에 의한 설계를 진행하였다.

한편, Teeth 높이 조절에 앞서 먼저 Teeth의 모서리에 챔퍼링(Chamfering)을 적용하였다. 이와 같이 챔퍼링을 적용하게 되면 챔퍼링을 적용하기 전 대비 권선 엔드 턴(End turn)을 감소할 수 있어 권선의 중량을 저감할 수 있다. 이는 곧 권선의 저항이 감소하여 동손을 저감 할 수 있다.

그림 4-20에서 보는 바와 같이 Teeth 높이를 조절하면 전동기 체적 및 중량이 감소하여 철손을 저감할 수 있다. 하지만 Teeth 높이가 낮을수록 자속밀도 상승으로 인해 철손이 증가하게 된다.

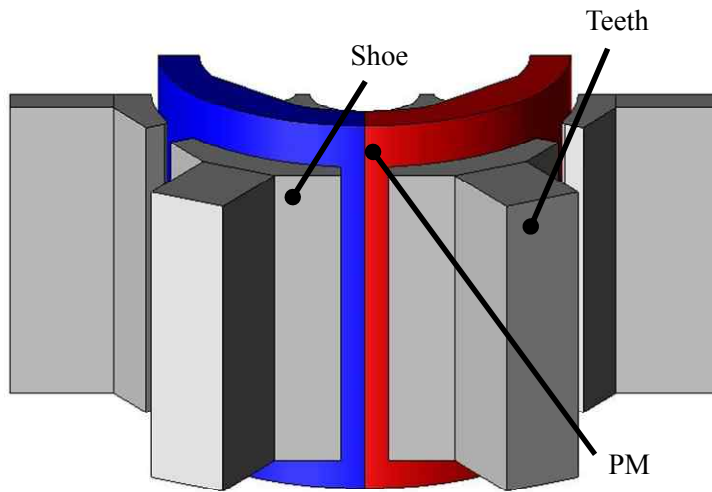


그림 4-19 초기 설계 모델의 2차원 Teeth 형상
 Fig. 4-19 Teeth shape of initial design model

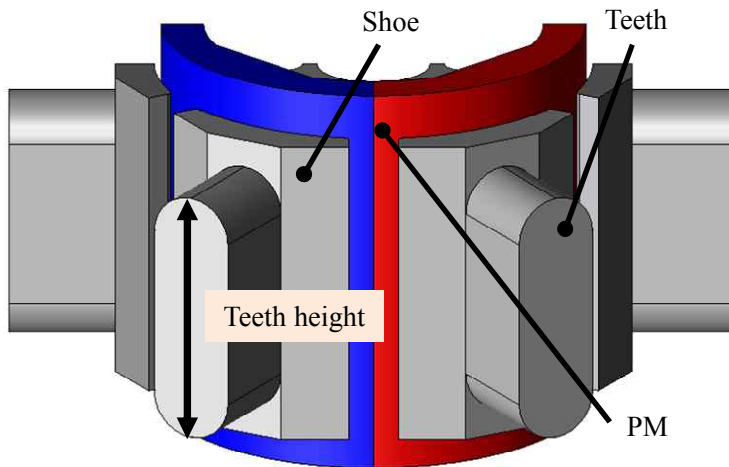


그림 4-20 복합 연자성 코어 3차원 Teeth 형상
 Fig. 4-20 Teeth shape of SMC core

따라서 자속밀도 증가율과 체적 감소율을 적절히 이용할 경우 철손 저감 효과를 극대화할 수 있다. 또한 Teeth 높이를 조절하면 권선의 중량, 즉 저항을 감소할 수 있어 동손 저감에 유리하다.

하지만 Teeth 높이가 낮을수록 자속밀도의 상승으로 인해 역기전력 감소와 역기전력 THD가 증가된다. 동일 출력에서의 역기전력 감소는 전동기의 입력전류를 상승시킨다. 따라서 입력전류가 상승함에 따라 동손이 증가하고, 결국 효율은 감소하게 된다. 역기전력 THD는 전동기 제어 시 전류 파형에 영향을 미치고 이는 철손에 까지 영향을 미친다. 또한 구동 시 발생하는 토크리플에도 영향을 미친다.

역기전력 감소로 인해 전동기의 입력전류가 상승하면(권선경 및 턴 수 동일할 경우) 전류밀도 역시 상승한다. 전류밀도는 전동기의 열적 문제에 영향을 미치므로 반드시 저감하여야 한다. 따라서 이와 같은 문제점을 해결하기 위해서는 최적의 권선 설계가 요구된다.

Teeth 높이 조절에 의해 전동기의 철손 및 동손에 미치는 영향은 위에서 설명한 바와 같이 양면성을 가진다. 따라서 Teeth 높이 조절에 의한 정확한 손실 특성을 분석하고 이에 따른 최적의 Teeth 높이 설계와 권선설계가 이루어져야만 손실 저감 및 효율상승 기대 효과를 가져올 수 있다.

본 연구에서 Teeth의 높이는 기존 초기 모델의 Teeth 높이인 22[mm]에서 0.5[mm] 간격으로 18[mm]까지 조절하였다. 또한 각 모델의 Rotor와 권선경 및 턴 수는 동일하게 적용하고 동일출력에서 특성을 비교하였다. 또한 이때의 Stator 및 권선의 중량도 함께 비교하였다. Teeth 높이를 결정하기 위한 설계 제약조건은 역기전력 THD가 10[%] 미만, Stator 중량 및 철손 최소로 선정하였다.

먼저 무부하 해석을 통해 Teeth 높이에 따른 특성을 분석하였다. 그림 4-21에 무부하시 Teeth 높이에 따른 Teeth의 자속밀도를 나타내었다. 그림에서 보는바와 같이 Teeth의 높이가 줄어들수록 자속밀도가 증가하는 것을 확인할 수 있다. Teeth 높이가 18[mm]일 때 자속밀도는 전기강판 대비 17.45[%], 높이 22[mm]일 때 대비 21.15[%] 증가함을 확인하였다. 그림 4-22에 Teeth 높이에 따른 역기전력 파형을 나타내었다. Teeth 높이가 줄어들수록 자속밀도 증가로 인해 역기전력 파형은 왜곡되는 것을 알 수 있다. 그림 4-23에 Teeth 높이에 따른 역기전력 실효치와 THD를 나타내었다. 역기전력 실효치는 Teeth 높이를 18[mm]까지 설

계하였을 때, 전기강판 대비 11[%], 높이 22[mm] 대비 5.35[%] 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 또한 역기전력 THD는 전기강판 대비 167[%], 높이 22[mm] 대비 116[%] 증가하는 것을 확인할 수 있었다.

한편, Teeth 높이를 18.5[mm] 까지 설계하였을 때 설계 제약 조건인 역기전력 THD 10[%] 미만을 만족함을 확인하였다.

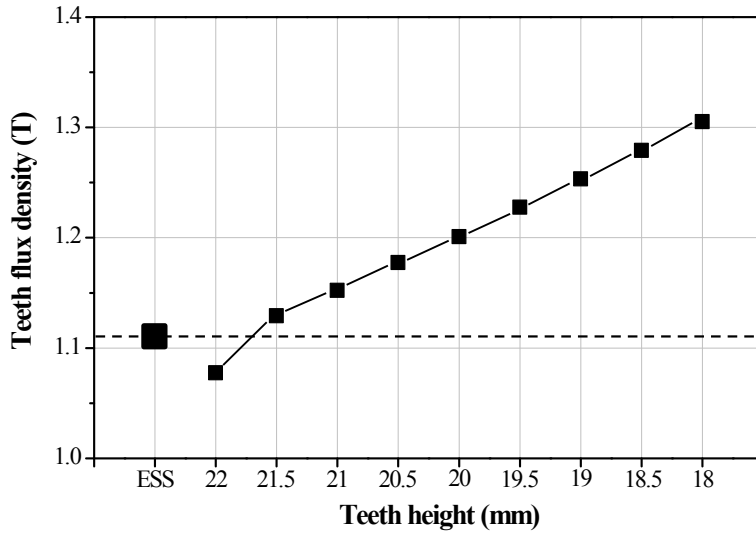


그림 4-21 무부하시 Teeth 높이에 따른 Teeth 자속밀도

Fig. 4-21 Teeth flux density according to the teeth height when no load

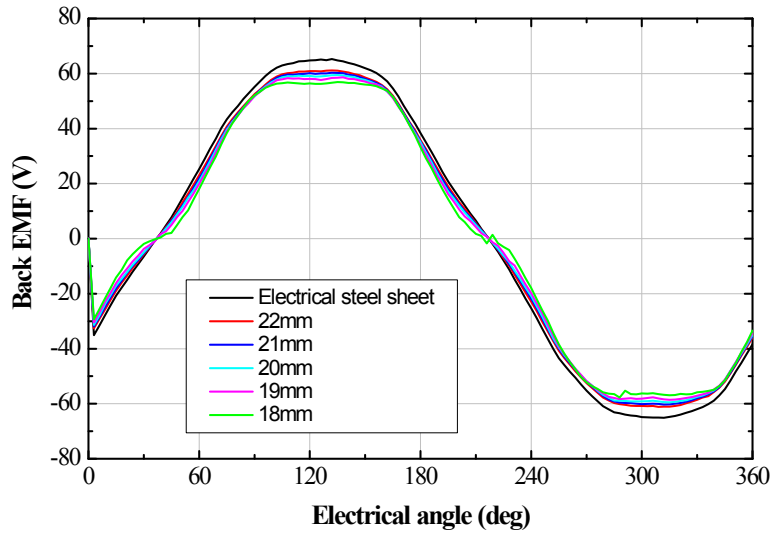


그림 4-22 Teeth 높이에 따른 역기전력 파형

Fig. 4-22 Back EMF waveforms according to the teeth height

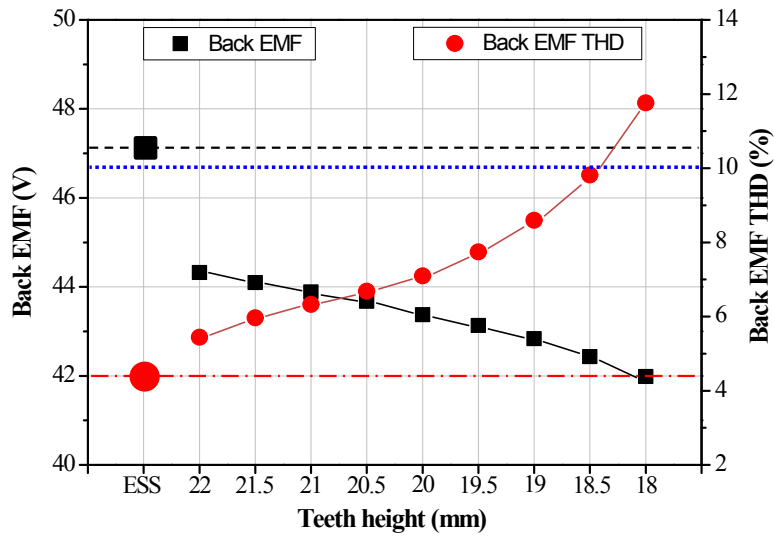


그림 4-23 Teeth 높이에 따른 역기전력 및 역기전력 THD

Fig. 4-23 Back EMF and back EMF THD according to the teeth height

다음은 부하 해석을 통해 Teeth 높이에 따른 특성을 분석하였다. 그림 4-24에 부하시 Teeth 높이에 따른 Teeth의 자속밀도를 나타내었다. 그림 4-25에 부하시 Teeth 높이에 따른 Yoke 및 Shoe의 자속밀도를 나타내었다. 무부하시 Teeth의 자속밀도와 마찬가지로 부하시에도 Teeth의 높이가 줄어들수록 자속밀도가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4-25에서 보는 바와 같이 Teeth의 자속밀도가 증가함에 따라 Yoke 영역으로 전달되는 자속은 줄어들고, Shoe의 자속밀도는 증가함을 확인할 수 있다. Teeth 높이가 18[mm]일 때 Teeth의 자속밀도 전기장판 대비 10.20[%], 높이 22[mm]일 때 대비 13.60[%] 증가함을 확인하였다. 그림 4-26에 Teeth 높이에 따른 전류, 전류 밀도, 권선 저항을 나타내었다. Teeth 높이가 줄어들수록 자속밀도 증가 및 역기전력 감소로 인해 전류가 상승하는 것을 확인할 수 있다. 또한 전류 밀도 역시 전류와 비례하여 상승하였다. Teeth 높이가 18[mm]일 때 전류는 전기장판 대비 19[%], 높이 22[mm]일 때 대비 11[%] 증가함을 확인하였다. 권선 저항은 Teeth 높이가 줄어들수록 감소하였다. Teeth 높이가 18[mm]일 때 권선 저항은 전기장판 대비 13.2[%], 높이 22[mm]일 때 대비 8.3[%] 증가함을 확인하였다.

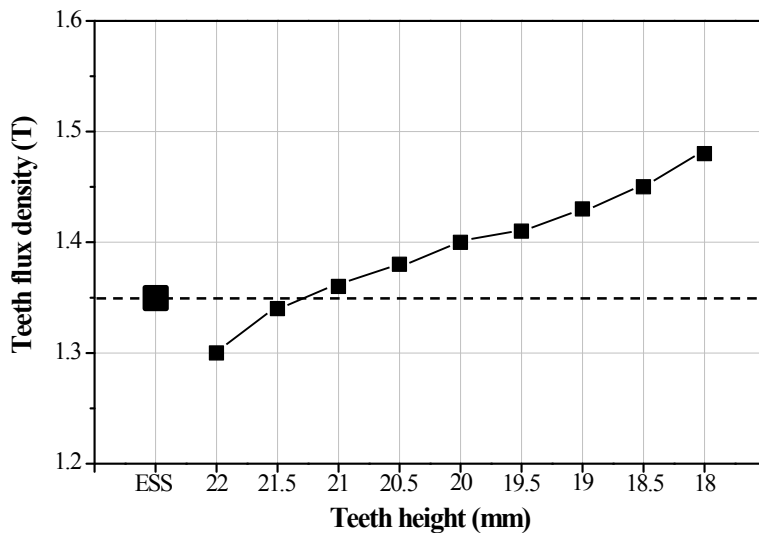


그림 4-24 부하시 Teeth 높이에 따른 Teeth 자속밀도

Fig. 4-24 Teeth flux density according to the teeth height when load

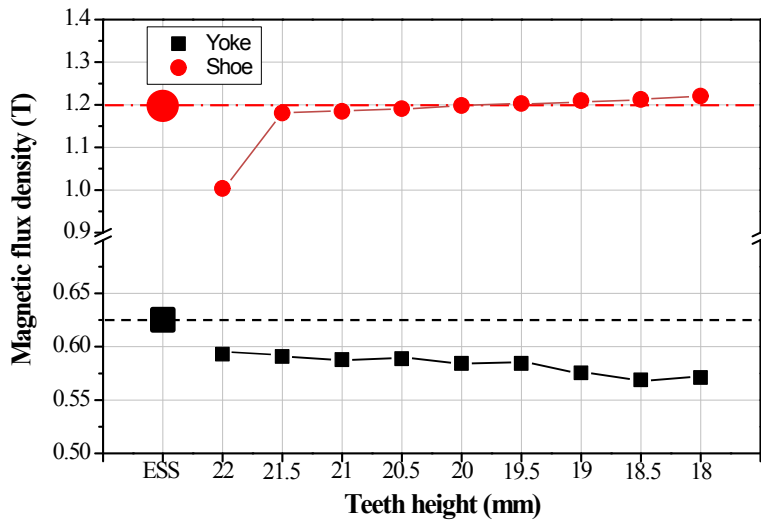


그림 4-25 부하시 Teeth 높이에 따른 Yoke, Shoe 자속밀도

Fig. 4-25 Yoke and shoe flux density according to the teeth height when load

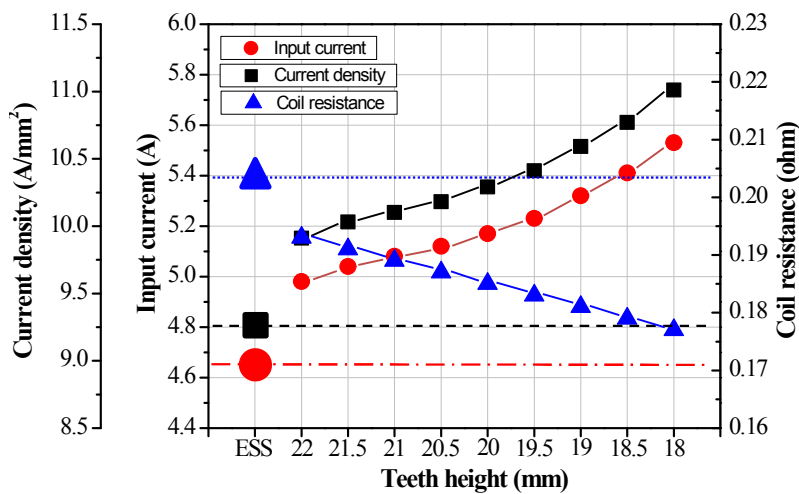


그림 4-26 Teeth 높이에 따른 전류, 전류 밀도, 권선 저항

Fig. 4-26 Current, current density and coil resistance according to the teeth height

마지막으로 Teeth 높이에 따른 손실 특성을 분석하였다. 철손은 Stator의 세 영역인 Yoke, Shoe, Teeth와 Rotor를 각각 분석하였다. 그림 4-27에 Teeth 높이에 따른 Yoke, Shoe 영역의 철손을 나타내었다. 그림 4-27에서 보는 바와 같이 Yoke 영역의 철손은 Teeth의 높이가 줄어들수록 감소하였다. 그 이유는 그림 4-25에서 보는 바와 같이 Teeth의 높이가 줄어들수록 자속밀도가 포화되면서 Yoke 영역으로 전달되는 자속이 줄어들어 철손이 감소한 것으로 사료된다. Teeth 높이가 18[mm]일 때 Yoke 영역 철손은 전기강판 대비 26.42[%], 높이 22[mm]일 때 대비 8.73[%] 감소함을 확인하였다. 또한 Teeth의 높이가 줄면서 자속밀도 증가로 인해 Shoe 영역의 자속밀도도 상승하여 Shoe 영역의 철손이 증가하는 것을 확인하였다. 이 때, Shoe영역의 철손은 전기강판 대비 7.48[%] 감소하였으나, 높이 22[mm]일 때 대비 13.9[%] 증가함을 확인하였다.

그림 4-28에 Teeth 높이에 따른 Rotor 영역 철손을 나타내었다. Rotor 영역의 철손은 높이 18[mm]부터 증가하였다. 그 이유는 Teeth의 자속밀도가 포화되면서 영구자석의 자속이 Stator로 전달되지 못해 Rotor core에 자속이 집중되면서 증가한 것으로 사료된다.

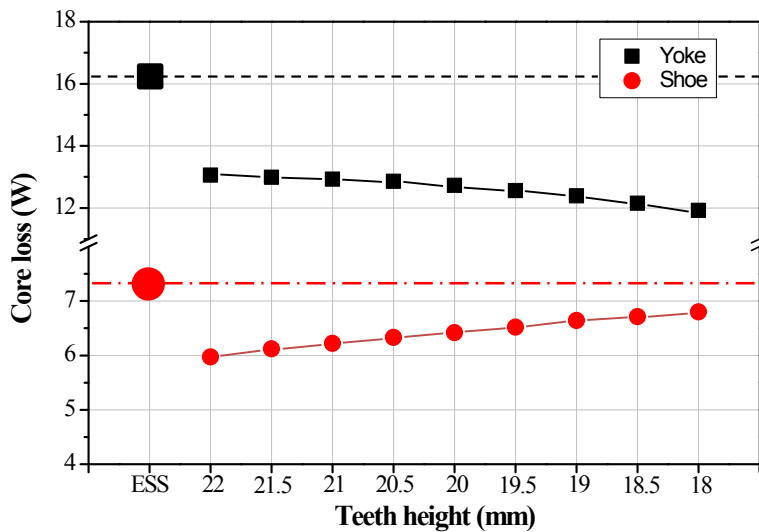


그림 4-27 Teeth 높이에 따른 Yoke, Shoe 영역 철손

Fig. 4-27 Core losses of yoke, shoe according to the teeth height

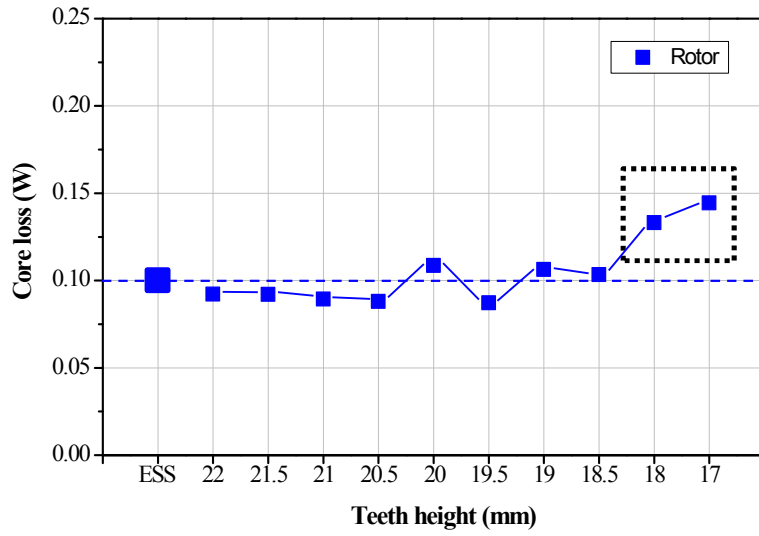


그림 4-28 Teeth 높이에 따른 Rotor 영역 철손

Fig. 4-28 Core loss of rotor according to the teeth height

그림 4-29에 Teeth 높이에 따른 Teeth 영역 철손을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 Teeth의 높이가 줄어들수록 자속밀도가 증가하면서 Teeth 영역의 철손도 증가하였다. 하지만 높이 19[mm]까지 증가하는 추세를 보이다가 18.5[mm]에서 다시 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과의 원인 파악을 위해 다시 1개의 Teeth 철손을 히스테리시스 손실(Hysteresis loss)과 와전류 손실로 나누어 분석하였다. 그림 4-30에 Teeth 높이에 따른 Teeth 영역의 히스테리시스 및 와전류 손실을 나타내었다. 또한 표 4-6에 이를 정리하였다.

그림 4-30과 표 4-6에서 보는 바와 같이 히스테리시스 손실은 전기강판에 비해 복합 연자성 소재가 높게 발생되었고, 와전류 손실은 전기강판에 비해 복합 연자성 소재가 낮게 발생되었다. 특히 와전류 손실은 자속밀도에 비례하기 때문에 Teeth 높이가 줄어들수록 계속 증가하는 경향을 보인다. 하지만 히스테리시스 손실은 20[mm]까지 증가하다가 19.5[mm]에서 감소하는 경향을 보였다. 이러한 결과는 19.5[mm]를 기점으로 자속밀도 증가율보다 체적 감소율이 더 커졌기 때문이다. 표 4-7에 Teeth 높이에 따른 자속밀도 증가율과 체적 감소율을 나타내었다. 표 4-7에 나타낸 자속밀도 증가율과 체적 감소율은 Teeth 높이 22[mm] 대비 증감율을 나타낸다.

Teeth 높이 19.5[mm]에서 체적 감소율이 자속밀도 증가율보다 더 커짐에도 불구하고 Teeth 높이 18.5[mm]에서부터 철손이 감소하는 이유는 표 4-6에서 보는 바와 같이 히스테리시스 손실의 감소율이 와전류 손실 증가율 보다 커지는 Teeth 높이가 18.5[mm]이기 때문이다.

그림 4-31에 Teeth 높이에 따른 철손 및 동손을 나타내었다. 최종적으로 설계 제약 조건을 만족하는 모델은 Teeth 높이가 18.5[mm]인 모델로 결정되었으며, 이 때 철손은 전기강판 대비 19.23[%] 감소되었다. 또한, 코일 중량은 40[%], Stator 코어 중량은 5.3[%] 저감되었다. 그림 4-32에 Teeth 높이에 따른 효율을 나타내었다. 효율은 동손이 증가함에도 불구하고 0.6[%] 증가하는 결과를 보였다. 표 4-8 Teeth 높이에 따른 설계 결과를 나타내었다.

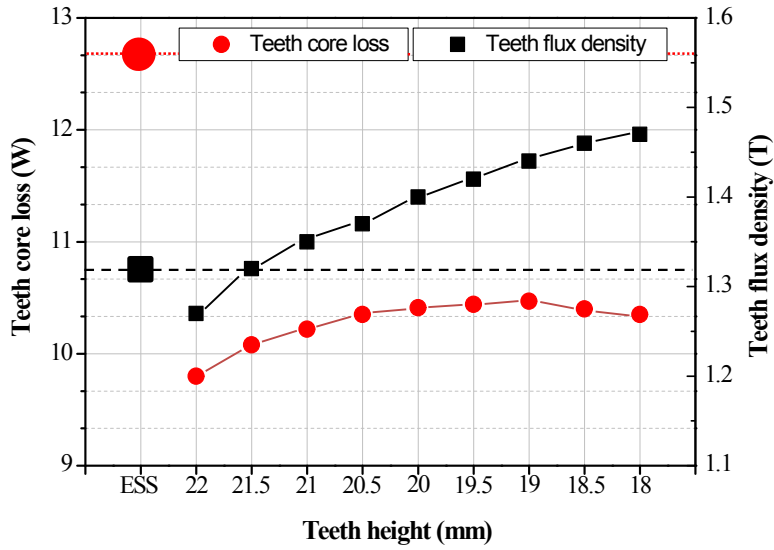


그림 4-29 Teeth 높이에 따른 Teeth 영역 철손

Fig. 4-29 Core loss of teeth according to the teeth height

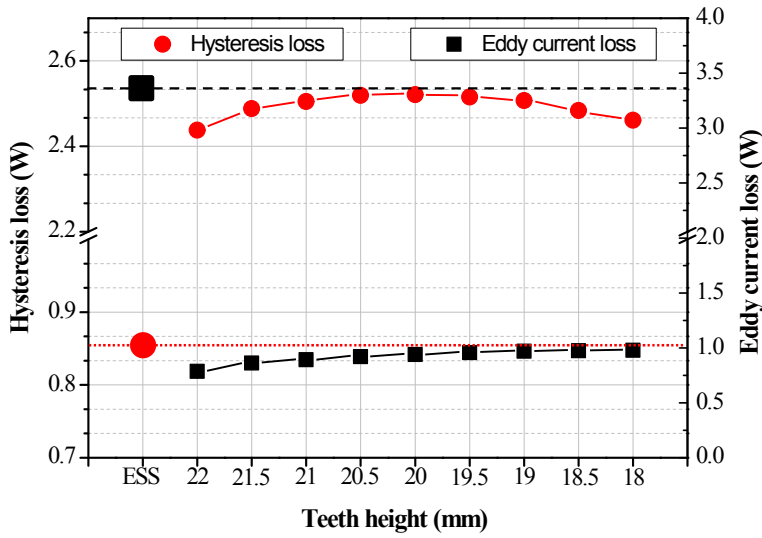


그림 4-30 Teeth 높이에 따른 Teeth의 영역 히스테리시스 및 와전류 손실

Fig. 4-30 Hysteresis and eddy current loss of teeth according to the teeth height

표 4-6 Teeth 높이에 따른 Teeth 영역의 히스테리시스 및 와전류 손실값
 Table 4-6 Hysteresis and eddy current loss value of teeth
 according to the teeth height

	Teeth height [mm]	Core loss [W]	Hysteresis loss		Eddy current loss	
			Value [W]	Rate of increase [%]	Value [W]	Rate of increase [%]
ESS model	22	4.205	0.852	-	3.353	-
SMC model	22	3.224	2.437	2.068	0.787	9.579
	21.5	3.350	2.488		0.862	
	21	3.396	2.504	0.666	0.891	3.373
	20.5	3.438	2.519	0.569	0.919	3.171
	20	3.459	2.520	0.068	0.938	2.062
	19.5	3.471	2.515	-0.220	0.955	1.815
	19	3.475	2.507	-0.320	0.968	1.330
	18.5	3.456	2.483	-0.935	0.972	0.428
	18	3.438	2.461	-0.905	0.976	0.432

표 4-7 Teeth 높이에 따른 자속밀도 증가율과 체적 감소율

Table 4-7 Rate of increase of magnetic flux density and rate of decrease of teeth volume according to the teeth height

	Teeth height [mm]	Magnetic flux density		Teeth volume	
		Value [T]	Rate of increase [%]	Value [mm ³]	Rate of decrease [%]
SMC model	22	1.268	-	1068.00	-
	21.5	1.324	4.428	1042.21	2.414
	21	1.347	6.281	1016.43	4.828
	20.5	1.372	8.211	990.65	7.242
	20	1.395	10.047	964.87	9.656
	19.5	1.419	11.954	939.09	12.070
	19	1.444	13.589	913.31	14.484
	18.5	1.459	15.053	887.52	16.898
	18	1.471	15.998	861.74	19.312

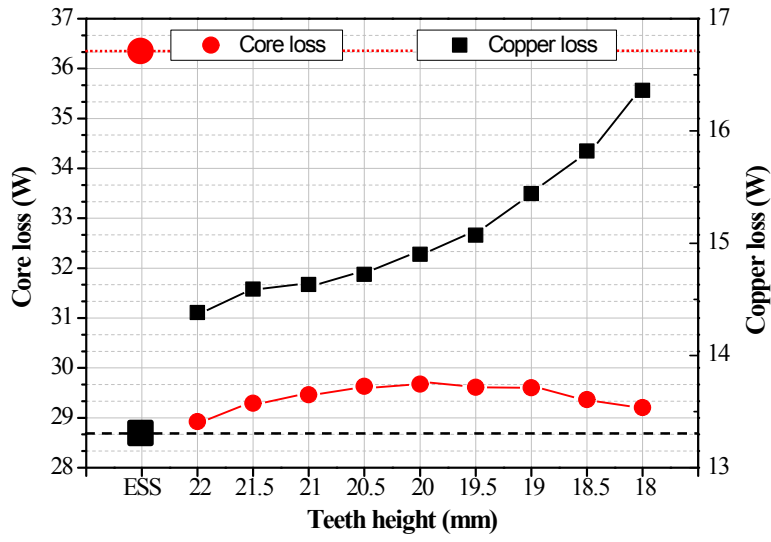


그림 4-31 Teeth 높이에 따른 철손 및 동손

Fig. 4-31 Core and copper losses according to the teeth height

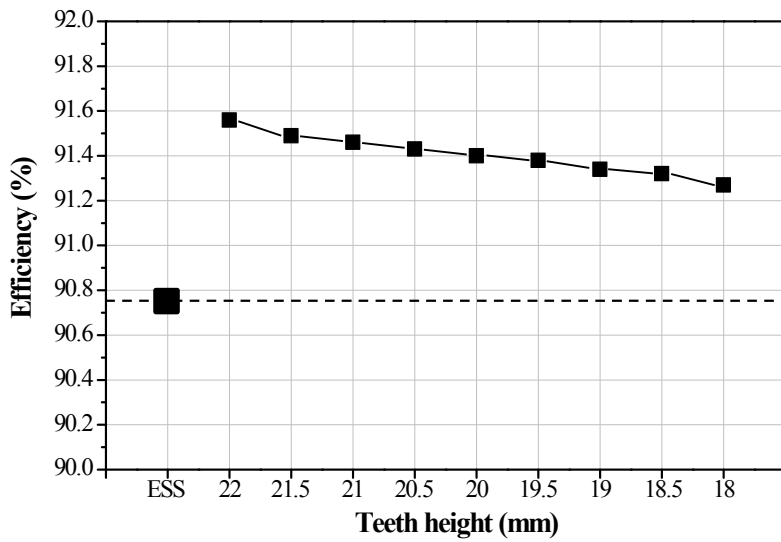


그림 4-32 Teeth 높이에 따른 효율

Fig. 4-32 Efficiency according to the teeth height

표 4-8 Teeth 높이에 따른 설계 결과

Table 4-8 Design results according to the teeth height

		ESS model	SMC model								
Teeth height [mm]		22	22	21.5	21	20.5	20	19.5	19	18.5	18
Back EMF [V_{rms}]		47.11	44.31	44.09	43.88	43.67	43.37	43.13	42.83	42.43	41.98
THD [%]		4.41	5.44	5.96	6.32	6.68	7.09	7.74	8.59	9.81	11.76
Coil resistance [ohm]		0.204	0.193	0.191	0.189	0.187	0.185	0.183	0.181	0.179	0.177
Input current [A_{rms}]		4.65	4.98	5.04	5.08	5.12	5.17	5.23	5.32	5.41	5.53
Current density [A_{rms}/mm^2]		9.27	9.91	10.03	10.10	10.18	10.29	10.41	10.59	10.77	11.01
Teeth flux density [T]		1.32	1.27	1.32	1.35	1.37	1.40	1.42	1.44	1.46	1.47
Core loss [W]	Yoke	16.20	13.06	12.99	12.93	12.86	12.73	12.56	12.39	12.15	11.92
	Teeth	12.68	9.80	10.08	10.22	10.35	10.41	10.44	10.47	10.40	10.35
	Shoe	7.35	5.97	6.12	6.22	6.33	6.42	6.52	6.64	6.71	6.80
	Rotor	0.10	0.09	0.09	0.09	0.09	0.11	0.09	0.11	0.10	0.13
	Total	36.35	28.92	29.29	29.46	29.63	29.67	29.61	29.60	29.36	29.20
Copper loss [W]		13.31	14.38	14.59	14.63	14.72	14.90	15.07	15.44	15.82	16.35
Efficiency [%]		90.75	91.56	91.49	91.46	91.43	91.40	91.38	91.34	91.32	91.27
Coil mass [g]		83.8	58.2	56.7	55.3	54.3	53.3	52.4	51.4	50.4	49.5
Stator mass [g]		410.4	396.7	394.8	393.8	392.8	391.8	390.8	389.7	388.7	387.7

2. Stator 권선 최적설계

앞에서 진행한 3차원 Teeth 형상 설계를 통해 철손은 저감할 수 있었지만 역기전력 감소로 인해 전동기의 입력전류가 상승하면서 전류밀도 및 동손이 상승하였다. 따라서 이를 저감하기 위해 최적의 권선 설계를 진행하였다.

먼저, 전기강판과 동일 점적율에서 권선 최적 설계를 진행하였다. 표 4-9에 동일 점적율의 권선 설계 사양을 나타내었다. 권선의 외경은 0.9~1.2[mm]까지 증가시키면서 턴 수를 설계하였다. 표 4-9에서 보는바와 같이 권선 외경이 증가함에 따라 동일 점적율을 유지하기 위해서는 턴 수가 감소함을 알 수 있다.

따라서, 권선의 외경이 증가와 턴 수 감소로 인해 저항은 감소될 것으로 예상되지만, 턴 수 감소로 인한 역기전력 감소 및 전류 상승이 예상된다. 이에 따라, 저항 감소와 전류 상승에 따른 효율과 전류밀도 분석을 진행하였다. 표 4-10에 동일 점적율의 권선 설계 결과를 나타내었다. 표 4-10에서 보는바와 같이 권선 외경 증가와 턴 수 감소로 인한 저항은 감소하였다. 하지만 전류 증가로 인한 전류밀도는 저감되지 않았다. 따라서, 동일 점적율에서는 전류 밀도 저감이 불가능함을 확인하였다.

표 4-9 동일 점적율의 권선 설계 사양

Table 4-9 Design specifications of coil winding of same slot fill factor

Winding condition		Slot fill factor [%]
Coil diameter [mm]	Number of turns	
0.8	36	29.2
0.9	29	29.4
1.0	23	29.1
1.1	19	28.7
1.2	16	28.4

표 4-10 동일 점적율의 권선 설계 결과

Table 4-10 Coil winding design results of same slot fill factor

		ESS model	SMC model				
		0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	
Coil diameter [mm]		0.8	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
Number of turns		36	36	29	23	19	16
Back EMF [V_{rms}]		47.11	42.43	34.17	27.1	22.38	18.85
THD [%]		4.41	9.81	9.82	9.81	9.82	9.82
Coil resistance [ohm]		0.204	0.179	0.121	0.077	0.056	0.039
Input current [A_{rms}]		4.65	5.41	6.71	8.48	10.26	12.21
Current density [A_{rms}/mm^2]		9.27	10.77	10.55	10.8	10.79	10.79
Teeth flux density [T]		1.35	1.45	1.45	1.45	1.45	1.45
Core loss [W]	Yoke	16.2	12.15	12.15	12.16	12.14	12.17
	Teeth	12.68	10.4	10.39	10.4	10.39	10.41
	Shoe	7.35	6.71	6.71	6.71	6.71	6.71
	Rotor	0.1	0.1	0.15	0.11	0.1	0.1
	Total	36.35	29.36	29.4	29.38	29.33	29.4
Copper loss [W]		13.31	15.82	17.09	16.8	17.73	17.7
Efficiency [%]		90.75	91.32	91.24	91.2	91.08	91.14
Coil mass [g]		83.8	50.4	53.43	53.29	54.23	55.32
Stator mass [g]		410.4	388.7	388.7	388.7	388.7	388.7

다음은 전류밀도 감소를 위해 점적율을 변경하여 권선 최적 설계를 진행하였다. 점적율을 변경하게 되면 턴 수를 증가시킬 수 있어 전류를 감소시킬 수 있다. 따라서 기존의 슬롯 면적을 증가시키기 위해 상대적으로 포화 자속밀도가 낮은 Yoke 폭 ($0.62[T]$)을 조절하였다. 그림 4-33에 점적율 확보를 위한 Yoke 폭 조절을 나타내었다. Yoke 폭은 $5.5[mm]$ 에서 $4.7[mm]$ 로 감소시켰다. Yoke 폭 $0.8[mm]$ 감소로 인해 슬롯 면적은 $150.67[m^2]$ 에서 $168.37[m^2]$ 로 $10.2[\%]$ 증가하였다. 표 4-11에 슬롯 면적 변경 전 권선 설계 사양을 나타내었다.

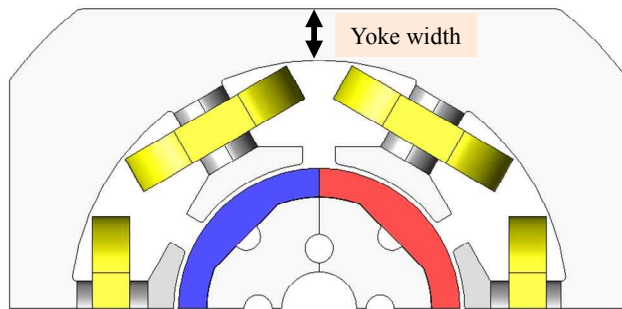


그림 4-33 점적율 확보를 위한 Yoke 폭 조절

Fig. 4-33 Yoke width design for slot fill factor securement

표 4-11 슬롯 면적 변경 전 권선 설계에 따른 점적율

Table 4-11 Slot fill factor according to the coil winding design of before changing slot area

Winding condition		Slot fill factor [%]
Coil diameter [mm]	Number of turns	
0.8	36	29.2
0.9	52	52.70
1.0	42	53.17
1.1	35	52.89
1.2	30	53.18

표 4-11에서 보는바와 같이 슬롯 면적을 변경하기 전에는 점적율이 50[%]이상 되는 것을 확인 할 수 있다. 점적율이 50[%]이상 되면 사실상 인슐레이터 절연으로는 제작하기가 불가능하다. 표 4-12에 슬롯 면적 변경 후 권선 설계 사양을 나타내었다. 점적율이 47[%] 수준으로 감소되는 것을 확인할 수 있다. 점적율 47[%]로도 인슐레이터 절연을 하기에는 쉽지 않다. 따라서 본 연구에서는 인슐레이터 절연 방법 대신 코팅 절연방법을 적용한다. 코팅 절연방법에 대한 설명은 다음 장에서 언급하도록 한다. 표 4-13에 점적율 변경 권선 설계 결과를 나타내었다.

점적율 변경 전보다 턴 수가 증가하여 전류밀도가 전기강관 모델에 대비 저감되는 것을 확인하였다. 그 중 권선 외경 1.2[mm]인 모델이 가장 많이 저감되었고 이는 전기강관 모델 대비 37.6[%] 저감되는 것을 확인하였다. 또한 점적율 변경 전에 비해 46.4[%] 저감되는 것을 확인하였다. 이 때, 효율도 점적율 변경 전보다 전체적으로 상승하는 것을 확인하였고, 권선 외경 1.2[mm]인 모델은 전기강관 모델 대비 1.11[%] 상승함을 확인하였다. 따라서 전류밀도가 가장 낮은 권선 외경 1.2[mm]인 모델을 최종 설계 모델로 결정하였다.

표 4-12 슬롯 면적 변경 후 권선 설계에 따른 점적율

Table 4-12 Slot fill factor according to the coil winding design of after changing slot area

Winding condition		Slot fill factor [%]
Coil diameter [mm]	Number of turns	
0.8	36	29.2
0.9	52	47.16
1.0	42	47.58
1.1	35	47.33
1.2	30	47.59

표 4-13 점적을 변경 권선 설계 결과

Table 4-13 Coil winding design results of changing slot fill factor

		ESS model	SMC model				
		0.8	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
Coil diameter [mm]		0.8	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
Number of turns		36	36	52	42	35	30
Back EMF [V_{rms}]		47.11	42.43	60.77	49.09	40.9	34.75
THD [%]		4.41	9.81	9.50	9.51	9.50	10.0
Coil resistance [ohm]		0.204	0.179	0.216	0.141	0.103	0.074
Input current [A_{rms}]		4.65	5.41	3.79	4.64	5.60	6.54
Current density [A_{rms}/mm^2]		9.27	10.77	5.96	5.91	5.89	5.78
Teeth flux density [T]		1.35	1.45	1.44	1.45	1.44	1.44
Core loss [W]	Yoke	16.20	12.15	12.48	12.30	12.40	12.41
	Teeth	12.68	10.40	12.22	12.05	12.14	12.16
	Shoe	7.35	6.71	6.71	6.65	6.69	6.69
	Rotor	0.10	0.10	0.15	0.12	0.13	0.11
	Total	36.35	29.36	31.41	31.12	31.36	31.37
Copper loss [W]		13.31	15.82	9.37	9.18	9.70	9.55
Efficiency [%]		90.75	91.32	91.89	91.95	91.84	91.86
Coil mass [g]		83.8	50.4	115.3	116.7	119.5	123.7
Stator mass [g]		410.4	388.7	369.3	369.3	369.3	369.3

3. 금형제작을 고려한 최종 설계 모델

본 연구에서는 최종적으로 도출된 모델에 대해 마지막 설계 단계에서 금형 제작성을 고려하여 수정 설계를 진행하였다. 복합 연자성 소재를 이용하여 전동기의 3차원 설계와 제작을 진행할 경우 코어의 균일한 밀도와 금형 파손 방지를 위한 설계가 이루어져야 한다. 따라서 금형 제작성을 고려하기 위해 스웨덴의 Hoganasa社의 Hoganasa Handbook for sintered Component를 참고하여 수정 설계를 진행하였다[44]. 그림 4-34에 Hoganasa社의 Hoganasa Handbook for sintered Component에서 제시한 3차원 형상 금형 제작 시 설계 제한사항을 나타내었다.

Hoganasa社의 Hoganasa Handbook for sintered Component에 따르면, 본 연구에서 설계된 전동기와 같이 전체 Core 높기와 Teeth 높이가 서로 다를 경우, 그림 4-34(a)에서 보는 바와 같이 밀도를 균일하게 성형하기 위해서는 Teeth 높이가 전체 Core 높이의 80[%] 이상으로 설계되어야 한다고 제시하고 있다. 본 연구에서, 설계된 전동기의 Teeth 높이는 전체 Core 높이의 84[%]로 이를 만족함을 확인하였다.

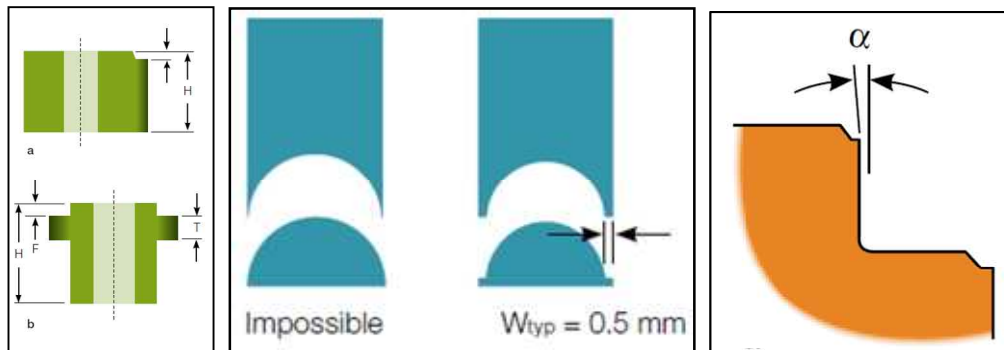
또한, 최종 설계된 모델의 Teeth 상, 하부 형상과 같이 반원 모양은 금형 가장자리가 파손될 우려가 있으므로 그림 4-34(b)와 같이 최소 0.5[mm]의 폭을 고려해야 한다고 제시하고 있다. 따라서 이를 반영하여 형상을 수정하였다.

그림 4-34(c)와 같이 금형 펀치에 의해 나뉜 면은 펀치 분리 시 코어의 파손 우려가 있으므로 최소 2[deg]의 각도로 기울기를 적용해야 한다고 제시하고 있다. 따라서 이를 반영하여 7[deg]의 기울기로 수정하였다. 그림 4-35에 복합 연자성 코어 3차원 최종 모델 형상을 나타내었고, 그림 4-36에 복합 연자성 코어 3차원 제작 모델 형상을 나타내었다. 금형 제작성을 고려하여 형상이 수정되었기 때문에 최종 설계 모델과 제작모델과의 특성을 비교분석하였다.

그 결과, Teeth 면적의 증가로 역기전력은 2.27[%] 증가하였고, 역기전력 THD는 21.6[%] 감소하는 효과를 얻었다. 또한, Teeth 형상 변화로 인한 입력전류, 전류밀도, 철손, 동손, 효율등은 거의 변화가 없음을 확인하였다. Stator 코어의 중량은 약 2.4[g] 증가하였다. 최종 모델과 제작 모델의 특성 비교를 표 4-14에 나타내었다.

표 4-15에 전기강판 모델과 복합 연자성 코어 모델의 설계 결과를 나타내었다. 역기전력 실효치는 복합 연자성 소재의 낮은 자속밀도와 Teeth 체적 감소로 인한 자속밀도 상승으로 인해 전기강판 모델에 비해 11.55[V_{rms}] 감소하였다. 또한 역기전력 THD는 3.37[%] 증가하였다. Teeth 최적설계로 인해 권선 저항은 전기강판 모델 대비 약 64[%] 저감할 수 있었지만 전류는 26[%] 증가함을 보였다. 전류가 증가함에도 불구하고 권선 최적 설계로 인해 전류밀도는 약40[%] 저감할 수 있었다. 또한 동손 역시 33[%] 저감됨을 확인하였다.

손실특성을 고려한 Teeth 최적설계로 인해 철손은 전기강판 대비 12.7[%] 저감됨을 확인하였고, 동손 및 철손 저감으로 인해 효율은 1.15[%] 증가함을 확인하였다. 표 4-16에 전기강판 모델과 복합 연자성 코어 모델의 자기장하 및 전기장하를 나타내었다. 표에서 보는 바와 같이 자기장하는 복합 연자성 소재의 낮은 자속밀도와 투자율로 인해 전기강판에 비해 낮게 설계되는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 전기장하는 복합 연자성 코어 모델이 전기강판에 비해 높게 설계되는 것을 확인할 수 있었다. 본 논문에서는 전기강판 적용모델과 복합 연자성 소재 적용 모델 모두 공극의 외경과 적층의 길이를 동일하게 설계하여 진행하였다. 따라서 공극의 외경과 적층길이 설계를 통해 두 모델의 자기장하를 동일하게 가져간다면 전기장하는 변경될 수도 있다.



(a) Step in the punch face

(b) Spherical end

(c) Tapered sides formed by upper punches

그림 4-34 3차원 형상 금형 제작 시 설계 제한사항

Fig. 4-34 Design limitation when manufacturing 3-D shape mold

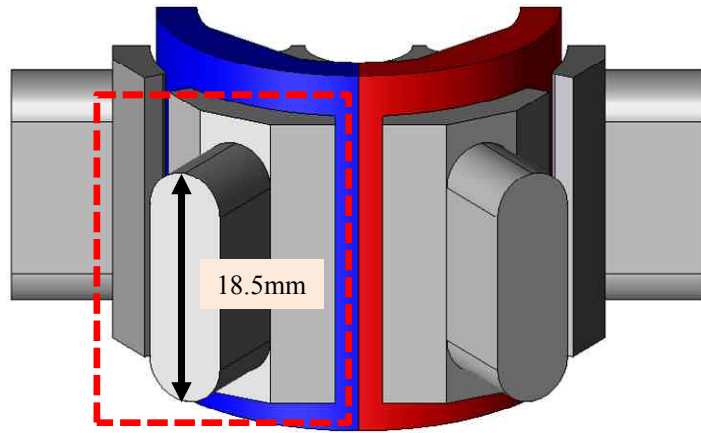


그림 4-35 복합 연자성 코어 3차원 최종 모델 형상
 Fig. 4-35 3-D final model shape of SMC core

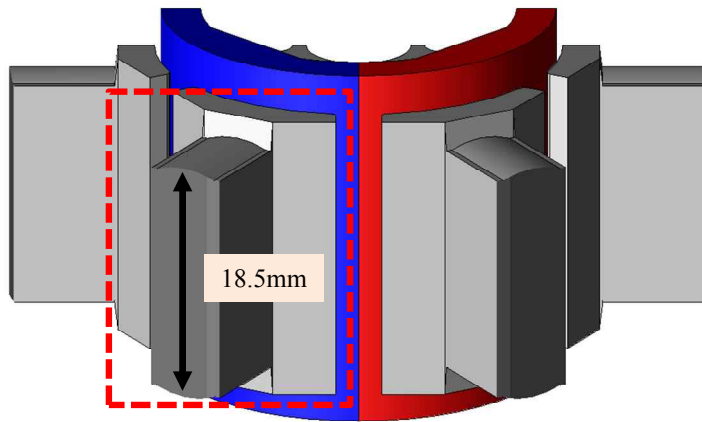


그림 4-36 복합 연자성 코어 3차원 제작 모델 형상
 Fig. 4-36 3-D manufacturing model shape of SMC core

표 4-14 최종 모델과 제작 모델 특성 비교

Table 4-14 Characteristics comparison of final and manufacturing model

	SMC	
	Final model	Manufacturing model
Back EMF [V_{rms}]	34.75	35.56
THD [%]	10	7.84
Coil resistance [ohm]	0.074	0.074
Input current [A_{rms}]	6.54	6.32
Current density [A_{rms}/mm^2]	5.78	5.6
Core loss [W]	31.37	31.73
Copper loss [W]	9.55	8.93
Efficiency [%]	91.89	91.90
Coil mass [g]	123.7	123.7
Stator mass [g]	369.3	371.7

표 4-15 전기강판 모델과 SMC 모델 설계 결과

Table 4-15 Design results of electrical steel sheet and SMC model

	ESS model	SMC model
Back EMF [V_{rms}]	47.11	35.56
THD [%]	4.41	7.84
Coil resistance [ohm]	0.204	0.074
Input current [A_{rms}]	4.65	6.32
Current density [A_{rms}/mm^2]	9.27	5.6
Core loss [W]	36.35	31.73
Copper loss [W]	13.31	8.93
Efficiency [%]	90.75	91.90
Coil mass [g]	83.8	123.7
Stator mass [g]	410.4	371.7

표 4-16 전기강판 모델과 SMC 모델의 자기장하 및 전기장하
Table 4-16 Total magnetic loading and electric loading of electrical steel sheet and SMC model

	ESS model	SMC model
Total magnetic loading [Wb]	4627.94	4461.23
Total electric loading [ampere conductor]	1004.4	1137.6

V. 실험 및 결과 고찰

A. 실험

1. 고속 영구자석 전동기 시작기

1) 전기장판 적용 모델

앞에서 설계된 전동기의 특성 비교를 위해 시작기를 제작하였다. 설계된 전동기가 4극 6슬롯 분수슬롯에 해당하므로 그림 5-1과 같이 3상 권선을 감았다. 고정자 치 하나에 상권선 하나가 감기는 집중권 방식으로 제작하였다. 그림 5-2에 전기장판 적용 모델의 제작사진을 나타내었다. 본 연구에서는 Stator 코어의 절연을 위해 일반적으로 사용하는 인슐레이터(Insulator)를 사용하지 않고 코어 표면에 분체를 녹여 코팅하는 방법으로 절연처리를 진행하였다. 이러한 방법은 인슐레이터 절연방법보다 점적율을 높게 확보할 수 있는 장점을 가지고 있다. 또한, 본 연구에서 설계한 복합 연자성 코어와 같은 복잡한 3차원 형상에도 쉽게 적용할 수 있다.

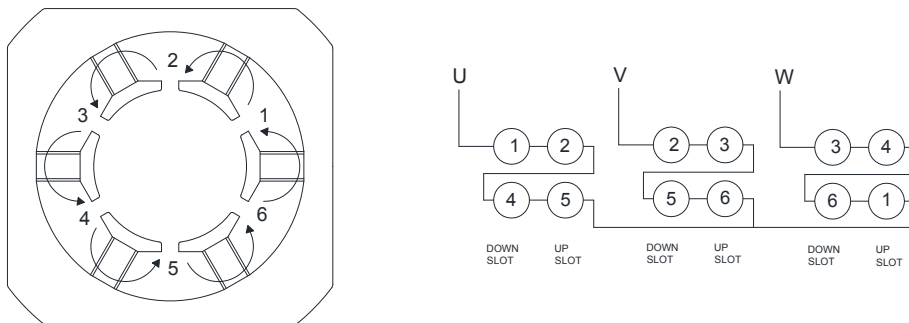
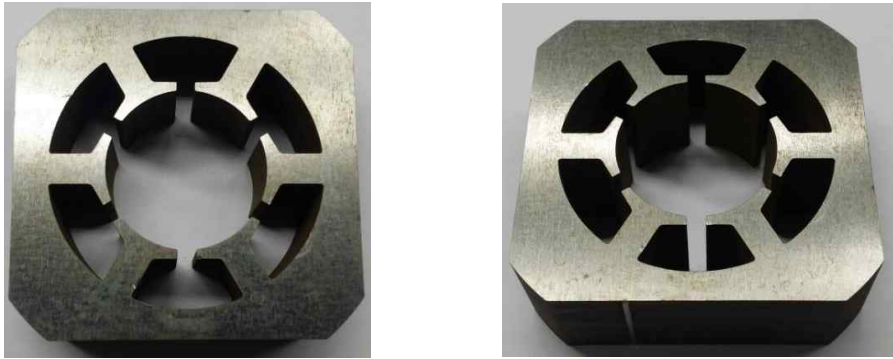
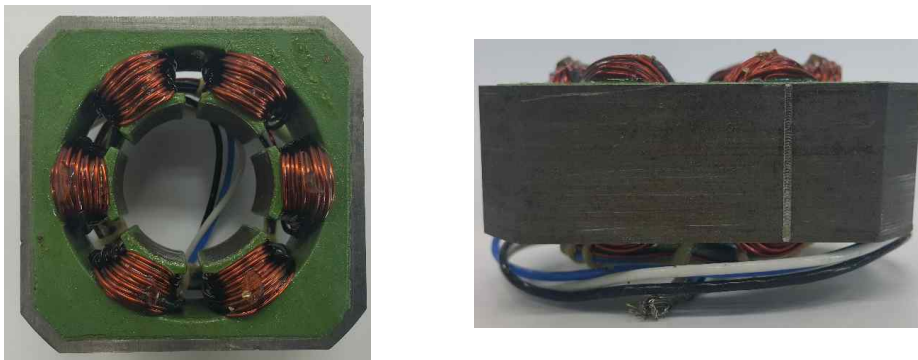


그림 5-1 4극 6슬롯 전동기 권선도 및 결선도

Fig. 5-1 Drawings for winding and connection of motor with 4 poles, 6 slots



(a) 전기강판 Stator 코어 적층



(b) 절연 및 권선 와인딩



(c) 회전자 Ass'y 및 전동기 Ass'y

그림 5-2 전기강판 적용 모델 시작기 제작 사진
 Fig. 5-2 Manufactured electrical steel core model

전동기 실험에 앞서, 전동기가 설계도면을 잘 반영하여 정확하게 제작되었는지 판단할 필요가 있다. 보통 고정자, 회전자 및 영구자석의 형상의 치수 측정, 권선 저항 측정, 역기전력 측정을 통해 판단한다. 제작된 코어의 형상 치수는 측정하기가 어렵기 때문에 코어의 중량을 측정하여 대체하였다.

제작된 전기강판 Stator 코어의 중량은 412.4[g]으로 측정되었고 설계치와의 오차율은 0.5[%]임을 확인하였다. 따라서 설계도면이 잘 반영되어 코어가 제작되었다.

저항 측정은 권선의 턴 수, 및 선경 등이 정확하게 제작이 되었는지를 확인할 수 있다. 권선저항은 AGILENT社 E4980A 멀티미터를 이용하여 각 선간저항을 측정하였다. 권선저항 측정 결과를 표 5-1에 나타내었다. 권선은 Y결선이므로 상 저항은 선간 저항의 절반에 해당된다. 표 5-1에서 보는 바와 같이 각 선간 저항들이 거의 유사함을 확인할 수 있다. 또한 설계치와의 오차율은 4.4[%]임을 확인할 수 있었다. 일반적으로 권선저항은 설계치와의 오차율이 약 5[%] 범위 안에 있으면 제작이 잘 되었다고 할 수 있다. 저항의 오차는 저항측정 장비, 엔드 턴 및 리드선의 길이 등의 제작 및 계산 오차, 선경, 권선을 와인딩 할 때의 텐션 등으로 발생할 수 있다.

역기전력의 크기 및 파형 측정은 전동기의 형상, 영구자석 등급, 권선의 턴 수 등이 정확하게 제작이 되었는지를 확인할 수 있다. 따라서 측정치와 설계치의 오차율이 작을수록 제작이 잘 되었다고 볼 수 있다. 역기전력의 오차는 오실로스코프, 프로브 등의 측정 장비의 오차, 영구자석의 등급 및 형상의 오차 등으로 발생할 수 있다.

표 5-1 전기강판 적용 모델의 권선저항 측정 결과

Table 5-1 Measurement of winding resistance of electrical steel core model

	U-V	V-W	W-U
Measured value [ohm]	0.390	0.389	0.391
Design value [ohm]	0.408		

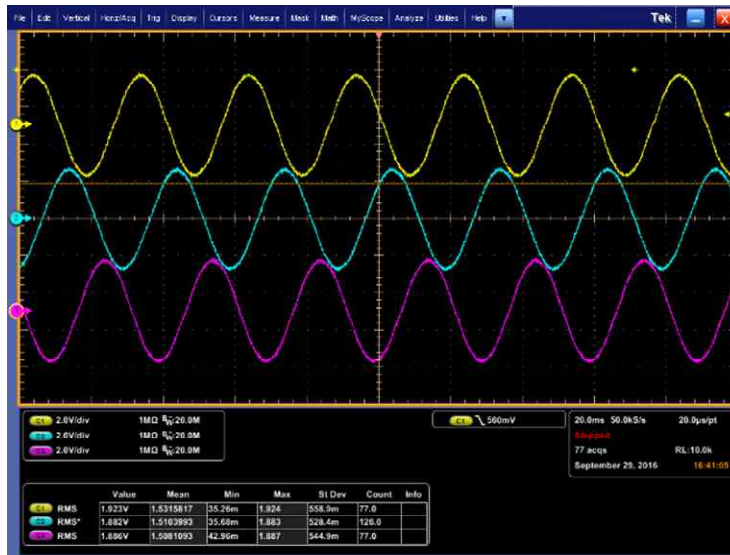
전기강판 적용 모델의 무부하 역기전력을 측정하기 위해 전동기의 단자를 오픈시키고 다이내모미터(Dynamometer)를 이용하여 측정하고자 하는 속도로 전동기를 회전시켰다. 제작된 전동기는 중성선을 별도로 인출하지 않아 상 역기전력의 측정을 위해 각 단자에 큰 저항을 연결하여 측정하였다.

무부하 역기전력은 전동기의 정격속도에서 측정하는 것이 일반적이지만 본 연구에서 설계된 전동기와 같이 정격속도가 고속인 경우에는 역기전력 상수에 의해 정격속도에서의 무부하 역기전력을 계산할 수 있다.

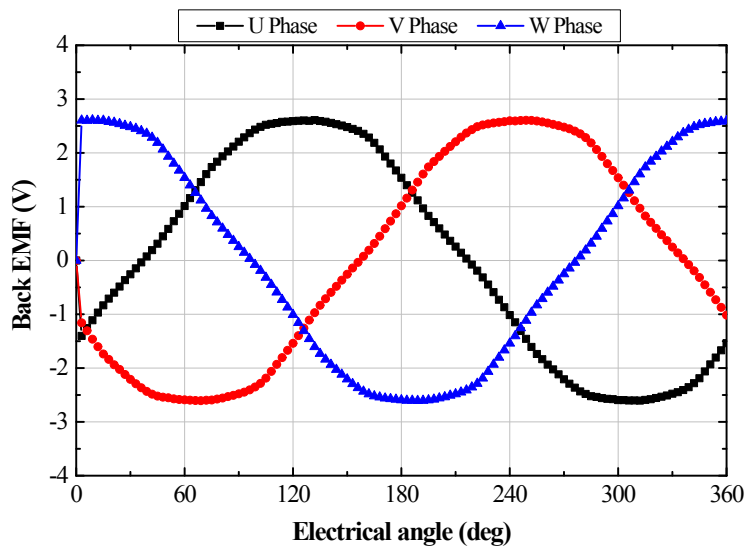
본 연구에서 역기전력은 1000[rpm]에서 측정되었다. 표 5-2에 전기강판 적용 모델의 역기전력 측정치와 해석치를 나타내었다. 표 5-2에서 보는 바와 같이 1000[rpm]에서의 역기전력은 측정치와 해석치가 거의 유사하였다. 이 때 오차율은 0.67[%]임을 확인하였다. 그림 5-3에 전기강판 적용 모델의 역기전력 측정 및 해석 결과 파형을 나타내었다.

표 5-2 전기강판 적용 모델의 역기전력 측정 결과와 해석 결과
 Table 5-2 Measured Back EMF and analysis results of electrical steel core model

	Measurement			3-D FEM	
	1,000[rpm]	Ke[V _{rms} /rpm]	25,000[rpm]	1,000[rpm]	25,000[rpm]
U-phase	1.923	0.001923	48.075	1.885	47.137
V-phase	1.882	0.001882	47.050	1.886	47.171
W-phase	1.886	0.001886	47.150	1.882	47.054



(a) 역기전력 측정 파형

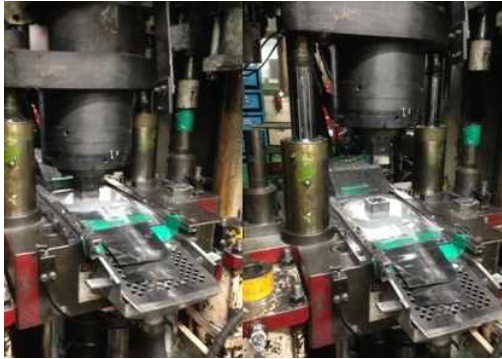


(b) 역기전력 해석 파형

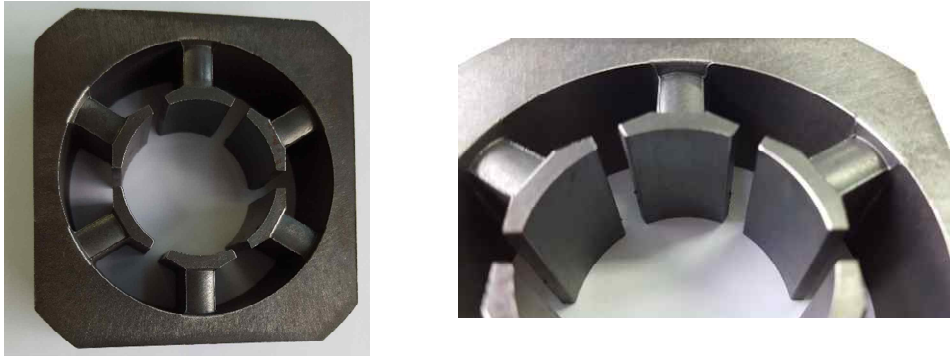
그림 5-3 전기강판 적용 모델의 역기전력 측정 파형과 해석 결과 파형
Fig. 5-3 Measured Back EMF waveforms and analysis waveforms of electrical steel core model

2) 복합 연자성 코어 적용 모델

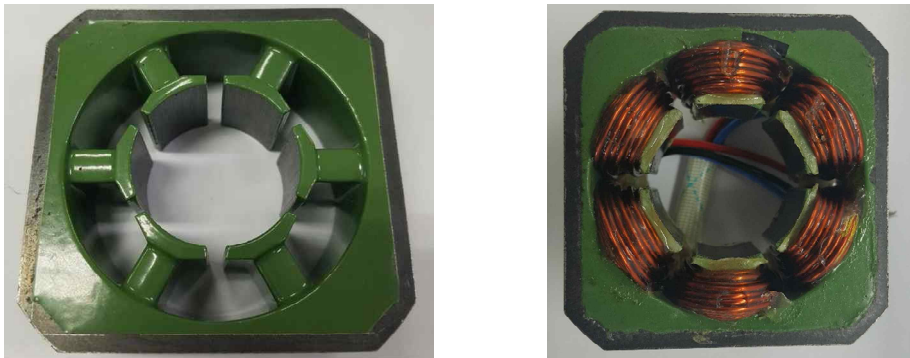
그림 5-4에 복합 연자성 코어 적용 모델의 제작사진을 나타내었다. 복합 연자성 코어 적용 모델도 Stator 코어의 중량과 권선 저항을 측정하였다. 그 결과, 제작된 복합 연자성 코어의 중량은 370.1[g]으로 측정되었고 설계치와의 오차율은 0.4[%]임을 확인하였다. 복합 연자성 코어 역시 설계도면이 잘 반영되어 제작되었음을 알 수 있었다. 제작된 복합 연자성 코어의 권선저항 측정 결과를 표 5-3에 나타내었다. 표 5-3에서 보는 바와 같이 복합 연자성 코어도 각 선간 저항들이 거의 유사함을 확인할 수 있다. 또한 설계치와의 오차율은 2.25[%]임을 확인하였다. 표 5-4에 복합 연자성 코어 적용 모델의 역기전력 측정치와 해석치를 나타내었다. 표 5-4에서 보는 바와 같이 1000[rpm]에서의 역기전력은 측정치와 해석치가 거의 유사하였다. 이 때 오차율은 0.67[%]임을 확인하였다. 그림 5-5에 복합 연자성 코어 적용 모델의 역기전력 측정 및 해석 결과 파형을 나타내었다.



(a) 코어 금형 및 성형



(b) 성형된 Stator 코어



(c) 절연 및 권선 와인딩



(d) 회전자 Ass'y 및 전동기 Ass'y

그림 5-4 복합 연자성 코어 적용 모델 시작기 제작 사진

Fig. 5-4 Manufactured SMC core model

표 5-3 복합 연자성 코어 적용 모델의 권선저항 측정 결과

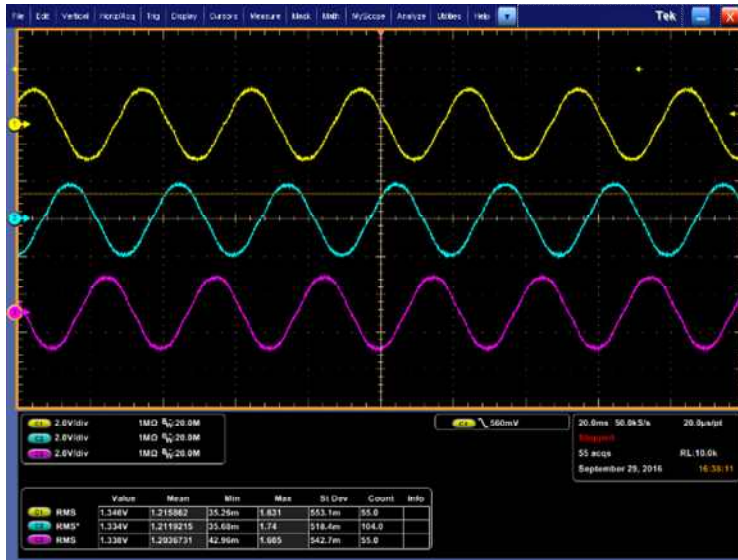
Table 5-3 Measurement of winding resistance of SMC core model

	U-V	V-W	W-U
Measured value [ohm]	0.145	0.145	0.144
Design value [ohm]	0.148		

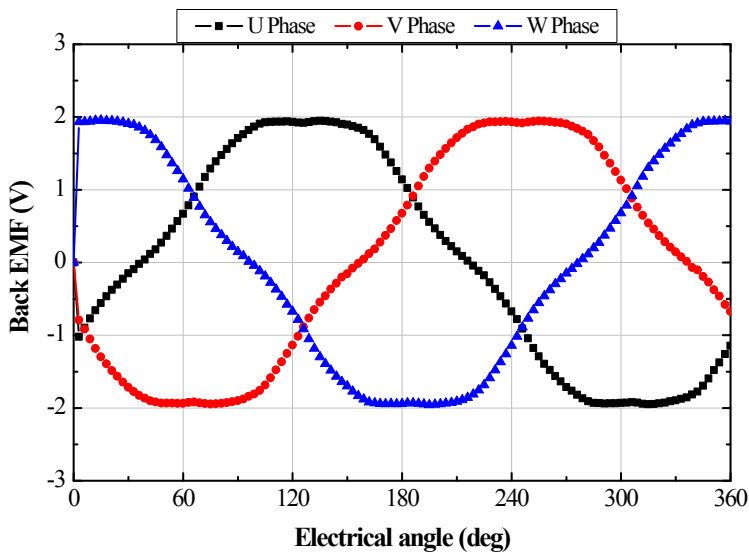
표 5-4 복합 연자성 코어 적용 모델의 역기전력 측정 결과와 해석 결과

Table 5-4 Measured Back EMF and analysis results of SMC core model

	Measurement			3-D FEM	
	1,000[rpm]	$K_e[V_{rms}/rpm]$	25,000[rpm]	1,000[rpm]	25,000[rpm]
U-phase	1.923	0.001923	48.075	1.885	47.137
V-phase	1.882	0.001882	47.050	1.886	47.171
W-phase	1.886	0.001886	47.150	1.882	47.054



(a) 역기전력 측정 파형



(b) 역기전력 해석 파형

그림 5-5 복합 연자성 코어 적용 모델의 역기전력 측정 파형과 해석 결과 파형

Fig. 5-5 Measured Back EMF waveforms and analysis waveforms of SMC core model

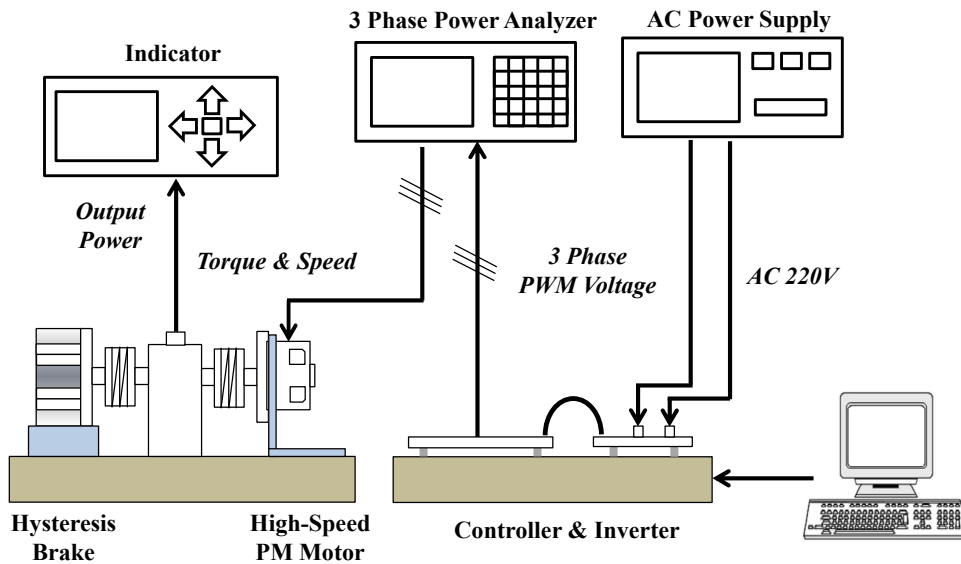
2. 실험장치 구성

1) 토크 및 효율 측정 실험

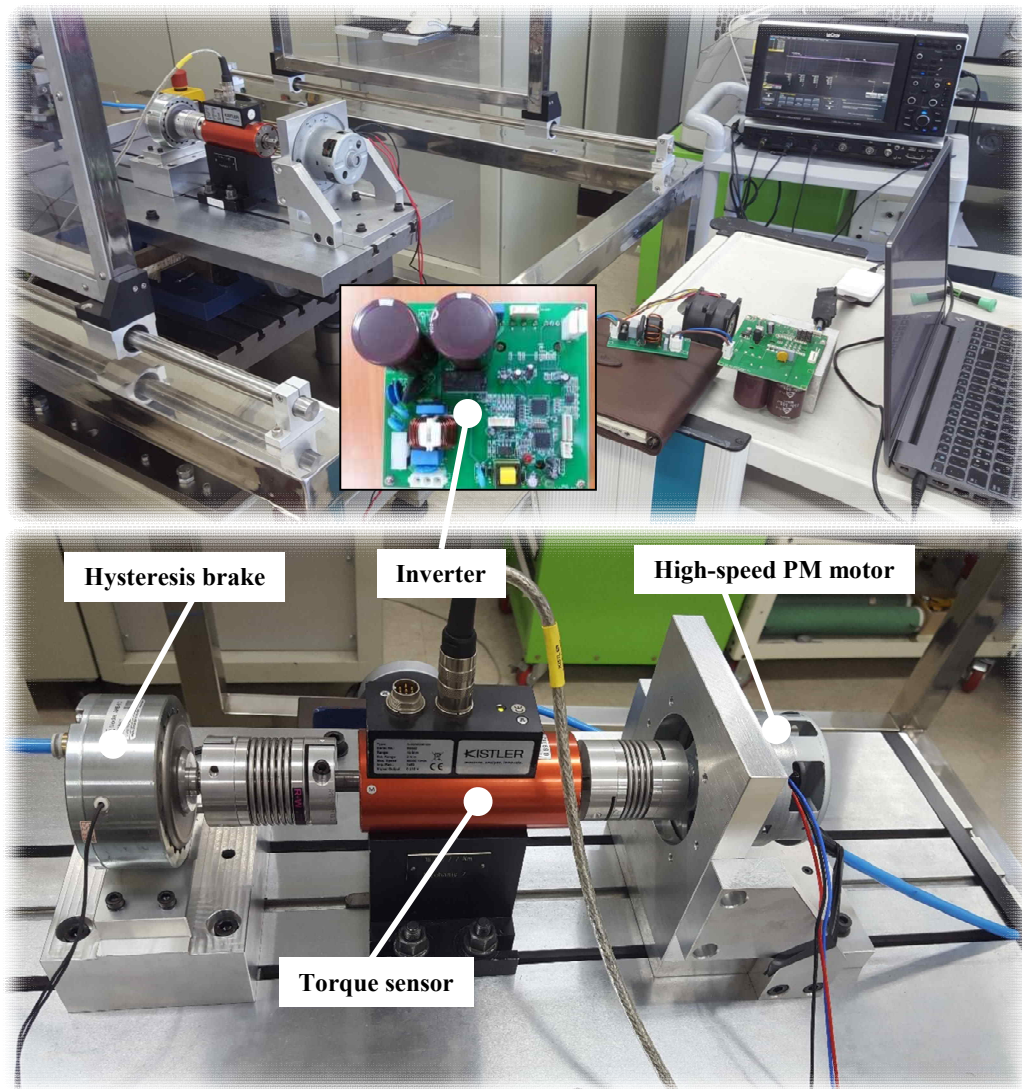
본 연구 결과를 검증하기 위해 그림 5-6(a)의 실험 장치 구성도에 따라 고속 영구자석 전동기의 특성을 실험하고자 하였다. 본 실험 장치의 주요 구성 요소로는 크게 고속 영구자석 전동기에 부하를 걸어주기 위한 히스테리시스 브레이크, 토크와 속도를 검출하는 토크 센서와 고속 영구자석 전동기를 구동하기 위한 제어기와 입력 전원의 대체로서 교류 파워 서플라이로 분류된다.

이 중 히스테리시스 브레이크는 중국 China-Tension社의 AHB 시리즈 Air-cooling 타입으로서 1.2[kW] 또는 1[Nm]까지 부하를 인가하는 것이 가능하고 최대속도 25,000[rpm]까지 구동이 가능하다. 토크 센서는 스위스 KISTLER社의 제품으로 검출범위는 2[Nm], 최대 허용속도는 50,000[rpm]이다.

마지막으로 전동기의 입력을 측정하기 위한 전력분석기는 영국 Newton4th社의 PPA-5530 모델을 이용하였다. 그림 5-6(b)에 실험장치 구성 사진을 나타내었다.



(a) 실험장치 구성도



(b) 실험장치 사진

그림 5-6 실험장치

Fig. 5-6 Experimental equipment

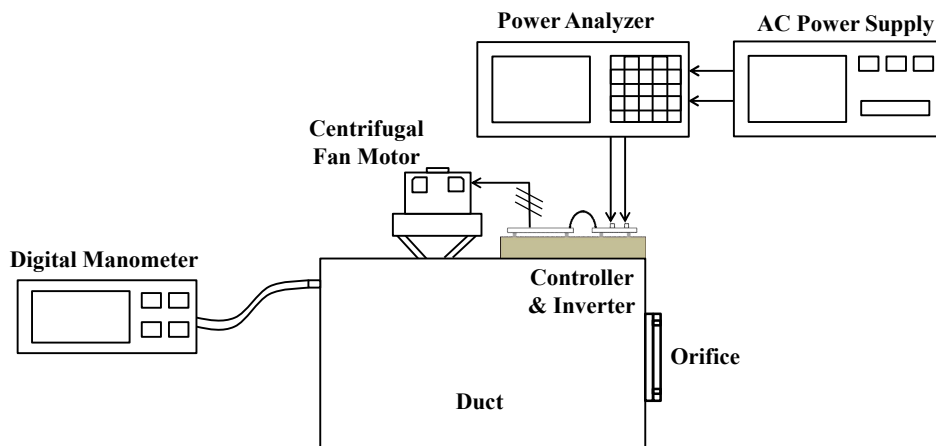
2) 흡입일률 및 흡입효율 측정 실험

원심팬이 조립된 고속 영구자석 전동기 시스템의 흡입력 및 흡입효율을 측정하기 위해 ASTM(American Society Testing and Materials)에 근거한 Orifice 방식 실험 장치를 구성하였다. 그림 5-7(a)에 실험 장치의 구성도를 나타내었다.

실험 장치의 주요 구성 요소로는 크게 원심팬이 조립된 고속 영구자석 전동기, Orifice 실험장치, 진공계, 고속 영구자석 전동기를 구동하기 위한 제어기와 입력 전원의 대체로서 교류 파워 서플라이로 분류된다.

이 중 진공계는 일본 YOKOGAWA社의 MT210을 이용하였고, 시스템 소비전력을 측정하기 위해 사용된 단상 전력 분석기는 일본 YOKOGAWA社의 WT210을 이용하였다.

Orifice 실험 장치는 원심팬의 회전에 따라 입구로부터 공기가 흡입되어 덕트를 지나 전동기를 통과하여 출구로 빠져나가는 유로를 형성한다. 오리피스 경은 각각 40[mm], 30[mm], 25.4[mm], 23[mm], 19[mm], 16[mm], 13[mm], 10[mm]으로 변경하면서 진공도와 시스템의 소비전력을 측정하였다. 또한 전동기의 회전속도는 정격속도인 25,000[rpm]에서 실험을 진행하였다. 그림 5-7(b)에 실험장치 사진을 나타내었다.



(a) 오리피스 실험장치 구성도



(b) 오리피스 실험장치 사진

그림 5-7 오리피스 실험장치

Fig. 5-7 Orifice experimental equipment

B. 실험결과 및 고찰

전동기의 토크 및 효율을 측정하기 위해 정격속도인 25,000[rpm]으로 구동한 후 히스테리시스 브레이크에 전류를 인가하여 부하를 가변하였다. 부하는 0.1~0.25[Nm] 까지 0.05[Nm] 간격으로 가변하여 각각의 출력 및 효율을 측정하였다.

그림 5-8에 정격 출력에서 측정된 두 모델의 토크 파형을 나타내었다. 이 때, 전기장판 모델과 복합 연자성 코어 적용 모델의 토크 리플은 각각 2.25[%], 1.77[%]로 측정되었다. 두 모델 모두 토크리플이 크지 않음을 확인하였다.

표 5-5에 측정된 토크 및 효율을 나타내었다. 표 5-5에서 보는 바와 같이 두 모델 모두 출력이 증가함에 따라 효율이 증가함을 확인하였고, 정격출력에서 복합 연자성 코어 적용 모델의 효율이 전기장판 모델에 비해 1.2[%] 상승함을 확인할 수 있었다. 그림 5-9에 두 모델의 출력에 따른 효율을 나타내었다.

토크 및 효율 측정 실험 결과를 통해 앞에서 설계된 복합 연자성 코어가 적용된 최종 모델의 신뢰성을 검증할 수 있었다. 하지만 고조파를 포함하지 않는 정현적인 전류파형을 이용한 설계 및 해석 결과의 효율과 인버터의 시간고조파가 포함된 전류파형 입력되는 실험 결과의 효율이 다소 차이가 나는 것을 확인하였다.

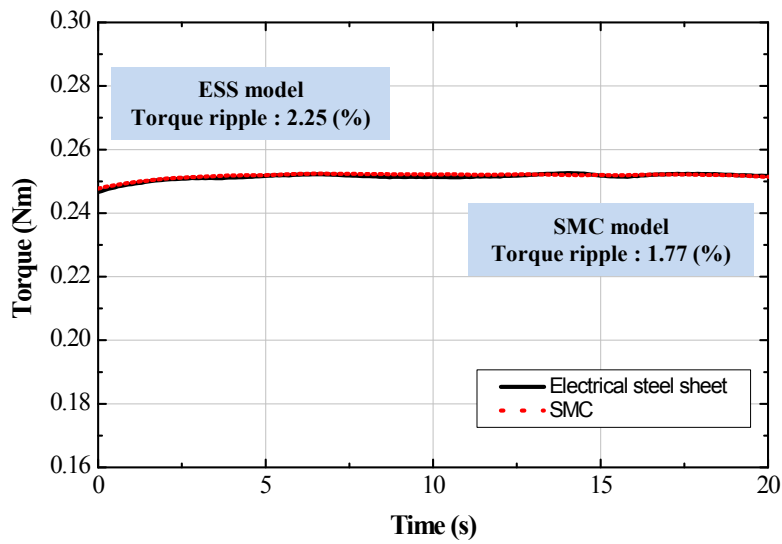


그림 5-8 전기강판 모델과 SMC 모델의 측정 토크 파형

Fig. 5-8 Measured torque waveforms of electrical steel model and SMC model

표 5-5 측정된 토크 및 효율

Table 5-5 Measured torque and efficiency

	Torque [Nm]	Output power [W]	Input power [W]	Efficiency [%]
ESS model	0.1066	279.13	380.21	73.42
	0.1496	391.97	502.01	78.08
	0.2030	531.83	648.72	81.98
	0.2527	662.18	786.67	84.18
SMC model	0.1001	262.23	362.96	72.25
	0.1522	398.64	501.45	79.50
	0.2089	547.26	655.84	83.44
	0.2506	656.35	768.45	85.41

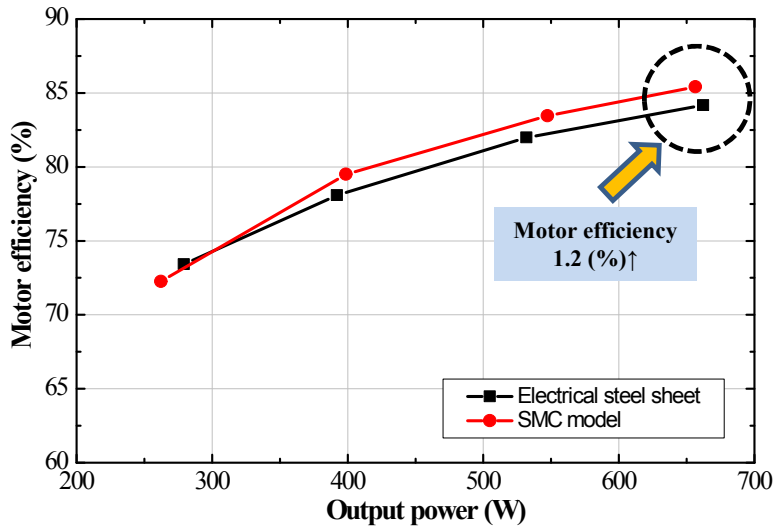


그림 5-9 전기강판 모델과 SMC 모델의 측정 효율

Fig. 5-9 Measured efficiency of electrical steel model and SMC model

한편, 진공청소기의 흡입일률은 진공청소기를 정격 주파수, 정격 전압으로 운전하였을 때 선단 개구부에서 공기 역학적 동력의 최대값으로 정의되며, 이는 청소기의 소비전력이 단위 시간당 할 수 있는 일의 양을 나타내는 것으로 풍량과 진공도에 의해 결정되고 그 크기는 와트(W)로 표현된다.

$$P_s = 0.1634 \times Q \times h_s \quad (5.1)$$

여기서, Q 는 풍량을 나타내며, h_s 는 진공도를 나타낸다. 0.1634는 단위 변환에 따른 보정치이다. 풍량 Q 는 측정된 진공도를 이용하여 ASTM F558-88에 명시된 계산법에 의해 다음 식으로 계산된다.

$$Q = \frac{1.9}{1000} \times 2D \times \sqrt{h_s} \times \frac{60}{1000} \quad (5.2)$$

여기서, D 는 오리피스 외경을 나타낸다. 또한 흡입효율은 다음과 같이 계산된다.

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_i} \times 100 \quad (5.3)$$

여기서, P_i 는 시스템 소비전력이다. 표 5-6에 오리피스 실험 결과를 나타내었다. 표 5-6에서 보는 바와 같이 동일속도, 동일 임펠러 사용으로 흡입일률이 거의 유사함을 확인할 수 있다. 그림 5-10에 시스템 입력에 따른 흡입 일률 비교를 나타내었다. 흡입일률이 최대일 때, 시스템 입력도 최대임을 확인할 수 있다. 그림 5-11에 시스템 입력에 따른 흡입효율 비교를 나타내었다. 그림 5-11에서 보는 바와 같이 약 840[W]를 기준으로 흡입 효율 특성이 바뀌는 것을 확인할 수 있다.

앞에서 수행한 토크 및 효율 측정 실험에서 인버터의 입력이 약 90[W]정도임을 확인하였다. 이에 전동기 입력과 인버터 입력에 의해 전동기 최대 출력 구간의 시스템 입력을 계산하면 전기강판 모델이 약 880[W]이며, SMC 모델이 860[W]임을 알 수 있다. 따라서 오리피스 실험에서도 SMC 모델이 전기강판에 비해 효율이 상승함을 확인할 수 있었다.

표 5-6 오피리스 실험 결과

Table 5-6 Orifice experimental results

	Orifice [mm]	Input power [W]	Current [A]	Vacuum degree [mmH ² O]	Air flow [m ³ /min]	Suction power [W]	Suction efficiency [%]
ESS model	40	928	6.256	287	3.088	144.65	15.6
	30	874	6.062	621	2.556	259.37	29.7
	25.4	807	5.614	841	2.132	293.1	36.3
	23	750	5.268	951	1.86	289.15	38.6
	19	658	4.703	1088	1.358	241.61	36.7
	16	564	4.074	1158	0.993	187.96	33.3
	13	481	3.542	1184	0.663	128.39	26.7
	10	401	3.016	1186	0.393	76.17	19.0
SMC model	40	954	6.48	280	3.052	139.67	14.6
	30	896	6.189	612	2.538	253.95	28.3
	25.4	830	5.793	829	2.118	287.00	34.6
	23	771	5.432	941	1.849	284.41	36.9
	19	683	4.887	1074	1.348	236.69	34.6
	16	583	4.248	1139	0.985	183.53	31.5
	13	496	3.665	1179	0.662	127.59	25.7
	10	416	3.135	1186	0.393	76.18	18.3

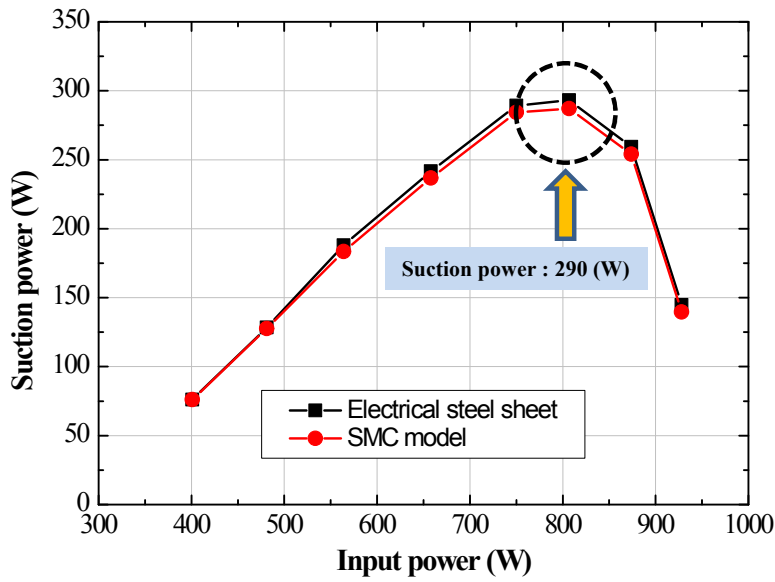


그림 5-10 시스템 입력에 따른 흡입일률

Fig. 5-10 Suction power according to the system input power

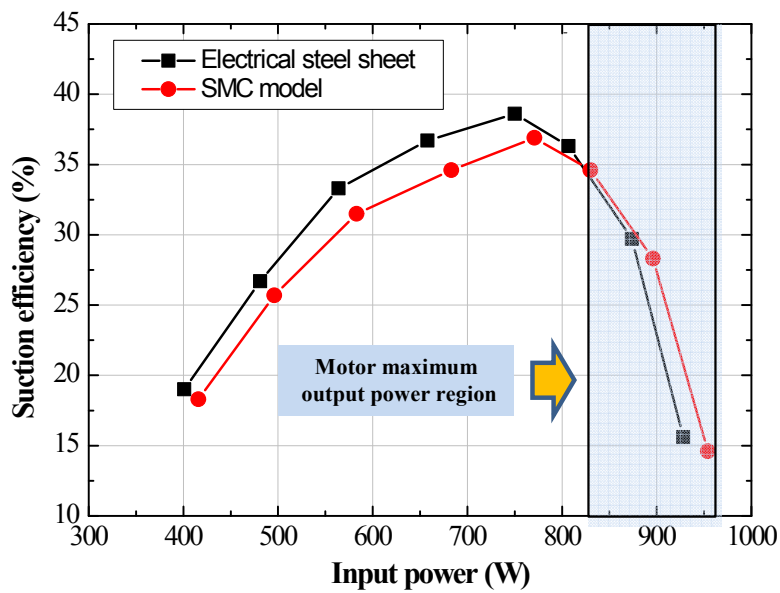


그림 5-11 시스템 입력에 따른 흡입효율

Fig. 5-11 Suction efficiency according to the system input power

VI. 결 론

현재 전동기의 철심 소재로는 전기강판이 일반적으로 사용되고 있다. 그러나 이러한 전기강판은 전동기가 고속으로 회전할수록 와전류손실에 의한 철손이 증가되어 전동기의 효율이 감소되는 문제점과 강판 구조 특성상 형상 자유도가 떨어지기 때문에 코어 형상 변경에 있어서 소형, 경량화 하는데 한계를 가지고 있다.

이에 따라 최근에는 전기강판을 대신에 전동기 철심 소재로써 복합 연자성 소재의 적용이 대두되고 있다. 분말 야금공정에 의해 제조된 연자성 복합 분말 코어는 균일한 3차원적 자성 특성, 복잡한 형상의 코어 제조 가능성, 중·고주파 영역에서의 낮은 철손 등의 장점을 가지고 있다 그러나 전기강판과는 상이한 자기적 특성과 손실특성을 가지고 있는 복합 연자성 소재를 전동기에 적용하기는 쉽지 않다. 따라서 이러한 자기적 포화 특성과 손실 특성을 고려한 설계기법이 수반되어야 한다.

이에 본 논문은 복합 연자성 소재의 응용 기술 확대를 위해 진공청소기용 고속 영구자석 전동기의 철심재료로 복합 연자성 소재를 적용하고 전기강판 적용 모델과의 특성 비교를 위해 수치해석 기반 유한요소법을 이용한 3차원 설계 및 해석을 진행하였다. 설계 과정은 크게 장하분배법과 출력계수법을 이용한 기초 설계와 손실저감을 위한 최종 설계로 구분하였다. 또한 정확한 파라미터 계산을 위해 자기등가회로를 이용하였다.

복합 연자성 소재의 자기적 특성 분석을 위해 시편 제작, 자기적 특성을 평가하기 위한 시스템의 구성 및 특성 분석 결과를 제시하여 전동기의 운전 특성에 따른 손실 및 전자기적 특성을 고려한 설계를 수행하였다.

현재까지 개발된 복합 연자성 소재의 자기적 특성은 전기강판의 자기적 특성에 비해 낮은 편이다. 이러한 특성을 가진 복합 연자성 소재를 전동기에 적용하면 설계 목적에 만족하는 전동기를 설계할 수 없다.

따라서, 본 논문에서는 복합 연자성 소재를 고속 영구자석 전동기에 적용하기 위해서 자기적 특성과 손실 특성을 세부적으로 분석하고, 자기적 관점과 손실 관점에서 서로 중첩되는 설계 포인트를 찾아 효과적인 최적의 설계법을 제시하였

다.

그 결과, 전동기의 철손을 효과적으로 저감할 수 있는 전동기의 최적의 3-D 형상을 제안할 수 있었다. 그러나 전기강판에 비해 낮은 자기적 특성으로 인해 상대적으로 동손 및 전류밀도가 증가하였다. 따라서, 초기 설계된 전기강판의 재설계를 통해 동손 및 전류밀도 저감 설계를 수행하였다. 그 결과, 전기강판을 적용한 모델과 비교하여 효율이 상승함을 확인하였고, Stator 코어 중량이 저감되는 것을 확인하였다.

마지막으로 설계 및 해석 결과 검증을 위해 전기강판 적용 모델과 복합 연자성 소재 적용 모델의 제작을 통해 실험치와 비교 분석함으로써 복합 연자성 소재를 이용한 진공청소기용 고속 전동기의 타당성을 검증하였다.

본 연구를 토대로 얻어진 결과를 아래와 같이 간략히 요약하였다.

1. 장하분배법과 출력계수법을 이용한 기초 모델 설계

복합 연자성 소재 적용 전동기의 설계에 앞서 비교대상인 전기강판 적용 모델의 기초설계를 진행하였다. 먼저 영구자석 전동기의 역기전력과 토크관계를 분석하고 일반적으로 전동기 설계 시 많이 사용되는 장하분배법과 출력계수법을 이용하여 전동기의 세부치수를 설계하였다. 또한 정확한 파라미터 계산을 위해 자기등가회로법을 이용하였다. 그 결과, 수치해석 기반 비선형 3차원 유한요소법을 이용한 전자계 해석 시뮬레이션을 통해 선정된 목표사양에 만족함을 확인하였다.

2. 복합 연자성 소재의 B-H 특성 분석

전기강판에 비해 자기적 특성이 낮은 복합 연자성 재료를 이용하여 전동기를 설계 할 경우에는 이를 설계 단계에서 어떻게 고려할 것인가가 매우 중요하다.

따라서 설계에 앞선 자기적 특성 분석이 매우 중요하며 이에 따라 설계포인트가 결정되게 된다. 8000[A/m]의 자계에서 전기강판의 최대 자속밀도는 1.7[T]로 측정되었고, 복합 연자성 소재의 최대 자속밀도는 1.45[T]로 측정되어 최대 자속밀도는 복합 연자성 소재가 전기강판 보다 상대적으로 낮게 측정되었다.

위와 같이 코어 재질의 투자율 및 포화 자속밀도가 낮게 되면 공극내 자속밀도가 낮아지면서 코일에 쇄교하는 자속이 줄어 전동기의 역기전력이 낮아지게 된다. 이는 결국 출력에도 영향을 미치게 되고 목표 출력을 만족하지 못하게

된다. 따라서 동일 출력을 만족하기 위해서는 입력전류의 상승이 불가피하게 되고 효율 측면에서도 불리하게 된다. 또한 입력전류 상승으로 인해 전류밀도가 상승하여 전동기 열적 문제도 야기하게 된다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서는 턴 수 및 전류, 즉 최적의 전기장하 설계가 필요함을 확인하였다.

3. 복합 연자성 소재의 철손 특성 분석

복합 연자성 소재의 철손 특성은 600[Hz]까지 전기장판에 비해 높게 발생하였다. 하지만 800[Hz]에서는 0.8[T] 이상부터 전기장판이 복합 연자성 소재보다 높게 발생함을 확인 할 수 있었다. 또한 1000[Hz]에서는 0.6[T] 이상부터 전기장판이 복합 연자성 소재보다 높게 발생함 확인 할 수 있었다. 이 결과로 복합 연자성 소재가 고주파수에서 철손 특성이 전기장판에 비해 우수함 알 수 있었다.

한편, 본 논문에서 설계된 전동기의 구동 주파수는 833.33[Hz]이다. 따라서 800[Hz]에서의 특성을 이용하여 철손 저감 설계포인트를 도출하였다. 800[Hz]에서는 0.8[T] 이상부터 복합 연자성 소재가 철손 특성이 낮으므로 전동기 코어에서도 자속밀도가 0.8[T] 이상 발생하는 영역을 집중적으로 설계하였다.

4. 복합 연자성 코어 상세 설계 및 특성 해석

복합 연자성 재료의 철손 특성에서 자속밀도가 0.8[T] 이상일 때 철손이 전기장판보다 감소되는 것을 확인하였다. 따라서 철손 저감 효과의 극대화를 위해서 자속밀도가 0.8[T] 이상인 영역을 설계하여야 하며, 전기장판 기초 모델의 전자계 해석 결과에서 자속밀도가 0.8[T] 이상인 영역은 Shoe와 Teeth임을 확인하였다.

또한 상대적으로 낮은 투자율 및 포화 자속밀도로 인해 전기장하의 재설계가 필요함을 확인하였다. 따라서, 이 두 가지 설계포인트를 만족시키기 위한 영역이 권선이 직접 감기는 영역인 Teeth 임을 확인하였고, 이 영역의 상세 형상 설계를 진행하였다. 복합 연자성 재료의 3차원 성형 가능한 장점을 이용하여 Teeth 높이 조절에 의한 설계를 진행하였다. 그 결과, 전동기의 철손을 효과적으로 저감할 수 있는 전동기의 최적의 3-D 형상을 제안할 수 있었다. 하지만 전기장판에 비해 낮은 자기적 특성으로 인해 상대적으로 동손 및 전류밀도가 증가하는 결과를 보였다. 따라서, 초기 설계된 전기장하의 재설계를 통해 동손 및 전류밀도 저감 설계를 수행하였다. 그 결과, 전기장판을 적용한 모델과 비

교하여 효율이 1.15[%] 상승함을 확인하였고, Stator 코어 중량은 전기강판 모델 대비 9.43[%] 저감되는 것을 확인하였다.

상기의 본 연구 결과를 바탕으로 복합 연자성 소재가 적용된 진공청소기용 고속 영구자석 전동기의 개발이 충분히 가능함을 확인하였으며, 가전 분야 이외에도 유사한 특성을 가지는 전동기에 적용가능하리라 사료된다. 또한 본 연구 결과는 전기강판이 아닌 다른 소재를 전동기에 적용 시 설계 및 해석 기준자료로 활용 가능할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] S. H Lee, Y. J Kim, K. S Lee, and S. J Kim, "Design and Analysis for Loss Reduction of High-Speed Permanent Magnet Motor using a Soft Magnetic Composite," *J. Magn.*, vol. 20, no. 4, pp. 444-449, Dec. 2015.
- [2] K. Vijayakumar, R. Karthikeyan, G. K. Sathishkumar, R. Arumugam, "Two Dimensional Magnetic and Thermal Analysis of High Speed Switched Reluctance Motor Using Soft Magnetic Composite Material," *IEEE Region 10 Conf.*, pp. 1-5, Nov. 2008.
- [3] Y. Guo, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "Design and Analysis of a Claw Pole Permanent Magnet Motor With Molded Soft Magnetic Composite Core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4582-4585, Oct. 2009.
- [4] Y. Dou, Y. Guo, J. G. Zhu, and H. Lu, "Effect of Armature Reaction of a Permanent-Magnet Claw Pole SMC Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2561-2563, Jun. 2007.
- [5] G. Cvetkovski, L. Petkovska, "Improved Design of a Novel PM Disk Motor by Using Soft Magnetic Composite Material," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 3165-3167, Sep. 2002.
- [6] R. Akaki, Y. Takahashi, K. Fujiwara, M. Matsushita, N. Takahashi, and M. Morita, "Effect of Magnetic Property in Bridge Area of IPM Motors on Torque Characteristics," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2335-2338, May. 2013.
- [7] Y. Shen, Z. Q. Zhu, J. T. Chen, R. P. Deodhar, and A. Pride, "Analytical

- Modeling of Claw-Pole Stator SPM Brushless Machine Having SMC Stator Core,” IEEE Trans. Magn., vol. 49, no. 7, pp. 3830-3833, Jul. 2013.
- [8] G. Cvetkovski and L. Petkovska, “Performance Improvement of PM Synchronous Motor by Using Soft Magnetic Composite Material,” IEEE Trans. Magn., vol. 44, no. 11, pp. 3812-3815, Nov. 2008.
- [9] M. A. Khan, L. Dosiek, P. Pillay, “Design and Analysis of a PM Wind Generator with a Soft Magnetic Composite Core,” Int. Symp. Ind. Electron., pp. 2522-2527, Jul. 2006.
- [10] B. Jankowski, C. Jedryczka, D. Kapelski, W. Szwląg, B. Slusarek, R. M. Wojciechowski, “HIGH SPEED PERMANENT MAGNET MOTOR WITH POWDER MAGNETIC CORE,” IEEE Int. Symp. Power Electron. Elect. Drives, Automat. Motion, pp. 1230-1234, 2012.
- [11] T. Fukuda, M. Morimoto, “Load Characteristics of Induction Motor Made of Soft Magnetic Composite (SMC),” Int. Conf. Elect. Mach. Syst., pp. 53-56, 2008.
- [12] T. Kosaka, Y. Kano, N. Matsui, C. Pollock, “A Novel Multi-pole Permanent Magnet Synchronous Machine with SMC Bypass Core for Magnet Flux and SMC Field-pole Core with Toroidal Coil for Independent Field Strengthening/Weakening,” European Conf. Power Electron. Applicat., pp. 01-10, 2005.
- [13] Y. Huang, J. Zhu, Y. Guo, Z. Lin, and Q. Hu, “Design and Analysis of a High-Speed Claw Pole Motor With Soft Magnetic Composite Core,” IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 6, pp. 2492-2494, Jun. 2007.

- [14] A. Reinap and M. Alakula, "Impact of Soft Magnetic Material on Construction of Radial Flux Electrical Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 4, pp. 1613–1616, Apr. 2012.
- [15] J. W. Jung, B. H. Lee, D. J. Kim, J. P. Hong, J. Y. Kim, S. M. Jeon, Do. H. Song, "Mechanical Stress Reduction of Rotor Core of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 48, No. 2, pp. 911–914, 2012.
- [16] Ho-Kyoung Lim, Baik-Kee Song, Sung-II Kim, Jung-Pyo Hong, "A Study on The Relation Between Rotor Rib and Maximum Power of IPMSM in Flux Weakening Region", 2010 Int. Conf., on Electrical Machines and System(ICEMS), pp. 1222–1225, 2010.
- [17] S. H Lee, Y. S. Jeong, Y. J. Kim, S. Y. Jung, "Novel Analysis and Design Methodology of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Newly Adopted Synthetic Flux Linkage", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No 9, pp. 3806–3814, 2011.
- [18] F. Marignetti and V. D. Colli, "Thermal Analysis of an Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 7, pp. 2970–2975, Jul. 2009.
- [19] G. D. Donato, F. G. Capponi, and Federico Caricchi, "On the Use of Magnetic Wedges in Axial Flux Permanent Magnet Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 4831–4840, Nov. 2013.
- [20] T. Ishikawa, S. Sato, S. Takeguchi, and A. Matsuo, "Design of a DC Motor Made of Soft Magnetic Composite Core by the Experimental Design Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 3132–3135, Nov. 2012.

- [21] Y. Huang, J. Zhu, and Y. Guo, "Thermal Analysis of High-Speed SMC Motor Based on Thermal Network and 3-D FEA With Rotational Core Loss Included," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4680-4683, Oct. 2009.
- [22] G. Lei, Y. G. Guo, J. G. Zhu, T. S. Wang, X. M. Chen, and K. R. Shao, "System Level Six Sigma Robust Optimization of a Drive System With PM Transverse Flux Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 923-926, Feb. 2012.
- [23] 임채영, "자기 포화특성을 고려한 고속 운전용 매입형 영구자석 동기전동기의 설계", 동아대학교 대학원 석사학위논문, 2011.
- [24] 곽상엽, "차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계", 서울대학교 대학원 박사학위논문, 2008.
- [25] 양현명, "원심분리기용 100,000RPM급 고속 BLDC 전동기의 설계 및 특성해석", 한양대학교 대학원 석사학위논문, 2016.
- [26] 진창성, "견인용 BLDC 구동 전동기 설계 및 제어 성능 향상에 관한 연구", 한양대학교 대학원 박사학위논문, 2011.
- [27] J. R. Hendershot and T. J. E Miller, "DESIGN OF BRUSHLESS PERMANENT-MAGNET MACHINES," Motor Design Books LLC, 2010.
- [28] 김기찬, "EV/HEV용 매입형 영구자석 동기전동기의 최적 설계 및 제어 특성 연구", 한양대학교 대학원 박사학위논문, 2008.
- [29] 김원호, "EV 견인용 IPM 동기전동기의 NE-Map 기반 설계", 한양대학교 e 대학원 박사학위논문, 2011.

- [30] 배재남, “비장하 자동 선정을 통한 영구자석 동기전동기의 설계기법에 관한 연구,” 한양대학교 대학원 박사학위논문, 2010.
- [31] A. Chebak, P. Viarouge, and J. Cros, “Analytical Computation of the Full Load Magnetic Losses in the Soft Magnetic Composite Stator of High-Speed Slotless Permanent Magnet Machines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 952-955, Mar. 2009.
- [32] 김휘준, “고에너지효율 연자성 복합 분말 소재의 연구개발 동향,” 한국자기학회논문지, 제 21권, 2호, pp. 77-82, 2011.
- [33] 이봉한, “Fe-Si 연자성 분말코어에 관한 연구,” 청주대학교 대학원 석사학위논문, 2009.
- [34] C. Henaux, B. Nogarede, and D. Harribey, “A New Concept of Modular Permanent Magnet and Soft Magnetic Compound Motor Dedicated to Widespread Application,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 6, pp. 2035-2043, Jun. 2012.
- [35] Y. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson, and W. Wu, “Comparative Study of 3-D Flux Electrical Machines With Soft Magnetic Composite Cores,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1696-1703, Nov./Dec. 2003.
- [36] Y. Guo, J. G. Zhu, J. J. Zhong, and W. Wu, “Core Losses in Claw Pole Permanent Magnet Machines With Soft Magnetic Composite Stators,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3199-3201, Sep. 2003.
- [37] Y. Guo, J. G. Zhu, Z. W. Lin, and J. J. Zhong, “Measurement and Modeling of Core Losses of Soft Magnetic Composites Under 3-D Magnetic Excitations in Rotating Motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41,

- no. 10, pp. 3925-3927, Oct. 2005.
- [38] Y. Guo, J. G. Zhu, W. Wu, "Thermal Analysis of Soft Magnetic Composite Motors Using a Hybrid Model With Distributed Heat Sources," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 6, pp. 2124-2128, Jun. 2005.
- [39] Y. Guo, J. Zhu, H. Lu, Z. Lin, and Y. Li, "Core loss Calculation for Soft Magnetic Composite Electrical Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 3112-3115, Nov. 2012.
- [40] Y. Okamoto, K. Fujiwara, and R. Himeno, "Exact minimization of energy functional for NR method with line-search technique," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1288-1291, Mar. 2009.
- [41] 김정운, "무방향성 전기강판의 SST-Epstein-Ring 측정방법에 따른 철손 값의 비교분석," 한남대학교 대학원 석사학위논문, 2013.
- [42] 이건수, "아몰퍼스 코어를 적용한 축방향 자속형 전동기 설계 및 해석," 전남대학교 대학원 석사학위논문, 2012.
- [43] S. Jianwen, D. Nolan, M. Teissier, and D. Swanson, "A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1734-1740, Nov./Dec. 2003.
- [44] *Hoganas Handbook for Sintered Components*, Hoganas Co., 2015.