



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](#)

2020년 8월
박사학위 논문

고속구동용 마그네틱 기어의 효율
최적화 및 구조적 강건성 향상에
관한 연구

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

박 의 중

고속구동용 마그네틱 기어의 효율 최적화 및 구조적 강건성 향상에 관한 연구

A Study on Efficiency Optimization and Structural Robustness
Improvement of Magnetic Gear for High Speed

2020년 8월 28일

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

박 의 종

고속구동용 마그네틱 기어의 효율 최적화 및 구조적 강건성 향상에 관한 연구

지도교수 김 용 재

이 논문을 전기공학 박사학위신청 논문으로 제출함

2020년 05월

조선대학교 대학원

전 기 공 학 과

박 의 중

박의종의 박사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 김 재 홍 (인)
위 원 조선대학교 교수 고 필 주 (인)
위 원 조선대학교 교수 황 평 익 (인)
위 원 한국생산기술연구원 이 성 호 (인)
수석연구원
위 원 조선대학교 교수 김 용 재 (인)

2020년 07월

조선대학교 대학원

목 차

ABSTRACT	xii
I. 서 론	1
A. 연구배경 및 필요성	1
1. 내연기관의 과급기술	1
2. 기계식 과급기 및 전동식 과급기	2
가. 기계식 과급기	2
나. 전동식 과급기	3
3. 기계식 기어, 마그네틱 기어	5
B. 연구 내용 및 구성	7
II. 동축 마그네틱 기어	8
A. 마그네틱 기어의 연구현황	8
1. 초기 마그네틱 기어	8
2. 마그네틱 기어의 신개념 토폴로지	10

3. 국내외 연구현황	13
가. 동축 마그네틱 기어 연구현황	13
나. 동축 마그네틱 기어 기술의 중요성 및 활용	14
다. 국내 연구현황	15
B. 동축 마그네틱 기어의 구동원리 및 이론	16
1. 동축 마그네틱 기어의 공극	16
2. Pole-piece 유무에 따른 공극 자속밀도 및 고조파 분석	18
3. 고조파의 이동속도	22
C. 동축 마그네틱 기어의 전자계 손실	26
1. 히스테리시스 손실	26
2. 와전류 손실	27
3. 영구자석 와전류 손실 저감 방법	33
III. 동축 마그네틱 기어설계	35
A. 설계조건	36
1. 목표 사양 및 목적함수	36
2. 설계 파라미터 및 모델링 구성 전략	38

가. 공극 및 축 방향 길이 제한	40
나. 극수 조합 제한	41
다. 특성분석을 위한 파라미터 구성 전략	43
B. 2D-FEA 기반의 2차원 형상 특성분석	45
1. NdFeB 적용모델의 IY, PP에 따른 특성분석	45
가. 토크 특성	45
나. 토크 리플 특성	47
다. 철손 특성	49
(1) 전체 철손 및 내측 요크 철손	49
(2) 외측 요크 철손	51
(3) 폴피스 철손	51
라. 영구자석 와전류 손실 특성	54
(1) 전체 영구자석 와전류 손실	54
(2) 내측 및 외측 영구자석 와전류 손실	54
마. 효율 특성	57
바. 토크 밀도 특성	59
2. Nd-bonded 및 Ferrite의 IY, PP에 따른 특성분석	60
가. 효율 특성	62
나. 1차 모델 선정	62

3. NdFeB 적용모델의 IM, OM에 따른 특성분석	65
가. 토크 특성	65
나. 토크 리플 특성	65
다. 철손 특성	68
(1) 전체 철손 및 내측 요크 철손	68
(2) 외측 요크 철손	70
(3) 폴피스 철손	71
라. 영구자석 와전류 손실 특성	72
(1) 전체 영구자석 와전류 손실	72
(2) 내측 및 외측 영구자석 와전류 손실	73
마. 효율 및 토크 밀도 특성	75
4. Nd-bonded 및 Ferrite의 IM, OM에 따른 특성분석	77
가. 효율 특성	79
나. 2차 모델 선정	79
C. 폴피스 형상 특성분석	82
1. 폴피스 손실 및 구조 이슈	82
2. 폴피스 재질 및 성층에 따른 손실	83
3. 폴피스 비틀림 영향	85
4. 폴피스 브리지 구조 적용	89

5. 폴피스 서포터 적용	91
6. 비금속 폴피스 서포터 적용	98
D. Nd-bonded 영구자석 착자	101
1. Segment 착자	101
2. 원통형 착자	103
가. 외경면 착자	105
나. 내경면 착자	106
다. 착자 방법에 따른 비교	107
라. 최종모델	108
IV. 실험 및 고찰	109
A. 실험 장비 및 실험방법	109
1. Nd-bonded 동축 마그네틱 기어 시제품	109
2. 영구자석 표면 가우스 측정 장비	112
3. 성능평가 실험 장비	114
4. 성능평가 실험 방법	115
B. 동축 마그네틱 기어 성능평가	116

1. 최대토크시험	116
2. 구동특성시험	117
C. 기타손실 분석	119
1. 누설자속에 의한 와전류 손실	119
2. 기계 손실	125
가. 회전자의 풍손	125
나. 성능평가 장비의 손실	127
다. 베어링 손실	127
D. 기타손실 적용	133
V. 결론	134
참고문헌	136

표 목차

Table 2-1. Torque density of mechanical and Magnetic gear.....	11
Table 2-2. Rotation Speed of Inner Rotor Harmonics.....	25
Table 2-3. Rotation Speed of Inner Rotor with pole-piece Harmonics.....	25
Table 2-4. Rotation Speed of Outer Rotor Harmonics.....	26
Table 2-5. Rotation Speed of Outer Rotor with pole-piece Harmonics.....	26
Table 2-6. Magnetic Properties of Permanent Magnet.....	33
Table 3-1. Design Flow Chart.....	36
Table 3-2. Design Goal Specification.....	38
Table 3-3. Material Information of Analysis Model.....	38
Table 3-4. Pole Combination of 8:1 Gear Ratio.....	43
Table 3-5. Parameter Range.....	44
Table 3-6. Characteristics according to Magnet Material.....	62
Table 3-7. First Efficiency Characteristics according to Magnet Material..	66
Table 3-8. Characteristics according to Magnet Material.....	79
Table 3-9. Second Efficiency Characteristics according to Magnet Material.....	83
Table 3-10. Material Information of Pole-piece core.....	85
Table 3-11. Characteristics of Coaxial Magnetic Gear according to Magnetization Method.....	109

Table 3-12. Final Model Data of Nd-bonded.....	110
Table 3-13. Final Model Characteristics.....	110
Table 4-1. Result of Maximum Torque Test.....	118
Table 4-2. Rotor Windage.....	128
Table 4-3. Bearing Revolution Speed.....	129
Table 4-4. Bearing Loss according to Equation.....	130

그림 목차

Fig. 1-1. Fuel Consumption according to Engine Capacity	2
Fig. 1-2. Turbocharger and Supercharger	3
Fig. 1-3. Electric Supercharger	5
Fig. 1-4. Gear Failure	7
Fig. 2-1. Magnetic Gear adopting the Shape of Mechanical Gear	10
Fig. 2-2. Initial Magnetic Gear with Third Area	12
Fig. 2-3. Coaxial Magnetic Gear	13
Fig. 2-4. Magnetic Gear Research Trend	14
Fig. 2-5. Devices using Magnetic Gearing Effect	16
Fig. 2-6. Magnetic Flux Density Measurement Section of CMG	18
Fig. 2-7. R-axis Air Gap Flux Density With or Without Pole-piece	20
Fig. 2-8. Fourier Transform of Inner Rotor Air Gap Flux Density	21
Fig. 2-9. Fourier Transform of Outer Rotor Air Gap Flux Density	22
Fig. 2-10. Hysteresis Loop, JMAG-Desinger	27
Fig. 2-11. Flux Direction of Coaxial Magnetic Gear	29
Fig. 2-12. Flux Density and Flux Line of Coaxial Magnetic Gear	30
Fig. 2-13. Flux Density and Flux Line with Inner Magnets	31
Fig. 2-14. Flux Density and Flux Line with Outer Magnets	32
Fig. 2-15. Magnetic Properties of N38SH, Jmag	33

Fig. 3-1. Design Parameter of Coaxial Magnetic Gear.....	40
Fig. 3-2. Z-axis Length according to Pole Combination.....	43
Fig. 3-3. Parameter Combination of First Analysis.....	45
Fig. 3-4. Parameter Combination of Second Analysis.....	46
Fig. 3-5. Torque Characteristics of Inner and Outer Rotor.....	48
Fig. 3-6. Torque Ripple Characteristics of Inner and Outer Rotor.....	50
Fig. 3-7. Total and Inner Yoke Iron Loss Characteristics.....	52
Fig. 3-8. Outer Yoke Iron Loss Characteristics.....	54
Fig. 3-9. Pole-piece Iron Loss Characteristics.....	55
Fig. 3-10. Magnet Eddy Current Loss Characteristics.....	57
Fig. 3-11. Inner and Outer Magnet Eddy Current Loss Characteristics.....	58
Fig. 3-12. Efficiency Characteristics.....	60
Fig. 3-13. Torque Density Characteristics.....	61
Fig. 3-14. Efficiency Characteristics.....	65
Fig. 3-15. Torque Characteristics of Inner and Outer Rotor.....	68
Fig. 3-16. Torque Ripple Characteristics of Inner and Outer Rotor.....	69
Fig. 3-17. Total and Inner Yoke Iron Loss Characteristics.....	71
Fig. 3-18. Outer Yoke Iron Loss Characteristics.....	72
Fig. 3-19. Pole-piece Iron Loss Characteristics.....	73
Fig. 3-20. Magnet Eddy Current Loss Characteristics.....	74
Fig. 3-21. Inner and Outer Magnet Eddy Current Loss Characteristics.....	76
Fig. 3-22. Efficiency Characteristics.....	78

Fig. 3-23. Torque Density Characteristics	78
Fig. 3-24. Efficiency Characteristics	82
Fig. 3-26. Pole-piece Shape	87
Fig. 3-40. Magnet Data of FEA	104
Fig. 3-42. Outside Magnetization and Flux Line	107
Fig. 3-43. Inside Magnetization and Flux Line	108
Fig. 4-1. Nd-bonded Model Prototype	112
Fig. 4-2. Surface Gauss Measuring	114
Fig. 4-3. Surface Gauss of Rotor Magnets	115
Fig. 4-4. Coaxial Magnetic Gear Experiment Set	116
Fig. 4-5. Maximum Torque Test of Nd-bonded Model	118
Fig. 4-6. Test Result of Nd-bonded Model	120
Fig. 4-11. Initial Loss of Test Equipment	128
Fig. 4-12. Bearing Information	130
Fig. 4-13. Configuration of Bearing Loss Measurement Equipment	132
Fig. 4-14. Bearing Loss	133
Fig. 4-15. Rate of Bearing Loss	134
Fig. 4-16. Loss Comparison	135

ABSTRACT

A Study on Efficiency Optimization and Structural Robustness Improvement of Magnetic Gear for High Speed

Eui-Jong Park

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

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

Mechanical gears, which are widely used as power converters, transmit power through the meshing of gear teeth. Tooth meshing inevitably causes noise, vibration, and wear, and the use of lubricant to improve it requires frequent maintenance. In order to improve the shortcomings of mechanical gears, a non-contact magnetic gear has been proposed that transmits power by magnetic force. Magnetic gear has attracted attention as a substitute for mechanical gears as it exhibits low noise, low vibration, and low maintenance, and features that do not break gears when overloaded. Research has been conducted to utilize this advantage of magnetic gears and apply them to super-high-speed supercharging systems in automobiles. However, the magnetic gear has a problem in that the eddy current loss increases rapidly due to the configuration and driving characteristics. In particular, it is required to reduce the permanent magnet eddy current loss. In addition, the current magnetic gear is in the early stages of research, and since the structure has not been formalized, it is necessary to improve the structural stability of the magnetic gear according to the high-speed rotation.

In this paper, efficiency optimization and structural robustness improvement for high-speed driving of magnetic gears is shown. First, main design parameters are selected and characteristic analysis including loss and efficiency according to the parameters is performed. In addition, to prevent scattering of permanent magnets at high speed rotation and to analyze the effects of

permanent magnet eddy current loss, NdFeB, Nd-bonded, and Ferrite permanent magnets are applied and analyzed respectively to derive the optimal model. Before producing the prototype of the derived model, the robustness improvement of the most fragile pole-piece structure among the magnetic gear structures is studied. A pole-piece supporter referring to the reinforced concrete structure was proposed, and a non-conductive supporter was applied to reduce additional electromagnetic losses. Since Nd-bonded permanent magnet has a cylindrical structure, it can prevent permanent magnet scattering, but a separate magnetizer must be constructed. Accordingly, the characteristics of the magnetization method were analyzed, and a magnetization method suitable for improving the efficiency of the magnetic gear was finally applied.

A prototype that synthesizes the analyzed contents have been produced and experimental equipment to perform the performance evaluation of the magnetic gear is constructed. However, since the designed efficiency and the measured efficiency did not match, it represents a process for identifying other losses including mechanical loss. As a result of listing and comparing the components constituting the loss of the magnetic gear, it was confirmed that the final designed efficiency and the measured efficiency matched within 1%.

This paper presents the process from the design of high-speed magnetic gear to the production and evaluation. The characteristic change according to the main design parameters of the magnetic gear can be confirmed, and the difference in loss and efficiency according to the permanent magnet material can be confirmed. In addition, a new structure of the pole-piece was shown and the characteristics of magnetization of the Nd-bonded permanent magnet can also be confirmed. The experimental method of magnetic gear and the measurement process for other loss due to leakage flux and mechanical loss can be used as a guideline for manufacturing and evaluating magnetic gear.

서 론

A. 연구배경 및 필요성

1. 내연기관의 과급기술

최근 배기가스 및 연비규제 강화에 따라 자동차 에너지 효율 향상이 부각 되고 있으며, 엔진의 고효율화 및 고성능화가 필수적임에 따라 내연기관, 변속기, 그리고 공조기관의 효율 향상이 요구되고 있다. 이 중 엔진은 개폐기 조절 및 피스톤 운동에 따른 펌핑 손실이 있어 엔진의 효율 개선을 위해 배기량을 낮추는 방법이 사용된다. 그림 1-1의 엔진의 용량에 따른 연료 소비량에서 알 수 있듯이, 적색 표식의 Alfa Romeo사 2.4L 엔진은 100km 주행에 6.7L의 연료를 소비했으나 1.9L 엔진 사용 시에는 5.8L 소비로 13% 연료 절감효과를 나타내었다. 하지만 이러한 효율 증대 방식은 출력이 낮아 소형 차량에만 유용하다. 고효율 및 고출력을 모두 만족하기 위해, 제한된 공간에 고밀도의 연료를 분사하는 방법이 제안되었으나 기존의 일반흡기(자연 흡기)엔진은 대기압을 이용해 공기를 공급하기 때문에 고밀도의 연료를 분사하더라도 혼합기(Fuel-air mixture)의 최적 비율을 유지할 수 없다. 이에 압축된 공기를 분사시키는 기술인 과급기술이 제안 되었으며, 낮은 배기량의 높은 효율과 함께 설계된 엔진의 배기량보다 높은 출력을 가능케 하였다.

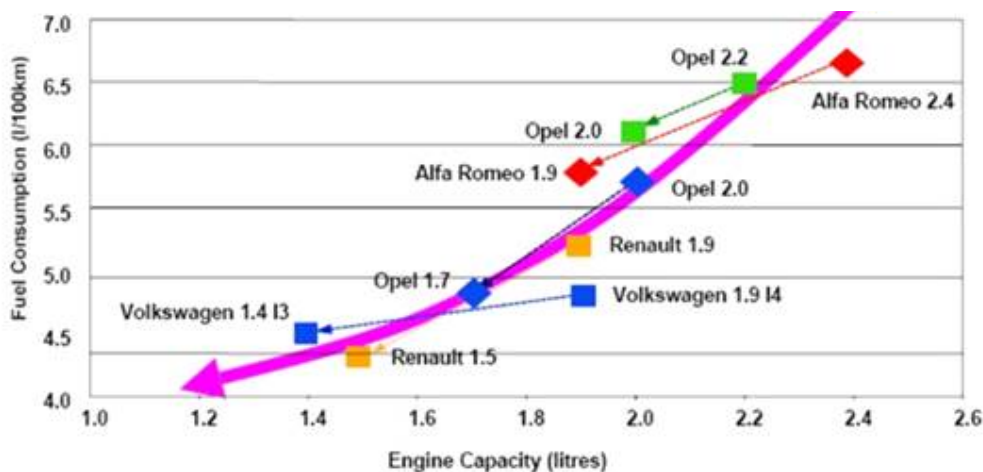


그림1-1. 엔진 용량에 따른 연료 소비량[1]

Fig. 1-1. Fuel Consumption according to Engine Capacity

2. 기계식 과급기 및 전동식 과급기

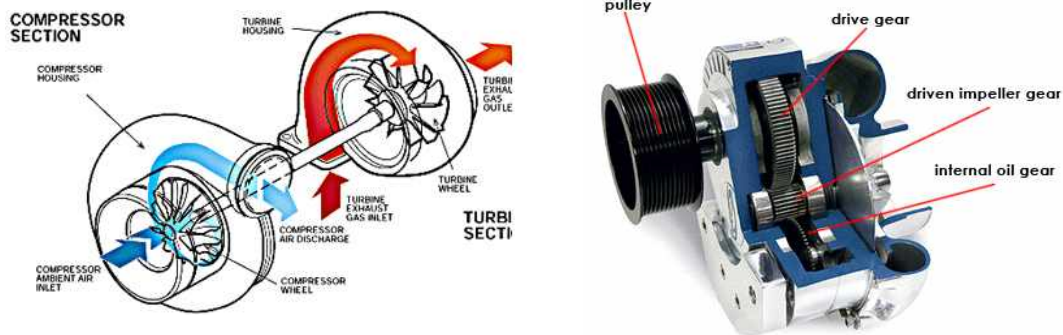
가. 기계식 과급기

과급기는 자연 흡기 엔진보다 더 많은 공기를 흡입하고 연료 분사량도 높여, 실제로 설계된 배기량보다 높은 출력을 내도록 하는 장치이다. 과급하는 장치의 구동 방식에 따라 그림 1-2와 같이 터보차저(Turbocharger)와 슈퍼차저(Supercharger)로 나눌 수 있다.

터보차저는 엔진에서 배출되는 배기가스의 배출 압력을 동력으로 하여 압축기(Compressor)를 구동한다. 엔진에서 버려지는 에너지를 사용하기 때문에 매우 효율적인 방법이다. 하지만 엔진의 부하가 적고 회전수가 충분하지 못하면 발생하는 배기가스가 적기 때문에 저속에서는 적합하지 않고, 충분한 과급압을 만들기까지 시간이 소요됨에 따른 과급 지연 현상(Turbo Lag)이 있다. 또한, 고온의 배기가스를 사용함에 따라 열에 의한 내구성 감소의 문제가 있다.

반면, 슈퍼차저는 엔진 크랭크 샤프트에 직접 연결되어 압축기를 구동한다. 엔진의 속도변화가 즉각적으로 과급기로 전달됨에 따라 과급 지연을 해소할 수 있으나 터보차저 대비 복잡한 구조 및 크기와 무게가 높은 단점이 있다. 또한, 높은 엔진 회전수에서는 과급기의 필요성이 감소하기 때문에 해당 구동 영역에서는 오히려 불필요한 부하로 작용하는 문제가 있다.

이러한 기계식 과급기의 개입 시기 조절의 어려움 및 낮은 응답성 문제로, 최근에는 전동기를 이용하여 원하는 시기에 적합한 과급압을 생성할 수 있는 전동식 과급기의 적용이 추진되고 있다.



(a) 터보차저(Turbocharger)

(b) 슈퍼차저(Supercharger)

그림1-2. 기계식 과급기의 종류[2]

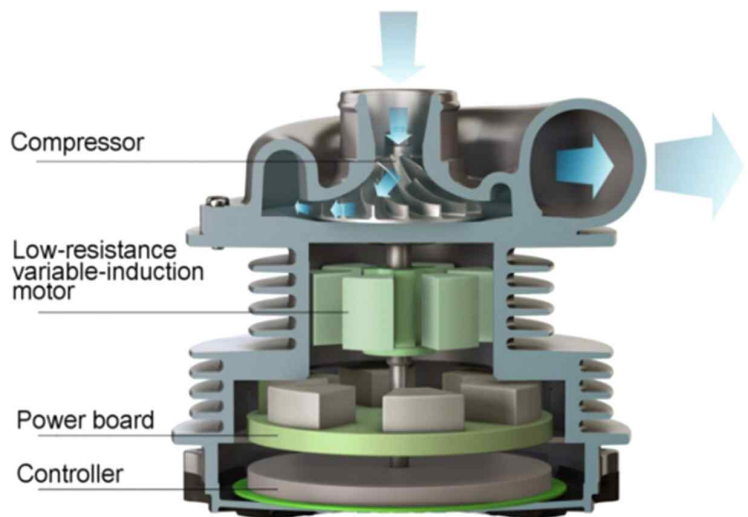
Fig. 1-2. Turbocharger and Supercharger

나. 전동식 과급기

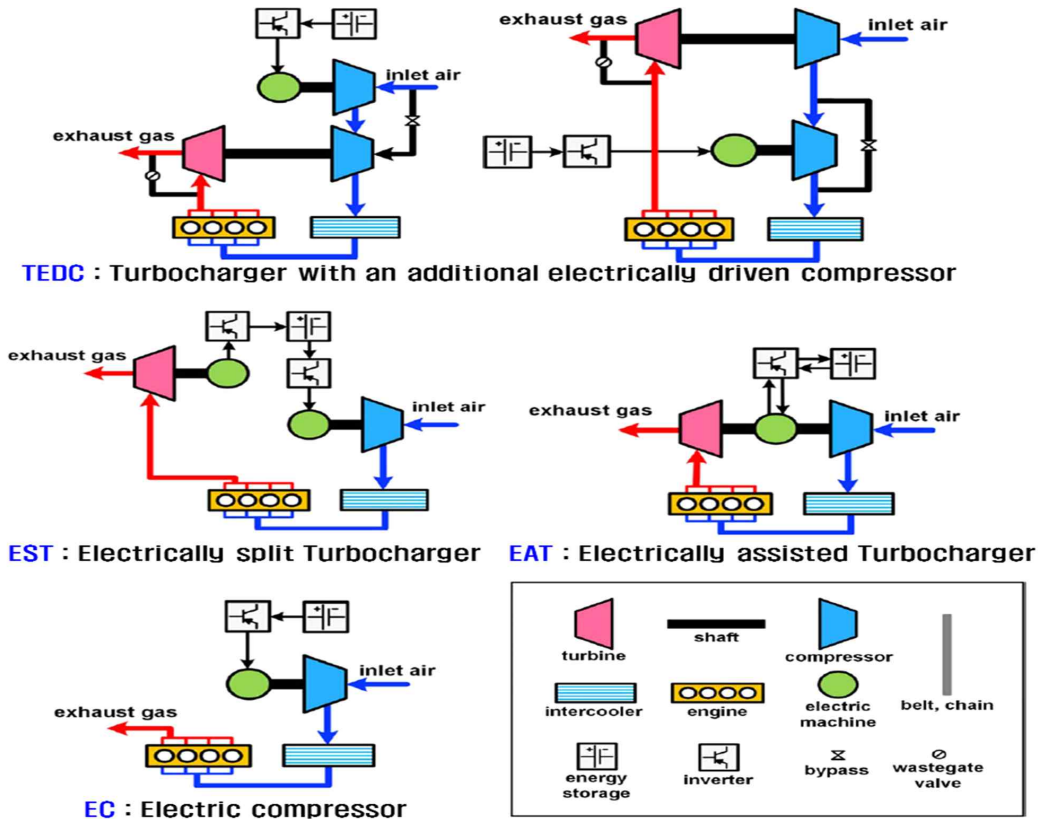
전동기는 전원을 인가하면 곧바로 출력을 나타내는 빠른 응답성을 갖는다. 또한, 원활한 제어 성능으로 인해 원하는 시기에 구동하거나 정지할 수 있는 장점이 있다. 따라서 기계식 과급기의 과급 지연 현상이 나타나지 않으며, 상황에 따른 전원공급을 달리하여 유연한 대처가 가능하므로 불필요한 손실을 최소화할 수 있다.

그림 1-3은 전동식 과급기의 네 가지 방식을 나타낸다. 먼저 터보차저와 병행하는 3가지 방식 중 TEDC(Turbocharger with an additional electrically driven compressor)는 터보차저를 주 과급 장치로 사용하고 과급 지연 현상에서 전동식 과급기를 보조로 사용한다. EST(Electrically split Turbocharger)는 전동식 과급기를 주 과급 장치로 사용하면서 터보차저는 배터리 충전을 위한 동력원으로 사용한다. EAT(Electrically assisted Turbocharger)는 EST와 유사하나 하나의 전기기기를 사용하여 저속에서는 전동식 과급기의 역할을 수행하고, 고속에서는 터보차저와 연계하여 배터리를 충전하는 시스템이다. 마지막으로, 전동식 과급기만을 사용하는 EC(Electric compressor)가 있다[3].

현재 전동식 과급기는 높은 과급압 생성의 용이성, 구동 드라이브의 단순화[4], 전동기 사이즈 저감[5] 등의 이유로 100,000rpm급의 초고속 회전속도로 설계되고 있다[6-9]. 하지만 초고주파 입력 전원에 의한 전자계 손실증가, 제어 회로의 스위칭 손실증가, 방열판 사이즈 증가, 추가적인 냉각시스템 필요, 고속 스위칭에 따른 토크리플 상승 등의 문제로 인해 전동기의 회전속도를 낮추고 기계식 기어를 적용하는 방법이 고려되었다. 해당 방법은 유용한 솔루션으로 볼 수도 있으나 기계식 기어가 갖는 다양한 문제로 인해 과급기로 적용된 관련 사례는 보고되지 않았다. 다음 절에서는 기계식 기어의 문제 중 직접 접촉을 통해 동력을 전달함에 따른 문제를 나타냈으며, 이를 대체할 비접촉 마그네틱 기어에 대해 나타낸다.



(a) 전동식 과급기의 개념도[2]



(b) 전동식 과급기의 종류[3]

그림1-3. 전동식 과급기
Fig. 1-3. Electric Supercharger

3. 기계식 기어, 마그네틱 기어

기계식 기어는 두 개의 축으로 이루어진 평 기어(Spur Gear)를 기본으로, 내접기어(Internal Gear), 베벨기어(Bevel Gear), 웜기어(Worm Gear), 래크&피니언 기어(Rack & Pinion Gear) 등 다양한 종류를 갖지만, 이들 모두는 톱니의 접촉을 통해 힘을 전달한다. 기계식 기어에서 접촉면에 대한 마찰은 불가피한 현상으로 톱니의 마모를 비롯하여 스폐링(Spalling), 피팅(Pitting), 스커핑(Scuffing)과 같은 응력에 의한 접촉면 손상의 원인이 된다[10]. 그림 1-4는 대표적인 기어의 손상을 나타낸다. 기계식 기어는 마찰을 최소화하기 위해 윤활유를 사용하거나 톱니 하나에 하나의 톱니만 맞물리도록 설계되는 것이 일반적이다. 하지만 윤활유의 경년변화 및 기어의 분진에 따라 윤활유를 자주 교체해야 하며, 하나의 톱니만 맞물릴 경우 인접한 톱니와의 간격은 넓게 되어 역회전 시 회전의 공백이 나타나는 백래시(Backlash)의 문제가 있다. 이외에도 기계식 기어에 과부하가 인가될 경우 기어에 균열이 발생하거나 파손되는 등의 문제는 잘 알려진 내용이다. 위와 같은 기계식 기어의 문제들은 톱니들의 직접적인 접촉에 의한 동력전달에 기인한다. 만약 직접적인 접촉이 없이 동력을 전달하는 장치가 등장할 경우 기계식 기어의 문제를 명확하게 해결할 것은 자명한 사실이다. 이에 따라 원거리에서 힘을 전달할 수 있는 영구자석을 사용한 기어장치인 마그네틱 기어(Magnetic Gear)가 제안되었다. 기계식 기어와 비교하여 마그네틱 기어는 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 비접촉 동력전달에 의한 소음 및 진동 감소
- 윤활유가 불필요하여 유지보수 감소 및 높은 신뢰성
- 기어의 최대토크 활용 가능
- 과부하에서 기어 보호 (기어의 파손 방지)
- 입력 회전자와 출력 회전자의 분리(차폐) 가능 (이물질 차단)

기계식 기어와 차별되는 장점의 마그네틱 기어는 100년 전에 그 원리가 소개되고 다양한 특허 및 연구들이 발표되었으며, 저소음 수중 추진체나 고신뢰성의 항공 우주 분야, 급격한 부하의 변동이 나타나는 풍력발전, 이물질 차단이 필요한 펌프 분야 등에 적합한 기어장치로 평가된다. 하지만 초기의 마그네틱 기어는 기계식 기어보다 1/10 수준의 낮은 토크 밀도로 인해 주목받지 못하였다. 마그

네틱 기어가 다시 주목받기 시작한 시기는 비교적 최근인 2001년 Atallah의 동축 마그네틱 기어(Coaxial Magnetic Gera)가 발표된 이후이다. Atallah의 동축 마그네틱 기어는 기계식 기어와 견줄 수 있는 높은 토크 밀도를 달성함으로써 기계식 기어의 대체 가능성을 보였다. 이후 기계식 기어가 사용된 분야에 동축 마그네틱 기어를 적용하기 위한 연구들이 수행되었으며 그 중 전동식 과급기에 기계식 기어가 아닌 동축 마그네틱 기어의 적용도 검토되었다. 동축 마그네틱 기어를 전동식 과급기에 적용하기 위해 해결해야 할 과제 중 본 논문에서는 동축 마그네틱 기어의 손실성분에 주목하였으며 이를 개선하고 검증하는 과정을 나타낸다. 또한, 구조적 강건성을 개선할 수 있는 폴피스 형상도 제안한다.

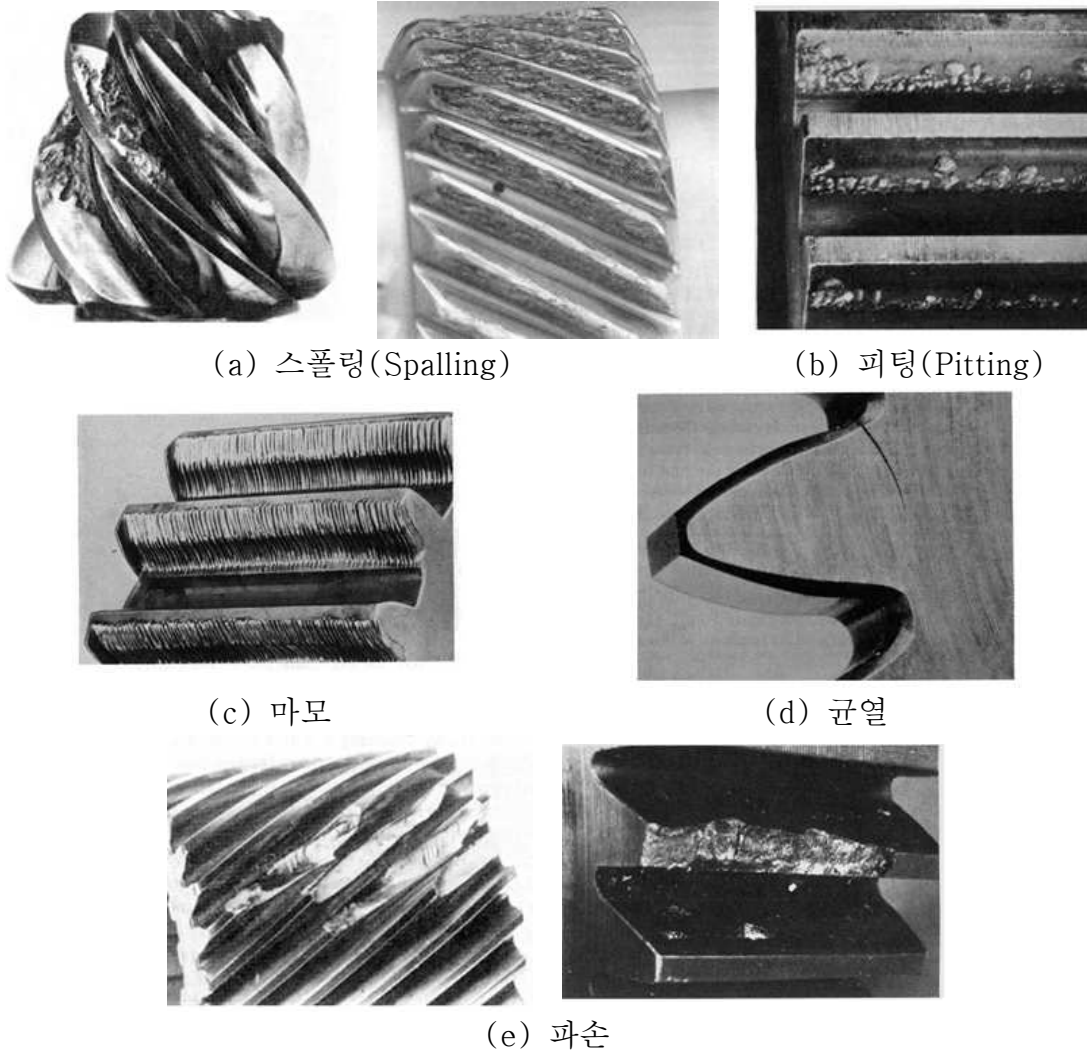


그림1-4. 기어의 고장[10]

Fig. 1-4. Gear Failure

B. 연구 내용 및 구성

본 논문에서는 마그네틱 기어를 전동식 과급기의 동력을 변환하는 기어장치로 적용하기 위해 초고속 구동을 위한 마그네틱 기어의 효율 최적화 및 구조 설계부터 성능평가에 이르기까지의 과정을 나타낸다. 본 논문은 총 5장으로 구성되어 있으며 각 장의 연구 내용은 다음과 같다.

제1장은 내연기관의 효율 향상을 위한 기계식 과급 시스템과 기계식 기어의 문제점을 나타내고 전동식 과급기와 마그네틱 기어를 제시하여 본 논문의 연구 개요를 나타낸다.

제2장에서는 마그네틱 기어에 대한 연구현황을 나타낸다. 초창기 기계식 기어의 형상을 채용한 마그네틱 기어와 최근 활발히 연구되고 있는 동축 마그네틱 기어를 토크 밀도 측면에서 비교하였고 동축 마그네틱 기어의 이론 및 구동원리를 설명한다. 또한, 동축 마그네틱 기어의 전자계 손실 중 영구자석 와전류 손실의 영향과 저감 필요성을 나타낸다.

제3장에서는 2차원 수치해석 기반의 유한요소법을 사용하여 마그네틱 기어의 주요 설계 파라미터에 따른 특성분석, 전자계 손실 저감 및 효율 최적 설계를 수행한다. 효율과 회전자 영구자석의 비산을 고려하여 최종 도출된 모델에 대해서는 고속구동의 안정성을 위해 개선된 폴피스 및 폴피스 서포터 구조를 제안하였고 형상분석을 통해 가장 높은 효율을 나타낼 수 있는 구조를 선정한다. 또한, 실제 사용하는 영구자석 착자방식을 검토하고 효율에 최적화된 방법을 적용한다.

제4장에서는 설계된 모델에 대해 시작품을 제작하고 동축 마그네틱 기어의 성능을 평가할 수 있는 시험장비를 구성하여 완성품에 대한 표면 가우스, 최대토크, 그리고 손실 및 효율을 측정하였으며 시뮬레이션 값과 비교한다. 또한, 검증의 정확도 향상을 위해 3차원 형상에 대한 누설자속의 영향과 동축 마그네틱 기어 운용 시 발생하는 기계 손실을 측정하여 기계 손실이 미치는 영향을 반영하고 비교한다.

제5장에서는 본 논문의 결론을 서술한다.

II. 동축 마그네틱 기어

A. 마그네틱 기어의 연구현황

1. 초기 마그네틱 기어

마그네틱 기어와 관련된 가장 오래된 문서는 1901년의 미국 특허를 시작으로 보고 있다. 그림 2-1은 기계식 기어의 기본형인 평 기어의 형상을 채용한 마그네틱 기어를 나타낸다. 이 중 그림 2-1(a)는 철 재질로 구성된 큰 직경의 톱니바퀴와 전자석으로 구성된 작은 직경의 톱니바퀴로 구성된다. 각 톱니바퀴의 톱니가 자력의 힘으로 나란히 정렬함을 통해 동력을 전달하는 방식으로 기계식 기어와는 다른 비접촉 동력전달이 최초로 적용되었다[11].

그림 2-1(b)는 영구자석을 도입한 마그네틱 기어이며 각 톱니가 맞물리도록 설계되었으나 직접적인 접촉을 나타내진 않는다. 하지만 과부하가 인가될 경우 기계식 기어와 동일하게 톱니 파손의 우려가 있는 구조이다[12].

그림 2-1(c)는 입력 및 출력 회전자 모두 영구자석을 사용한 최초의 마그네틱 기어로 보고 있다. 영구자석의 N극과 S극의 흡인력 또는 반발력을 이용해 동력전달을 하며 인접한 톱니와도 정렬될 수 있는 구조이다[13].

그림 2-1(d)는 기계식 기어와 결합한 형태의 마그네틱 기어를 나타낸다. 양 톱니의 사이에 차단막이 있더라도 동력을 전달할 수 있는 마그네틱 기어의 차폐 특성을 나타낸다[14].

이외에도 그림 2-1(e), (f)와 같이 기계식 기어의 웜기어 및 베벨기어의 형상을 채용한 마그네틱 기어도 보고되었다[15-16]. 하지만 표 2-1에 나타낸 마그네틱 기어와 기계식 기어의 토크 밀도 비교 값에서 알 수 있듯이 초기의 마그네틱 기어들의 토크 밀도(Nm/m^3)는 기계식 기어 대비 현저히 낮은 수준이며 가장 높은 토크 밀도를 나타내는 마그네틱 기어조차 기계식의 1/10수준이다[17]. 이에 따라 초기의 마그네틱 기어는 활발한 연구 활동은 이루어지지 않고 개념적인 접근이 주를 이루었다.

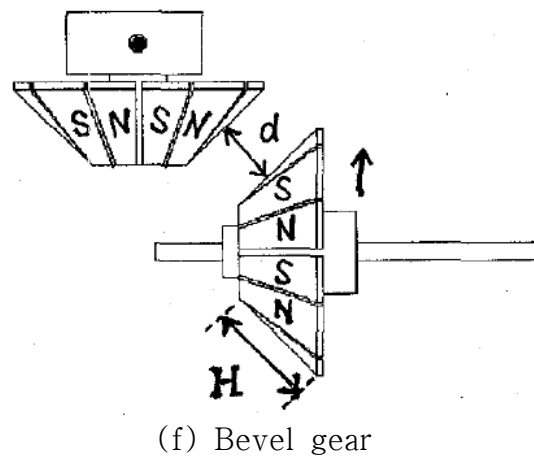
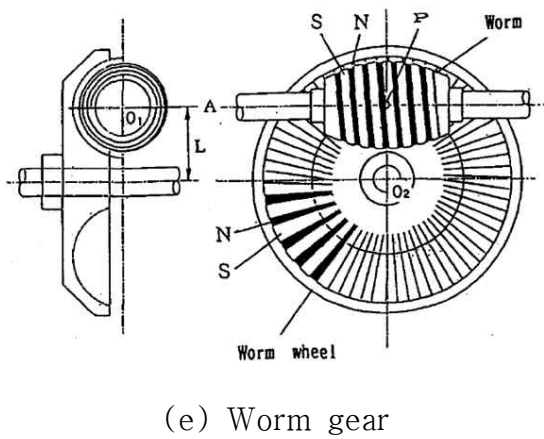
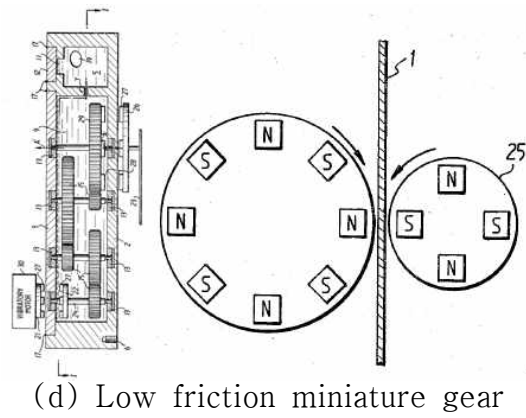
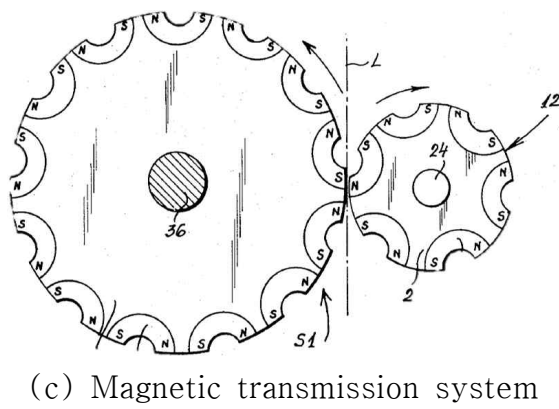
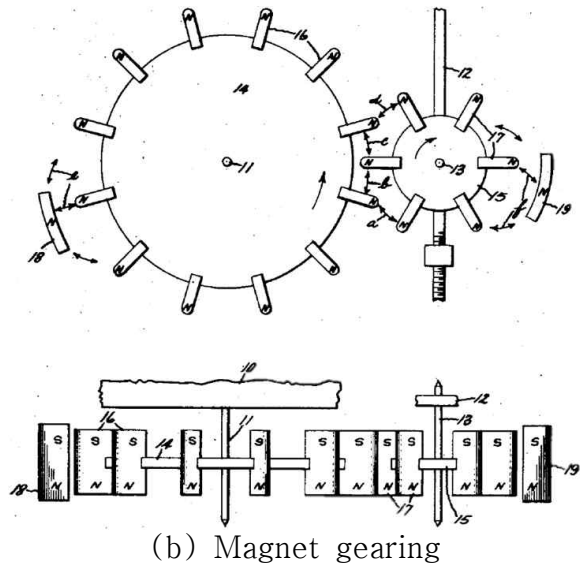
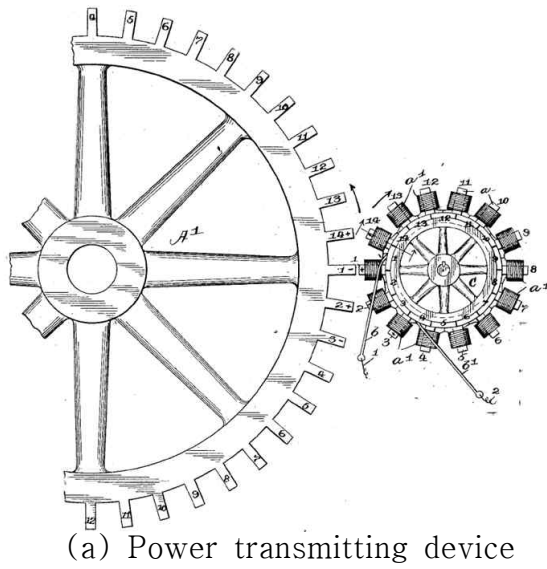


그림 2-1. 기계식 기어의 형상을 채용한 마그네틱 기어[11-16]
Fig. 2-1. Magnetic Gear adopting the Shape of Mechanical Gear

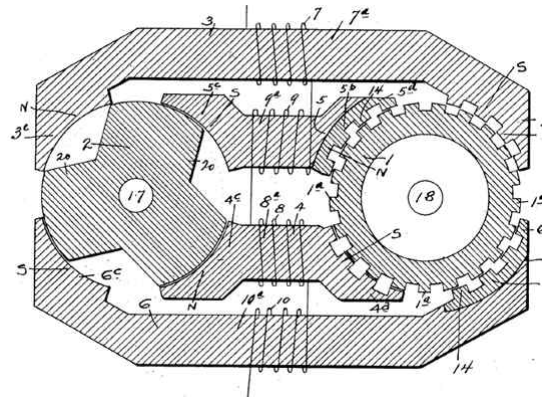
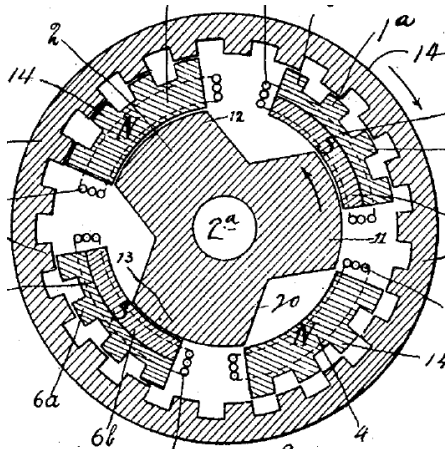
표 2-1. 기계식 기어와 마그네틱 기어의 토크 밀도

Table 2-1. Torque density of mechanical and Magnetic gear

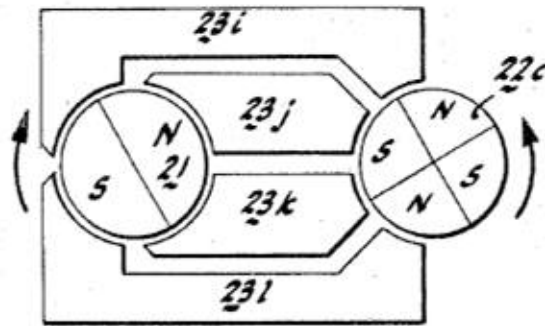
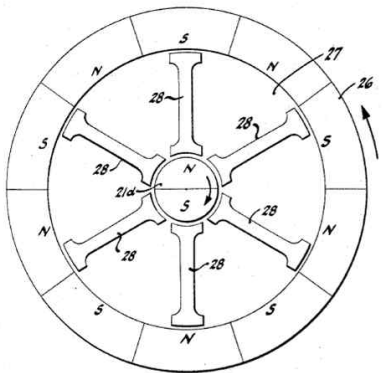
		Torque density (kNm/m ³)
Mechanical spur gear[17]		100-200
Magnetic gear	Spur gear	10-20
	Worm gear	1-2
	Bevel gear	5-10

2. 마그네틱 기어의 신개념 토폴로지

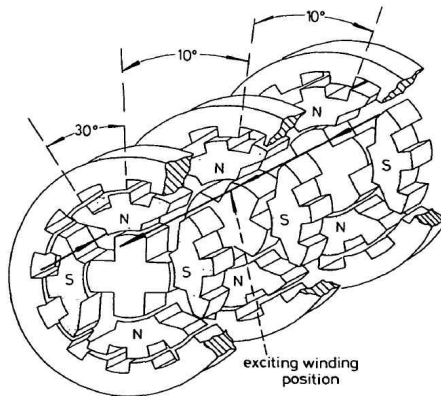
마그네틱 기어의 연구는 토크 밀도 문제로 인해 1900년대 후반까지 매우 드물게 이루어졌으며, 대부분은 기계식 기어와 유사한 형상에 관한 연구였다. 하지만 그중에서 유심히 볼만한 특허자료가 있다. 먼저 앞서 선보인 그림 2-1의 마그네틱 기어들은 두 개의 회전자를 갖는다. 편의상 한쪽 회전자를 제1영역, 다른 한쪽 회전자를 제2영역이라고 명한다. 그림 2-2(a)는 1916년에 제안된 마그네틱 기어로, 앞서 소개한 마그네틱 기어들과는 다른 형상을 갖는다[18]. 그림 2-2(a)에서 회전 방향이 표기된 영역인 안쪽 회전자와 바깥쪽 회전자를 각각 제1, 제2영역이라 하면, 두 영역 사이에 있는 4개의 구조물을 한 묶음으로 하여 제3영역이라고 할 수 있다. 즉, 그림 2-2(a)는 새로운 제3영역의 존재가 더해진 마그네틱 기어를 나타낸다. 그림 2-2(a)의 제3영역은 영구자석 또는 코일을 사용한 전자석이고 나머지 제1, 제2영역은 전기강판으로 구성되어 있다. 이후 1968년에는 그림 2-2(c)와 같이 제1, 제2영역을 영구자석으로 구성하고 제3영역을 전기강판으로 구성한 모델이 공개됐다. 그림 2-2(b), (d)는 각각 그림 2-2(a), (c)의 변형된 타입을 나타낸다[19]. 1980년에는 그림 2-2(a)와 동일한 형상의 마그네틱 기어가 논문으로 발표되었으며 토크 밀도는 5kNm/m³를 나타내었다[20]. 이처럼 기계식 기어의 형상을 벗어나 제3영역을 가지는 마그네틱 기어의 새로운 유형들도 공개되었으나 토크 밀도는 여전히 기계식 기어와의 비교우위에서 아래에 있었다.



(a) Neuland's Magnetic Gear Type_A (b) Neuland's Magnetic Gear Type_B



(c) Martin's Magnetic Gear Type_A (d) Martin's Magnetic Gear Type_B



(e) Hesmondhalgh's Magnetic Gear

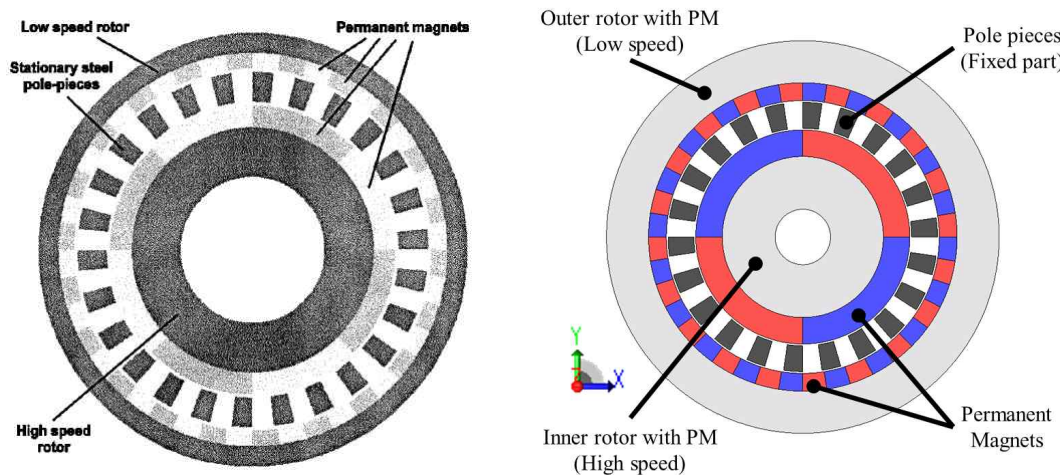
그림 2-2. 제3영역을 갖는 초기 마그네틱 기어[18-20]

Fig. 2-2. Initial Magnetic Gear with Third Area

그러나 이후 2001년 영국 Sheffield 대학의 Atallah등은 그림 2-2(c)와 유사한 구조를 갖는 마그네틱 기어를 공개했으며 토크 밀도가 50~150kNm/m³를 나타낸다고 발표하였다[21]. 그림 2-3(a)는 Atallah가 제시한 마그네틱 기어인 동축 마그네틱 기어(CMG: Coaxial Magnetic Gear)를 나타내며 그림 2-3(b)는 이를 보정하여 다시 나타낸 것이다. Atallah의 마그네틱 기어 또한 제3영역을 가지고 있으며 이를 폴피스(Pole-piece)로 표기했다. 동축 마그네틱 기어가 기존의 마그네틱 기어 대비 갖는 차별성은 자기회로의 활용성 증대에 있다. 다시 말해 그림 2-1의 마그네틱 기어에서는 동력을 전달하는 접점이 한 곳밖에 없어 낮은 자기회로 활용도를 보이거나 그림 2-2, 2-3은 모든 영구자석이 동시에 동력 전달에 기여하여 높은 자기회로 활용도를 보인다. 또한, 해당 논문에서는 고성능 영구자석인 희토류 계열의 NdFeB 영구자석을 사용함으로써 다단 기계식 헬리컬 기어박스과 견줄 수 있을 정도의 토크 밀도를 나타냈다고 설명한다[21].

Atallah의 동축 마그네틱 기어는 토크 밀도를 비약적으로 상승시킴으로써 낮은 상업성으로 인해 외면받았던 마그네틱 기어 분야를 활성화시켰다. 2001년 이후로 마그네틱 기어는 활발히 연구되었으며, 거의 모든 마그네틱 기어 관련 연구에서 Atallah의 동축 마그네틱 기어가 기반으로 사용되었다.

한편, 높은 자기회로 활용도에 착안하여 최근 유성기어 및 다중 회전자 내측 스퍼기어연구들에서 접점을 늘린 마그네틱 기어들도 제안됐으며 100kNm/m³ 이상의 높은 토크 밀도를 나타내었다[22-23].



(a) Atallah의 동축 마그네틱 기어[21] (b) 보정된 동축 마그네틱 기어

그림 2-3. 동축 마그네틱 기어
Fig. 2-3. Coaxial Magnetic Gear

3. 국내외 연구현황

가. 동축 마그네틱 기어 연구현황

높은 토크 밀도의 동축 마그네틱 기어 등장으로 인한 관련 연구 활성화는 마그네틱 기어에 관련된 발표논문 수에서도 확인할 수 있다. 2001년부터 2019년까지 IEEE에서 마그네틱 기어와 관련하여 발표되거나 게재된 700여 건의 논문을 분석했으며 그림 2-4에 흑색 선으로 나타낸다. 2000년대 초반에는 기술 도입기 임에도 불구하고 매년 꾸준한 연구가 이루어졌으며 2010년부터는 크게 활성화됐음을 알 수 있다. 대부분 논문에서 Atallah의 동축 마그네틱 기어를 응용하여 높은 토크 밀도의 마그네틱 기어를 나타냄을 주요 주제로 발표하였다 [24-26]. 또한, Gouda 등이 발표한 논문에서는 기계식 기어와 동축 마그네틱 기어를 직접적으로 비교하였으며, 토크 밀도 측면에서 동축 마그네틱 기어가 기계식 기어를 충분히 대체 가능하다는 결론을 나타내었다[27]. 이러한 마그네틱 기어의 높은 토크 밀도에 대한 신뢰성은 동축 마그네틱 기어의 핵심 기술인 마그네틱 기어링 효과(Magnetic Gearing Effect)를 응용한 다양한 연구 착수를 촉진하였고, 미래형 신개념 전동기 연구의 기반기술이 되어 활발한 연구가 진행 중이다.

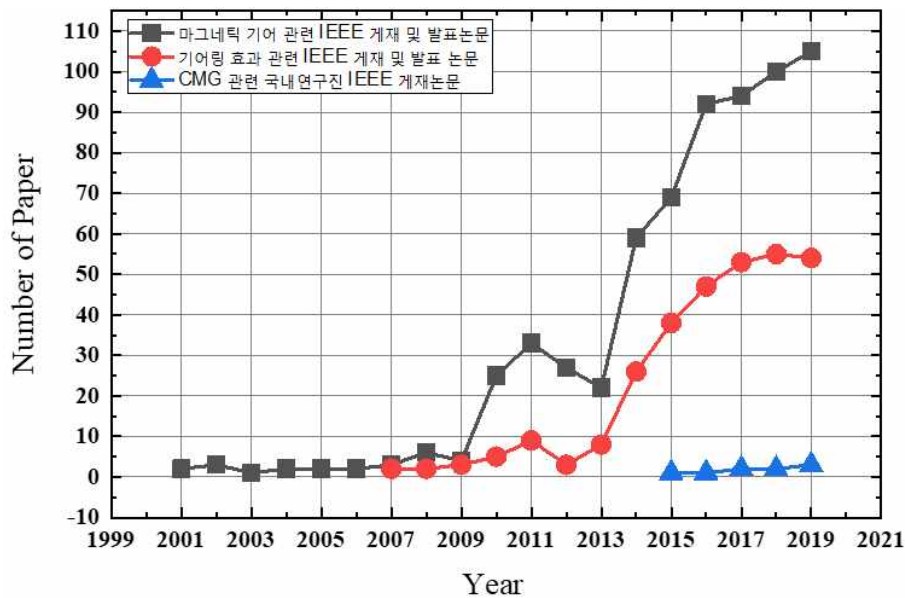


그림 2-4. 마그네틱 기어 연구현황

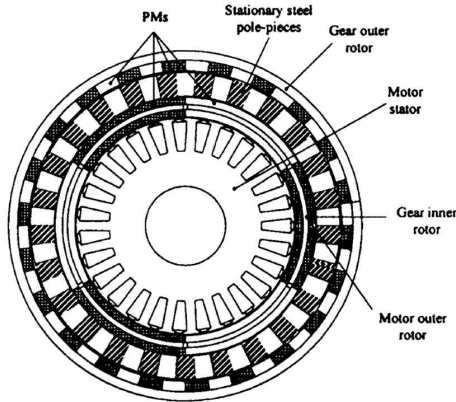
Fig. 2-4. Magnetic Gear Research Trend

나. 동축 마그네틱 기어 기술의 중요성 및 활용

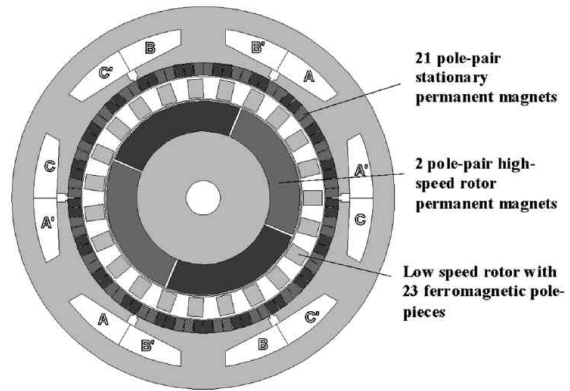
마그네틱 기어를 접목한 미래형 신개념 전동기는 자동차의 동력으로 활용되는 방안이 적극적으로 검토되고 있다. 자동차는 그 특성상 넓은 파워 밴드 특성과 넓은 범위의 회전속도에 걸쳐 고효율 전동기가 요구된다. 하지만 이들에 사용되는 Brushless DC Motor, Synchronous Motor, Induction Motor 등은 정격운전지점에서 멀어질수록 효율이 감소한다. 특히, 고속에서의 약계자 제어에 의한 급격한 효율 감소가 문제점으로 지적된다. 일반 내연 자동차와 같이 기계식 트랜스미션이 적용된다면 해당 문제는 쉽게 해결이 될 수 있다. 하지만 기계식 트랜스미션의 유지보수 및 파손의 문제점, 크기 및 중량의 상승 등으로 전동기만 단일로 사용하는 직접 구동(Direct Drive)이 더 매력적인 선택지가 되어 자동차를 비롯하여 가전 및 다양한 전동기 응용 분야에 적용되고 있다.

한편, 마그네틱 기어를 전동기와 직접 결합하는 아이디어가 2007년 Chau 및 Jian 등에 의해 실현되었다. 전동기에 마그네틱 기어링 효과를 접목한 마그네틱 기어드 머신 (Magnetic-geared Machine)은 마그네틱 기어와 전동기를 결합하는 개념이지만, 이 둘을 샤프트에 기계적으로 연결한 것이 아닌 기어와 전동기가 하나의 기기로 통합된 새로운 개념으로 나타내었다[28-29]. 고효율의 넓은 운전특성, 높은 출력밀도로 인해 2008년에는 동축 마그네틱 기어를 제안한 Atallah도 해당 연구를 발표하여 동축 마그네틱 기어의 기술을 활용한 응용연구의 시작을 알렸다[30]. 이후 Atallah 등은 동축 마그네틱 기어의 기술을 바탕으로 마그네틱 기어드 머신에 대한 연구활동을 활발히 하고 있다. 또한, 관련 회사로 추정되는 영국 Sheffield의 Magnomatics사(社)에서는 마그네틱 기어드 머신의 상용화를 위한 개발을 진행 중이다. 그림 2-5는 Magnetic-geared Machine을 나타낸다.

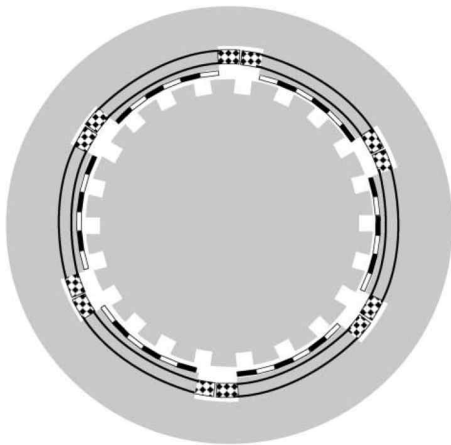
이외에도 마그네틱 기어링 효과를 사용하는 기기로는 별도의 오랜 역사를 갖는 Vernier Machine이 대표적이다. 연구통계에 따르면 주춤했던 관련 연구가 동축 마그네틱 기어 발표 후 활발해지고 있으며 응용된 Vernier Machine에 대한 연구도 보고 되었다[31-32]. 또한, 이들을 융합, 개선 한 Flux-modulating Machine, Hybrid Excitation Machine, Switched Flux Machine 등도 활발히 연구되고 있다[33-34]. 이들은 기존의 전동기가 가진 단일 운전점의 한계를 넘어, 다수의 운전점 및 높은 토크밀도를 나타낼 것으로 전망되고 있으며 최근 Audi 전기차로의 적용도 검토되고 있다[35-36]. 미래형 전동기인 마그네틱 기어링 관련 연구는 그림 2-4의 적색 선과 같이 매년 증가하는 추세이다.



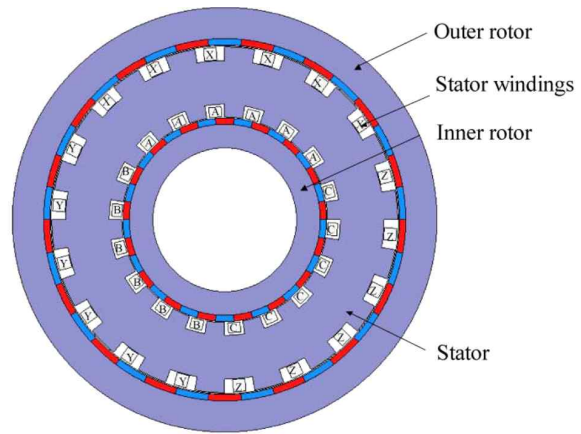
(a) Chau의 Magnetic-gear Machine



(b) Atallah의 Magnetic-gear Machine



(c) Spooner의 Vernier Machine



(d) Niu의 Vernier Machine

그림 2-5. 마그네틱 기어링 효과를 이용한 기기
Fig. 2-5. Devices using Magnetic Gearing Effect

다. 국내 연구현황

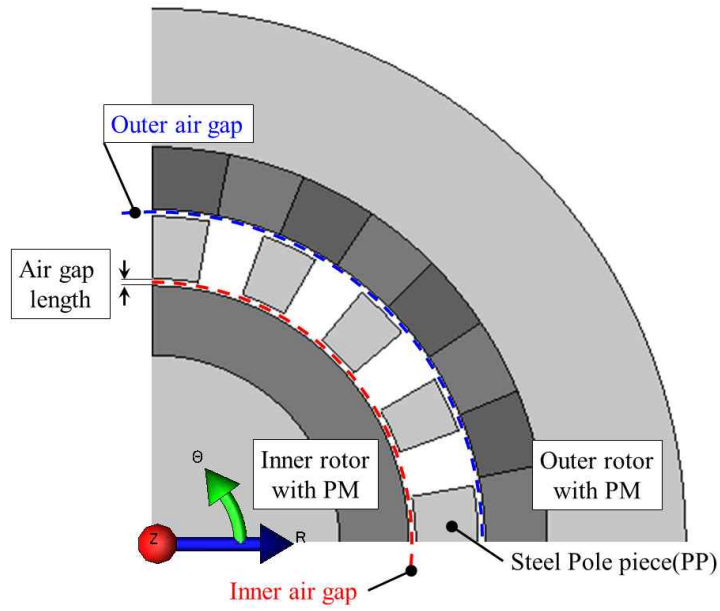
마그네틱 기어링 효과와 관련된 국제적인 활발한 연구 가운데 그림 2-4의 청색 선과같이, 국내 연구진은 2015년에 들어서 동축 마그네틱 기어와 관련된 최초 연구 활동을 국제 저널에 보고했다. 매년 지속적인 연구성과를 나타내고 있으나 전체 관련 연구의 1~2% 수준이다. 또한, 연구 착수가 늦은 만큼 기술적인 측면, 정보적인 측면에서 불리하고, 대부분 논문에서 동축 마그네틱 기어의 기본적인 특성분석 및 기존 기술의 답습 연구를 주로 다루고 있다. 마그네틱 기어는 언급한 것과 같이 미래 구동 전동기의 기반기술이 되며, 기계식 기어의 문제가 빈번한 분야에서 기계식 기어를 대체할 수 있는 신개념 동력 변환장치로 전망되기 때문에 관련된 설계 및 분석 기술의 확보 및 국산화는 매우 중요하다.

B. 동축 마그네틱 기어의 구동원리 및 이론

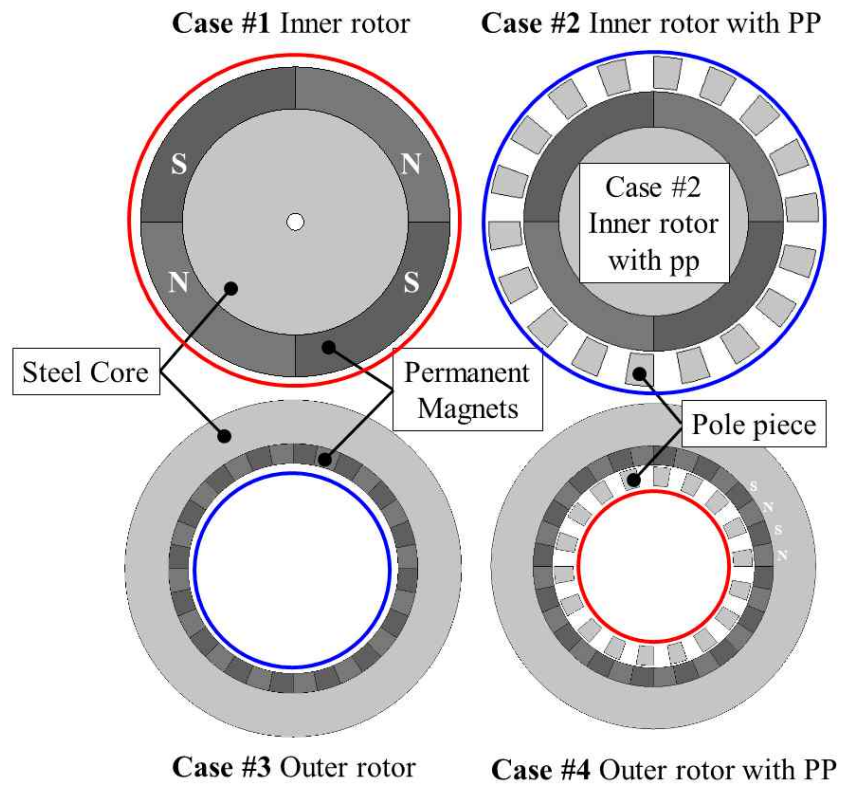
1. 동축 마그네틱 기어의 공극

마그네틱 기어는 영구자석을 이용해 동력을 변환하는 장치로 서로 다른 영구자석 극수를 갖는 회전자에서 N극과 S극의 흡인력을 통한 동력전달이 이뤄진다. [11-16]의 초창기 마그네틱 기어와 같이 기계식 기어의 형상을 채용할 경우 기계식 기어의 동작 원리로도 마그네틱 기어의 동작 원리를 이해할 수 있다. 하지만 동축 마그네틱 기어의 동작 원리는 직관적으로 이해하기 쉽지 않으며 공극 자속밀도에 대한 고조파 분석을 통해 이해를 도울 수 있다. 또한, 동축 마그네틱 기어의 차별점은 앞에서 언급한 것과 같이 제3영역인 폴피스 (Pole-piece)의 존재이기 때문에 폴피스의 존재 여부에 따른 자속밀도 분석을 통한 이해가 필요하다.

그림 2-6은 동축 마그네틱 기어의 두 개의 공극을 나타낸다. 각 공극의 길이 (Air gap length)는 0.5 mm이며 폴피스를 기준으로 Inner rotor와 폴피스 사이의 공극을 Inner air gap(적색), Outer rotor와 폴피스 사이의 공극을 Outer air gap(청색)으로 명한다. 기어가 조립되지 않고 각 회전자가 독립적으로 있을 때의 회전자 표면의 자속밀도와 각 회전자에 폴피스가 결합 됐을 때의 표면 자속 밀도 차이를 분석하기 위해 측정 위치를 그림 2-6(b)와 같이 총 4가지의 Case로 구분한다. Case #1은 Inner rotor 단독인 경우의 영구자석 외경면 표면 위 0.25 mm 지점을 측정한다. Case #2는 폴피스가 결합된 Inner rotor의 폴피스 외경면 표면 위 0.25 mm 지점을 측정한다. Case #3은 Outer rotor 단독인 경우의 영구자석 내경면 표면 위 0.25 mm 지점을 측정한다. Case #4는 폴피스가 결합된 Outer rotor의 폴피스 내경면 표면 위 0.25 mm 지점을 측정한다. 측정은 그림 2-6(a)의 원통형 좌표를 기준으로 R-axis 성분의 자속밀도를 측정한다.



(a) Air gaps of Coaxial Magnetic Gear



(b) Measurement Section

그림 2-6. 동축 마그네틱 기어의 공극 자속밀도 측정 위치
Fig. 2-6. Magnetic Flux Density Measurement Section of CMG

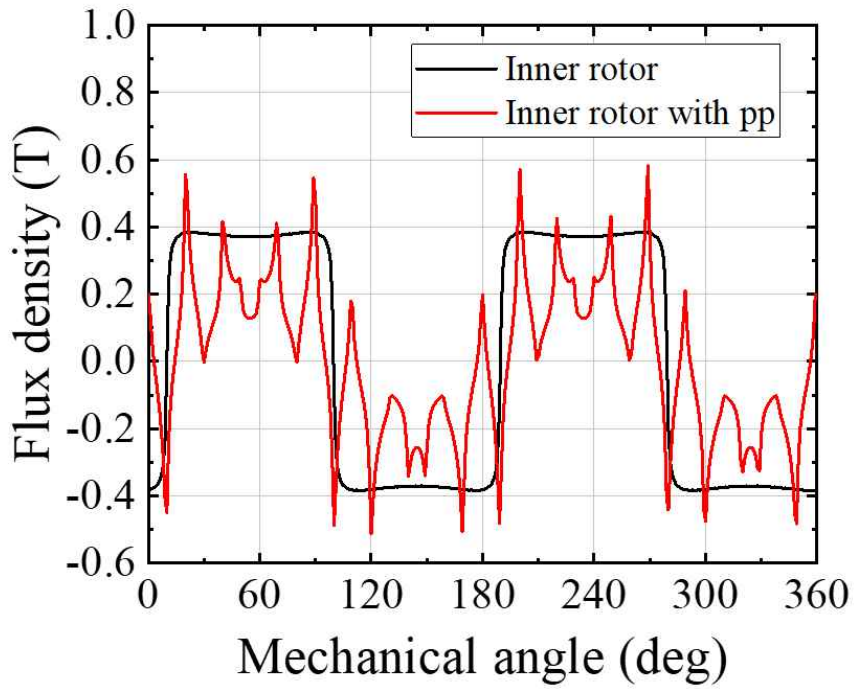
2. Pole-piece 유무에 따른 공극 자속밀도 및 고조파 분석

먼저 그림 2-7은 폴피스 유무에 따른 R-axis의 공극 자속밀도 차이를 나타낸다. Inner rotor는 총 4개의 영구자석 극이 배치되어 있으며 영구자석 N극의 자화 방향은 (+)부호로, S극의 자화 방향은 (-)부호로 표시된다. 그림 2-7(a)의 Inner rotor가 단독으로 있는 경우에는 N극과 S극의 공극 자속밀도가 45° 간격으로 2주기의 구형파를 나타낸다. 반면, 폴피스가 포함된(Inner rotor with pp) 공극 자속밀도의 경우 주기성은 확인되나 고조파가 포함됨을 알 수 있다.

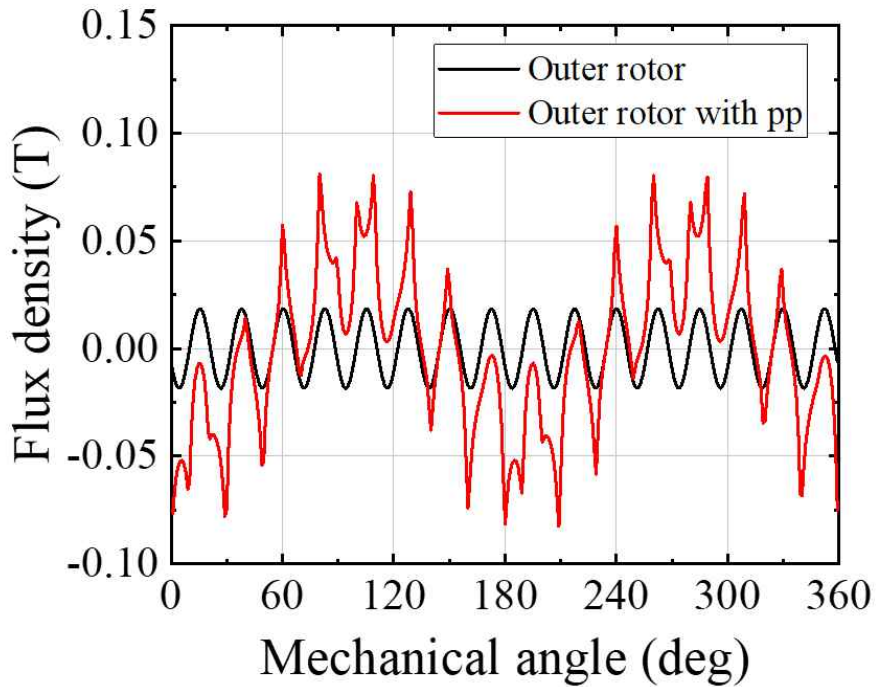
Outer rotor는 총 32개의 영구자석 극이 배치되어 있으며 그림 2-7(b)의 Outer rotor가 단독으로 있는 경우에는 N극과 S극의 공극 자속밀도가 11.25° 간격으로 16주기의 정형파를 나타낸다. 반면, 폴피스가 포함된(Outer rotor with pp) 공극 자속밀도의 경우 Inner rotor의 경우와 마찬가지로 주기성은 확인되나 고조파가 포함됨을 알 수 있다.

그림 2-7의 결과를 구체적으로 나타내기 위해 Fourier Transform을 이용해 각 고조파를 차수별로 분류하여 그림 2-8과 2-9에 나타낸다. 그림 2-8 및 2-9의 (a)그래프는 0차부터 100차까지의 고조파를 나타내며 (b)그래프는 주요 고조파 확인을 위해 100차수의 고조파 중 30차 고조파까지만을 나타낸다. 그림 2-8, 2-9에서 유의 깊게 확인할 고조파는 2차와 16차 고조파이다. 2차 고조파는 Inner rotor가 단독으로 있는 Case #1의 주요 고조파이며 N극(+)과 S극(-)이 2주기로 나타남에 따라 4극 영구자석의 특성을 나타낸다. 16차 고조파는 Outer rotor가 단독으로 있는 Case #3의 주요 고조파이며 16주기의 파형이 나타남에 따라 32극 영구자석의 특성을 나타낸다.

그림 2-8은 32극을 사용하지 않고 4극인 Inner rotor만을 사용한 그래프를 나타낸다. 하지만 폴피스를 결합하자 Inner rotor에는 없던 16차 고조파가 매우 높게 나타남을 확인할 수 있다. 마찬가지로 그림 2-9는 4극을 사용하지 않았으며 32극인 Outer rotor만 있으나 폴피스를 결합한 경우 기존에 없던 2차 고조파가 크게 나타남을 알 수 있다.



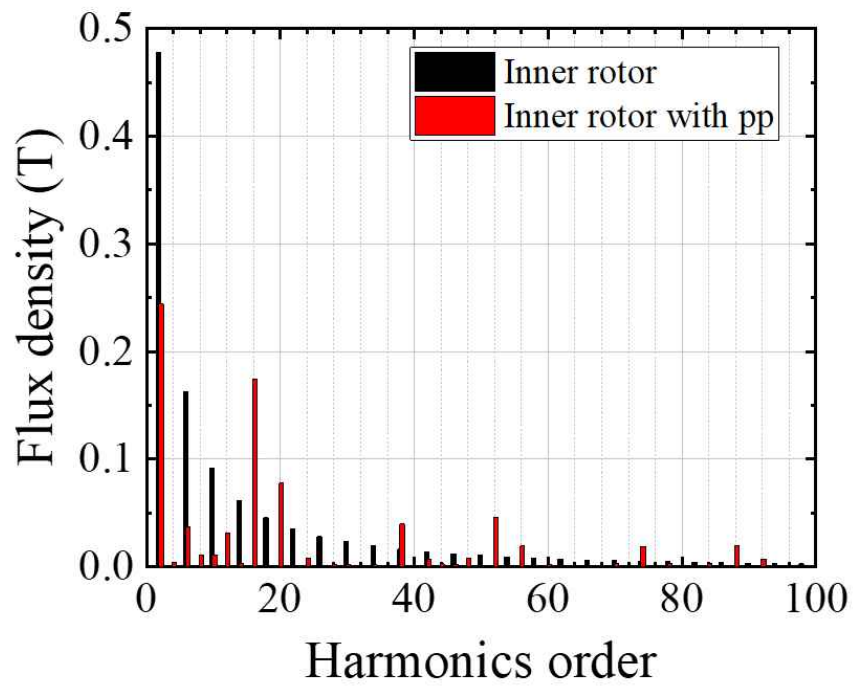
(a) Inner rotor



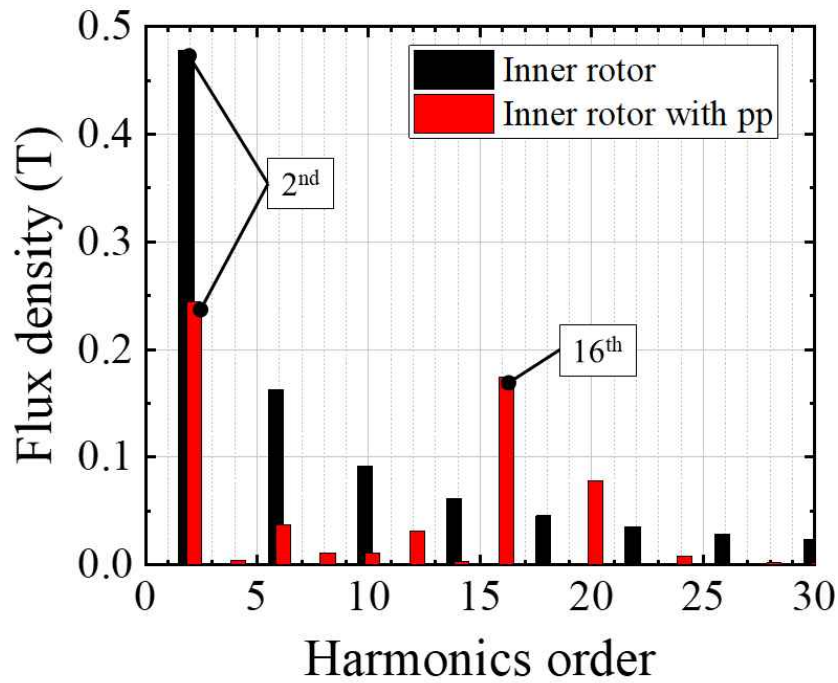
(b) Outer rotor

그림 2-7. Pole-piece 유무에 따른 R-axis 공극 자속밀도

Fig. 2-7. R-axis Air Gap Flux Density With or Without Pole-piece



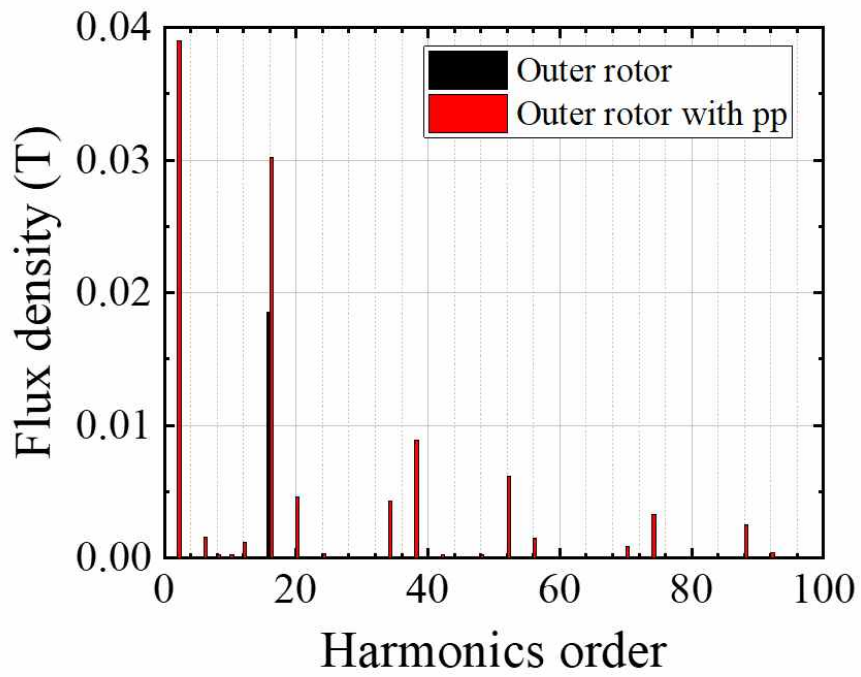
(a) Inner rotor 0~100 harmonics



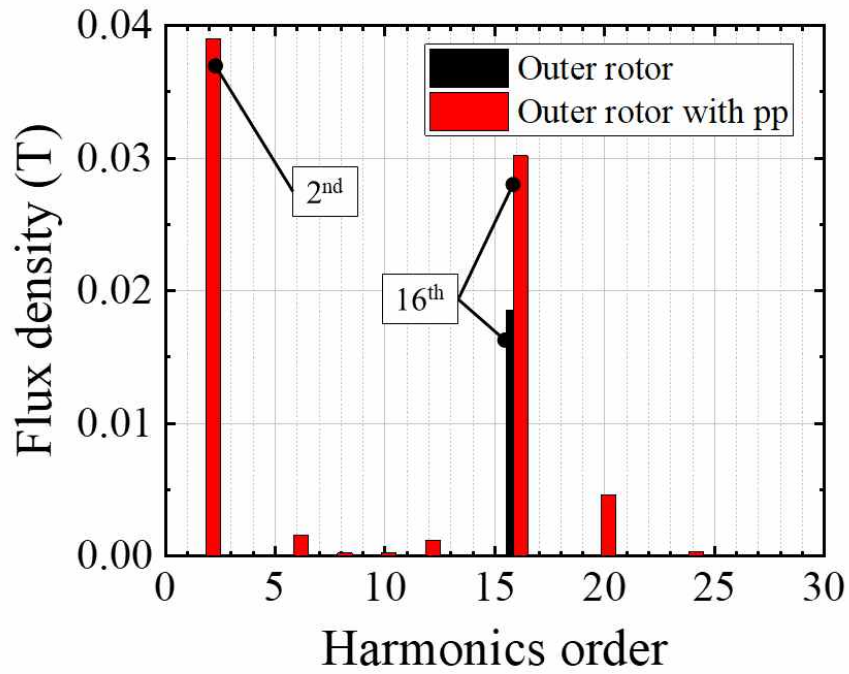
(b) Inner rotor 0~30 harmonics

그림 2-8. Inner rotor 공극 자속밀도의 푸리에 변환

Fig. 2-8. Fourier Transform of Inner Rotor Air Gap Flux Density



(a) Outer rotor 0~100 harmonics



(b) Outer rotor 0~30 harmonics

그림 2-9. Outer rotor 공극 자속밀도의 푸리에 변환

Fig. 2-9. Fourier Transform of Outer Rotor Air Gap Flux Density

3. 고조파의 이동속도

다음으로 공극 자속밀도의 이동속도를 분석하기 위해 각 회전자를 일정각도 회전시킨 후, 공극 자속밀도 변화를 비교하여 표 2-2~2-5에 나타낸다. 원활한 비교를 위해 Inner rotor는 8rpm으로 회전시켰으며 1step과 2step간 이격 각도는 1deg이다. Outer rotor는 1rpm으로 회전시켰으며 각 step간 이동 각도는 1deg로 동일하다. 주어진 정보로 Inner rotor의 1step 이동 시 소요시간 T_s 는 식 (1)에 따라 0.02083s, Outer rotor는 0.1667s로 계산된다. Step 2에서 변경된 Fourier Transform의 Phase는 파형의 이동 정도를 나타낸다. 따라서 이를 통해 주어진 시간에 따른 고조파의 이동속도 S_h 를 산출할 수 있다. 식 (2)는 각 고조파의 이동속도를 나타낸다.

$$T_s = \frac{1}{6N} \text{ (sec)} \quad (1)$$

$$S_h = \frac{\theta_1 - \theta_2}{6H_o T_s} \text{ (rpm)} \quad (2)$$

N : 회전속도, θ_1 : 1step의 Phase, θ_2 : 2step의 Phase, H_o : 고조파 차수

고조파 이동속도 계산에는 Fourier Transform으로 도출한 가장 높은 상위 4개 고조파 차수를 사용한다. Amplitude Ratio는 전체 고조파 총합 대비 해당 고조파값의 비율을 나타낸다. 위의 계산에 따라 표 1-2의 Inner rotor의 고조파 이동속도는 모두 동일함을 확인할 수 있다. 반면에 Inner rotor with pole-piece의 고조파 이동속도 중 2차는 8rpm을, 16차는 -1rpm을 나타낸다. 이는 두 고조파가 서로 다른 회전속도와 회전 방향을 나타낸다는 것이다. 즉, 2차 고조파는 Inner rotor와 같은 회전 방향으로 8rpm 속도를 가지며, 16차 고조파 고조파는 Inner rotor와 반대 회전 방향으로 1rpm 속도를 갖는다.

Outer rotor의 고조파는 16차 고조파가 대부분을 차지하고 있으며 이동속도는 -1rpm을 나타낸다. 이는 Inner rotor와 반대 회전 방향으로 1rpm 속도의 이동을 나타낸다. 또한, Outer rotor with pole-piece에서 2차 고조파는 8rpm으로, 16차 고조파는 -1rpm으로 이동함을 확인할 수 있다.

이를 종합하면, 폴피스가 결합된 경우 주자속에 해당하는 고조파와 반대로 회

전하는 고조파가 나타남을 확인할 수 있다. Inner rotor with pole-piece에서의 16차 고조파는 Outer rotor의 16차 고조파와 동일한 이동속도 및 방향을 가지며 이에 따라 두 고조파는 동기화 된다. Outer rotor with pole-piece에서의 2차 고조파는 Inner rotor의 2차 고조파와 동일한 이동속도 및 방향을 가지며 이에 따라 두 고조파는 동기화된다. 다시 말해 제3영역인 폴피스가 결합된 동축 마그네틱 기어에서 Inner rotor가 8rpm으로 회전할 경우 Outer rotor는 반대방향 1rpm의 속도로 회전함을 나타낸다. 이를 마그네틱 기어링 효과(Magnetic Gearing Effect)라고 부르며 동축 마그네틱 기어가 기어의 성질을 나타내게 하는 핵심이다. Atallah 등은 공극 자속밀도를 수식화하여 식 (3), (4)과 같이 나타내었으며 극수와 폴피스 수에 따른 기어비를 규명하였다[21, 37]. 식 (5)는 동축 마그네틱 기어의 기어비 산정공식을, 식 (6)은 폴피스 개수 계산식을 나타낸다.

$$B_r(r, \theta) = \left(\sum_{m=1,3,5\dots} b_{rm}(r) \cos(mp(\theta - \Omega_r t) + mp\theta_0) \right) \times (\lambda_{r0}(r) + \sum_{j=1,2,3\dots} \lambda_{rj}(r) \cos(jn_s(\theta - \Omega_s t))) \quad (3)$$

$$B_\theta(r, \theta) = \left(\sum_{m=1,3,5\dots} b_{\theta m}(r) \sin(mp(\theta - \Omega_r t) + mp\theta_0) \right) \times (\lambda_{\theta 0}(r) + \sum_{j=1,2,3\dots} \lambda_{\theta j}(r) \cos(jn_s(\theta - \Omega_s t))) \quad (4)$$

$$G_r = \frac{p_{in}}{p_{out}} \quad (5)$$

$$n_s = p_{in} + p_{out} \quad (6)$$

p : 극쌍수, n_s : 폴피스 수, Ω_r : 회전자의 회전속도, Ω_s : 폴피스의 회전속도, b_{rm} : 폴피스 제외 R 성분 자속밀도 푸리에 계수, $b_{\theta m}$: 폴피스 제외 θ 성분 자속밀도 푸리에 계수, λ_{rm} : 폴피스 결합 R 성분 자속밀도 푸리에 계수, $\lambda_{\theta m}$: 폴피스 결합 θ 성분 자속밀도 푸리에 계수, G_r : 기어비, p_{in} : Inner rotor 극쌍수,

p_{out} : Outer rotor 극쌍수

표 2-2. Inner rotor 고조파의 이동속도

Table 2-2. Rotation Speed of Inner Rotor Harmonics

Step	Harmonics Order	Unit	2	6	10	14
1	Amplitude	T	0.48	0.16	0.09	0.06
	Amplitude Ratio	%	44	15	8	6
	Phase	deg	-110	-150	170	130
2	Amplitude	T	0.48	0.16	0.09	0.06
	Amplitude Ratio	%	44	15	8	6
	Phase	deg	-112	-156	160	116
Speed		rpm	8	8	8	8

표 2-3. Inner rotor with pole-piece 고조파의 이동속도

Table 2-3. Rotation Speed of Inner Rotor with pole-piece Harmonics

Step	Harmonics Order	Unit	2	16	20	52
1	Amplitude	T	0.24	0.17	0.08	0.05
	Amplitude Ratio	%	28	20	9	5
	Phase	deg	-110	20	-20	20
2	Amplitude	T	0.24	0.17	0.08	0.05
	Amplitude Ratio	%	28	20	9	5
	Phase	deg	-112	22	-22	22
Speed		rpm	8	-1	0.8	-0.3

표 2-4. Outer rotor 고조파의 이동속도

Table 2-4. Rotation Speed of Outer Rotor Harmonics

Step	Harmonics Order	Unit	16	2	6	3
1	Amplitude	T	0.02	$7e-6$	$3e-6$	$2e-6$
	Amplitude Ratio	%	100	0	0	0
	Phase	deg	110	-161	-143	58
2	Amplitude	T	0.02	0	0	0
	Amplitude Ratio	%	100	0	0	0
	Phase	deg	126	-144	-140	-161
Speed		rpm	-1	-8.3	-0.6	72.9

표 2-5. Outer rotor with pole-piece 고조파의 이동속도

Table 2-5. Rotation Speed of Outer Rotor with pole-piece Harmonics

Step	Harmonics Order	Unit	2	16	38	52
1	Amplitude	T	0.04	0.03	0.01	0.01
	Amplitude Ratio	%	34	26	8	5
	Phase	deg	160	110	160	110
2	Amplitude	T	0.04	0.03	0.01	0.01
	Amplitude Ratio	%	34	26	8	5
	Phase	deg	144	126	144	126
Speed		rpm	8	-1	0.42	0.31

C. 동축 마그네틱 기어의 전자계 손실

1. 히스테리시스 손실

동축 마그네틱 기어를 제안한 Atallah는 초기 논문에서 동축 마그네틱 기어의 몇 가지 이슈를 언급하였으며 그 중 전자계 손실에 해당하는 철손과, 영구자석의 와전류 손실에 대해 검토할 필요가 있다고 명시했다[21].

철손은 전기장판에서 발생하는 손실로 와전류 손실과 히스테리시스 손실로 구성된다. 이 중 히스테리시스 손실은 자계의 변화에 따른 자구의 이동에 의한 손실이다. 그림 2-10과 같이 자계의 변화에 따라 자속밀도가 변화하는 자기이력 곡선을 통해 계산할 수 있으며 그래프의 면적이 히스테리시스 손실 값이다. 자속 밀도 파형이 다르더라도 자기이력곡선은 동일한 형상을 나타낼 수 있으며 이는 히스테리시스 손실이 자속밀도의 변화(주파수 변화)에 의존하지 않음을 나타낸다[38]. 따라서 본 논문의 분석에서 사용한 시뮬레이션 툴인 JMAG-Designer는 주파수 분석인 FFT(Fast Fourier Transform) 방식이 아닌 Apply Loop법을 이용해 히스테리시스 손실을 계산한다[39]. 그림 2-10의 좌측 그래프는 자기이력 곡선을 나타내며 우측 그래프는 시간에 따른 자속밀도 파형을 나타낸다. 이때 실선은 Major loop, 점선은 Minor loop이며, A1은 Major loop의 진폭, A2는 Minor loop의 진폭을 나타낸다. 동축 마그네틱 기어의 히스테리시스 손실분석을 위해 JMAG-Designer를 이용하여 시간 이력에 따른 자속밀도 파형을 기반으로 각 Loop를 분석하고 히스테리시스 손실을 계산한다.

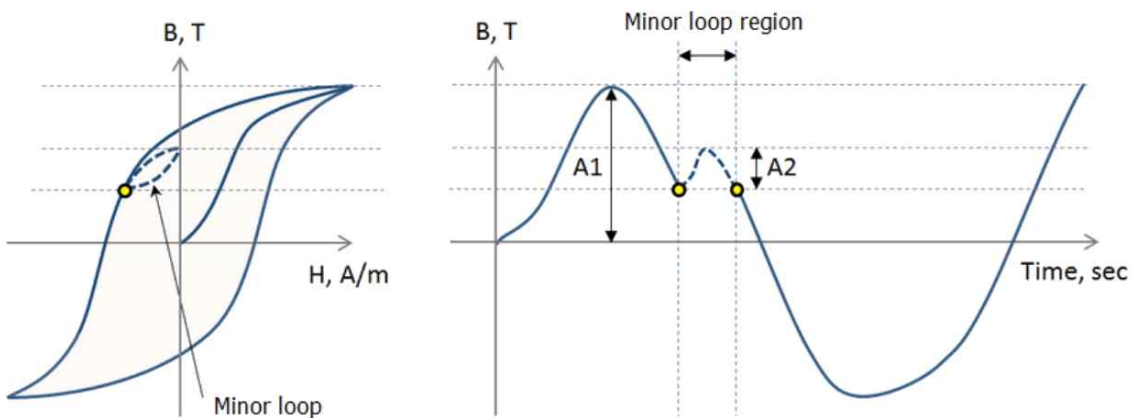


그림 2-10. 자기이력곡선, JMAG-Designer

Fig. 2-10. Hysteresis Loop, JMAG-Desinger

2. 와전류 손실

동축 마그네틱 기어에서 와전류 손실은 크게 세 가지로 구분할 수 있다. 하나는 철손 중 하나인 전기강판의 와전류 손실이고 다른 하나는 영구자석 와전류 손실 그리고 마지막으로 기타 와전류 손실이 있다. 기타 와전류 손실 중 폴피스 서포터의 와전류 손실은 III장에서, 누설자속에 의한 외함 와전류 손실은 IV장에서 후술한다.

와전류 손실은 전기가 흐를 수 있는 도전성 물체 주변으로 영구자석이 지나가면 전압이 발생하는 발전기의 원리인 패러데이 법칙(Faraday's law)을 따른다. 전압에 의해 도전성이 있는 물체에는 맴돌이 전류(와전류: Eddy Current)가 흐르고 저항 성분에 의한 줄 손실(Joule loss)이 발생한다. 전기강판은 규소가 함유된 철심으로 $5.5E-7\text{ohmm}$ 의 고유저항을 갖고, 네오디뮴(NdFeB) 및 사마륨 코발트(SmCo) 영구자석으로 대표되는 고 에너지적(積) 희토류 계열의 영구자석은 제조 시 철(Fe) 성분이 포함됨에 따라 NdFeB는 $1.4E-6\text{ohmm}$, SmCo는 $9E-7\text{ohmm}$ 의 고유저항을 갖는다. 이들은 구리보다 30~80배 높은 고유저항값을 갖지만, 도전성의 성질이 있어 와전류 손실이 발생한다. 와전류는 식 (7), (8)에 따라 계산되며 와전류 손실에 대하여 간략화하여 나타내면 식 (9)와 같다 [40-41].

$$\text{rot}(\mu \text{rot} \mathbf{A}) = \mu_0 \text{rot} \mathbf{M} - \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad} \phi \right) \quad (7)$$

$$\text{div} \left(-\sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \text{grad} \phi \right) \right) = 0 \quad (8)$$

$$P_e = K_e \frac{1}{\sigma} f^2 B^2 \quad (9)$$

$$f = \frac{N}{60} \quad (10)$$

μ : 투자율, μ_0 : 진공 중 투자율, \mathbf{A} : 자기 벡터 포텐셜, \mathbf{M} : 자화의 세기, σ : 전기 도전율, K_e : 와전류 손실 상수, f : 구동 주파수, B : 자속밀도, N : 분당 회전

수(rpm)를 나타낸다.

식 (9)에서 주요한 파라미터는 구동 주파수인 f 이다. f 는 히스테리시스 손실과는 다르게 회전자의 rpm에 의존하는 파라미터임과 동시에 이 값의 제곱이 와전류 손실에 영향을 미친다. 즉, 초고속 구동을 애플리케이션으로 하는 본 논문의 동축 마그네틱 기어에서는 와전류 손실의 급격한 상승을 예상할 수 있다. 또한, 구동 주파수뿐만 아니라 기타 고조파 성분까지 영향을 주기 때문에 JMAG-Designer에서는 FFT 분석을 이용해 와전류 손실을 계산한다.

회전류 영구자석을 사용하고 폴피스 및 회전자 요크(Yoke)에 전기장판을 사용하는 동축 마그네틱 기어에서 와전류 손실이 어떻게 발생하는지 확인하기 위해 그림 2-11에 동축 마그네틱 기어의 영구자석 자화 방향을 나타낸다. 영구자석 N극(N pole)의 자화 방향은 중심에서 바깥으로 퍼져나가는 (+)R-axis 방향이고 영구자석 S극(S pole)은 중심으로 모이는 (-)R-axis 방향이다. 그림 2-12는 실제 동축 마그네틱 기어의 내부 자속의 흐름을 나타낸 것으로 내측 영구자석에 의한 자속과 외측 영구자석에 의한 자속의 흐름을 확인할 수 있다.

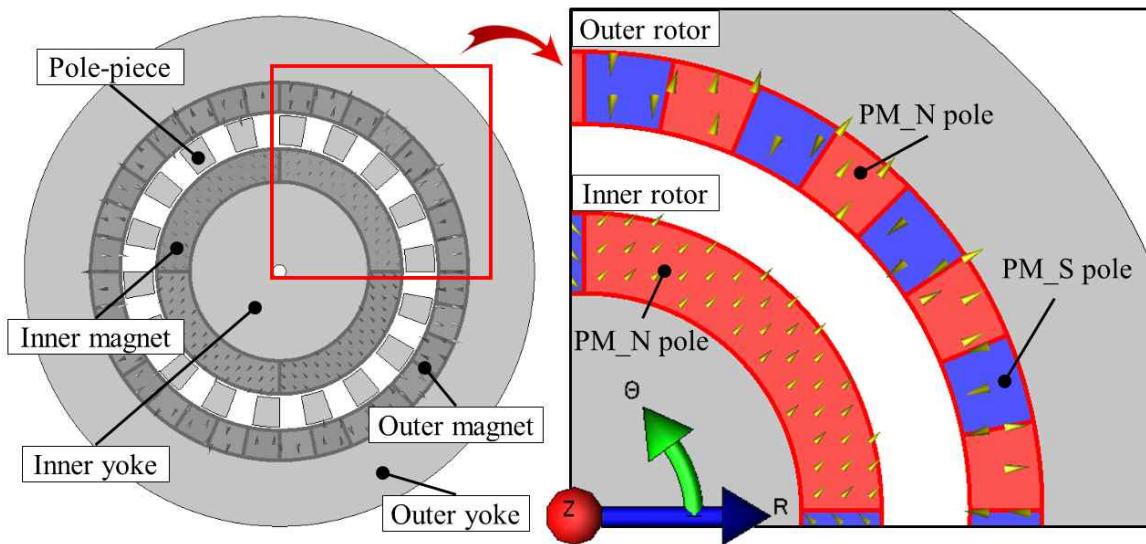


그림 2-11. 동축 마그네틱 기어의 자속 방향 (PM: Permanent Magnet)

Fig. 2-11. Flux Direction of Coaxial Magnetic Gear

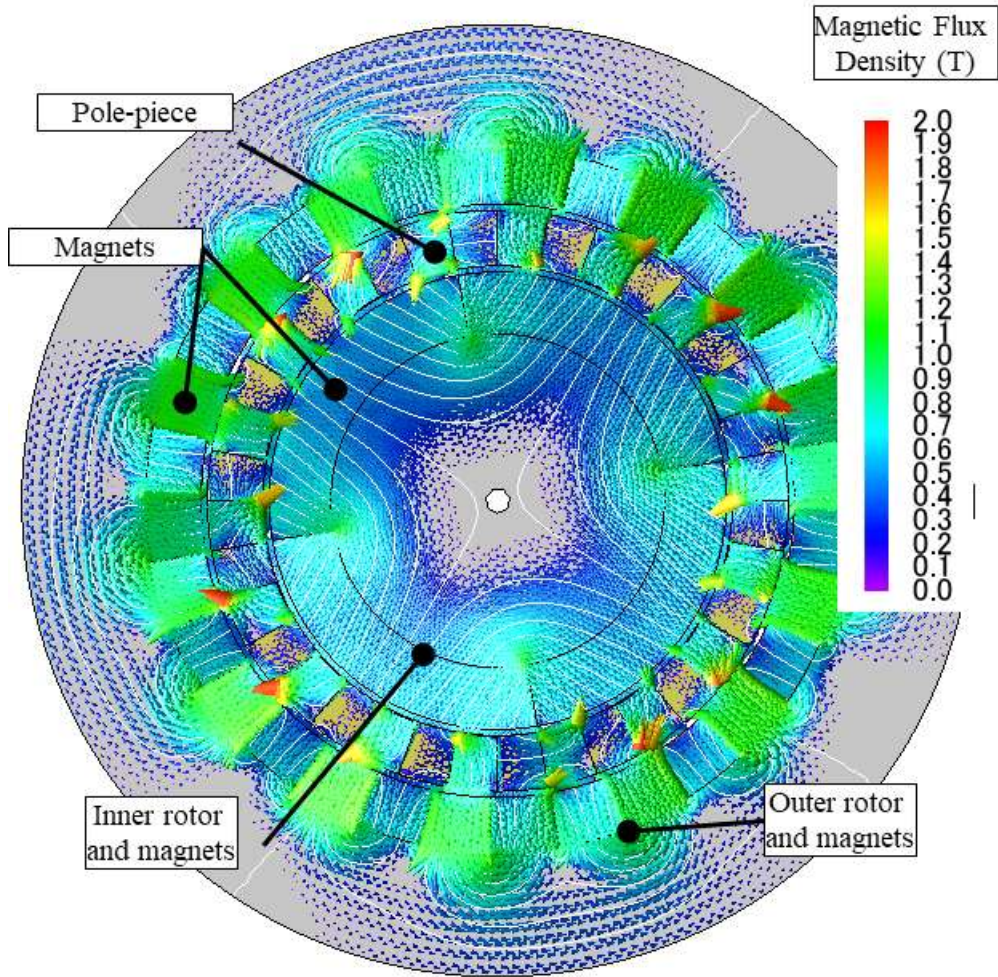


그림 2-12. 동축 마그네틱 기어의 자속밀도 및 자속 선도

Fig. 2-12. Flux Density and Flux Line of Coaxial Magnetic Gear

내측 회전자에 의한 자속과 외측 회전자에 의한 자속을 구분하여 영향을 확인하기 위해 그림 2-13과 그림 2-14에 하나의 회전자만을 자화시켜 나타내었다. 그림 2-13은 내측 회전자 영구자석만을 자화시켰으며, 내측 회전자 영구자석의 자속이 폴피스를 지나 외측 회전자의 영구자석에 쇠교함을 확인할 수 있다. 내측 영구자석의 자속은 내측 회전자의 회전속도로 이동하면서 정지된 폴피스 영역, 그리고 반대 방향으로 회전하는 외측 영구자석에 쇠교한다. 다시 말해, 시간에 따라 변화하는 자속이 폴피스, 외측 회전자 요크 및 외측 회전자 영구자석에 쇠교한다.

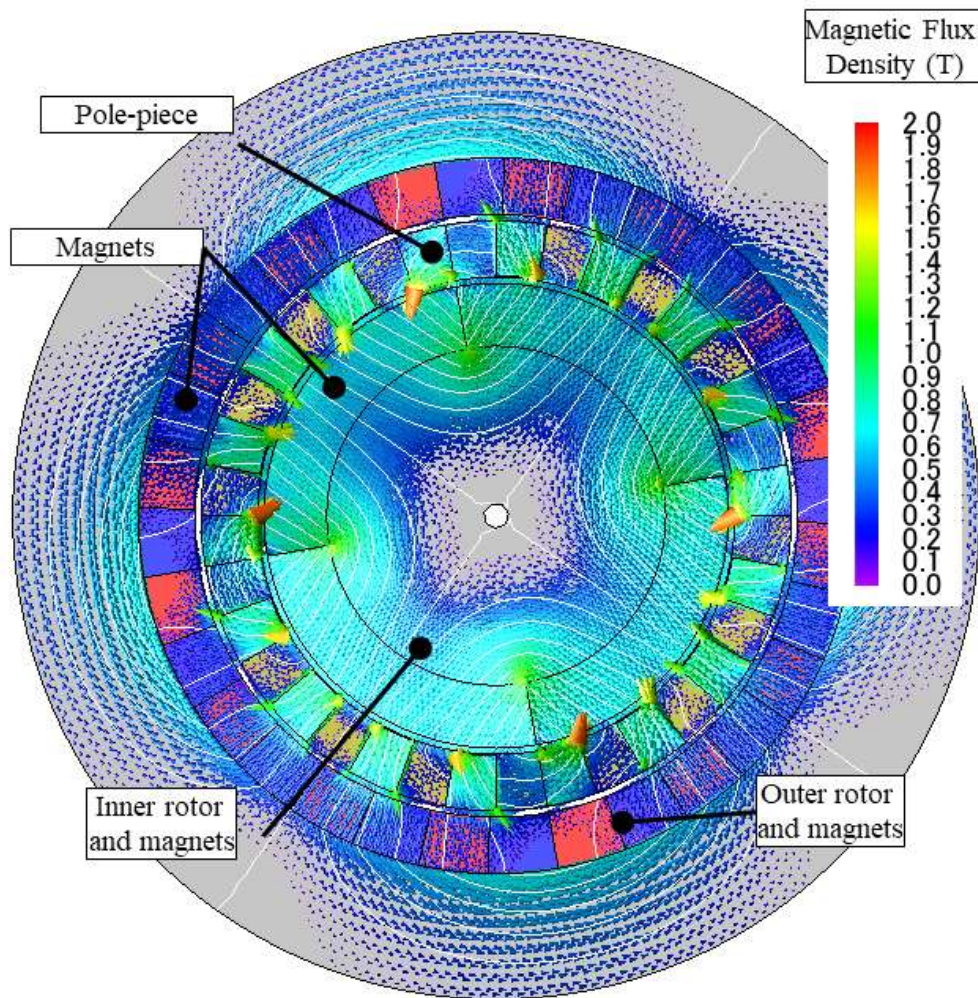


그림 2-13. 내측 영구자석에 의한 자속밀도 및 자속 선도
Fig. 2-13. Flux Density and Flux Line with Inner Magnets

그림 2-14는 외측 회전자 영구자석만을 자화시켰으며, 외측 회전자 영구자석의 자속이 폴피스를 지나 내측 회전자의 영구자석에 쇄교함을 확인할 수 있다. 외측 영구자석의 자속은 외측 회전자의 회전속도로 이동하면서 정지된 폴피스 영역, 그리고 반대 방향으로 회전하는 내측 영구자석에 쇄교한다. 다시 말해, 시간에 따라 변화하는 자속이 폴피스와 내측 회전자 요크 및 내측 회전자 영구자석에 쇄교한다.

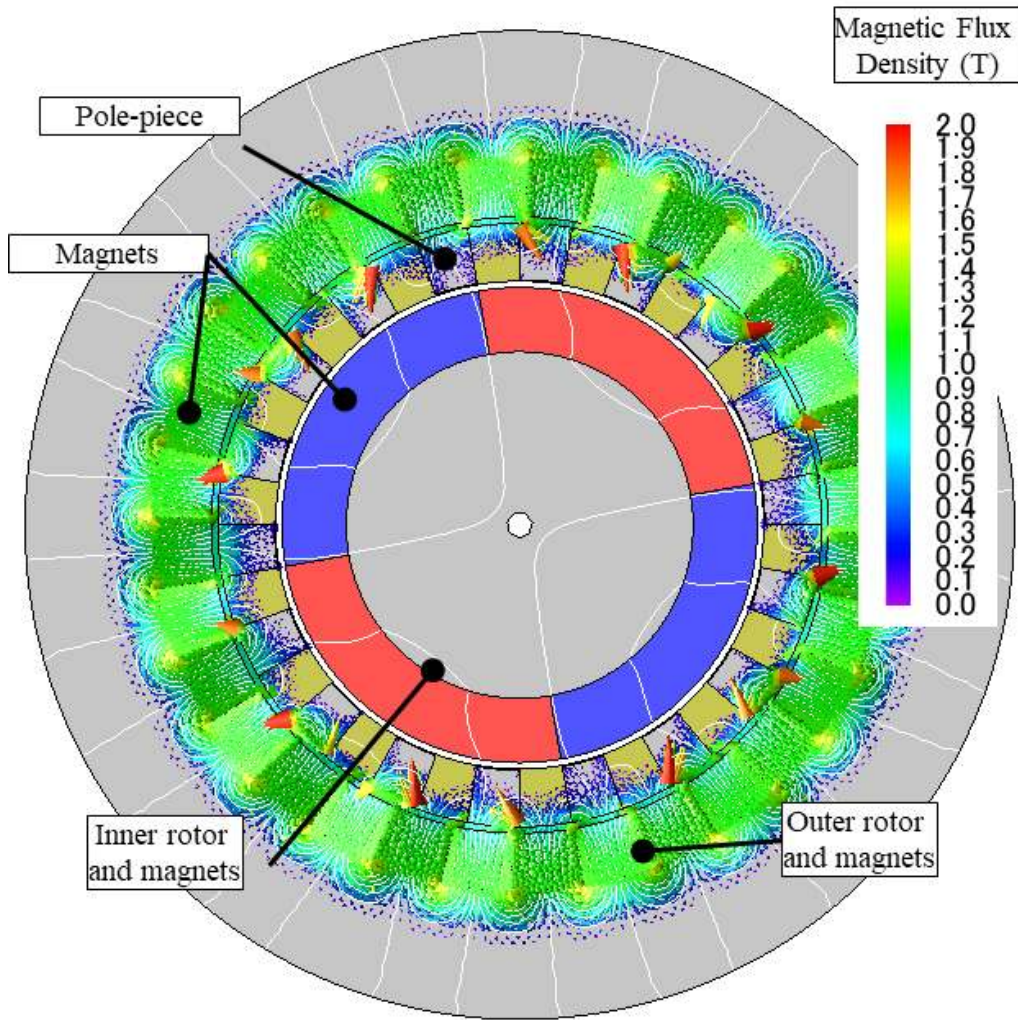


그림 2-14. 외측 영구자석에 의한 자속밀도 및 자속 선도
Fig. 2-14. Flux Density and Flux Line with Outer Magnets

한편, 영구자석은 그림 2-15와 같이 고온에서 자력이 감소하는 특성을 가진다. 영구자석의 와전류 손실에 의한 줄 손실은 열로 나타나며 영구자석 온도가 상승하게 되고 자력의 감소로 이어져 출력이 저하된다. 대표적인 4종의 영구자석 특성을 표 2-6에 정리하여 나타냈으며, 특정 온도 이상에서 자력을 잃는 큐리 온도(Curie Temperature) 특성도 확인할 수 있다. 특히 동축 마그네틱 기어의 높은 토크 밀도를 위해 사용되는 NdFeB 영구자석의 경우, 온도계수와 큐리 온도 모두 상대적으로 낮은 것을 알 수 있다. 따라서 발열 억제는 동축 마그네틱 기어설계에서 중요한 부분이다.

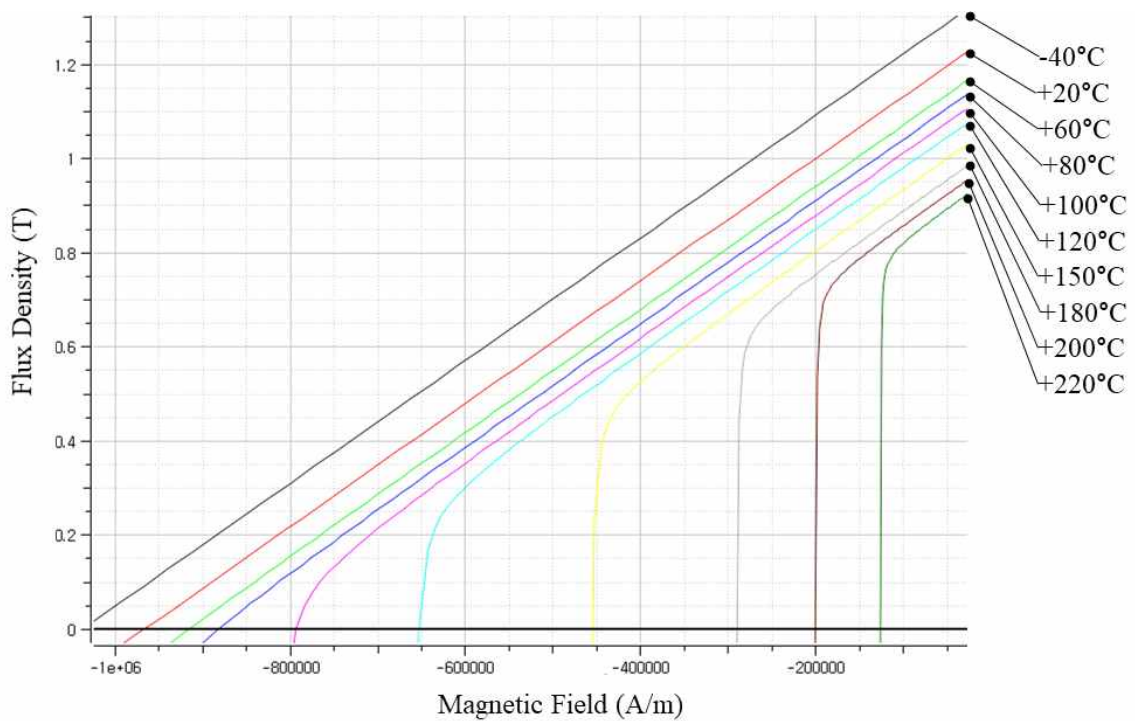


그림 2-15. Jmag N38SH의 자성 특성 표
 Fig. 2-15. Magnetic Properties of N38SH, Jmag

표 2-6. 영구자석의 특성 표
 Table 2-6. Magnetic Properties of Permanent Magnet

	Unit	Ferrite	Sm-Co	NdFeB	Alnico
Residual Flux density	T	0.38~0.46	0.8~1.15	1.1~1.4	0.6~1.3
Temperature coefficient	%/°C	-0.18	-0.04	-0.11	-0.02
Curie Temperature	°C	450~460	710~820	330~340	840~850

3. 영구자석 와전류 손실 저감 방법

앞 절을 통해 와전류 손실은 전기장판으로 구성된 회전자 요크, 폴피스, 그리고 영구자석에서 발생함을 알 수 있다. 여기서 전기장판의 경우 얇게 가공하여 이를 Z-axis 방향으로 쌓는 방법을 이용해, 식 (9)의 도전율(σ)을 감소시키면서 와전류 손실을 저감 시킨다. 이는 전기기기분야에서 광범위하게 사용되는 방법이며 손실 감소율 또한 높다. 하지만 영구자석의 경우 전기장판과 같이 얇게 가공하는 것이 어려워 설계된 형상 그대로를 적용한다. 따라서 앞선 고온에서의 문제와 더불어 영구자석 와전류 손실에 대한 개선대책은 동축 마그네틱 기어에서 주요한 사항이다.

영구자석의 와전류 손실 저감 대책은 식 (9)를 통해 수립할 수 있다. 변경 가능한 파라미터는 와전류 손실 상수(K_e), 영구자석 도전율(σ), 구동 주파수(f), 자속밀도(B)가 있다. 이 중 구동 주파수(f)는 회전자의 회전속도에 따른 값으로 목표 사양에 따라 결정되기 때문에 손실 저감 대책에 반영할 수 없다. 영구자석 도전율(σ)은 영구자석 재질의 고유한 값이며 같은 재질 간에는 그 값의 변동이 효율에 영향을 미칠 만큼 넓거나 다양하지 않다. 따라서 본 논문에서는 도전성이 있는 영구자석과 도전성이 없는 영구자석으로만 구분한다. 영구자석 재질의 상세 정보는 III장에서 나타낸다. 마지막으로 K_e 는 동축 마그네틱 기어의 형상에 따라 결정되며[42], 동시에 자속밀도(B)의 값에도 영향을 미치는 파라미터이다. 즉, 영구자석의 와전류 손실 저감을 위해 유연하게 고려할 수 있는 요소는 형상 파라미터뿐이다. 이에 따라 영구자석 와전류 손실을 저감하기 위한 선행연구에서도 형상변경 연구가 주를 이룬다. 형상 연구를 위해서는 형상에 대한 유연한 변경이 가능해야 하며, 자속밀도(B)에 영향을 미치기 때문에 철심의 자기 포화 현상이 고려되어야 한다. 이에 동축 마그네틱 기어 연구에서는 수식적인 접근보단 컴퓨터 시뮬레이션인 수치해석 기반의 유한요소해석법(FEA: Finite Element Analysis)이 사용된다.

다음은 영구자석 와전류 손실 저감을 위해 FEA를 이용한 선행연구 사례를 나타낸다. 2012년 Zhang 등은 고속구동 시 영구자석 와전류손실이 크게 증가함을 언급하였으며, 고속회전에서 영구자석의 비산을 방지하기 위한 실린더에서도 높은 와전류 손실이 나타남을 확인했다[43]. 2015년 Tian 등은 영구자석 와전류 손실 저감을 위해 외측 회전자 바깥쪽에 플럭스 베리어 형상을 제안하여 서브

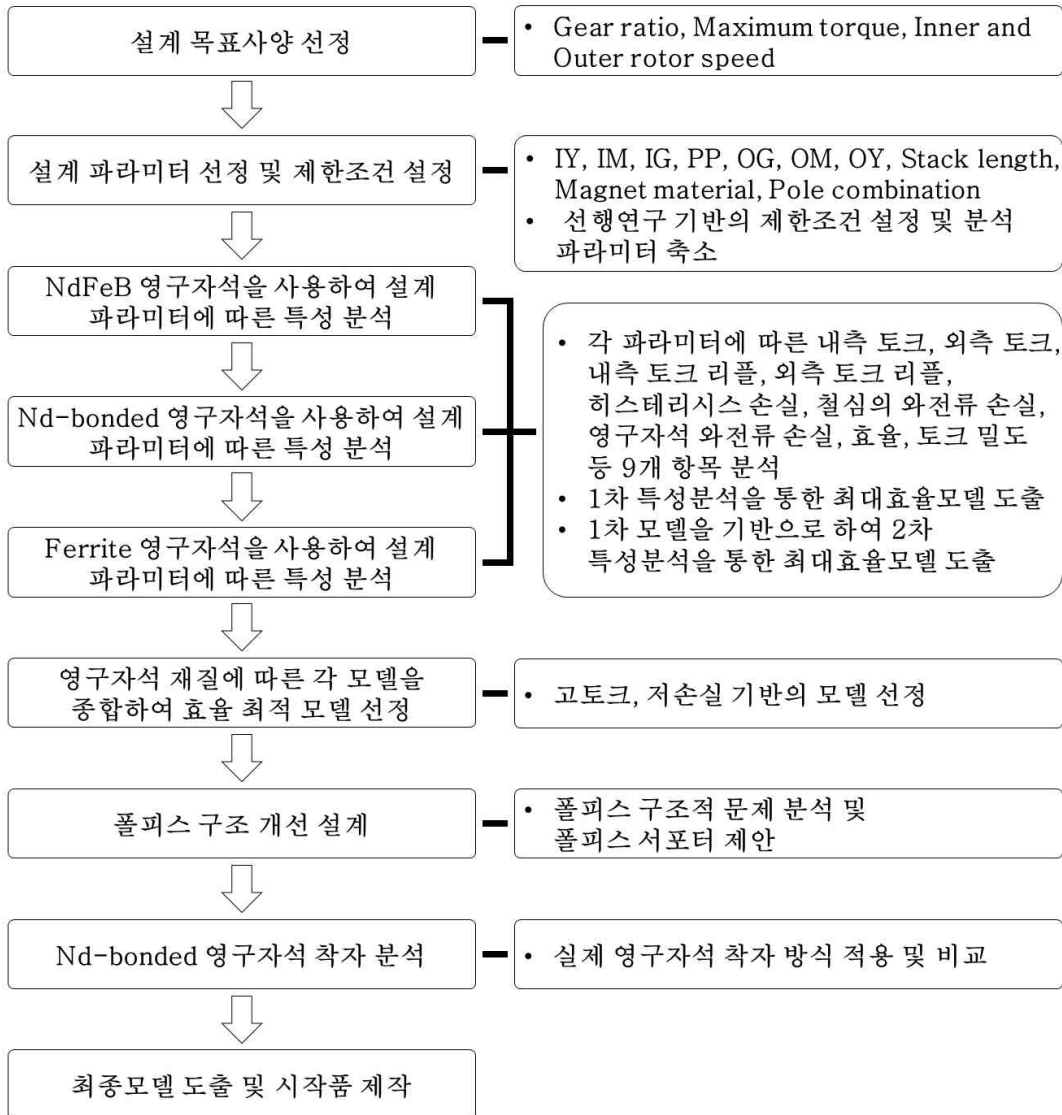
고조파를 줄이는 성과를 나타냈다[44]. 2016년 Ge 등과 Zhao 등은 영구자석 배치 및 주요 형상에 변화를 준 새로운 토폴로지를 통한 손실 저감방법을 제시하였다[45, 46]. 2017년 Kucuk 등과 2019년 Zhang 등은 영구자석을 회전자 표면이 아닌 내부에 삽입하는 형상을 제시하여 와전류 손실을 저감했다[47, 48]. 2018년 Mateev 등은 발열에 대한 문제점을 우려하면서 [49]에서는 영구자석을 분할하여 배치하는 방법을 제안했으며 [50]에서는 영구자석의 재질을 변경하는 방법을 검토했다.

FEA 분석의 경우 신뢰성을 확보하고 정확성을 향상하기 위해 설계한 모델의 시작품을 제작하고 실험을 통해 검증하는 방법이 사용된다. 하지만 선행연구에서 영구자석 와전류 손실을 저감하기 위해 제안된 방법들은 실제 모델로 구현되지 못했으며 FEA 분석만을 나타내었다[43-50]. 이에 대한 원인으로서는 설계결과 불일치, 시작품 제작이 불가능한 형상, 검증 기술의 부족 등을 들 수 있다. 현재 국내 동축 마그네틱 기어 연구 분야에서도 FEA 분석이 주를 이루고 있으며, 간헐적으로 실험적인 시작품 제작이 보고된 바 있으나 시작품을 구체적으로 검증한 사례는 보고되지 않은 실정이다. 따라서 본 논문에서는 동축 마그네틱 기어의 기본 토폴로지를 기반으로 손실개선 설계를 수행하고 이를 검증하는 과정을 나타낸다.

III. 동축 마그네틱 기어설계

FEA기반의 동축 마그네틱 기어설계는 표 3-1의 플로차트에 따라 진행한다. 먼저 목표 사양 및 파라미터를 선정하고 영구자석 재질별 파라미터에 따른 특성 분석을 수행한다. 분석한 모델들을 종합하여 효율 최적 모델을 선정했으며 시작품 제작에 앞서 폴피스 구조의 문제점을 분석하고 개선된 폴피스 형상을 적용했다. 또한, 실제 영구자석 착자 방식을 적용하여 최종 시작품 모델을 제작한다.

표 3-1. 설계 플로차트
Table 3-1. Design Flow Chart



A. 설계조건

1. 목표 사양 및 목적함수

전동식 과급기용 동축 마그네틱 기어설계를 위한 목표 사양은 표 3-2과 같다. 용량은 3.0kW급이며 내측 회전자의 회전속도는 140,000rpm, 외측 회전자의 회전속도는 17,500rpm으로 8:1의 기어비를 갖는다. 재질 조건은 표 3-3에 나타내며 영구자석으로는 특성이 각기 다른 NdFeB-sintered 영구자석, Nd-bonded 영구자석, Ferrite 영구자석을 사용한다. 이들의 상온 잔류자속밀도는 각각 1.2T, 0.8T, 0.4T이며 NdFeB-sintered 영구자석만 전류가 흐르는 도전성을 갖는다.

분석은 내측 토크, 외측 토크, 내측 토크 리플, 외측 토크 리플, 히스테리시스 손실, 철심의 와전류 손실, 영구자석 와전류 손실, 효율, 토크 밀도 등 9개 항목 분석하며 이 중 주요 설계 목적함수로는 토크, 손실, 효율이다. 고토크와 저손실을 바탕으로 효율 최적화 설계를 진행하며, 출력을 나타내기 위한 내측 및 외측 회전자의 토크는 동력전달 효율인 η 값에 따라 다르기 때문에 내측 회전자 토크는 0.18~0.20Nm, 외측 회전자 토크는 1.5~1.6Nm을 목표로 한다. 손실분석에는 기계 손실은 고려하지 않고 전자계 손실인 철손과 영구자석 와전류 손실만을 고려한다. 효율은 입력과 출력의 비율을 식(11)~(13)에 따라 계산한다.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_l} \quad (11)$$

$$P_o = \omega_o \tau_o (W) \quad (12)$$

$$P_i = \omega_i \tau_i (W) \quad (13)$$

η : 효율, P_o : 출력, P_i : 입력, P_l : 손실, ω_o : 외측 회전자의 각속도, τ_o : 외측 회전자의 토크(Nm), ω_i : 내측 회전자의 각속도, τ_i : 내측 회전자의 토크(Nm)

표 3-2. 설계목표 사양

Table 3-2. Design Goal Specification

Item	Unit	Value
Capacity	kW	3.0
Inner Rotor Speed	rpm	140,000
Inner Rotor Torque	Nm	0.18~0.20
Outer Rotor Speed	rpm	17,500
Outer Rotor Torque	Nm	1.5~1.6
Gear Ratio	-	8:1

표 3-3. 해석모델 재질 정보

Table 3-3. Material Information of Analysis Model

Item	Unit	Value
NdFeB Residual Flux Density	T	1.2
NdFeB Electric Resistivity	Ohmm	1.4e-06
Nd-bonded Residual Flux Density	T	0.8
Ferrite Residual Flux Density	T	0.4
Core Flux Density @5000A/m	T	1.655
Core Loss @50Hz, 1.5T	W/m ³	15,700

2. 설계 파라미터 및 모델링 구성 전략

그림 3-1에 동축 마그네틱 기어의 주요 설계 파라미터를 나타내며 이를 기반으로 특성분석 및 효율 최적화 설계를 수행한다. 각 파라미터는 IY: Inner Yoke, IM: Inner Magnet, IG: Inner Air Gap, PP: Pole-piece, OG: Outer Air Gap, OM: Outer Magnet, OY: Outer Yoke를 나타내며 모두 원통형 좌표계의 R-axis 방향 길이를 나타낸다.

설계 기준점을 선정함에 있어, 목표 토크 기반의 전동기 설계는 TRV(Torque per Rotor Volume)기법을 사용하여 초기 사이즈를 선정한다. 하지만 동축 마그네틱 기어는 전동기와 토폴로지가 다르기 때문에 전동기의 TRV는 적합하지 않으며, 동축 마그네틱 기어에 맞는 목표 토크 기반의 설계 프로세스는 정립되지 않은 상황이다. 따라서 본 논문에서는 선행연구의 초기모델을 분석하여 목표 최대토크를 만족하는 파라미터 범위를 선정했다. 이 중 폴피스의 너비에 해당하는 폴피스의 Theta(θ)-axis 길이는 다수논문에서 최적 길이가 증명되었으며, 폴피스 사이 공간의 각도와 폴피스의 너비에 해당하는 각도가 같을 때 가장 우수한 특성을 나타낸다[21, 37].

그림 3-1에 나타낸 각 파라미터를 바탕으로 분석 모델의 수는 각 파라미터의 수준 개수에 따라 다르다. 각 파라미터의 수준 수를 10개로 한정할 경우 전 조합 분석 모델은 10^7 개이다. 추가로 모델의 축 방향 길이, 영구자석 종류, 영구자석 극수 조합에 대한 분석을 더 할 경우, 모델의 수는 기하급수적으로 증가함은 물론 각 파라미터에 따른 경향을 시각화하는 것에도 어려움이 있다. 따라서 분석할 파라미터를 최소화할 필요가 있으며, 다음 절에 두 공극, 축 방향 길이, 극수 조합에 대해 선행연구를 바탕으로 한 제한조건 설정을 나타낸다.

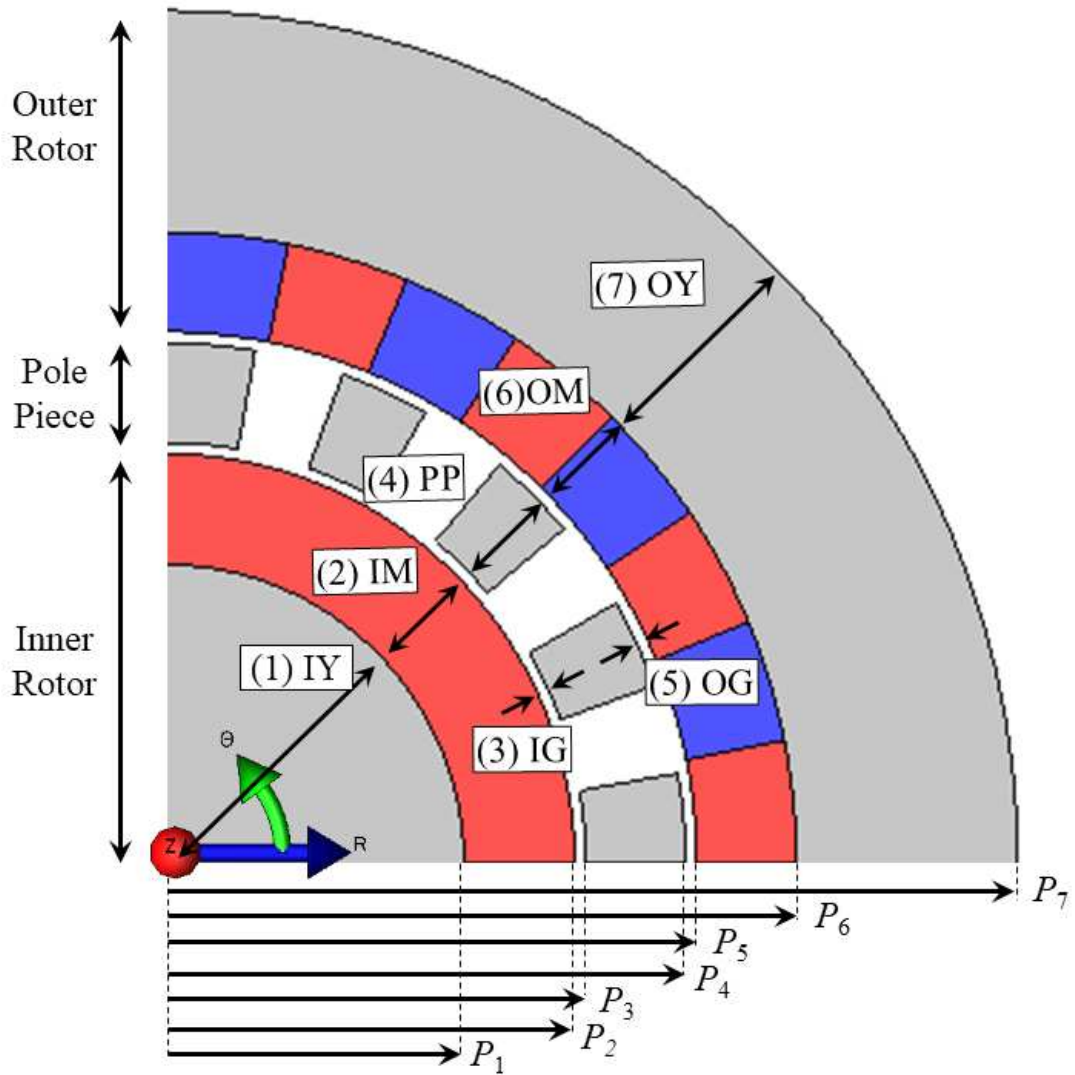


그림 3-1. 동축 마그네틱 기어의 주요 설계 파라미터
 Fig. 3-1. Design Parameter of Coaxial Magnetic Gear

가. 공극 및 축 방향 길이 제한

동축 마그네틱 기어는 두 개의 공극을 가지며 두 길이의 비율에 대해서는 선행 연구에서 자세히 검토되었다. 공극이 길수록 최대토크는 감소하나 내측 공극 길이보단 외측 공극의 길이에 매우 민감하여 외측 공극 길이는 짧게 선정해야 한다. 내측 공극은 길이에 따른 출력감소율이 낮으며 내측 토크리플 개선율이 높아, 내측 공극 길이는 외측 공극 길이보다 길게 선정하는 것이 유리하다[51]. 또한, 공극 길이는 회전자와 고정자 간 기계적 간섭이 없도록 충분한 길이가 확보되어야 한다. 상대적으로 회전속도가 높은 내측 회전자는 원심력에 따른 영구자석의 비산 가능성도 고려해야 한다. 따라서 제작성을 반영하여 내측 공극 길이는 1mm로, 외측 공극 길이는 0.5mm로 선정하였다.

2차원 시뮬레이션은 평면상의 전자계만 고려하기 때문에 축 방향 길이는 비례 상수일 뿐이며, 축 방향 길이를 조절하더라도 효율 및 특성의 경향에는 변화가 없다. 따라서 모든 모델의 축 방향 길이는 동일하게 70mm로 고정한 후 분석하며, 최종모델 선정 시 목표 출력에 맞춘 축 방향 길이를 도출한다.

나. 극수 조합 제한

본 논문에서의 목표 기어비는 8:1이지만 동축 마그네틱 기어의 기어비는 식 (5), (6)에 따라 계산되기 때문에 내측 회전자 및 외측 회전자의 극수 조합에 대해 무수한 경우의 수가 존재한다. 표 3-4에 8:1 기어비를 기준으로 한 극수 조합 경우의 수를 나타낸다.

선행연구결과에 따라 극수가 많을수록 영구자석의 단일 면적은 감소하기 때문에 영구자석 와전류 손실 저감에는 유리하다. 하지만 동일한 공극 길이를 사용하는 경우, 극수 증가에 따라 영구자석의 합성 자기저항이 감소한다. 이는 공극 투과하는 자속보다 인접한 영구자석으로 쇄교하는 자속을 증가시켜 토크밀도를 감소시키는 원인이 된다. 또한, 극수가 많을수록 제한된 공간에 다수의 영구자석을 배치해야 하므로 제작성은 감소하며 특히 목표 토크가 낮을수록 전체 외경이 작아 제작이 불가할 수 있다[52-53].

그림 3-2는 영구자석 극수에 따라 동일한 출력을 나타내기 위한 모델의 축 방향 길이를 나타낸다. 이는 자력의 세기에 영향을 받기 때문에 자력이 가장 낮은 Ferrite와 자력이 가장 높은 NdFeB 모델을 비교하였다. 그 결과 동일한 토크를 나타내기 위해 가장 낮은 축 방향 길이를 나타낸 내측 회전자 극수는 4극이며 극수가 증가할수록 축방향 길이는 상승하는 경향을 나타낸다. 즉, 4극을 사용하는 경우 가장 높은 토크 밀도를 나타낸다.

표 3-4. 8:1 기어비의 극수 조합

Table 3-4. Pole Combination of 8:1 Gear Ratio

Inner rotor poles	Outer rotor poles	Number of Pole piece
2	16	9
4	32	18
6	48	27
8	64	36
10	80	45
...

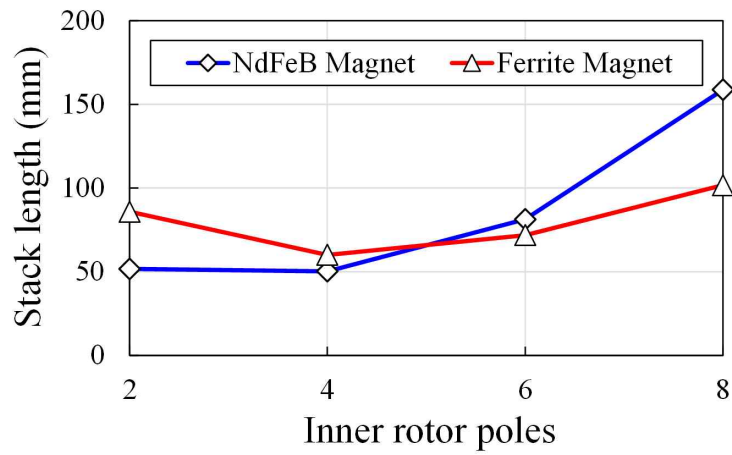


그림 3-2. 극수 조합에 따른 축 방향 길이

Fig. 3-2. Z-axis Length according to Pole Combination

다. 특성분석을 위한 파라미터 구성 전략

제한조건을 포함한 각 파라미터의 범위를 표 3-5에 나타내며 분석할 파라미터는 총 다섯 종류이다. 일반적으로 하나의 파라미터와 하나의 목적함수를 사용하는 경우 2차원 그래프로 표현할 수 있다. 또한, 두 개의 파라미터와 하나의 목적함수로 구성할 경우 3차원 그래프로 표현할 수 있다. 파라미터의 개수가 이보다 많을 경우 시각화하기는 어려우며 가독성도 떨어진다. 따라서 파라미터에 따른 특성분석을 위해서는 최대 두 개의 파라미터와 하나의 목적함수로 구성하는 것이 바람직하다. 본 논문의 동축 마그네틱 기어는 총 다섯 종류의 파라미터가 있으며 세 단계(Three Step)로 나누어 설계 전략을 구성한다.

설계 전략 Step I에서는 그림 3-3과 같이 IM, OM, OY의 값을 고정하고 후 IY와 PP의 파라미터를 분석하고 이때 IY의 수준은 0.5mm 단위로, PP의 수준은 1.0mm로 구성한다. 각 공극 길이, 영구자석 길이가 고정이기 때문에 IY와 PP 파라미터의 변동은 동축 마그네틱 기어의 전체 사이즈를 증감하는 효과를 나타낸다. 설계 전략 Step II에서는 Step I에서 도출된 최적 효율 모델을 바탕으로, 그림 3-4와 같이 IY, PP, OY를 고정하고 후 IM과 OM의 파라미터를 분석한다. 이때 두 파라미터의 수준은 0.5mm 단위로 구성한다. 각 공극과 PP가 고정이기 때문에 영구자석 두께에 따른 전체 사이즈 변동은 없으며 각 회전자 요크는 자속이 포화되지 않도록 충분한 두께를 확보한 상태에서 분석한다. 마지막 설계 전략 Step III에서는 나머지 파라미터를 고정하고 OY에 대해서만 분석하며 수준은 1.0mm 단위로 구성한다.

표 3-5. 파라미터 분석 범위

Table 3-5. Parameter Range

	Parameter	Design range
(1) IY: Inner Yoke	P_1	10~20mm
(2) IM: Inner Magnet	$P_2 - P_1$	2~7mm
(3) IG: Inner Air Gap	$P_3 - P_2$	1.0mm 고정
(4) PP: Pole-piece	$P_4 - P_3$	1~14mm
(5) OG: Outer Air Gap	$P_5 - P_4$	0.5mm 고정
(6) OM: Outer Magnet	$P_6 - P_5$	2~7mm
(7) OY: Outer Yoke	$P_7 - P_6$	5~15mm
Stack Length	Z-axis length	70mm 고정

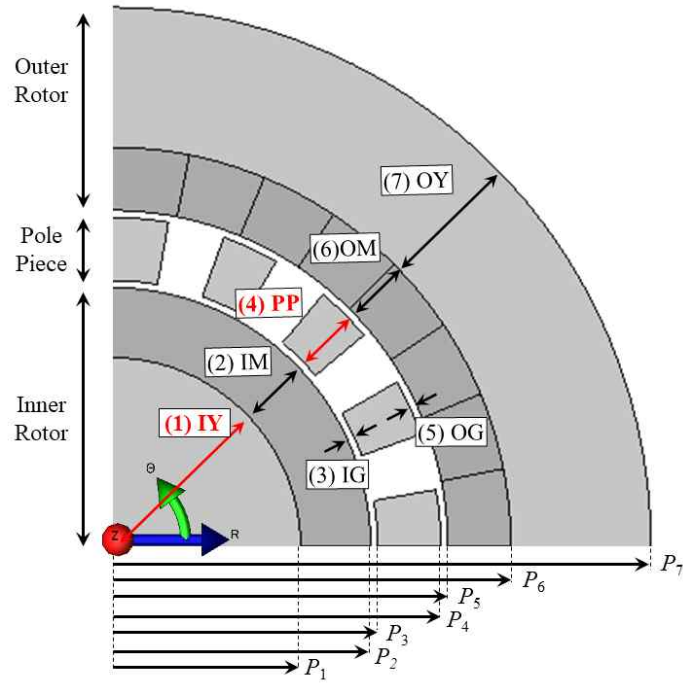


그림 3-3. 첫 번째 분석 조합 파라미터

Fig. 3-3. Parameter Combination of First Analysis

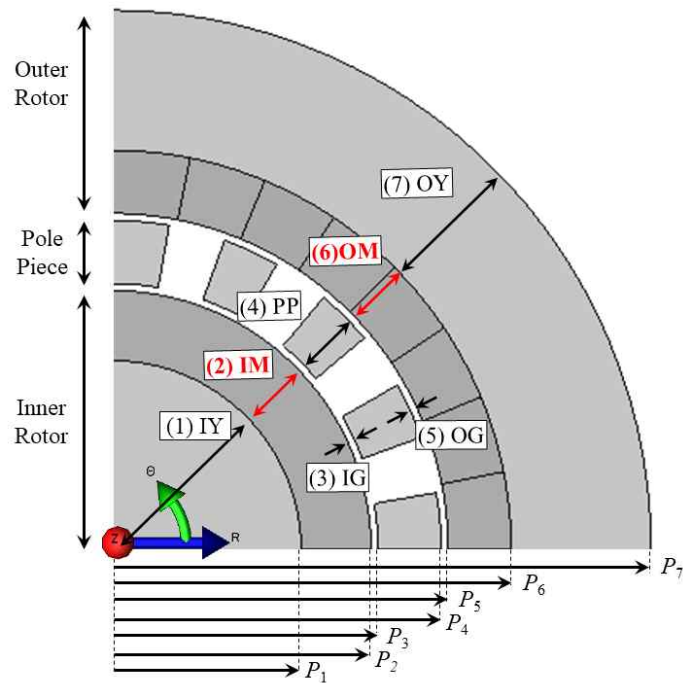


그림 3-4. 두 번째 분석 조합 파라미터

Fig. 3-4. Parameter Combination of Second Analysis

B. 2D-FEA 기반의 2차원 형상 특성분석

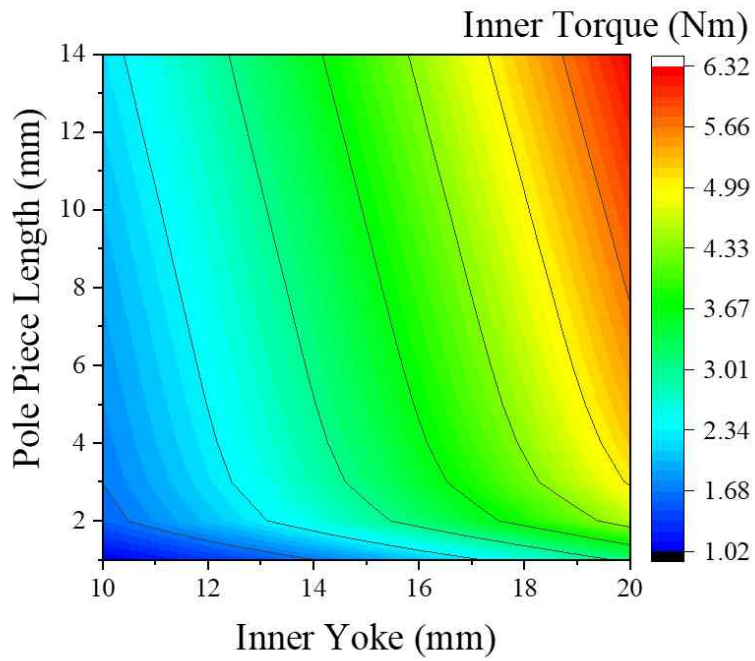
1. NdFeB 적용모델의 IY, PP에 따른 특성분석

가. 토크 특성

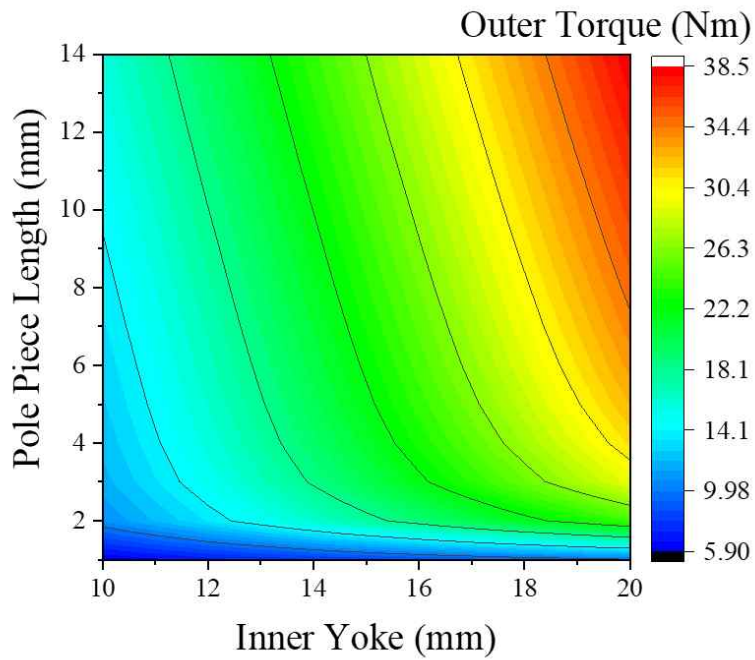
그림 3-5는 “설계 전략 Step I”에 따라 내측 요크 및 폴피스 길이에 따른 내측 회전자의 토크 특성과 외측 회전자의 토크 특성을 나타낸다. 내측 요크(IY)길이의 증가 및 폴피스 길이(PP)가 증가하는 것은 동축 마그네틱 기어의 전체 외경이 증가함을 의미한다. 따라서 전체 사이즈 증가에 따라 내측 회전자의 토크 및 외측 회전자의 토크 모두 증가함을 알 수 있다. 분석한 데이터 내에서 가장 토크가 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 14mm로 내외 측 토크는 각각 6.3Nm, 38.46Nm 이다. 그림 3-5 그래프를 통해 토크 특성은 특정 지점부터 선형적인 경향을 나타냄을 알 수 있으므로 각 파라미터에 따른 영향도 분석을 위해 최대 토크 지점보다 1mm 작은 지점의 토크 값을 비교한다.

먼저 두 파라미터 모두 1mm 작은 IY: 19mm, PP: 13mm의 내외 측 토크 값은 각각 5.7Nm, 35.37Nm 이다. 이때 폴피스 길이를 1mm 증가시킨 IY: 19mm, PP: 14mm의 내측 토크값은 5.8Nm로 1.8% 증가, 외측 토크값은 35.93Nm로 1.6% 증가를 나타낸다. 내측 요크 길이를 1mm 증가시킨 경우 IY: 20mm, PP: 13mm의 내측 토크값은 6.2Nm로 8.8% 증가, 외측 토크값은 37.88Nm로 7.1% 증가를 나타낸다.

따라서 동일한 증가량에서 폴피스 길이를 증가시키는 것보다 내측 요크의 길이를 증가시키는 것이 토크 증가에 유리하며 이는 곧 토크 밀도 향상에도 유리함을 나타낸다.



(a) Inner Torque



(b) Outer Torque

그림 3-5. 내측 및 외측 토크 특성

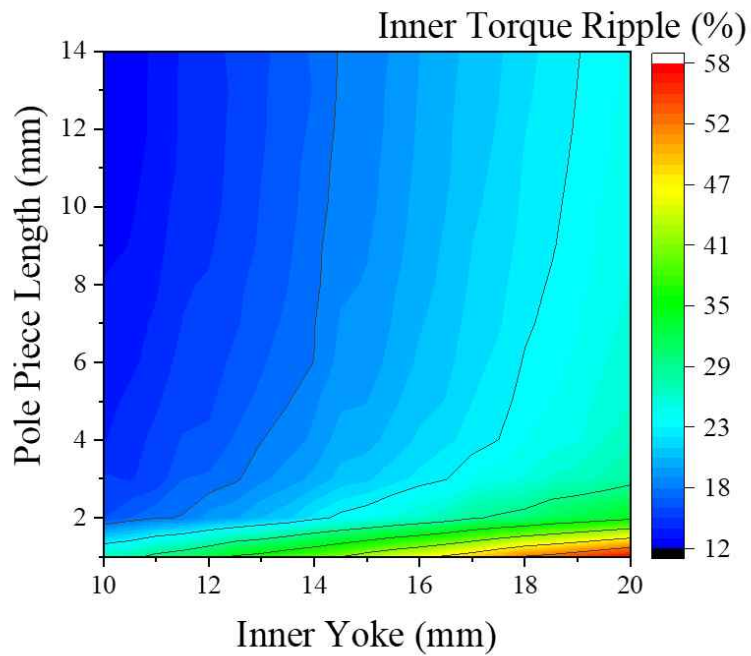
Fig. 3-5. Torque Characteristics of Inner and Outer Rotor

나. 토크 리플 특성

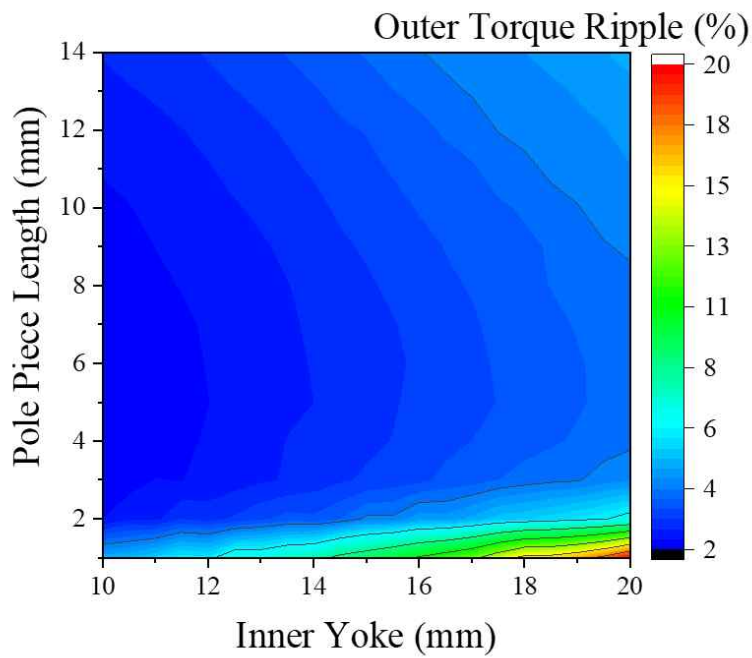
그림 3-6은 “설계 전략 Step I”에 따라 내측 토크 리플과 외측 토크 리플 특성을 나타낸다. 토크리플은 회전자의 진동 및 소음의 원인이 되기 때문에 저감해야 하는 요소이다. 토크 리플은 별도로 자세히 검토해야 하는 영역으로 공극 불균형, 제작 공차, 축 뒤틀림, 자력 불균형, 공명 진동수 등 다수의 변수가 존재한다. 따라서 본 논문에서는 해당 변인이 통제된 시뮬레이션 상의 토크 리플 분석만을 나타낸다.

내측 회전자에서 가장 낮은 토크 리플을 나타내는 지점은 IY: 10mm, PP, 14mm로 12%를 나타낸다. 외측 회전자에서 가장 낮은 토크 리플을 나타내는 지점은 IY: 10mm, PP, 6mm로 1.6%를 나타낸다. 두 회전자 리플 모두 동축 마그네틱 기어의 사이즈가 작은 지점에서 가장 낮은 토크 리플을 나타냈으며 폴피스 길이에 대해서는 두 회전자가 다소 차이를 나타내었다. 각 최적 토크 리플을 나타낸 폴피스 길이를 기준으로 IY를 10mm에서 20mm로 변경한 경우 내측 토크 리플은 2배 증가한 24%를 나타냈으며, 외측 토크 리플은 2.3배 증가한 3.7%를 나타내었다.

따라서 토크 리플 개선에는 동축 마그네틱 기어의 사이즈를 줄이는 것이 유리하며 최소 토크 리플을 나타내는 폴피스 길이를 도출할 수 있다. 또한, 토크 리플 특성은 토크 크기 값과는 반대적인 경향을 나타냄을 알 수 있다.



(a) Inner Torque Ripple



(b) Outer Torque Ripple

그림 3-6. 내측 및 외측 토크리플 특성

Fig. 3-6. Torque Ripple Characteristics of Inner and Outer Rotor

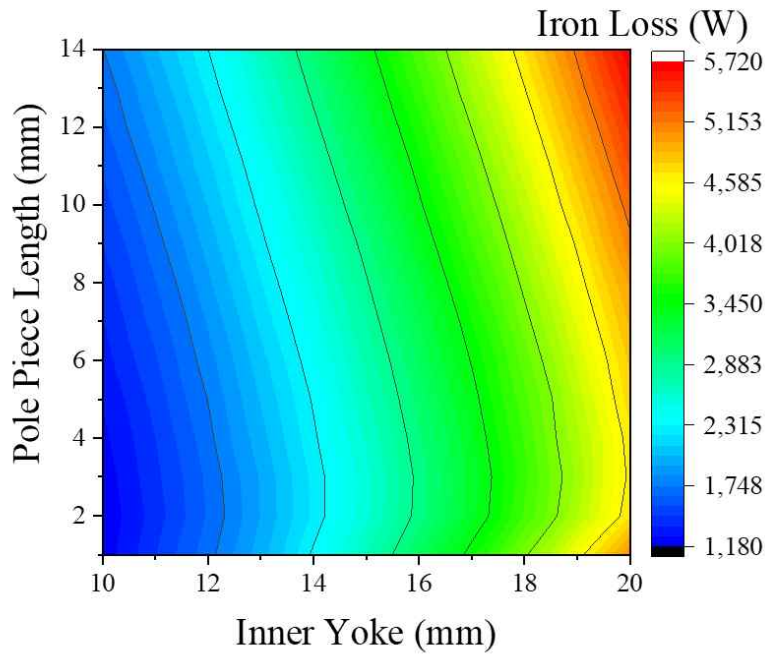
다. 철손 특성

(1) 전체 철손 및 내측 요크 철손

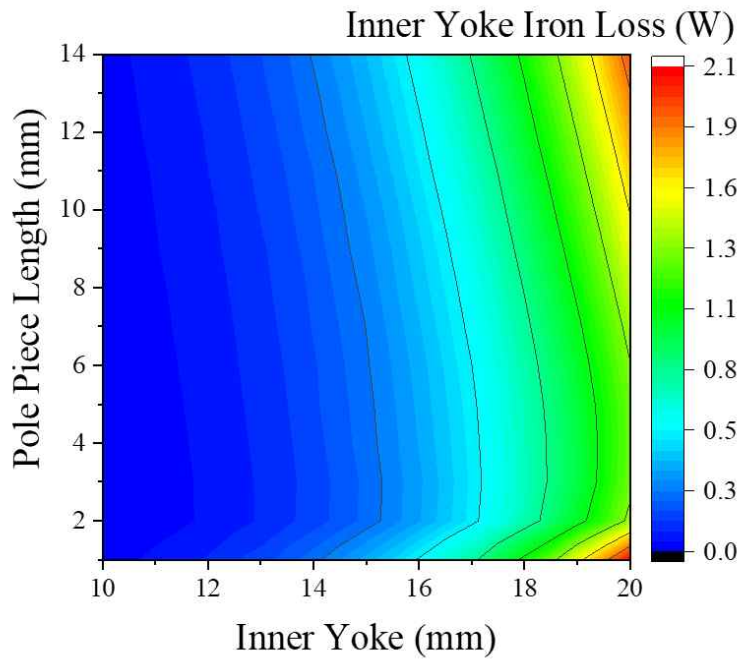
그림 3-7~그림 3-9는 전기강관 영역에 대한 철손을 나타낸다. 그림 3-7(a)는 철손의 총합을 나타내며 그림 3-7(b)는 내측 요크의 철손을 나타낸다.

내측 요크 및 폴피스 길이에 따른 철손의 경향은 폴피스 길이가 4mm 이상일 때 토크 특성과 동일하게 나타난다. 분석한 데이터 내에서 가장 철손이 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 14mm로 5,714W이다. 두 파라미터 모두 1mm 작은 IY: 19mm, PP: 13mm의 철손은 5,080W이며, 폴피스 길이를 1mm 증가시킨 IY: 19mm, PP: 14mm의 철손은 5,190W로 2.2% 증가, 내측 요크 길이를 1mm 증가시킨 경우 IY: 20mm, PP: 13mm의 철손은 5,583W로 9.9% 증가한다. 철손 특성은 토크 특성과 동일하게 폴피스 길이보단 내측 요크 길이에 높은 영향을 받음을 알 수 있다.

각 영역별 구체적인 분석을 위해 내측 요크, 외측 요크, 그리고 폴피스 영역에 대한 철손을 각각 분석한다. 먼저 내측 회전자 요크의 철손은 전체 철손대비 0.03%수준의 값으로 무시할 수 있는 수준이다. 이는 그림 2-9에서 확인한 것과 같이 내측 회전자를 쇄교하는 자속이 적기 때문이다.



(a) Total Iron Loss



(b) Inner Yoke Iron Loss

그림 3-7. 전체 및 내측 요크 철손 특성

Fig. 3-7. Total and Inner Yoke Iron Loss Characteristics

(2) 외측 요크 철손

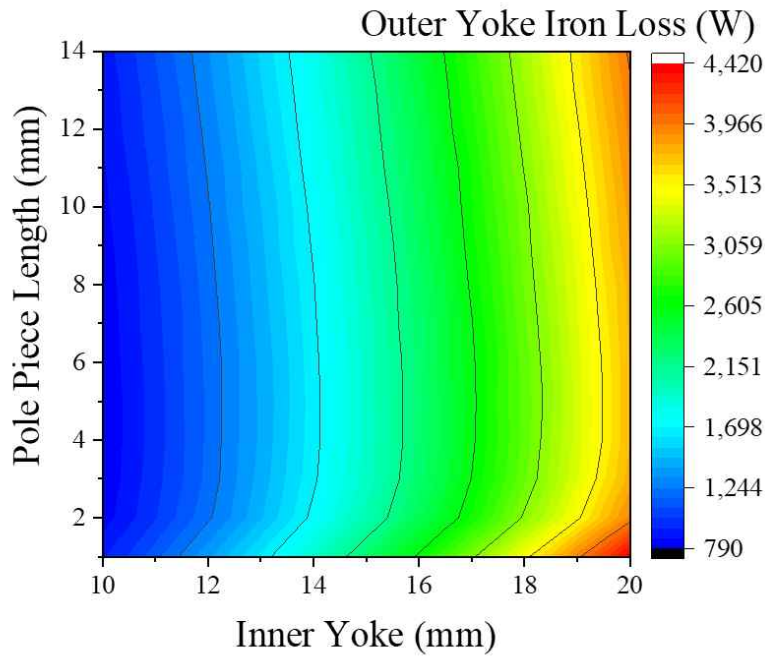
그림 3-8(a)는 외측 요크의 철손을 나타낸다. 외측 요크 철손이 가장 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 1mm이고 4,414W를 나타낸다. 이는 해당 지점 총 철손의 87%에 해당한다. 외측 요크 철손은 전반적으로 폴피스 길이에 따라서는 일정한 손실을 보이지만 내측 요크 길이에는 큰 폭의 변화를 나타낸다. 최대 철손 지점에서 IY의 값만 10mm로 변경할 경우 80% 감소한 932W를 나타낸다.

그림 3-8(b)는 외측 요크 철손 중 와전류 손실성분을 주파수별로 나타낸다. 구동 주파수는 4,667Hz이며 분석은 127차까지 수행했고 그래프에는 22차에 해당하는 98,000Hz까지만 나타낸다. 총 철손 4,414W 중 와전류 손실이 4,367W로 98.9%에 해당하고 히스테리시스 손실은 47W인 1.1%를 나타낸다.

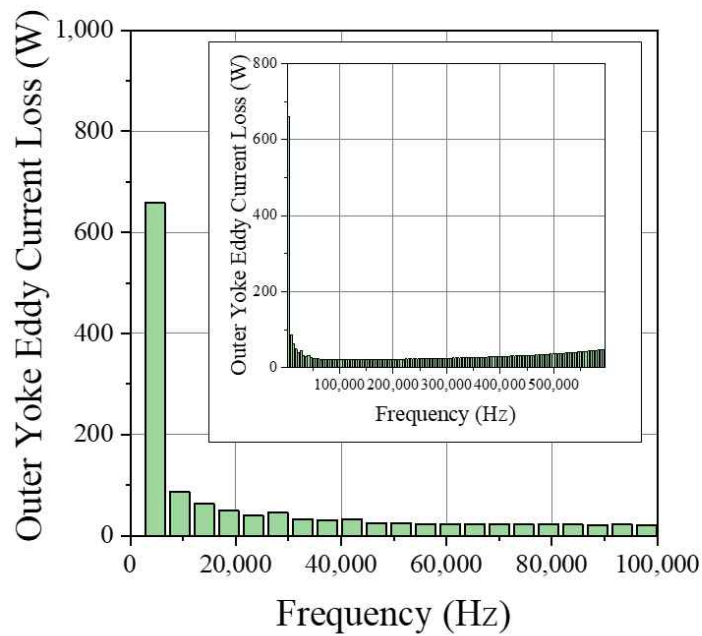
(3) 폴피스 철손

그림 3-9(a)는 폴피스의 철손을 나타낸다. 폴피스 철손이 가장 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 14mm이고 1,718W를 나타낸다. 이는 해당 지점 총 철손의 30%에 해당한다. 폴피스 철손은 폴피스 길이 및 내측 요크 길이 모두에 대해 선형적인 경향을 나타내며 폴피스 1mm 증가 시 5.5% 손실증가, 내측 요크 길이 1mm 증가 시 6.2% 손실이 증가하여 내측 요크 길이에 따른 손실 변동이 더 높다.

그림 3-9(b)는 폴피스 철손 중 와전류 손실성분을 주파수별로 나타낸다. 주구동 주파수는 4,667Hz이며 분석은 127차까지 수행했고 그래프에는 22차에 해당하는 98,000Hz까지만 나타낸다. 총 철손 1,718W 중 와전류 손실이 1,636W로 95.2%에 해당하고 히스테리시스 손실은 82.5W인 4.8%를 나타낸다.



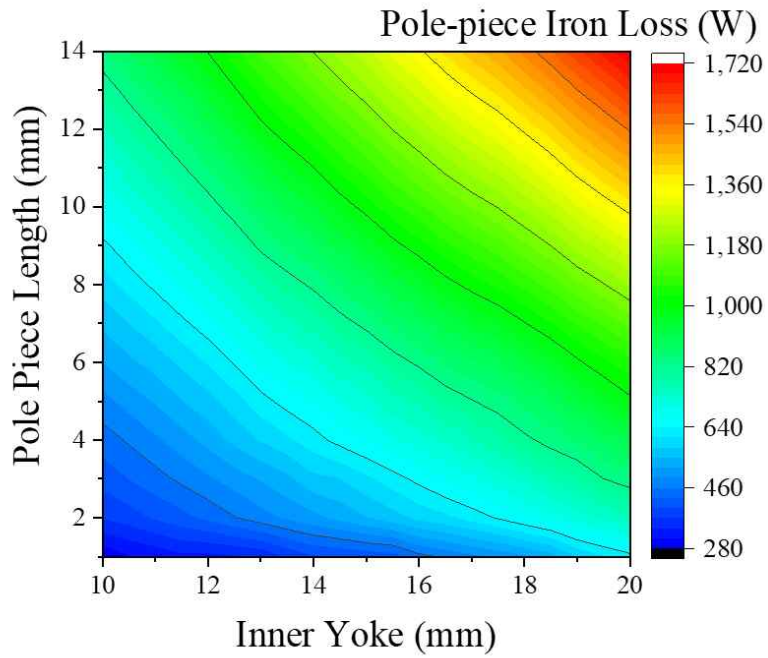
(a) Outer Yoke Iron Loss



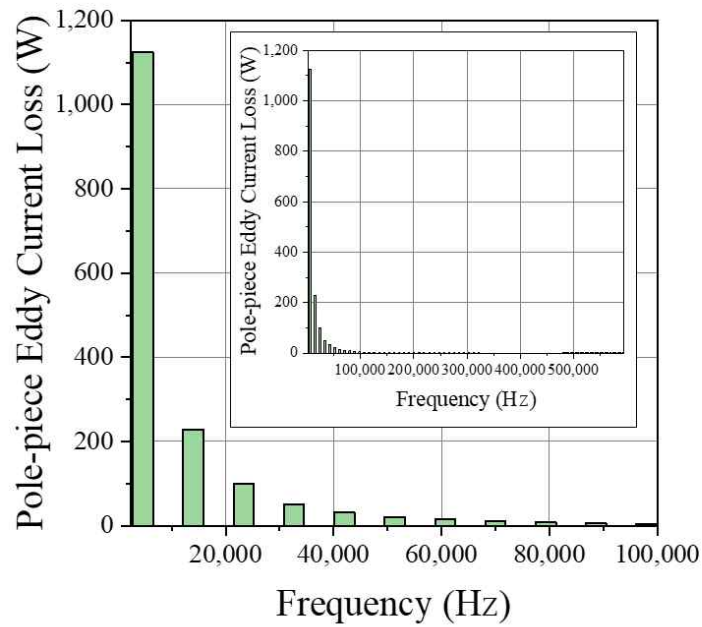
(b) Outer Yoke Eddy Current Loss

그림 3-8. 외측 요크 철손 특성

Fig. 3-8. Outer Yoke Iron Loss Characteristics



(a) Pole-piece Iron Loss



(b) Pole-piece Eddy Current Loss

그림 3-9. 폴피스 철손 특성

Fig. 3-9. Pole-piece Iron Loss Characteristics

라. 영구자석 와전류 손실 특성

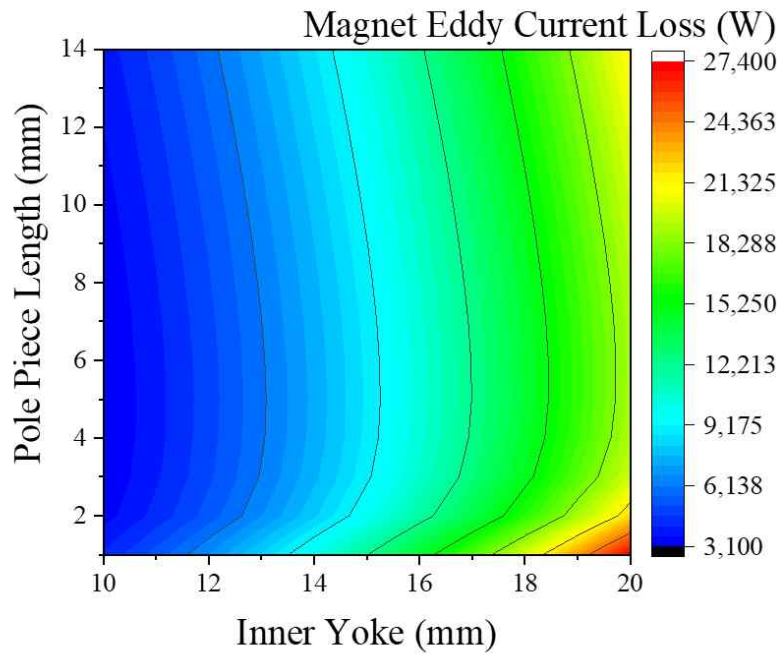
(1) 전체 영구자석 와전류 손실

그림 3-10은 영구자석 와전류 손실 특성을 나타낸다. 내측 요크 및 폴피스 길이에 따른 영구자석 와전류 손실의 경향은 폴피스 길이가 4mm 이상일 때 토크 및 철손 특성과 유사하게 나타난다. 분석한 데이터 내에서 가장 영구자석 와전류 손실이 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 1mm로 27,340W로 동일 지점의 철손 총합의 5.4배이다. 최대 지점은 다르지만 최대 토크 지점인 IY: 20mm, PP: 14mm에서 토크 및 철손 특성과 동일한 경향 분석법 적용하였다. IY: 19mm, PP: 13mm의 손실은 18,297W이며, 폴피스 길이를 1mm 증가시킨 IY: 19mm, PP: 14mm의 손실은 18,681W로 2.1% 증가, 내측 요크 길이를 1mm 증가시킨 경우 IY: 20mm, PP: 13mm의 손실은 20,901W로 14.2% 증가한다. 영구자석 와전류 손실 특성도 토크 및 철손 특성과 동일하게 폴피스 길이보단 내측 요크 길이에 높은 영향을 받음을 알 수 있으며 그 영향도는 가장 높다.

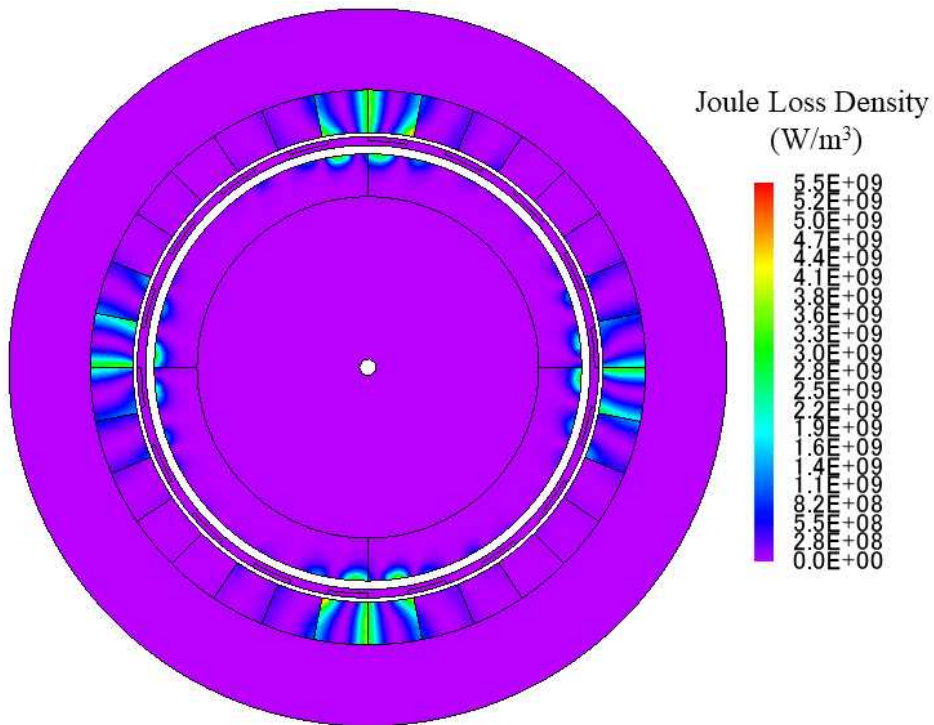
(2) 내측 및 외측 영구자석 와전류 손실

영구자석 와전류 손실은 내측 영구자석과 외측 영구자석으로 구분 지을 수 있으며 그림 3-11에 각 손실을 분석한 그래프를 나타낸다. 분석한 데이터 내에서 가장 영구자석 와전류 손실이 높은 지점은 IY: 20mm, PP: 1mm로 영구자석 와전류 손실 총합의 경우와 같으며 내측 영구자석의 손실은 5,909W로 총손실의 22%, 외측 영구자석의 손실은 21,431W로 총 손실의 78%이다.

내측 영구자석의 경우 폴피스 길이가 4mm 이하일 때 급격하게 증가하는 경향을 보인다. 이는 폴피스가 짧고 내측 요크가 증가할 경우 자속 경로의 자기저항이 감소하고 외측 영구자석에 의한 자속이 내측 영구자석에 쇄교하기 쉬운 상태가 된다. 따라서 그림 3-10(b)와 같은 손실분포를 확인할 수 있다. 하지만 외측 영구자석의 경우 그림 2-8에서 확인한 것과 같이 구조상 내측 영구자석에 의한 자속의 쇄교 정도가 높기 때문에 손실값도 크고 폴피스의 길이에 의한 영향도 상대적으로 적다.



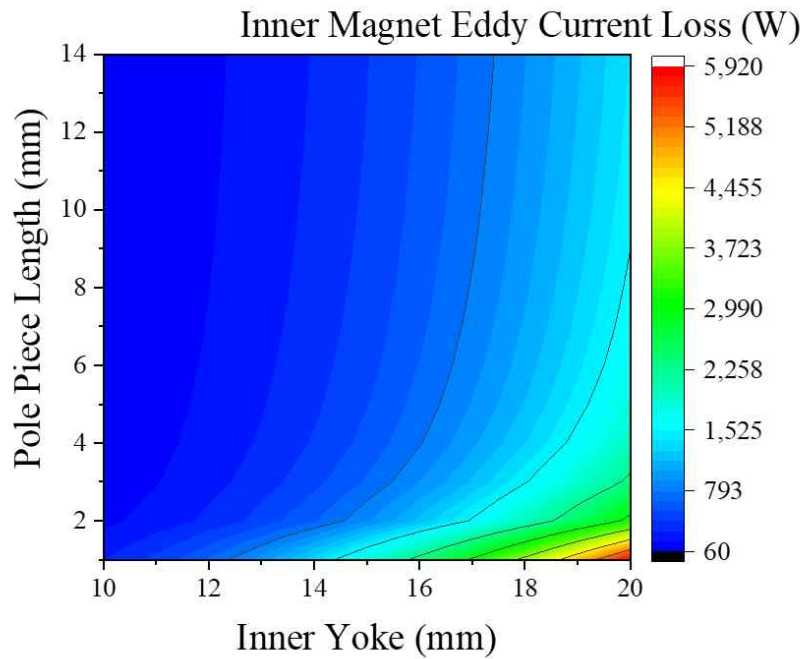
(a) Magnet Eddy Current Loss Graph



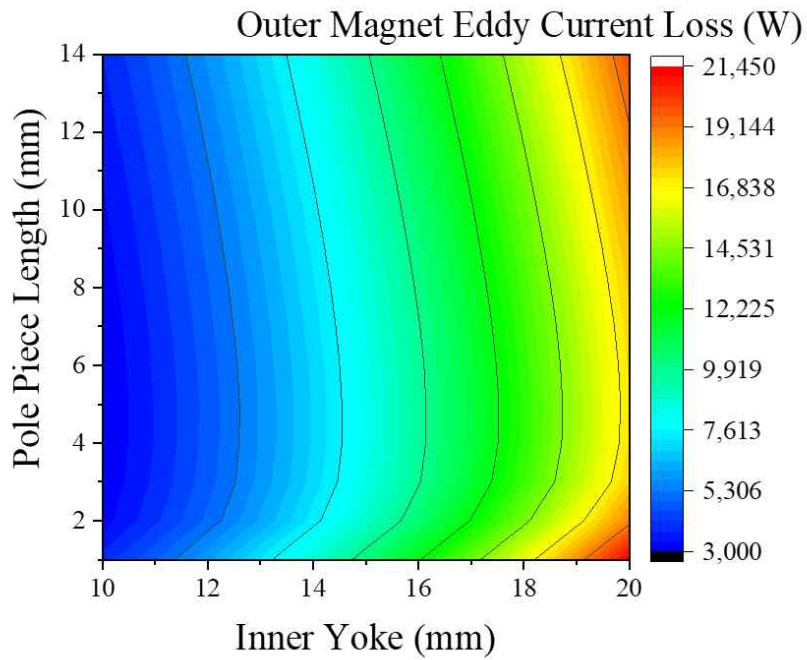
(b) Magnet Eddy Current Loss Contour Plot

그림 3-10. 영구자석 와전류 손실 특성

Fig. 3-10. Magnet Eddy Current Loss Characteristics



(a) Inner Magnet Eddy Current Loss



(b) Outer Magnet Eddy Current Loss

그림 3-11. 내외측 영구자석의 와전류 손실 특성

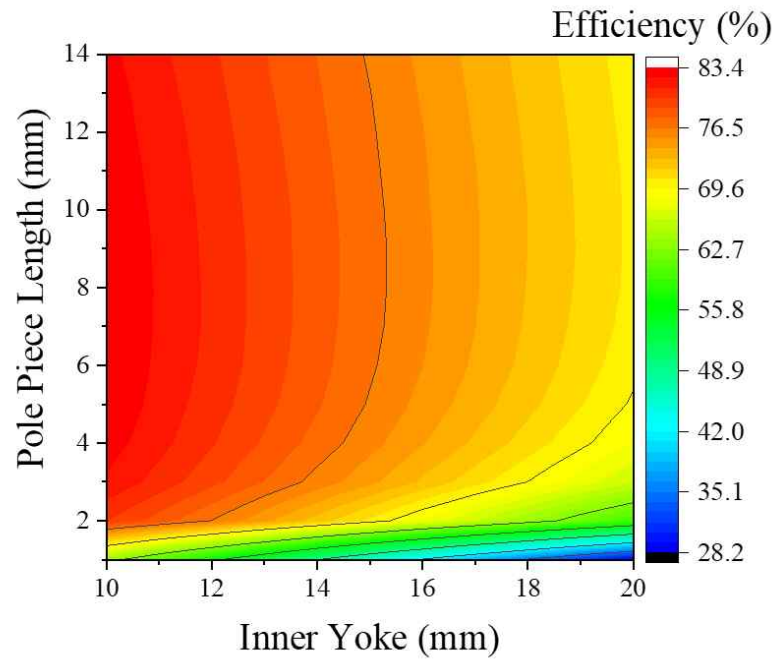
Fig. 3-11. Inner and Outer Magnet Eddy Current Loss Characteristics

마. 효율 특성

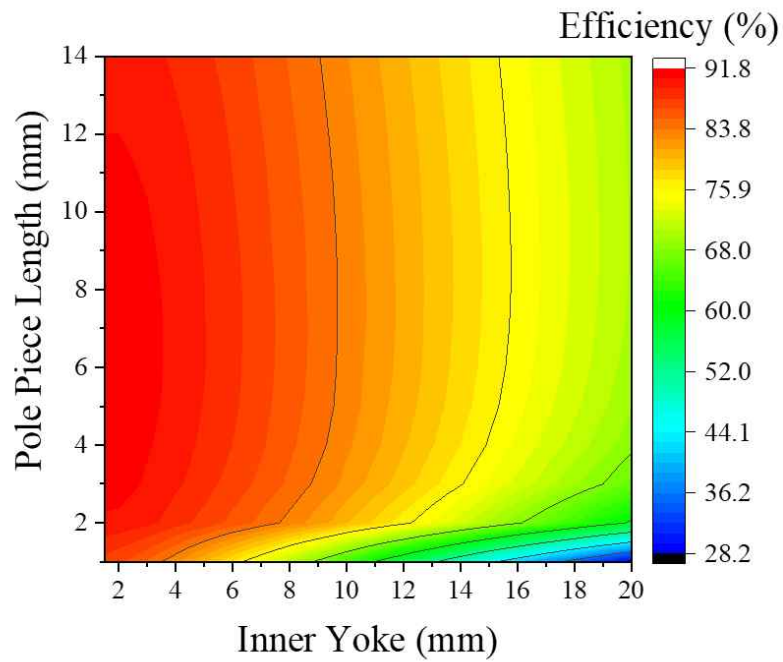
손실분석을 나타냈으나 동축 마그네틱 기어의 최적 효율 설계에 반영하기 위해서는 출력에 따른 손실 비율인 효율을 확인해야 한다. 식 (11)을 기반으로 계산한 NdFeB 모델의 효율 특성을 그림 3-12에 나타낸다. 효율 특성의 경향은 가장 손실이 높은 영구자석 와전류 손실의 반대 경향을 나타낸다. 앞에서 분석한 것과 같이 폴피스 길이 4mm 이상부터는 토크, 손실 특성이 선형적인 특성을 나타냈으나 효율 특성을 통해 토크 증가량 대비 손실 증가량이 더 높음을 알 수 있다. 분석한 데이터 내에서 최대 효율 지점은 IY: 10mm, PP: 7mm로 이때 입력 토크는 1.87Nm, 입력 회전수는 140,000rpm, 출력 토크는 13.24Nm, 출력 회전수는 17,500rpm이다. 토크 및 회전수를 바탕으로 계산된 Input power는 27,472W, Output power는 24,272W이다. JMAG-Designer의 손실 계산 방식에 따라 영구자석 와전류 손실은 전처리(Pre-processing) 방식이고 철손은 후처리(Post-processing) 방식이다. 즉, 영구자석 와전류 손실은 FEA 해석 과정에서 토크값에 반영되기 때문에 Input power와 Output power의 차이값인 3,200W는 영구자석 와전류 손실에서 계산된 3,164W와 일치한다. 반면에 철손은 토크값에 반영되지 않아 철손에 해당하는 1,363W는 손실값으로 반영해야 한다. 식 (11)을 기반으로 한 변형된 효율 계산식을 식 (14)에 나타낸다. P_{II} 은 철손을 나타내며 이에 따라 계산된 효율은 83.4%를 나타낸다.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o - P_{II}}{P_i} \quad (14)$$

그래프 경향에 따라 NdFeB 영구자석을 사용할 경우 효율 최적화 설계를 위해서는 내측 요크를 작게 설계하는 것이 유리하다. 하지만 내측 요크의 길이는 10mm까지만 분석했기 때문에 그 이하에서는 경향을 예측할 수 없다. 이에 그림 3-12(b)에 내측 요크를 1.5mm까지 감소시킨 추가 해석결과를 나타내었다. 이를 통해 NdFeB 영구자석을 사용할 경우 기기의 사이즈를 최대한 작게 설계하는 것이 최적 효율 도출에 유리함을 확인할 수 있다. 한편, 실제 제작 시에는 가공 가능성을 검토한 모델 선정이 필요할 것으로 사료된다.



(a) Efficiency



(b) Additional Efficiency

그림 3-12. 효율 특성

Fig. 3-12. Efficiency Characteristics

바. 토크 밀도 특성

그림 3-13은 파라미터에 따른 토크 밀도 특성을 나타낸다. 최대토크밀도를 나타내는 지점은 IY: 20mm, PP: 4mm로 70.1kNm/m³이다. 초기의 마그네틱 기어의 토크 밀도보단 7배 이상 높지만 Atallah가 나타낸 100kNm/m³보다는 30% 낮은 값이다. 그래프 경향에서 알 수 있듯이 내측 요크의 길이를 증가시키고 토크 밀도 최적 설계를 수행할 경우 토크 밀도는 향상될 수 있을 것으로 판단된다. 하지만 그림 3-12와 그림 3-13을 통해 본 논문의 목적함수인 최대 효율을 나타내기 위해서는 적합하지 않음을 알 수 있고 토크 밀도는 오히려 반대의 경향을 나타내고 있다. 분석한 데이터상에서 NdFeB 모델의 최대 효율 지점에서의 효율은 83.4%, 토크 밀도는 41.7kNm/m³이고, 최대 토크 밀도 지점에서의 효율은 68.4%, 토크 밀도는 70.1kNm/m³이다. 토크 밀도에 대해서는 결론부에서 종합하여 다시 다룬다.

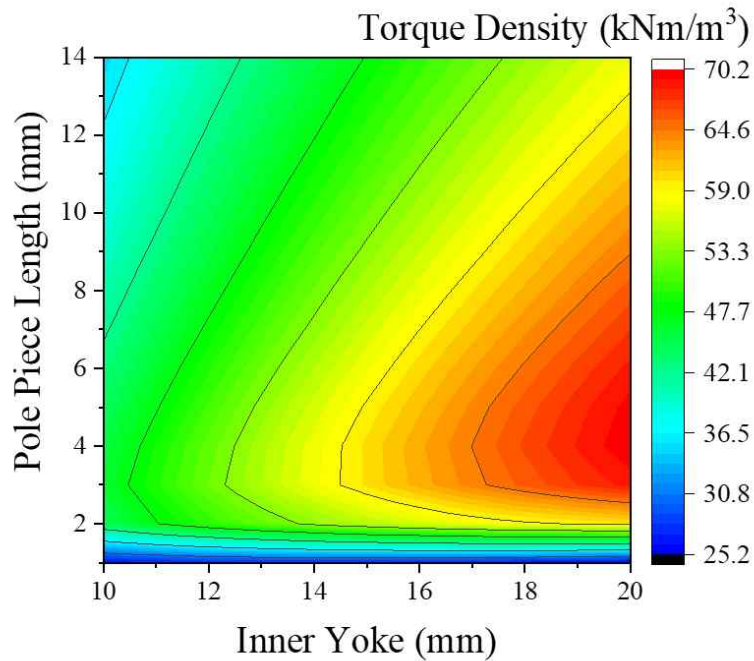


그림 3-13. 토크 밀도 특성

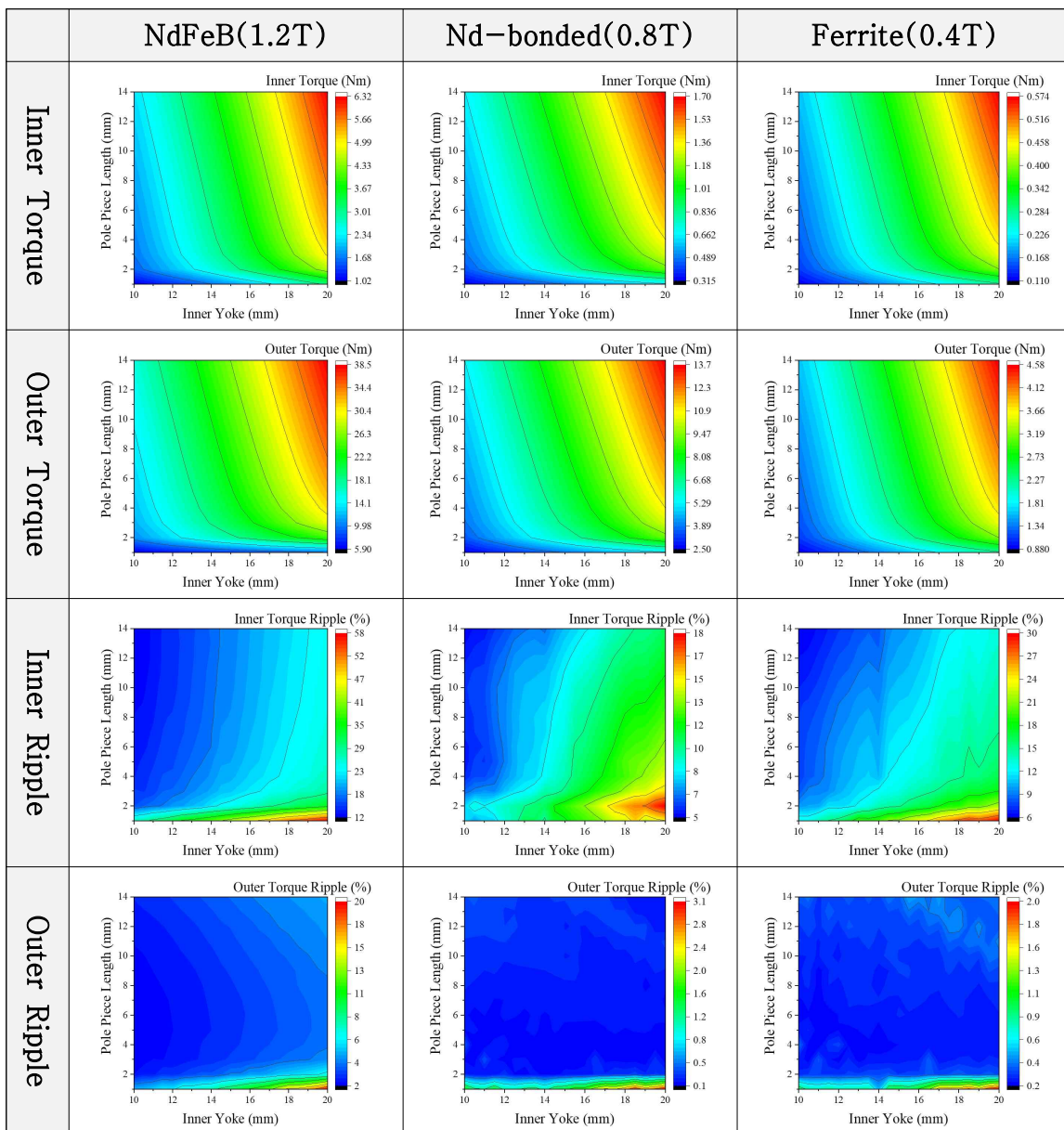
Fig. 3-13. Torque Density Characteristics

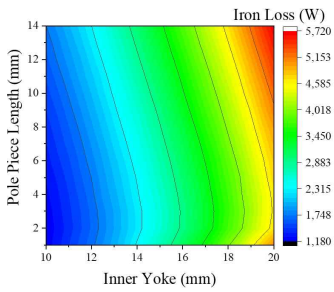
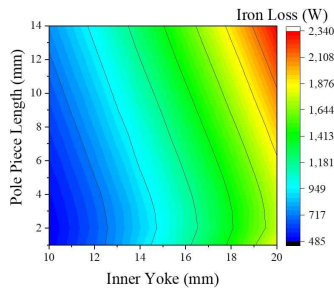
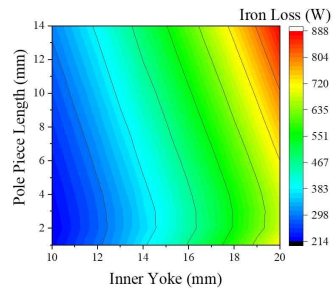
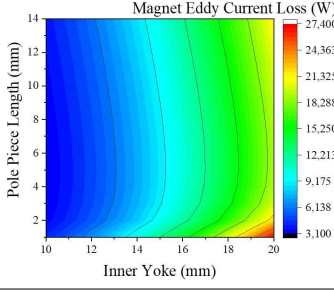
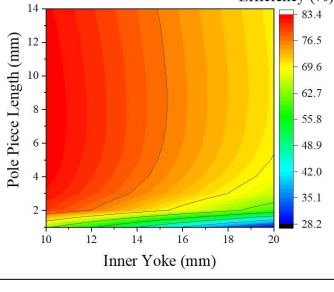
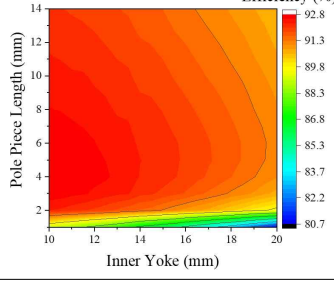
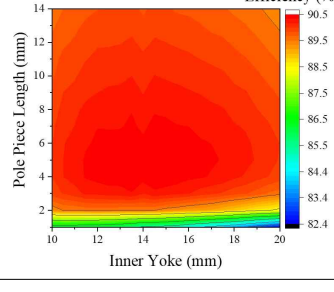
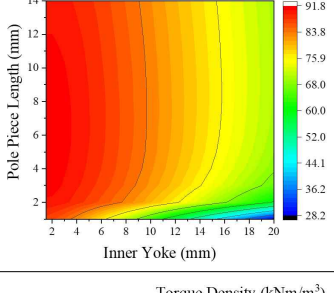
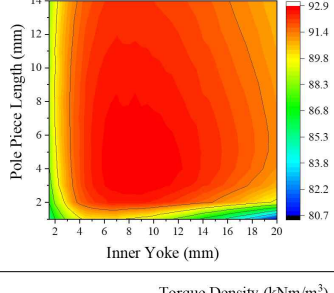
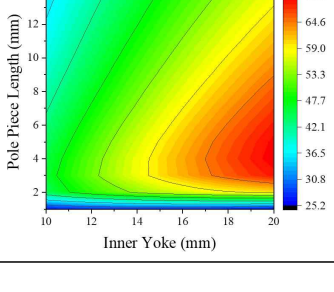
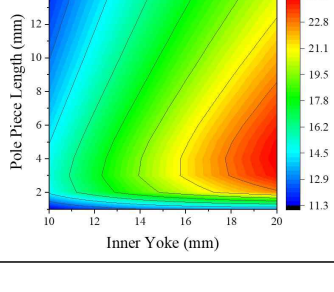
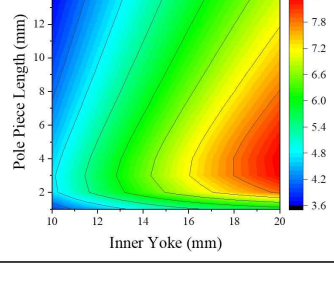
2. Nd-bonded 및 Ferrite의 IY, PP에 따른 특성분석

NdFeB 모델을 분석한 것과 같이 Nd-bonded 및 Ferrite 또한 동일한 분석을 수행했다. 하지만 분석 내용의 경향이 유사함에 따라 별도로 내용을 구성하지 않고 표 3-6에 영구자석 종류에 따른 각 특성을 종합하여 나타낸다. 종합한 결과 토크, 철손, 리플, 토크 밀도는 크기 값만 다를 뿐 특성의 경향은 매우 유사함을 확인할 수 있다. 하지만 최적 효율 모델을 도출하기 위해 효율 그래프는 다음절에 별도로 나타내어 비교한다.

표 3-6. 영구자석 종류에 따른 특성

Table 3-6. Characteristics according to Magnet Material



	NdFeB(1.2T)	Nd-bonded(0.8T)	Ferrite(0.4T)
Iron Loss			
Mag° Eddy Loss		<p>No magnet eddy current loss due to the non-conductivity</p>	
Efficiency			
Additional Effi°			<p>For the maximum efficiency</p>
Torque Density			

가. 효율 특성

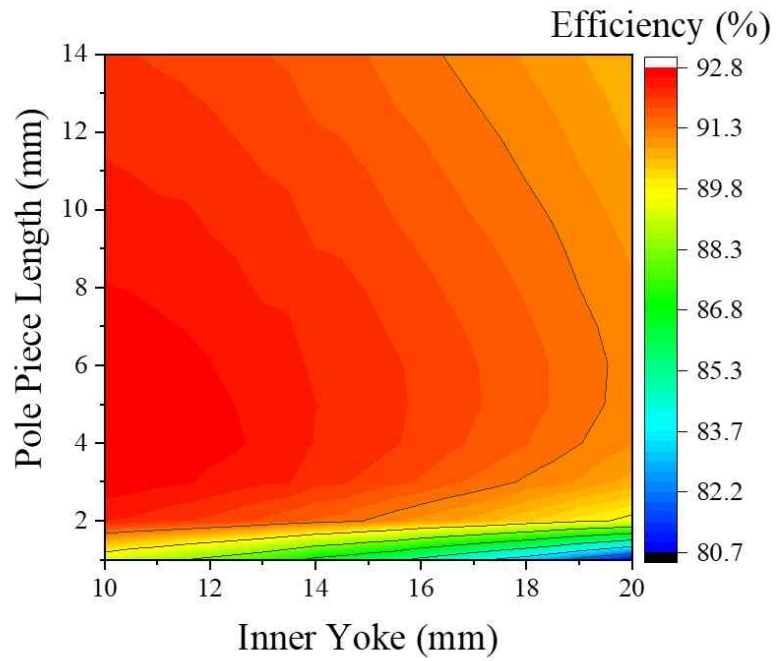
Nd-bonded 및 Ferrite 모델의 효율 특성을 그림 3-14에 나타낸다. (a)는 Nd-bonded의 효율, (b)는 Ferrite의 효율이다. 그래프에서 확인할 수 있듯이 Ferrite 모델은 최대 효율 지점이 존재한다. IY: 13.5 mm, PP: 4 mm 지점이며 90.7%의 효율을 나타낸다. Nd-bonded 모델 또한 분석된 데이터 내에서 최대 효율 지점이 존재하며 IY: 10.5 mm, PP: 4 mm 지점에서 93.0%의 효율을 나타낸다. 83.4%의 효율을 나타낸 NdFeB 모델과 비교하면 Nd-bonded 모델이 가장 높은 효율을 나타낸다.

나. 1차 모델 선정

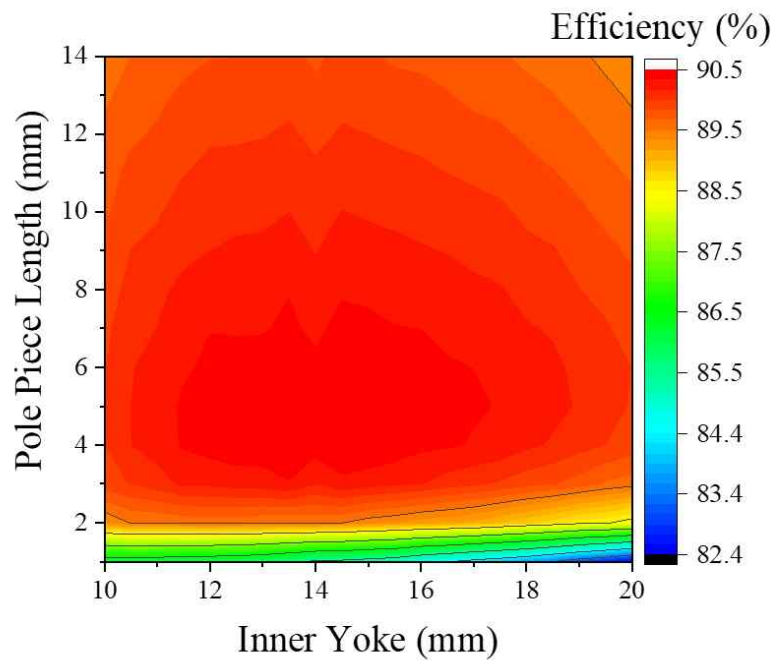
앞 절에서 영구자석 재질에 따른 각각의 최대 효율 모델을 나타내었다. 하지만 영구자석 재질별 각 최적 형상 모델의 적합성을 검토할 필요가 있다. 이에 대한 방법으로 각각의 형상은 유지한 채 영구자석의 재질만을 변경한 모델을 함께 비교한다. 표 3-7은 도출된 3가지의 최대 효율 모델과 영구자석 재질만을 변경한 모델을 함께 비교하여 총 12개의 모델의 특성을 나타낸다. 각각의 최대 효율 모델은 진한 글씨(Bold 체)로 나타낸다.

종합 결과 Nd-bonded 모델이 가장 높은 효율을 나타내며 토크 리플 측면에서도 가장 우수한 결과를 나타낸다. 또한, Nd-bonded 영구자석은 제작 공법에 따라 원통형 영구자석을 사용하기 때문에 Segment형 영구자석을 사용하는 NdFeB 및 Ferrite보다 고속회전에서 영구자석 비산에 유리하다.

한편 Nd-bonded 모델의 최적 형상에 다른 재질의 영구자석을 적용하더라도 효율 변화는 높지 않다. NdFeB를 적용할 경우 1.3%p의 감소를 나타내고 Ferrite를 적용할 경우 0.3%p의 감소를 나타낸다. 따라서 “설계 전략 Step II”의 기준 모델로 Nd-bonded의 최대 효율 모델을 선정한다.



(a) Efficiency of Nd-bonded Model



(b) Efficiency of Ferrite Model

그림 3-14. 효율 특성

Fig. 3-14. Efficiency Characteristics

표 3-7. 영구자석 종류에 따른 1차 효율 특성

Table 3-7. First Efficiency Characteristics according to Magnet Material

	IY (mm)	PP (mm)	Outer Diameter (mm)	Stack length (mm)	Inner torque (Nm)	Outer torque (Nm)	Inner ripple	Outer ripple	Input power (W)	Output power (W)	Eddy Current Loss (W)	Iron loss (W)	Efficiency	Torque Density (kNm/m ³)
NdFeB	13.5	4	77	70	2.75	18.34	18.1%	2.4%	40,385	33,618	6,678	2,144	77.9%	56.3
	10.5	4	71	70	1.87	13.03	14.3%	1.7%	27,434	23,888	3,514	1,349	82.1%	47.0
	10	7	76	70	1.87	13.24	12.8%	1.7%	27,472	24,272	3,164	1,363	83.4%	41.7
Nd-bonded	13.5	4	77	70	0.77	6.17	8.2%	0.1%	11,295	11,304	-	843	92.6%	18.9
	10.5	4	71	70	0.54	4.29	6.3%	0.1%	7,846	7,854	-	555	93.0%	15.5
	10	7	76	70	0.55	4.37	5.8%	0.2%	8,005	8,011	-	581	92.8%	13.8
Ferrite	13.5	4	77	70	0.25	2.02	10.8%	0.2%	3,691	3,694	-	348	90.6%	6.2
	10.5	4	71	70	0.17	1.34	7.8%	0.2%	2,462	2,465	-	239	90.3%	4.9
	10	7	76	70	0.17	1.35	7.3%	0.2%	2,465	2,467	-	245	90.1%	4.2

3. NdFeB 적용모델의 IM, OM에 따른 특성분석

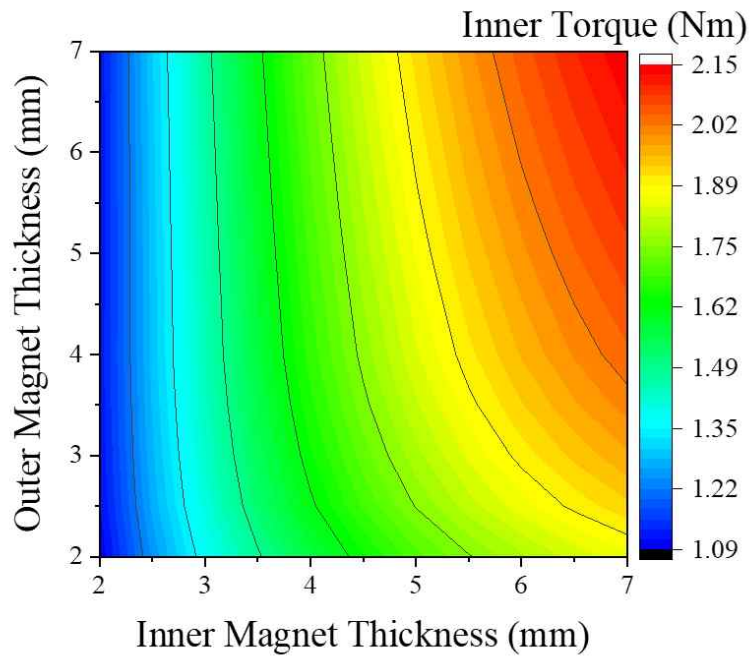
가. 토크 특성

앞 절의 IY, PP 길이에 따른 특성분석을 통해 도출된 최대 효율 모델 IY: 10.5mm, PP: 4mm에 대해 IM, OM 파라미터 분석을 수행한다. 그림 3-15는 “설계 전략 Step II”에 따라 내측 영구자석 및 외측 영구자석 R-axis 길이(영구자석 두께)에 따른 내측 회전자의 토크 특성과 외측 회전자의 토크 특성을 나타낸다.

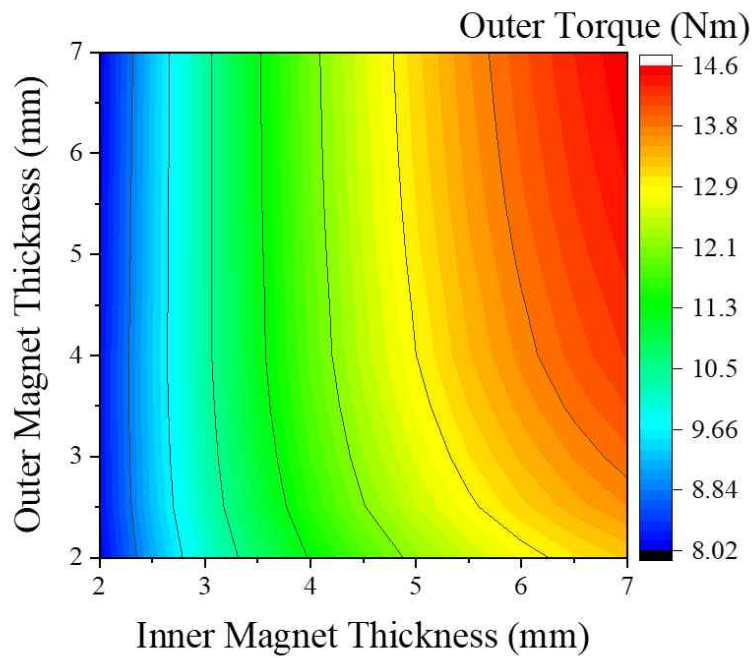
분석한 데이터 내에서 가장 토크가 높은 지점은 IM: 7mm, OM: 7mm로 내외측 토크는 각각 2.15Nm, 14.57Nm이다. 하지만 그래프를 통해 IM 두께가 얇을수록 OM의 영향도는 미미함을 알 수 있다. IM: 2mm일 때 OM: 3.5mm에서 가장 높은 내외측 토크 1.11Nm, 8.17 Nm기준으로, 가장 낮은 토크는 OM: 7mm에서 1.11Nm, 8.04Nm로 1~2%의 변동율을 보인다. 반면, IM: 7mm에서 OM: 2mm의 내외측 토크는 1.86Nm, 13.24Nm로 최대토크 지점 대비 각각 25%, 9.1%의 변동을 보인다. 따라서 토크 향상을 위해서는 IM의 두께보다 OM의 두께를 증가시키는 것이 유리하다.

나. 토크 리플 특성

영구자석 두께에 따른 내측 및 외측 토크 리플 특성을 그림 3-16에 나타낸다. 두 결과 모두 유사한 경향을 나타내며 영구자석이 두꺼울수록 높은 리플을, 영구자석이 얇을수록 낮은 리플을 나타낸다. 따라서 리플 저감설계를 위해서는 얇은 두께의 영구자석 사용이 요구된다.



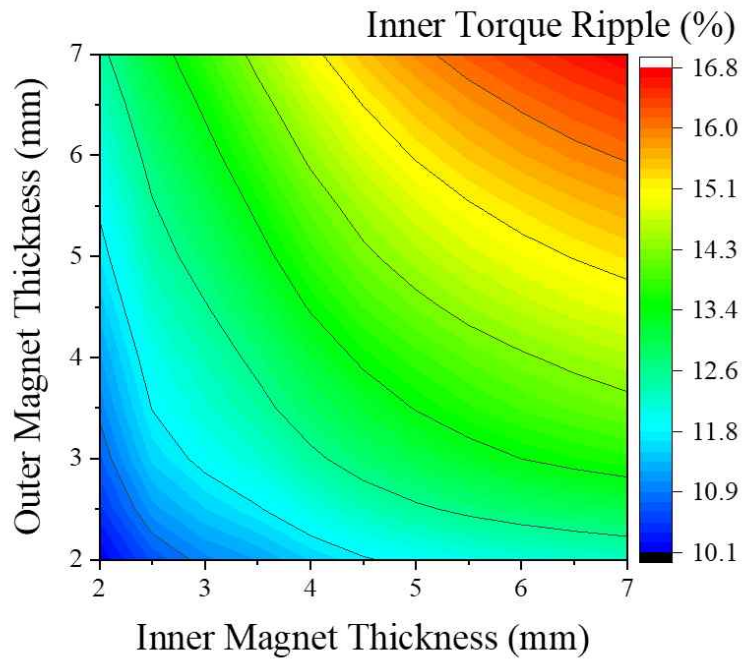
(a) Inner Torque



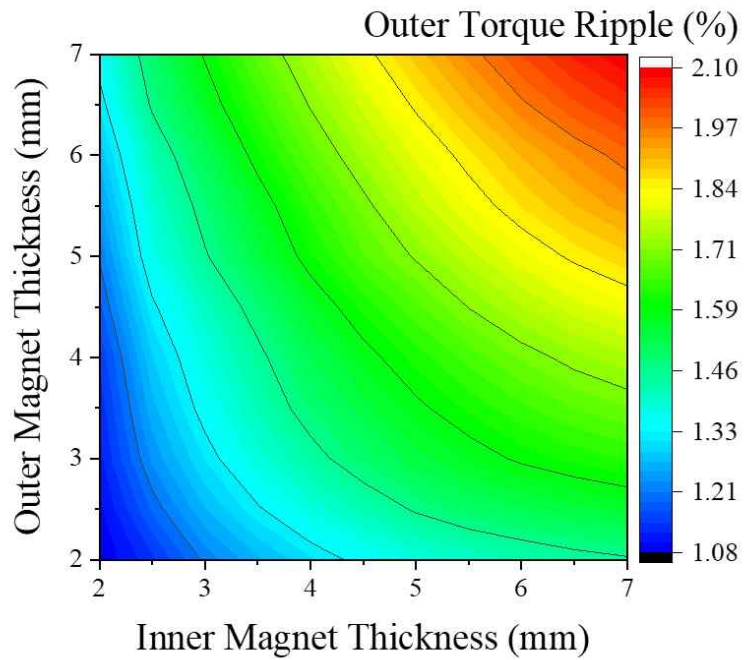
(b) Outer Torque

그림 3-15. 내측 및 외측 토크 특성

Fig. 3-15. Torque Characteristics of Inner and Outer Rotor



(a) Inner Torque Ripple



(b) Outer Torque Ripple

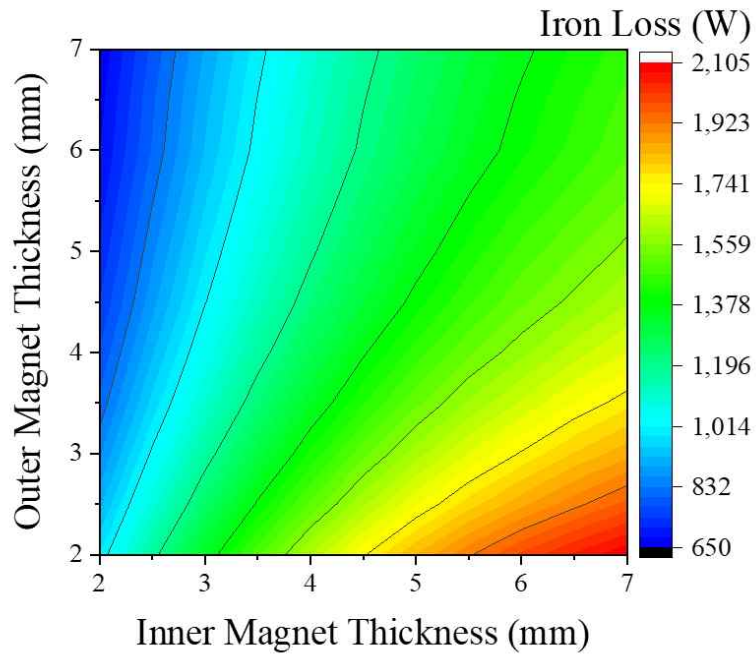
그림 3-16. 내측 및 외측 토크 리플 특성

Fig. 3-16. Torque Ripple Characteristics of Inner and Outer Rotor

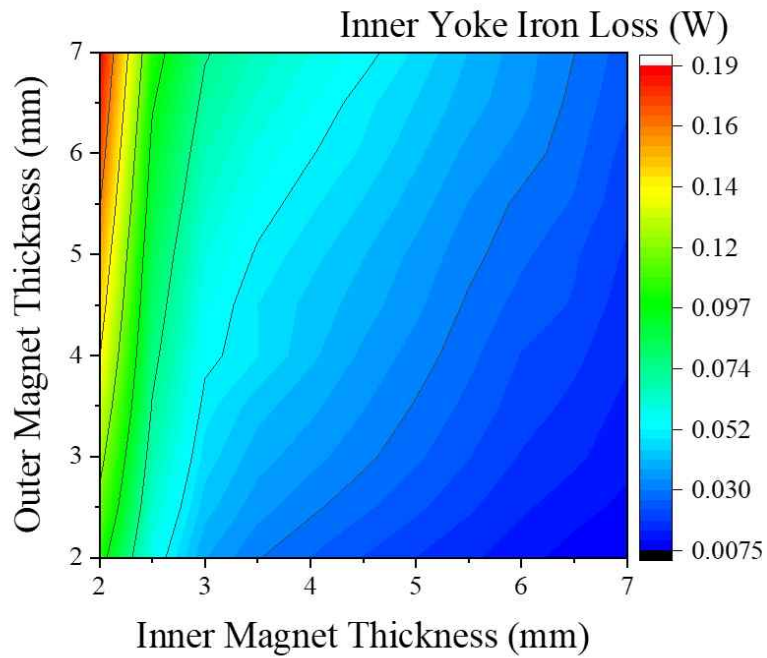
다. 철손 특성

(1) 전체 철손 및 내측 요크 철손

그림 3-17~그림 3-19는 전기강판 영역에 대한 철손을 나타낸다. 그림 3-17(a)는 철손의 총합을 나타내며 그림 3-17(b)는 내측 요크의 철손을 나타낸다. 철손의 경향이 토크 특성과 유사하게 나타났던 설계 전략 Step I과는 다르게 설계 전략 Step II에서는 다른 양상을 나타낸다. 먼저 내측 요크의 철손은 무시 가능한 수준임은 동일하다. 가장 높은 철손이 발생하는 지점은 내측 영구자석이 두껍고 외측 영구자석은 얇은 IM: 7mm, OM: 2mm으로 2,102W를 나타낸다. 전반적으로 명확한 특성이 선형적으로 나타나기 때문에 철손 저감을 위해서는 내측 영구자석은 얇게 외측 영구자석은 두껍게 설계하는 것이 유리하다.



(a) Total Iron Loss



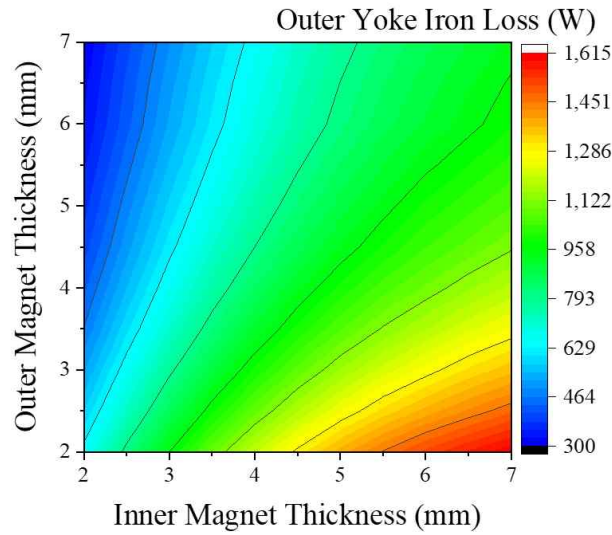
(b) Inner Yoke Iron Loss

그림 3-17. 전체 및 내측 요크 철손 특성

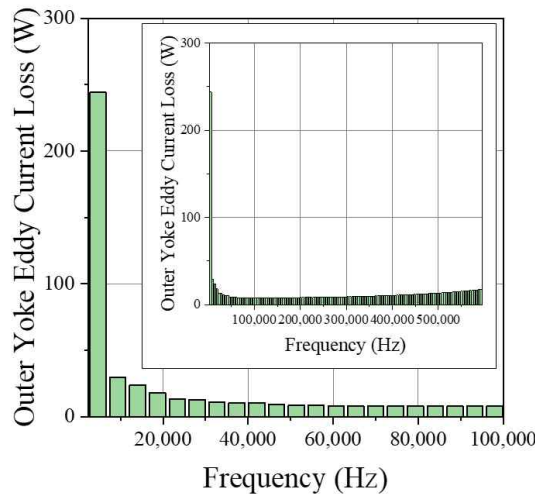
Fig. 3-17. Total and Inner Yoke Iron Loss Characteristics

(2) 외측 요크 철손

그림 3-18(a)는 외측 요크의 철손을 나타낸다. 외측 요크 철손이 가장 높은 지점은 IM: 7mm, OM: 2mm이고 1,610W를 나타낸다. 이는 해당 지점 총 철손의 77%에 해당한다. 외측 요크 철손은 전체 철손 특성과 유사하며 철손 저감을 위해서는 내측 영구자석은 얇게 외측 영구자석은 두껍게 설계하는 것이 유리하다. 요크의 철손 중 와전류 손실분석은 설계 전략 Step I 과 동일한 방법으로 진행했다. 외측 요크 철손에서 와전류 손실은 1,593W로 98.9%에 해당하며 나머지 16.6W는 히스테리시스 손실이다.



(a) Outer Yoke Iron Loss



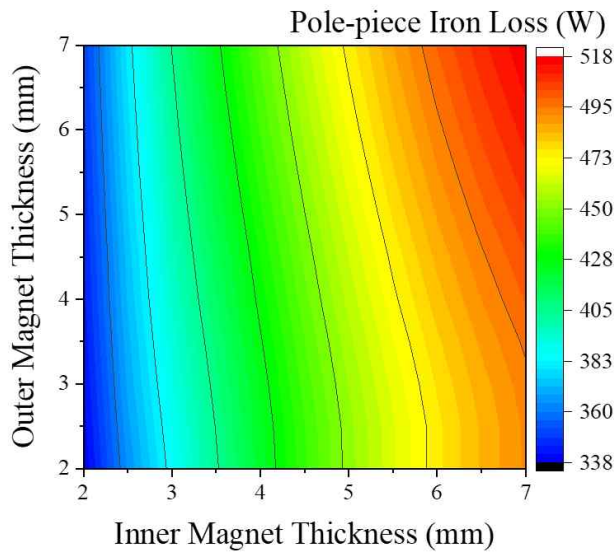
(b) Outer Yoke Eddy Current Loss

그림 3-18. 외측 요크 철손 특성

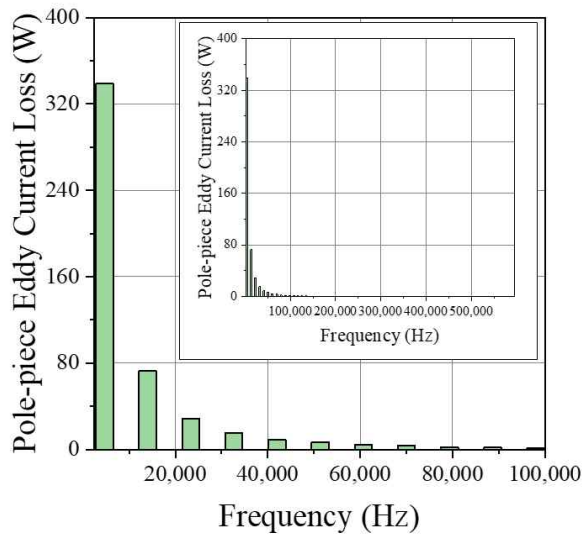
Fig. 3-18. Outer Yoke Iron Loss Characteristics

(3) 폴피스 철손

그림 3-19(a)는 폴피스의 철손을 나타낸다. 폴피스 철손이 가장 높은 지점은 IM: 7mm, OM: 7mm이고 517W를 나타낸다. 이는 해당 지점 총 철손의 36%에 해당한다. 폴피스 철손은 외측 영구자석보다 내측 영구자석의 두께에 영향을 크게 받음을 알 수 있다. 그림 3-19(b)는 폴피스 철손 중 와전류 손실성분을 주파수별로 나타낸다. 총 폴피스 철손 517W 중 와전류 손실이 489W로 94.6%에 해당하고 히스테리시스 손실은 28W인 5.4%를 나타낸다.



(a) Pole-piece Iron Loss



(b) Pole-piece Eddy Current Loss

그림 3-19. 폴피스 철손 특성

Fig. 3-19. Pole-piece Iron Loss Characteristics

라. 영구자석 와전류 손실 특성

(1) 전체 영구자석 와전류 손실

그림 3-20은 영구자석 와전류 손실 특성을 나타낸다. 영구자석 와전류 손실은 두 영구자석의 두께에 비례하는 경향을 나타내며 분석한 데이터 내에서 가장 영구자석 와전류 손실이 높은 지점은 IM: 7mm, OM: 7mm로 4,869W로 동일 지점의 철손 총합의 3.3배이다. 두 영구자석의 영향도를 분석하기 위해 두께를 1mm씩 줄였으며 IM: 6mm, OM: 6mm의 손실은 4,201W이며, 내측 영구자석 두께를 1mm 증가시킨 IM: 7mm, OM: 6mm의 손실은 4,536W로 8.0% 증가, 외측 영구자석 두께를 1mm 증가시킨 경우 IM: 6mm, OM: 7mm의 손실은 4,500W로 7.1% 증가한다. 두 영구자석의 두께에 따른 영향은 비슷하지만, 영구자석 와전류 손실을 저감하기 위해 내측 영구자석의 두께를 줄이는 것이 더 유리하다.

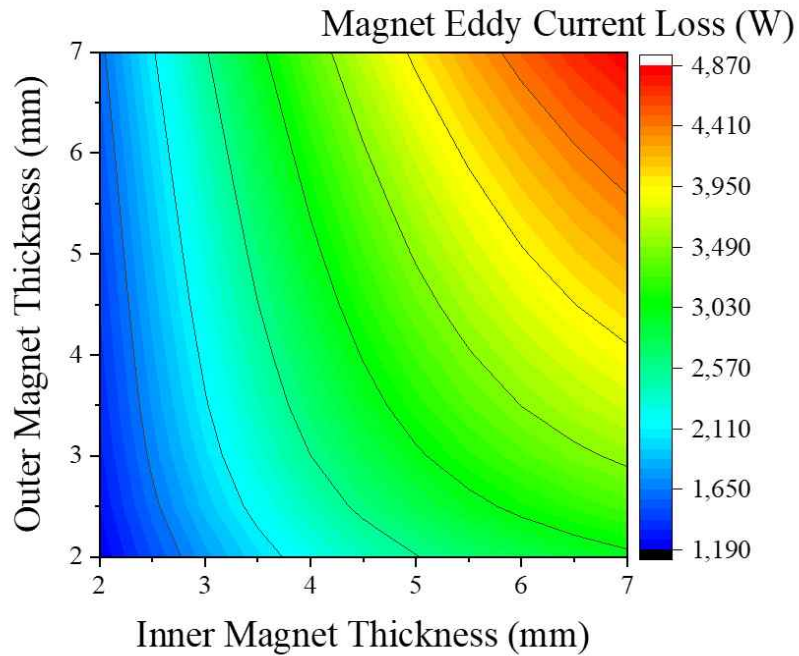


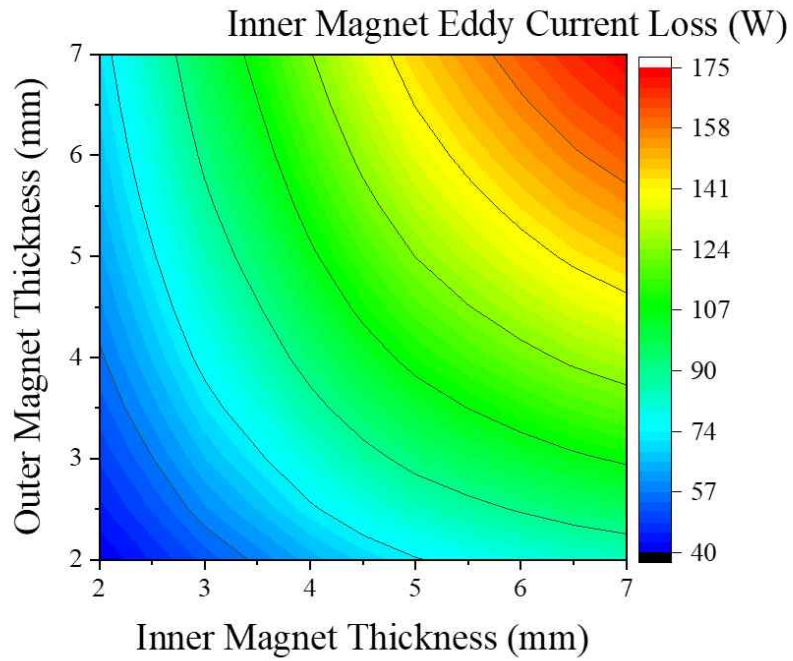
그림 3-20. 영구자석 와전류 손실 특성

Fig. 3-20. Magnet Eddy Current Loss Characteristics

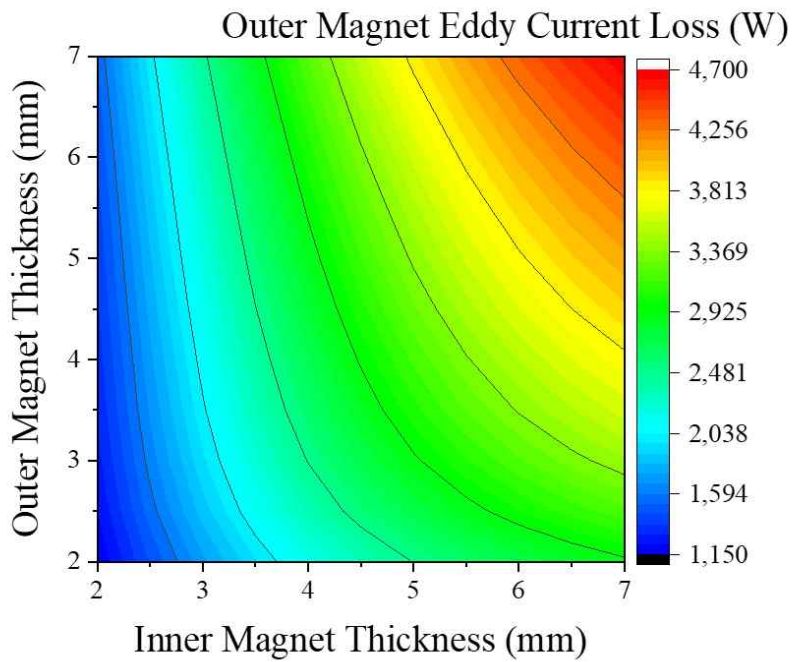
(2) 내측 및 외측 영구자석 와전류 손실

그림 3-21에 내측 및 외측 영구자석의 와전류 손실을 나타낸다. 분석한 데이터 내에서 가장 영구자석 와전류 손실이 높은 지점은 IM: 7mm, OM: 7mm로 영구자석 와전류 손실 총합의 경우와 같으며 내측 영구자석의 손실은 174 W로 총손실의 3.6%, 외측 영구자석의 손실은 4,694W로 총 손실의 96.4%이다.

설계 전략 Step I에서의 최적 효율 모델이 IY: 10mm, PP: 7mm임에 따라 폴피스 길이가 길기 때문에 내측 영구자석에서 발생하는 손실은 매우 낮고 외측 영구자석에서 발생하는 손실이 주를 이룬다. IM: 6mm, OM: 6mm의 손실은 4,050W이며, 내측 영구자석 두께를 1mm 증가시킨 IM: 7mm, OM: 6mm의 손실은 4,375W로 8.0% 증가, 외측 영구자석 두께를 1mm 증가시킨 경우 IM: 6mm, OM: 7mm의 손실은 4,338W로 7.1% 증가하여 총 영구자석 와전류 손실의 경향과 동일하다.



(a) Inner Magnet Eddy Current Loss



(b) Outer Magnet Eddy Current Loss

그림 3-21. 내외 축 영구자석의 와전류 손실 특성

Fig. 3-21. Inner and Outer Magnet Eddy Current Loss Characteristics

마. 효율 및 토크 밀도 특성

영구자석 두께에 따른 효율 특성을 그림 3-22에 나타낸다. 영구자석 두께 분석에서도 동일하게 가장 손실이 높은 영구자석 와전류 손실의 경향과 반대되는 특성을 나타낸다. 가장 효율이 높은 지점은 IM: 2mm, OM: 4mm로 86.8%이며 설계 전략 Step I의 최적 효율 모델의 83.4%보다 3.4%p 더 높은 효율을 나타낸다.

출력밀도는 그림 3-23에 나타내며 Step I 최적 효율 모델이 41.7kNm/m^3 이었던 반면 Step II 최적 효율 모델은 29.5kNm/m^3 를 나타내어 30% 감소했다. 이는 그림 3-22와 3-23에서도 확인할 수 있듯이 효율 최적 경향과 토크 밀도 최적 경향이 정확히 반대의 특성을 나타냄에 따른 결과이다.

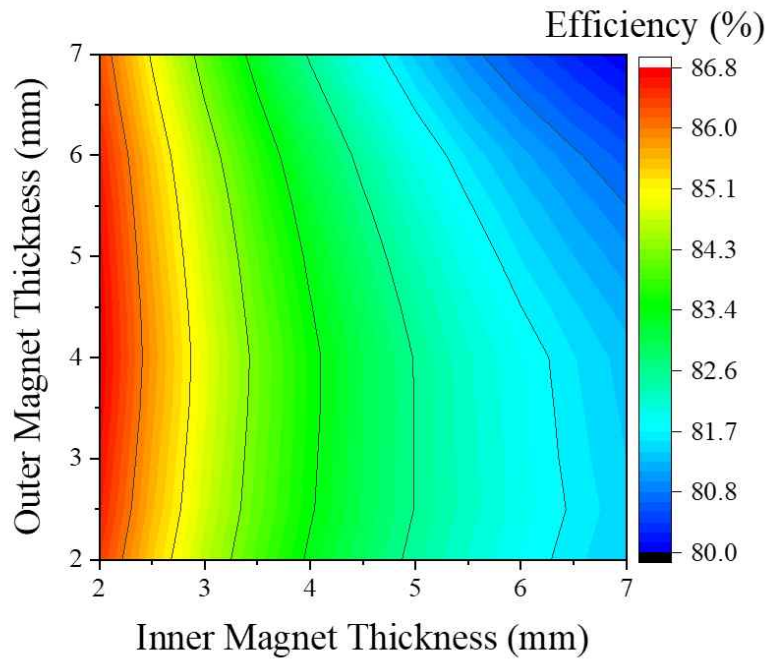


그림 3-22. 효율 특성

Fig. 3-22. Efficiency Characteristics

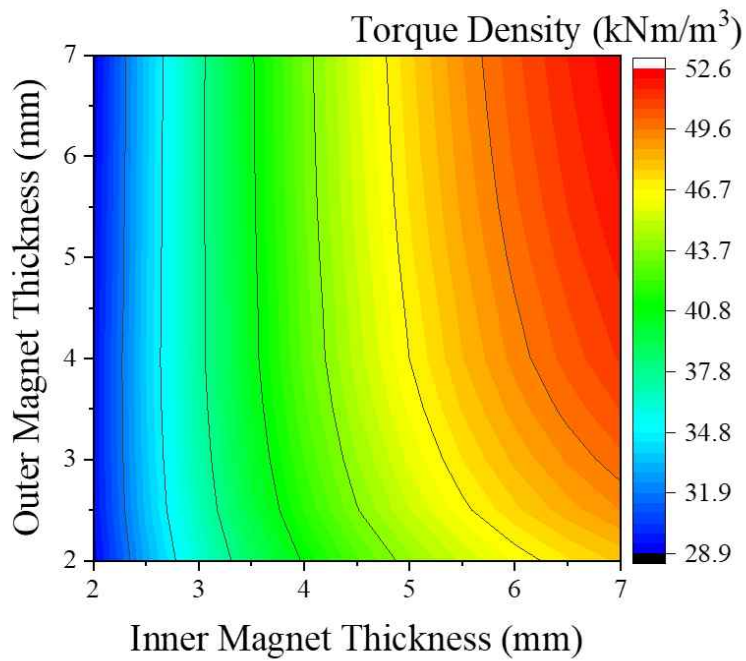


그림 3-23. 토크 밀도 특성

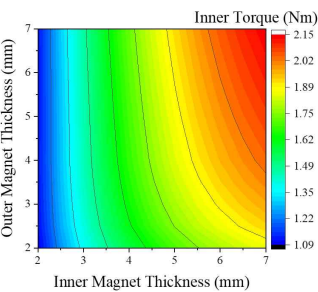
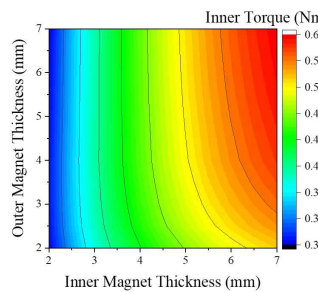
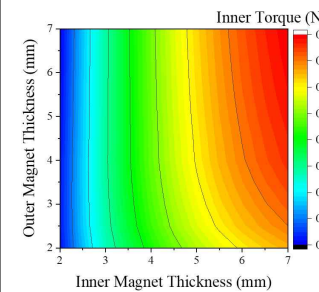
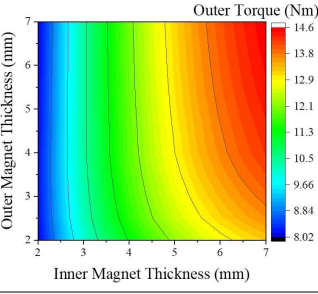
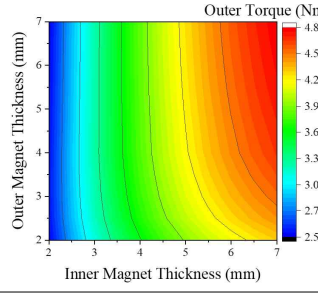
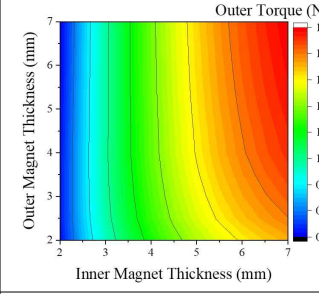
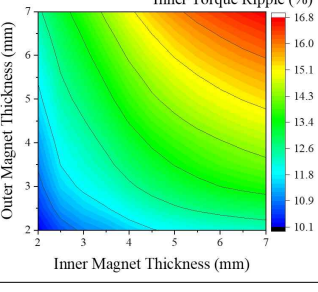
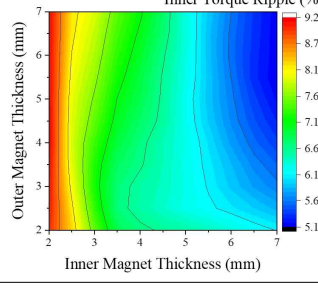
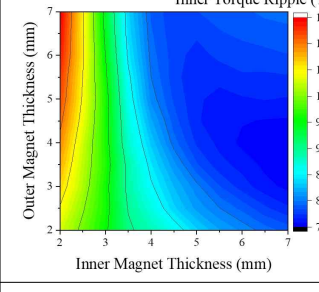
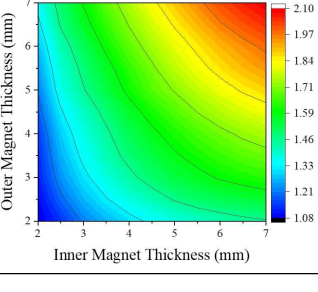
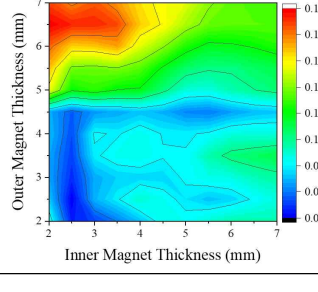
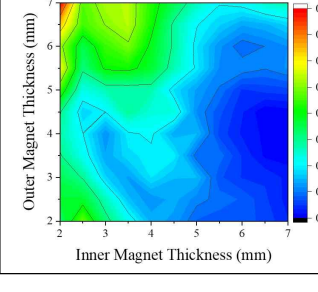
Fig. 3-23. Torque Density Characteristics

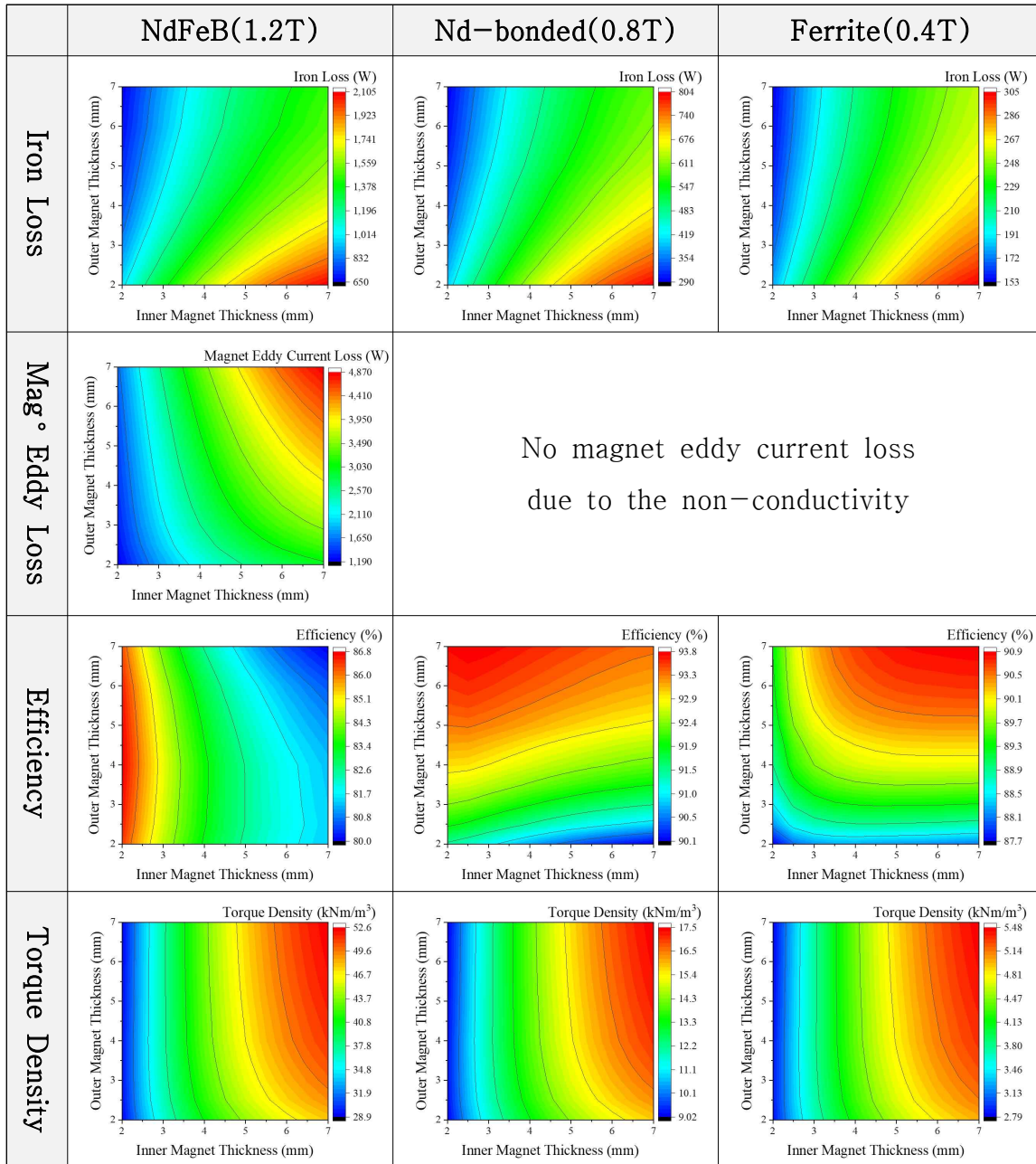
4. Nd-bonded 및 Ferrite의 IM, OM에 따른 특성분석

본 절도 설계 전략 Step I 과 동일하게 Nd-bonded 및 Ferrite 모델의 분석 결과를 종합하여 표 3-8에 나타낸다. 종합한 결과 이전의 경우와 동일하게 토크, 철손, 리플, 토크 밀도는 크기 값만 다를 뿐 특성의 경향은 매우 유사함을 확인할 수 있다.

표 3-8. 영구자석 종류에 따른 특성

Table 3-8. Characteristics according to Magnet Material

	NdFeB(1.2T)	Nd-bonded(0.8T)	Ferrite(0.4T)
Inner Torque			
Outer Torque			
Inner Ripple			
Outer Ripple			

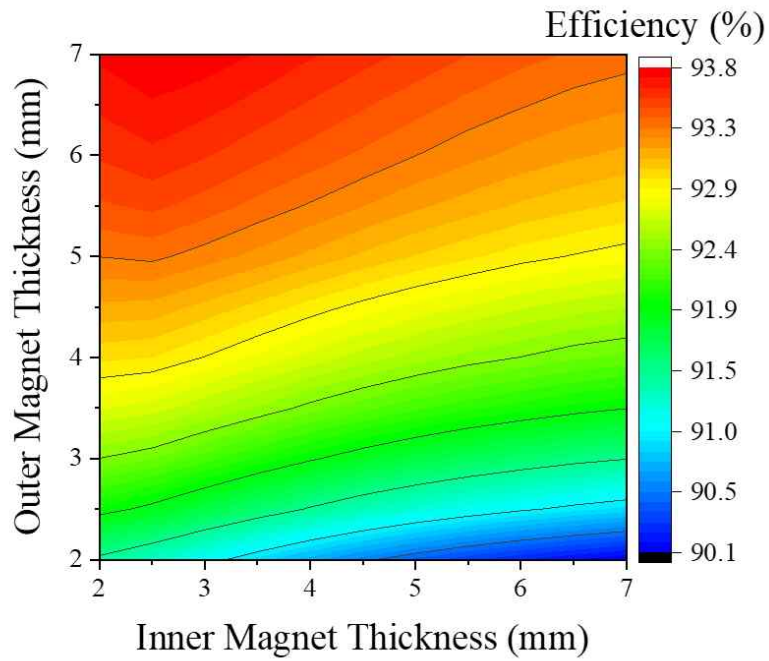


가. 효율 특성

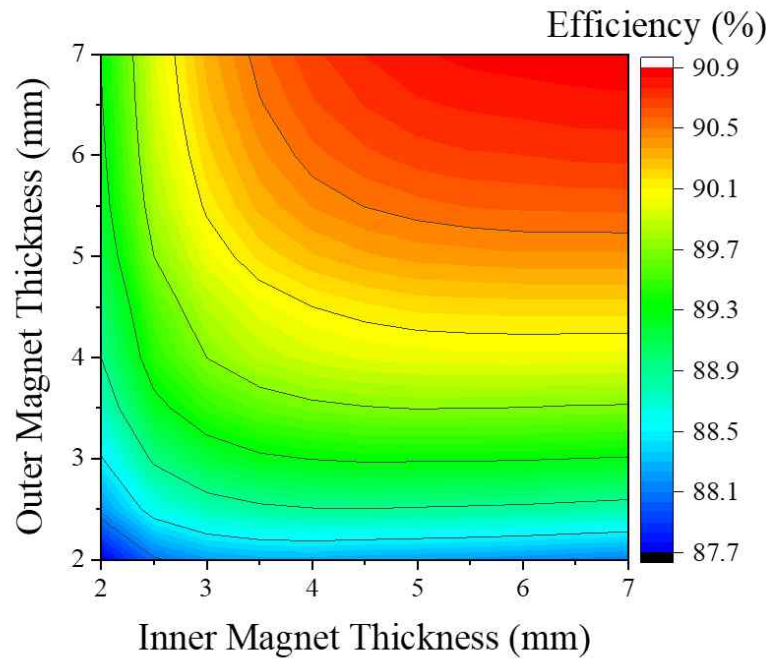
Nd-bonded 및 Ferrite 모델의 효율 특성을 그림 3-24에 나타낸다. (a)는 Nd-bonded의 효율, (b)는 Ferrite의 효율이다. 그래프에서 확인할 수 있듯이 두 가지 경우 모두 분석한 데이터 내에서 최대 효율은 존재하지만, 추가적인 분석을 수행할 경우 더 개선된 효율을 얻을 수 있다. 하지만 기기의 사이즈를 고려했을 때 영구자석의 두께를 더이상 증가시키는 것은 무의미하다고 판단되며 분석한 데이터 내에서 최적 모델을 결정한다. Nd-bonded는 IM: 2.5mm, OM: 7mm 지점에서 93.8%의 효율을 나타내며 1차 최적 모델 대비 0.8%p 증가한 수치이다. Ferrite는 IM: 7mm, OM: 7mm 지점에서 90.9%의 효율을 나타내며 1차 최적 모델 대비 0.6%p 증가한 수치이다.

나. 2차 모델 선정

표 3-9는 각각의 최대 효율 모델의 결과값을 정리하여 나타낸다. 설계 전략 Step I 과 동일하게 최대 효율 모델 각각의 형상은 유지한 채 영구자석의 재질만을 변경한 모델을 함께 비교한다. 분석 결과 본 분석에서도 Nd-bonded 모델이 가장 높은 효율을 나타낸다. 토크 리플 또한 우수한 결과를 나타내기 때문에 2차 모델도 Nd-bonded 모델을 선정한다.



(a) Efficiency of Nd-bonded Model



(b) Efficiency of Ferrite Model

그림 3-24. 효율 특성

Fig. 3-24. Efficiency Characteristics

표 3-9. 영구자석 종류에 따른 2차 효율 특성

Table 3-9. Second Efficiency Characteristics according to Magnet Material

	IM (mm)	OM (mm)	Outer Diameter (mm)	Stack length (mm)	Inner torque (Nm)	Outer torque (Nm)	Inner ripple	Outer ripple	Input power (W)	Output power (W)	Eddy Current Loss (W)	Iron loss (W)	Efficiency	Torque Density (kNm/m ³)
NdFeB	2	4	71	70	1.11	8.17	11.2%	1.1%	16,341	14,964	1,388	773	86.8%	29.5
	2.5	7			1.31	9.31	13.2%	1.5%	19,142	17,064	2,087	780	85.1%	33.6
	7	7			2.15	14.57	16.8%	2.1%	31,561	26,701	4,869	1,455	80.0%	52.6
Nd-bonded	2	4	71	70	0.32	2.56	9.2%	0.1%	4,684	4,689	—	333	93.0%	9.2
	2.5	7			0.37	2.95	8.3%	0.1%	5,392	5,397	—	339	93.8%	10.6
	7	7			0.61	4.86	5.2%	0.1%	8,889	8,898	—	597	93.4%	17.5
Ferrite	2	4	71	70	0.10	0.79	11.3%	0.2%	1,450	1,452	—	163	88.9%	2.9
	2.5	7			0.11	0.92	10.9%	0.3%	1,683	1,685	—	171	89.9%	3.3
	7	7			0.19	1.52	8.1%	0.2%	2,776	2,779	—	256	90.9%	5.5

C. 폴피스 형상 특성분석

1. 폴피스 손실 및 구조 이슈

폴피스는 강자성 재료의 구조물로서 동축 마그네틱 기어의 두 회전자 사이에 위치하며 각 회전자 영구자석에 의한 기본파 자속을 고조파가 인가된 자속으로 변조시키는 역할을 한다. 변조된 자속은 기어링 효과를 나타내어 동축 마그네틱 기어가 동력을 변환할 수 있는 특성을 나타내게 한다. 하지만 폴피스의 이러한 특징으로 인해 폴피스는 양쪽 회전자에 의한 수많은 고조파에 직접적으로 노출되는 구조물임을 앞에서 언급했다. 서로 다른 이동속도를 갖는 고조파는 식 (9)에 의해 높은 철손을 유발하고, 속도의 증가에 따라 그 값은 기하급수적으로 증가할 수 있다. 하지만 앞선 설계결과 얻어진 2차 최적모델(Nd-bonded)의 경우 전체 철손 339W 중 폴피스의 철손은 204W이며, NdFeB 모델에서는 폴피스 철손이 영구자석 와전류 손실의 25% 수준으로 비교적 낮은값을 나타낸다. 이는 II장에서 언급한 대로 철손 중 전기강판의 와전류 손실 저감 대책이 적용됐기 때문이다.

해당 방법은 폴피스 뿐만 아니라 내측 요크 및 외측 요크에도 적용되어 있는 것으로 자속이 쇄교하는 방향과 직각인 방향(Z-axis)으로 전기강판을 성층시키는 방법이다. 전기강판의 성층은 철심의 와전류 손실을 저감하기 위한 대표적인 방법으로, 높은 전기 전도성을 갖는 철심을 분할시킴으로써 단면 저항을 높여 내부에 흐르는 전류를 감소시키는 원리이다. 식 (15)와 같이 철심의 와전류 손실은 전기강판 두께의 자승에 비례한다.

$$P_e \propto t^2 f B_m^2 \quad (15)$$

P_e : 철심의 와전류 손실, t : 전기강판의 두께, f : 주파수, B_m : 최대 자속밀도

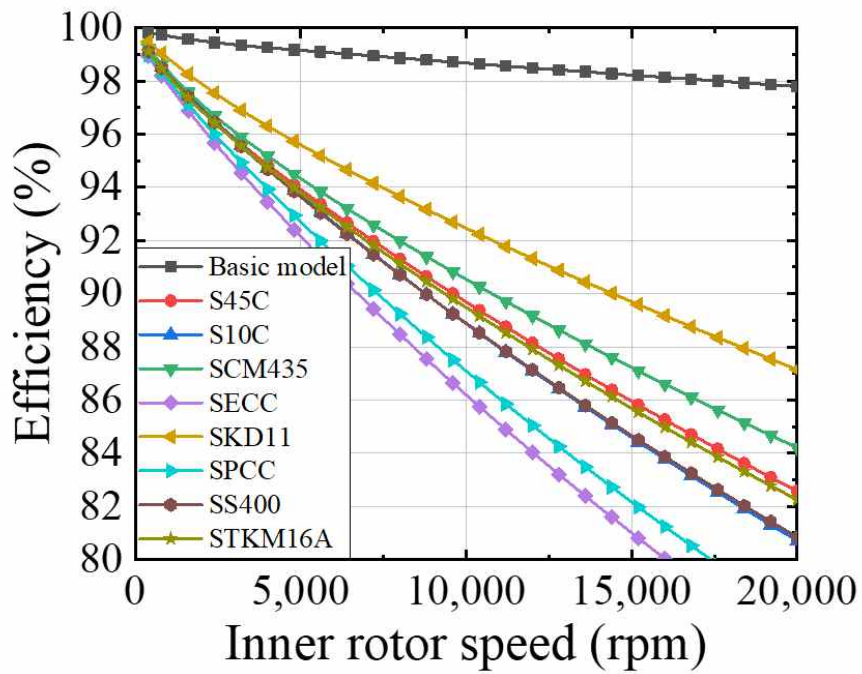
2. 폴피스 재질 및 성층에 따른 손실

철심을 성층하지 않고 하나의 철심으로만 구성할 경우 100rpm급의 저속에서도 80%대의 효율이 나타나는 등 효율 상승을 위해서 폴피스의 전기강판 성층은 반드시 필요하다[54-56]. 성층하지 않은 폴피스 구조가 본 논문 모델의 효율에 미치는 영향을 분석했으며 폴피스 재질별 속도에 따른 효율을 그림 3-25에 나타낸다. 표 3-10은 각기 다른 8가지의 재질에 대한 고유저항 및 자속밀도 특성을 나타낸다. SDK11 재질을 사용한 모델 결과에 따르면, 자속밀도가 가장 낮음에도 불구하고 고유저항이 높기 때문에 효율과 토크 특성에서 가장 우수한 결과를 나타내었다. 따라서 고유저항이 높을수록 고효율 설계에 유리함을 알수 있다. 하지만 비성층 폴피스 사용 시 성층한 모델보다 최대 15% 효율이 감소함에 따라 초고속 어플리케이션용 동축 마그네틱 기어설계 시 적층형 구조가 필수적임이 명확하다.

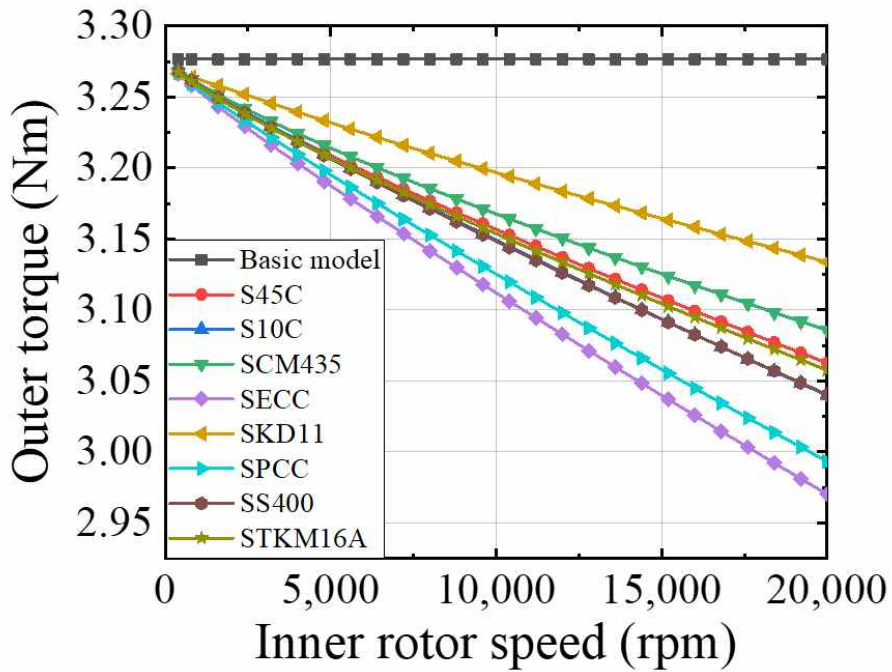
표 3-10. 폴피스 재질특성

Table 3-10. Material Information of Pole-piece core

재질	고유저항 (Ohm m)	자속밀도 @10kA/m
Basic	with lamination	1.783
S45C	2.10E-07	1.752
S10C	1.64E-07	1.870
SCM435	2.54E-07	1.732
SECC	1.22E-07	1.865
SKD11	4.38E-07	1.242
SPCC	1.34E-07	1.845
SS400	1.70E-07	1.831
STKM16A	2.03E-07	1.766



(a) Efficiency



(b) Outer torque

그림 3-25. 폴피스 성층 및 비성층에 따른 특성

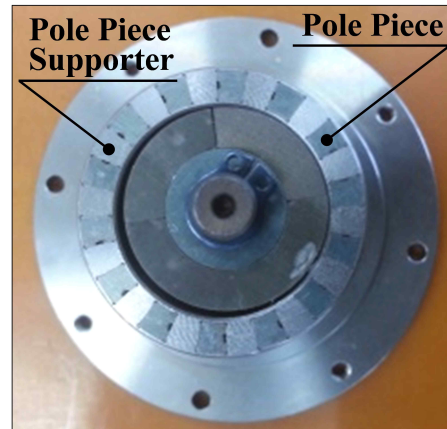
Fig. 3-25. Characteristics according to Pole-piece Lamination

3. 폴피스 비틀림 영향

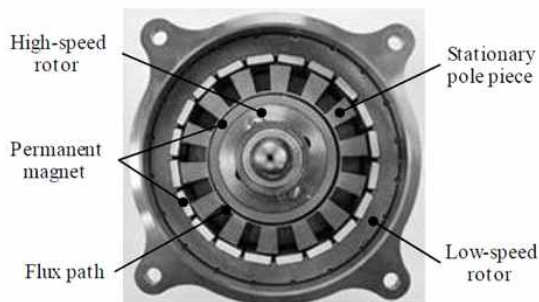
전기장판의 성층은 얇은 판을 겹겹이 쌓는 방법이다. 성층하지 않은 폴피스의 구조는 그림 3-26(a)와 같이 독립적으로 구성된 막대로 구성되는데 이를 얇은 판으로 구성하고 축방향으로 겹겹이 쌓은 후 일정한 간격으로 배치 및 지지하는 것은 어려운 과제이다. 폴피스를 배치하고 지지하기 위해 그림 3-26(b)와 같이 폴피스 서포터를 채용하거나 그림 3-26(c)의 변경된 폴피스 형상을 사용한 방법이 제시되기도 했다. 초기 연구들에서 폴피스 영역에 대한 구체적인 자료는 공개하지 않았으며[40, 57-59] 폴피스 구조상의 문제로 인해 그림 3-26(d)와 같은 파손사례도 보고되었다. 따라서 본 장에서는 실제 폴피스의 구조를 반영하여 나타낼 수 있는 구조적 문제점에 대해 분석했으며 폴피스의 구조를 강건하게 설계하기 위한 몇 가지 방법을 검토한다. 또한, 가장 우수한 구조를 시작품 제작에 고려한다.



(a) Non-laminated pole-piece



(b) Metal pole-piece supporter



(c) Improved pole-piece

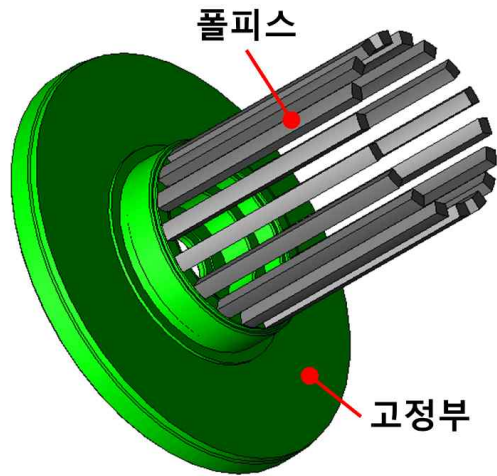


(d) Pole-piece breakage

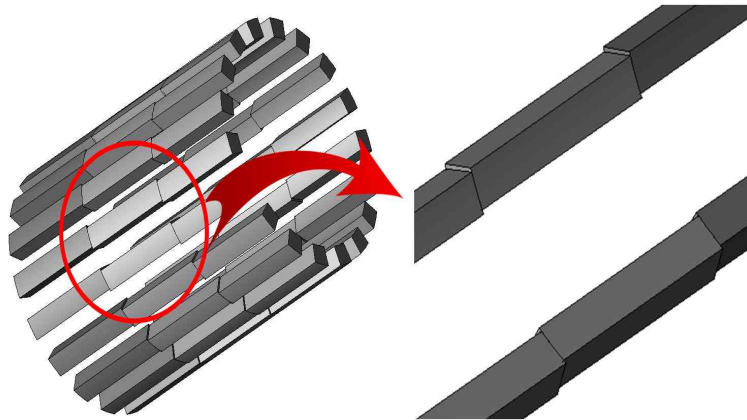
그림 3-26. 폴피스 형상

Fig. 3-26. Pole-piece Shape

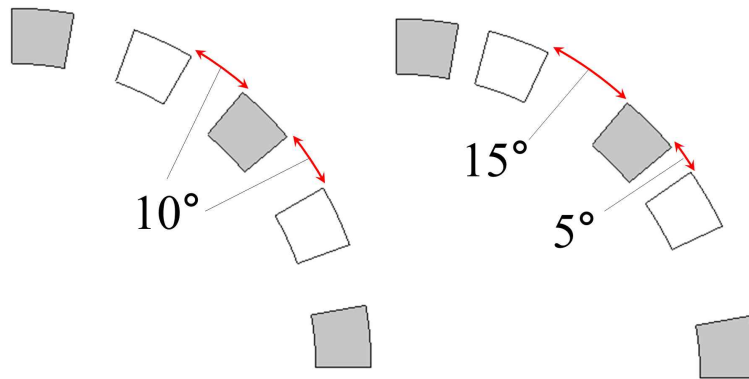
폴피스는 그림 3-27(a)와 같이 한쪽 면은 고정부와 결합 되어 있고 다른 한쪽 면은 지지가 되지 않는 구조를 주로 사용한다. 양쪽을 지지할 경우 구조적 안정성은 있으나 전자계 손실, 기계 손실증가, 제작 및 조립에서 문제가 발생한다. 지지가 되지 않은 면은 상대적으로 흔들림에 취약하기 때문에 얇은 판들이 성층된 폴피스는 그림 3-27(b)와 같이 비틀릴 수 있다. 또한, 각각 폴피스는 그림 3-27(c)와 같이 일정한 간격으로 배치되어야 하나 제작상의 오차, 회전시의 진동 및 외력 등으로 인해 그림 3-27(d)와 같이 폴피스 간 사이 간격이 어긋날 수 있다. 이러한 문제로 인해 Atallah 등은 FEA의 토크 값과 실험 토크 값이 일치하지 않는 원인으로 해당 현상을 지목하기도 했다[21, 37]. 그림 3-28은 폴피스 비틀림 및 비균일 배치에 의한 토크 및 효율특성을 나타내며 비틀림 각도는 $\pm 2^\circ$, 비균일 각도는 $\pm 9^\circ$ 에 대해 분석했다. 동일한 수준의 각도가 변형될 경우 폴피스의 비틀림은 1~2% 수준의 토크 감소를, 폴피스의 간격 변동은 10% 이상의 토크 감소를 나타낸다. 토크의 감소는 곧 효율의 감소로 이어지기 때문에 폴피스 구조를 견고하게 고정할 필요가 있다.



(a) Pole-piece 3D shape

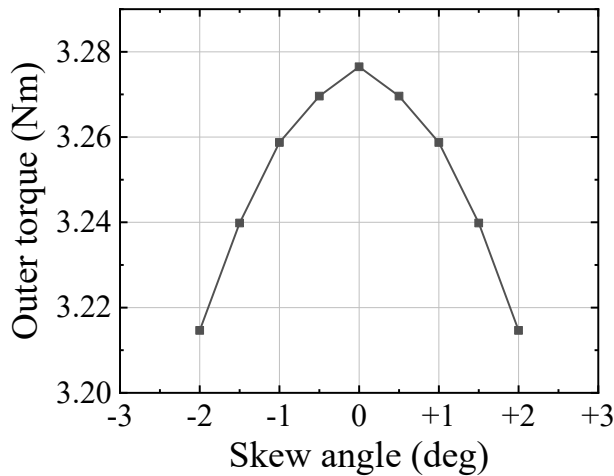


(b) Skewed pole-piece

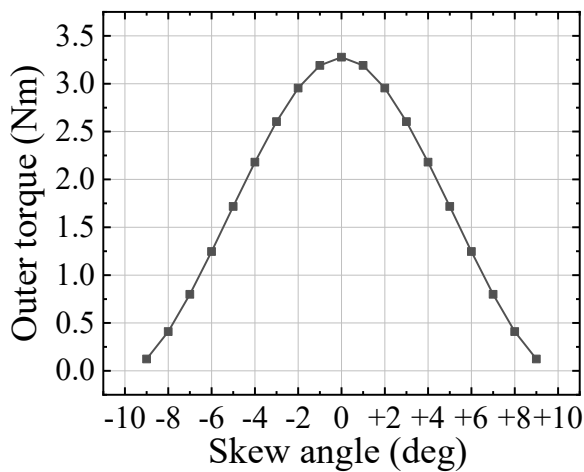


(c) Evenly spaced pole-pieces (d) Non-uniformly spaced pole-pieces

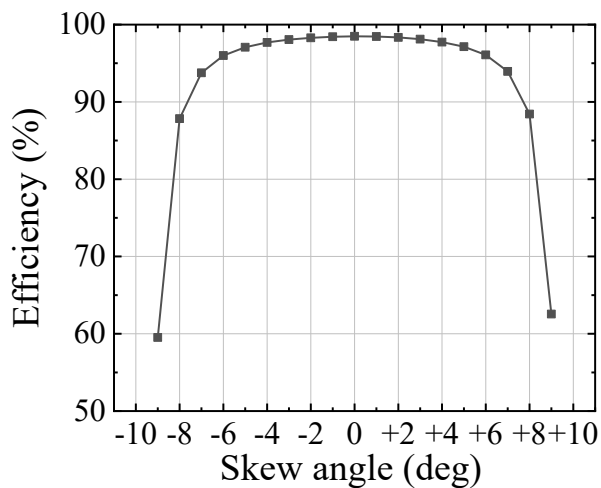
그림 3-27. 폴피스의 비틀림
 Fig. 3-27. Pole-piece Torsion



(a) Torque of skewed pole-piece



(b) Torque of non-uniformly spaced pole-pieces



(c) Efficiency of non-uniformly spaced pole-pieces

그림 3-28. 폴피스 비틀림 및 비 균일 배치 시의 특성

Fig. 3-28. Characteristics of Pole-piece fault

4. 폴피스 브리지 구조 적용

폴피스의 비틀림 및 비 균일 배치로 인해 출력 토크 및 효율 감소를 확인할 수 있으며 이는 마그네틱 기어의 특성에 치명적임에 따라 폴피스의 고정은 매우 중요한 설계요소임을 알 수 있다. 폴피스의 비틀림을 최소화 하고 안정적인 성층 구조를 적용하기 위해 일반적으로 폴피스의 내경 및 외경면을 연결한 브리지 구조를 사용한다. 폴피스 브릿지는 동축 마그네틱 기어의 초기 연구부터 사용된 구조로, 내경 면에 적용하는 방법, 외경 면에 적용하는 방법, 그리고 양쪽에 적용하는 방법이 있다. 그림 3-29는 브리지 구조를 나타내며 각 브리지 두께에 따른 특성은 그림 3-30에 나타낸다. 이때 내측 회전속도는 12,000rpm, 외측 회전속도는 1,500rpm이다. 결과적으로, 폴피스 브리지의 두께는 얇을수록 좋으며 외측 브릿지보다 내측 브릿지를 적용하는 것이 효율과 출력토크 측면에서 우수함을 알 수 있다. 또한, 내측 브릿지를 적용하되 가공기술 및 기계적 강도를 고려하여 최소한의 두께 적용이 필요하다.

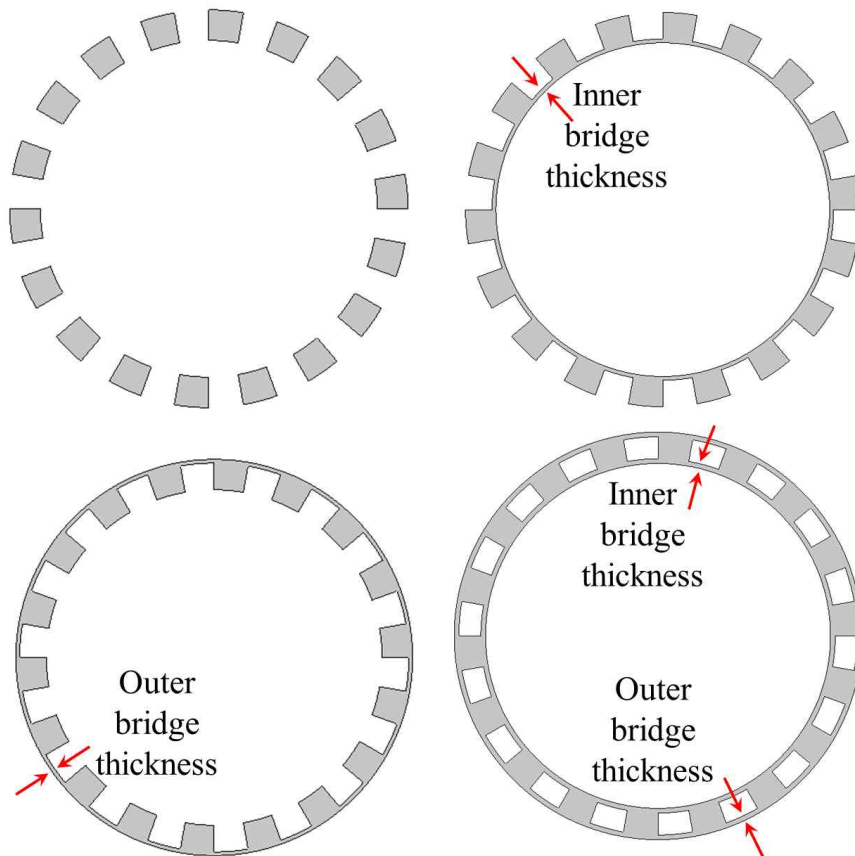
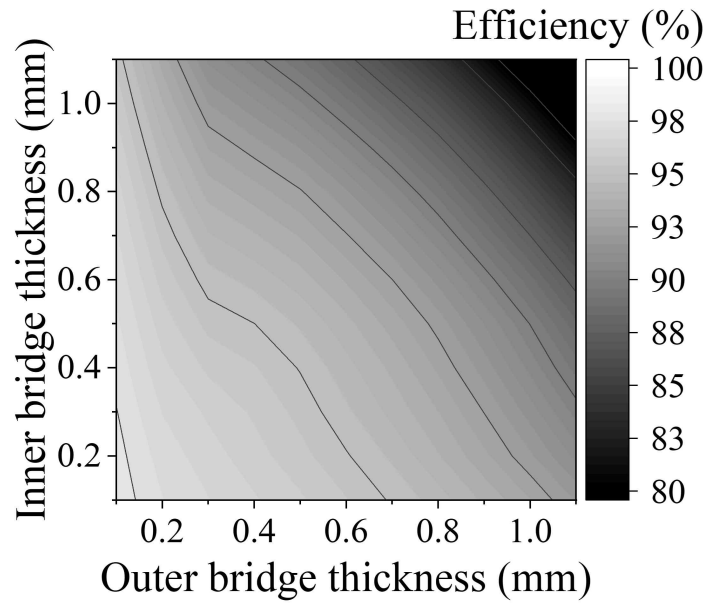
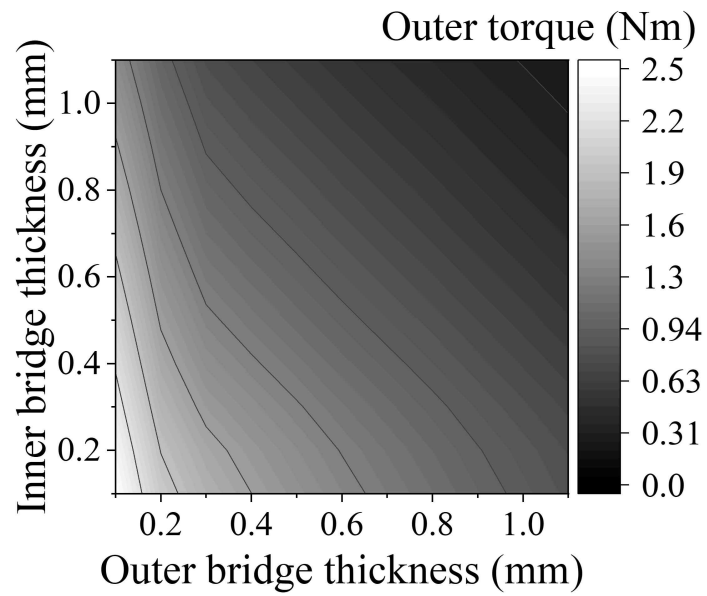


그림 3-29. 브리지 적용 폴피스

Fig. 3-29. Pole-piece with Bridge



(a) Efficiency



(b) Outer torque

그림 3-30. 브리지 두께에 따른 특성

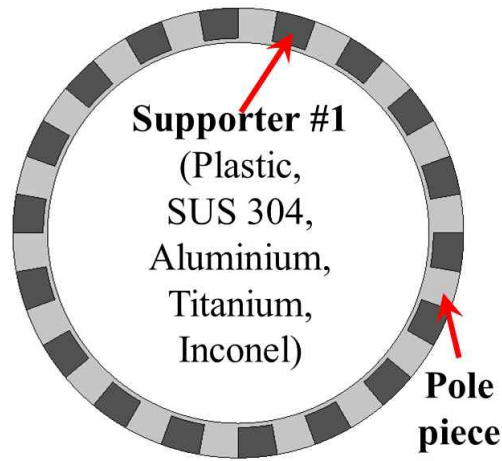
Fig. 3-30. Characteristics according to Bridge Thickness

5. 폴피스 서포터 적용

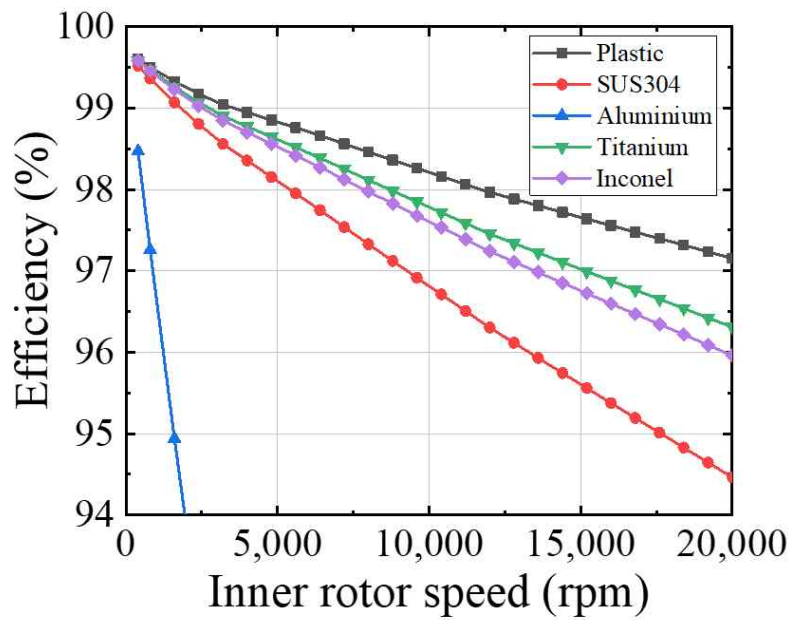
폴피스에 브리지를 적용하면 그림 3-27(d)와 같은 비 균일 간격에 대한 문제는 해결할 수 있으나 그림 3-27(b)와 같은 국부적인 비틀림에 대한 가능성은 여전히 존재한다. 이를 개선하기 위해 폴피스 서포터(Pole-piece supporter) 및 하이브리드 폴피스(Hybrid pole-piece) 적용을 제안한다. 이들은 폴피스의 사이 공간을 채워 폴피스의 기계적인 강도를 향상시키는 역할을 한다. 하지만 폴피스 사이 공간에 들어갈 수 있는 재료의 조건은 한정적이다. 폴피스는 전기강판을 사용하는데 만약 폴피스의 사이 공간에 만약 전기강판과 유사한 특성인 고 투자율의 재질이 적용된다면 동축 마그네틱 기어만의 특성인 고조파 생성이 나타나지 않는다. 즉, 폴피스의 사이 공간은 공기와 유사한 투자율이 매우 낮은 재질이 적용되어야 한다. 비 도전성 물질로는 플라스틱이 대표적이며, 도전성 물질로는 스테인리스강이 있다. 대부분의 자속은 폴피스 영역으로 지나가지만, 그림 2-12~14에서 확인한 것과 같이 일부 자속이 폴피스 사이 공간을 투과한다. 폴피스 사이 공간의 물질이 도전성을 가질 경우 누설된 일부 자속에 의한 와전류 손실 발생의 문제가 나타난다.

도전성 물질의 와전류손 영향을 분석하기 위해 SUS304 ($7.194E-07\text{Ohmm}$), Aluminium ($2.655E-08\text{Ohmm}$), Titanium (Ti6al4V: $1.78E-06\text{Ohmm}$), Inconel (Inconel 718: $1.25E-06\text{Ohmm}$) 등의 재질을 검토하여 그림 3-31에 나타낸다. 폴피스 사이 공간에 하나의 재질로 채운 모델을 Supporter #1으로 표시했으며 정격 회전속도에서 효율은 Plastic 모델이 98.0%, SUS304 모델이 96.3%, Aluminium 모델이 73.5%, Titanium 모델이 97.5%, Inconel 모델이 97.2%로 티타늄이 우수함을 알 수 있고 플라스틱과도 0.5%p 정도의 차이만을 나타내었다.

추가적인 손실 저감을 위해 다른 5종류의 Supporter 구조에 대해서도 분석을 수행하였다. 간단한 분석 결과 Supporter #2~#6은 서포터의 크기가 작을수록 효율 및 토크 특성에 유리함을 알 수 있다. 이는 직관적으로도 추정할 수 있는 결과이지만 서포터 크기가 너무 작은 경우 가공 불가 및 낮은 기계적 강도의 문제가 있으며, 너무 큰 경우 급격한 특성 감소의 문제가 있다. 따라서 각 모델의 동일 선상 비교를 위해 정격에서 각 모델에 적용 가능한 서포터 최대 형상의 60%의 크기를 적용한 후 각각 비교하였다. 내외측 회전자의 회전속도는 각각 12,000rpm, 1,500rpm이다.



(a) Pole-piece supporter #1 shape

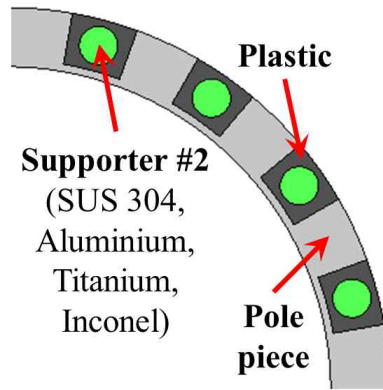


(b) Efficiency of supporter #1

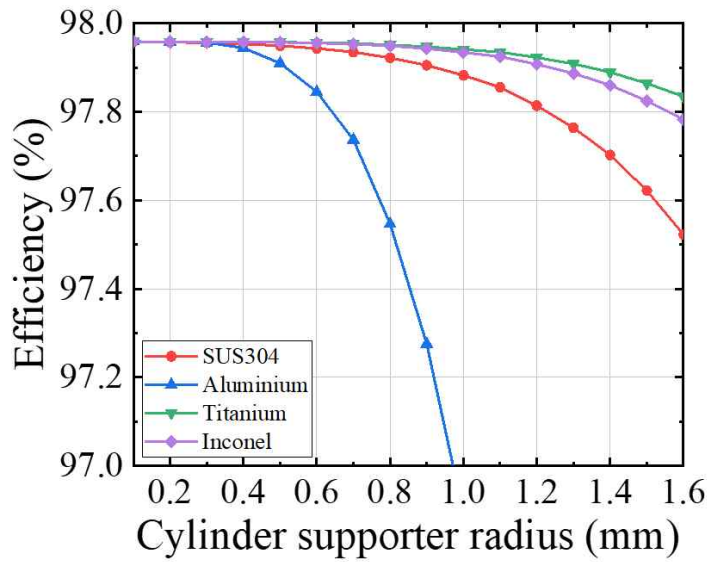
그림 3-31. 폴피스 서포터 #1

Fig. 3-31. Pole-piece Supporter #1

그림 3-32의 Supporter #2는 원기둥 서포터를 사용하고 사이 공간을 플라스틱으로 몰딩한다. Supporter #2는 60%(1.0mm)에서 Titanium 및 Inconel 모델이 가장 높은 97.9% 효율을 나타낸다.



(a) Pole-piece supporter #2 shape

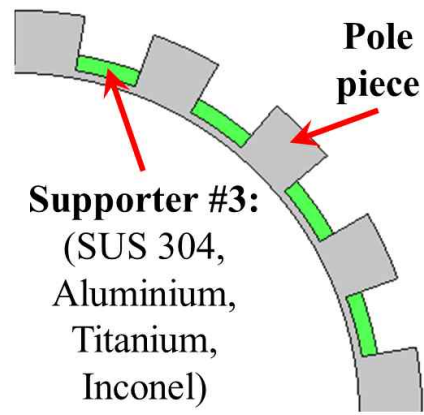


(b) Efficiency of supporter #2

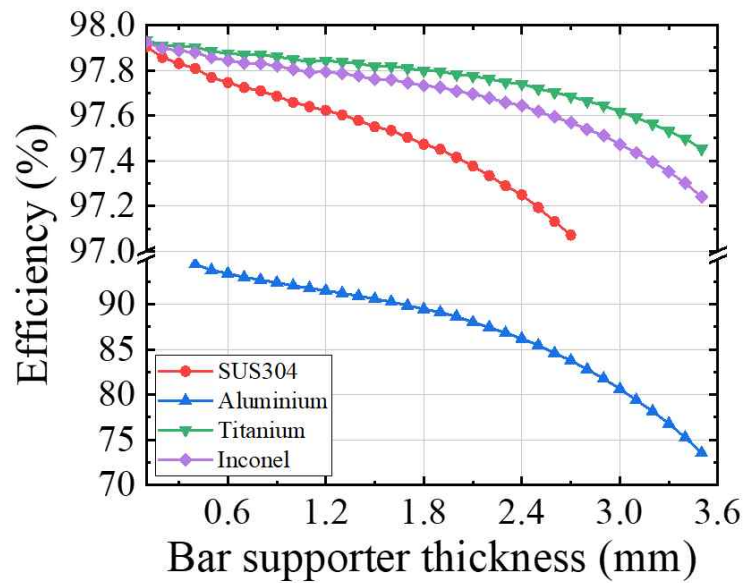
그림 3-32. 폴피스 서포터 #2

Fig. 3-32. Pole-piece Supporter #2

그림 3-33의 Supporter #3은 폴피스 내경 면에 막대형 서포터를 적용한다. 그림 3-34의 Supporter #4는 폴피스 외경 면에 막대형 서포터 적용한다. Supporter #3, #4는 60%(2.0mm)에서 Titanium이 가장 높은 97.8% 효율을 나타낸다.



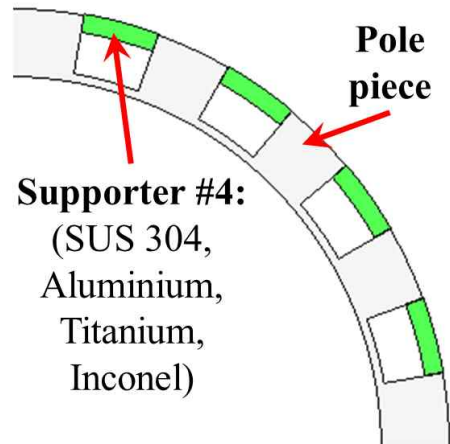
(a) Pole-piece supporter #3 shape



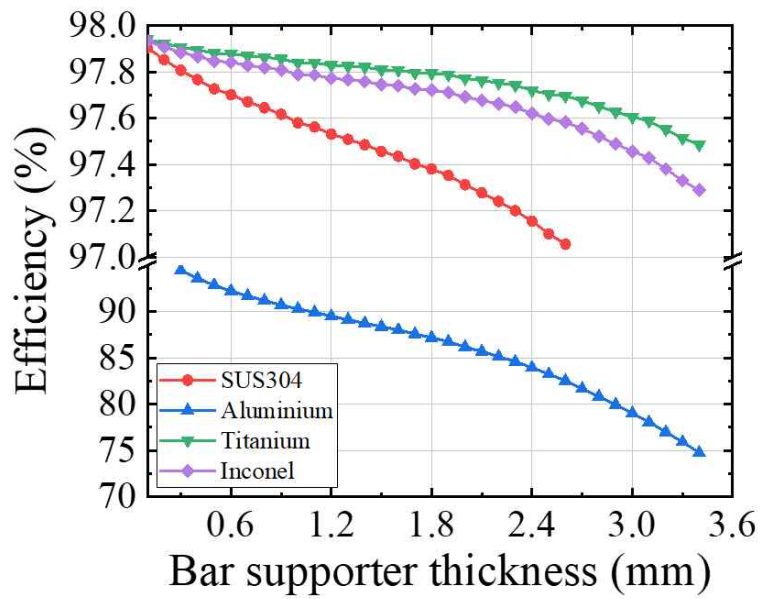
(b) Efficiency of supporter #3

그림 3-33. 폴피스 서포터 #3

Fig. 3-33. Pole-piece Supporter #3



(a) Pole-piece supporter #4 shape

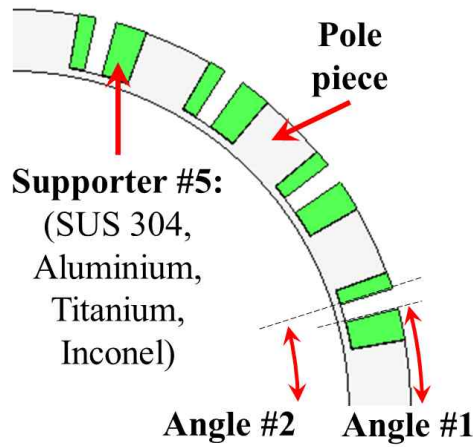


(b) Efficiency of supporter #4

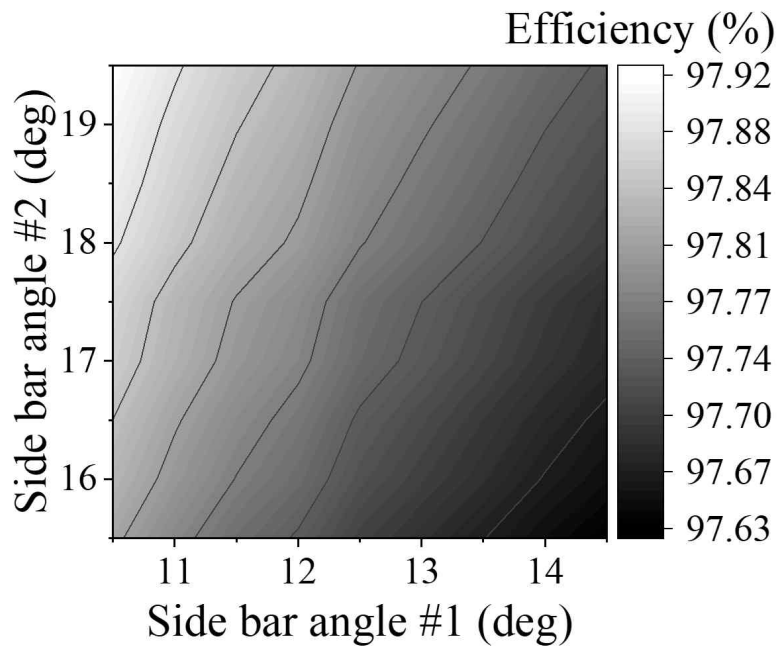
그림 3-34. 폴피스 서포터 #4

Fig. 3-34. Pole-piece Supporter #4

그림 3-35의 Supporter #5는 폴피스 측면에 막대형 서포터 적용한다. Supporter #5는 60%(13deg, 17.5deg)에서 Titanium이 97.7%의 가장높은 효율을 나타낸다.



(a) Pole-piece supporter #5 shape

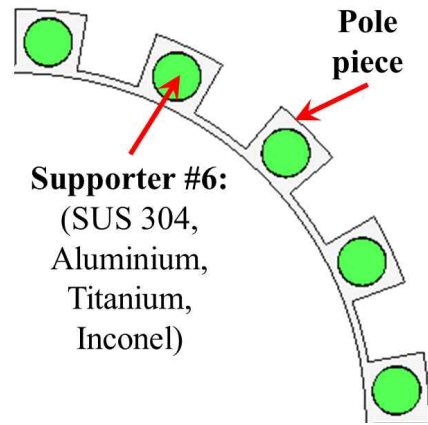


(b) Efficiency of supporter #5

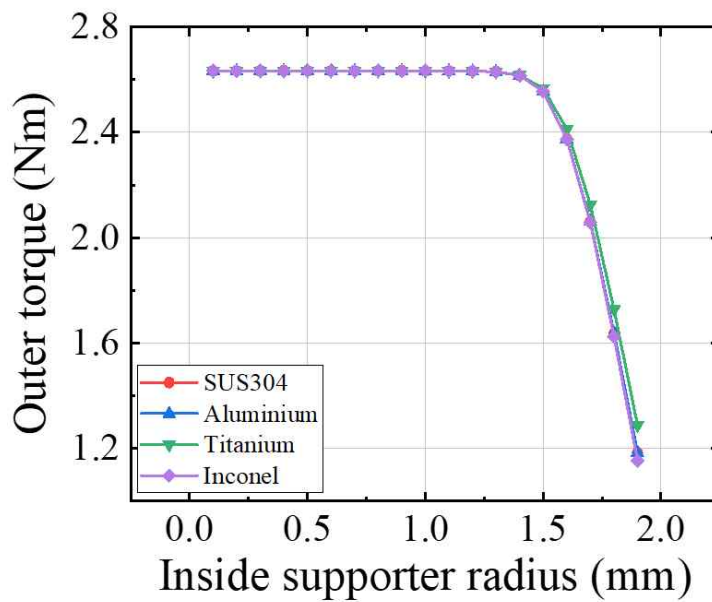
그림 3-35. 폴피스 서포터 #5

Fig. 3-35. Pole-piece Supporter #5

그림 3-36의 Supporter #6은 폴피스 내부에 원기둥 서포터를 적용한다. Supporter #6은 60%(1.1mm)에서 Titanium, Inconel, SUS304가 97.8% 효율을 나타냈으나, 1.4mm 이상부터 급격하게 토크의 감소를 나타내었다.



(a) Pole-piece supporter #6 shape



(b) Outer torque of supporter #6

그림 3-36. 폴피스 서포터 #6

Fig. 3-36. Pole-piece Supporter #6

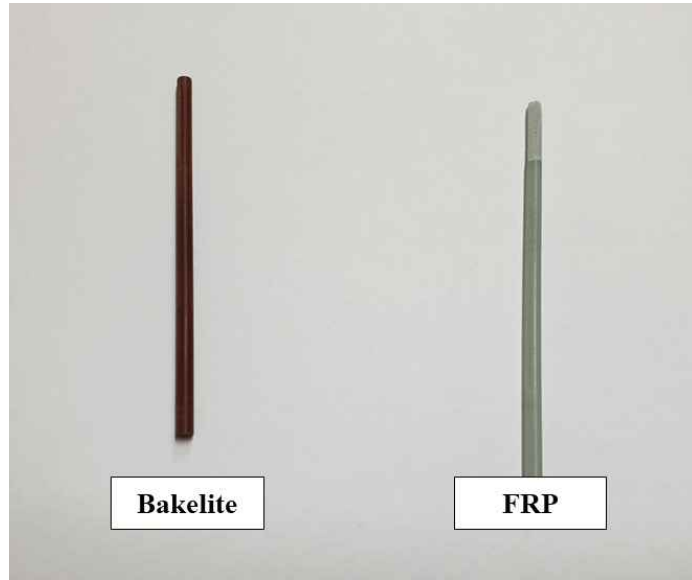
종합적으로 Supporter #2를 적용한 모델이 가장 높은 효율을 나타내었다. 이는 서포터가 폴피스에 인접할 경우 누설자속의 영향을 받아 와전류 손실이 증가하기 때문에, 폴피스와의 이격 간격이 상대적으로 넓은 원기동 서포터가 유리하다. 한편, Supporter #6과 같이 원기동 서포터를 폴피스 내측에 삽입할 경우 토크감소에 대한 영향이 매우 커 마그네틱 기어에서는 회피해야할 설계방법이며, Supporter #2와 같이 사용하는 것이 바람직함을 나타낸다.

6. 비금속 폴피스 서포터 적용

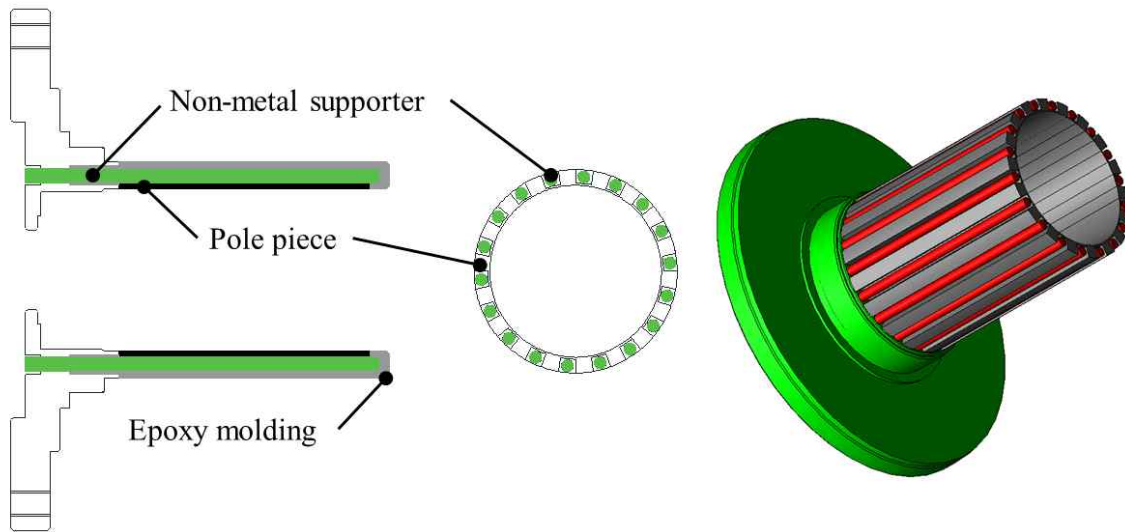
앞서 금속 재질의 폴피스 서포터를 검토했지만, 금속 재질의 폴피스 서포터를 사용할 경우 서포터에서는 작은 손실 값이더라도 와전류 손실이 필연적으로 발생한다. 즉, 초고속 애플리케이션에서는 해당 손실이 크게 작용할 수 있기 때문에 비금속 재질의 폴피스 서포터 적용이 필요하다.

비금속 재질은 대체로 금속 재질 대비 낮은 기계적 강도를 갖는다. 그 이유로는 플라스틱의 낮은 탄성이 원인으로 작용한다. 높은 힘이 가해질 경우 힘을 유연하게 받아들이지 못하고 한계점에서 바로 파손으로 이어진다. 이와 유사한 개념은 건축에서 사용되는 철근콘크리트에서도 찾을 수 있다. 콘크리트는 플라스틱과 유사한 특성을 나타내나 철근의 탄성과 조합되어 튼튼한 구조물을 만든다. 이러한 방법을 참고하여 비 도전성이면서 탄성을 갖는 재질인 Bakelite나 FRP(Fiber Reinforced Plastics)를 적용하였다. 그림 3-37은 도면을 통한 적용 방법을 나타낸다. 먼저 폴피스 사이를 원통형 탄성 재질로 채운 뒤 남은 빈 공간은 플라스틱 종류인 Epoxy로 몰딩하였다. 이를 통해 폴피스의 구조적 안정성을 높이고 기계적 강도도 향상시켰다.

한편, 시작품에 적용할 FRP 구조물은 상용화된 제품의 최소 직경이 3mm부터 시작한다. 따라서 이를 적용하기 위한 사이즈 검토가 필요하며 그림 3-38과 같이 구조물과 동축 마그네틱 기어의 회전자 간 상관관계를 검토하였다. 그 결과 내측 영구자석을 포함하여 최소 22mm의 내측 회전자 반지름이 확보되어야 함을 확인했으며 FEA 설계결과인 13mm 대비 9mm 확장이 필요하다. 따라서 최종 모델의 시작품 제작 시에 이를 반영하여 폴피스 서포터를 적용한다.



(a) Non-metal pole-piece supporter material



(b) Non-metal pole-piece supporter drawing

그림 3-37. 비금속 폴피스 서포터

Fig. 3-37. Non-metal Pole-piece Supporter

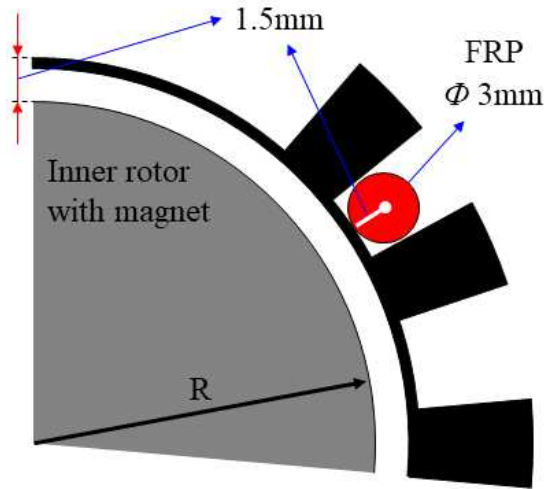


그림 3-38. 서포터 적용 사이즈 검토

Fig. 3-38. Rotor Radius Review for Supporter Application

D. Nd-bonded 영구자석 착자

1. Segment 착자

Nd-bonded 영구자석을 사용하는 시작용 제작에 있어 영구자석의 착자는 중요한 요소이며 NdFeB나 Ferrite의 경우와는 다른 방법이 사용된다. 먼저 NdFeB와 Ferrite의 경우 동축 마그네틱 기어의 영구자석을 그림 3-39와 같이 Segments로 준비한 후 회전자 요크 표면에 부착하는 방식을 사용한다. 따라서 본 연구의 내측 회전자 극수 4극 및 외측 회전자 극수 32극에 대해 총 36 Segments의 영구자석이 사용된다. 또한, 각 영구자석 Segments를 자화시키기 위해 하나씩 착자를 진행한다. 이러한 방법은 범용 착자 장비 사용이 가능하며 원재료 영구자석 Block을 형상에 맞게 절삭 가공하기 때문에 전체적인 비용이 저렴한 장점이 있어, 소량의 시작용 제작에 주로 사용된다. 이에 따라 FEA 분석 과정에서 자체 제공되는 영구자석의 자화 방향도 Segment 착자에 기반하여 제공된다. 시뮬레이션 상에서 사용하는 영구자석의 경우 그림 3-40(a)와 같이 선형적인 영구자석 재질 정보를 가지며 이에 따른 자속 선도는 그림 3-40(b)와 같다. 자속이 영구자석의 외경면과 내경면을 지나쳐 양쪽으로 자속 폐회로를 나타내고 있다.

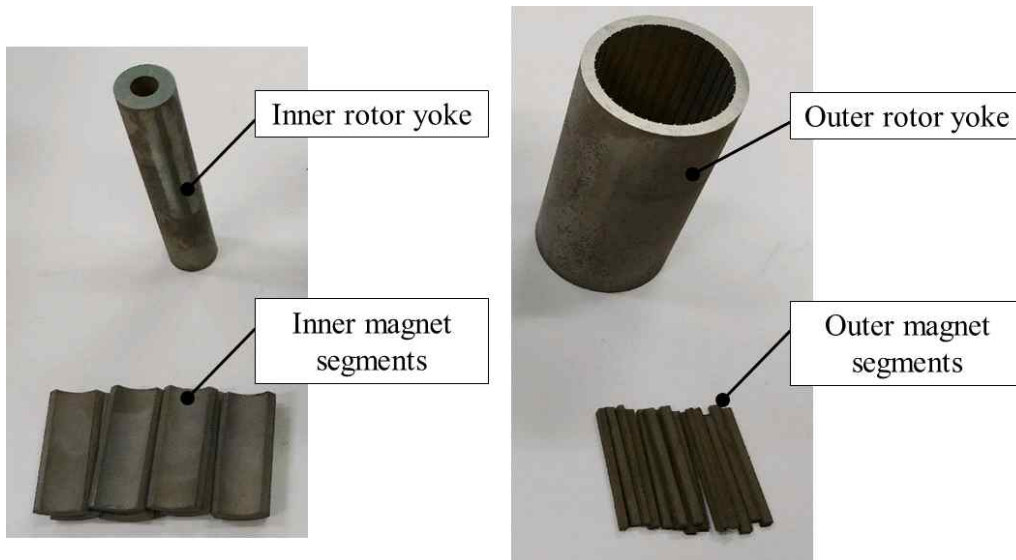
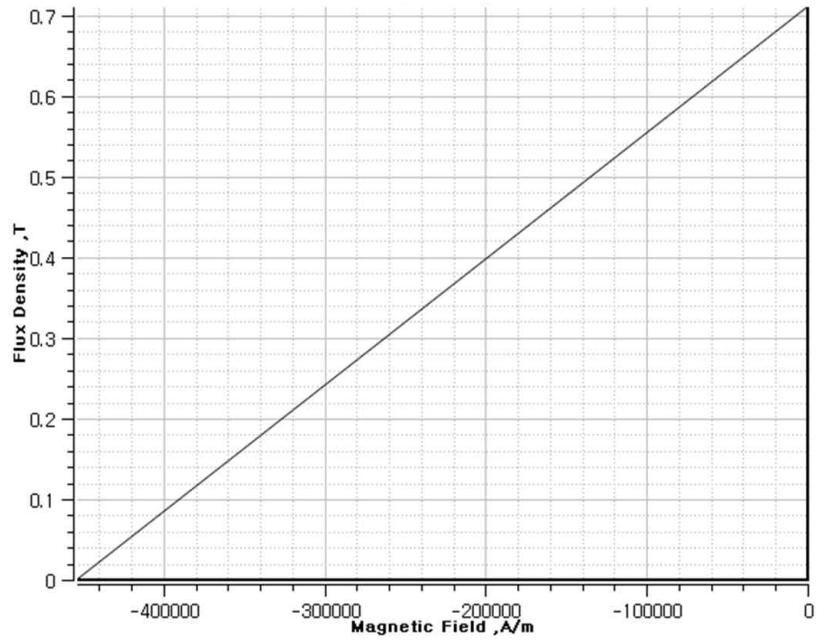
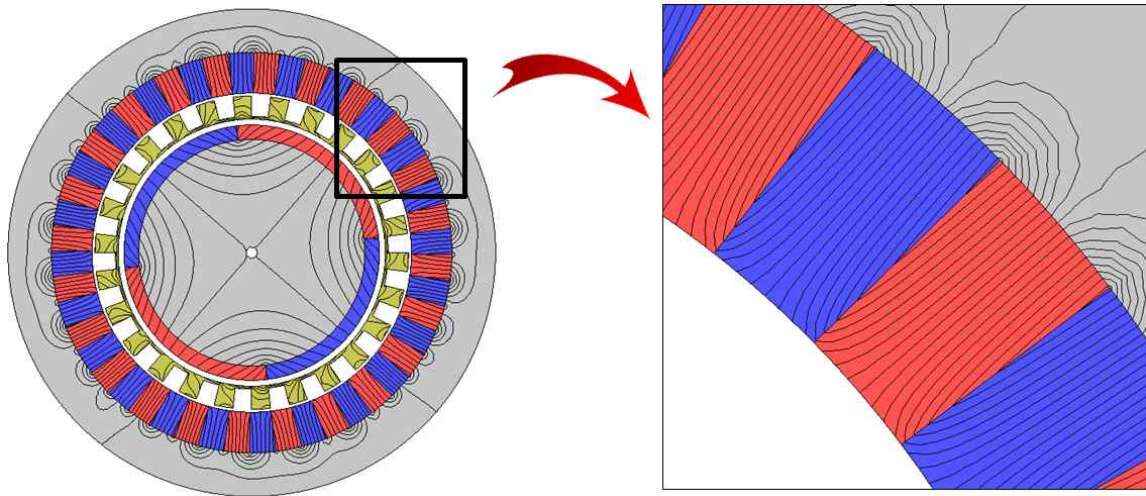


그림 3-39. Segment 영구자석

Fig. 3-39. Segment Magnet



(a) FEA Magnet Data



(b) Flux Line using FEA Magnet Data

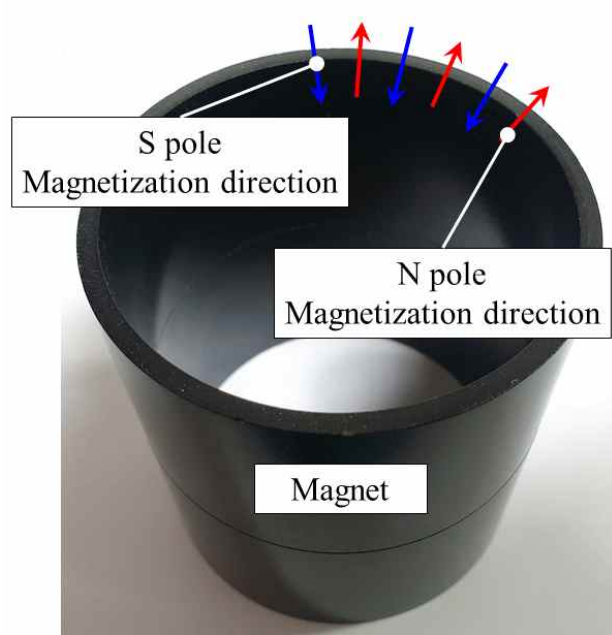
그림 3-40. FEA 제공 영구자석 데이터

Fig. 3-40. Magnet Data of FEA

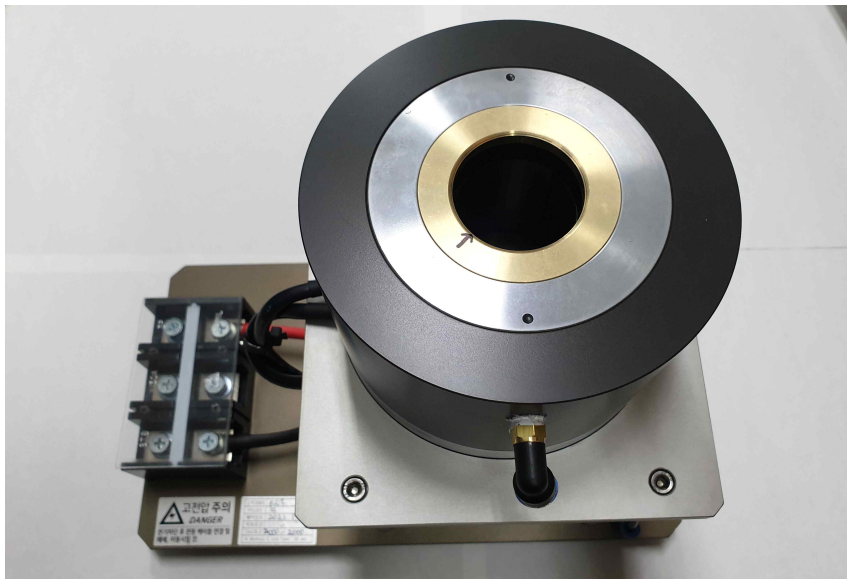
2. 원통형 착자

Segment 착자와는 다르게 Nd-bonded는 원통형 착자 방식을 사용한다. Nd-bonded의 영구자석 제작기법에 따라 원재료 Block을 가공하는 방식이 아닌 금형을 이용한다. 이론상 Segment로도 구성할 수 있으나 원통형으로만 제작되고 있다. 원통형 영구자석을 그림 3-41에 나타낸다. 그림과 같이 영구자석의 N극과 S극을 하나의 원통형 자석에 나타내야 하므로 전용 착자 장비가 필요하다. 착자시에는 회전자 요크와 영구자석을 결합한 후 착자가 진행된다. 진행 과정은 Segment 착자 대비 단순하나 원통형 착자는 초기비용이 높기 때문에 양산과정에서 주로 채택하는 방법이다.

동축 마그네틱 기어의 설계와 시작품 간의 오차를 줄이기 위해 실제 Nd-bonded 착자기를 FEA 상에 구현하였으며 착자된 영구자석을 최종모델에 적용하였다. 원통형 착자는 보통 영구자석의 외경면에 착자기를 구성하여 진행하는데 이는 대부분의 전기기기 회전자가 안쪽에 위치하는 내전형이기 때문이다. 동축 마그네틱 기어의 경우 내측 회전자는 안쪽에 위치하지만, 외측 회전자는 바깥에 위치하기 때문에 착자 방법에 대해서도 검토할 필요가 있다. 따라서 외측 회전자 영구자석에 대해 내경면 착자와 외경면 착자를 진행하여 FEA에서 제공되는 자속의 흐름과 비교하였다.



(a) Cylinder Type Magnet



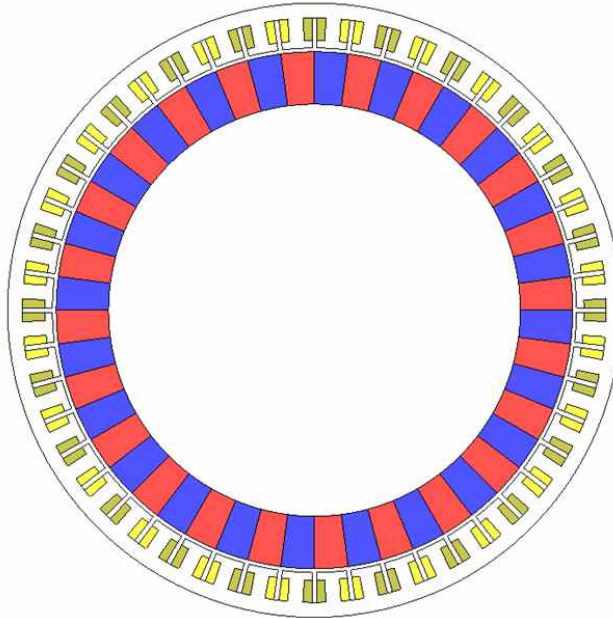
(b) Nd-bonded Magnetizer

그림 3-41. 원통형 착자

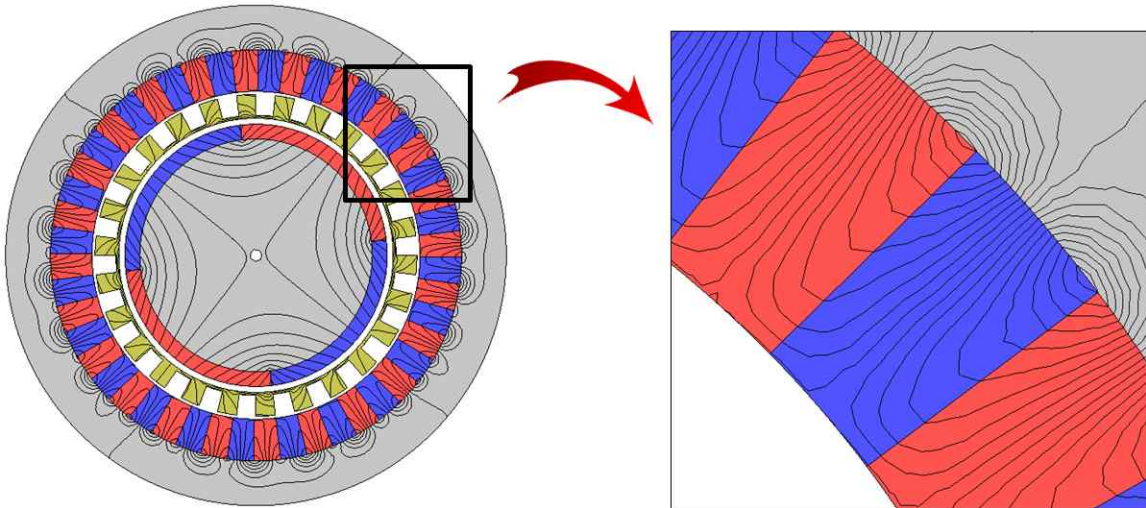
Fig. 3-41. Cylinder Magnetization

가. 외경면 착자

그림 3-42는 영구자석의 외경 면에 착자를 진행하고 이를 적용한 자속의 흐름을 나타낸다. FEA 제공값과 비교했을 때 자속의 흐름이 외경면은 유사하게 나타나지만 내경면은 지나치지 못하고 영구자석 내부에 머무름을 알 수 있다.



(a) Outside Magnetization



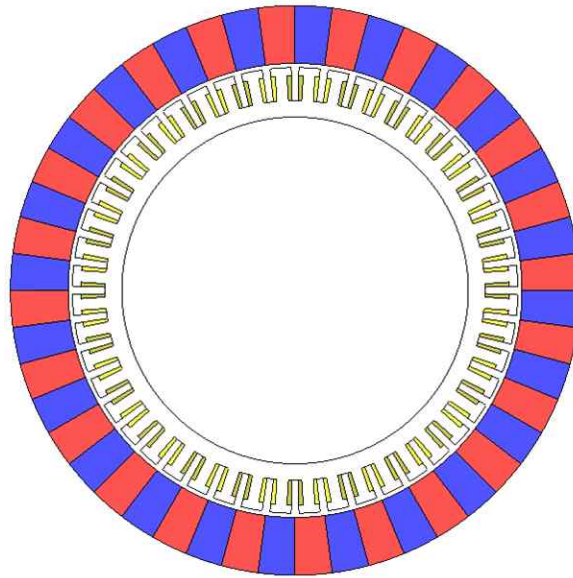
(b) Flux Line using Outside Magnetization

그림 3-42. 외경면 착자 및 자속 선도

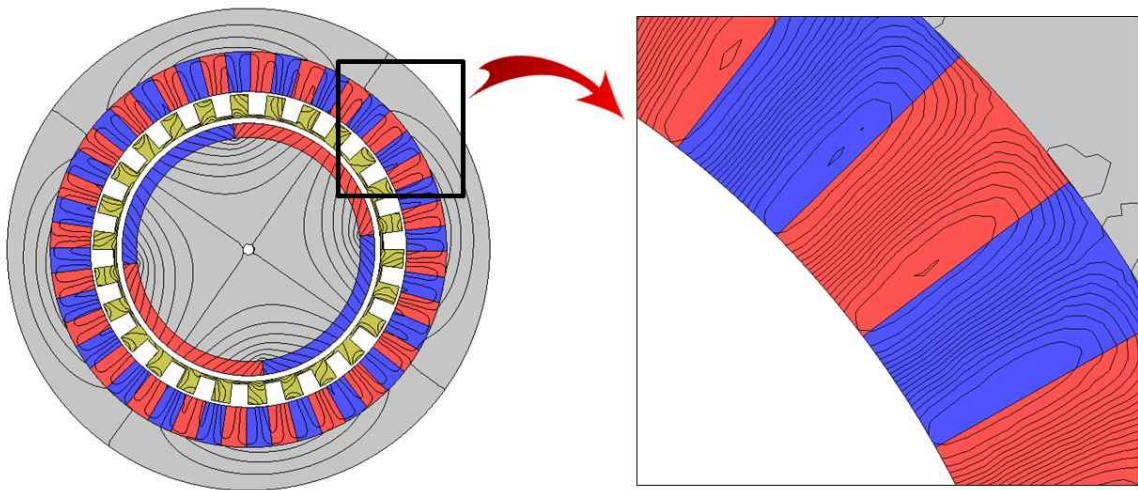
Fig. 3-42. Outside Magnetization and Flux Line

나. 내경면 착자

그림 3-43과 같이 영구자석의 구경 면에 착자하는 경우 또 다른 특성을 나타낸다. 자속의 흐름이 내경면은 투과하는 모습을 보이는 반면 외경면은 철심이 있음에도 영구자석 내부에만 머무름을 알 수 있다.



(a) Inside Magnetization



(b) Flux Line using Inside Magnetization

그림 3-43. 내경면 착자 및 자속 선도

Fig. 3-43. Inside Magnetization and Flux Line

다. 착자 방법에 따른 비교

이러한 특징을 바탕으로 토크 및 효율 특성을 분석한 결과를 표 3-11에 나타낸다. 분석 결과 외경 면에 착자한 모델의 경우 기어 구동을 위한 전달 토크가 전혀 나타나지 않았다. 이는 자속이 구경 면을 투과하여 내측 회전자에 쇄교해야 기어의 특성을 나타내는데 외경면 착자의 경우 그렇지 못함에 따른 결과이다. 반면 내경면 착자의 경우 FEA의 값보다 토크 및 외측 요크 철손에서 개선을 나타내었다. 이는 자속이 외경면을 투과하지 못하고 내경면 쪽으로만 투과하기 때문이며 이에 따라 외측 요크의 철손은 감소한 반면 토크는 상승하는 결과를 나타낸다. 또한, 손실 감소 및 출력 증가에 따른 효율 향상의 결과도 나타낸다. 본 논문에서는 분석데이터를 기반으로 시작품 제작 시 외측 회전자에 대해서는 내경면 착자를 진행했으며 내측 회전자에 대해서는 외경면 착자를 진행했다.

표 3-11. 착자 방법에 따른 동축 마그네틱 기어 특성

Table 3-11. Characteristics of Coaxial Magnetic Gear according to Magnetization Method

Item	Unit	FEA magnet data	Outside magnetization	Inside magnetization
Outer Torque	Nm	1.33Nm	0	1.57Nm
Iron Loss of Outer Yoke	W	199W	-	151W
Iron Loss of Pole-piece	W	125W	-	135W
Efficiency	%	86.7%	-	90.1%

라. 최종모델

FEA 설계결과 도출된 Nd-bonded 모델과 제안된 폴피스 구조 및 실제 착자 방식을 적용한 최종모델의 제원을 표 3-12에, 구동특성을 표 3-13에 나타낸다. 결과를 통해 최종 모델의 효율이 FEA 초기 설계된 모델의 효율인 93.8% 대비 3.7%p 효율이 감소했음을 알 수 있다. 이는 앞선 폴피스 서포터를 적용하기 위해 회전자 사이즈가 확장됐기 때문이며 그림 3-14(a)의 효율 특성에 기반하여 효율이 감소함을 알 수 있다.

표 3-12. Nd-bonded 최종모델 제원

Table 3-12. Final Model Data of Nd-bonded

	Parameter	Data
(1) IY: Inner Yoke	P_1	19.5mm
(2) IM: Inner Magnet	P_2-P_1	2.5mm
(3) IG: Inner Air Gap	P_3-P_2	1.0mm
(4) PP: Pole-piece	P_4-P_3	4mm
(5) OG: Outer Air Gap	P_5-P_4	0.5mm
(6) OM: Outer Magnet	P_6-P_5	7mm
(7) OY: Outer Yoke	P_7-P_6	5.5mm
Stack Length	Z-axis length	45mm

표 3-13. Nd-bonded 최종모델 구동특성

Table 3-13. Final Model Characteristics

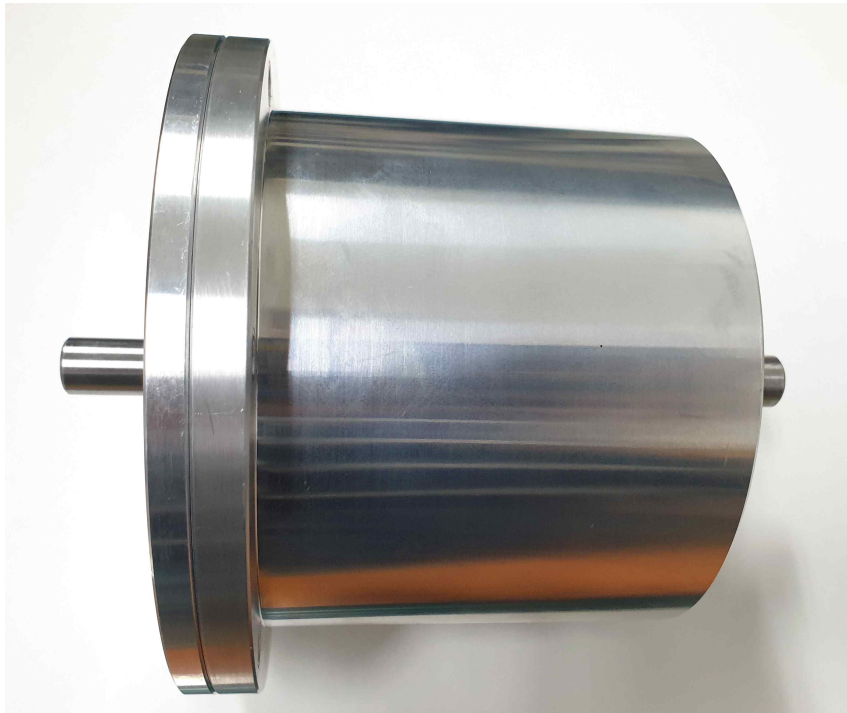
	Unit	Value
Inner Torque	Nm	0.20
Outer Torque	Nm	1.57
Inner Ripple	%	4.1
Outer Ripple	%	0.12
Iron loss	W	286
Efficiency	%	90.1

IV. 실험 및 고찰

A. 실험 장비 및 실험방법

1. Nd-bonded 동축 마그네틱 기어 시작품

III장에서 설계한 동축 마그네틱 기어와 폴피스 구조 및 영구자석 착자를 적용하여 시작품을 제작했으며 그림 4-1에 나타낸다. 그림 4-1(a)는 전체 조립 형상이고 그림 4-1(b)~(e)는 각각 분리된 4개의 영역을 나타낸다. 그림 4-1(b)는 마그네틱 기어의 내측 회전자, (c)는 폴피스 및 폴피스 서포터, (d)는 외측 회전자, (e)는 하우징을 나타낸다.



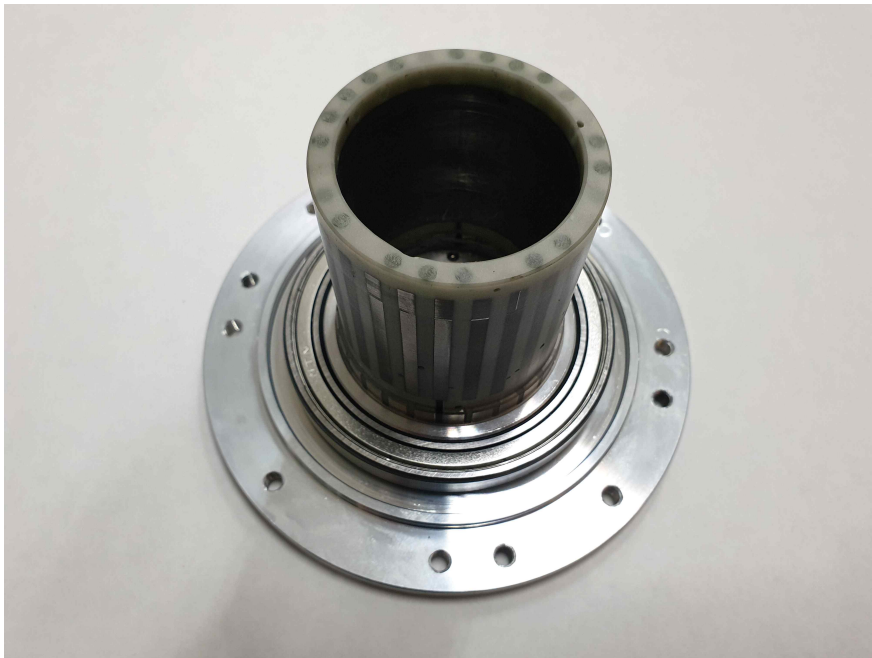
(a) Assembly

그림 4-1. Nd-bonded 시작품

Fig. 4-1. Nd-bonded Model Prototype



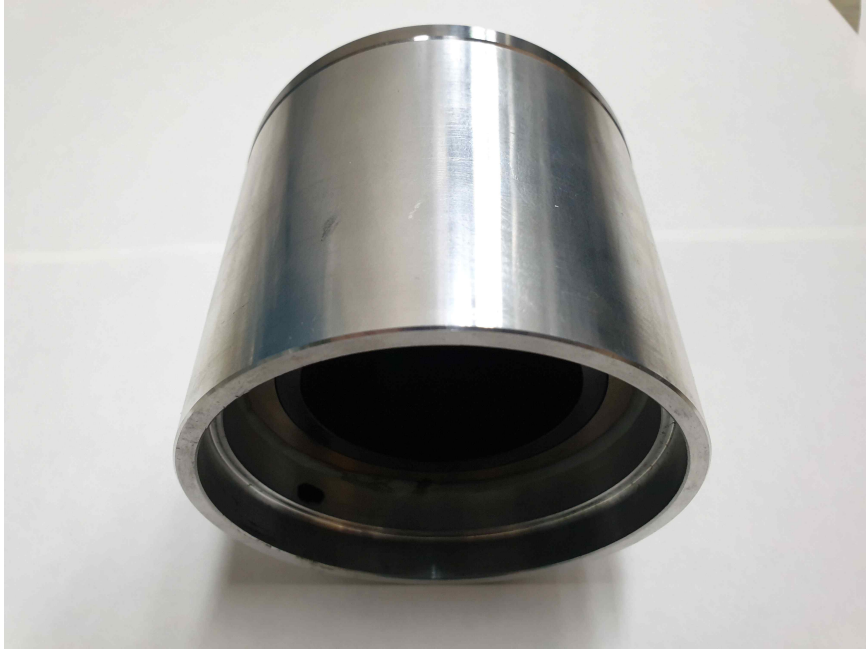
(b) Inner rotor



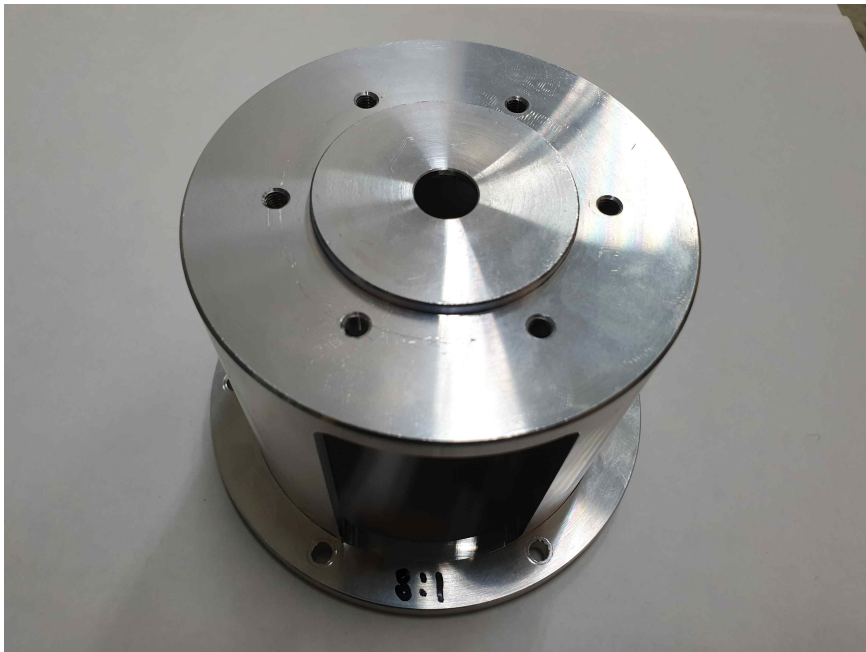
(c) Pole-piece and Supporter

그림 4-1. Nd-bonded 시작품

Fig. 4-1. Nd-bonded Model Prototype



(d) Outer rotor



(e) Housing

그림 4-1. Nd-bonded 시작품

Fig. 4-1. Nd-bonded Model Prototype

2. 영구자석 표면 가우스 측정 장비

동축 마그네틱 기어의 시작품을 제작한 후 각 영역별 치수를 확인을 먼저 진행했으며 그다음으로 영구자석의 자화 방향 및 자화의 세기가 설계값과 일치하는지를 확인한다. 그림 4-2는 영구자석의 표면 가우스를 측정하는 장비를 나타낸다. 이 장비를 이용하여 내측 회전자와 외측 회전자 영구자석의 표면 가우스 값을 측정하고 시뮬레이션에서 계산한 표면 가우스 값을 비교한다. 비교한 데이터는 그림 4-3에 나타냈으며 측정한 값과 시뮬레이션 값이 일치함을 확인하였다. 약간의 오차는 있으나 이는 제작 공차, 측정 위치 등에 따라 차이를 나타낸다. 또한, 내측 회전자보다 외측 회전자의 표면 가우스 오차가 더 심하게 나타난다. 이는 그림 4-2와 같이 측정 Probe가 얇은 막대로 구성되어 있어 내측 회전자와 같이 회전자의 외경면 표면 가우스를 측정하기에는 적합하지만, 외측 회전자와 같은 내경면 표면 가우스를 측정하기에는 적합하지 않음에 따른 것이다.

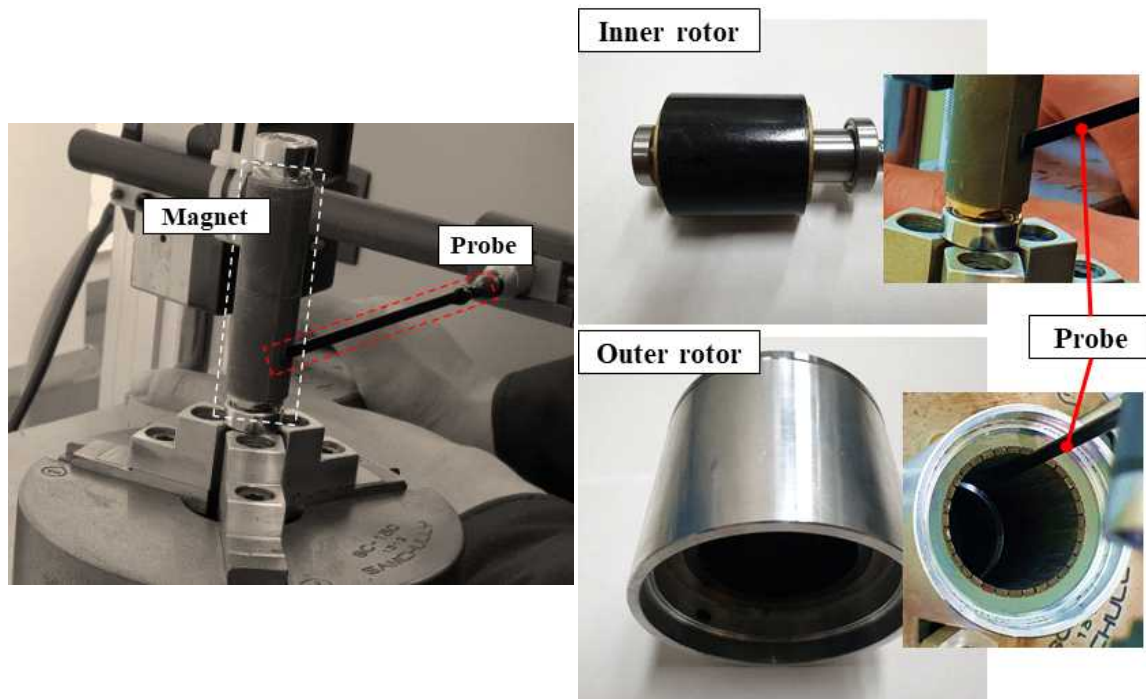
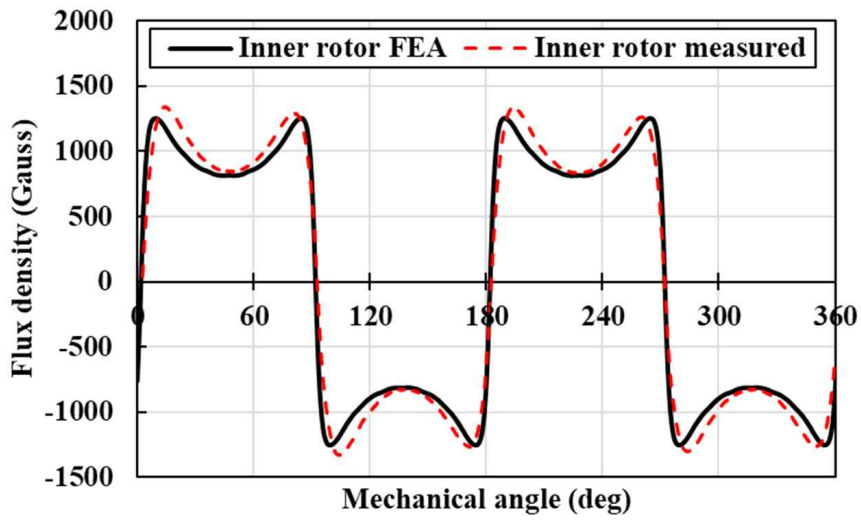
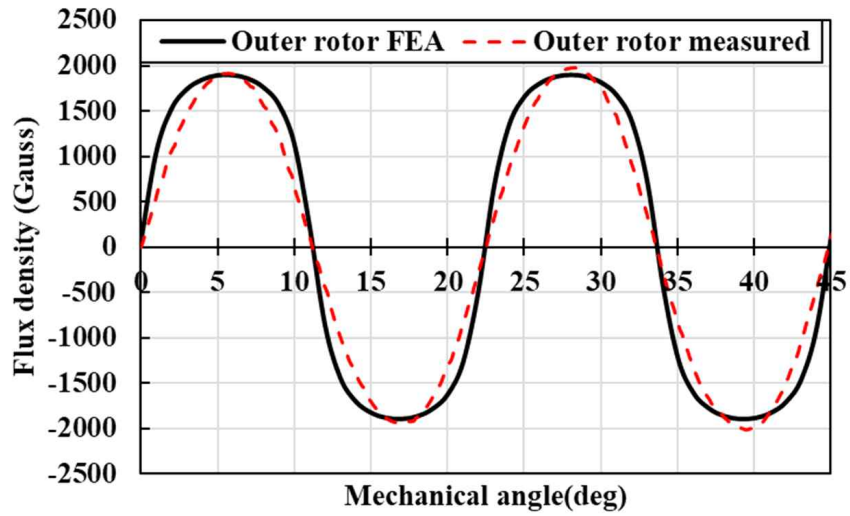


그림 4-2. 표면 가우스 측정

Fig. 4-2. Surface Gauss Measuring



(a) Inner rotor surface gauss



(b) Outer rotor surface gauss

그림 4-3. 회전자 영구자석의 표면 가우스
 Fig. 4-3. Surface Gauss of Rotor Magnets

3. 성능평가 실험 장비

그림 4-4에 동축 마그네틱 기어의 성능평가를 위한 실험 장비를 나타낸다. 실험 장비는 서보모터, 두 개의 토크 센서, 브레이크로 구성된다. 본 논문에서 입력은 내측 회전자(Inner rotor)이며 출력은 외측 회전자(Outer rotor)이다. 따라서 서보모터를 통해 입력 회전수를 내측 회전자에 인가하면 외측 회전자가 기어비에 따른 회전수를 출력한다. 이때 브레이크는 부하(Load)의 역할을 수행하는데, 0Nm에서 외측 회전자가 수용할 수 있는 토크까지 인가할 수 있다. 부하를 인가할 때 브레이크 측의 토크 센서가 부하 토크 값을 읽어 들이고, 동시에 서보모터 측 토크 센서가 입력 측 토크 값을 읽어 들인다. 읽어 들인 토크값과 회전수를 바탕으로 입력 파워(Input Power)와 출력 파워(Output Power)가 계산되며 이를 바탕으로 효율을 계산할 수 있다.

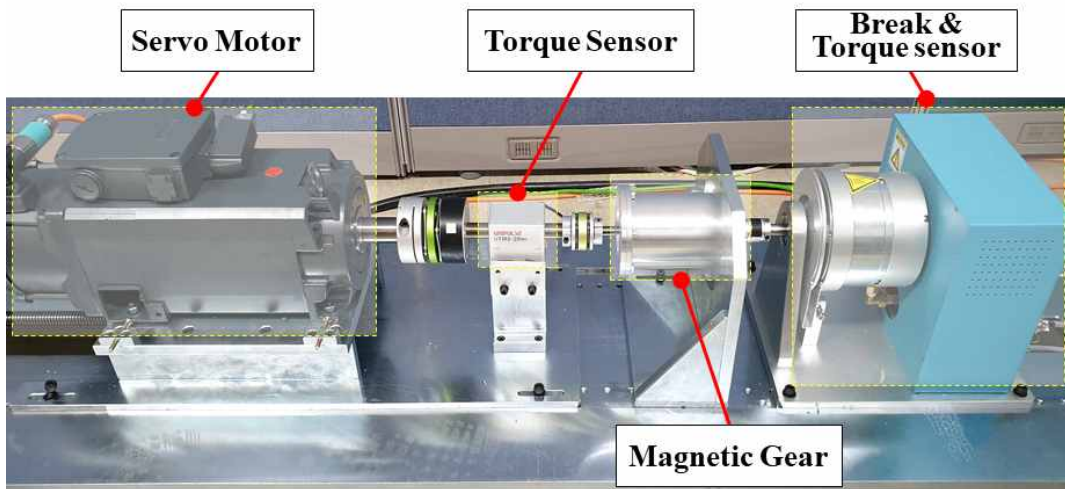


그림 4-4. 동축 마그네틱 기어 성능평가 장비
 Fig. 4-4. Coaxial Magnetic Gear Experiment Set

4. 성능평가 실험방법

동축 마그네틱 기어의 실험은 두 가지 형태로 실시된다. 첫째는 동축 마그네틱 기어의 최대토크측정실험이다. 이는 동축 마그네틱 기어가 최대 몇 Nm까지 토크를 수용하는지 알아보는 실험으로, 먼저 동축 마그네틱 기어의 입력단에 1rpm 수준의 낮은 rpm을 인가시킨다. 다음으로 브레이크를 통해 부하를 서서히 상승시키는데 최종적으로는 기어가 수용할 수 있는 최대 토크보다 더 높은 부하까지 인가시킨다. 동축 마그네틱 기어는 과부하 보호 특성이 있기 때문에 수용 가능한 부하보다 높은 부하가 인가될 경우 출력 회전자는 정지해 있으나 입력 회전자는 계속 회전하는 슬립(Slip) 상태를 나타낸다. 만약 기계식 기어에서 이러한 과부하 현상이 발생한다면 기어의 톱니는 파손될 가능성이 높고 파손된 기어를 교체할 때까지 가동을 중지해야 한다. 하지만 마그네틱 기어의 회전자는 손상을 입지 않으며, 이후 정지하고 재가동하면 다시 정상적으로 구동할 수 있다.

첫 번째 실험으로 최대 부하 토크가 확인되면 두 번째 실험인 실제 구동특성 시험을 시행한다. 실험방법은 첫 번째와 유사하며, 실험하고자 하는 입력 rpm을 인가하고 확인하고자 하는 부하 값을 브레이크를 통해 인가한다. 이때 측정되는 입력 파워와 출력 파워를 확인하고 총 손실(입력-출력) 및 효율(출력/입력)을 계산한다.

B. 동축 마그네틱 기어 성능평가

1. 최대토크시험

그림 4-5는 Nd-bonded 동축 마그네틱 기어 최종모델에 대한 최대토크시험 결과를 나타내며 최대 토크 값은 정리하여 표 4-1에 나타낸다. 실험결과의 파형이 완전한 정형파를 나타내지 않는데 이는 서보모터가 일정한 회전속도로 기어를 회전시켜줘야 하나 1rpm 수준의 저속에서 서보모터의 정속 제어특성이 불안정함에 따른 결과이다. 하지만 최대 토크 값을 측정함에는 문제가 없으며 측정결과 FEA의 값과 일치함을 확인하였다.

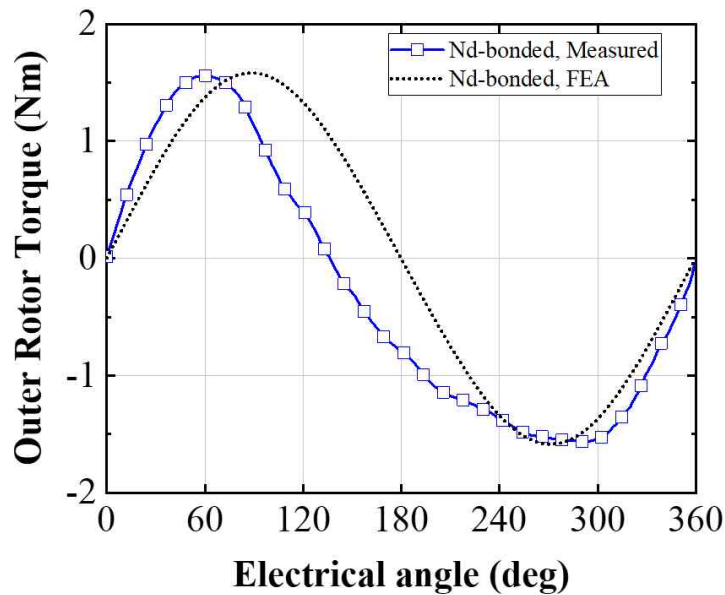


그림 4-5. Nd-bonded 모델의 최대토크시험

Fig. 4-5. Maximum Torque Test of Nd-bonded Model

표 4-1. Nd-bonded 모델의 최대토크시험 결과값

Table 4-1. Result of Maximum Torque Test

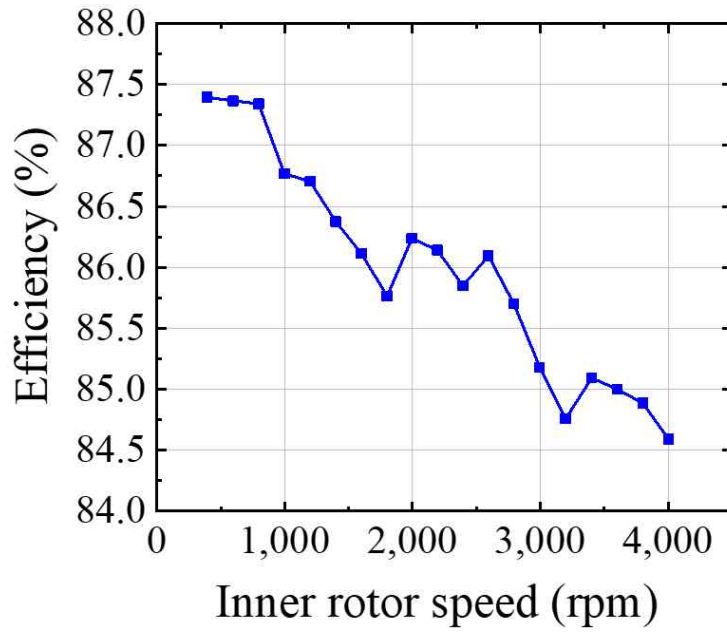
Item	Unit	Value
Measured Maximum Outer Torque	Nm	1.56
FEA Maximum Outer Torque	Nm	1.57

2. 구동특성시험

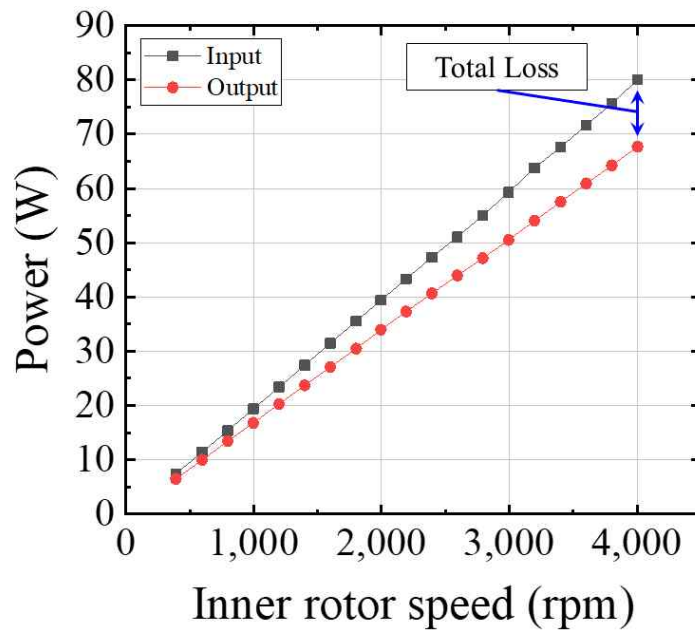
그림 4-6에 Nd-bonded 모델의 속도에 따른 구동특성을 나타낸다. 이때 부하 토크는 슬립 방지를 위해 최대토크보다 낮은 1.3Nm를 인가했다. 측정 장비의 최대 구동 회전속도는 20,000rpm까지 가능하지만, 고속에서의 장비의 진동 및 소음의 문제가 있으며 설계단계에서 가진력이 고려되지 않았기 때문에 측정 장비 및 시작품 보호를 위해 최대 4,000rpm까지 측정한다.

측정결과 내측 회전자가 400rpm으로 회전할 때 최대 87.4%의 효율을 나타냈으며 4,000rpm에서 84.6%의 효율을 나타낸다. 이는 FEA의 140,000rpm 구동 효율인 90.1%보다 5.7%p 더 낮은 효율이다. 동일한 조건에서 비교하기 위해 4,000rpm 구동조건의 FEA 효율을 계산한 결과 98.9%로 14.5%p 차이를 확인하였다. 이를 손실로 환산할 경우 4,000rpm에서 실험에 의한 총 손실은 그림 4-6(b)에 따라 12.33W이다. 동일하게 4,000rpm에서 FEA를 통해 계산된 철손은 0.9W로 고려되지 못한 손실이 있음을 알 수 있다.

추가적인 손실 확인을 위해 누설자속에 의한 손실과 기계적인 손실 검토를 수행한다.



(a) Efficiency



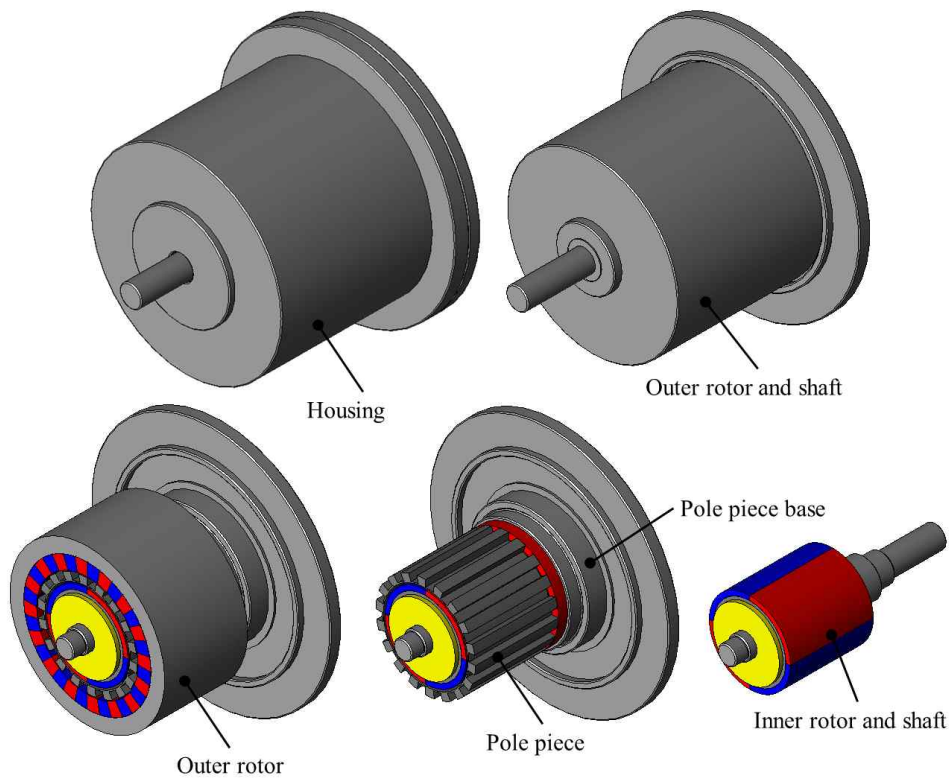
(b) Input and output power

그림 4-6. Nd-bonded 모델의 특성 측정결과
 Fig. 4-6. Test Result of Nd-bonded Model

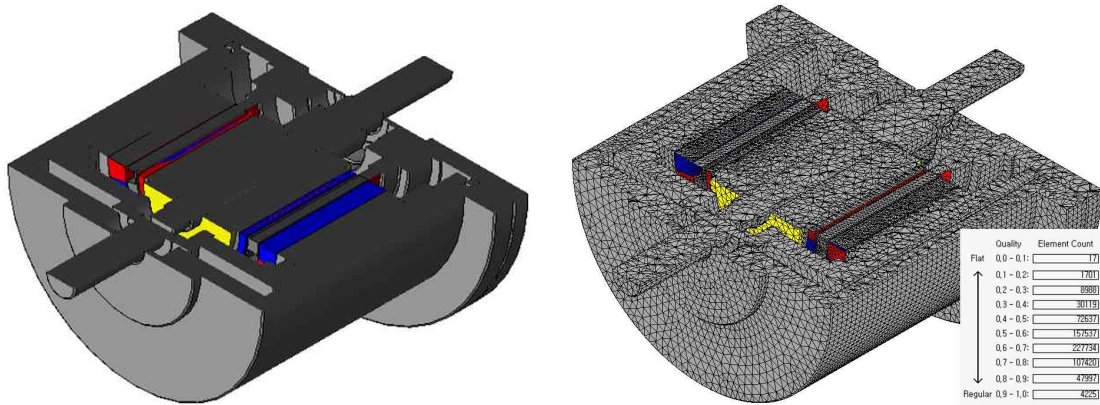
C. 기타손실 분석

1. 누설자속에 의한 와전류 손실

일반적인 전기기기과 동축 마그네틱 기어의 가장 큰 구조적 차이점은 회전자
 의 개수이다. 회전자 개수의 증가는 곧 공극 길이의 증가로 이어진다. 추가로 공
 기와 비슷한 투자율을 갖는 영구자석으로 인해 자기적인 공극까지 배로 증가하
 며, 두 회전자 사이에 위치한 폴피스는 일정한 공백을 갖고 배치되는 구조임에
 따라 동축 마그네틱 기어의 유효공극은 구조적 특성상 매우 길게 형성됨을 알
 수 있다. 이러한 공극의 증가는 누설자속의 발생과 연관되고 누설자속이 외부의
 구조물에 투과할 경우 기타 와전류 손실의 원인이 된다. 이러한 현상을 분석하기
 위해 시작품 도면을 바탕으로 3D-FEA 형상을 구현하였으며 그림 4-7에 나타
 낸다.



(a) Front view

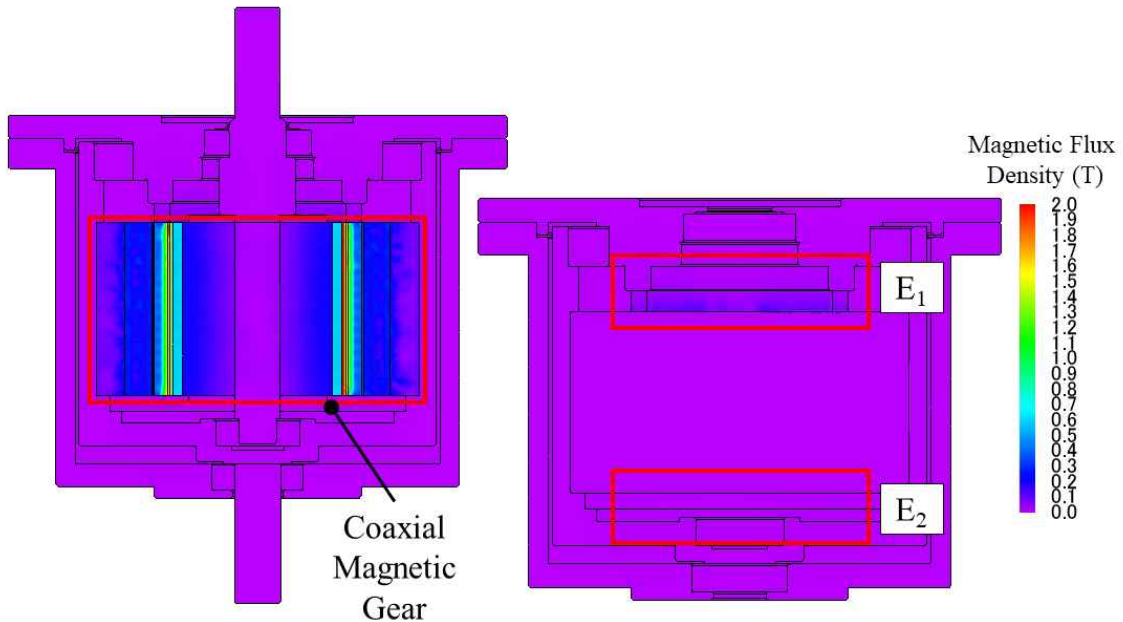


(b) Cross-sectional view

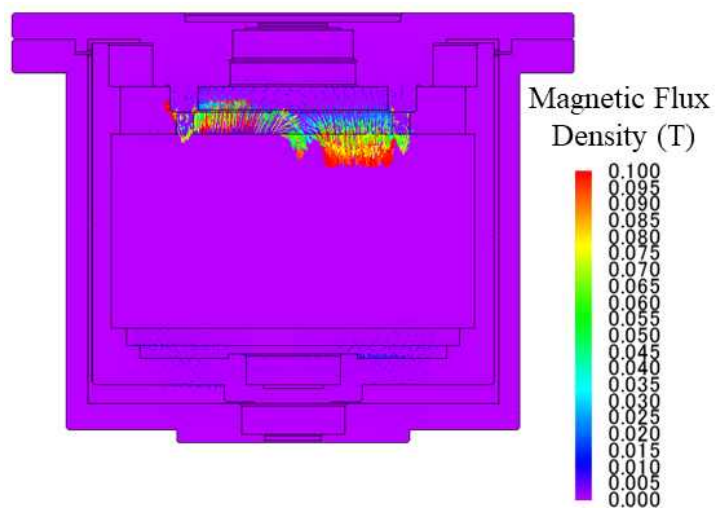
(c) Mesh of cross-sectional view

그림 4-7. Nd-bonded 모델의 3D 형상구성
 Fig. 4-7. 3D Modeling of Nd-bonded Model

구성된 형상을 바탕으로 분석한 결과를 그림 4-8에 나타내었으며 그림에서 볼 수 있듯이 도면상 상부(E1: Pole piece base) 및 하부(E2:Outer cap)에 미세한 자속의 흐름을 확인할 수 있다. 명확한 확인을 위해 자속밀도의 범위를 축소 및 확대하여 그림 4-8(b)에 나타낸다. 그 결과 자속이 Coaxial Magnetic Gear 영역을 벗어나 주변 구조에 쇄교하고 있음을 알 수 있다.



(a) Flux density contour plot

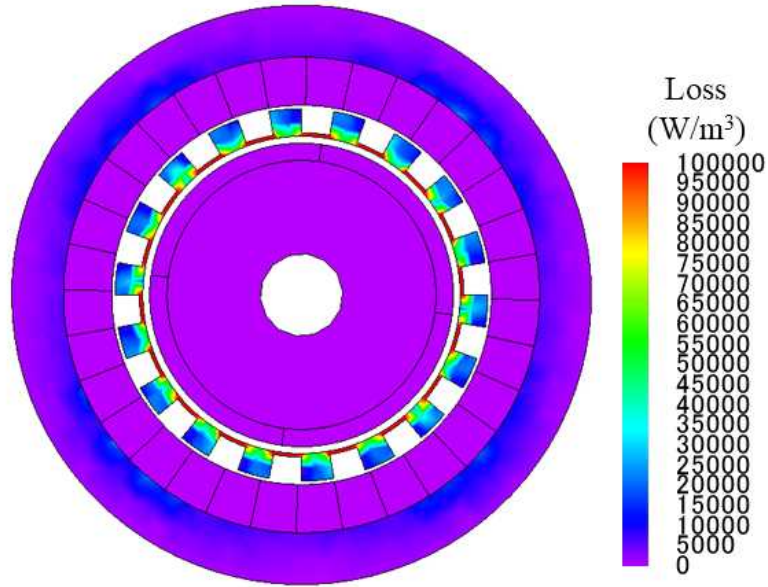


(b) Flux density vector plot

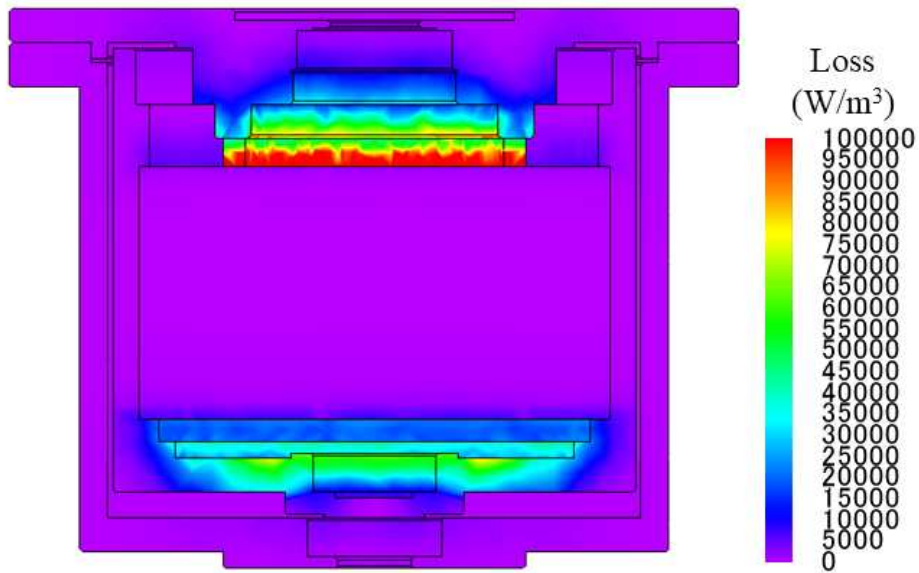
그림 4-8. 3D 형상에 대한 전자계 분석

Fig. 4-8. Magnetic Field Analysis of 3D Modeling

자속밀도의 값은 0.1T 수준이며 E1에서 발생하는 누설성분이 더 높음을 알 수 있다. 이는 그림 4-8(a)의 단면도를 보면 알 수 있듯이 Coaxial Magnetic Gear의 영역이 E1과는 직접적으로 연결됨과 동시에 거리상으로도 인접하는 반면, E2와는 사이에 일정 공간이 있다. 이러한 누설자속이 손실에 미치는 영향을 확인하기 위해 실험 회전수와 같은 4,000rpm, 부하 토크는 1.3Nm로 설정한 후 손실분석을 수행했으며 동축 마그네틱 기어의 철손과 누설자속에 의한 와전류 손실 분포를 그림 4-9에 나타낸다. 직관적으로도 누설자속에 의한 손실의 값이 더 높음을 알 수 있다. 나타나는 손실 값은 철손의 합이 0.91W, 누설자속에 의한 와전류 손실 합이 1.03W로 철손보다 10% 높은 값을 나타내며 이 때의 효율은 97.7%이다. 누설자속 와전류 손실 중 E1에 해당하는 손실은 0.55W, E2에 해당하는 손실은 0.42W이다. 손실 분포도 상으로나 손실 값으로나 E1이 높지만 E2의 손실도 유사한 수준임을 알 수 있다. 이는 E1의 구조는 인접해 있으나 그 영역이 상대적으로 작은 반면, E2는 이격되어 있으나 넓은 영역을 갖어 와전류의 흐름이 원활하기 때문이다. 그림 4-10은 그림 4-9(b)를 다른 각도로 나타낸 것이다.



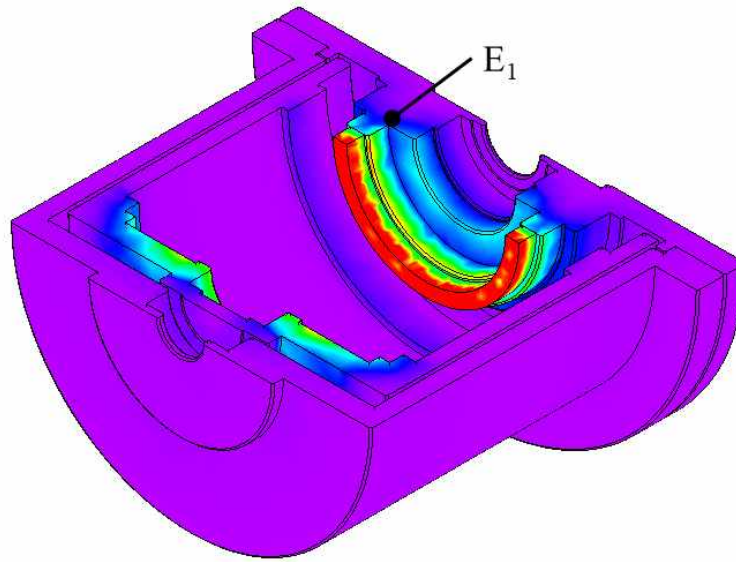
(a) Flux density contour plot



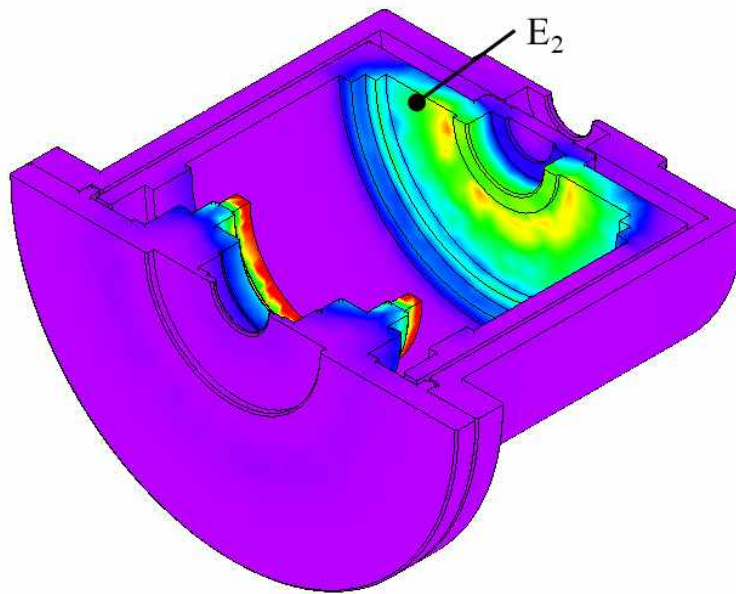
(b) Flux density vector plot

그림 4-9. 3D 형상에 대한 손실분석

Fig. 4-9. Loss Analysis of 3D Modeling



(a) E1 section



(b) E2 section

그림 4-10. E1, E2의 손실 분포

Fig. 4-10. Loss Distribution of E1 and E2

2. 기계 손실

가. 회전자의 풍손

회전체는 진공이 아닌 이상 공기에 의한 저항력을 갖는다. 이를 풍손 (Windage) 이라고 한다. 풍손은 회전체의 형상에 영향을 크게 받지만 일반적인 원통형 구조의 경우 관련 수식적 모델이 세워졌고 실험적인 검증이 이루어졌다 [60, 61]. 풍손의 수식적 모델 P_{air} 은 식 (16)과 같다. 레이놀드 수 Re 와 테일러 수 Ta 는 각각 (17), (18)과 같고 마찰계수 c_f 는 (19)와 같다.

$$P_{air} = c_f \pi \rho_{air} \omega^3 R_2^4 L \quad (16)$$

$$Re = \frac{R_2^2 \omega}{\nu} \quad (17)$$

$$Ta = \frac{R_2 \omega \delta}{\nu} \sqrt{\frac{\delta}{R_2}} \quad (18)$$

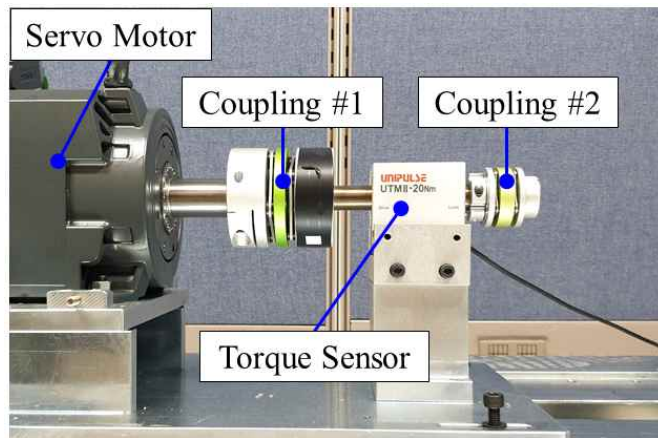
$$c_f = \frac{1.8}{Re} \left(\frac{\delta}{R_2} \right)^{-0.25} \frac{R_3^2}{R_3^2 - R_2^2} \quad (19)$$

ρ_{air} : 공기밀도, ω : 회전속도, R_2 : 회전반경, L : 회전자 Z-axis 길이, δ : 공극 길이, ν : 공기의 운동 점성 계수, R_3 : 고정자 반경을 나타낸다.

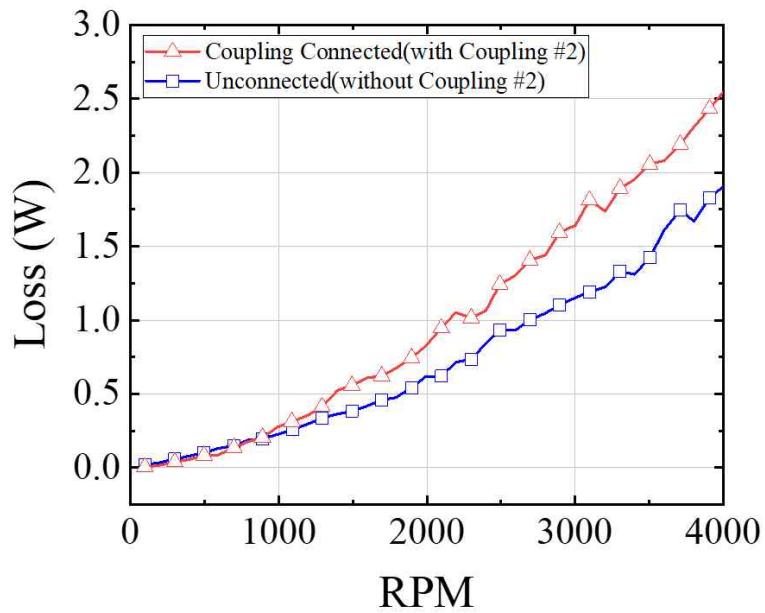
유체의 안정성은 테일러 수에 따라 결정되며 Couette flow는 $Ta < 41.3$ 인 경우, Taylor vortices는 $41.3 < Ta < 400$ 인 경우, Turbulent flow는 $Ta > 400$ 인 경우를 나타낸다. 회전자의 구체적인 형상에 의해 차이는 발생하지만 본 분석에서는 일반적인 경우로 가정하고 Ta 를 41.3으로 설정한다. 온도는 상온 20° 로 가정하고 수식에 따라 계산된 각 회전자의 풍손은 표 4-3과 같다. 내측 및 외측 회전자의 풍손을 합하더라도 전체손실의 0.1~0.2% 수준으로 영향을 미치기 어려운 값이다.

표 4-3. 회전자 풍손
Table 4-2. Rotor Windage

Item	RPM	
	4,000	500
Nd-bonded Inner Rotor	0.03W	-
Nd-bonded Outer Rotor	-	0.0001W



(a) Test set



(b) Test equipment loss

그림 4-11. 실험 장비의 기본 손실
Fig. 4-11. Initial Loss of Test Equipment

나. 성능평가 장비의 손실

회전자에 의한 풍손을 무시할 수준이지만 시작품의 성능평가 도중 유의미한 결과를 확인했다. 실험장치의 회전에 의한 손실과 커플링의 풍손이 그것이다. 먼저 실험 결과값을 그림 4-11에 나타낸다. 그림 4-11(a)에서 Coupling #2를 제외한 경우의 손실은 4,000rpm에서 약 2W가 발생하며 Coupling #2를 추가할 경우 2.5W가 발생함을 확인할 수 있다. 장비에서 측정하는 손실은 토크 센서를 기준으로 좌측의 토크 값과 우측의 토크 값의 차이로 계산한다. 따라서 기준점인 토크 센서의 좌측에 위치한 서보모터 및 Coupling #1은 손실에 기여하지 않고 토크센서 자체의 손실과 Coupling #2의 풍손이 영향을 미치게 된다.

다. 베어링 손실

베어링 손실을 측정하기에 앞서 수식에 기반한 베어링 사이즈에 따른 손실을 비교한다. 시작품 제작에 사용된 베어링은 NSK사의 베어링이며 베어링의 위치와 크기 정보는 그림 4-12에 나타낸다. 이 중 내측 회전자에 연결된 베어링은 Bearing #2, #3이고 외측 회전자에 연결된 베어링은 Bearing #1, #2, #4이다. Bearing #2의 경우 내측 회전자와 외측 회전자 모두에 관여함을 알 수 있다. 따라서 각 베어링의 회전속도를 나타내면 표 4-4와 같다.

표 4-4. 베어링 회전속도

Table 4-3. Bearing Revolution Speed

Inner rotor speed (rpm)	Outer rotor speed (rpm)	Bearing			
		#1 (rpm)	#2 (rpm)	#3 (rpm)	#4 (rpm)
1,000	125	125	1,125	1,000	125
2,000	250	250	2,250	2,000	250
3,000	375	375	3,375	3,000	375
4,000	500	500	4,500	4,000	500

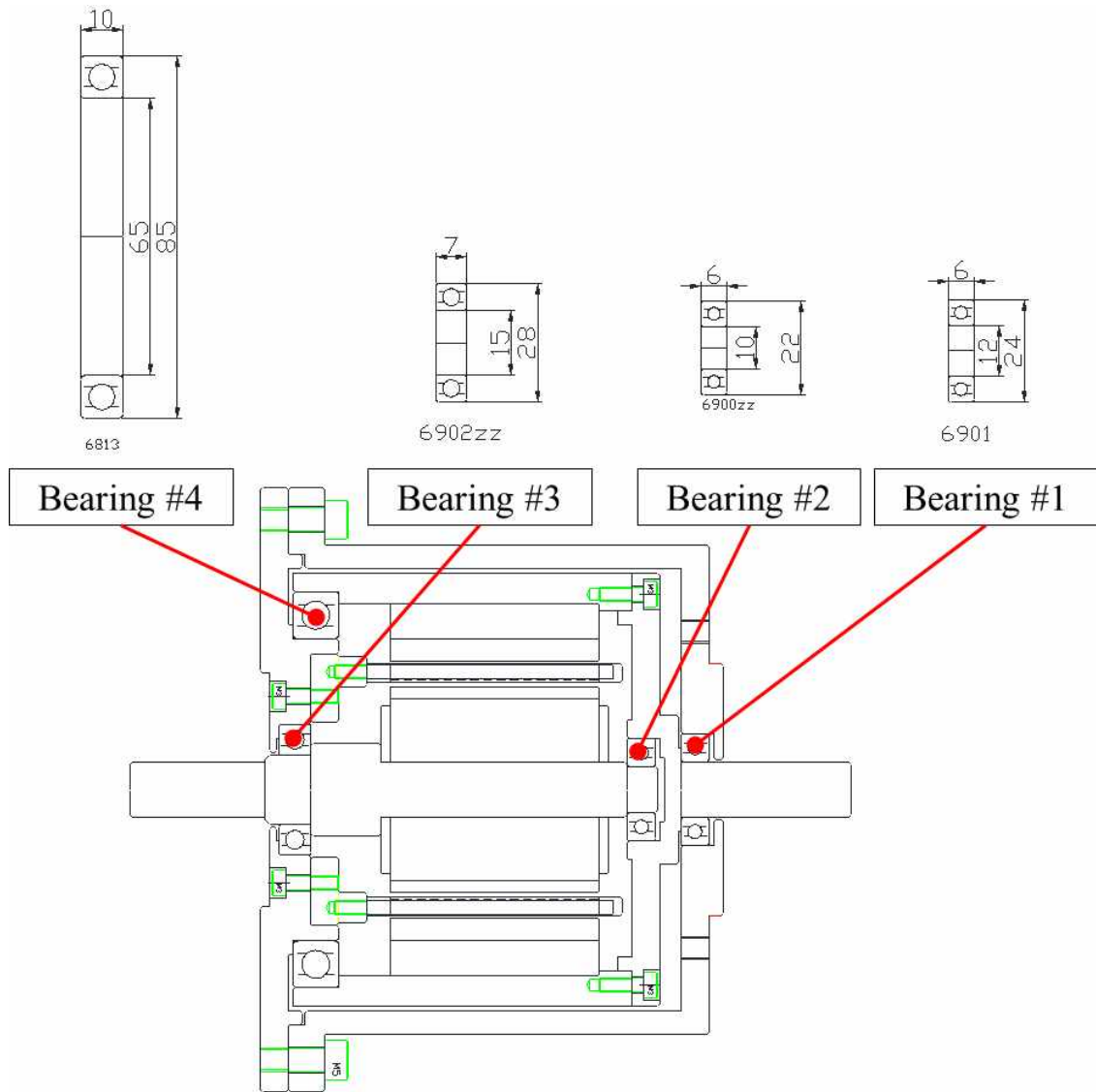


그림 4-12. 베어링 정보

Fig. 4-12. Bearing Information

표 4-5. 수식에 의한 베어링 손실

Table 4-4. Bearing Loss according to Equation

Inner rotor speed	Outer rotor speed	Bearing				Unit
		#1	#2	#3	#4	
4,000	500	0.17	1.07	2.14	11.92	(W)

베어링의 회전속도에 따른 손실을 분석하기에 앞서 회사에서 제공하는 관련 수식을 분석한다[62]. 베어링 손실 M 의 수식은 식 (20)~(24)와 같다. M_l 은 베어링의 하중에 의한 손실이며 M_v 는 베어링의 회전속도에 의한 손실이다.

$$M = M_l + M_v \quad (\text{mNm}) \quad (20)$$

$$M_l = 0.672 \times 10^{-3} D_{pw}^{0.7} F_a^{1.2} \quad (\text{mNm}) \quad (21)$$

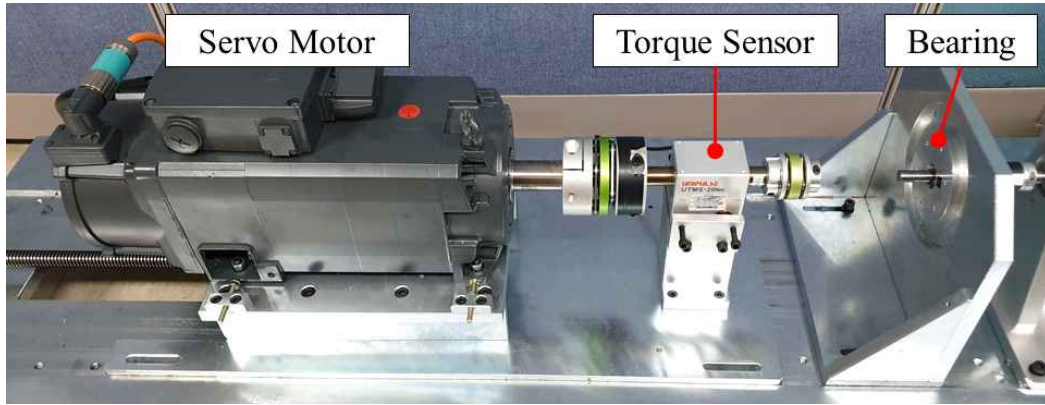
$$M_v = 3.47 \times 10^{-10} D_{pw}^3 n_i^{1.4} Z_B^a Q^b \quad (\text{mNm}) \quad (22)$$

$$a = 24n_i^{-0.37} \quad (23)$$

$$b = 4 \times 10^{-9} n_i^{1.6} + 0.03 \quad (24)$$

D_{pw} : 베어링의 내외 측 중간 직경, F_a : 축 부하(N), n_i 내측 링의 회전속도, Z_B : 온도에 따른 오일 절대점도(mPas), Q : 오일 유속율(kg/min)

베어링의 축 방향 부하를 1kg, 오일의 점성을 10mPa·s, 유속율을 1.5kg/min으로 했을 때, 동축 마그네틱 기어의 내측 회전자가 4,000rpm, 외측 회전자가 500rpm으로 동작할 때를 가정하여 각 베어링의 손실을 표 4-5에 나타낸다. 결과에 따라 베어링의 회전속도 및 베어링의 크기가 베어링의 손실에 큰 영향을 미침을 확인할 수 있다. 하지만 해당 수식의 경우 어떤 베어링을 기반으로 한 것인지 명시되지 않았으며, 각 베어링별 구체적인 손실공식은 제조사에서 밝히고 있지 않다. 따라서 시작품 제작에 사용된 베어링에 대해 직접 손실을 측정하여 반영하고자 한다. 그림 4-13은 베어링 손실측정을 위한 장비와 베어링을 나타낸다. 회전속도에 따른 각 베어링의 손실을 그림 4-14에, 각 베어링 손실의 비율을 그림 4-15에 나타낸다. 한편 베어링 손실 측정 시에는 실험 장비의 손실이 포함되어 있다. 그림 4-14는 해당 손실이 포함되어 있으며, 그림 4-15 계산 시에는 해당 손실을 제외하고 반영하였다. 그림 4-15를 통해 전체 베어링 손실 중 #4 베어링이 80% 이상 차지함을 알 수 있다.



(a) Bearing loss measurement set



(b) Bearing #1



(c) Bearing #2



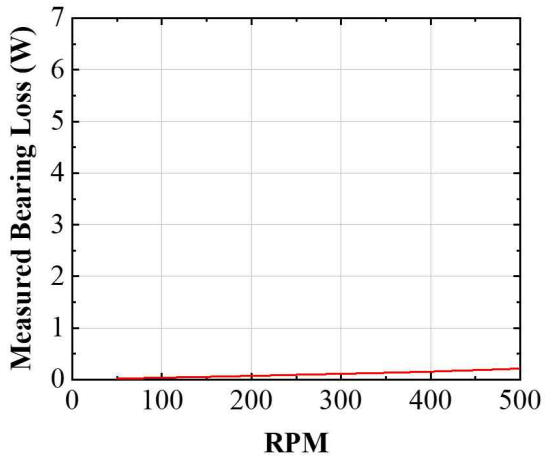
(d) Bearing #3



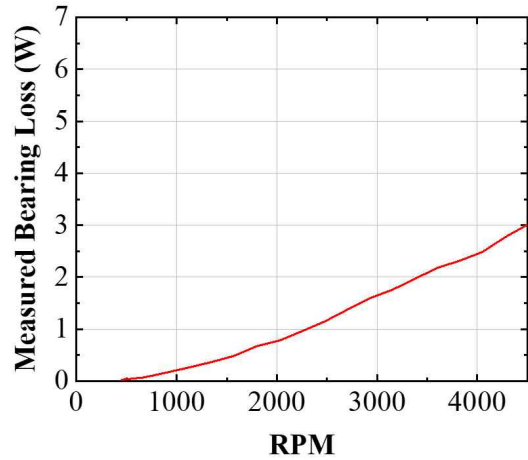
(e) Bearing #4

그림 4-13. 베어링 손실측정 장비 구성

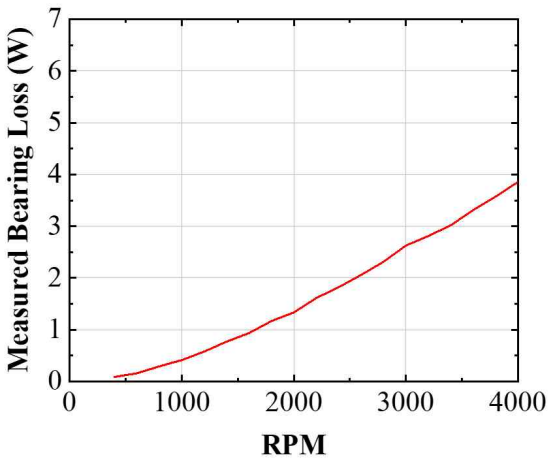
Fig. 4-13. Configuration of Bearing Loss Measurement Equipment



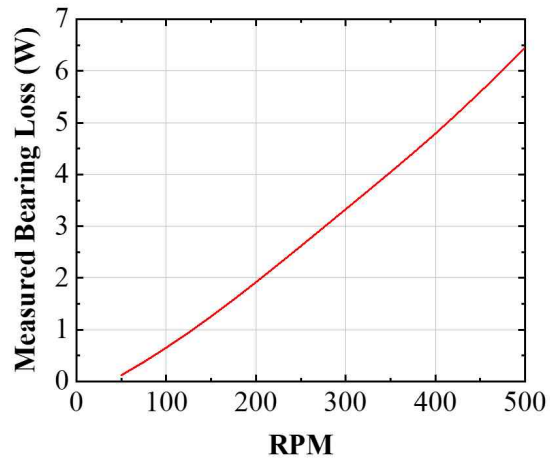
(a) Bearing #1



(b) Bearing #2



(c) Bearing #3



(d) Bearing #4

그림 4-14. 베어링 손실

Fig. 4-14. Bearing Loss

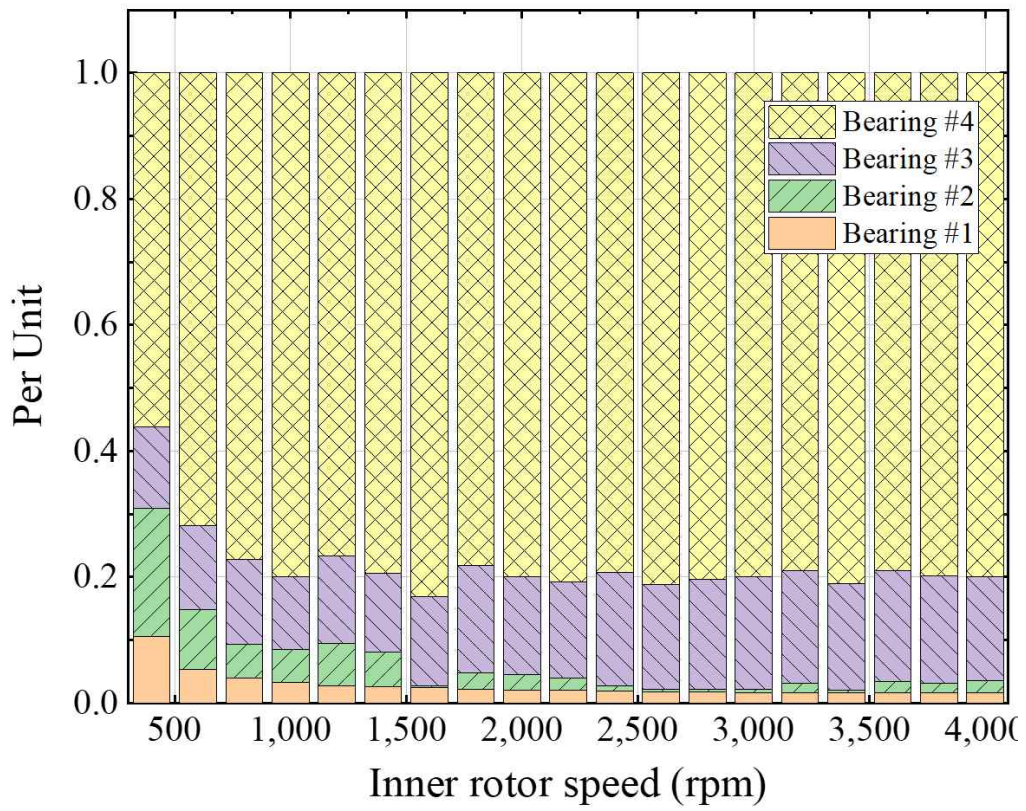


그림 4-15. 베어링 손실의 비율

Fig. 4-15. Rate of Bearing Loss

D. 기타손실 적용

그림 4-16은 동축 마그네틱 기어의 구동특성시험에 따른 전체손실과 이후 추가로 측정하고 계산한 기계 손실, 그리고 FEA을 통해 계산된 전자계 손실을 종합적으로 나타낸다. 4,000rpm에서 전체 총 손실은 12.33W로 84.59%의 효율을 나타낸다. 이 중 전자계 손실은 철손이 0.91W, 누설자속에 의한 와전류 손실이 1.03W로 총 1.94W이다. 기계 손실 중 측정 장비에 의한 손실은 2.54W이며 동축 마그네틱 기어의 베어링에 의한 손실은 7.66W로 기계 손실의 총합은 10.2W이다. 이는 전체손실의 83%에 해당하는 손실이며 기계 손실을 제외할 경우 기어의 효율은 96.9%를 나타내며 FEA 설계값인 97.7%와 1% 이내의 매우 근접한 값을 나타낸다. 따라서 본 논문에서 초고속 과급기용 동축 마그네틱 기어에 대한 설계 및 검증 방향이 유효함을 나타내었다.

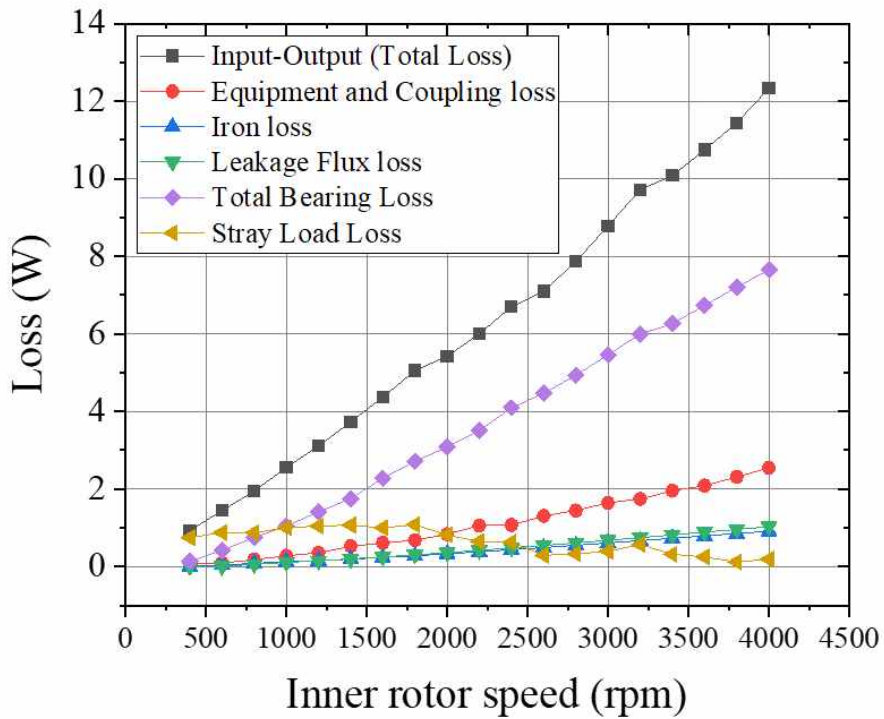


그림 4-16. 손실 비교

Fig. 4-16. Loss Comparison

V. 결론

본 논문은 마그네틱 기어를 초고속 애플리케이션인 과급기에 적용하기 위해 FEA를 이용하여 동축 마그네틱 기어를 설계하고 실험을 통해 검증하는 과정을 나타낸다. 초고속 구동 조건(140,000rpm)에서 높은 전자계 손실이 예상됨에 따라 고효율을 나타내는 마그네틱 기어를 설계하기 위해 주요 형상 파라미터를 선정하고 전자계 손실을 분석했다. 또한, 마그네틱 기어의 구조적 안정성 향상을 위해 폴피스 서포터를 제안하고 시작품에 적용했으며, 실제 제작에 사용되는 영구자석 착자방식을 FEA로 검토 후 시작품에 적용했다. 완성된 시작품에 대해 성능평가를 수행하고 추가로 누설자속에 의한 손실계산, 기계 손실측정 등을 통해 동축 마그네틱 기어의 설계 정확성을 나타내었다. 본 논문에서 분석한 주요 내용에 대해 정리하면 다음과 같다.

- 토크 특성분석: 폴피스 길이 증가에서는 내외 축 토크가 1.8%, 1.6%의 증가를 나타냈으나 내축 요크 증가 시에는 각각 8.8%, 7.1% 향상되어 내축 요크 증가가 토크 향상에 우수함
- 손실 특성분석: 철손은 내축 요크 길이 영향을 많이 받았으며 요크 길이 1mm 변경 시 손실은 최대 9.9% 변동, 영구자석 와전류 손실의 경향도 철손과 유사했으며 그 영향도는 내축 요크 1mm 변경 시 최대 14.2% 손실 변동됨
- 효율 특성분석: 폴피스 길이 4mm인 지점에서 가장 높은 효율 도출
- 영구자석 두께 분석: 내축 영구자석은 R-axis 방향으로 얇게, 외축 영구자석은 두껍게 설계하는 것이 효율, 손실 및 토크 측면에서 모두 유리
- 토크 밀도 분석: 토크 밀도가 높을수록 효율은 감소
- 폴피스 서포터: 철근 콘크리트 구조를 참고한 새로운 서포터 구조를 제안하였으며, 폴피스 사이에 서포터를 배치하되 폴피스와는 일정 공간을 갖도록 구성해야 함
- 영구자석 착자: Nd-bonded 영구자석의 제작상의 특징을 고려하여 FEA로 영구자석 착자를 구현하였으며, 외축 회전자 영구자석의 경우 내경면 착자 적용 시 토크 20% 증가 및 2%의 효율 개선을 나타냄

- 실험 장비 구성: 표면 가우스 측정을 통해 설계값과 일치함을 확인. 동축 마그네틱 기어의 성능검증을 위한 장비 구성 및 최대토크, 효율 측정
- 누설자속에 의한 손실: 동축 마그네틱 기어의 구조상 자기적 공극이 길어 누설자속의 영향이 나타났으며 지지구에 쇠교하여 와전류 손실의 원인이 됨을 확인
- 베어링 손실측정: 대구경 베어링에 의한 높은 손실을 확인하였으며 베어링 총 손실의 80%, 전체손실의 60%에 해당함에 따라 추후 소형 베어링 적용 설계가 필요함

본 논문의 전개는 최적 효율을 목표로 진행됨에 따라 FEA 설계과정부터 효율 개선에 집중하였다. 이에 따라 최종 도출된 모델의 토크 밀도는 10kNm/m^3 수준으로 현재 동축 마그네틱 기어 연구 분야에서 추구하는 고평토크밀도와는 반대 방향으로 설계되었다. 베어링 손실의 분석 결과와 함께 이를 종합해볼 때, 동축 마그네틱 기어의 영구자석 와전류 손실 저감을 위해 상대적으로 자력이 약한 비도전성 영구자석을 사용하는 것은 오히려 기계 손실의 증가, 토크 밀도의 감소를 초래하여 기계식 기어와의 경쟁력에 있어 마이너스 요인이 될 수 있다.

하지만 본 연구에서 최종 선정된 Nd-bonded 동축 마그네틱 기어는 결과적으로 초고속 구동에서 가장 우려되는 영구자석 와전류 손실의 발생을 원천적으로 차단하면서 NdFeB 모델 대비 전자계 효율을 7~10% 향상하는 성과를 나타냈고 기계 손실을 제외할 경우 140,000rpm의 초고속 구동에서도 90% 이상의 고효율을 나타냈다. 따라서 Nd-bonded 영구자석의 사용은 초고속 동축 마그네틱 기어에 적합한 솔루션이며, 기계 손실에 대해서는 소형 베어링 적용과 비접촉 베어링 적용 연구가 후속연구로 계획됨에 따라 전체 시스템 효율 향상을 기대할 수 있다. 아울러 본 연구의 FEA 설계과정은 동축 마그네틱 기어의 최적 효율 설계는 물론 토크리플 및 토크밀도 개선을 위한 설계지침까지 제공했으며, 이외에 함께 분석한 폴피스의 구조 개선, 영구자석의 착자, 누설자속에 의한 손실계산, 베어링 손실측정 등은 동축 마그네틱 기어의 시제품 제작 지침을 나타내어 국내 동축 마그네틱 기어 연구 기반으로서의 활용도가 높을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] Steve Arnold, Craig Balis, Pierre Barthelet, Etienne Poix, “Tariq samad, Greg Hampson, S.S. Shahed, Garrett Electric Boosting Systems Program Federal,” Honeywell Turbo Technoligies Final Report, 2005.
- [2] 나무위키, “과급기”, <https://namu.wiki>.
- [3] Woongkul Lee, Erik Schubert, Yingjie Li, Silong Li, Dheeraj Bobba, and Bulent Sarlioglu, “Overview of Electric Turbocharger and Supercharger for Downsized Internal Combustion Engines,” IEEE Transactions on transfortation electrification, Vol. 3, No. 1, pp. 36–47, 2017.
- [4] R. R. Moghaddam, “High speed operation of electrical machines, a review on technology, benefits and challenges,” in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., Sep. 2014, pp. 5539.5546.
- [5] D. Han, Y. Li, and B. Sarlioglu, “Analysis of SiC based power electronic inverters for high speed machines,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 2015, pp. 304.310.
- [6] Y. Yamashita, S. Ibaraki, K. Sumida, M. Ebisu, B. An, and H. Ogita, “Development of electric supercharger to facilitate the downsizing of automobile engines,” Mitsubishi Heavy Ind. Tech. Rev., vol. 47, no. 4, pp. 1.6, Dec. 2010.
- [7] S. Tavernier and S. Equoy, “Design and characterization of an E-booster driven by an high speed brushless DC motor,” SAE Int. J. Passenger Cars–Electron. Elect. Syst., vol. 6, no. 1, pp. 360.365, Jan. 2013.
- [8] K. Shiraishi and V. Krishnam, “Electro–assist turbo for marine turbocharged diesel engines,” in Proc. ASME Turbo Expo, Dusseldorf, Germany, Jun. 2014.
- [9] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamashita, and S. Ibaraki, “160,000–r/min, 2.7–kW electric drive of supercharger for automobiles,” in Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Syst., Nov./Dec. 2005, pp. 1380.1385.
- [10] ICS Incosys, “Gear Failure Analysis,” Vibration and equipment handbook, <http://www.incosys.co.kr>.
- [11] Charles G. Armstrong, “Power transmitting device,” US Patent 687292, 1901.

- [12] Harold T. Faus, “Magnet gearing,” US Patent 2243555, 1941.
- [13] Sydney Rand, “Magnetic transmission system,” US Patent 3523204, 1970.
- [14] Max Hetzel, “Low friction mainture gear drive for transmitting small forces, and method of making same,” US Patent 3792578, 1974.
- [15] Shinki Kikuchi and Katsuo Tsurumoto, “Design and characteristics of a new magnetic worm gear,” IEEE Transactions on magnetics, Vol. 29, No. 6, pp. 2923–2925, 1993.
- [16] Y. D. Yao, D. R. Huang, C. C. Hsieh, D. Y. Chjang, S. J. Wang, and T. F. Ying, “The radial magnetic coupling studies of perpendicular magnetic gears,” IEEE Transactions on magnetics, Vol. 32, No. 5, pp. 5061–5063, 1996.
- [17] X. Li, K. Chau, M. Cheng, and W. Hua, “Comparison of magnetic–geared permanent magnet machines,” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 133, pp. 177–198, 2013.
- [18] A. H. Neuland, “Apparatus for transmitting power,” US Patent 1171351, 1916.
- [19] T. B. Martin, “Magnetic transmission,” US Patent 3378710, 1968.
- [20] D. E. Hesmondhalgh, D. Tipping, “A multielement magnetic gear,” IEE Proceedings, Vol. 127, pp. 129–138, 1980.
- [21] K. Atallah, D. Howe, “A novel high–performance magnetic gear,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 37, No. 4, pp. 2844–2846, 2001.
- [22] Cheng–Chi Huang, Mi–Ching Tsai, David G. Dorrell, and Bor–Jeng Lin, “Development of a magnetic planetary gearbox,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 44, No. 3, pp. 403–412, 2008.
- [23] Kohei Aiso, Kan Akatsu, Yasuaki Aoyama, “A novel magnetic multiple spur gear for high speed motor system,” 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 18307009, 2018.
- [24] Linni Jian, K. T. Chau, Wenlong Li, and Jianguai Li, “A Novel Coaxial Magnetic Gear Using Bulk HTS for Industrial Applications,” IEEE Transactions on applied superconductivity, Vol. 20, No. 3, pp. 981–984, 2010.
- [25] Linni Jian and K. T. Chau, “A Coaxial Magnetic Gear With Halbach Permanent–Magnet Arrays,” IEEE Transactions on energy conversion, Vol. 25, No. 2, pp. 319–328, 2010.

- [26] Thierry Lubin, Smail Mezani, and Abderrezak Rezzoug, “Analytical Computation of the Magnetic Field Distribution in a Magnetic Gear,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 46, No. 7, pp. 2611–2621, 2010.
- [27] E. Gouda, S. Mezani, L. Baghli, and A. Rezzoug, “Comparative Study Between Mechanical and Magnetic Planetary Gears,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 47, No. 2, pp. 439–449, 2011.
- [28] K. T. Chau, Dong Zhang, J. Z. Jiang, Chunhua Liu, and Yuejin Zhang, “Design of a Magnetic–Geared Outer–Rotor Permanent–Magnet Brushless Motor for Electric Vehicles,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 43, No. 6, pp. 2504–2506, 2007.
- [29] L. N. Jian, K. T. Chau, Dong Zhang, J. Z. Jiang, Zheng Wang, “A Magnetic–geared Outer–rotor Permanent–magnet Brushless Machine for Wind Power Generation,” IEEE Industry applications annual meeting, 2007.
- [30] Kais Atallah, Jan Rens, Smail Mezani, and David Howe, “A Novel “Pseudo” Direct–Drive Brushless Permanent Magnet Machine,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 44, No. 11, pp. 4349–4352, 2008.
- [31] E. Spooner and L. Haydock, “Vernier hybrid machines,” IEE Proceedings - Electric power applications, Vol. 150, No. 6, pp. 655–662, 2003.
- [32] S. Niu, S. L. Ho, W. N. Fu, and L. L. Wang, “Quantitative Comparison of Novel vernier Permanent Magnet Machines,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 46, No. 6, pp. 2032–2035, 2010.
- [33] David. J. Evans and Z. Q. Zhu, “Novel Partitioned Stator Switched Flux Permanent Magnet Machines,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 51, No. 1, pp. 8100114, 2015.
- [34] Xing Zhao and Shuangxia Niu, “Design and Optimization of a New Magnetic–Geared Pole–Changing Hybrid Excitation Machine,” IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 64, No. 12, pp. 9943–9952, 2017.
- [35] T. V. Frandsen, P. O. Rasmussen, and K. K. Jensen, “Improved Motor Integrated Permanent Magnet Gear for Traction Applications,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2012.
- [36] T. V. Frandsen, L. Mathe, N. I. Berg, R. K. Holm, T. N. Matzen, P. O. Rasmussen, and K. K. Jensen, “Motor Integrated Permanent Magnet

- Gear in a Battery Electrical Vehicle,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 2, pp. 1516–1525, 2015.
- [37] K. Atallah, S. D. Calverley, and D. Howe, “Design, analysis and realisation of a high performance magnetic gear,” IEE Proceedings - Electric power applications, Vol. 151, No. 2, pp. 135–143, 2004.
- [38] Yamada Takashi, “Loss Manual”, EMDYNE Inc.
- [39] JMAG–Designer Online Help
- [40] Noboru Niguchi, Katsuhiko Hirata, Masari Muramatsu, and Yuichi Hayakawa, “Eddy Current Analysis of Magnetic Gear Employing 3-D FEM,” 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, 2010.
- [41] Michinari Fukuoka, Kenji Nakamura, and Osamu Ichinokura, “Experimental tests of Surface Permanent Magnet Magnetic Gear,” 15th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2012.
- [42] F. Deng, “An Improved Iron Loss Estimation for Permanent Magnet Brushless Machines,” IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol 14, No. 4, pp. 1391–1395, 1999.
- [43] Yuqiu Zhang, Kaiyuan Lu, and Yunyue Ye, “Permanent Magnet Eddy Current Loss Analysis of a Novel Motor Integrated Permanent Magnet Gear,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 48, No. 11, pp. 3005–3008, 2012.
- [44] Ye Tian, Guohai Liu, Wenxiang Zhao, and Jinghua Ji, “Design and Analysis of Coaxial Magnetic Gears Considering Rotor Losses,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 51, No. 11, pp. 8108304, 2015.
- [45] Yanjun Ge, Qingyang Li, Junyue Yang, and Fei Fang, “A New Topology of CMG for High Torque and Low Loss,” Progress In Electromagnetic Research Symposium, 2016.
- [46] Wenxiang Zhao, Jin Liu, Jinghua Ji, Guohai Liu, and Zhijian Ling, “Comparison of Coaxial Magnetic Gears With and Without Magnetic Conducting Ring,” IEEE Transactions on applied superconductivity, Vol. 26, No. 4, pp. 0604705, 2016.
- [47] Fuat Kucuk and Sadra Mousavi, “Development of a Novel Coaxial Magnetic Gear,” International conference on electrical machines, 2017.
- [48] Qing Zhang, Yiguang Chen*, Yukai Yang, Weijie Hao, and Lili Kang,

- “Analysis of Parameters and Eddy Current Loss on Outer Stator Magnetic Gear Integrated Permanent Magnet Motor,” 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, 2019.
- [49] Valentin Mateev, Iliana Marinova and Miglenna Todorova, “Eddy current losses in permanent magnets of a coaxial magnetic gear,” 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies, 2018.
- [50] V. Mateev, M. Todorova and I. Marinova, “Eddy Current Losses of Coaxial Magnetic Gears,” XIII International Conference on Electrical Machines, 2018.
- [51] E. Park, S. Kim, S. Jung, Y. Kim, “Correlation Analysis between Air Gaps and Torque Characteristics of Magnetic Gear,” 대한전기학회 논문집 2016.
- [52] C. Kim, E. Park, S. Jung, Y. Kim, “마그네틱 기어의 극수에 따른 특성 분석,” 대한전기학회 논문집 2018.
- [53] C. Kim, E. Park, S. Jung, Y. Kim, “폴피스 수에 따라 달라지는 마그네틱 기어의 효율에 관한 연구,” 대한전기학회 논문집 2018.
- [54] Laxman Shah, A. Cruden, and Barry W. Williams, “A Magnetic Gear Box for application with a Contra-rotating Tidal Turbine,” 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2007.
- [55] Linni Jian, K. T. Chau, Yu Gong, J. Z. Jiang, Chuang Yu, and Wenlong Li, “Comparison of Coaxial Magnetic Gears With Different Topologies,” IEEE Transactions on magnetics, Vol 45, No. 10, pp. 4526–4529, 2009.
- [56] Laxman Shah, Andrew Cruden, Barry W. Williams, “A Variable Speed Magnetic Gear Box Using Contra-Rotating Input Shafts,” IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No. 2, pp. 431–438, 2011.
- [57] Nicolas W. Frank, Hamid A. Toliyat, “Analysis of the Concentric Planetary Magnetic Gear with Strengthened Stator and Interior Permanent Magnet (IPM) Inner Rotor,” ECCE, 2010.
- [58] Z. Z. Wu, Z. Q. Zhu, H. L. Zhan, “Comparative Analysis of Partitioned Stator Flux Reversal PM Machines Having Fractional-Slot Nonoverlapping and Integer-Slot Overlapping Windings,” IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 31, No. 2, pp. 776–788,

2016.

- [59] Gerald Jungmayr, Jens Loeffler, Bjoern Winter, Frank Jeske, Wolfgang Amrhein, "Magnetic Gear: Radial Force, Cogging Torque, Skewing, and Optimization," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, No. 5, pp. 3822–3830, 2016.
- [60] Jorma Luomi, Christof Zwyssig, Andreas Looser, and Johann W. Kolar, "Efficiency Optimization of a 100-W 500,000-r/min Permanent Magnet Machine Including Air-Friction Losses," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 4, pp. 1368–1377, 2009.
- [61] M. Mack, "Luftreibungsverluste bei Elektrischen Maschinen kleiner Baugrösse," Ph.D. dissertation, Universität Stuttgart, Stuttgart, Germany, 1967.
- [62] "Rolling bearing," NSK Technical information.