



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](#)

공학박사 학위논문

전기자동차 주행거리 확장용
매입형 영구자석 발전기 최적 설계

Optimal Design of Interior Permanent
Magnet Synchronous Generator for Range
Extended Electric Vehicle

2017년 2월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터 공학부

임 동 국

전기자동차 주행거리 확장용
매입형 영구자석 발전기 최적 설계

Optimal Design of Interior Permanent
Magnet Synchronous Generator for Range
Extended Electric Vehicle

지도교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2016년 12월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터 공학부
임 동 국

임동국의 박사 학위논문을 인준함
2016년 12월

위 원 장 _____ (인)

부위원장 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

국문초록

본 논문에서는 주행거리 확장형 전기자동차(range extended electric vehicle : REEV)용 발전기 설계를 개념 설계, 상세 설계, 최적 설계로 나누어 설계를 수행하는 단계별 설계 전략을 제안하였고, 시험용 발전기의 제작 및 시험을 통하여 제안한 해석 및 설계 방법의 정확성과 타당성을 검증하였다.

먼저, REEV용 발전기의 고효율, 고출력 요구 조건을 만족시키기 위해 출력밀도와 효율이 높은 매입형 영구자석 발전기(interior permanent magnet synchronous generator : IPMSG)를 발전기의 타입으로 결정하였다. IPMSG의 회전자 구조는 자기저항 토크 증가 및 역기전력 파형 개선에 유리한 델타 타입으로 선정하였다.

개념 설계 단계에서는 다양한 설계변수의 영향을 빠르게 검토하여 초기 설계안을 도출하는 것을 목표로 한다. 따라서 자기등가회로(magnetic equivalent circuit : MEC) 방법을 이용한 개념 설계를 수행하였다. 델타 타입 IPMSG의 설계 시에는 역기전력 파형을 정현적으로 만들기 위해 회전자 표면을 의도적으로 포화시킨다. 본 논문에서는 비선형 MEC 해석 방법을 제안하여 포화현상을 정확하게 해석하였고 다양한 설계변수의 영향을 분석하여 초기 설계안을 도출하였다.

상세 설계 단계에서는 MEC 해석 방법으로 해석하기 어려운 토크 리플, 코깁 토크, 감자, 효율 해석 등을 수행하기 위해 유한요소법(finite element method : FEM)을 이용하였다. REEV용 발전기의 요구 조건에 부합하는 극수 슬롯수 결정 및 무부하, 부하시 설계, 감자 해석을 수행하였고 전기 강판과 자석 재질에 따른 가성비를 분석하여 재질 결정의 타당성을 검증하였다.

최적 설계 단계에서는 제안한 대리모델을 이용한 다중 목적함수

최적화(surrogate assisted multi-objective optimization : SAMOO) 알고리즘을 이용하여 다양한 요구 조건을 만족시킬 수 있는 최적 설계안을 도출하였다. 제안한 알고리즘은 기존에 널리 사용된 알고리즘과의 비교를 통해 적은 함수호출 횟수만으로도 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출할 수 있다는 것을 확인하였다. 또한 제안한 알고리즘을 REEV용 IPMSG 최적 설계에 적용하여 토크 크기는 최대화하면서 토크 리플과 자석 사용량을 최소화 할 수 있는 최적 설계안을 도출하였다.

마지막으로, 본 연구에서 제안한 REEV용 IPMSG 해석 및 설계 방법을 검증하기 위하여 시험용 IPMSG를 제작 및 시험하였다. 다양한 발전기 특성 시험을 통해 본 연구에서 제안한 방법들의 정확성과 타당성을 검증하였으며 향후 REEV용 발전기의 설계 및 해석에 많은 도움을 주고자 한다.

주요어 : 다중 목적함수 최적화(multi-objective optimization), 대리 모델(surrogate model), 매입형 영구자석 발전기(interior permanent magnet synchronous generator), 유한요소법(finite element method), 자기등가회로(magnetic equivalent circuit), 주행거리 확장형 전기자동차(range extended electric vehicle)

학 번 : 2010-23286

목 차

| | |
|--------------------------------------|-----|
| 국문초록..... | i |
| 목 차..... | iii |
| 그림 목차..... | v |
| 표 목차..... | ix |
| 기호 및 약어 설명..... | x |
| | |
| 제 1 장 서 론..... | 1 |
| 1.1 연구 배경 및 목적..... | 1 |
| 1.2 논문 구성..... | 5 |
| | |
| 제 2 장 IPMSG 개념 설계를 위한 자기등가회로 해석..... | 7 |
| 2.1 전기자동차 주행거리 확장용 IPMSG..... | 7 |
| 2.1.1 전기자동차 주행거리 확장용 발전기..... | 7 |
| 2.1.2 IPMSG의 구조 및 전자기적 특성..... | 10 |
| 2.1.3 IPMSG의 주요 특성 방정식..... | 13 |
| 2.2 IPMSG 무부하 해석..... | 15 |
| 2.2.1 자기등가회로 구성..... | 16 |
| 2.2.2 슬롯 효과를 고려한 공극자속밀도 계산..... | 23 |
| 2.2.3 쇄교자속 및 역기전력 계산..... | 25 |
| 2.3 IPMSG 부하 해석..... | 29 |
| 2.3.1 q 축 전류 모델..... | 30 |
| 2.3.2 d 축 전류 모델..... | 33 |
| 2.3.3 부하 해석..... | 36 |
| 2.3.4 부하 해석 결과의 활용..... | 41 |
| 2.4 IPMSG 비선형 해석..... | 46 |
| 2.4.1 델타 타입 회전자의 특성..... | 46 |
| 2.4.2 델타 타입 IPMSG 모델링..... | 49 |

| | |
|--|-----|
| 제 3 장 다중 목적함수 최적화 알고리즘..... | 60 |
| 3.1 기존의 다중 목적함수 최적화 알고리즘..... | 61 |
| 3.1.1 NSGA-II..... | 61 |
| 3.1.2 MOPSO..... | 63 |
| 3.2 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘..... | 64 |
| 3.2.1 SAMOO 알고리즘 구현 순서..... | 64 |
| 3.2.2 SAMOO 알고리즘의 목적함수 확장..... | 72 |
| 3.2.3 시험함수를 이용한 알고리즘의 성능 검증..... | 74 |
| | |
| 제 4 장 REEV용 IPMSG 설계..... | 84 |
| 4.1 REEV용 IPMSG 설계의 요구 조건 및 제한 조건..... | 84 |
| 4.2 IPMSG 개념 설계..... | 86 |
| 4.3 IPMSG 상세 설계..... | 89 |
| 4.3.1 상세 설계 사양 결정..... | 89 |
| 4.3.2 상세 설계 결과..... | 93 |
| 4.4 IPMSG 최적 설계..... | 103 |
| 4.4.1 목적함수 및 설계변수 결정..... | 103 |
| 4.4.2 최적화 알고리즘 연동 설계..... | 104 |
| | |
| 제 5 장 시험용 IPMSG 제작 및 시험..... | 106 |
| 5.1 시험용 IPMSG 제작..... | 106 |
| 5.2 시험용 IPMSG 시험..... | 109 |
| | |
| 제 6 장 결론 및 향후 연구 계획..... | 113 |
| 6.1 결론..... | 113 |
| 6.2 향후 연구계획..... | 114 |
| | |
| 참고 문헌..... | 116 |
| 부록 A. 슬롯 효과를 고려한 공극자속밀도 계산..... | 127 |
| Abstract..... | 139 |

그림 목차

| | |
|--|----|
| 그림 2.1. REEV용 발전기의 주 운전점 결정..... | 8 |
| 그림 2.2. SPMSG의 회전자 형상..... | 10 |
| 그림 2.3. IPMSG의 회전자 형상..... | 10 |
| 그림 2.4. MSML 타입 IPMSG의 회전자 형상..... | 11 |
| 그림 2.5. 델타 타입 IPMSG의 회전자 형상..... | 11 |
| 그림 2.6. MSML 타입 IPMSG의 구조..... | 16 |
| 그림 2.7. MSML 타입 IPMSG의 공극자속밀도 분포..... | 17 |
| 그림 2.8. MSML 타입 IPMSG의 자속 경로..... | 18 |
| 그림 2.9. MSML 타입 IPMSG의 MEC..... | 18 |
| 그림 2.10. 간략화된 MSML 타입 IPMSG의 MEC..... | 20 |
| 그림 2.11. 공극자속밀도 계산 결과..... | 22 |
| 그림 2.12. 슬롯 효과가 고려된 공극자속밀도..... | 24 |
| 그림 2.13. A상 쇄교자속 계산을 위한 공극자속밀도 평균값 산정..... | 25 |
| 그림 2.14. 회전자 위치에 따른 공극자속밀도..... | 26 |
| 그림 2.15. A상 쇄교자속..... | 27 |
| 그림 2.16. A상 역기전력..... | 28 |
| 그림 2.17. 부하 해석 순서..... | 29 |
| 그림 2.18. (a) 부하 해석 모델, (b) 전류 인가 해석 모델..... | 30 |
| 그림 2.19. (a) q 축 전류 인가 조건의 자속 경로, (b) d 축 전류 인가 조건의 자속 경로..... | 30 |
| 그림 2.20. q 축 전류 인가 조건의 MEC 모델..... | 31 |
| 그림 2.21. q 축 전류 인가 조건의 공극자속밀도..... | 32 |
| 그림 2.22. d 축 전류 인가 조건의 자속 경로..... | 33 |
| 그림 2.23. d 축 전류 인가 조건의 MEC 모델..... | 34 |
| 그림 2.24. d 축 전류 모델의 MEC 해석..... | 35 |
| 그림 2.25. d 축 전류 인가 조건의 공극자속밀도..... | 36 |
| 그림 2.26. 무부하, q 축 전류, d 축 전류 인가 조건의 공극자속밀도..... | 37 |
| 그림 2.27. 부하 조건의 공극자속밀도..... | 37 |
| 그림 2.28. 전류 위상각에 따른 평균 토크..... | 39 |

| | |
|---|----|
| 그림 2.29. 성능 곡선..... | 39 |
| 그림 2.30. MTPA 전류 위상각..... | 41 |
| 그림 2.31. 설계변수 변경에 따른 성능 곡선..... | 42 |
| 그림 2.32. 전류 위상각에 따른 토크 성분 비교..... | 45 |
| 그림 2.33. MSML 타입 IPMSG의 공극자속밀도..... | 46 |
| 그림 2.34. 델타 타입 IPMSG의 자속밀도분포..... | 47 |
| 그림 2.35. 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도..... | 47 |
| 그림 2.36. 델타 타입 IPMSG의 역기전력..... | 48 |
| 그림 2.37. 델타 타입 IPMSG의 구조..... | 49 |
| 그림 2.38. 델타 타입 IPMSG의 자속 경로..... | 50 |
| 그림 2.39. 델타 타입 IPMSG의 MEC..... | 50 |
| 그림 2.40. 포화영역 세분화..... | 52 |
| 그림 2.41. (a) 포화영역이 세분화된 델타 타입 IPMSG의 MEC, (b) 대칭성을 이용해 간략화된 MEC..... | 53 |
| 그림 2.42. 델타 타입 IPMSG의 비선형 MEC..... | 54 |
| 그림 2.43. 비선형 MEC 계산 순서도..... | 55 |
| 그림 2.44. 철심의 B-H 커브..... | 55 |
| 그림 2.45. 슬롯리스 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도..... | 57 |
| 그림 2.46. 슬롯을 고려한 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도..... | 57 |
| 그림 2.47. 델타 타입 IPMSG의 쇄교자속..... | 58 |
| 그림 2.48. 델타 타입 IPMSG의 역기전력..... | 58 |
| 그림 2.49. 델타 타입 IPMSG의 역기전력 고조파..... | 59 |
| 그림 3.1. 비지배 분류법의 개념..... | 61 |
| 그림 3.2. (a) 불균일하게 분포된 Pareto front set, (b) 균일하게 분포된 Pareto front set..... | 62 |
| 그림 3.3. D_{max} region의 정의..... | 66 |
| 그림 3.4. 보간을 이용한 Pareto front set 예측..... | 66 |
| 그림 3.5. 대리모델을 이용한 설계변수 역탐색..... | 68 |
| 그림 3.6. (a) 설계변수 영역, (b) 빈 곳 채우기..... | 69 |
| 그림 3.7. SAMOO 알고리즘의 순서도..... | 71 |
| 그림 3.8. (a) A_{max} region의 정의, (b) 빈 곳 채우기..... | 72 |

| | |
|--|-----|
| 그림 3.9. 설계변수 역탐색..... | 73 |
| 그림 3.10. NSGA-II를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과..... | 75 |
| 그림 3.11. MOPSO를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과..... | 75 |
| 그림 3.12. SAMOO를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과..... | 76 |
| 그림 3.13. NSGA-II를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과..... | 78 |
| 그림 3.14. MOPSO를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과..... | 79 |
| 그림 3.15. SAMOO를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과..... | 79 |
| 그림 3.16. NSGA-II를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과..... | 81 |
| 그림 3.17. MOPSO를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과..... | 81 |
| 그림 3.18. SAMOO를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과..... | 82 |
| 그림 4.1. 요구 성능 곡선..... | 85 |
| 그림 4.2. (a) α_{p1} 과 α_{p2} 의 변화에 따른 역기전력 THD, (b) α_{p1} 과 α_{p2} 의 변화에 따른 역기전력 기본파..... | 87 |
| 그림 4.3. 무부하시 자속밀도 분포..... | 93 |
| 그림 4.4. 무부하시 역기전력..... | 94 |
| 그림 4.5. 역기전력 고조파..... | 94 |
| 그림 4.6. 코깅 토크..... | 95 |
| 그림 4.7. 부하시 토크 리플..... | 97 |
| 그림 4.8. 부하시 자속밀도 분포..... | 98 |
| 그림 4.9. 성능 곡선..... | 99 |
| 그림 4.10. 감자해석 위치..... | 100 |
| 그림 4.11. 감자해석 결과..... | 101 |
| 그림 4.12. MTPA 전류 위상각 탐색 루틴..... | 104 |
| 그림 4.13. Pareto front set..... | 105 |
| 그림 5.1. REEV용 IPMSG 시작품..... | 106 |
| 그림 5.2. 시험 세트..... | 108 |
| 그림 5.3. 권선 저항 측정 결과..... | 109 |
| 그림 5.4. 역기전력 결과 비교..... | 110 |
| 그림 5.5. 연속 부하 시험..... | 111 |

| | |
|---|-----|
| 그림 5.6. 효율 시험 결과..... | 112 |
| 그림 A.1. 등각사상을 이용한 슬롯 효과 고려..... | 127 |
| 그림 A.2. S-평면의 슬롯 오프닝..... | 128 |
| 그림 A.3. Z-평면의 슬롯 오프닝..... | 128 |
| 그림 A.4. Schwarz-Cristoffel 변환..... | 129 |
| 그림 A.5. W-평면의 슬롯 오프닝..... | 130 |
| 그림 A.6. T-평면의 슬롯 오프닝..... | 133 |
| 그림 A.7 K-평면의 슬롯 오프닝..... | 134 |
| 그림 A.8. 슬롯 보정 계수..... | 135 |
| 그림 A.9. 슬롯 보정 계수를 적용한 공극자속밀도..... | 136 |
| 그림 A.10. IPMSG에서 슬롯 효과로 인해 나타나는 자속 집중 현상... | 136 |
| 그림 A.11. 슬롯 효과에 따른 자속 집중 현상..... | 137 |

표 목차

| | |
|---|-----|
| 표 2.1. 구동방식에 따른 전기자동차 분류..... | 7 |
| 표 2.2. MSML IPMSG의 설계변수..... | 21 |
| 표 2.3. 공극자속밀도 계산 결과..... | 22 |
| 표 2.4. IPMSG 부하 해석 모델 사양..... | 36 |
| 표 3.1. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 I의 결과 비교..... | 76 |
| 표 3.2. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교..... | 77 |
| 표 3.3. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 II의 결과 비교..... | 80 |
| 표 3.4. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교..... | 80 |
| 표 3.5. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 III의 결과 비교..... | 82 |
| 표 3.6. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교..... | 83 |
| 표 4.1. REEV용 IPMSG 설계의 요구 조건 및 제한 조건..... | 84 |
| 표 4.2. 재질의 가격 및 밀도..... | 90 |
| 표 4.3. 강판 재질에 따른 성능 및 가격 비교..... | 91 |
| 표 4.4. 자석 재질에 따른 성능 및 가격 비교..... | 92 |
| 표 4.5. 무부하시 역기전력..... | 93 |
| 표 4.6. 손실 및 효율..... | 99 |
| 표 5.1. 발전기 구성요소..... | 107 |
| 표 5.2. 권선 저항 측정 결과..... | 109 |
| 표 5.3. 연속 부하 시험..... | 111 |

기호 및 약어 설명

| | |
|-----------------------------------|--------------------------|
| I_{max} | 최대 전류[A] |
| i_d | d 축 전류[A] |
| i_q | q 축 전류[A] |
| V_{max} | 최대 전압[V] |
| V_d | d 축 단자 전압[V] |
| V_q | q 축 단자 전압[V] |
| E_A | A상 역기전력[V] |
| R | 고정자 상저항[Ω] |
| θ | 각 위치[rad] |
| θ_{coil} | A상 코일 영역[rad] |
| ω_r | 동기 전기 각속도[rad/s] |
| F_A, F_B, F_C | A, B, C상 코일 각 층의 기자력[At] |
| λ_f | 영구자석에 의한 쇄교자속[Wb] |
| λ_d | d 축 쇄교자속[Wb] |
| λ_q | q 축 쇄교자속[Wb] |
| $\lambda_A, \lambda_B, \lambda_C$ | A, B, C상 쇄교자속[Wb] |
| Φ_g | 공극의 단면을 통과하는 자속[Wb] |
| Φ_m | 영구자석 자체 누설자속[Wb] |
| Φ_{ml} | 영구자석 단부 누설자속[Wb] |
| Φ_{mb} | 브릿지 누설자속[Wb] |
| Φ_{mc} | 센터포스트 누설자속[Wb] |
| Φ_r | 영구자석이 발생시키는 자속[Wb] |
| L_d | d 축 인덕턴스[H] |
| L_q | q 축 인덕턴스[H] |
| R_g | 공극자기저항[A/Wb] |
| R_{mo} | 영구자석 자체 자기저항[A/Wb] |
| R_{ml} | 영구자석 단부 누설자기저항[A/Wb] |
| R_{sc} | 포화철심의 자기저항[A/Wb] |
| R_{sc} | 포화철심에 인접한 공극자기저항[A/Wb] |
| R_{ti} | i 층의 전체 누설자기저항[A/Wb] |
| B_{g1} | 1층 공극자속밀도[T] |
| B_{g2} | 2층 공극자속밀도[T] |
| B_r | 자석의 잔류자속밀도[T] |
| B_{sat} | 포화자속밀도[T] |

| | |
|-----------------------------------|---|
| $B_{slotted}$ | 슬롯의 효과를 고려한 공극자속밀도[T] |
| $B_{slotless}$ | 슬롯리스 타입의 공극자속밀도[T] |
| $B_{A,ave}, B_{B,ave}, B_{C,ave}$ | A, B, C상 평균 공극자속밀도[T] |
| B_{ave} | θ_{coil} 에서 공극자속밀도의 평균값[T] |
| B_{gslot} | 슬롯 중앙의 공극자속밀도[T] |
| m_l | 영구자석의 길이[mm] |
| m_{th} | 영구자석의 두께[mm] |
| b | 브릿지의 길이[mm] |
| c | 센터포스트의 길이[mm] |
| S_i | 고정자 내 반경[mm] |
| g | 공극의 길이[mm] |
| L | 적층 길이[mm] |
| \bar{d} | 도출한 비지배해들 간의 평균 거리[mm] |
| A_g | 공극의 단면[mm ²] |
| A | 자속이 쇄교되는 면적[mm ²] |
| \bar{A} | 도출한 비지배해로 구성된 영역의 평균 면적[mm ²] |
| T_{ave} | 평균 토크[Nm] |
| T_m | 자석 토크[Nm] |
| T_r | 자기저항 토크[Nm] |
| T_{max} | 최대 토크[Nm] |
| μ_0 | 공기 중의 투자율[H/m] |
| μ_{rPM} | 영구자석의 비투자율 |
| μ_{rsc} | 포화철심의 비투자율 |
| N_p | 극수 |
| N_{ob} | 목적함수의 개수 |
| N_s | 비지배해의 개수 |
| N_{xi} | i 번째 설계변수의 개수 |
| N_{ph} | 상당 직렬 턴수 |
| N_A | 비지배해들로 구성된 영역의 개수 |
| $T(\theta)$ | dq 변환 행렬 |
| λ | Relative air-gap permeance |
| k_{con} | 자속 집중 계수 |
| PM_{ij} | i 층 자석과 j 번째 자속 경로의 영구자석 |
| α_p | 영구자석의 극당 자석이 차지하는 비율 |
| ω_i | i 번째 가중치 |
| f_i | i 번째 목적함수 |
| f_{pro} | <i>Promising solution</i> 의 목적함수값 |

| | |
|-------|--|
| f' | 대리모델의 목적함수값 |
| P | 부모해 |
| Q | 자식해 |
| REEV | 주행거리 확장형 전기자동차(range extended electric vehicle) |
| SPM | 표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet) |
| IPM | 매입형 영구자석(interior permanent magnet) |
| IPMSG | 매입형 영구자석 발전기(interior permanent magnet synchronous generator) |
| FEM | 유한요소법(finite element method) |
| MEC | 자기등가회로(magnetic equivalent circuit) |
| MOO | 다중 목적함수 최적화(multi-objective optimization) |
| SAMOO | 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화(surrogate assisted multi-objective optimization) |
| MTPA | 단위전류당 최대토크(maximum torque per ampere) |

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 목적

전기자동차의 연간 판매대수는 2003년 8만대에서 2013년 196만대로 2003년부터 2013년까지 연평균 37.7%의 증가로 큰 폭의 성장세를 시현하였다[1]. 전기자동차 시장의 성장세는 앞으로도 지속적으로 이어져 2020년에는 전기자동차 연간 판매대수가 천만대에 이를 것으로 예상된다[2], [3]. 전기자동차 시장의 급성장은 주요국의 연비규제 강화에 대한 대응과 정부의 정책지원이 있었기 때문에 가능하였다. 주요 완성차 회사는 기존 내연기관의 발전만으로는 중장기적인 연비규제 강화에 대응할 수 없었기 때문에 각국 정부의 탄소배출량 및 연비규제 강화에 대응하기 위해 전기자동차의 비중을 확대하였다[1], [4]. 각국 정부는 전기자동차를 자동차 산업의 미래 성장 동력 분야로 인식하고 보조금 지급 및 세금감면 등 다양한 지원으로 전기자동차 시장 확대를 유도하였다[4], [5].

전기자동차는 구동방식에 따라 전기자동차(electric vehicle : EV), 하이브리드차 (hybrid EV : HEV), 주행거리 확장형 전기자동차(range extended EV : REEV)로 나눌 수 있다[5]. EV에서는 순수하게 배터리에 충전된 전기를 이용하는 모터만으로 차량을 구동하고, HEV에서는 엔진과 모터가 함께 차량을 구동한다. REEV는 배터리가 일정 이상 소진되면 탑재된 엔진발전기를 가동해서 자가 발전한 전력으로 배터리를 충전하여, 주행거리를 연장할 수 있는 전기자동차를 말한다[6]-[9].

REEV는 충전인프라 부족 문제, 충전 시간 문제, 배터리의 가격 및 중량 문제를 해결할 수 있기 때문에 최근 많은 관심을 받고 있다. 특히, 1회 충전시 주행거리 문제, 배터리 가격 및 중량 문제가 심한 대형 전기자동차의 상용화를 위한 현실적인 대안으로 각광받고 있다.

REEV는 차량 내부에 엔진, 발전기, 배터리, 전동기가 모두 탑재되기 때문에 각 부분의 출력밀도를 높이고 효율을 개선하는 것이 매우 중요하다. 이를 위해 엔진의 고효율 운전영역에 맞추어 발전기를 설계하여 발전 효율을 높이고, 고출력밀도를 갖추도록 설계해야한다.

본 논문에서는 REEV용 발전기의 고효율, 고출력 요구 조건을 만족시키기 위해 영구자석 동기기를 발전기 설계에 적용하였다. 영구자석 동기기는 토크 밀도와 효율을 높일 수 있다는 장점이 있어 전기자동차, ISG(integrated starter and generator), 로봇시스템 등 다양한 적용 분야에 광범위하게 사용되고 있다[10]-[13]. 특히, 매입형 영구자석(interior permanent magnet : IPM) 기기는 자석에 의한 자석 토크(magnet torque)만을 발생시킬 수 있는 표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet : SPM) 기기와 비교하였을 때 돌극성에 의한 자기저항 토크(reluctance torque)를 추가적으로 발생시킬 수 있어, 고 토크화가 가능하다[14]-[16]. 또한 IPM 기기는 유효 공극이 작아 전기자 반작용이 현저하여 일정 토크 영역뿐만 아니라 일정 출력 영역까지 넓은 속도 영역에서 운전이 가능하고 자석의 형상과 배치의 자유도가 크기 때문에 요구 조건에 적합한 다양한 설계가 가능하다[17]-[20].

이러한 장점을 바탕으로 IPM 기기는 고출력이 요구되는 전기자동차 충전거리 확장용 발전기나 광범위한 속도 영역에서 높은 출력을 요구하는 차량 구동용 견인 전동기에 가장 적합한 타입으로 각광받고 있다[19], [20].

그러나, IPM 기기의 해석 및 설계에서는 자석의 형상과 배치의 자유도가 높은 만큼 복잡한 형상과 다양한 누설자속을 고려해야하고, 고 토크의 요구 조건을 만족시키기 위한 높은 포화 레벨로 인해 발생하는 비선형적인 자기포화를 고려해야한다. 이로 인해, 대부분의 IPM 기기의 해석 및 설계에는 유한요소법(finite element method : FEM)이 사용되고 있다. 하지만 FEM은 정확한 해석이 가능한 반면에 해석시간이 오래 걸리기 때문에 초기 설계 단계에서부터 사용하기에는 과도한 시간과 노력이 필요하다[21]-[25].

이러한 문제를 해결하기 위하여, 본 논문에서는 IPM 발전기(IPM synchronous generator : IPMSG) 설계를 개념 설계, 상세 설계, 최적 설계로 나누어 설계를 수행하는 단계별 설계 전략을 제안하였다. 개념 설계 단계에서는 다양한 설계변수의 영향을 빠르게 검토하여 초기 설계안을 도출하는 것을 목표로 하기 때문에 정확한 해석 결과 보다는 정확도

가 다소 떨어지더라도 빠르게 해석 결과를 얻어내는 것이 중요하다. 이러한 이유로, 개념 설계 단계에서는 자기등가회로(magnetic equivalent circuit : MEC)를 이용한 설계를 수행하였다. MEC를 이용한 해석 기법은 FEM과 같은 수치해석 방법보다 계산속도가 훨씬 빠르고, 편미분 방정식으로 표현되는 해석적인 방법보다 다양한 형상변수를 고려할 수 있다[17], [26].

이러한 장점을 바탕으로 MEC 해석 방법은 SPM 기기[27]-[29], IPM 기기[30]-[32], Flux Switching 영구자석 전동기[33]-[35], BLDC 전동기[36], [37], 스위치드 릴럭턴스 전동기[38]-[40], 축자속 전동기[41]-[43]와 같은 다양한 타입의 전기기기 해석에 적용 되었다. 본 논문에서는, MSML(multi-segmented multi-layered) 타입 IPMSG의 형상을 고려할 수 있는 MEC 해석 모델과 복잡한 부하 해석을 간단하게 구현할 수 있는 개별 여자 공극자속밀도 합산방법을 제안하여 무부하 역기전력, 성능 곡선 등을 계산하여 IPMSG의 초기 설계를 수행하였다. 또한 비선형 MEC 모델을 제안하여 델타 타입 IPMSG의 자석 배치로 인해 발생하는 자기 포화 현상을 고려하였다.

상세 설계 단계에서는 해석 정확도가 높은 FEM을 이용한 설계를 수행하였다. FEM은 해석 영역을 유한 요소라 불리는 작은 요소들로 분할(discretization)한 후, 맥스웰 방정식으로부터 유도되는 편미분 방정식을 풀고 후처리 과정을 통해 자속밀도, 역기전력, 인덕턴스, 토크 등과 같은 기기 특성 값들을 구하는 방법이다[19], [26]. FEM은 형상이 복잡하거나 포화로 인한 비선형 특성을 가지는 경우에도 정확한 해석 결과를 도출할 수 있기 때문에 IPMSG의 해석에 유용하게 사용된다. 이러한 이유로, 상세 설계 단계에서는 FEM을 이용하여 개념 설계 단계에서 고려하지 못한 복잡한 형상, 부하시의 자기 포화 등을 고려하여 코깅 토크, 토크 리플, 효율, 자석의 감자(demagnetization), 성능 곡선 등의 결과를 도출하였다.

마지막으로 최적 설계 단계에서는 다양한 요구 조건을 만족시킬 수 있는 최적의 설계안을 도출하였다. IPMSG를 포함한 대부분의 전기기기

설계는 기기의 성능, 가격, 사이즈 등 다양한 요구 조건을 동시에 만족시켜야하는 다중 목적함수 최적화 문제이다[44]-[49]. 이러한 문제를 해결하는 알고리즘을 다중 목적함수 최적화 알고리즘이라고 하는데 기존의 다중 목적함수 최적화 알고리즘은 최적의 솔루션을 도출하는 과정에서 많은 함수 호출이 필요하였다[50]-[53]. 최적화 알고리즘을 연동하는 설계에서 함수 호출은 FEM 해석을 의미하기 때문에 많은 함수 호출은 설계에 요구되는 시간을 크게 증가시킨다[10], [53].

본 논문에서는 함수호출 횟수 저감을 위하여, 대리모델(surrogate model)을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘(surrogate assisted multi-objective optimization : SAMOO)을 제안하였다. SAMOO는 대리모델을 이용하여 목적함수 영역에서 원하는 위치에 솔루션을 추가 할 수 있기 때문에 솔루션들이 균일하게 배치된 Pareto front set을 만들 수 있으며 수렴속도가 빠르다[10], [22], [50]. 제안한 알고리즘의 뛰어난 성능을 기존 알고리즘들과의 비교를 통해 검증하였고, 이를 REEV용 IPMSG 최적설계에 적용하여 최적의 설계안을 도출하였다.

끝으로, 최적 설계 결과를 토대로 IPMSG를 제작하여 무부하 및 부하 특성을 평가함으로써, 제안한 해석 및 설계 방법의 타당성과 유용성을 확인하였다.

1.2 논문 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며, 각 장의 연구 범위 및 내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구 배경, 논문 구성에 대하여 요약하였다.

제 2장에서는 IPMSG의 개념 설계를 위한 MEC 해석 기법에 대하여 살펴본다. 먼저 IPMSG의 구조적인 특징으로 인해 발생하는 전자기적 특성을 설명하고, IPMSG가 REEV용 발전기 타입으로 선정된 배경에 대해 소개한다. 다음으로 MSML 타입 IPMSG의 공극자속밀도 계산을 위해 다양한 누설, 슬롯 효과, 자속 집중 현상 등을 고려하고, 이를 이용하여 무부하 조건의 쇄교자속과 역기전력 파형을 계산한다. 또한 개별 여자 공극자속밀도 합산 방법을 제안하여 복잡한 부하 해석을 간단하게 계산하고, 이를 이용하여 전류 위상각에 따른 평균 토크와 성능 곡선을 도출한다. 또한 델타 타입 IPMSG의 포화현상을 고려하기 위해 비선형 MEC 모델을 제안하여 포화현상을 고려한 공극자속밀도 및 역기전력 해석 결과를 도출한다.

제 3장에서는 REEV용 IPMSG의 최적 설계 문제를 효과적으로 해결할 수 있는 다중 목적함수 최적화 알고리즘인 SAMOO 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘의 성능은 기존 최적화 알고리즘과의 비교를 통해 검증한다.

제 4장에서는 시험용 IPMSG 설계를 수행한다. 개념 설계 단계에서는 2장에서 제안한 MEC 방법을 이용하여 다양한 설계변수의 영향을 빠르게 검토하여 초기 설계안을 도출한다. 상세 설계 단계에서는 MEC 방법으로 해석하기 어려운 토크 리플, 코깅 토크, 감자, 효율 해석 등을 수행한다. 마지막으로 최적설계 단계에서는 제안한 SAMOO 알고리즘을

IPMSG 설계에 적용하여 토크 크기를 최대화 시키면서 토크 리플과 자석 사용량을 최소로 하는 최적의 설계안을 도출한다.

제 5장에서는 본 연구에서 제안한 해석 및 설계 기법을 검증하기 위해 설계, 제작된 시험용 IPMSG의 다양한 시험을 통해 본 연구에서 제안한 방법들의 타당성과 유용성을 검증한다.

제 6장에서는 본 논문의 결과와 향후 연구에 대하여 정리한다.

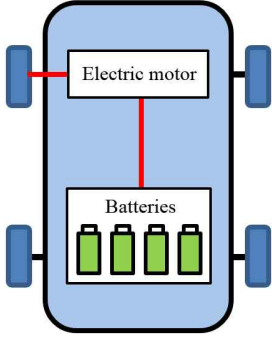
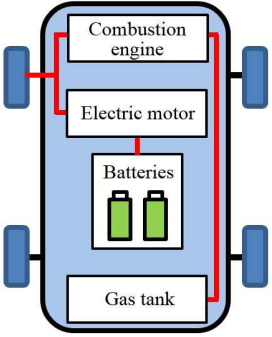
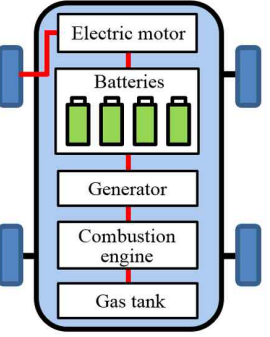
제 2 장 IPMSG 개념 설계를 위한 자기등가회로 해석

2.1 전기자동차 주행거리 확장용 IPMSG

2.1.1 전기자동차 주행거리 확장용 발전기

표 2.1. 구동방식에 따른 전기자동차 분류

Table. 2.1. Electric vehicle classification according to the driving method

| 구 분 | 전기자동차 (EV) | 하이브리드 자동차 (HEV) | 주행거리 확장형 전기자동차(REEV) |
|-------|--|--|---|
| 구동원 | 전동기 | 전동기+엔진 | 전동기 |
| 에너지원 | 전기 | 전기+화석연료 | 전기+화석연료 |
| 구동 형태 |  |  |  |
| 특징 | <ul style="list-style-type: none"> - 무공해 차량 - 근거리 주행 후 충전 필요 | <ul style="list-style-type: none"> - 내연기관인 엔진 구동, 보조동력으로 전동기 구동 - 순수 전기주행 불가 | <ul style="list-style-type: none"> - 장거리 주행 및 비상 운전시 엔진 발전 시스템 이용 |

지난 10년간 전기자동차 시장은 비약적인 성장을 이루었고, 앞으로도 주요 완성차 회사의 연비규제 강화에 대한 대응과 각국 정부의 정책지원을 통해 꾸준한 성장이 지속될 것으로 보인다[1]-[5]. 전기자동차의 단점으로 꼽히던 1회 충전시 주행거리 문제 역시 눈에 띄게 개선되었다¹⁾. 하지만 버스, 트럭, 청소차와 같은 대형 전기자동차의 경우에는 배터리 탑재용량 제한과 비용 문제로 인해 여전히 1회 충전시 주행거리 문제를 해결하지 못하고 있는 실정이다.

표 2.1의 REEV는 장거리 주행 및 비상 운전시 차량에 탑재된 엔진발전기를 가동해 배터리를 충전하여 주행거리를 연장할 수 있기 때문에 충전 인프라 부족 문제, 충전 시간 문제, 배터리 가격 및 중량 문제를 해결할 수 있다[6]-[9]. 따라서 REEV는 현재 및 가까운 미래의 대형 전기자동차의 현실적인 대안으로 생각되며, REEV 연구가 대기오염 기여율이 높은 대형 전기자동차의 친환경차 전환에 큰 역할을 할 것으로 보인다.

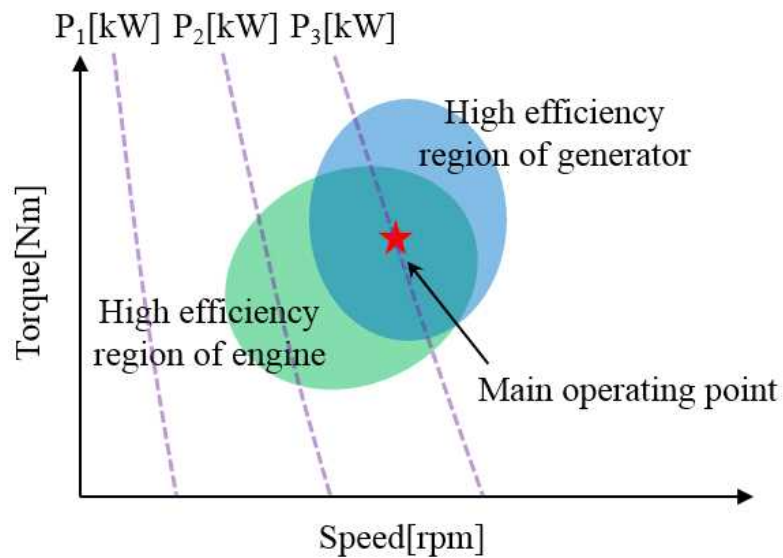


그림 2.1. REEV용 발전기의 주 운전점 결정

Fig. 2.1. Decision of main operating point of generator for REEV

1) 테슬라 모델S는 1회 충전시 400[km] 이상 주행 가능[3].

REEV는 차량 내부에 엔진, 발전기, 배터리, 전동기가 모두 탑재되기 때문에 각 부분의 연관관계를 고려한 소형 경량화 및 고출력화가 반드시 필요하다.

본 논문에서 다루고 있는 REEV용 발전기 설계에 대한 요구 출력 및 운전점의 결정과정은 다음과 같다. 먼저 발전기의 요구 출력은 차량 운행스케줄을 고려하여 주행시 배터리의 SOC(state of charge)를 유지할 수 있도록 결정하였다. 차량 운행스케줄은 유럽 대형차 온실가스 측정에 사용되는 WHVC²⁾를 적용하였다.

그림 2.1은 REEV용 발전기의 주 운전점을 결정하는 과정을 나타내고 있다. 요구 출력을 만족시키면서 전체 시스템의 통합 효율을 높이기 위해서는 그림 2.1에 나타낸 것과 같이 발전기의 요구 출력을 고려하여 엔진의 고효율 운전 영역안에서 발전기의 주 운전점을 결정해야한다.

본 논문에서는 REEV용 발전기의 소형 경량화 및 고출력 요구조건을 만족시키기 위하여, 고출력 및 고효율 측면에서 우수한 성능을 보인 IPMSG를 발전기의 타입으로 결정하였다.

2) WHVC(world harmonized vehicle cycle)는 유럽 대형차 온실가스 측정에 사용되는 차량 운행 스케줄로 도심, 교외, 고속도로 주행을 포함한다.

2.1.2 IPMSG의 구조 및 전자기적 특성

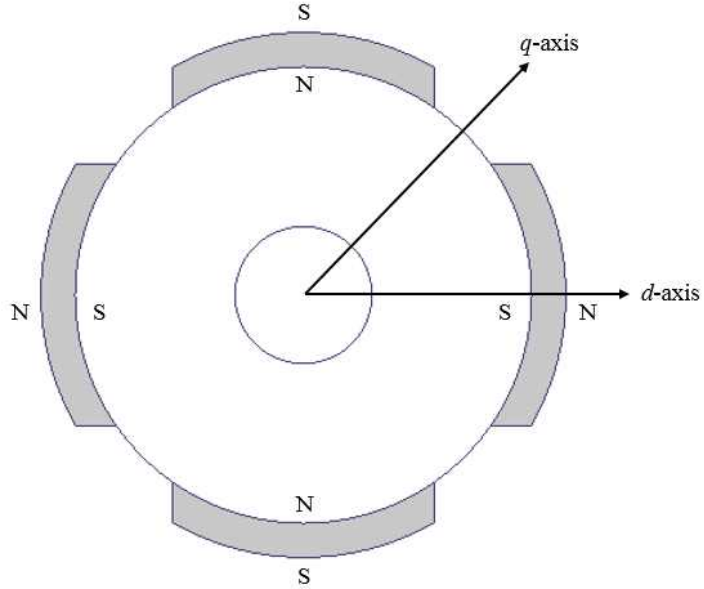


그림 2.2. SPMSG의 회전자 형상

Fig. 2.2. Rotor configuration of SPMSG

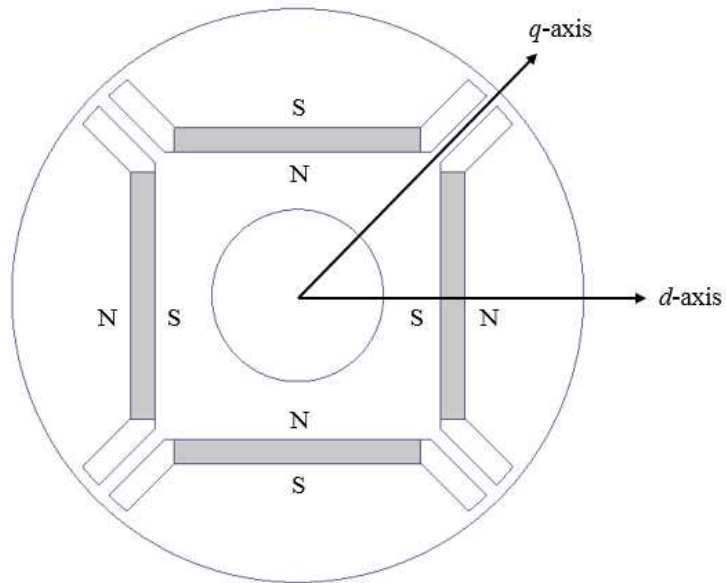


그림 2.3. IPMSG의 회전자 형상

Fig. 2.3. Rotor configuration of IPMSG

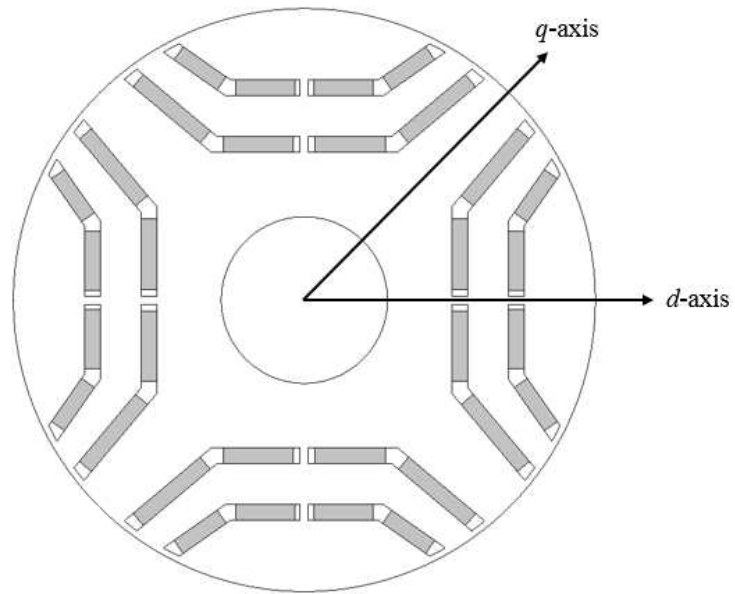


그림 2.4. MSML 타입 IPMSG의 회전자 형상
 Fig. 2.4. Rotor configuration of MSML type IPMSG

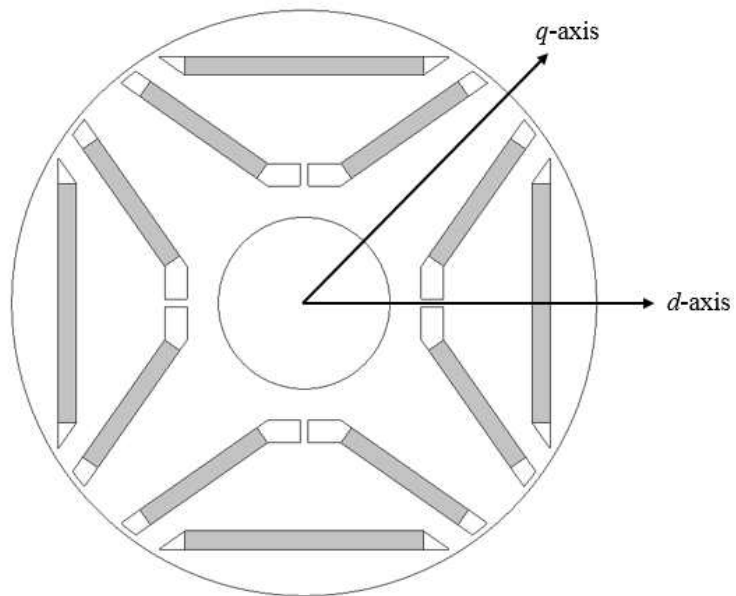


그림 2.5. 델타 타입 IPMSG의 회전자 형상
 Fig. 2.5. Rotor configuration of delta type IPMSG

그림 2.2와 그림 2.3은 각각 SPM 발전기(SPM synchronous generator : SPMSG)와 IPMSG의 회전자 형상을 나타내고 있다. 위 그림에서 확인할 수 있듯이 SPMSG는 영구자석이 회전자 표면에 부착되었고, IPMSG는 영구자석이 회전자 내부에 매입되었다. 자석에 의한 자속 방향을 고려하여 자석의 중심축을 d 축으로, d 축으로부터 전기각으로 90도 만큼 떨어져 있는 자석 사이의 중심을 q 축으로 정의한다[18], [54].

SPMSG는 영구자석이 회전자 표면에 있기 때문에 전체 공극의 길이는 회전자의 위치에 상관없이 일정하다. 따라서 SPMSG는 영구자석과 고정자 전류의 상호 작용으로 인해 발생하는 자석 토크만을 이용할 수 있다.

반면에 IPMSG는 영구자석이 존재하는 d 축의 자기저항이 q 축의 자기저항에 비해 크기 때문에 d 축과 q 축 사이에 인덕턴스 차이가 발생한다. 따라서 IPMSG는 자석 토크뿐만 아니라 d , q 축 인덕턴스 차이에 의한 자기저항 토크를 이용할 수 있기 때문에 고출력화에 유리하다[10]-[12]. 이밖에도, IPMSG는 고속에서 영구자석의 비산 방지를 위한 비자성체 구조물(SUS, Kevlar belt)이 불필요하고, 자석의 형상과 배치의 자유도가 크며, 고정자 권선에 의해 발생하는 열과 전기자 반작용에 직접적으로 노출되지 않아 감자의 가능성이 적다는 장점이 있다[18]-[20].

그림 2.4의 MSML 타입 IPMSG는 회전자 내부에 삽입되는 자석의 층수를 늘리고 각각의 직사각형 segment 자석을 회전자에 삽입하는 구조이다. Multi-segmented 구조는 자속을 집중시키기 위해 두 개의 직사각형 자석을 q 축 자로를 따라 U자로 배치한 구조로 하나의 자석을 U자로 만드는 것보다 제작 비용, 제작 공차, 그리고 조립 측면에서 유리하다[17]. Multi-layered 구조는 동일한 양의 자석을 사용하는 경우에 단층으로 영구자석을 배치하는 것보다 다층으로 배치할 때 각 층의 자석 위치와 자석 사잇각 등 다양한 설계변수를 고려할 수 있기 때문에 더 큰 자기저항 토크를 발생시킬 수 있다[17], [19].

그림 2.5의 델타 타입 IPMSG는 회전자 표면의 일자 자석과 회전자 내부의 V자 형태의 다층 구조로 자석들이 배치된 형상이 델타 모양과

흡사하다. 델타 타입 IPMSG 역시, 다층으로 자석을 매입하였기 때문에 MSML 타입 IPMSG와 마찬가지로 자기저항 토크의 크기를 증가시킬 수 있다. 또한 회전자 표면에 배치한 자석의 세기와 자석 양끝단의 공극 부분의 형태를 조절하여 회전자 철심 표면의 포화도를 조절할 수 있고 이를 통해 공극자속밀도와 역기전력을 정현파에 가깝게 만들 수 있다. 델타 타입 IPMSG의 설계에서는 공극자속밀도의 파형을 개선시키기 위해서 회전자 표면의 철심을 의도적으로 포화시키기 때문에 B-H 특성을 고려한 비선형 해석이 필요하다.

2.1.3 IPMSG의 주요 특성 방정식

IPMSG의 출력은 인버터의 전류정격과 전동기의 열정격에 의해 결정되는 최대 전류 I_{max} 와, 인버터의 PWM 방법과 인버터가 공급할 수 있는 최대 직류단(DC link) 전압에 의해 결정되는 최대 전압 V_{max} 에 의해 제한된다. 전류 제한과 전압 제한은 다음과 같이 표현된다[20].

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{max}^2 \quad (2.1)$$

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \quad (2.2)$$

여기서 i_d, i_q 는 d, q 축 전류이고, V_d, V_q 는 d, q 축 단자 전압을 의미한다. 동기 속도로 회전하는 회전자를 기준 좌표로 한 동기 좌표계로 IPMSG의 전압 방정식을 표현하면 다음과 같다.

$$V_d = Ri_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - w_r \lambda_q \quad (2.3)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + w_r \lambda_d \quad (2.4)$$

여기서 w_r 은 동기 전기 각속도, R 은 고정자 상저항, λ_d, λ_q 는 d, q 축 쇠

교자속을 나타낸다.

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_f, \quad \lambda_q = L_q i_q \quad (2.5)$$

여기서, L_d, L_q 는 d, q 축 인덕턴스, λ_f 는 영구자석에 의한 쇄교자속을 나타낸다. d, q 축 전류 급변시 발생하는 전류 미분에 비례하는 전압성분을 무시하면 단자 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_d = R i_d - w_r L_q i_q \quad (2.8)$$

$$V_q = R i_q + w_r (L_d i_d + \lambda_f) \quad (2.9)$$

위 식에서 고정자 상저항에 의한 전압 강하가 크지 않다고 가정하면 IPMSG의 단자 전압은 속도 w_r 에 비례함을 알 수 있다. 따라서 저속 운전의 경우 IPMSG는 전류 제한 조건에만 영향을 받는 정 토크 운전영역에서 동작하게 되고, 고속 운전으로 가게 될수록 인덕턴스와 영구자석에 의한 전압이 속도에 비례하여 증가하기 때문에 전압 제한 조건에도 영향을 받아 정출력 운전 구간에서 동작하게 된다[19].

IPMSG의 평균 토크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{ave} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \{ \lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.10)$$

여기서 N_p 는 극수를 나타낸다. 수식 (2.10)의 첫째항은 영구자석에 의한 자석토크를 나타내고, 두 번째 항은 d, q 축의 인덕턴스 차이 즉, 돌극성으로 인해 발생하는 자기저항 토크이다[20], [55].

2.2 IPMSG 무부하 해석

전동기 해석 방법은 크게 FEM으로 대표되는 수치해석 기법과 공간 고조파법(space harmonic method) 등의 해석적 방법, 그리고 집중정수회로를 이용한 MEC 방법 등으로 구분할 수 있다. FEM은 형상이 복잡하거나 비선형 특성을 가지는 경우에도 정확한 해를 얻을 수 있다는 장점이 있으나, 해석 영역을 미세한 요소로 분할하기 위한 절점과 요소 생성 과정, 그리고 행렬 연산 과정이 필요하기 때문에 계산시간이 오래 걸린다는 단점이 있다. 해석적인 방법은 지배방정식과 경계 조건을 이용하여 해석 영역의 자계분포를 빠르게 계산할 수 있으나, 자기 포화와 같은 비선형 특성을 고려할 수 없고, 해석 모델의 형상 변화에 유연하게 대처하기가 어렵다 [19], [26].

MEC 해석 방법은 자기회로와 전기회로의 상사성에 기초하여 전동기나 발전기의 각 부분을 자기저항과 전압원 및 전류원으로 표현하여 자기 특성을 계산하는 방법이다. MEC 해석 방법은 해석적인 방법에 비해 다양한 형상을 고려할 수 있고 해석 시간이 짧기 때문에 정확한 해석보다는 다양한 설계변수에 대해 빠르게 검토해야하는 IPMSG의 개념 설계에 가장 적합한 해석 방법이다[17], [31], [32]. 본 논문에서는 MEC를 이용하여 무부하 및 부하 조건에서 IPMSG의 특성을 해석하는 방법과 자기 포화를 고려할 수 있는 비선형 MEC 모델을 제안한다.

2.2.1 자기등가회로 구성

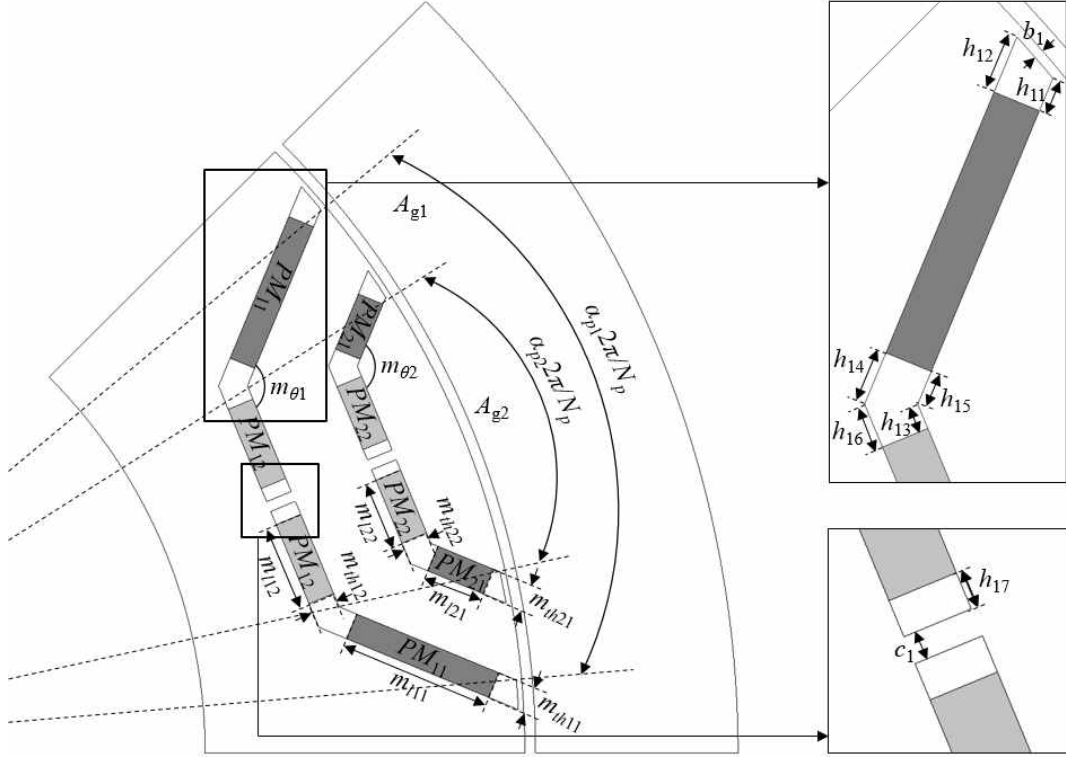


그림 2.6. MSML 타입 IPMSG 구조

Fig. 2.6. Construction of MSML type IPMSG

그림 2.6은 MSML 타입 IPMSG의 1/8주기 모델과 설계변수를 나타내고 있다. 위 그림에서 PM_{ij} 는 i 층 자석과 j 번째 자속 경로의 영구자석을, m_{lij} 와 m_{thij} 는 각각 영구자석의 길이와 두께를, α_{pi} 는 i 층 자석의 극당 자석이 차지하는 비율을, b_i 와 c_i 는 각각 브릿지와 센터포스트의 길이를 h 는 영구자석의 단부 길이를 나타낸다. 그림 2.6의 각 층 공극의 단면 A_{g1} , A_{g2} 는 아래 수식을 이용하여 계산할 수 있다.

$$A_{g1} = (\alpha_{p1} - \alpha_{p2}) \cdot \frac{2\pi(R_s - g/2)}{N_p} \cdot L \quad (2.11)$$

$$A_{g2} = \alpha_{p2} \cdot \frac{2\pi(R_s - g/2)}{N_p} \cdot L \quad (2.12)$$

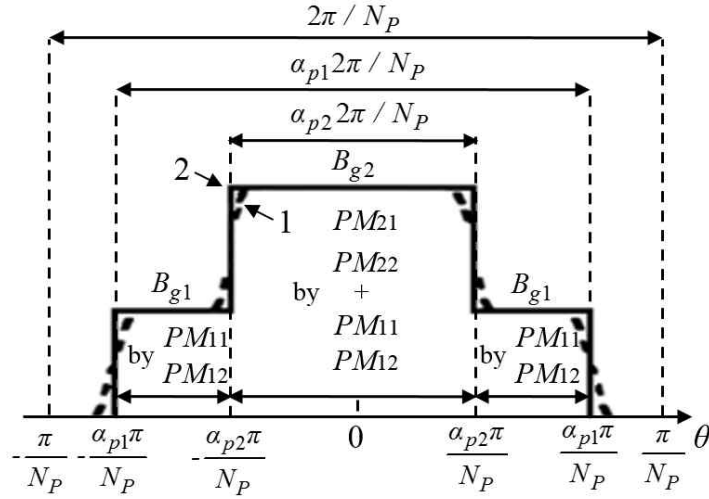


그림 2.7. MSML 타입 IPMSG의 공극자속밀도 분포

Fig. 2.7. Air-gap flux density distribution of the MSML type IPMSG

위 수식에서, R_s 는 고정자 내 반경을, g 는 공극의 길이를, N_p 는 극수를, L 은 적층 길이를 나타낸다.

그림 2.7에서 점선은 실제 공극자속밀도 분포를 나타내고 실선은 MEC 모델을 이용해서 해석적으로 계산한 간략화된 공극자속밀도 분포를 나타낸다. 위 그림에서 확인할 수 있듯이, 1층 공극자속밀도, B_{g1} 은 1층 영구자석에 의해 형성되고 2층 공극자속밀도, B_{g2} 는 1층과 2층 영구자석에 의해 형성된다. 공극자속밀도 파형을 이용하여 쇄교자속, 역기전력, 부하 토크 등을 계산할 수 있기 때문에 IPMSG 해석에 있어서 B_{g1} , B_{g2} 의 계산은 필수적이다.

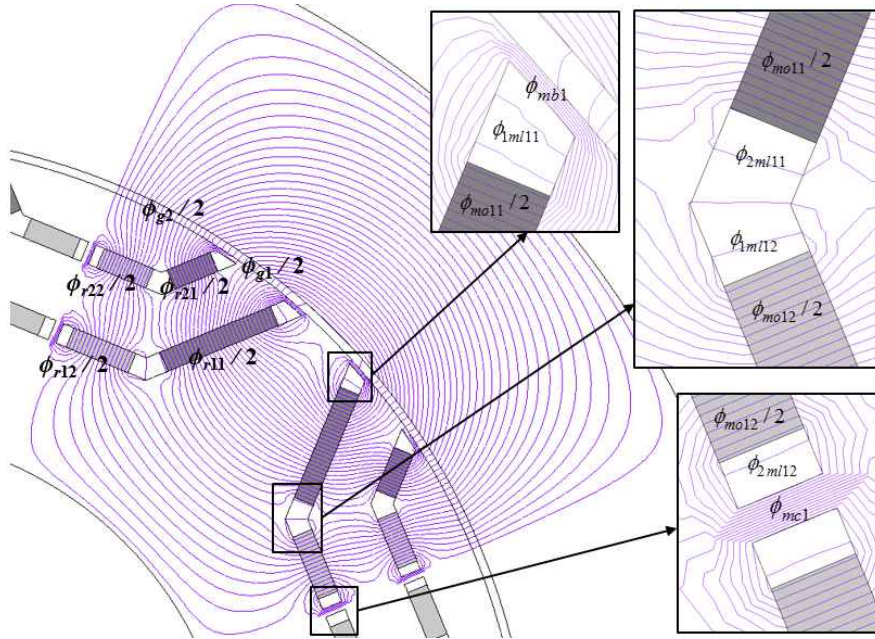


그림 2.8. MSML 타입 IPMSG의 자속 경로
 Fig. 2.8. Flux path of the MSML type IPMSG

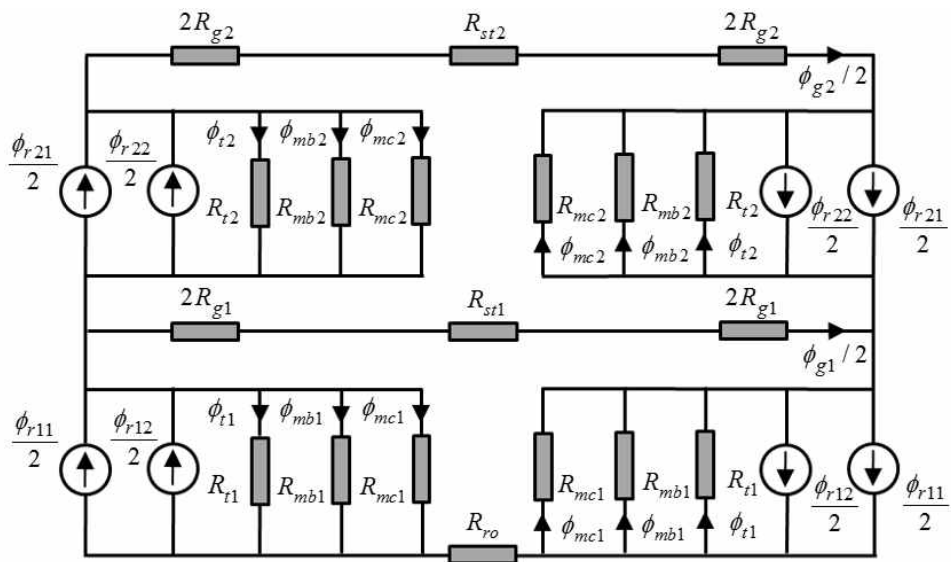


그림 2.9. MSML 타입 IPMSG의 MEC
 Fig. 2.9. MEC of the MSML type IPMSG

그림 2.8에서는 IPMSG의 자속(Φ_{rij} : 영구자석이 발생시키는 자속, Φ_{gi} : A_{gi} 를 통과하는 공극자속, Φ_{mij} : 자석 자체 누설자속, Φ_{kmlij} : k 번째 자석 단부 누설자속, Φ_{mbi} , Φ_{mci} : 브릿지와 센터포스트를 통과하는 누설자속) 경로를 나타내었다. 그림 2.8의 자속 경로를 따라 자속이 지나는 경로의 자기저항을 저항으로, 영구자석을 전류원으로 표현하면 그림 2.9의 MEC를 구성할 수 있다. 각각의 파라미터에 대한 계산 방법은 다음과 같다[17], [56].

$$\Phi_{rij} = B_r A_{mij} = 2B_r m_{lij} L \quad (2.13)$$

$$R_{gi} = g / (\mu_0 A_{gi}) \quad (2.14)$$

$$R_{mij} = \frac{m_{thij}}{\mu_0 \mu_r PM A_{mij}} = \frac{m_{thij}}{2\mu_0 \mu_r PM m_{lij} L} \quad (2.15)$$

$$R_{1mli1} = \frac{m_{thi1}}{\mu_0 L (h_{i1} + h_{i2}) / 2} \quad (2.16)$$

$$R_{2mli1} = \frac{m_{thi1}}{\mu_0 L (h_{i4} + h_{i5}) / 2} \quad (2.17)$$

$$R_{1mli2} = \frac{m_{thi2}}{\mu_0 L (h_{i3} + h_{i6}) / 2} \quad (2.18)$$

$$R_{2mli2} = \frac{m_{thi2}}{\mu_0 h_{i7} L} \quad (2.19)$$

위 수식에서 R_g , R_{mo} , R_{mi} 은 각각 공극, 영구자석, 자석 단부 누설자기저항을, μ_0 는 공기 중의 투자율을, $\mu_r PM$ 은 영구자석의 비투자율을, B_r 은 자석의 잔류자속밀도를 나타낸다. R_{ti} 는 i 층의 누설자기저항들을 간략하게 표현하기 위해 병렬로 연결된 i 층의 전체 누설자기저항으로 다음과 같이 계산된다.

$$R_{ti} = 2R_{moi1} // R_{1mli1} // R_{2mli1} // 2R_{moi2} // R_{2mli1} // R_{2mli2} \quad (2.20)$$

브릿지와 센터포스트는 누설자속을 발생시키기 때문에 전자기적 측면

에서는 성능 저하의 원인이 되지만, 기구적인 측면에서는 원심력으로 인한 자석의 비산을 막아 IPMSG가 안정적으로 구동할 수 있도록 한다 [57]-[59]. 따라서 브릿지와 센터포스트 설계시에는 IPMSG를 안정적으로 구동할 수 있는 범위 내에서 최소의 길이를 적용하여 누설자속이 최소가 되도록 해야한다. 이러한 최소 길이의 브릿지와 센터포스트로 인해 두 부분은 항상 높은 포화 상태를 유지하게 된다. 본 연구에서는, 브릿지와 센터포스트가 높은 포화 상태라고 가정하여, 이 부분의 포화자속밀도 B_{sat} 를 2[T]로 결정하였다[17], [56]. 브릿지와 센터포스트의 누설자속은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi_{mbi} = B_{sat} b_i L \quad (2.21)$$

$$\Phi_{mci} = B_{sat} c_i L \quad (2.22)$$

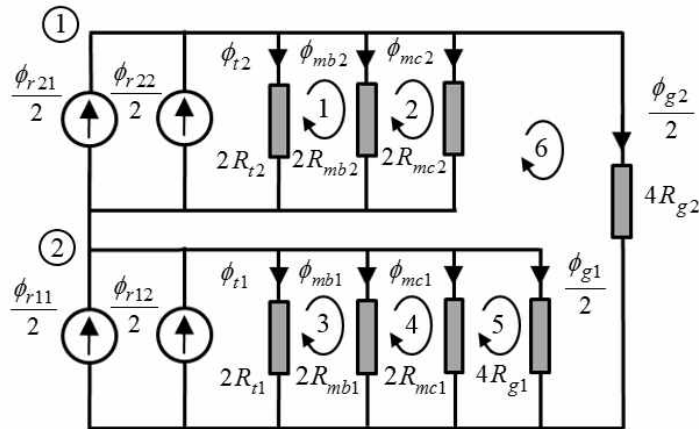


그림 2.10. 간략화된 MSML 타입 IPMSG의 MEC

Fig. 2.10. Simplified MEC of the MSML type IPMSG

공극이나 자석 단부의 투자율에 비해 고정자와 회전자 철심의 투자율이 훨씬 크기 때문에 고정자와 회전자 철심에서의 자기 저항은 무시할 수 있다[32], [56]. 대칭성을 이용하여 그림 2.9의 MEC를 그림 2.10으로 간략화 하였다. 그림 2.10의 간략화된 MEC에서, 절점 ①, ②와 루프 1-6에서 키르히호프의 법칙을 적용하면 아래 수식들을 유도할 수 있다.

$$\Phi_{r21} + \Phi_{r22} = 2\Phi_2 + 2\Phi_{mb2} + 2\Phi_{mc2} + \Phi_{g2} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{r11} + \Phi_{r12} - \Phi_{r21} - \Phi_{r22} = \\ 2\Phi_2 - 2\Phi_1 + 2\Phi_{mb2} - 2\Phi_{mb1} + 2\Phi_{mc2} - 2\Phi_{mc1} - \Phi_{g1} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$R_{t2}\Phi_2 = R_{mb2}\Phi_{mb2} \quad (2.25)$$

$$R_{mb2}\Phi_{mb2} = R_{mc2}\Phi_{mc2} \quad (2.26)$$

$$R_{t1}\Phi_1 = R_{mb1}\Phi_{mb1} \quad (2.27)$$

$$R_{mb1}\Phi_{mb1} = R_{mc1}\Phi_{mc1} \quad (2.28)$$

$$R_{mc1}\Phi_{mc1} = R_{g1}\Phi_{g1} \quad (2.29)$$

$$R_{g2}\Phi_{g2} = R_{g1}\Phi_{g1} + R_{mc2}\Phi_{mc2} \quad (2.30)$$

각 층의 공극자속 Φ_{g1} 과 Φ_{g2} 는 위 수식들을 연립하여 계산하였고 이를 각각의 공극자속이 지나는 단면으로 나누어 B_{g1} 과 B_{g2} 를 계산하였다.

표 2.2. MSML IPMSG의 설계변수

Table. 2.2. Design variables of the MSML IPMSG

| 구분 | 설계변수값 | 구분 | 설계변수값 |
|----------------------------|------------|-------------------------------------|------------|
| N_p | 8 | m_{l11}, m_{l12} [mm] | 14.4, 10.7 |
| α_{p1}, α_{p2} | 0.83, 0.49 | m_{l21}, m_{l22} [mm] | 5.6, 7.2 |
| b_1, b_2 [mm] | 0.5 | m_{th11}, m_{th12} [mm] | 2.1, 2.1 |
| c_1, c_2 [mm] | 1 | m_{th21}, m_{th22} [mm] | 2.1, 2.1 |
| R_s [mm] | 80.8 | $m_{\theta1}, m_{\theta2}$ [degree] | 130, 145 |
| L [mm] | 30.5 | B_r, B_{sat} [T] | 0.7, 2 |
| g [mm] | 0.8 | μ_{rPM} | 1.05 |

제안한 공극자속밀도 계산 방법의 정확성을 검증하기 위하여, 제안된 방법으로 계산한 공극자속밀도 결과와 상용 FEM 해석 툴인, JMAG으로 해석한 공극자속밀도 결과를 비교하였다. 표 2.2는 그림 2.6의 IPMSG 모델의 설계변수를 나타낸다.

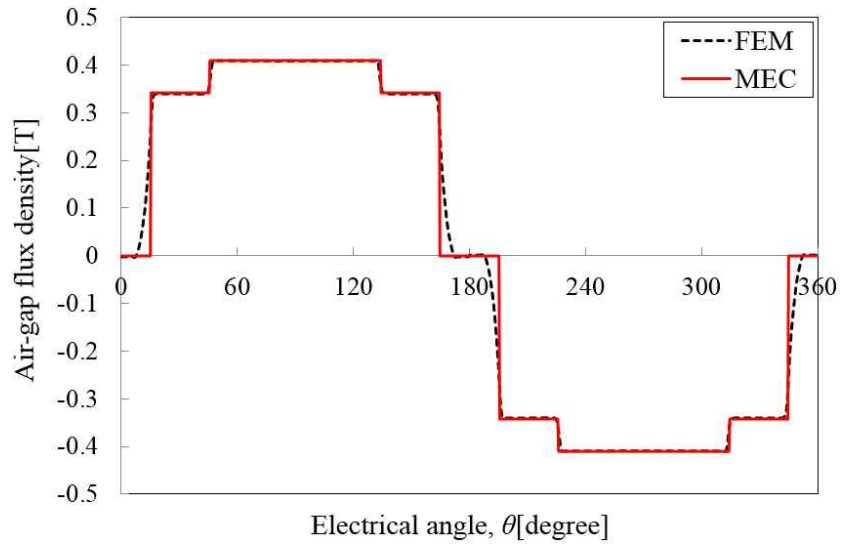


그림 2.11. 공극자속밀도 계산 결과

Fig. 2.11. Calculated air-gap flux density result

표 2.3. 공극자속밀도 계산 결과

Table. 2.3. Calculated air-gap flux density result

| FEM | | MEC | | Difference[%] | |
|--------------|--------------|--------------|--------------|---------------|--------------|
| B_{g1} [T] | B_{g2} [T] | B_{g1} [T] | B_{g2} [T] | B_{g1} [T] | B_{g2} [T] |
| 0.411 | 0.340 | 0.410 | 0.342 | 0.19 | 0.64 |

그림 2.11과 표 2.3을 통해, FEM과 MEC를 이용해 계산한 공극자속밀도 결과가 잘 맞는다는 것을 확인 할 수 있었다.

2.2.2 슬롯 효과를 고려한 공극자속밀도 계산

슬롯리스 타입 전동기 및 발전기는 고정자 철심에 슬롯이 없는 타입으로, 소형화와 고속화가 가능하며, 소음, 진동 및 철손 저감이 가능하다는 장점이 있다[60], [61]. 하지만, 유효 공극길이가 길어 자석의 동작점이 낮고, 이로 인해 토크 및 출력밀도가 떨어지는 단점이 있다. 이러한 이유로 대부분의 전동기 및 발전기가 고정자 치에 코일을 감는 구조로 돼있다.

본 연구에서는 슬롯의 효과를 고려하기 위하여 등각사상을 이용하였다. 복소함수 이론을 기반으로 하는 등각사상은 문자 그대로 각이 보존된 상태에서 하나의 복소평면에서 다른 복소평면으로 변환하는 것으로 슬롯 효과와 같이 등자위면을 가지는 자속 분포를 표현하는데 유용하다 [62], [63].

슬롯의 효과를 고려한 공극자속밀도 $B_{slotted}$ 는 아래 수식을 통해 계산할 수 있다.

$$B_{slotted} = B_{slotless} \times Re(\lambda) \times k_{con} \quad (2.31)$$

위 수식에서 $B_{slotless}$ 는 그림 2.11의 슬롯리스 타입의 공극자속밀도를, $Re(\lambda)$ 는 반경방향 Relative air-gap permeance로 슬롯 보정 계수를 나타내고, k_{con} 은 자속 집중 계수를 나타낸다. 슬롯 효과를 고려하는 부분은 부록A에서 설명하였다.

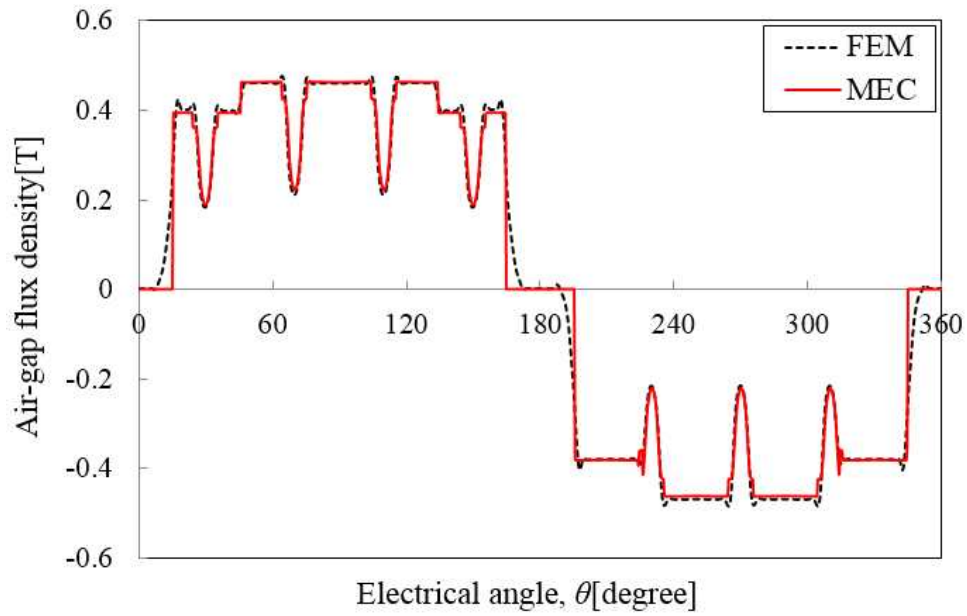


그림 2.12. 슬롯 효과가 고려된 공극자속밀도

Fig. 2.12. Air-gap flux density considering the slotting effect

그림 2.12는 식 (2.31)을 통해 계산한 슬롯 효과가 고려된 공극자속밀도 분포로 FEM과 MEC를 이용해 계산한 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있었다.

2.2.3 쇄교자속 및 역기전력 계산

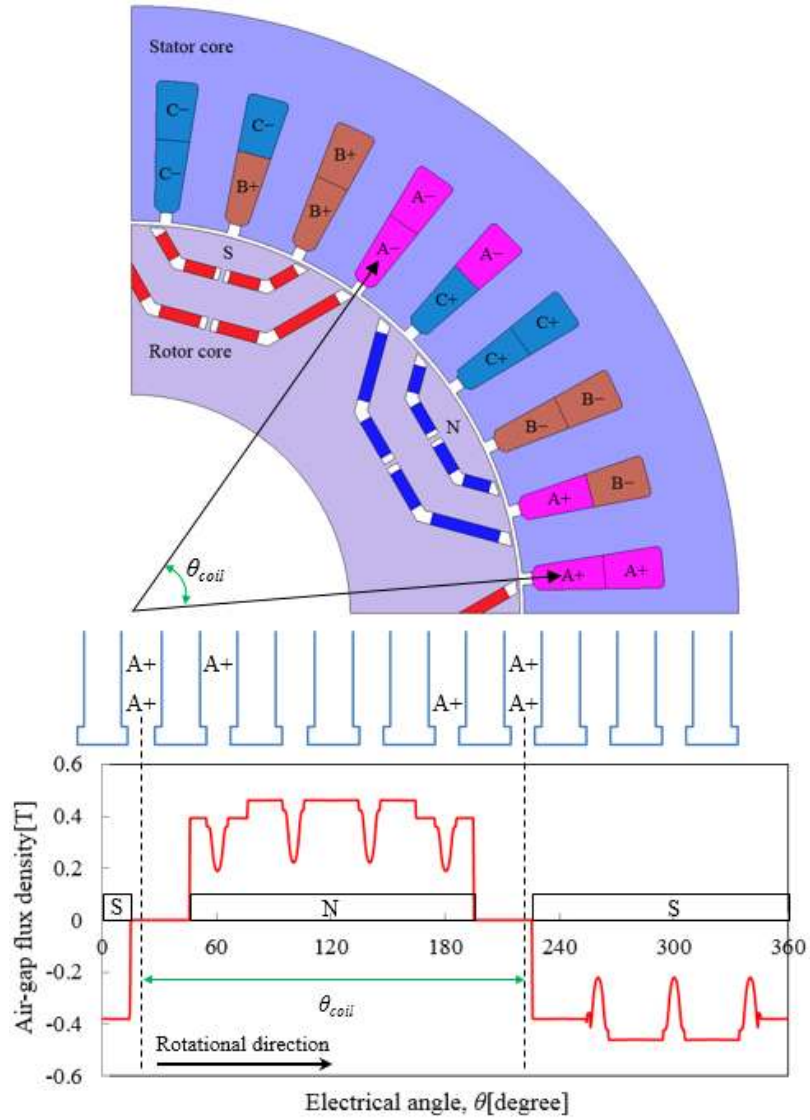


그림 2.13. A상 쇄교자속 계산을 위한 공극자속밀도 평균값 산정
 Fig. 2.13. Calculation of average air-gap flux density for flux linkage computation of A phase coil

그림 2.13은 쇄교자속 계산을 위한 공극자속밀도 평균값 산정에 대한 설명을 나타내고 있다. A상 쇄교자속, λ_A 와 A상 역기전력, E_A 의 계산 수식은 다음과 같다[19], [26].

$$\lambda_A = N_{ph} B_{ave} A \quad (2.32)$$

$$E_A = \frac{d\lambda_A}{dt} \approx \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta t} = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta\theta} = \omega_r \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta\theta} \quad (2.33)$$

위 수식에서 N_{ph} 는 상당 직렬 턴수, A 는 자속이 쇄교되는 면적, θ 는 각위치, ω_r 은 동기 전기각속도를 의미한다. A상 코일에 쇄교하는 공극자속밀도의 평균값 B_{ave} 는 그림 2.13에서 A상 코일 영역인 θ_{coil} 에서 공극자속밀도의 평균값으로부터 계산된다.

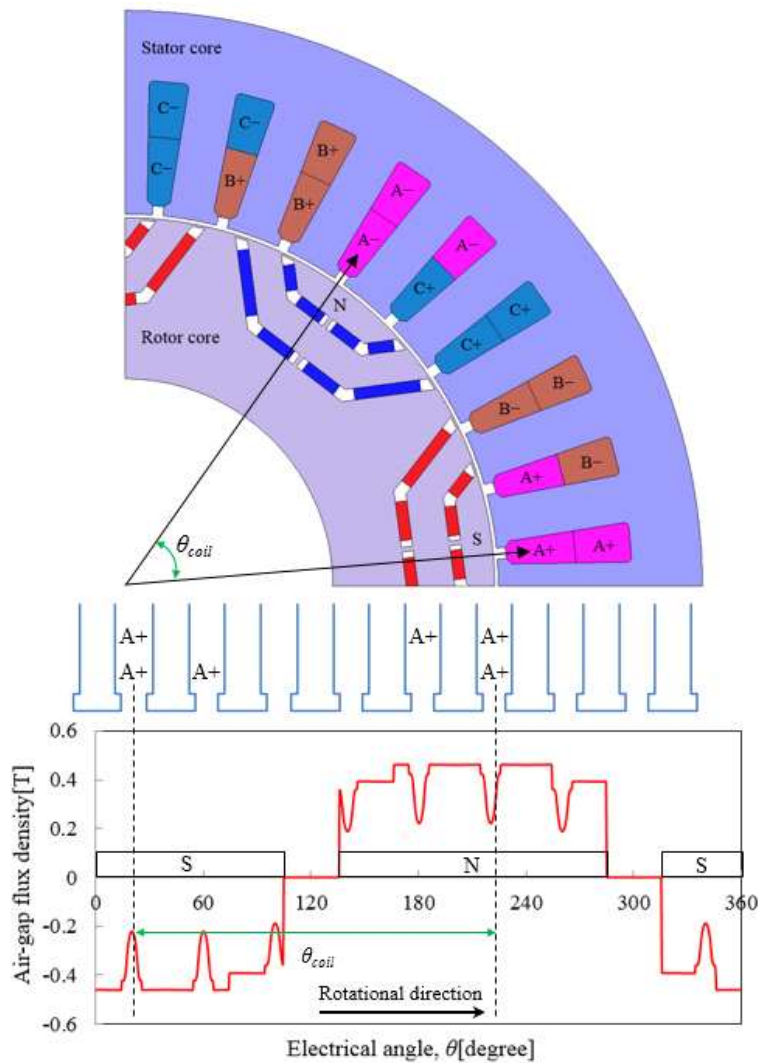


그림 2.14. 회전자의 위치에 따른 공극자속밀도

Fig. 2.14. Air-gap flux density according to the angular rotor position

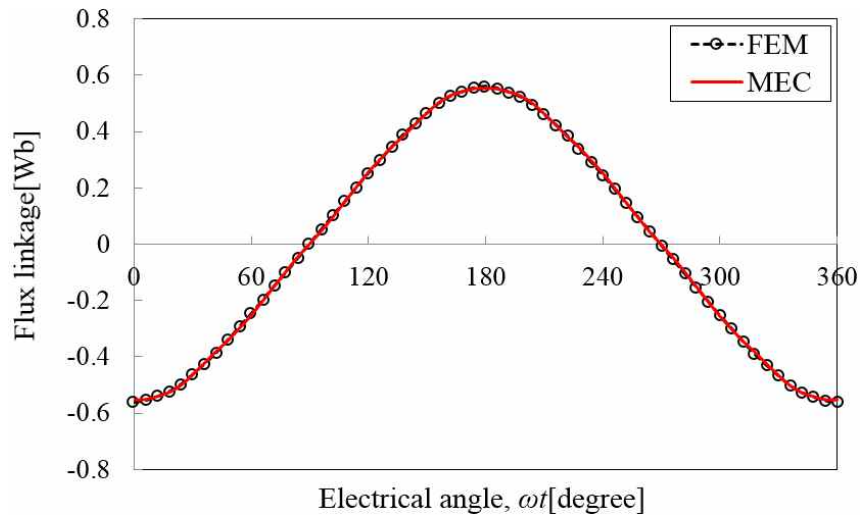
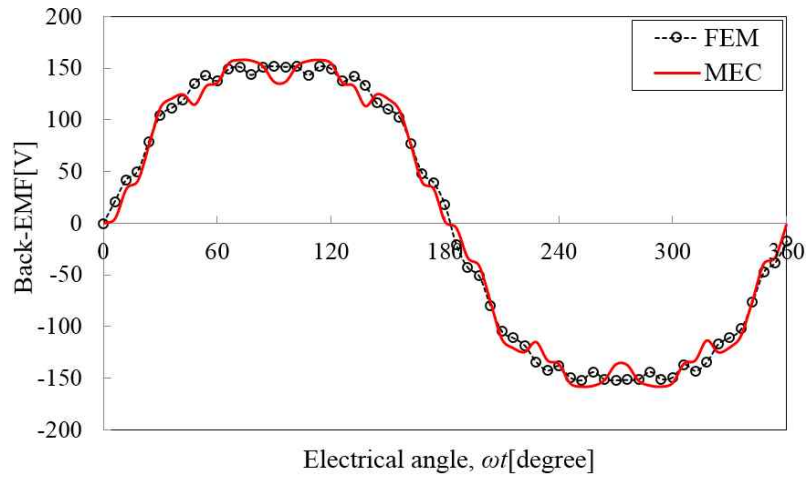


그림 2.15. A상 쇄교자속

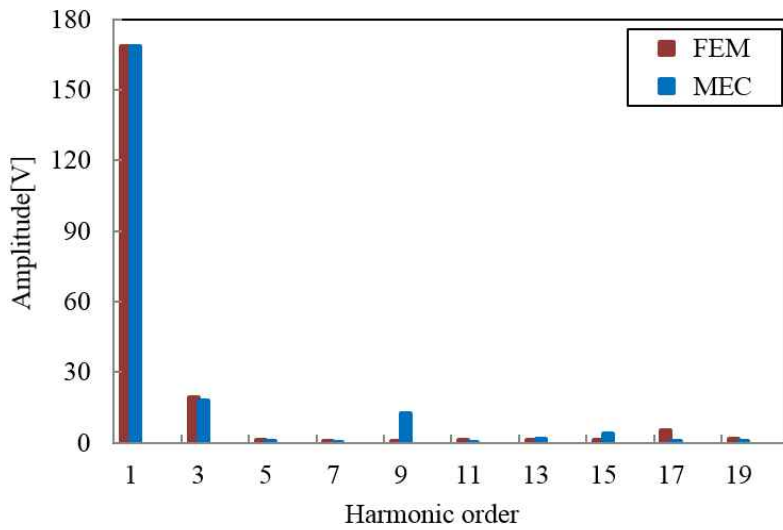
Fig. 2.15. Flux linkage of A phase

그림 2.14는 회전자가 반시계 방향으로 전기각 90도 만큼 회전한 상태를 나타낸다. 그림 2.13에서와 마찬가지로 A상 코일에 쇄교하는 공극자속밀도의 평균값 B_{ave} 는 A상 코일 영역인 θ_{coil} 에서 공극자속밀도의 평균값으로부터 계산된다.

그림 2.15는 전기각 6도씩 총 60스텝에서의 쇄교자속값을 계산한 결과를 나타낸다.



(a)



(b)

그림 2.16. A상 역기전력 (a) 파형, (b) 고조파

Fig. 2.16. Back-EMF of A phase (a) waveform, (b) harmonics

역기전력의 파형과 고조파 결과를 도시한 그림 2.16(a)와 (b)로부터, FEM과 MEC를 이용하여 계산한 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있었다.

2.3 IPMSG 부하 해석

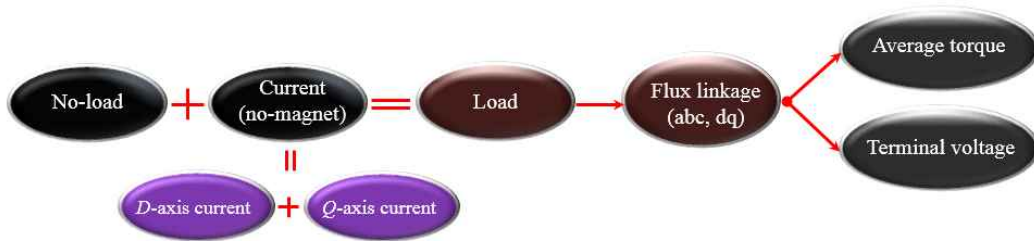


그림 2.17. 부하 해석 순서

Fig. 2.17. Sequence of load analysis

IPMSG의 부하 조건을 해석하기 위해서는 회전자의 영구자석에 의한 여자과 고정자의 권선에 의한 여자를 동시에 고려해야한다. 이를 고려하기 위해서는 매우 복잡한 MEC를 구성해야하는데[30], [31], 본 연구에서는 개별여자 공극자속밀도 합산 방법을 이용하여 IPMSG의 부하 특성을 해석한다.

개별여자 공극자속밀도 합산 방법은 복잡한 하나의 모델을 해석하는 대신에 간단한 여러 개의 모델을 해석하여 각각의 모델에서 계산된 공극자속밀도를 합산하는 방법이다. 중첩의 원리를 이용하기 때문에 포화로 인한 비선형을 고려하지 못하지만, 본 연구에서 MEC 방법은 어디까지나 개념 설계 단계에서 IPMSG의 초기 설계안을 결정하는데 사용하는 것으로 포화를 고려하지 못해 생기는 부정확성은 상세설계 단계에서 FEM을 이용하여 보완하는 것이 가능하다.

그림 2.17의 부하 조건 해석 순서에서 도시한 것처럼, 부하해석 결과는 무부하 조건과 전류인가 조건의 공극자속밀도를 합산하여 계산한다. 전류는 크기와 위상으로 입력하기 때문에 d 축과 q 축으로 성분 분해가 가능하다[64]. 따라서 계산을 간단하게하기 위하여 d 축 전류인가 조건과 q 축 전류인가 조건으로 다시 세분화하여 공극자속밀도를 문제를 간략화한다. 각 상의 쇄교자속은 각각의 공극자속밀도의 합산에 의해 계산된 부하시 공극자속밀도를 이용하여 계산할 수 있고, dq 변환을 통하여 d 축과 q 축의 쇄교자속을 계산한다. 끝으로, d , q 축 쇄교자속은 평균 토크와 단자전압 계산에 이용된다.

2.3.1 q 축 전류 모델

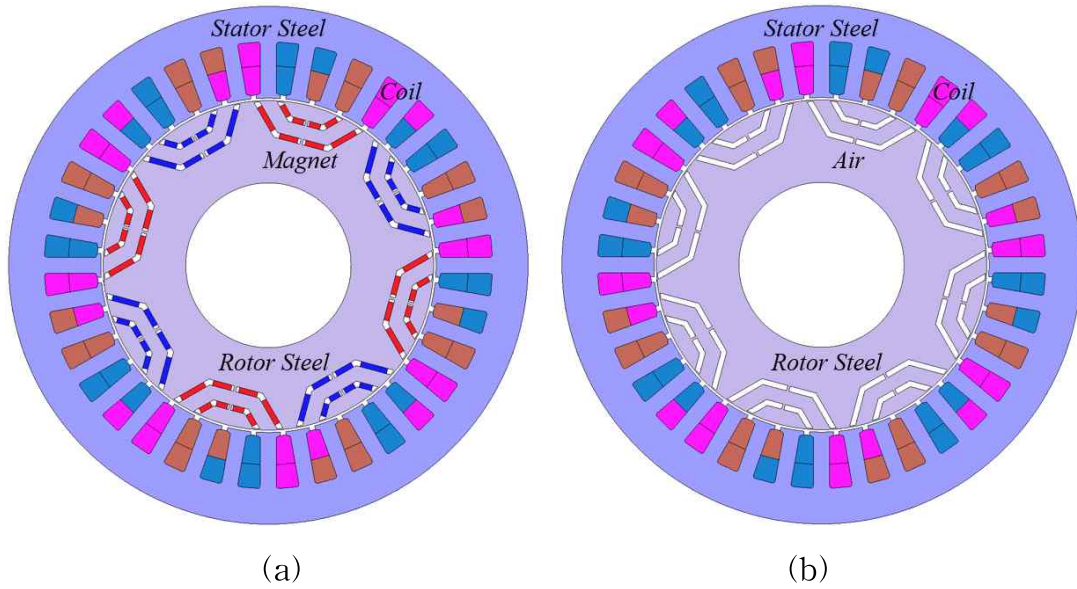


그림 2.18. (a) 부하 해석 모델, (b) 전류인가 해석 모델

Fig. 2.18. (a) Load analysis model (b) current analysis model

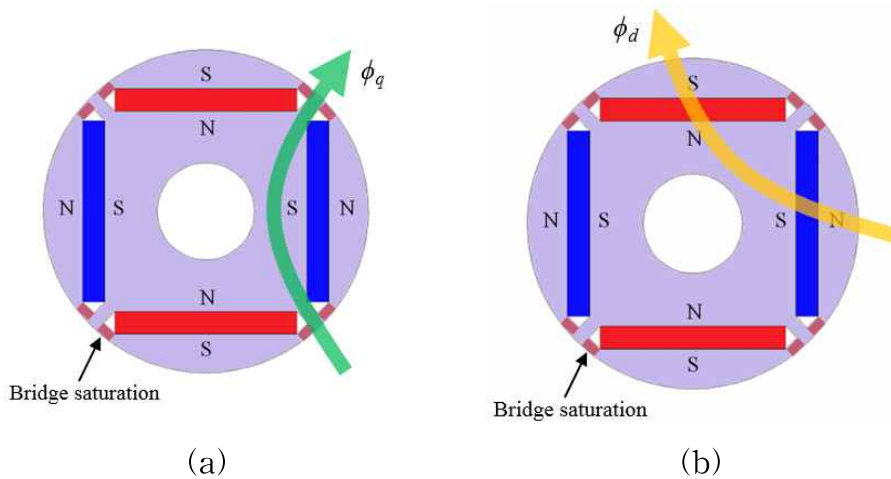


그림 2.19. (a) q 축 전류인가 조건의 자속 경로

(b) d 축 전류인가 조건의 자속 경로

Fig. 2.19. (a) Flux path applying q -axis current condition

(b) Flux path applying d -axis current condition

그림 2.18(a)의 8극 36슬롯 부하 해석 모델은 개별여자 공극자속밀도 합산 방법을 이용하여 최종적으로 해석하고자하는 모델이다. 그림 2.18(b)의 전류 인가 해석 모델에서는 영구자석에 의한 효과를 배제하고 전류에 의한 효과만을 고려하기 위해 영구자석을 비슷한 값의 투자율을 가지는 공기³⁾로 대체하였다.

q 축 전류 인가시에는 그림 2.19(a)에서와 같이 자속의 경로가 영구자석을 우회해서 형성된다. MEC는 자속의 경로를 따라 형성되는 자기저항을 모델링하는 방법을 이용하기 때문에 q 축 전류 모델에서는 영구자석으로부터 대체된 회전자 내부의 공기는 무시할 수 있다[18]. 또한 철심의 자기저항이 공극에서의 자기저항에 비해 무시할 수 있을 정도로 작기 때문에 q 축 전류시의 MEC는 그림 2.20과 같이 구성할 수 있다[32], [56].

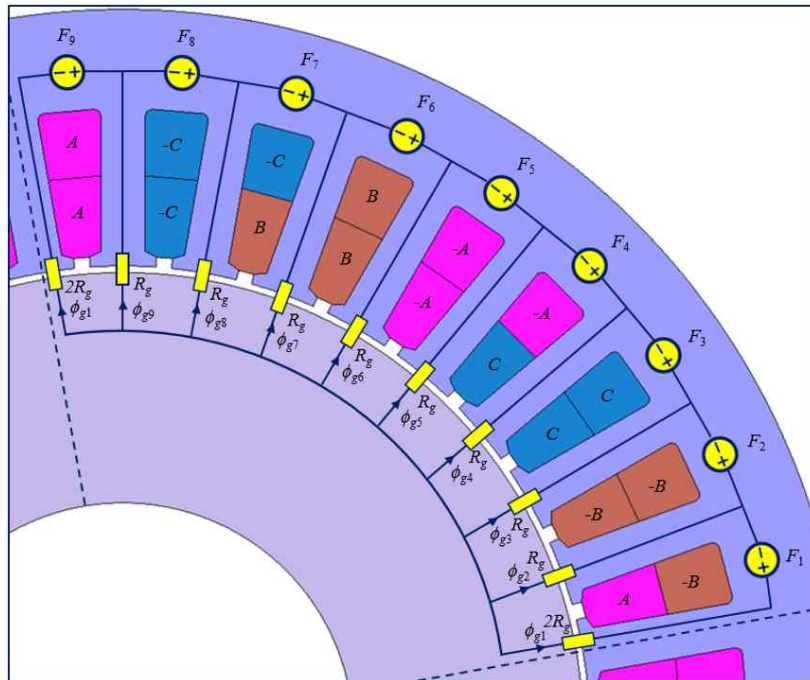


그림 2.20. q 축 전류인가 조건의 MEC 모델

Fig. 2.20. MEC model of q -axis current condition

3) 공극의 비투자율 : 1, 회전자 영구자석의 비투자율 : 1.02-1.05, 철심의 비투자율 : 2000-6000 또는 그 이상[65], [66]

그림 2.20의 9개의 루프에 대해 각각 키르히호프의 법칙을 적용하면 공극자속에 대한 수식을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 3R_g - R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_g & 2R_g - R_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_g & 3R_g \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \phi_{g1} \\ \phi_{g2} \\ \phi_{g3} \\ \phi_{g4} \\ \phi_{g5} \\ \phi_{g6} \\ \phi_{g7} \\ \phi_{g8} \\ \phi_{g9} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_A - F_B \\ -F_B - F_B \\ F_C + F_C \\ F_C - F_A \\ -F_A - F_A \\ F_B + F_B \\ F_B - F_C \\ -F_C - F_C \\ F_A + F_A \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

위 수식에서 F_A , F_B , 그리고 F_C 는 각각 A, B, C상 코일 각 층의 기자력을 나타내고, R_g 는 공극에서의 자기저항을, ϕ_{gi} 는 i 번째 공극자속을 의미한다. 위 수식을 풀어 각각의 공극자속을 계산하고 자속이 통과하는 자속 경로에서의 단면으로 나누면 각각의 공극자속밀도를 계산할 수 있다.

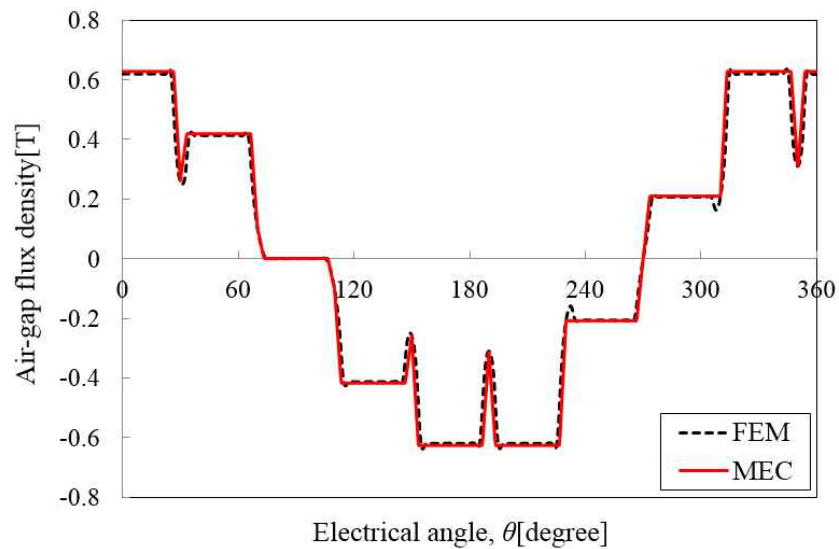


그림 2.21. q 축 전류 인가시의 공극자속밀도
Fig. 2.21. Air-gap flux density applying q -axis current

슬롯 중앙의 공극자속밀도, B_{gsloti} 는 인접한 공극자속밀도 값인 B_{gi} 와 B_{gi+1} 을 이용하여 아래와 같이 계산하였다.

$$B_{gsloti} = (B_{gi} + B_{gi+1})/4 \quad (2.35)$$

식 (2.35)는 다양한 시뮬레이션 결과를 바탕으로 한 경험식이다. 슬롯 중앙의 공극자속밀도 값이 계산되면 슬롯 중앙값부터 인접한 공극자속밀도 값까지 선형 보간을 이용하여 슬롯 부분의 공극자속밀도를 계산하였다. 그림 2.21를 통해, MEC와 FEM을 이용하여 계산한 q 축 전류인가 조건의 공극자속밀도 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있었다.

2.3.2 d 축 전류 모델

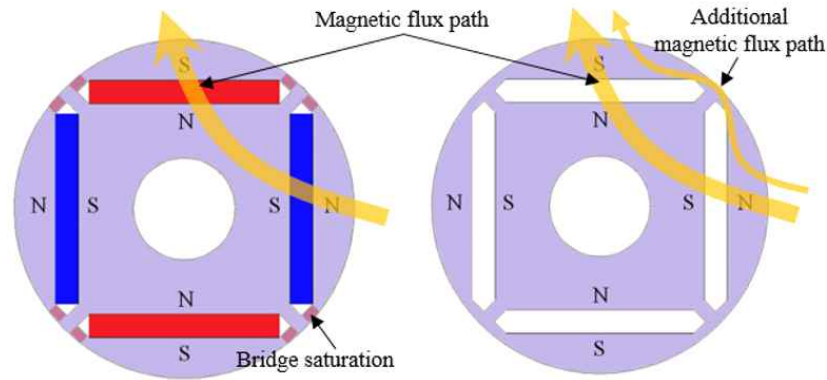


그림 2.22. d 축 전류 인가 조건의 자속 경로

(a) 회전자에 자석이 있을 때, (b) 회전자에 자석이 없을 때

Fig. 2.22. Magnetic flux path by d -axis current in
(a) rotor with magnet, (b) rotor without magnet

개별여자 공극자속밀도 합산방법에서 d 축 전류인가 조건의 해석을 하기 위해서는 브릿지의 포화를 고려해야 한다. 개별여자 공극자속밀도 합산방법에서 브릿지의 포화를 고려해야 하는 이유를 설명하기 위해 그림 2.22에 간단한 4극 IPMSG 모델을 나타내었다. 그림 2.22(a)와 같이 회전

자에 영구자석이 있을 때는 브릿지가 포화된 상태에서 d 축 전류가 인가되고, 그림 2.22(b)와 같이 회전자에 영구자석이 없을 때는 브릿지가 포화되지 않은 상태에서 d 축 전류가 인가된다. 개별여자를 위한 영구자석 효과의 배제로 인해, 영구자석이 없는 2.22(b)에서는 브릿지를 통해 추가적인 자속의 경로가 형성되기 때문에 자석의 유무에 따라 두 모델 사이에 차이가 발생하게 된다.

이러한 문제를 해결하기 위하여, 브릿지 부분의 재질을 철심에서 공기로 대체하였다. 앞서 2.2.1절에서 언급하였듯이, 브릿지 부분은 기구적인 안정성을 높이기 위해 필요하지만 누설을 최소화시키기 위해 설계자가 의도적으로 포화를 시키는 부분이다. 철심의 포화도가 매우 높은 경우에는 철심의 투자율이 공기의 투자율에 가까워진다[32], [67]. 즉, d 축 전류 모델에서 영구자석이 공기로 대체되는 경우에도, 브릿지가 포화된 상태의 철심의 투자율을 유지하기 위하여 브릿지 부분의 재질을 공기로 대체하는 것이다. 그림 2.23은 d 축 전류 인가시의 MEC 모델로 브릿지 부분이 철심에서 공기로 대체된 것을 확인할 수 있다.

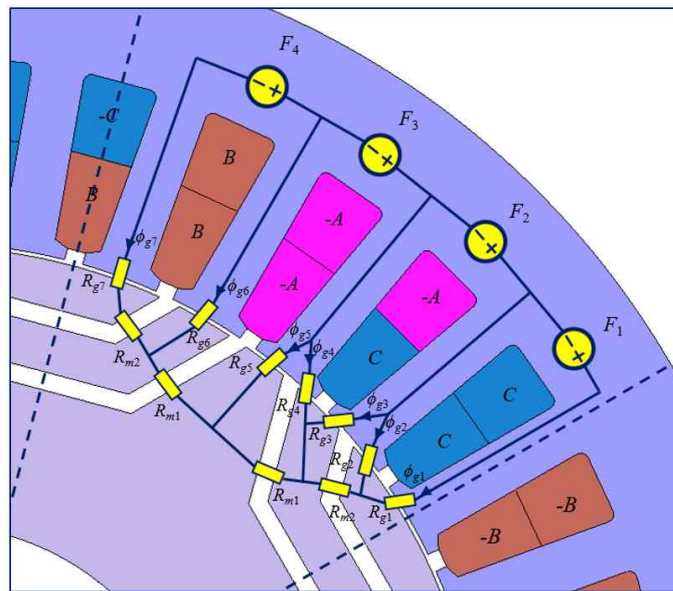


그림 2.23. d 축 전류 인가시의 MEC 모델

Fig. 2.23. MEC model of d -axis current condition

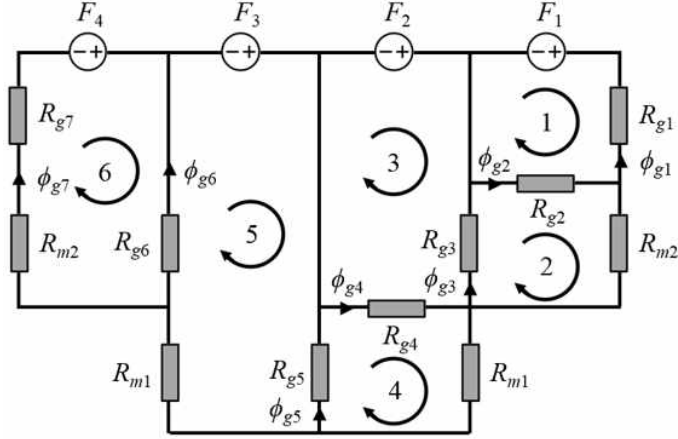


그림 2.24. d 축 전류 모델의 MEC 해석

Fig. 2.24. MEC analysis of d -axis current condition

d 축 전류 모델에서 공극자속밀도 계산을 위해, 그림 2.24의 MEC 해석 모델을 이용하여, 여섯 개의 루프에 대해 키르히호프의 법칙을 적용하여 아래 수식을 유도한다.

$$\begin{bmatrix}
 -(R_{g1} + R_{g2}) & R_{g2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 R_{g2} - (R_{g1} + R_{g2} + R_{m2}) & R_{g3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & R_{g3} & -(R_{g3} + R_{g4}) & R_{g5} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & R_{g2} - (R_{g1} + R_{g2} + R_{m1}) & R_{g2} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & R_{g5} - (R_{g1} + R_{g2} + R_{m1}) & R_{g2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & R_{g6} - (R_{g6} + R_{g7} + R_{m2}) & 0
 \end{bmatrix}
 \times
 \begin{bmatrix}
 \phi_1 \\
 \phi_2 \\
 \phi_3 \\
 \phi_4 \\
 \phi_5 \\
 \phi_6
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 F_C + F_C \\
 0 \\
 F_C + F_C \\
 0 \\
 -F_A - F_A \\
 F_B + F_B
 \end{bmatrix}
 \quad (2.36)$$

위 수식에서 R_g 는 공극자기저항, R_m 은 자석으로부터 대체된 공기의 자기저항, ϕ_i 는 i 번째 루프의 자속을 의미한다. 슬롯 부분의 공극자속밀도 해석은 q 축 전류 모델과 같은 방법으로 수행한다.

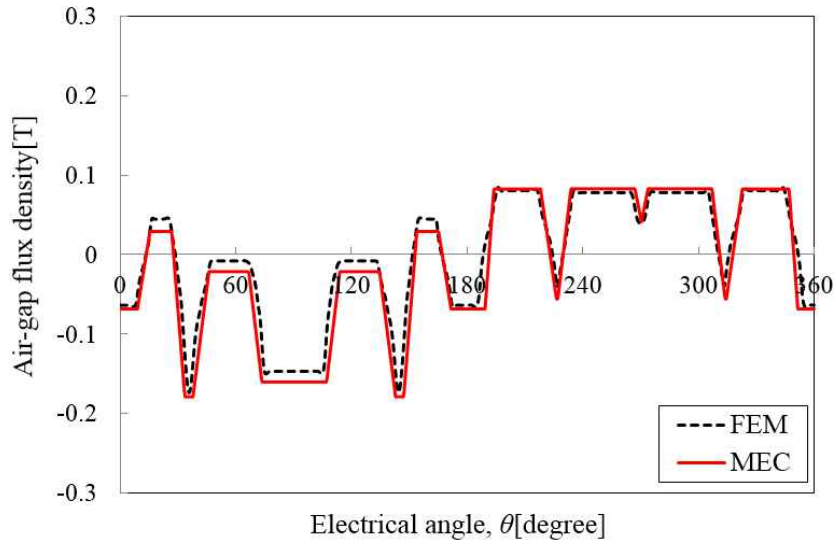


그림 2.25. d 축 전류 인가시의 공극자속밀도

Fig. 2.25. Air-gap flux density applying d -axis current

그림 2.25를 통해, MEC와 FEM을 이용해 계산한 d 축 전류 인가 조건의 공극자속밀도 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있었다.

2.3.3 부하 해석

표 2.4. IPMSG 부하 해석 모델 사양

Table 2.4. Specification of IPMSG load analysis model

| 구 분 | 설계변수값 |
|-----------------------------------|-------|
| V_{DC} [V] | 310 |
| I_{max} [A] | 9.2 |
| Current phase angle[degree] | 150 |
| Number of turns | 231 |
| Space factor | 0.35 |
| Current density[A_{rms}/mm^2] | 4 |
| Number of parallels | 4 |

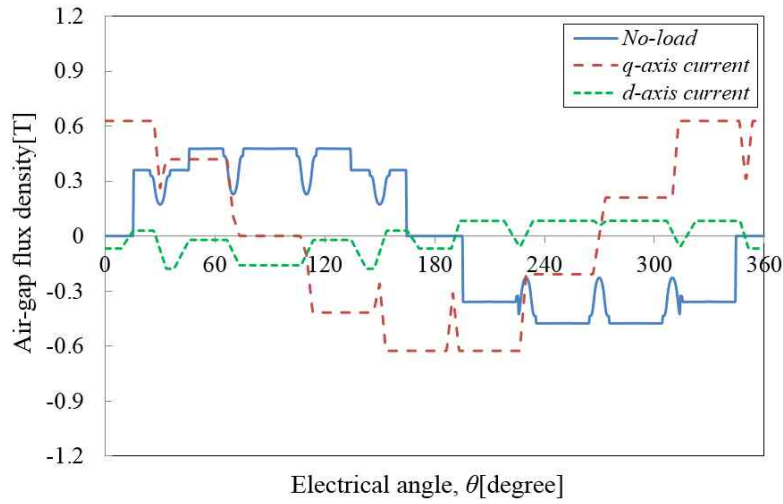


그림 2.26. 무부하, q 축 전류, d 축 전류 인가 조건의 공극자속밀도
 Fig. 2.26. Air-gap flux density of no-load, q -axis current, and d -axis current condition

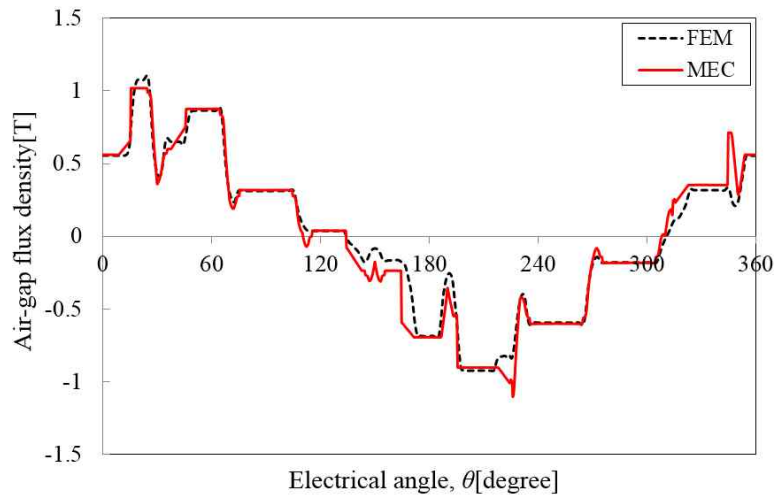


그림 2.27. 부하 조건의 공극자속밀도
 Fig. 2.27. Air-gap flux density of load condition

부하 해석 모델의 공극자속밀도는 그림 2.26의 MEC를 이용하여 계산한 무부하, d 축 전류 조건, q 축 전류 조건에서의 공극자속밀도를 합산하여 계산한다. 따라서, 그림 2.27의 부하 조건의 공극자속밀도 결과에서 FEM과의 결과 차이는 부하 해석을 개별 여자 해석으로 간략화하면서

발생하는 차이와 각각의 개별 여자 조건에서 FEM과의 결과 차이가 누적된 것이다. 특히, 그림 2.12의 무부하 조건의 공극자속밀도 계산에서 자속밀도 값이 0에서부터 증감하는 부분과 d , q 축 전류 조건의 슬롯 효과 계산 부분이 해석 결과 차이의 주된 요인이다. 하지만, 자기등가회로 해석 기법의 사용 목적이 초기설계시 빠른 해석이기 때문에 약간의 해석 결과 차이는 FEM을 이용한 상세설계 단계에서 충분히 보완 가능하다.

부하 조건의 공극자속밀도 결과를 이용하면 아래 수식을 통해 각 상의 쇄교자속을 계산할 수 있다.

$$\lambda_{ABC} = \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{ph} B_{A,ave} A \\ N_{ph} B_{B,ave} A \\ N_{ph} B_{C,ave} A \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

위 수식에서 λ_A , λ_B , λ_C 는 A, B, C상의 쇄교자속을, $B_{A,ave}$, $B_{B,ave}$, $B_{C,ave}$ 는 A, B, C상의 평균 공극자속밀도를, A 는 자속이 쇄교되는 단면의 면적을 나타낸다. 평균 공극자속밀도는 2.2.3에서 설명한 것처럼, 각 상의 코일 영역 하단에서의 공극자속밀도의 평균값이다. d 축과 q 축의 쇄교자속은 dq 변환 행렬, $T(\theta)$ 를 이용하여 아래와 같이 계산할 수 있다 [68].

$$\lambda_{dq\alpha} = T(\theta)\lambda_{abc} \quad (2.38)$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

위 수식에서 θ 는 회전자의 각위치를 나타낸다. 단자 전압, V_{max} 와 평균 토크, T_{ave} 는 d , q 축 쇄교자속과 수식 (2.1), (2.6), (2.7), (2.10)을 이용하

여 계산할 수 있다.

개별여자 공극자속밀도 합산 방법의 가장 큰 장점은 구현이 간단하다는 것이다. 어떤 전류의 크기와 위상이 입력이 되더라도, d 축 전류와 q 축 전류로 성분 분해가 가능하기 때문에 위에서 제시한 d 축 및 q 축 모델에 각각의 전류를 대입하면 부하해석이 가능하다.

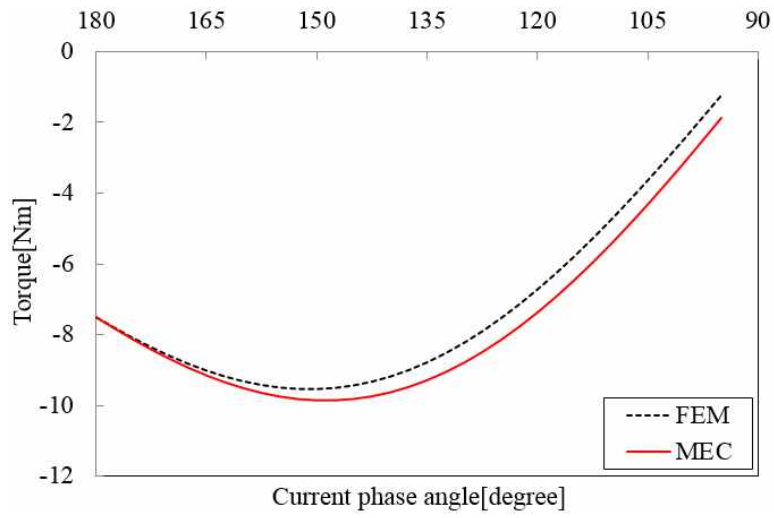


그림 2.28. 전류 위상각에 따른 평균 토크

Fig. 2.28. Average torque according to the current phase angle

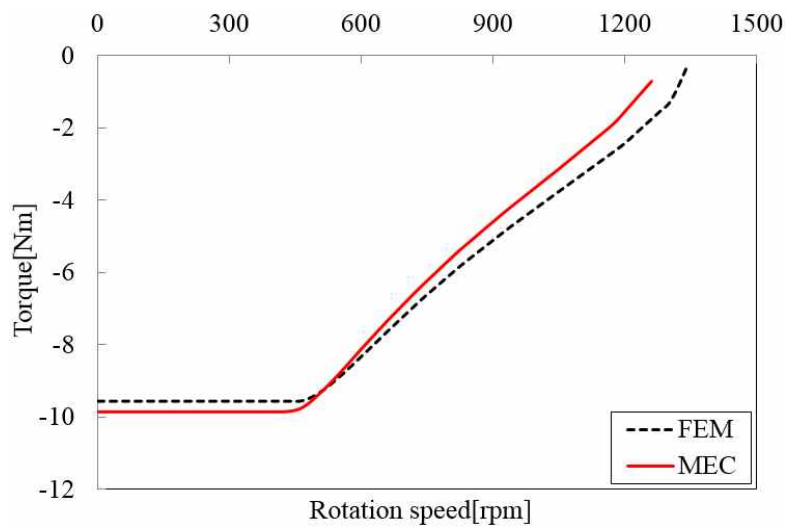


그림 2.29. 성능 곡선

Fig. 2.29. Characteristic curve

그림 2.28과 2.29는 각각 전류 위상각에 따른 평균 토크와 성능 곡선을 나타낸다. 두 결과 모두 MEC 방법으로 계산한 결과와 FEM으로 계산한 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있다.

2.3.4 부하 해석 결과의 활용

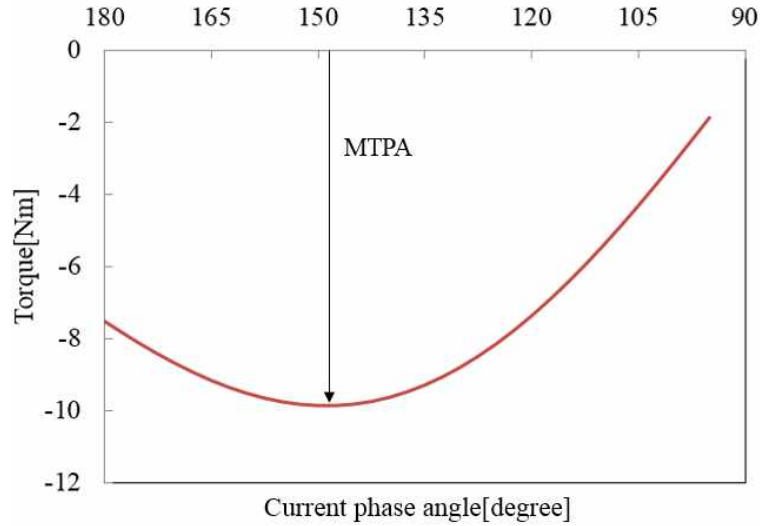
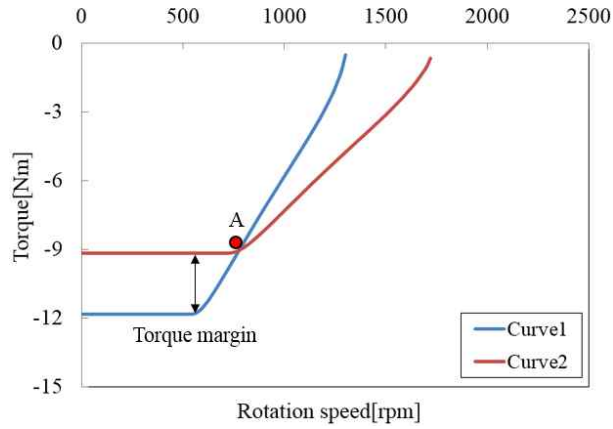


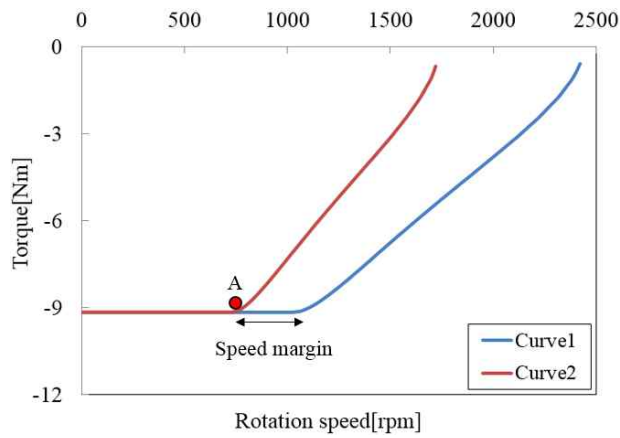
그림 2.30. MTPA 전류 위상각

Fig. 2.30. MTPA current phase angle

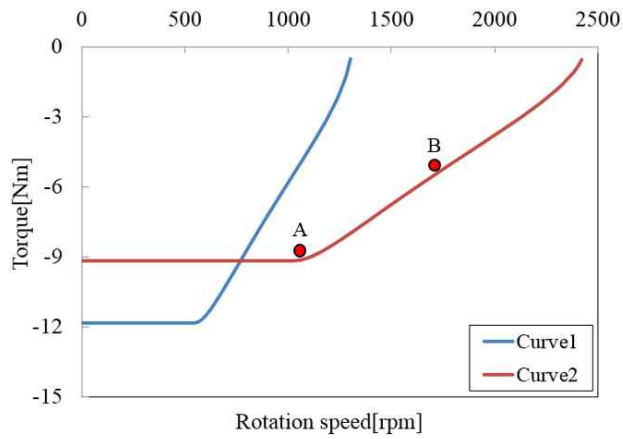
그림 2.30은 전류 위상각에 따른 평균 토크와 MTPA(maximum torque per ampere) 전류 위상각을 나타내고 있다. MTPA는 단위 전류 당 발생시킬 수 있는 최대의 토크를 의미하기 때문에 IPMSG의 설계는 MTPA 전류 위상각에서의 토크를 기준으로 설계하였을 때 가장 효율적이다[10], [69], [70]. 그런데 IPMSG는 자석 사잇각, m_θ , 자석 두께, m_{th} , 극당 자석 비율, α_p 등의 설계변수가 바뀌면 MTPA 전류 위상각도 달라진다. 이로 인해, 설계변수가 바뀔 때마다 MTPA 전류 위상각을 찾기 위해 전류 위상각을 바꿔가며 반복적인 해석을 수행해야한다[10]. 만일 초기 설계 단계에서부터 FEM을 사용하여 MTPA 전류 위상각을 찾아야 한다면 설계에 많은 시간과 노력이 필요할 것이다. 하지만, 본 연구에서 제안한 개별여자 공극자속밀도 합산 방법을 이용하는 경우에는 설계변수를 변경할 때마다 빠르게 MTPA 전류 위상각을 찾을 수 있기 때문에 초기 설계에 투자되는 시간과 노력을 크게 줄일 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 2.31. 설계변수 변경에 따른 성능 곡선

(a) 적층 길이, (b) 턴수, (c) 고정자와 회전자의 비율

Fig. 2.31. Characteristic curve according to the variation of design variables

(a) stack length, (b) number of turns, (c) stator and rotor ratio

IPMSG의 성능 곡선 도출방법은 전류 위상각을 바꿔가며 MTPA 전류 위상각을 찾고, 속도를 증가시키면서 단자전압과 전압제한을 비교하는 것이다. 만일 단자전압이 전압제한을 넘지 않으면 계속해서 속도를 증가시키고 단자전압이 전압제한을 넘어서면 전류 위상각을 증가시키는 것을 통해 영구자석이 발생시키는 자속을 약화시킨다. 영구자석이 발생시키는 자속이 약화되면 단자전압은 전압제한 아래로 떨어진다[19].

FEM을 이용하여 성능곡선을 도출하는 경우에는 전류 위상각을 증가시킬 때마다 해석이 필요하기 때문에 하나의 성능 곡선을 뽑을 때마다 여러 번의 FEM 해석이 필요하다. 이러한 이유로, 설계변수가 바뀔 때마다 성능 곡선을 뽑는 것은 많은 시간과 노력을 필요로 한다. 하지만, 본 연구에서 제안한 개별여자 공극자속밀도 합산 방법은 설계변수를 변경할 때마다 빠른 속도로 성능 곡선을 도출할 수 있기 때문에 초기 설계 단계에서 매우 유용하게 사용될 수 있다. IPMSG 설계에서 성능곡선 활용 방법은 다음과 같다.

IPMSG 설계에서, 효과적인 설계는 단지 성능 곡선이 요구 운전점을 포함하는 것 뿐만 아니라, 과설계가 되지 않도록 성능 곡선이 요구 운전점을 안전계수 정도의 적은 마진으로 만족시키는 설계를 의미한다.

IPMSG의 성능 곡선이 그림 2.31(a)의 Curve1이고, 요구 운전점이 A 포인트인 경우에는, 약 3[Nm]의 토크 여유가 존재한다. 이 경우에는 효과적인 설계를 위해 적층 길이를 감소시켜 Curve1을 Curve2로 변경시킬 수 있다. 식 (2.10)에서 확인할 수 있듯이, 토크는 쇄교자속에 비례하고 적층 길이가 길수록 쇄교자속이 커지기 때문에 적층길이를 변경하는 것으로 토크의 크기를 조절할 수 있다. 적층길이의 감소를 통해 회전자 및 고정자 철심, 권선, 영구자석의 사용량을 저감시킬 수 있다.

IPMSG의 성능 곡선이 그림 2.31(b)의 Curve1이고, 요구 운전점이 A 포인트인 경우에는, 약 400[rpm] 정도의 속도 여유가 존재한다. 이 경우에는 속도 여유를 이용하여 인가 전류의 크기를 줄일 수 있다.

$$T_{ave} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} N (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad (2.40)$$

식 (2.40)에서 토크에 대해 전류와 턴수, N 은 반비례 관계이므로, 동일한 토크를 발생시킨다고 가정하였을 때, 턴수를 증가시키면 전류의 크기를 줄일 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{terminal} &= \sqrt{(Ri_d - w\lambda_q)^2 + (Ri_q + w\lambda_d)^2} \\
 &= \sqrt{(Ri_d - wN\Phi_q)^2 + (Ri_q + wN\Phi_d)^2}
 \end{aligned}
 \tag{2.41}$$

위 식 (2.41)에서 고정자 권선의 저항, R 은 무시할 수 있을 만큼 작다. 따라서 턴수의 증가는 단자전압을 증가시킨다. 단자 전압이 증가하면 저속에서 전압 제한에 걸리게 되어 Curve1이 Curve2로 바뀌게 된다. 결과적으로 요구 조건을 만족시키는 가운데 턴수를 늘려 전류의 크기를 감소시켰다. 전류 크기가 작을수록 저가의 제어 소자를 사용하는 것이 가능하므로, 전류 크기의 감소를 통해 제어기 가격을 저감시킬 수 있다.

IPMSG의 성능 곡선이 그림 2.31(c)의 Curve1이고, 요구 운전점이 A, B 포인트인 경우에는 저속에서의 토크를 활용하여 고속에서 토크를 유지하는 설계를 수행해야한다. 제한된 공간 내에서 현재 고정자와 회전자의 비율이 토크가 최대가 되는 비율이라고 가정한다면, 고정자의 비율을 늘리고 회전자의 비율을 줄이는 것을 통해 Curve1을 Curve2로 변경시킬 수 있다.

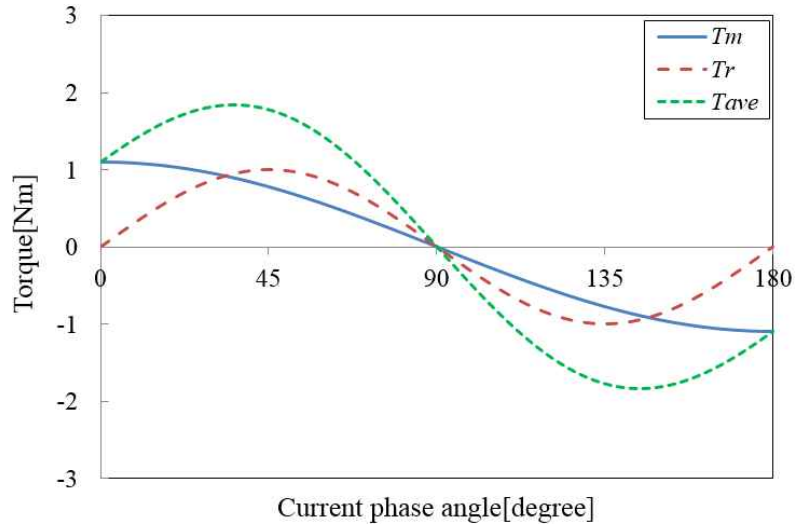


그림 2.32. 전류 위상각에 따른 토크 성분 비교

Fig. 2.32. Torque component comparison according to the current phase angle

$$T_{ave} = T_m + T_r = \frac{3}{2} \left(\frac{N_p}{2} \right) \{ \lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.42)$$

그림 2.32에서 T_m 은 자석 토크를 T_r 은 자기저항 토크를 나타내며, 식 (2.42)에서 λ_f 는 영구자석이 만들어내는 쇄교자속을, L_d 와 L_q 는 각각 d 축과 q 축 인덕턴스를 나타낸다. 그림 2.32에서 확인할 수 있듯이, 발전모드4)의 자석 토크는 전류의 위상각 180[degree]에서 절대값이 최대인 반면에 자기저항 토크는 135[degree]에서 절대값이 최대가 된다.

발전모드 동작시 고속에서 토크를 유지하기 위해서는 약자속 제어를 위해 전류 위상각 180[degree]부터 90[degree]로 감소시켜야 하기 때문에, 전류 위상각이 작은 경우에 최대가 되는 자기저항 토크 향이 클수록 고속에서 토크를 유지하기 쉽다. 자기저항 토크 향에는 두 개의 전류항 i_d , i_q 가 존재하므로 제한된 공간 내에서 회전자의 비중을 줄이고 고정자의 비중을 늘려 전류의 크기를 키우면 자기저항 토크 향을 키울 수 있고 결과적으로 고속에서 토크를 유지할 수 있게 된다.

4) 전류위상각 0-90도 : 전동모드(양의 토크), 90-180도 : 발전모드(음의 토크)

2.4 IPMSG 비선형 해석

2.4절에서는 역기전력의 THD 저감에 유리한 델타 타입 IPMSG의 MEC 해석 모델을 제안한다. 델타 타입 회전자의 경우에는 영구자석의 세기에 따라 회전자 표면의 포화영역이 달라지기 때문에 선형모델을 이용하는 경우에는 해석에 한계가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 포화영역이 세분화된 델타 타입 회전자의 MEC 모델을 제안하고 비선형 해석을 이용해 성능해석을 수행한다.

2.4.1 델타 타입 회전자의 특성

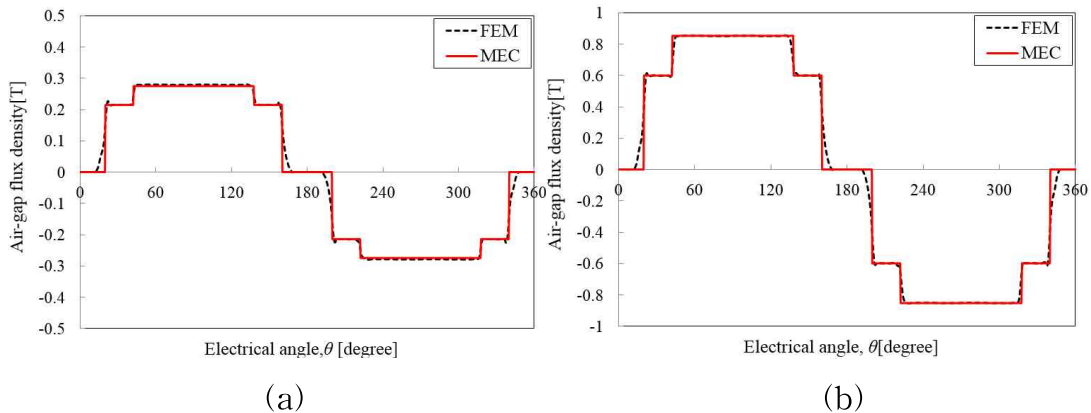


그림 2.33. MSML 타입 IPMSG의 공극자속밀도
(a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.33. Air-gap flux density of MSML type IPMSG

그림 2.33에서 확인할 수 있듯이 MSML 모델은 자석의 B_r 값이 $0.5[T]$ 에서 $1.3[T]$ 로 바뀌더라도 공극자속밀도 파형이 계단식으로 증감하는 형태를 유지하기 때문에 2.3절에서 제안한 선형 MEC 모델을 이용하여 B_r 값의 변화에 대응하여 정확한 해석결과를 도출할 수 있다.

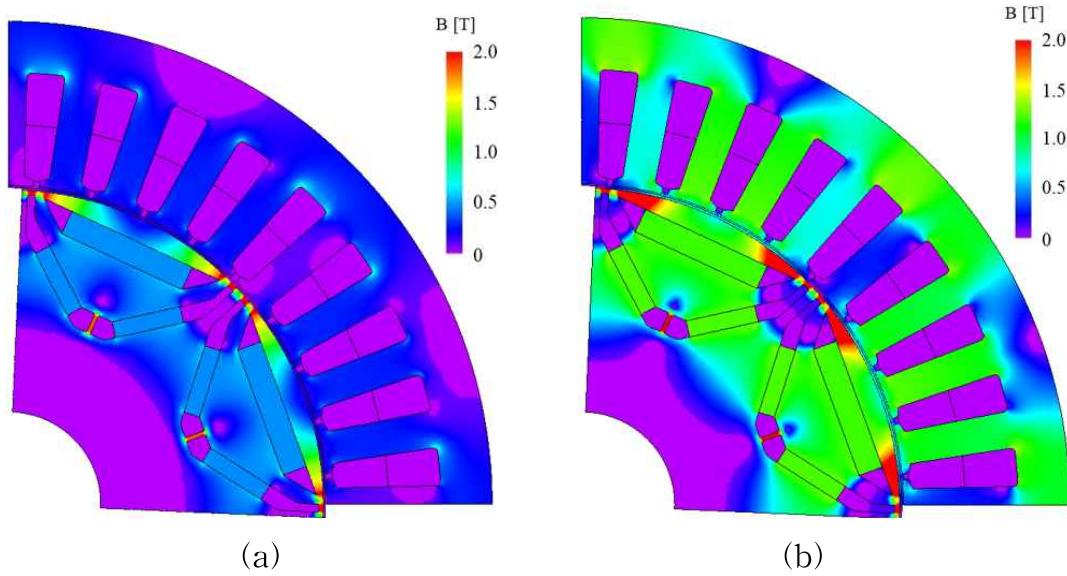


그림 2.34. 델타 타입 IPMSG의 자속밀도분포
 (a) $B_r : 0.5[\text{T}]$, (b) $B_r : 1.3[\text{T}]$

Fig. 2.34. Flux density distribution of delta type IPMSG

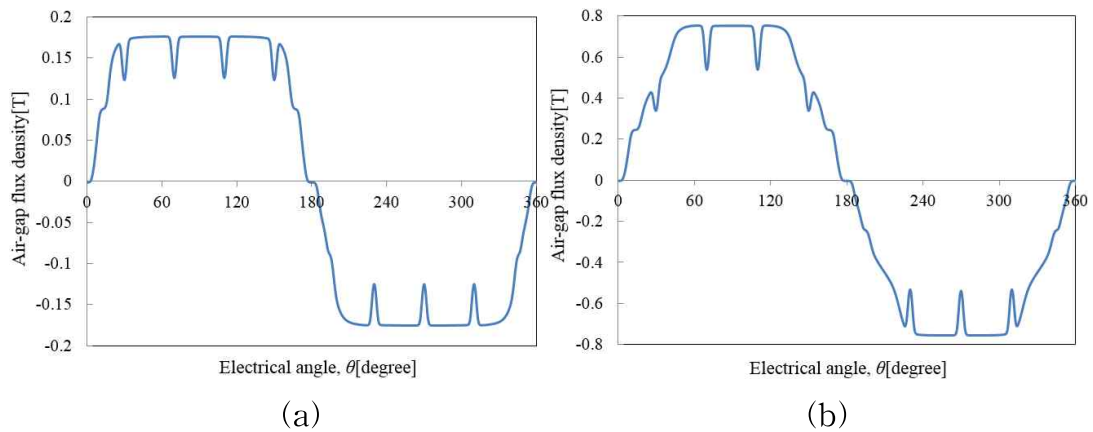


그림 2.35. 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도
 (a) $B_r : 0.5[\text{T}]$, (b) $B_r : 1.3[\text{T}]$

Fig. 2.35. Air-gap flux density of delta type IPMSG

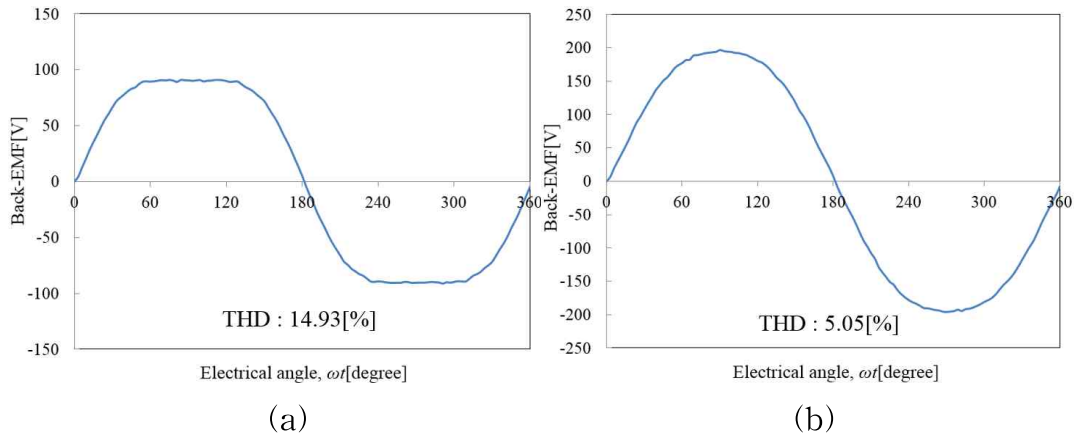


그림 2.36. 델타 타입 IPMSG의 역기전력
(a) $B_r : 0.5$ [T], (b) $B_r : 1.3$ [T]

Fig. 2.36. Back-EMF of delta type IPMSG

그림 2.34(a)와 (b)의 델타 타입 IPMSG의 회전자 표면을 살펴보면, 자석의 B_r 값이 1.3[T]일 때가 0.5[T]일 때보다 포화되는 영역이 넓게 형성된다는 것을 확인할 수 있다. 자속의 흐름은 자기저항이 최소가 되는 방향으로 형성되는데 철심이 포화가 되면 자기저항이 커지기 때문에 포화도가 낮은 부분으로 자속이 몰리게 된다. 이로 인해, 영구자석의 좌우로 포화도가 높게 형성되는 B_r 값이 1.3[T]인 모델은 자속이 포화도가 낮은 영구자석 중심 쪽으로 몰리면서 영구자석 중심 쪽의 공극자속밀도가 높게 형성된다. 결과적으로 B_r 값이 1.3[T]인 모델은 그림 2.35 (b)에서와 같이 정현파에 가까운 공극자속밀도 파형을 나타낸다.

정현적인 공극자속밀도가 정현적인 쇄교자속과 역기전력을 만들기 때문에 그림 2.36의 역기전력 결과에서 자석의 B_r 값이 1.3[T]인 모델이 0.5[T]인 모델에 비해 약 10[%] 정도 THD(total harmonic distortion)가 차이가 난다는 것을 확인할 수 있다.

2.4.2 델타 타입 IPMSG 모델링

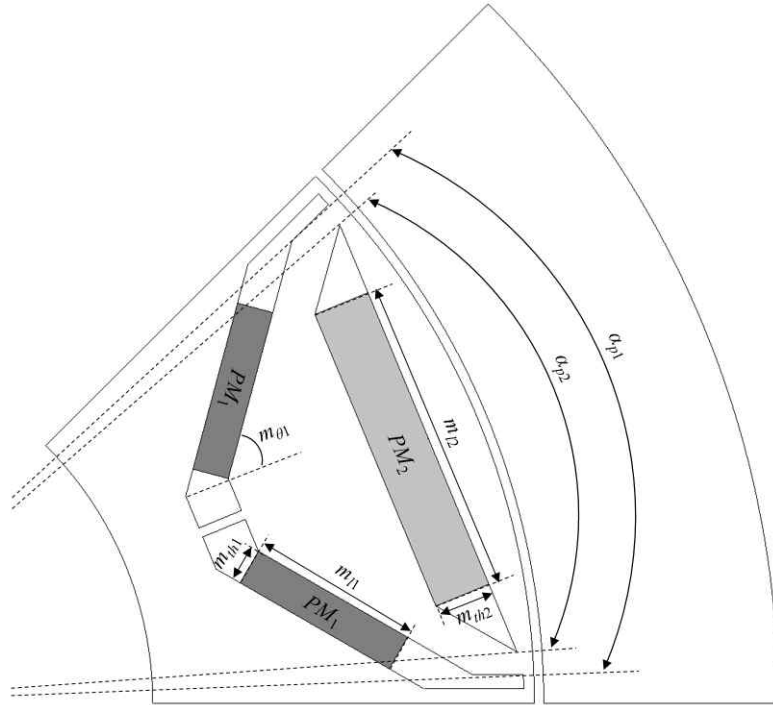


그림 2.37. 델타 타입 IPMSG의 구조

Fig. 2.37. Construction of delta type IPMSG

앞 절에서 확인하였듯이, 델타 타입 IPMSG는 설계자가 의도적으로 회전자 표면을 포화시키는 것을 통하여 역기전력의 THD를 저감시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다. 하지만, 회전자 표면에서 발생하는 포화 현상이 자석의 세기와 자로에 따라 달라지기 때문에 기존의 MEC 모델로는 이를 계산하는데 한계가 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여, 기존의 MEC 모델의 포화영역을 세분화하고 영구자석의 B-H커브를 이용하여 공극자속밀도를 해석하였다. 그림 2.37은 델타 타입 IPMSG의 구조와 설계변수를 나타내고 있다.

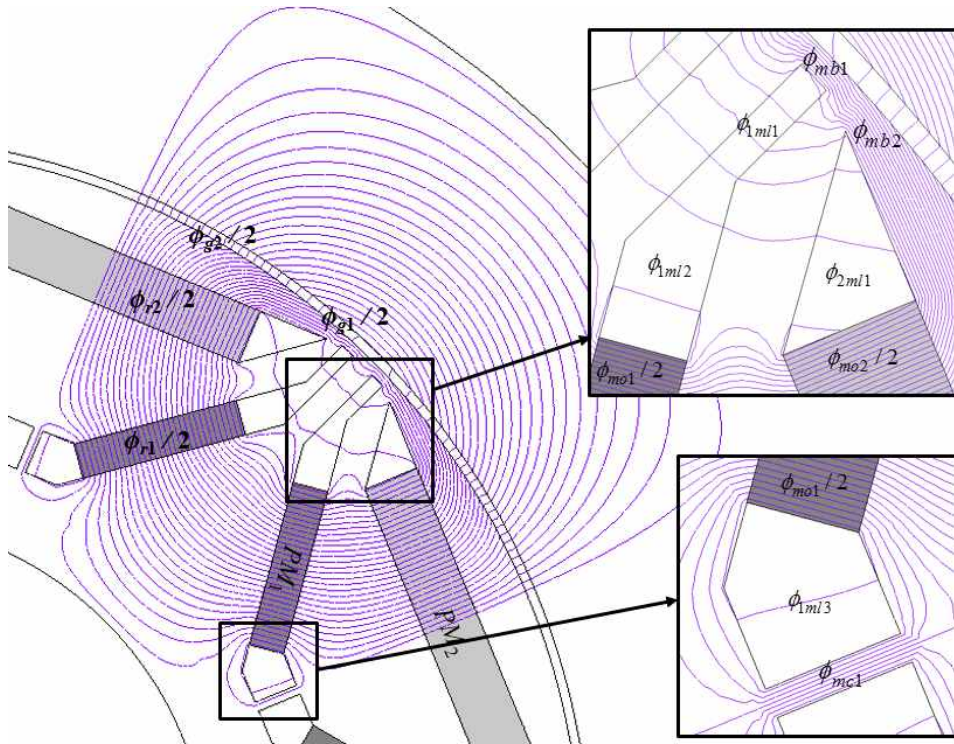


그림 2.38. 델타 타입 IPMSG의 자속 경로
 Fig. 2.38. Flux path of the delta type IPMSG

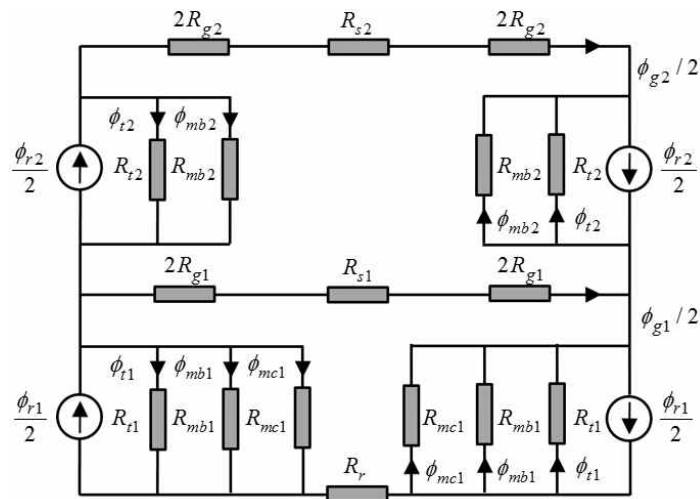


그림 2.39. 델타 타입 IPMSG의 MEC
 Fig. 2.39. MEC of the delta type IPMSG

그림 2.38은 델타 타입 IPMSG의 자속(Φ_{ri} : i 층 자석이 발생시키는 자속, Φ_{gi} : A_{gi} 를 통과하는 공극자속, Φ_{mi} : i 층 자석 자체 누설자속, Φ_{kmi} : k 번째 자석 단부 누설, Φ_{mbi} , Φ_{mci} : 브릿지와 센터포스트를 통과하는 누설자속) 경로를 나타낸다. 그림 2.38의 자속이 지나는 경로의 자기저항을 저항으로, 영구자석을 전류원으로 표현하면 그림 2.39의 MEC를 구성할 수 있다. 각각의 파라미터에 대한 계산 방법은 2.2.1절에서 설명한 방법과 같다. 각 층의 전체 누설자기저항 R_t 는 다음과 같다.

$$R_{t1} = 2R_{m01} // R_{1m11} // R_{1m12} // R_{1m13} \quad (2.43)$$

$$R_{t2} = 2R_{m02} // R_{2m11} \quad (2.44)$$

그림 2.39의 MEC에서 고정자 및 회전자의 자기저항은 공극이나 자석 단부의 누설자기저항에 비해 작기 때문에 생략할 수 있다. 그림 2.39에서 1층 자석의 브릿지와 센터포스트는 누설 자속을 최소화하기 위해 의도적으로 포화를 시키는 부분으로, 포화자속밀도 B_{sat} 를 2[T]로 적용하였다 [17], [56]. 1층과 2층 자속을 정리하면 다음과 같다.

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_{r1}}{2} - \Phi_{mb1} - \Phi_{mc1} \quad (2.45)$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_{r2}}{2} \quad (2.46)$$

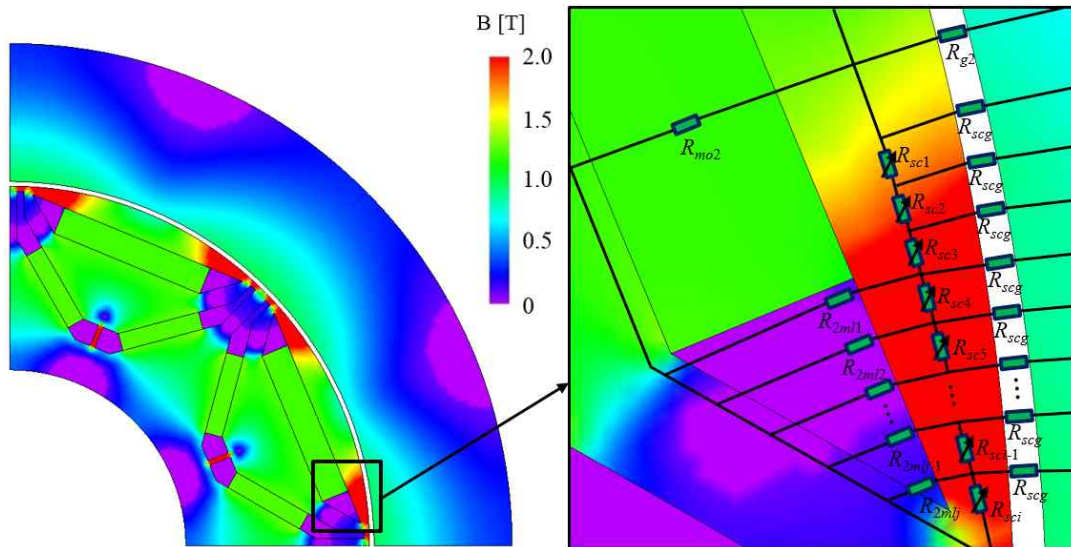


그림 2.40. 포화영역 세분화

Fig. 2.40. Segmentation of the saturation region

2층 자석의 브릿지 부분은 영구자석 중앙으로 갈수록 길이가 길어지기 때문에 2.4.1에서 설명한 것과 같이 자석의 B_r 값에 따라 포화영역이 달라진다. 자석의 B_r 값이 달라지더라도 델타 타입 IPMSG를 일반적으로 고려하기 위하여 그림 2.40에서와 같이 포화영역을 세분화하였다. 그림 2.40에서 화살표를 포함한 자기저항은 철심의 포화도에 따라 가변되는 가변 자기저항을 나타낸다. 구체적으로, 포화되는 철심 부분은 사용자가 지정한 i 개의 가변 자기저항으로 세분화되었고, 인접한 자석 단부의 자기저항은 j 개로 세분화되었다.

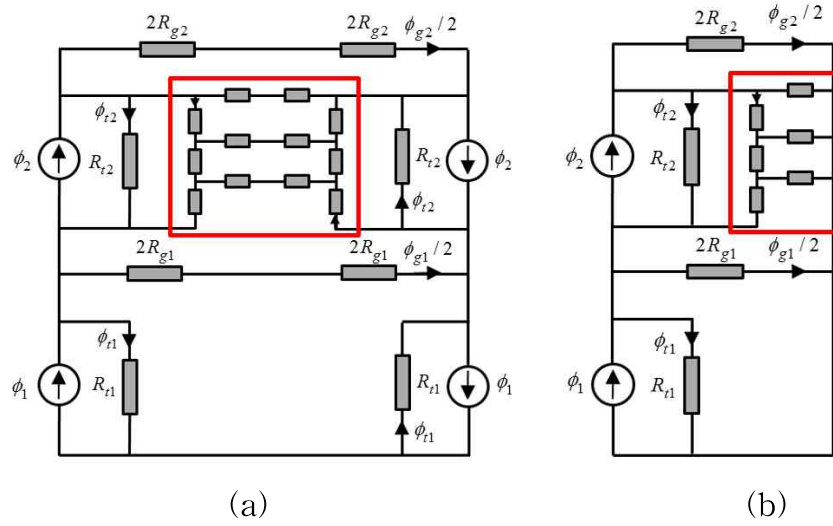


그림 2.41. (a) 포화영역이 세분화된 델타 타입 IPMSG의 MEC,
 (b) 대칭성을 이용해 간략화된 MEC

Fig. 2.41. (a) Delta type IPMSG with segmented saturation region
 (b) Simplified MEC by using symmetry

2.40의 MEC에 빨간색 박스로 표시한 세분화된 포화영역의 자기저항들을 표시하면 그림 2.41(a)의 포화영역이 세분화된 델타 타입 IPMSG의 MEC를 도출할 수 있다. 대칭성을 이용하면 2.12(a)를 2.41(b)의 MEC로 간략화할 수 있다.

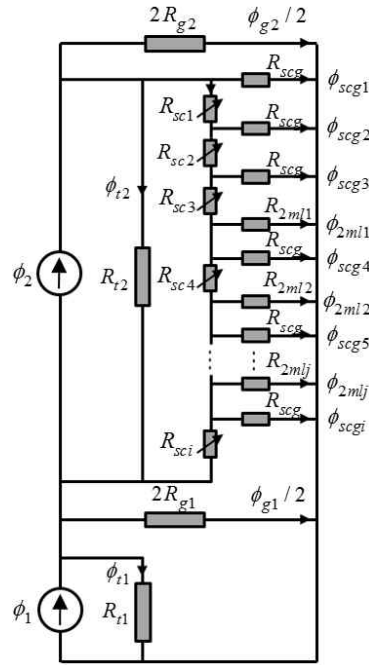


그림 2.42. 델타 타입 IPMSG의 비선형 MEC

Fig. 2.42. Non-linear MEC of delta type IPMSG

그림 2.41에서 빨간색 박스로 표시한 세분화된 포화영역을 자세히 나타내면 그림 2.42의 델타 타입 IPMSG의 비선형 MEC를 구성할 수 있다. 비선형 MEC에서 R_{sci} 는 i 번째 포화철심의 자기저항을, R_{scg} 는 포화철심에 인접한 공극자기저항을, R_{2mlj} 는 2층 자석 단부의 j 번째 자기저항을 나타낸다. 비선형 MEC를 해석하려면, 포화철심의 자기저항, R_{sc} 를 계산해야하고, 이를 위해서는 포화철심에서의 투자율을 계산해야한다.

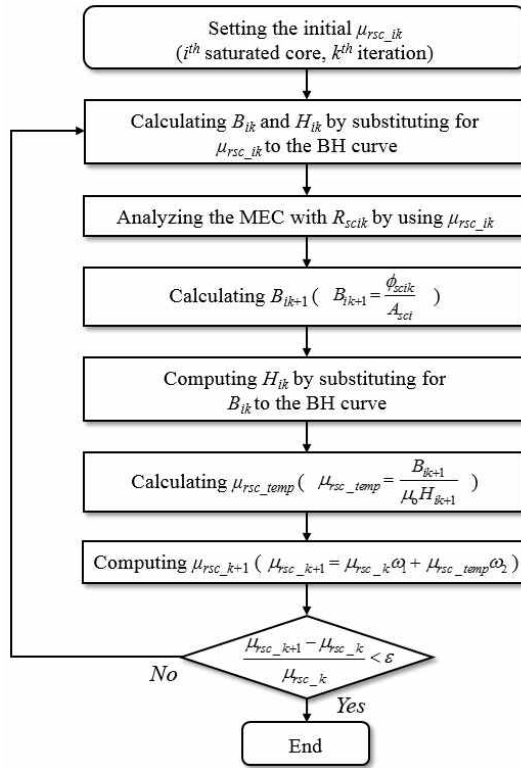


그림 2.43. 비선형 MEC 계산 순서도

Fig. 2.43. Flow chart for the non-linear MEC calculation

그림 2.43은 비선형 MEC 해석을 위한 반복 프로세스를 나타내고 있다. i 번째 포화철심의 k 번째 반복 시행의 투자율은 μ_{rsc_ik} 로 나타내고 초기 값은 4000으로 정했다.

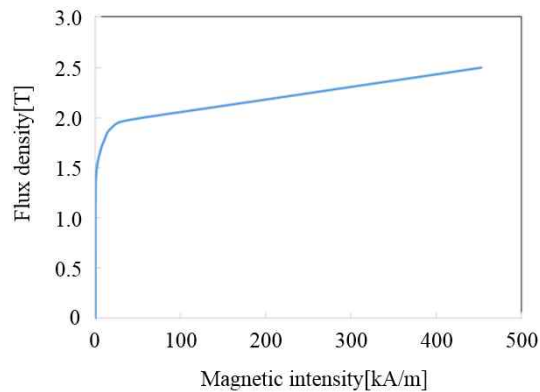


그림 2.44. 철심의 B-H 커브

Fig. 2.44. B-H curve of iron core

k 번째 반복 시행의 자속밀도, B_{ik} 와 자계강도 H_{ik} 는 그림 2.44의 B-H 커브에 μ_{rsc_ik} 를 대입하여 계산하였고, R_{scik} 는 μ_{rsc_ik} 를 이용해 계산하였다. 비선형 MEC에서 R_{scik} 가 결정되었기 때문에, 이제 회로 해석이 가능하다. 비선형 MEC 해석을 통해 계산된 포화철심의 자속, Φ_{scik} 를 이용하여 B_{ik+1} 과 H_{ik+1} 을 계산하고 이를 이용해 μ_{rsc_temp} 를 계산하였다. μ_{rsc_temp} 계산은 수식 (2.47)을 이용하였다.

$$\mu_{rsc_temp} = \frac{B_{ik+1}}{\mu_0 H_{ik+1}} \quad (2.47)$$

$$\mu_{rsc_k+1} = \mu_{rsc_k}\omega_1 + \mu_{rsc_temp}\omega_2 \quad (2.48)$$

B_{ik+1} 와 H_{ik+1} 을 이용하여 바로 μ_{rsc_k+1} 을 업데이트 하는 경우에는 수렴이 되지 않고 진동하는 문제가 발생할 수 있기 때문에 식 (2.48)의 가중선형 조합을 이용해 μ_{rsc_k+1} 을 계산하였다[71].

식 (2.48)에서 가중치 ω_1 , ω_2 의 비율은 수렴 속도와 수렴 안정성에 영향을 미친다. ω_1 의 비중을 키우면 기존값을 유지하려는 경향이 강하기 때문에 수렴 속도는 늦지만 진동으로 인한 문제가 발생하지 않는다. 반대로 ω_2 의 비중을 키우면 업데이트한 결과가 많이 반영되기 때문에 수렴이 되는 한도 내에서 수렴 속도는 빨라지지만 진동으로 인한 문제가 발생할 수 있다.

ω_1 , ω_2 의 비율이 수렴 속도와 수렴 안정성에 미치는 영향은 해석 모델에 따라 다르다. 구체적으로 해석 모델의 타입, 자로의 형상, 자석의 세기 등에 따라 수렴이 되는 ω_1 , ω_2 의 비율이 다르다. 그림 2.40의 델타 타입 IPMSG는 ω_1 이 0.78보다 큰 경우에 안정적으로 수렴하였다. ω_1 이 0.9인 경우에도 수렴에 걸리는 시간은 수초 이내로 해석 시간이 길지 않았다. 본 연구에서는 형상 변경에 따른 수렴 안정성을 고려하여 ω_1 , ω_2 의 비율을 각각 0.9, 0.1로 결정하였다.

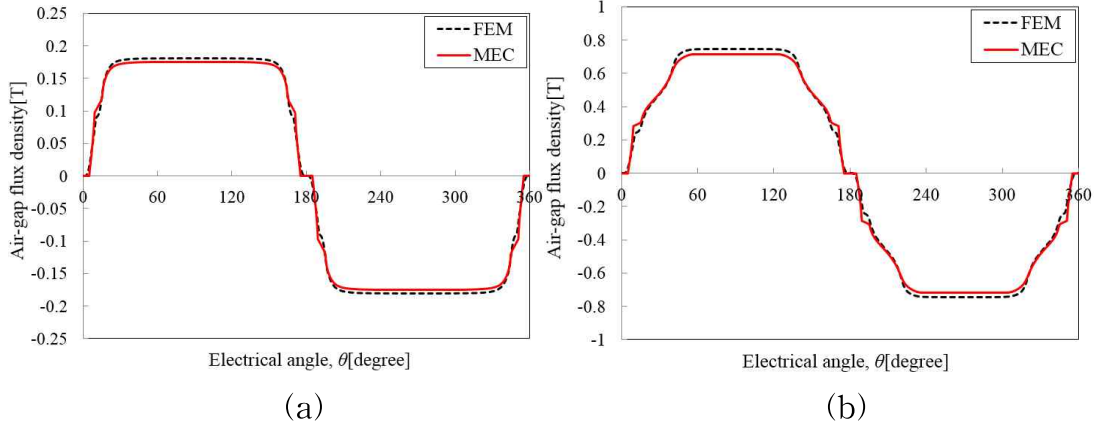


그림 2.45. 슬롯리스 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도
 (a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.45. Air-gap flux density of slotless delta type IPMSG

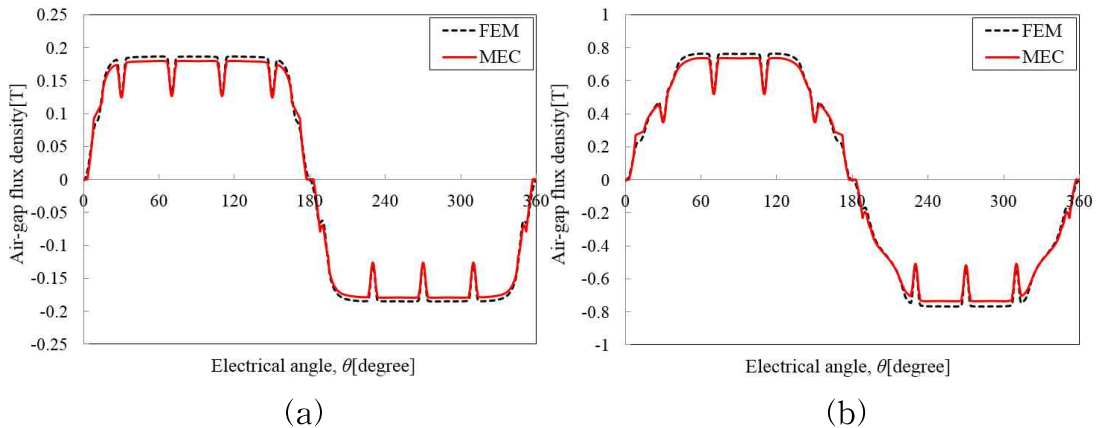


그림 2.46. 슬롯을 고려한 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도
 (a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.46. Air-gap flux density of slotted delta type IPMSG

그림 2.45은 제안한 비선형 MEC를 이용하여 계산한 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도를 나타낸다. 그림 2.46은 슬롯을 고려한 델타 타입 IPMSG의 공극자속밀도 결과로 슬롯에 대한 고려는 부록 A에서 설명한 등각사상을 이용하였다. 자석의 B_r 이 0.5[T]와 1.3[T]일 때 모두, FEM과 MEC를 이용해 계산한 결과가 잘 맞는다는 것을 그림 2.45와 2.46을 통해 확인 할 수 있었다.

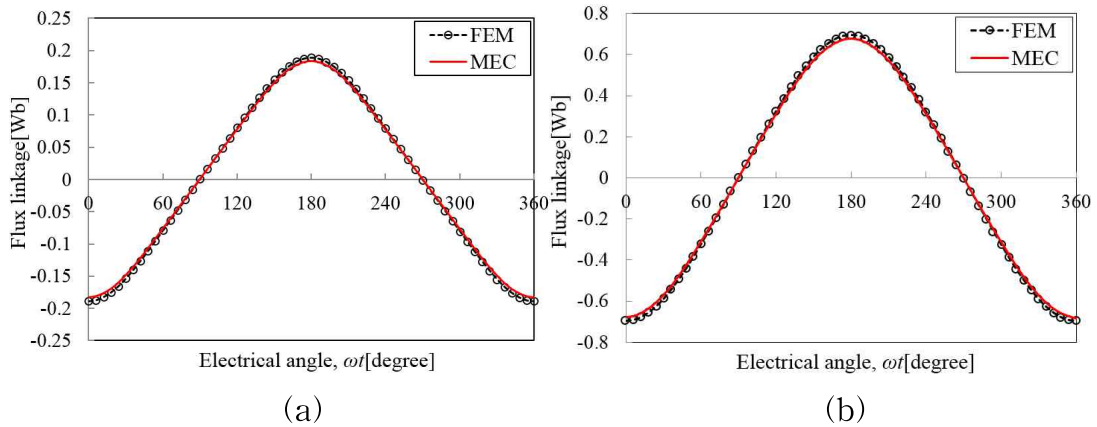


그림 2.47. 델타 타입 IPMSG의 쇄교자속

(a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.47. Flux linkage of delta type IPMSG

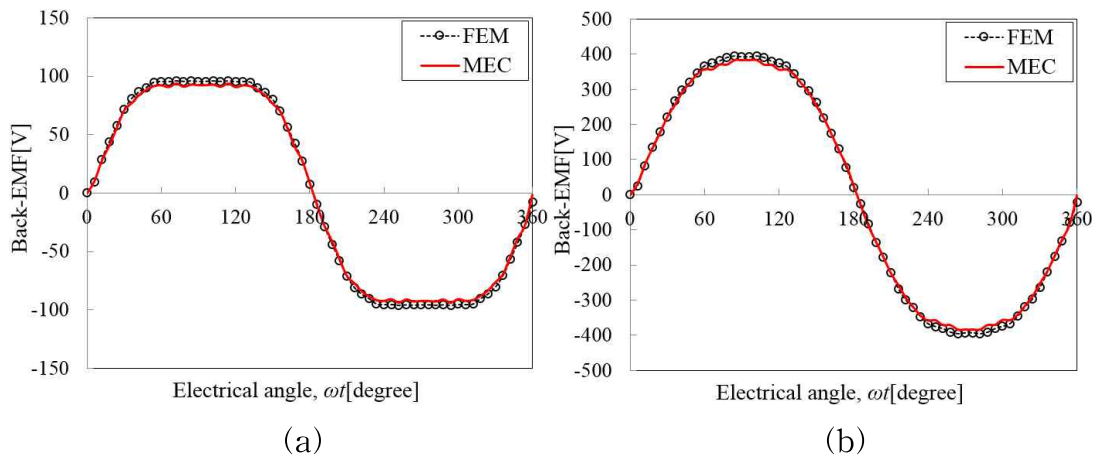


그림 2.48. 델타 타입 IPMSG의 역기전력

(a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.48. Back-EMF of delta type IPMSG

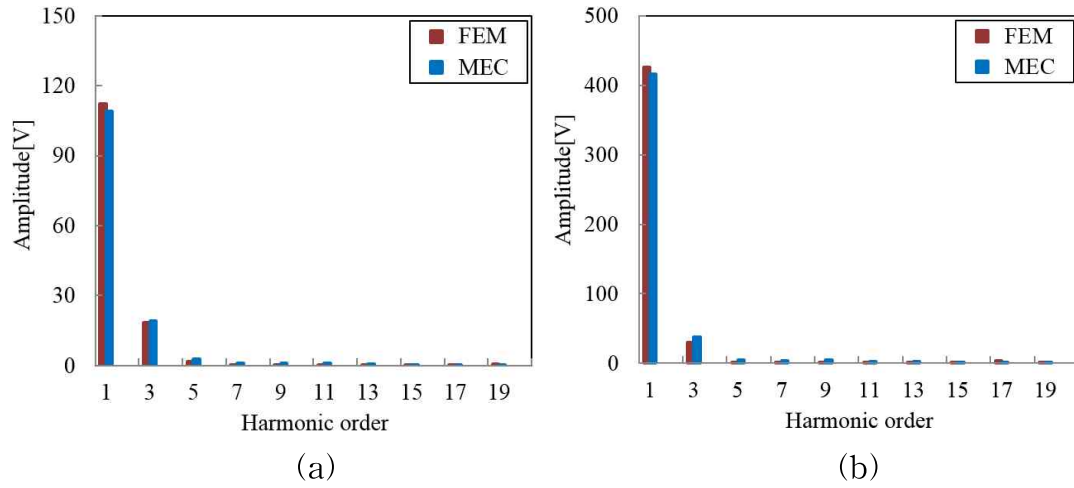


그림 2.49. 델타 타입 IPMSG의 역기전력 고조파
 (a) $B_r : 0.5[T]$, (b) $B_r : 1.3[T]$

Fig. 2.49. Back-EMF harmonics of delta type IPMSG

그림 2.47은 델타 타입 IPMSG의 쇄교자속 결과로 식 (2.32)를 이용하여 계산하였고, 그림 2.49는 델타 타입 IPMSG의 역기전력 결과로 (2.33)을 이용하여 계산하였다. 그림 2.47-2.49를 통해, 제안한 비선형 MEC 방법을 이용하는 경우에, 자석의 B_r 값과 상관없이 쇄교자속과 역기전력 결과를 잘 도출할 수 있다는 것을 확인하였다.

제 3 장 다중 목적함수 최적화 알고리즘

대부분의 전기기기 최적 설계에서는 기기의 성능, 가격, 사이즈 등 다양한 요구 조건들을 동시에 달성해야 한다[44]-[46]. 이렇게 여러 요구 조건들을 동시에 달성시켜야하는 최적화 문제를 다중 목적함수 최적화 문제라고 한다[47]-[49]. 이러한 문제를 해결하는 알고리즘을 다중 목적함수 최적화 알고리즘 이라고 하는데, 기존의 다중 목적함수 최적화 알고리즘은 설계변수와 목적함수가 많아질수록 많은 함수 호출 횟수를 요구하였다[50]-[53].

FEM과 최적화 알고리즘을 연동하여 설계를 하는 경우에는 함수 호출이 FEM 해석을 의미하기 때문에 함수호출 횟수가 증가하는 경우에는 과도한 해석 시간이 요구된다[21]-[25].

본 논문에서는 함수 호출 횟수를 저감하기 위하여, 대리모델을 이용한 다중목적함수 최적화(surrogate assisted multi-objective optimization : SAMOO) 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 대리모델을 이용하여 빠르고 정확하고 균일하게 Pareto front set을 도출할 수 있도록 구성되었고 기존 알고리즘과의 비교를 통해 성능이 검증되었다.

3.1 기존의 다중 목적함수 최적화 알고리즘

3.1.1 NSGA-II(non-dominated sorting genetic algorithm-II)

NSGA-II는 다윈이 주장한 자연 진화의 법칙인 적자생존의 원리를 토대로 정립된 유전 알고리즘에 다중 목적함수 문제를 풀기위해 비지배 분류법과 집단 거리 개념을 접목한 최적화 기법이다[72]-[74].

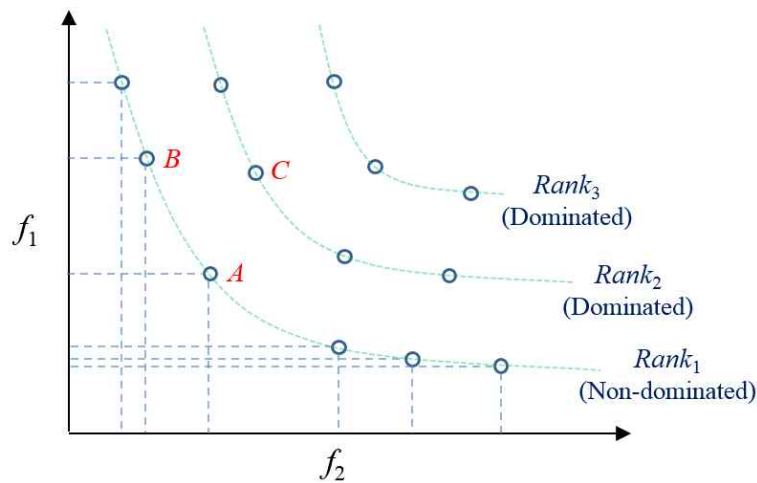


그림 3.1. 비지배 분류법의 개념

Fig. 3.1. Concept of non-dominated sorting

그림 3.1은 목적함수 f_1 , f_2 를 최소화하는 문제에서 비지배 분류법의 개념을 설명하고 있다. 솔루션 A와 솔루션 C를 비교해보면, 솔루션 A가 f_1 , f_2 를 기준으로 하였을 때 모두 우수한 값을 가진다. 이때 솔루션 C는 솔루션 A에 지배(dominated)된다고 한다. 반면에 솔루션 A와 솔루션 B를 비교하는 경우에는 f_1 을 기준으로 하였을 때는 솔루션 A가 우수하고 f_2 를 기준으로 하였을 때는 솔루션 B가 우수하다. 이렇게 서로 우위를 가릴 수 없는 경우를 비지배(non-dominated) 관계라 하고 이러한 해들을 비지배해라고 하며 비지배해들의 집합을 Pareto front set이라 한다

[10], [50], [73].

NSGA-II에서는 비지배해들로 구성되어있는 $Rank_1$ 의 솔루션들에게 지배해들로 구성되어있는 $Rank_2, Rank_3$ 의 솔루션들보다 높은 적합도(fitness)를 부여함으로써 이와 유사한 형질을 가진 개체(individual)가 다음 세대(generation)에서 생존할 확률을 크게 한다[72].

추가적으로 집단 거리(crowding distance) 개념을 적용하여 동일한 $Rank$ 의 솔루션이 주변에 없는 솔루션에게 높은 적합도를 부여했다. 그림 3.1의 $Rank_1$ 에서는 솔루션 A가 솔루션 B보다 동일 $Rank$ 의 솔루션들이 멀리 위치해 있기 때문에 솔루션 A가 높은 적합도를 가지게 된다. 주변에 솔루션이 없을수록, 즉 집단 거리가 클수록 높은 적합도가 부여되기 때문에 집단 거리 개념을 적용하면 Pareto front set은 균일해진다.

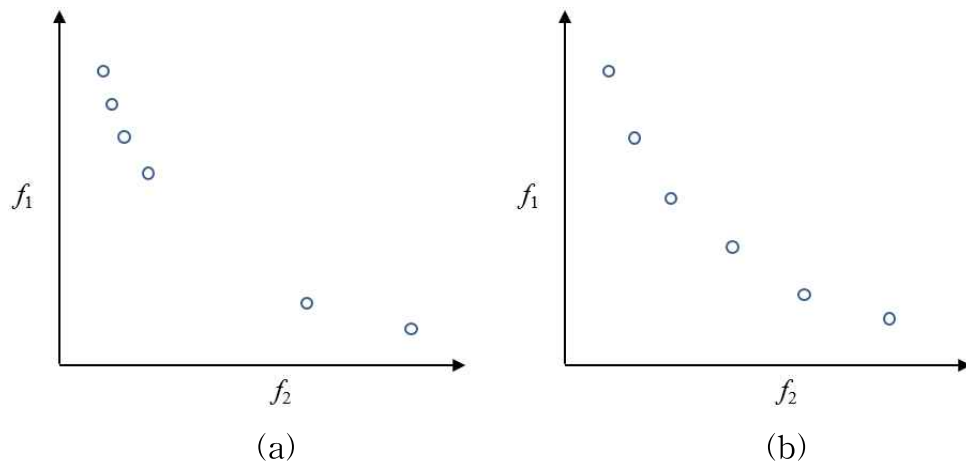


그림 3.2. (a) 불균일하게 분포된 Pareto front set

(b) 균일하게 분포된 Pareto front set

Fig. 3.2. (a) Ununiform Pareto front set

(b) Well-distributed Pareto front set

그림 3.2(a)와 (b)는 각각 불균일하게 분포된 Pareto front set과 균일하게 분포된 Pareto front set을 나타낸다. 사용자 입자에서는 균일하게 분포된 Pareto front set일수록 넓은 영역에서 서로 다른 목적함수 조합을 선택할 수 있기 때문에 그림 3.2(b)와 같은 결과를 얻는 것이 유리하다.

NSGA-II에서 최적해를 탐색하는 과정을 요약하면 다음과 같다. 전체 인구수(population)가 N 일 때 t 번째 세대의 부모 P_t 와 자식 Q_t 를 합하여 $2N$ 개의 전체 집단 R_t 를 만든다. R_t 에 비지배 분류법과 집단 거리 개념을 적용하여 상위 $Rank$ 일수록, 주변에 솔루션이 없을수록 높은 적합도를 부여한다. R_t 중에서 N 개의 개체만이 생존하여 새로운 부모 P_{t+1} 이 된다.

NSGA-II는 Pareto front set을 균일하고 정확하게 구성할 수 있는 프로세스를 가지고 있지만 모든 개체에 대한 적합도를 구해야하기 때문에 많은 함수 호출이 필요하다는 문제가 있다[10], [50].

3.1.2 MOPSO(multi-objective particle swarm optimization)

MOPSO는 벌과 같이 군집생활을 하는 무리들이 먹이를 탐색하는 과정을 모사한 최적화 기법인 PSO에 다중 목적함수를 고려하기 위한 프로세스를 추가한 알고리즘이다[75]-[77]. PSO 알고리즘에서 각각의 개체가 진행하는 방향은 현재 위치에서의 진행방향과 각 개체가 발견한 위치 중에서 가장 좋았던, $pbest$ 의 방향 그리고 전체 무리가 발견한 위치 중에서 가장 좋았던, $gbest$ 의 방향을 합산하여 결정된다. 결국 각각의 개체들은 $pbest$ 와 $gbest$ 쪽을 향해서 이동하게 되는 구조이다.

MOPSO에서도 각각의 개체들은 우수한 목적함수 값을 가지는 $pbest$ 와 $gbest$ 를 향해 이동한다. MOPSO에서는 $pbest$ 를 계산할 때, 여러 목적함수를 균등하게 고려할 수 있도록 목적함수들을 스케일링하여 합산하는 방식으로 계산하였다. 또한 NSGA-II에서와 마찬가지로 분리거리가 큰 개체가 $gbest$ 가 되도록 알고리즘을 구성하였고 설익은 수렴을 막기 위해 변이 과정을 최적화 프로세스에 포함시켰다.

결국 NSGA-II와 마찬가지로 MOPSO 역시 균일하고 정확한 Pareto front set을 구성하도록 알고리즘이 구성되었으나 많은 함수 호출이 필요하다는 문제가 있다[10], [50].

3.2 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘

3.2.1 SAMOO 알고리즘의 구현 순서

NSGA-II나 MOPSO와 같이 생태계를 모방하여 만든 최적화 알고리즘은 구현이 간단하고, 여러 가지 응용분야에 유연하게 적용할 수 있기 때문에 그동안 여러 분야에서 널리 사용되었다. 하지만, 기존 알고리즘들은 설계변수와 목적함수가 많아질수록 많은 함수 호출 횟수를 필요로 한다는 단점이 있다[22], [50].

이러한 문제를 해결하기 위해, 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘(SAMOO)을 제안하였다. 제안한 알고리즘에서는 대리모델의 정보를 이용하여 직관적으로 Pareto front set의 빈 공간을 공략함으로써 해석 시간을 단축시키고, 솔루션이 균일하게 분포된 Pareto front set을 구성하였다. SAMOO의 상세한 구현 과정은 다음과 같다.

Step 1. 초기화

최적화 하고자하는 설계변수의 최대 및 최소 영역 범위 및 초기 샘플 개수, 종료 조건 등의 설계 파라미터를 지정한다.

Step 2. 분할된 공간에 초기 샘플 생성

효과적인 초기 샘플 생성을 위해서는 균일하면서도 randomness를 유지할 수 있어야 한다. 이를 위해, 문제 공간을 사용자가 지정한 n 개의 소구역으로 나누고 각각의 구역에서 임의로 초기 샘플을 생성한다. 이러한 균일한 초기 샘플 생성은 다음 단계에서 대리모델을 구성할 때에 대리모델이 전체적으로 고른 정확도를 가질 수 있도록 한다.

Step 3. 대리모델 생성

본 단계에서는 이전 단계에서 구한 샘플들의 정보를 이용하여 대리모델을 생성한다. 본 논문에서는 복잡하고 비선형적인 함수를 근사화하는데 효과적이라고 알려진 Kriging method를 이용하였다[22], [78], [79].

Step 4. Pareto front set 갱신

이전 단계에서 얻어낸 샘플들을 비지배 분류법을 이용하여, 비지배해들로 구성된 Pareto front set을 구성 또는 갱신한다. 비지배 분류법은 3.2.1절에서 설명하였다.

Step 5. D_{\max} region에서 유력 솔루션 탐색

솔루션이 균일하게 분포된 Pareto front set을 구성하기 위해서는 Pareto front set의 빈 곳에 새로운 솔루션을 추가해야한다. NSGA-II와 MOPSO에서도 솔루션이 균일하게 분포된 Pareto front set을 구성하기 위해 집단 거리가 큰 솔루션에게 높은 적합도를 부여하거나 g_{best} 로 선정하여 다음 세대에서 개체들이 Pareto front set의 빈 곳에 생성되도록 유도하였다.

기존 알고리즘에서 Pareto front set의 빈 공간을 탐색할 때 목적함수 영역에서 빈 곳에 솔루션을 바로 생성시키지 못하고 빈 곳과 가장 가까이 있는 솔루션에게 높은 적합도를 주는 이유는 문제영역에 대한 정보가 없기 때문에 어떤 설계변수 조합이 빈 곳에 해당하는 목적함수를 가지는지 알 수 없어서이다. 다시 말해, 어떤 설계변수가 빈 곳에 해당하는 목적함수를 가지는지 모르기 때문에, 간접적으로 빈 곳과 가장 가까이 있는 솔루션 쪽으로 개체들을 유도하여 유도된 개체들이 빈 곳을 채우게 하는 것이다.

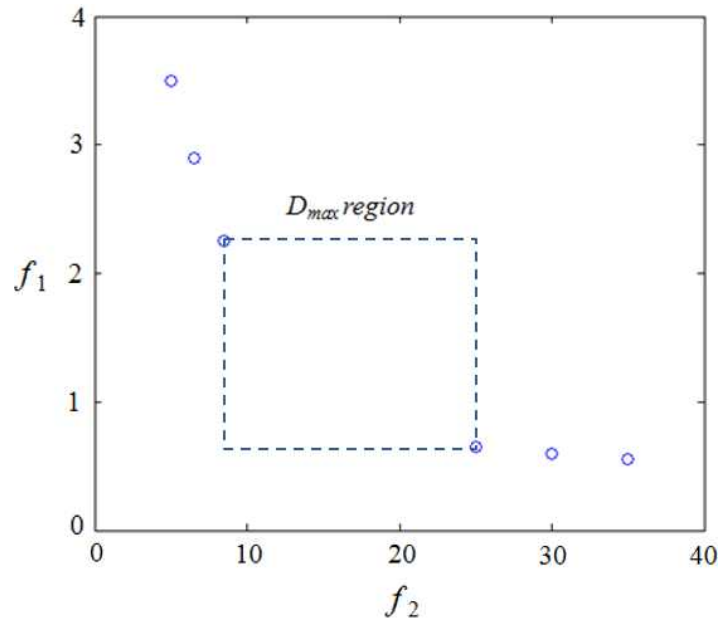


그림 3.3. D_{\max} region의 정의
 Fig. 3.3. Definition of D_{\max} region

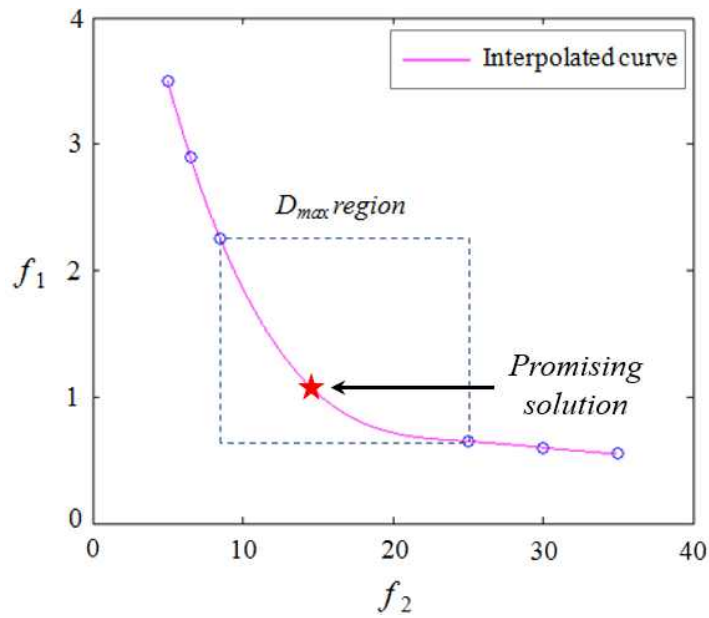


그림 3.4. 보간을 이용한 Pareto front set 예측
 Fig. 3.4. Pareto front set prediction by using interpolation

SAMOO 알고리즘에서는 대리모델을 이용하여 Pareto front set의 빈 곳에 솔루션이 직접적으로 추가된다[10], [50]. 이를 위해 우선 빈 곳을 D_{max} region이라고 정의하였다. 그림 3.3에서 파란색 포인트들은 비지배 해들을 나타낸다. D_{max} 는 Pareto front set에서 비지배해들 사이의 거리 (Distance)를 계산하였을 때 가장 거리가 긴 영역으로 아래와 같이 계산한다.

$$D_{max} = \max_{1 \leq j < N_s - 1} \left(\sum_{i=1}^{N_{ob}} \left| \frac{f_{ij} - f_{i,j+1}}{\max(f_i) - \min(f_i)} \right| \right) \quad (3.1)$$

식 (3.1)에서 f_{ij} 는 i 번째 목적함수의 j 번째 비지배해를, N_s 는 비지배해의 개수를, N_{ob} 는 목적함수의 개수를 나타낸다. 각각의 목적함수는 스케일이 서로 다를 수 있기 때문에 목적함수 간의 거리를 계산할 때 목적함수의 범위(현재까지 계산된 목적함수의 최댓값과 최솟값의 차이)로 나누어 계산하는 일종의 정규화 과정을 통해 하나의 목적함수 값에 편향되는 결과가 나타나지 않도록 하였다.

그림 3.4는 Pareto front set의 빈 곳인 D_{max} region 안에서 비지배해의 위치를 결정하는 과정을 설명하고 있다. 간단한 방법으로는 D_{max} region의 정중앙에 새로운 비지배해를 생성시킬 수도 있을 것이다. 본 논문에서는, spline interpolation 모델을 이용하여 Pareto front set의 형태를 예측하고, 예측된 Pareto front set 위에 새로운 비지배해를 생성시켰다. 그림 3.4에서 *Promising solution*은 새로운 비지배해가 될 유력한 솔루션을 의미한다. 이것으로 목적함수 영역에서 새로운 비지배해의 위치가 지정되었다.

Step 6. *Promising solution*의 설계변수 역탐색

새로운 비지배해가 생성되기를 희망하는 *Promising solution*에 실제 솔루션을 생성하려면 *Promising solution*값을 가지는 설계변수를 탐색해야 한다.

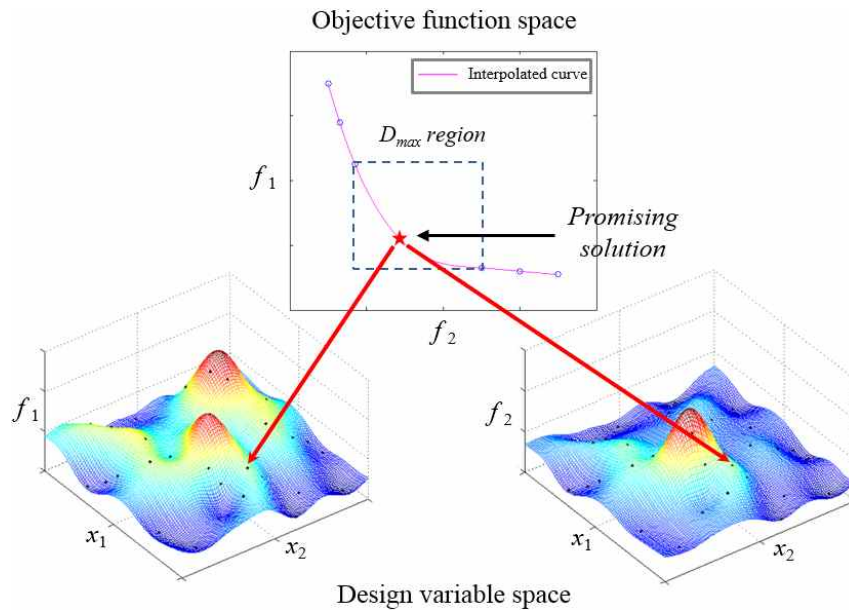


그림 3.5. 대리모델을 이용한 설계변수 역탐색

Fig. 3.5. Inverse searching design variables by using surrogate model

그림 3.5의 상단 그림은 Pareto front set이 있는 목적함수 영역을 나타내고 하단의 두 개의 그림은 각각 목적함수 f_1 과 f_2 의 설계변수 영역으로 대리모델을 이용하여 문제영역의 목적함수를 나타내었다. 설계변수 역탐색은 아래 수식을 이용하여 계산한다.

$$\varepsilon_{min} = \min_{i,j} \sum_{k=1}^{N_{ob}} |f_{k,pro} - f_k(x_1(i), x_2(j))| \quad (3.2)$$

위 수식에서 x_1, x_2 는 설계변수를 의미하고, i 와 j 는 각각 균일하게 나누어진 설계변수 값으로 $i \in \{1, 2, \dots, N_{x1}\}, j \in \{1, 2, \dots, N_{x2}\}$ 으로 나타낼 수

있고, N_{x_1} 과 N_{x_2} 는 각각 설계변수 x_1 , x_2 의 개수를 나타내고, f_{prok} 는 *Promising solution*의 k 번째 목적함수 값을 나타낸다. 식 (3.2)를 통해 *Promising solution*과 가장 가까운 값을 가지는 설계변수 조합을 탐색하고, 탐색된 설계변수 조합에서 함수 호출을 시행한다.

Step 7. Fill blank method

기존 다중 목적함수 최적화 알고리즘에서는 설익은 수렴을 막기 위해서 변이 연산을 시행하였다. 변이 연산을 시행하는 이유는 문제영역 내에서 탐색하지 않은 부분을 탐색하고자하는 것인데 기존 변이 연산은 문제영역 전체에서 임의로 새로운 개체가 생성될 수 있기 때문에 이미 탐색된 부분에 중복탐색이 될 수 있어 비효율적이다[10].

이러한 문제를 해결하기 위해서, 제안한 SAMOO 알고리즘은 참고 문헌 [10], [80]의 fill blank method를 적용하여 해의 다양성을 높였다.

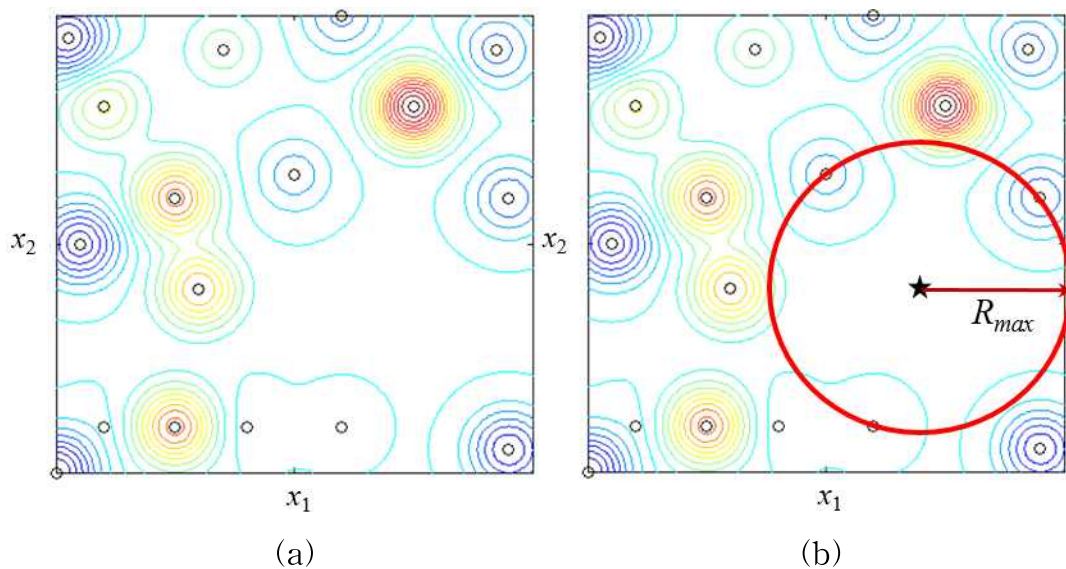


그림 3.6. (a) 설계변수 영역, (b) 빈 곳 채우기

Fig. 3.6. (a) Design variable region, (b) filling the blank

그림 3.6(a)의 설계변수 영역을 보면 샘플들이 불규칙하게 놓여있는 것을 확인할 수 있다. 설익은 수렴을 막기 위해 새로운 샘플이 설계변수 영역에 추가되어야 한다면 가장 샘플이 없는 오른쪽 하단 부분에 샘플이 생성되어야 할 것이다.

먼저 문제영역을 사용자가 지정한 N_{x_1} , N_{x_2} 개로 균일하게 나눈다. 만일 N_{x_1} , N_{x_2} 을 각각 100으로 정한다면 총 10000개의 좌표가 생성되는 것이고 이들 중 하나의 좌표에 새로운 샘플을 추가하게 된다.

$$R_{max} = \max_{i,j} \left\{ \min_k \sqrt{(x_1(i) - sample_{k,x_1})^2 + (x_2(j) - sample_{k,x_2})^2} \right\} \quad (3.3)$$

위 수식에서 x_1 , x_2 는 설계변수를 나타내고, $i \in \{1, 2, \dots, N_{x_1}\}$, $j \in \{1, 2, \dots, N_{x_2}\}$ 는 사용자가 분할한 좌표를, $sample_{k,x_1}$ 은 $k \in (1, 2, \dots, N_{sample})$ 번째 샘플 x_1 의 좌표값을, N_{sample} 은 샘플의 개수를 나타낸다. 식 (3.3)의 중괄호 안쪽부터 살펴보면 분할된 좌표에서 각각의 샘플과의 거리를 계산하여 가장 가까운 위치의 샘플을 찾아낸다. 다시말해, 분할된 좌표에서 샘플까지의 거리를 반지름으로하는 원을 그렸을 때 가장 작은 원을 의미한다. 식 (3.3)의 중괄호 밖은 좌표를 옮겨가며 각각의 좌표에서 그린 원들 중에서 가장 큰 원을 탐색하는 과정을 나타내고 있다. 이때 가장 큰 원의 반지름을 R_{max} 로 정했다.

그림 3.6(b)는 fill blank 기법을 이용하여 문제영역에 새로운 샘플을 추가한 것을 나타낸다.

Step 8. 수렴성 체크

SAMOO 알고리즘은 문제영역에 충분한 샘플이 추가되어 대리모델의 정확도가 거의 개선되지 않는 상태가 되거나 사용자가 지정한 임의의 함수 호출 횟수 이상이 되면 수렴한다. 대리모델의 정확도 체크는 아래 수식을 이용한다.

$$\sum_{k=1}^{N_{ob}} \text{MAX}(|f'_{kn} - f'_{k(n-1)}|) < \epsilon \quad (3.3)$$

위 수식에서 f'_{kn} , $f'_{k(n-1)}$ 은 각각 n 번과 $n-1$ 번 반복 수행한 k 번째 대리 모델의 목적함수 값을 나타낸다. 만일 사용자가 지정한 기준 값인 ϵ 보다 대리모델의 변동이 작으면 수렴하게 되고, 수렴 조건을 만족하지 못하면 Step 3으로 돌아간다. 그림 3.7은 SAMOO 알고리즘의 순서도를 나타낸다.

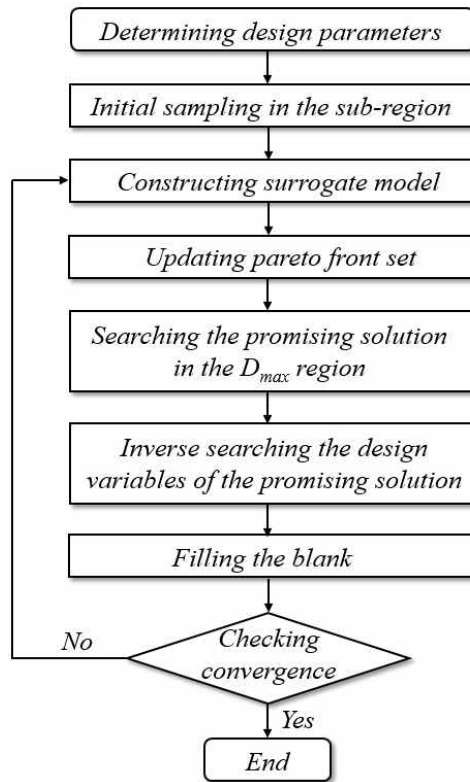


그림 3.7. SAMOO 알고리즘의 순서도

Fig. 3.7. Flow chart of SAMOO algorithm

3.2.2 SAMOO 알고리즘의 목적함수 확장

전기기기 설계에서 여러 개의 목적함수를 고려하기 위해서는 다양한 목적함수를 고려할 수 있는 알고리즘을 적용해야한다. 본 절에서는 다양한 목적함수를 고려해야하는 문제에 SAMOO 알고리즘을 적용시키기 위해, SAMOO 알고리즘이 고려할 수 있는 목적함수를 확장하였다.

SAMOO 알고리즘의 가장 핵심적인 기능은 Pareto front set의 빈 곳에 솔루션을 도출하는 것이다. 이를 위해, Pareto front set의 빈 곳을 정의하여 *Promising solution*의 위치를 지정하고 설계변수를 역탐색하여 새로운 솔루션을 빈 곳에 추가한다. 목적함수가 3개인 경우에도 동일한 프로세스를 적용하였다.

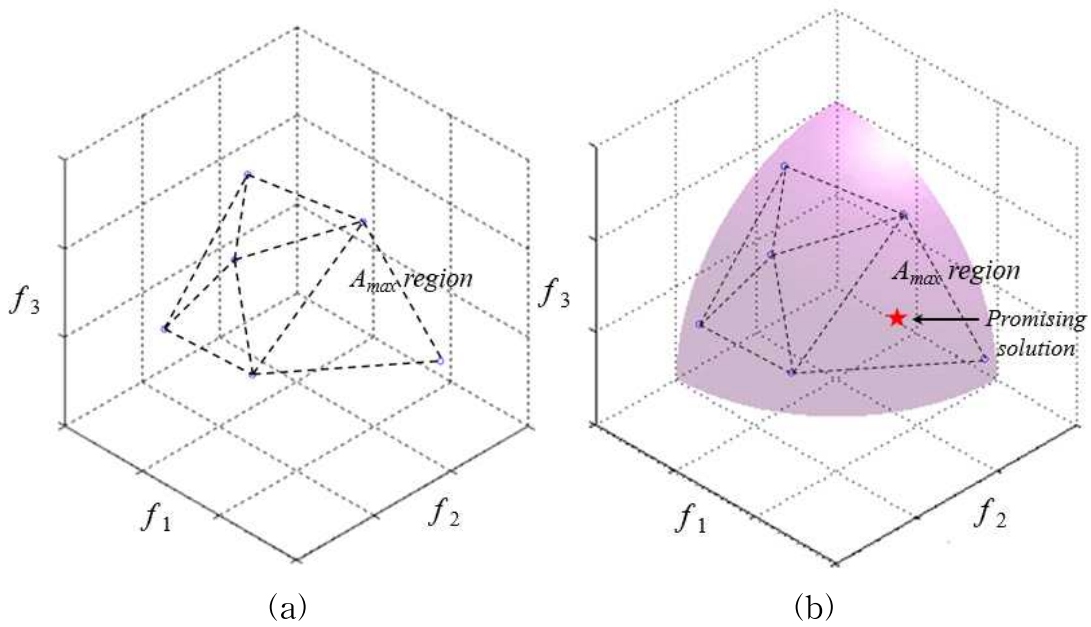


그림 3.8. (a) A_{\max} region의 정의, (b) 빈 곳 채우기
 Fig. 3.8. (a) Definition of A_{\max} region, (b) filling the blank

Pareto front set의 빈 곳에 새로운 솔루션을 추가하기 위해서는 우선 빈 곳에 대한 정의를 해야 한다. 목적함수가 2개인 경우에는 비지배해들 사이의 거리가 최대가 되는 D_{\max} region을 빈 곳으로 정의하였다. 목적

함수가 3개인 경우에는 Delaunay 삼각법을 이용하여 꼭짓점이 비지배해들로 구성된 삼각형 영역을 정의하고, 삼각형 영역의 면적(Area)이 가장 큰 영역을 새로운 솔루션이 추가될 A_{\max} region으로 정의 하였다[10]. 그림 3.8 (a)는 꼭짓점이 비지배해들로 구성된 삼각형 중에서 면적이 최대가 되는 A_{\max} region을 나타내고 있다. A_{\max} region에서 새로운 비지배해 *Promising solution*이 생성될 위치는 삼각형의 무게중심이다. 이것으로 목적함수가 3개인 Pareto front set에 새로운 비지배해의 위치를 지정하였다.

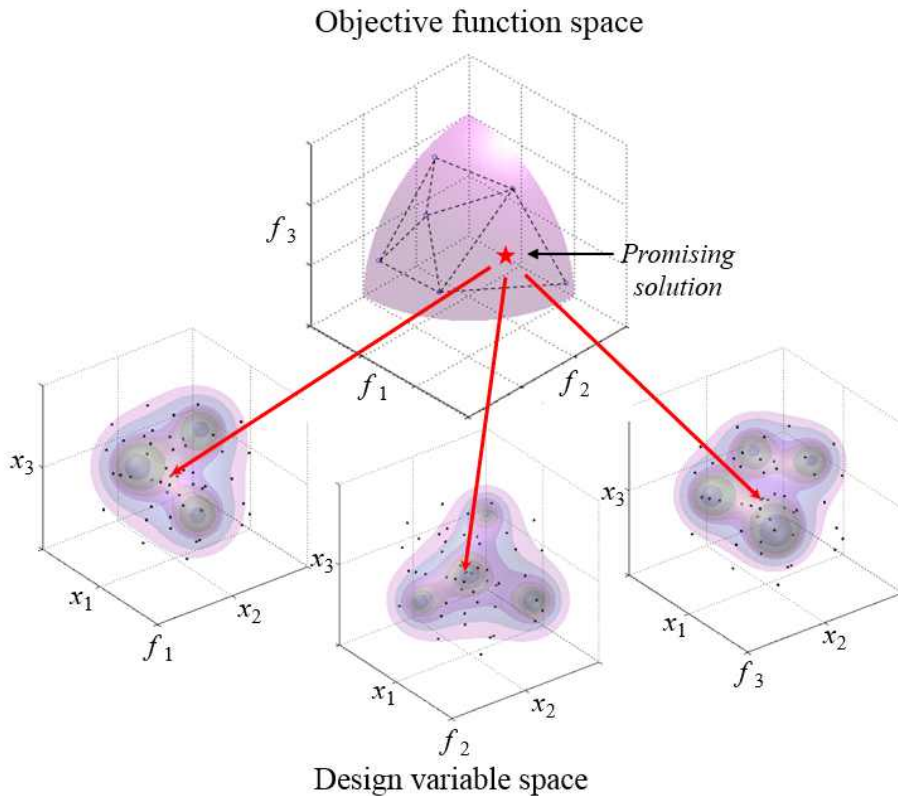


그림 3.9. 설계변수 역탐색

Fig. 3.9. Inverse searching design variables

그림 3.9는 목적함수와 설계변수가 각각 3개인 경우의 설계변수 역탐색 과정을 나타내고 있다. 그림 3.9의 상단은 Pareto front set이 있는 목적함수 영역을 나타내고 하단의 세 개의 그림은 각각 목적함수 f_1 , f_2 ,

f_3 의 설계변수 영역으로 Step 3에서 만든 대리모델을 이용하여 문제영역을 나타냈다. 설계변수 역탐색은 아래 수식을 이용하여 계산하였다.

$$\varepsilon_{min} = \min_{i,j,k} \sum_{l=1}^{N_{ob}} |f_{prol} - f_l(x_1(i), x_2(j), x_3(k))| \quad (3.4)$$

위 수식에서 x_1, x_2, x_3 은 설계변수를 의미하고, i, j, k 는 각각 균일하게 나누어진 설계변수 값으로 $i \in \{1, 2, \dots, N_{x1}\}, j \in \{1, 2, \dots, N_{x2}\}, k \in \{1, 2, \dots, N_{x3}\}$ 으로 나타낼 수 있고, N_{x1}, N_{x2}, N_{x3} 은 각각 설계변수 x_1, x_2, x_3 의 개수를 나타내고, f_{prol} 는 *Promising solution*의 l 번째 목적함수 값을 나타낸다. 식 (3.4)를 통해 *Promising solution*과 가장 가까운 값을 가지는 설계변수 조합을 탐색하고, 탐색된 설계변수 조합에서 함수 호출을 시행한다.

3.2.3 시험함수를 이용한 알고리즘의 성능 검증

본 절에서는, 제안한 SAMOO 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 SAMOO, NSGA-II, MOPSO를 세 개의 시험함수에 적용하여 성능을 비교하였다.

(1) 시험함수 I

$$F_1 = \max\{f_1(x_1, x_2), f_2(x_1, x_2)\}, \quad (3.5)$$

$$f_1 = 4x_1 + 4x_2 - 10, \quad f_2 = (3x_1 - 3x_2)^4, \quad 1 < x_1, x_2 < 5$$

식 (3.5)의 시험함수 I은 2개의 목적함수 f_1 과 f_2 를 최대화시키는 문제이다.

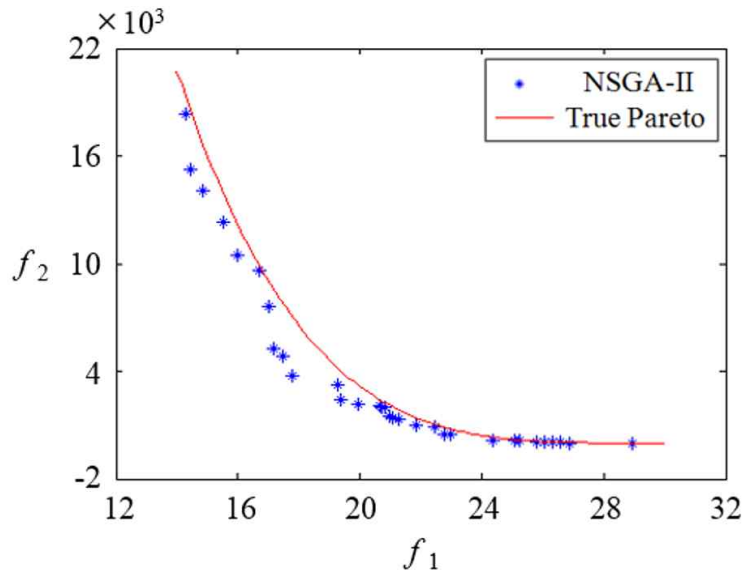


그림 3.10. NSGA-II를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과

Fig. 3.10. Optimization result for a test function I by using NSGA-II

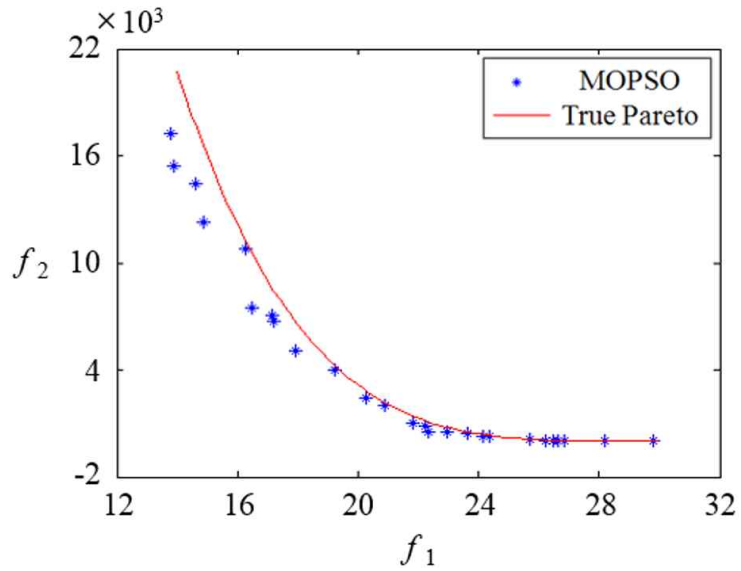


그림 3.11. MOPSO를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과

Fig. 3.11. Optimization result for a test function I by using MOPSO

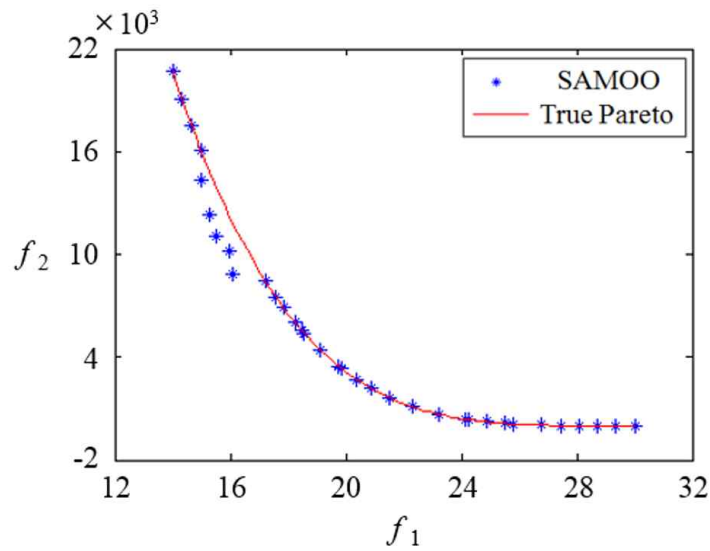


그림 3.12. SAMOO를 이용한 시험함수 I의 최적화 결과

Fig. 3.12. Optimization result for a test function I by using SAMOO

그림 3.10-3.12는 각각 NSGA-II, MOPSO, SAMOO 알고리즘을 이용한 시험함수 I의 최적화 결과로 동일하게 함수호출 횟수를 500회씩 적용하였다. SAMOO 알고리즘을 이용해 도출한 Pareto front set이 가장 실제 Pareto front set에 가깝고 균일한 분포를 가지고 있다.

표 3.1. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 I의 결과 비교

Table 3.1. Comparison results for the test function I with 500 function calls

| | NSGA-II | MOPSO | SAMOO |
|-----------|---------|-------|-------|
| <i>GD</i> | 13.28 | 18.89 | 10.92 |
| <i>SP</i> | 808.3 | 850.5 | 587.0 |

표 3.2. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교

Table 3.2. Comparison average results for one hundred times test

| | <i>GD</i> | <i>SP</i> | No. function calls |
|---------|-----------|-----------|--------------------|
| NSGA-II | 11.32 | 750.7 | 802 |
| MOPSO | 13.97 | 809.7 | 830 |
| SAMOO | 10.38 | 673.5 | 497 |

표 3.1에서는 그림 3.10~3.12의 결과를 수치로 확인하였다. 알고리즘의 정확도를 나타내는 성능지표인 *GD*(generational distance)는 실제 Pareto front set과 도출한 Pareto front set 간의 거리를 나타낸다. *GD* 계산 방법은 다음과 같다[10], [22].

$$GD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_s} d_i^2}}{N_s} \quad (3.6)$$

위 수식에서 d_i 는 도출한 Pareto front set의 i 번째 비지배해와 실제 Pareto front set의 비지배해 중에서 가장 가까운 위치의 비지배해 사이의 거리를 나타낸다. 따라서 *GD*가 0에 가까울수록 도출한 Pareto front set이 정확하다는 것을 의미한다.

두 번째 성능지표인 *SP*(spacing)는 도출한 Pareto front set의 비지배해들이 얼마나 균일하게 분포하였는가를 나타낸다. *SP* 계산 방법은 다음과 같다[50], [75].

$$SP = \sqrt{\frac{1}{N_s - 1} \sum_{j=1}^{N_s - 1} [\bar{d} - \{(f_{1j} - f_{1j+1})^2 + (f_{2j} - f_{2j+1})^2\}]^2} \quad (3.7)$$

위 식에서 \bar{d} 는 도출한 Pareto front set의 비지배해들 간의 거리의 평균값을 나타낸다. 따라서 *SP*가 0에 가까울수록 비지배해들이 균일하게 분포한다는 것을 의미한다.

표 3.1을 통해, 세 가지 알고리즘에 동일하게 500회의 함수호출 횟수를

적용하였을 때, SAMOO 알고리즘이 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출하였다는 것을 확인 하였다.

표 3.2는 세 가지 알고리즘을 수렴할 때까지 100회 반복 시험한 결과의 평균값을 나타낸다. 제안한 SAMOO 알고리즘이 기존 알고리즘들보다 빠르고 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출한다는 것을 확인할 수 있다.

(2) 시험함수 II

$$F_1 = \max\{f_1(x_1, x_2, x_3), f_2(x_1, x_2, x_3)\},$$

$$f_1 = \frac{x_1 x_2 x_3}{3x_1 + 4x_2 + 5x_3}, f_2 = \frac{x_1 + 4x_3}{3x_1 x_2 + x_3}, 1 < x_1, x_2, x_3 < 5 \quad (3.8)$$

식 (3.7)의 시험함수 II는 2개의 목적함수 f_1 과 f_2 를 최대화시키는 문제이다.

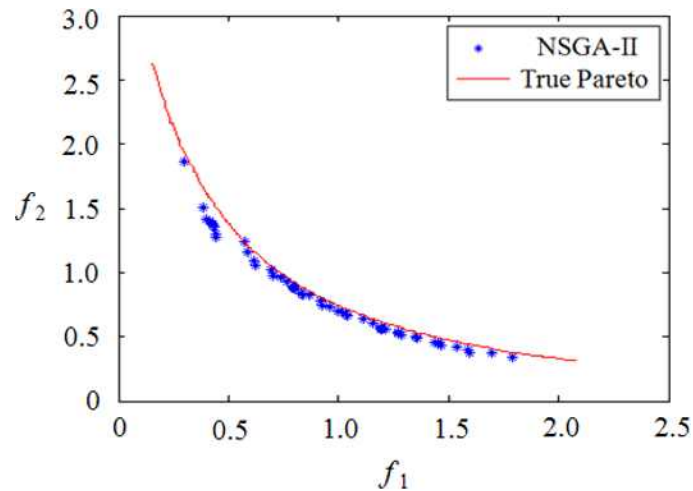


그림 3.13. NSGA-II를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과

Fig. 3.13. Optimization result for a test function II by using NSGA-II

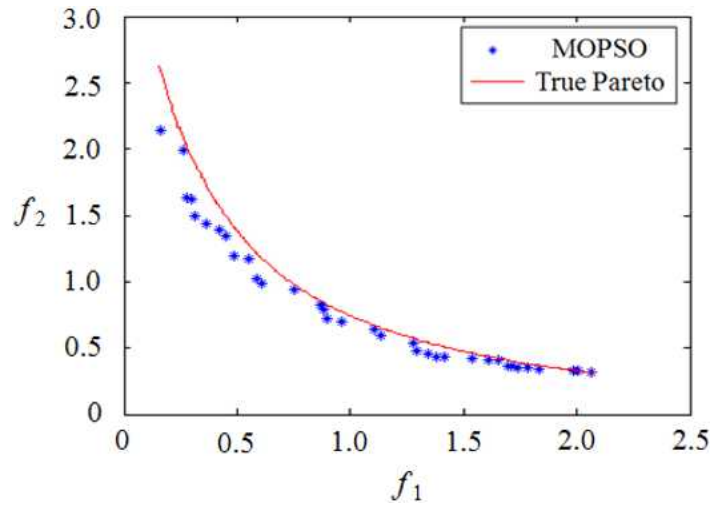


그림 3.14. MOPSO를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과

Fig. 3.14. Optimization result for a test function II by using MOPSO

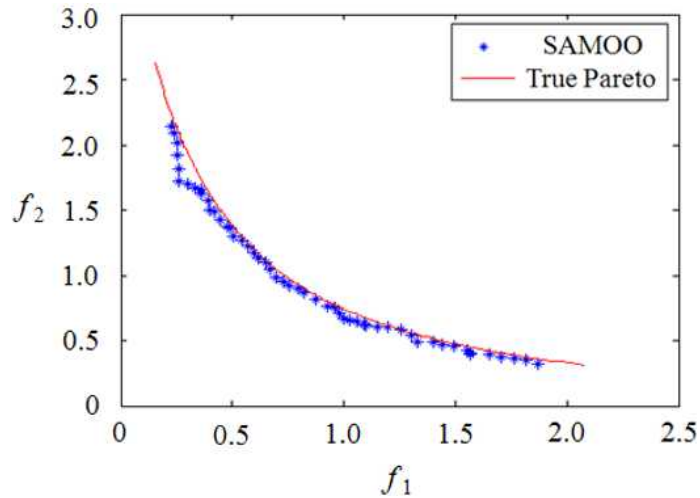


그림 3.15. SAMOO를 이용한 시험함수 II의 최적화 결과

Fig. 3.15. Optimization result for a test function II by using SAMOO

그림 3.13-3.15는 각각 NSGA-II, MOPSO, SAMOO 알고리즘을 이용한 시험함수 II의 최적화 결과로 동일하게 함수호출 횟수를 500회씩 적용하였다. SAMOO 알고리즘을 이용해 도출한 Pareto front set이 가장 실제 Pareto front set에 가깝고 균일한 분포를 가지고 있다.

표 3.3. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 II의 결과 비교

Table 3.3. Comparison results for the test function II
with 500 function calls

| | NSGA-II | MOPSO | SAMOO |
|-----------|---------|--------|--------|
| <i>GD</i> | 0.0063 | 0.0106 | 0.0050 |
| <i>SP</i> | 0.0545 | 0.0682 | 0.0202 |

표 3.4. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교

Table 3.4. Comparison average results for one hundred times test

| | <i>GD</i> | <i>SP</i> | No. function calls |
|---------|-----------|-----------|--------------------|
| NSGA-II | 0.0083 | 0.0432 | 1055 |
| MOPSO | 0.0097 | 0.0551 | 940 |
| SAMOO | 0.0056 | 0.0243 | 502 |

표 3.3에서는 그림 3.12-3.15의 결과를 수치로 확인하였다. 이를 통해, 세 가지 알고리즘에 동일하게 500회의 함수호출 횟수를 적용하였을 때, SAMOO 알고리즘이 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출하였다는 것을 확인 하였다.

표 3.4는 세 가지 알고리즘을 수렴할 때까지 100회 반복 시험한 결과의 평균값을 나타낸다. 제안한 SAMOO 알고리즘이 기존 알고리즘들보다 빠르고 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출한다는 것을 확인할 수 있다.

(3) 시험함수-III

$$F_1 = \max\{f_1(x_1, x_2, x_3), f_2(x_1, x_2, x_3), f_3(x_1, x_2, x_3)\},$$

$$f_1 = x_1 + x_2 + x_3, f_2 = \frac{x_2 + x_3}{x_1 + x_3}, f_3 = \frac{x_1 + x_2}{x_1 + x_2 + x_3}, 1 < x_1, x_2, x_3 < 5 \quad (3.9)$$

식 (3.9)의 시험함수 III은 3개의 목적함수 f_1, f_2, f_3 을 최대화시키는 문제이다.

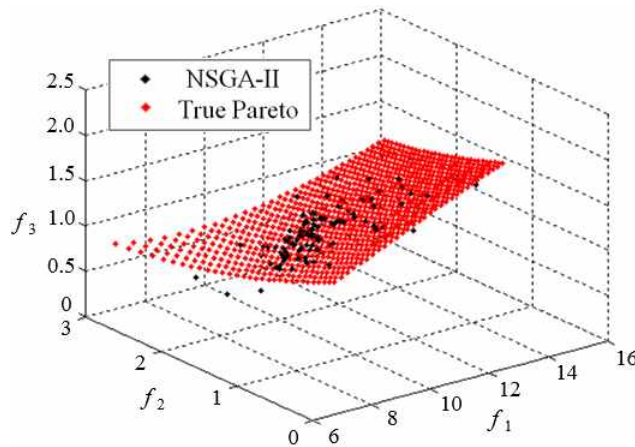


그림 3.16. NSGA-II를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과

Fig. 3.16. Optimization result for a test function III by using NSGA-II

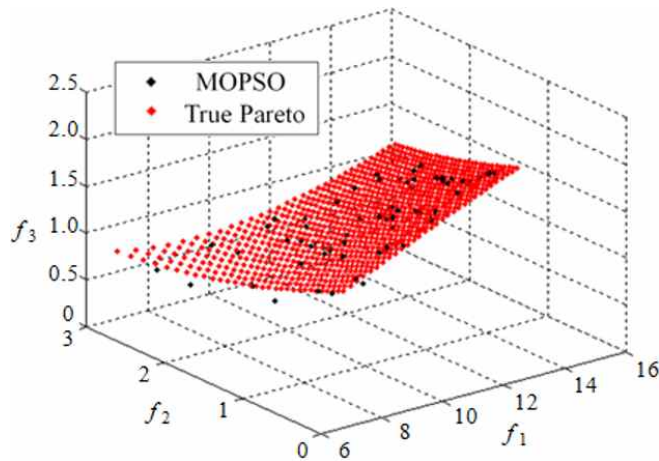


그림 3.17. MOPSO를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과

Fig. 3.17. Optimization result for a test function III by using MOPSO

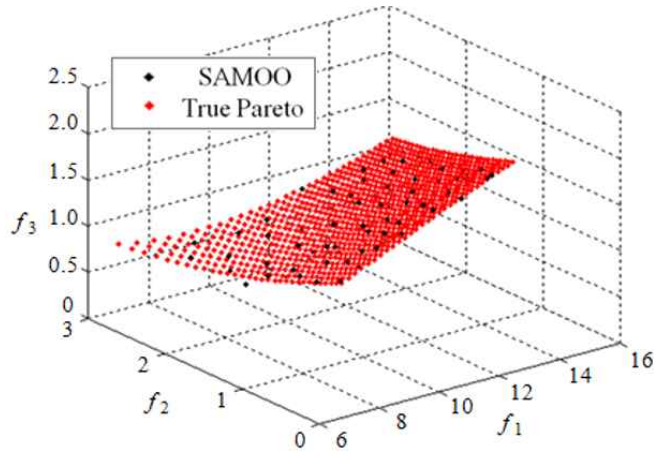


그림 3.18. SAMOO를 이용한 시험함수 III의 최적화 결과

Fig. 3.18. Optimization result for a test function III by using SAMOO

표 3.5. 함수 호출 500회 적용 시 시험함수 III의 결과 비교

Table 3.5. Comparison results for the test function III with 500 function calls

| | NSGA-II | MOPSO | SAMOO |
|-----------|---------|--------|--------|
| <i>GD</i> | 0.0176 | 0.0212 | 0.0145 |
| <i>SP</i> | 0.1347 | 0.1467 | 0.0712 |

그림 3.16-3.18은 각각 NSGA-II, MOPSO, SAMOO 알고리즘을 이용한 시험함수 III의 최적화 결과로 동일하게 함수호출 횟수를 500회씩 적용하였다. SAMOO 알고리즘을 이용해 도출한 Pareto front set이 가장 실제 Pareto front set에 가깝고 균일한 분포를 가짐을 확인하였다.

목적함수가 2개인 경우에는 *SP*를 계산할 때, 평균 거리에 대한 표준편차 개념으로 식 (3.7)을 이용하였다. 목적함수가 3개인 경우에는 다음과 같이 평균 면적에 대한 표준편차 개념을 도입하였다.

$$SP = \sqrt{\frac{1}{N_A - 1} \sum_{j=1}^{N_A - 1} [\bar{A} - A_j]^2} \quad (3.10)$$

위 수식에서 N_A 는 Delaunay 삼각법을 이용하여 꼭짓점이 비지배해들로 구성된 면적의 개수를 나타내고, \bar{A} 는 전체 면적의 평균값을 의미한다. 그림 3.16-3.18의 결과를 수치로 확인한 표 3.5를 통해, 세 가지 알고리즘에 동일하게 500회의 함수호출 횟수를 적용하였을 때, SAMOO 알고리즘이 가장 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출한다는 것을 확인하였다.

표 3.6. 100회 반복 시행했을 때의 평균 결과 비교

Table 3.6. Comparison average results for one hundred times test

| | <i>GD</i> | <i>SP</i> | No. function calls |
|---------|-----------|-----------|--------------------|
| NSGA-II | 0.0172 | 0.1257 | 689 |
| MOPSO | 0.0168 | 0.1292 | 742 |
| SAMOO | 0.0142 | 0.0715 | 513 |

표 3.6은 세 가지 알고리즘을 수렴할 때까지 100회 반복 시험한 결과의 평균값을 나타낸다. 목적함수가 3개인 경우에도 제안한 SAMOO 알고리즘이 기존 알고리즘들보다 빠르고 정확하고 균일한 Pareto front set을 도출한다는 것을 확인할 수 있다.

제 4 장 REEV용 IPMSG 설계

4.1 REEV용 IPMSG 설계의 요구 조건 및 제한 조건

표 4.1. REEV용 IPMSG 설계의 요구 조건 및 제한 조건

Table 4.1. Requirement and constraint of IPMSG for REEV

| 항 목 | | 성 능 |
|----------|-------|-----------------------|
| 연속 부하 | 출력 | 60[kW] |
| | 요구 토크 | -201[Nm] |
| | 회전 속도 | 3000[rpm] |
| 최대 부하 | 출력 | 100[kW] |
| | 요구 토크 | -335[Nm] |
| | 회전 속도 | 3000[rpm] |
| 최대 속도 | | 6000[rpm] |
| 효율 | | 95[%] |
| 출력밀도 | | 0.8[kW/kg] |
| 배터리 단자전압 | | 510[V _{DC}] |
| 고정자 외경 | | 220[mm] |
| 축방향 길이 | | 184[mm] |

표 4.1은 REEV용 IPMSG 설계의 요구 조건 및 제한 조건을 나타내고 있다. 엔진, 발전기, 배터리, 전동기가 모두 차량에 탑재되는 REEV는 각 부분의 소형 경량화 및 고출력화가 반드시 필요하다. 이를 위해 REEV용 발전기는 엔진의 고효율 운전 영역에서 고출력밀도를 갖추도록 설계되어야 한다.

연속 부하 조건의 발전기 용량은 WHVC의 운행스케줄을 기준으로 배터리의 에너지 소모가 가장 심한 고속도로 운행시에도 배터리의 SOC(state of charge)를 유지할 수 있도록 60[kW]로 결정하였다. 또한 전체 시스템 효율을 높기 위해 엔진의 고효율 운전영역인 3000[rpm]을 연속 부하 조건의 운행속도로 결정하였다.

요구 출력인 60[kW]를 만족시키기 위해서 95[%]의 효율을 고려하여 3000[rpm]에서 -201[Nm]를 요구 토크로 정하였다. 최대 출력과 최대 속도는 엔진이 오작동으로 인해 과속, 과토크 상태로 빠졌을 때 전기적 및 기계적 시스템의 안전을 고려하여 각각 100[kW], 6000[rpm]으로 선정하였다.

그림 4.1은 연속 및 최대 부하시의 요구 성능 곡선을 나타내고 있다.

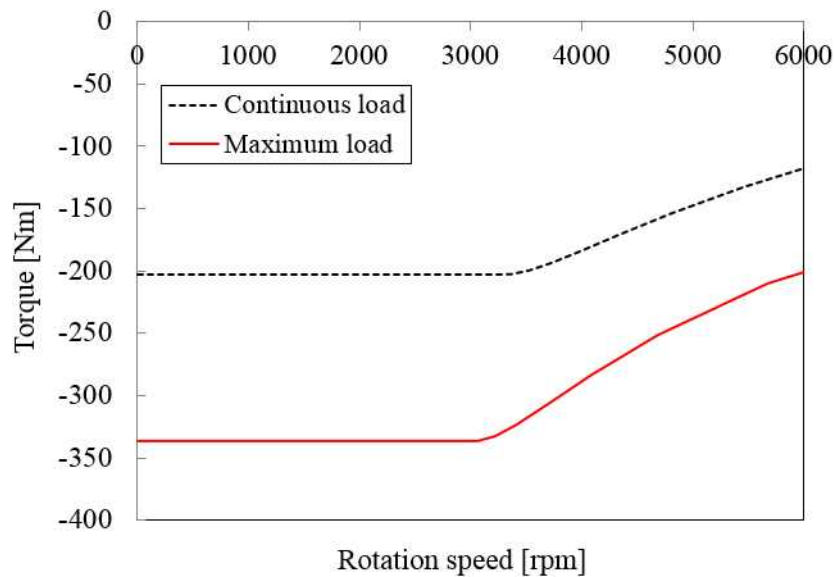


그림 4.1. 요구 성능 곡선

Fig. 4.1. Required characteristic curve

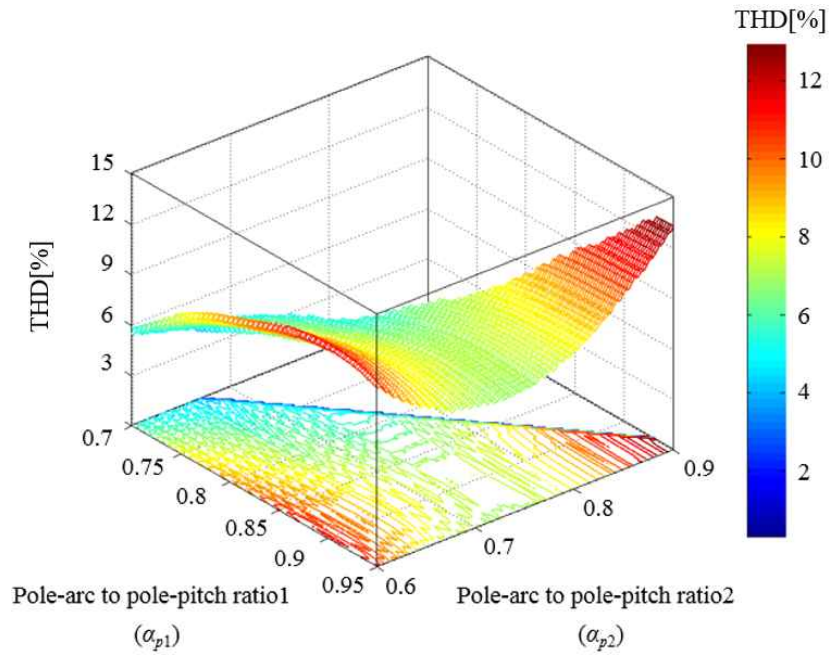
4.2 IPMSG 개념 설계

개념 설계는 설계 초기에 IPMSG의 대략적인 사이즈와 형상을 결정하는 설계단계를 말한다. FEM은 정밀한 해석이 가능한 반면에 해석 시간이 오래 걸리기 때문에 개념 설계 단계에서부터 FEM을 사용하기에는 과도한 시간과 노력이 필요하다. 따라서, 빠른 해석이 가능한 MEC 방법을 IPMSG의 개념 설계 단계에 적용하여 설계의 효율성을 향상시켰다. 회전자 형상은 역기전력의 THD 저감에 유리한 델타 타입으로 결정하였다.

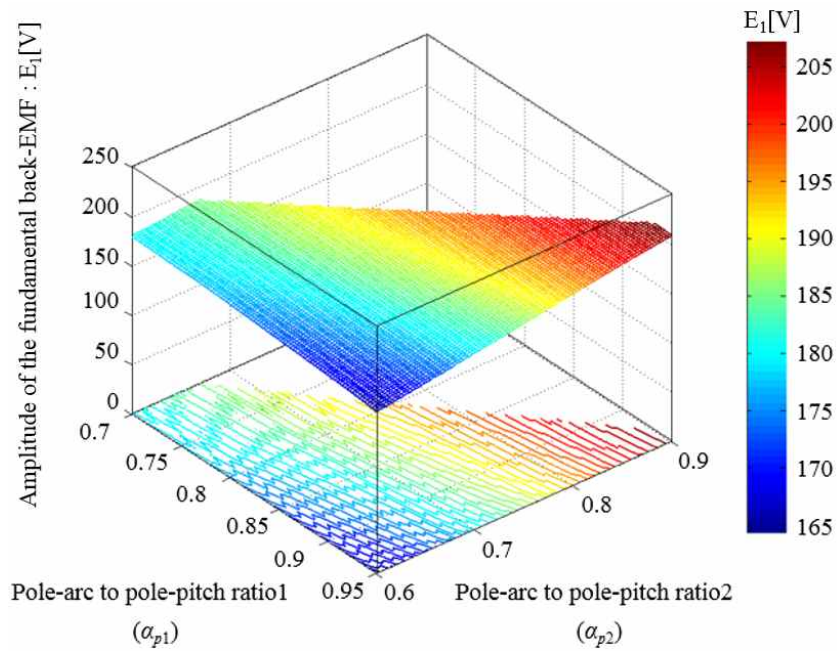
(1) 무부하 역기전력 결과 mapping

IPMSG와 같은 BLAC 발전기 및 전동기는 역기전력의 기본파 성분만이 유효 토크 및 출력에 기여하고 나머지 고조파 성분들은 토크 리플과 열 손실을 유발한다[50]. 따라서, 역기전력의 기본파 성분은 최대화시키고 역기전력의 THD는 최소화 시키는 것을 통해, 손실로 인한 열 발산과 토크 리플을 저감하고 유효 토크 및 출력 등의 성능을 개선시킬 수 있다.

이를 위해, 설계변수 조합에 따른 역기전력의 기본파 결과와 THD 결과를 도출하였다. 설계변수는 극당 자석이 차지하는 비율인 α_{p1} , α_{p2} 로 결정하였다.



(a)



(b)

그림 4.2. (a) α_{p1} 과 α_{p2} 의 변화에 따른 역기전력 THD

(b) α_{p1} 과 α_{p2} 의 변화에 따른 역기전력 기본파

Fig. 4.2. (a) THD of back-EMF according to α_{p1} and α_{p2}

(b) Amplitude of the fundamental of back-EMF according to α_{p1} and α_{p2}

그림 4.2(a), (b)는 2.4에서 제안한 비선형 MEC 방법을 이용하여 계산한 역기전력의 THD와 기본파 성분의 mapping 결과를 나타낸다. 그림에서 확인 할 수 있듯이 α_{p1} , α_{p2} 값에 따라 역기전력의 THD와 기본파 성분의 결과는 서로 다른 양상을 보인다. 따라서 두 가지 mapping 결과를 이용하여 상황에 맞게 초기 설계안을 결정한다. 즉, 역기전력의 THD와 기본파 성분 크기의 중요도를 판단하여 요구 조건에 부합하는 α_{p1} , α_{p2} 의 값을 결정한다.

MEC 방법을 이용하는 경우에는 매우 빠른 해석이 가능하기 때문에 위에서 언급한 α_{p1} , α_{p2} 의 예시 이외에도 다양한 설계변수의 변화에 따른 IPMSG의 특성을 해석하여 설계에 활용할 수 있다.

4.3 IPMSG 상세 설계

개념 설계 단계에서는 비선형 MEC를 이용하여 델타 타입 IPMSG의 대략적인 사이즈와 형상을 결정하였다. 상세 설계 단계에서는 극수 슬롯수, 자석 및 철심 재질과 같은 상세 설계 사양 선정에 대해 설명하고, 개념 설계 단계에서 고려하지 못한 코깅 토크, 토크 리플, 감자, 효율, 성능 곡선 만족 여부 등의 상세 설계 결과를 확인한다.

4.3.1 상세 설계 사양 결정

(1) 극수 슬롯수 결정

극수와 슬롯수의 결정시에는 인버터의 스위칭 주파수, 철손 증가 여부, 제작성, 권선 계수(winding factor), 코깅 토크 저감 여부, 등 다양한 요소에 대한 고려가 필요하다.

극수가 증가하게 되면 고정자의 기자력 분포가 균일해지기 때문에 동일한 전류 인가시에도 고정자 철심의 포화 정도가 작아져 토크가 증가하게 된다. 하지만 극수 증가에 따른 입력 주파수와 철손의 증가로 효율이 떨어질 수 있다. 또한 인버터의 스위칭 주파수가 최고 속도에서의 전기 주파수의 10배 이상이 되어야 안정적인 제어가 가능하기 때문에 이를 고려한 극수 결정이 요구된다[19].

슬롯수를 결정할 때에는 권선계수가 높고, 코깅 토크 저감에 유리한 극수와의 조합을 고려해야하고 제작이 용이한지 확인해야한다. 권선계수는 분포계수(distribution factor)와 단절계수(pitch factor)의 곱으로 표현되며, 영구자석이 발생시킨 자속이 고정자 권선에 쇄교하는 정도를 나타낸다. 구체적으로는 전절권(full pitch), 정수 슬롯(integer slot) 권선에 의한 쇄교자속과 해당 권선에 의한 쇄교자속의 비를 의미한다[26].

분수슬롯(fractional slot)은 극당 슬롯의 수가 정수가 아닌 극수 슬롯수의 조합을 의미한다. 분수슬롯은 정수슬롯에 비해 코깅 토크 저감 및 역기전력 고조파 저감에 유리한 특성을 가진다.

본 연구에서는 위에 열거한 다양한 요소들을 고려하여 극수 슬롯수 조합을 8극 36슬롯으로 결정하였다.

(2) 전기 강판 및 자석 재질 결정

표 4.2. 재질의 가격 및 밀도

Table 4.2. Material cost and density

| 구 분 | | 무게 당 가격 [원/kg] | 밀도 [kg/m ³] |
|----------|---------------------------|-------------------|----------------------------|
| 전기 강판 | 35PN230 | 1,550 | 7600 |
| | 50PN1300 | 850 | 7850 |
| 코일 | 구리 (Cu) | 5,406 | 8940 |
| 영구 자석 | ND 소결(N40UH, 1.27[T]) | 144,802 | 7600 |
| | ND 본드(NEOMAX-P11, 0.7[T]) | 52,129 | 7600 |

※ 가격 정보 : www.bi5882.com, www.asianmetal.com

REEV용 발전기의 고효율 및 고출력밀도 조건을 만족시키기 위하여 전기 강판은 철손 저감에 유리한 35PN230을 사용하였고 영구자석은 잔류자석밀도가 높은 N-40UH를 사용하였다.

본 절에서는, 설계에 적용된 고가의 전기 강판 및 영구자석 재질을 각각 산업용 전동기에서 많이 사용되는 저가의 재질로 대체하였을 때의 가격, 성능, 무게 등을 비교하였다. 표 4.2는 재질별 가격과 밀도를 나타낸다. 재질 가격은 원자재 가격, 환율, 주문 수량, 공정비용 등 다양한 요소들을 고려해야하기 때문에 정확한 재질 가격의 산정은 쉽지 않다. 이러한 이유로 표 4.2에는 재질별로 대략적인 가격을 나타내었다. 각각의 가격 및 환율은 2015년 11월 26일을 기준으로 산출하였다.

ND 소결은 희토류 분말체를 적당한 형상으로 가압 성형을 통해 제작되고 ND 본드는 희토류 분말을 고무나 레진 등에 섞어 성형하는 방법을 통해 제작된다[66].

표 4.3. 강판 재질에 따른 성능 및 가격 비교
 Table 4.3. Comparison performance and cost
 according to the steel material

| 구 분 | 35PN230 | 50PN1300 |
|-------------------|----------------|----------------|
| 출력[kW] | 60 | 60 |
| 효율[%] | 97.12 | 94.64 |
| 축방향 길이[mm] | 178.3 | 179.9 |
| 구리 무게[kg] / 가격[원] | 18.16 / 98,187 | 18.25 / 98,673 |
| 철 무게[kg] / 가격[원] | 34.59 / 53,613 | 36.05 / 30,642 |
| 자석 무게[kg] / 가격[원] | 3.15 / 456,614 | 3.18 / 460,737 |
| 전체 무게[kg] | 55.91 | 57.48 |
| 전체 재료비[원] | 608,415 | 590,052 |

표 4.3은 강판 재질에 따른 발전기 성능 및 가격 비교 결과로 동일한 출력을 발생시킬 때의 효율, 무게, 가격을 비교하였다. 강판 재질 35PN230과 50PN1300은 모두 포스코社의 전기 강판이다. 강판명의 35와 50은 강판 두께를 나타내는데 강판의 두께가 얇을수록 와전류 손실을 줄일 수 있어 전동기의 효율을 높일 수 있지만 표 4.2에서 확인 할 수 있듯이 35PN230이 50PN1300에 비해 약 2배 정도 비싸다[20], [81].

두 강판의 포화자속밀도는 비슷한 수준이기 때문에 축방향 길이가 각각 178.3, 179.9[mm]로 비슷한 사이즈에서 동일한 출력을 발생시켰다. 하지만 와전류 손실이 큰 50PN1300을 사용하였을 때 약 2.5[%] 정도 낮은 효율을 얻었고 이는 REEV용 발전기의 효율 요구 조건인 95[%]를 만족시키지 못한다.

가격 측면에서 살펴보면 철 가격만 고려하였을 때에는 50PN1300을 사용하였을 때 약 절반 정도의 비용 저감 효과가 있었지만 발전기 전체 가격을 비교해보면 전체 가격에서 철이 차지하는 비율이 낮아 비용 저감 효과가 크지 않았다.

표 4.4. 자석 재질에 따른 성능 및 가격 비교
 Table 4.4. Comparison performance and cost
 according to the magnet material

| 구 분 | N40UH (1.27[T]) | NEOMAX-P11 (0.7[T]) |
|-------------------|-----------------|---------------------|
| 출력[kW] | 60 | 60 |
| 효율[%] | 97.12 | 96.52 |
| 축방향 길이[mm] | 178.3 | 252.0 |
| 구리 무게[kg] / 가격[원] | 18.16 / 98,187 | 22.28 / 120,420 |
| 철 무게[kg] / 가격[원] | 34.59 / 53,613 | 48.89 / 75,779 |
| 자석 무게[kg] / 가격[원] | 3.15 / 456,614 | 4.46 / 232,342 |
| 전체 무게[kg] | 55.91 | 75.62 |
| 전체 재료비[원] | 608,415 | 428,541 |

표 4.4는 자석 재질에 따른 발전기 성능 및 가격 비교 결과를 나타내고 있다. 강판 재질 비교와 마찬가지로 동일한 출력을 발생시킬 때의 효율, 무게, 가격을 비교하였다. NEOMAX-P11을 사용하는 경우에는 자석의 잔류자속밀도가 낮기 때문에 동일 자석 사용시 작은 출력을 얻게 된다. 이를 보상하기 위해 축방향 길이를 늘려 동일한 출력 발생시 가격과 성능을 비교하였다.

가격 측면에서 살펴보면 두 영구자석의 단위 무게 당 가격 차이는 3배에 이르지만 NEOMAX-P11 사용시 동일한 출력을 발생시키기 위해 더 많은 자석을 사용했기 때문에 영구자석의 가격 차이는 약 50[%] 정도가 된다. 전체 가격을 비교하면 NEOMAX-P11을 사용하는 경우에 약 30[%] 정도의 가격 저감 효과가 있고 이때 무게는 약 35[%] 정도 증가한다.

REEV용 발전기는 제한된 공간 내에서 고출력을 요구하기 때문에 가격이 다소 바싸더라도 N40UH를 설계에 적용하였다. 하지만, 공간, 무게 등의 제한이 없는 어플리케이션의 경우에는 NEOMAX-P11을 사용하여 가격 경쟁력을 갖출 수 있을 것이다.

4.3.2 상세 설계 결과

(1) 무부하 설계 결과

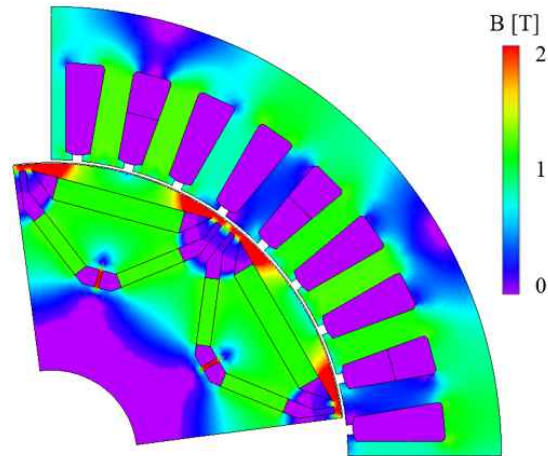


그림 4.3. 무부하시 자속밀도 분포

Fig. 4.3. Flux density distribution in the no-load condition

그림 4.3은 REEV 발전기의 1/4주기, 무부하시 자속밀도 분포를 나타내고 있다. 델타 타입 IPMSG의 특성상 회전자 표면자석의 양쪽의 포화도가 높게 나타나는데 이러한 포화양상은 공극자속밀도를 정현파에 가깝게 만들어 역기전력의 THD를 저감시킨다. 의도적으로 포화도를 높인 회전자의 표면을 제외하면 전체적으로 포화도가 높지 않고 균일하다는 것을 확인할 수 있다.

표 4.5. 무부하시 역기전력

Table 4.5. Back-EMF in the no-load condition

| 구 분 | | 최대 전압[V] | 실효값[V_{rms}] | THD[%] |
|-----|-----------|----------|------------------|--------|
| 상 | 3000[rpm] | 183.9 | 140.8 | 6.87 |
| | 6000[rpm] | 367.9 | 281.6 | |
| 선간 | 3000[rpm] | 346.9 | 243.3 | 0.87 |
| | 6000[rpm] | 694.0 | 486.6 | |

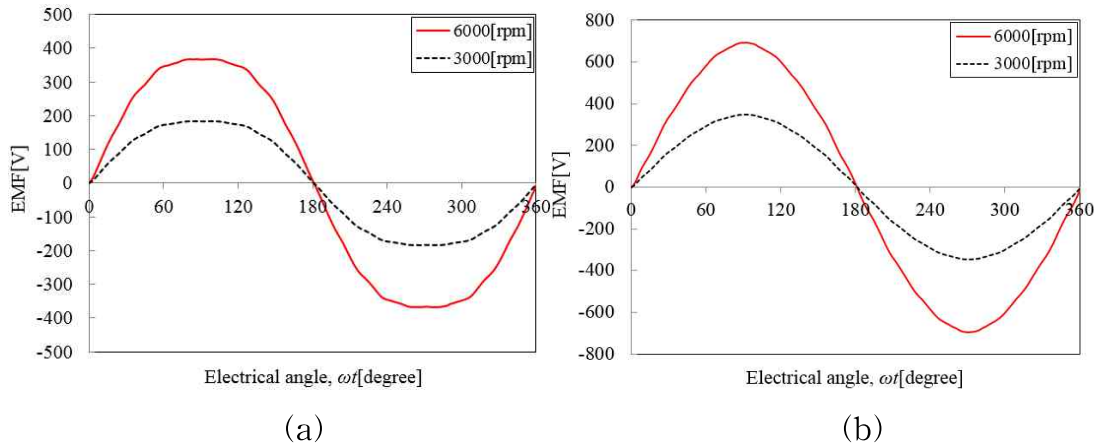


그림 4.4. 무부하시 역기전력 (a) 상, (b) 선간

Fig. 4.4. Back EMF in the no-load condition (a) phase, (b) line to line

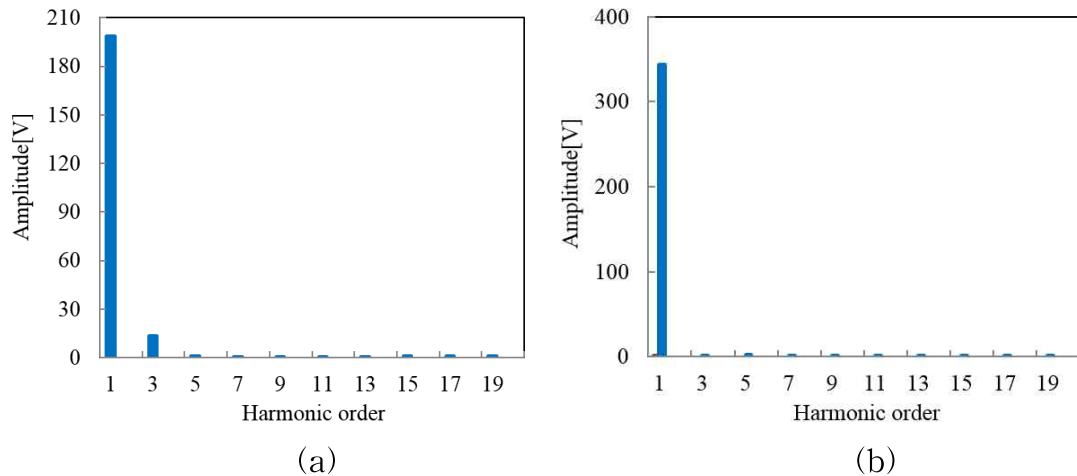


그림 4.5. 역기전력 고조파 (a) 상, (b) 선간

Fig. 4.5. Back-EMF harmonics (a) phase, (b) line to line

표 4.5와 그림 4.4, 4.5는 무부하시 역기전력 결과를 나타내고 있다. 그림 4.4를 통해 무부하시 상 역기전력이 3 고조파를 많이 포함하고 있다는 것을 확인 할 수 있다. 선간 전압에서는 3 고조파 성분이 나타나지 않기 때문에 역기전력의 THD가 0.87[%]로 매우 낮다.

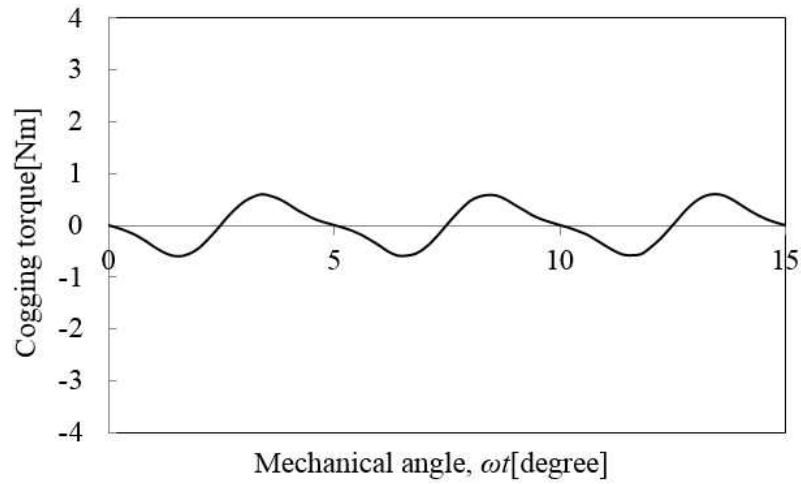


그림 4.6. 코깅 토크

Fig. 4.6. Cogging torque

코깅 토크는 무부하 운전시 회전자의 영구자석과 고정자의 슬롯 간의 상호작용에 의해 발생한다. 코깅 토크는 발전기의 토크 리플을 유발하여 전력 품질하락과 소음과 진동의 원인이 될 수 있기 때문에 참고문헌 [19]에서는 코깅 토크의 크기를 부하 토크의 1[%] 이하로 제한하였다.

그림 4.6은 코깅 토크 결과를 나타내고 있다. 코깅 토크의 첨두치 간의 차이는 1.192[Nm]로 부하 토크 대비 0.59[%]로 매우 작은 값을 가진다.

(2) 부하시 설계 결과

$$T_{ave} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_d i_q + \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \{ \lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.10)$$

수식 (2.10)은 IPMSG의 평균 토크를 나타낸다. 위 수식에서 평균 토크의 크기를 증가시키기 위해서는 λ_f , i_d , i_q , $L_d - L_q$ 를 증가시켜야 한다. 영구자석에 의한 쇄교자속, λ_f 를 증가시키기 위해서는 잔류자속밀도가 높은 영구자석을 사용해야한다. 앞 절에서 잔류자속밀도가 높은 N40UH 재질을 사용하였을 때 높은 토크를 발생시킨다는 것을 확인하였다.

제한된 공간내에서 d , q 축 전류 i_d , i_q 의 크기를 증가시키기 위해서는 전류밀도를 높여 전류의 크기를 키우거나 점적률을 높여 제한된 슬롯 면적 내에서 턴수를 높여야한다. 전류밀도는 전동기의 용량, 냉각, 구동 온도를 고려해서 결정해야한다. 본 설계에서는 전류밀도를 높이기 위하여 냉각방식을 수냉으로 결정하였고, 전동기의 용량과 구동온도를 고려하여 전류밀도를 $9.86[A_s/mm^2]$ 로 결정하였다. 점적률은 분포권 권선방식을 고려하여 0.4로 결정하였다.

IPMSG의 돌극성에 의한 d , q 축 인덕턴스의 차이 $L_d - L_q$ 는 영구자석의 배치에 의해 결정된다. 기본적으로 영구자석 q 축 자로를 따라 배치하여 q 축 자속의 흐름을 원활하게 하면서 d 축 자로를 막아 d , q 축 인덕턴스의 차이가 커지도록 유도한다. 하지만 포화가 심한 경우에는 d , q 축의 자기적 독립성이 지켜지지 않게 되는 교차 결합 현상으로 인해 d , q 축 인덕턴스의 차이가 최대가 되는 현상을 예측하는 것이 어렵다[82], [83]. 이러한 이유로, 토크가 최대가 되는 회전자의 형상은 비선형을 고려한 반복적인 FEM해석이 요구된다. 본 설계에서는 최적화 알고리즘을 이용하여 토크 크기가 최대가 되면서 토크 리플 및 자석 사용량이 최소가 되는 설계안을 도출하였다.

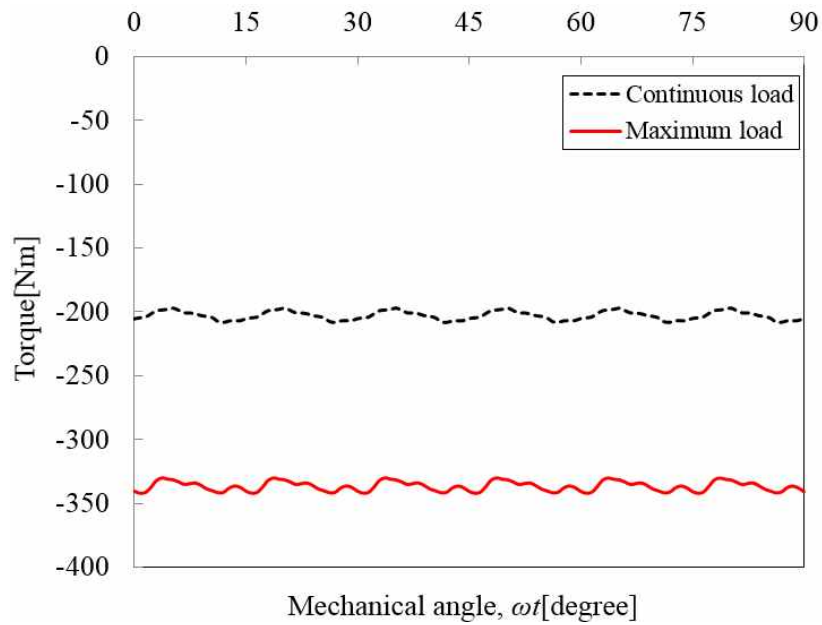


그림 4.7. 부하시 토크 리플

Fig. 4.7. Torque ripple in the load condition

그림 4.7은 연속 및 최대 부하시 토크 리플 결과를 나타내고 있다. 연속 부하시 평균 토크는 $-203.10[\text{Nm}]$ 로 요구 조건을 만족시킨다.

최대 부하 운전은 연속 부하 운전에 비해 짧은 시간 동안 큰 출력을 발생시키는 것을 목표로 한다. 구동 시간이 짧기 때문에 연속 부하시 고려해야 했던 열적인 제한으로부터 자유로운 설계가 가능하다. 최대 부하시 평균 토크는 $-336.61[\text{Nm}]$ 로 연속 부하시 인가 전류의 1.6배에 해당하는 전류를 인가하여 요구 조건을 만족시켰다. 토크 리플은 연속 및 최대 부하에서 각각 $5.18[\%]$, $3.71[\%]$ 를 나타낸다.

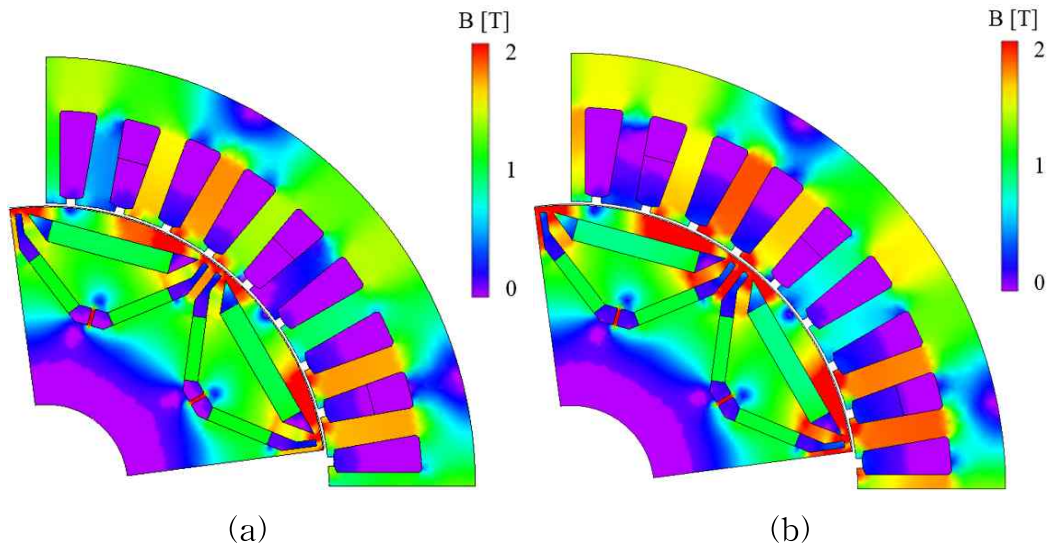


그림 4.8. 부하시 자속밀도 분포 (a) 연속 부하, (b) 최대 부하
 Fig. 4.8. Flux density distribution in the load condition
 (a) continuous load, (b) maximum load

그림 4.8(a)는 연속 부하시 자속밀도 분포를 나타낸다. 부하시 자속밀도가 높은 경우에는 토크 리플이 증가하고, 효율이 감소하게 되지만 사이즈와 무게를 줄일 수 있다. 제한된 공간 내에서 요구 조건을 만족시키기 위한 설계로 인해 포화도가 다소 높게 형성된다는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.8(b)는 최대 부하시 자속밀도 분포를 나타낸다. 연속 부하시 대비 1.6배에 해당하는 전류를 인가하였기 때문에 포화도가 매우 높게 나타난다.

표 4.6. 손실 및 효율

Table 4.6. Loss and efficiency

| 연속 부하 | | | 최대 부하 | | |
|--------|--------|---------|--------|--------|---------|
| 동손[W] | | 1389.56 | 동손[W] | | 3643.69 |
| 철손 | 고정자[W] | 394.22 | 철손 | 고정자[W] | 500.54 |
| | 회전자[W] | 35.83 | | 회전자[W] | 44.90 |
| | 합계[W] | 430.05 | | 합계[W] | 545.44 |
| 총손실[W] | | 1819.61 | 총손실[W] | | 4189.13 |
| 효율[%] | | 97.15 | 효율[%] | | 96.04 |

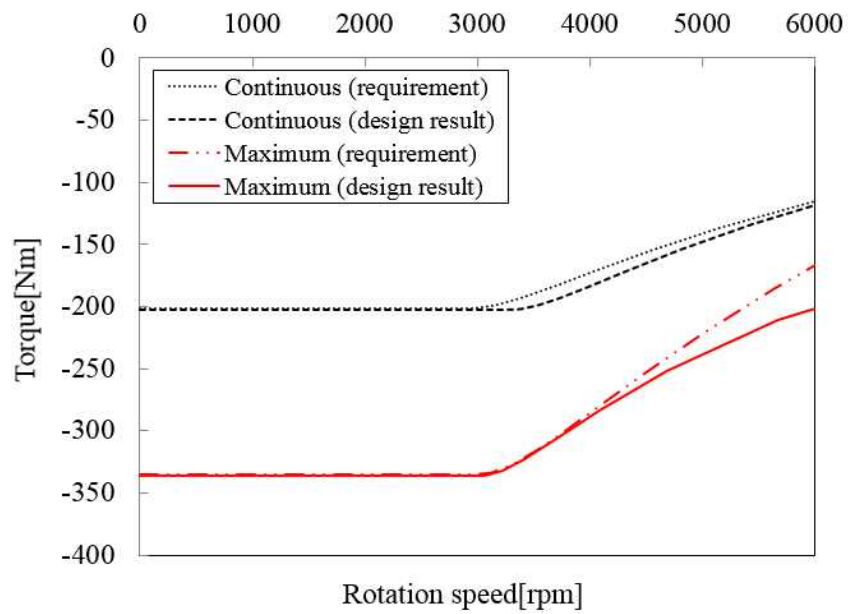


그림 4.9. 성능 곡선

Fig. 4.9. Characteristic curve

표 4.6과 그림 4.9를 통해 발전기의 효율과 성능 곡선이 요구 조건을 만족시킨다는 것을 확인할 수 있다.

(3) 감자 해석 결과

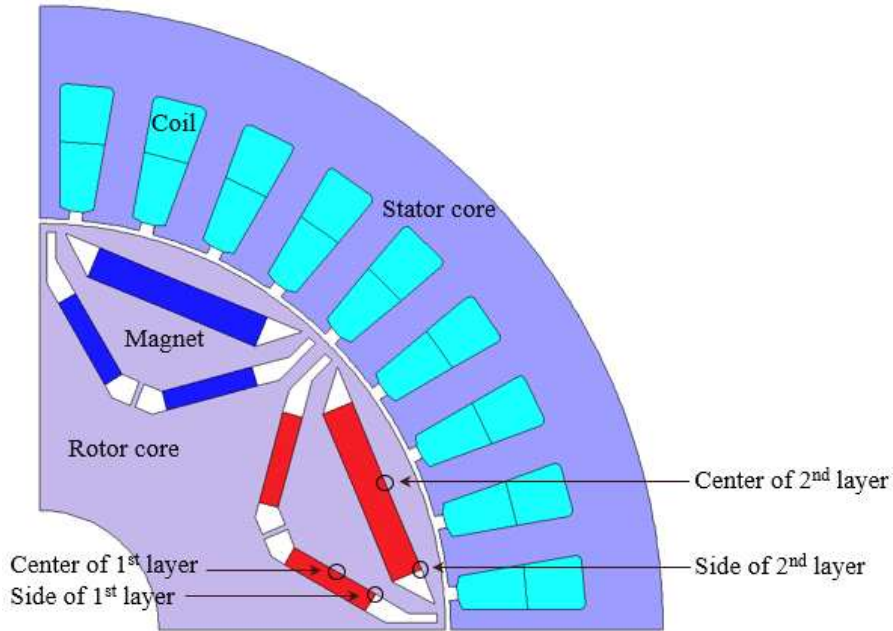
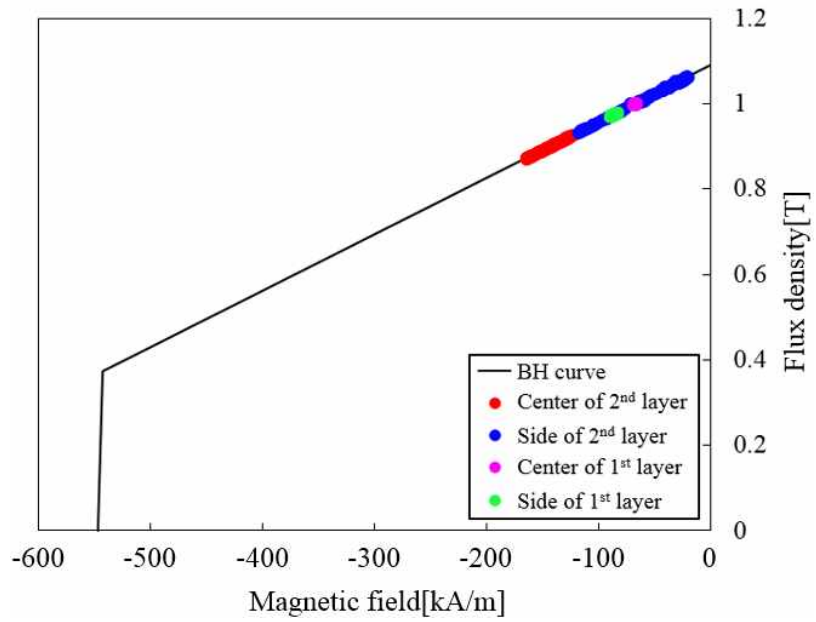


그림 4.10. 감자해석 위치

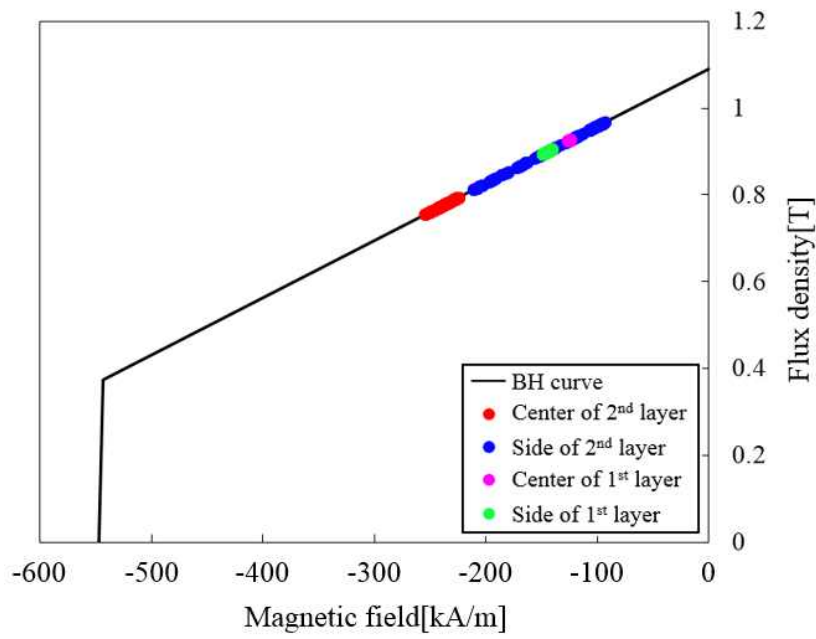
Fig. 4.10. Positions on the magnets for demagnetization analysis

희토류 자석은 구동 온도가 높아질수록 잔류자속밀도와 보자력의 절대값이 작아지고, 반자계를 형성하는 전류의 크기가 커질수록 자석의 B-H 특성 커브의 knee point 쪽으로 동작점이 이동하게 되므로 불가역 감자 현상에 노출되기 쉽다[66], [84].

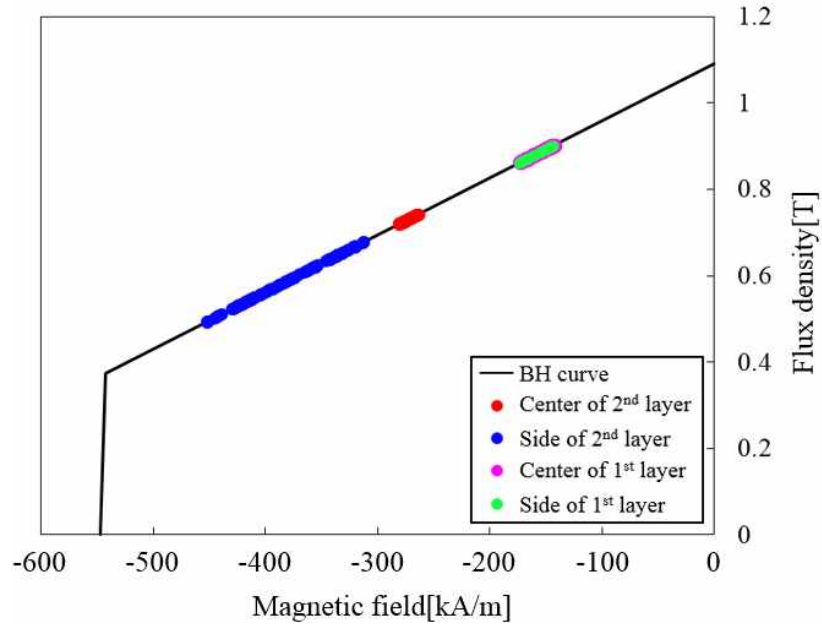
REEV용 발전기의 경우 2시간 이상 연속 구동 하였을 때 고정자 코일의 온도가 최대 135.8[°C]까지 올라간다. 불가역 감자 여부를 보수적으로 검토하기 위하여 140[°C]의 자석 B-H특성 커브를 이용하여 검증을 수행하였다. 인가전류는 최대 출력 기준으로 전류 위상각 180, 90[degree]와 MTPA 전류 위상각인 143[degree]의 세 가지 운전점에 대해 검토하였다. 감자해석의 위치는 그림 4.10에서 확인할 수 있듯이 1층과 2층의 중앙 및 모서리 부분이다.



(a)



(b)



(c)

그림 4.11. 감자해석 결과 (a) 180, (b) 143, (c) 90[degree]

Fig. 4.11. Demagnetization analysis results

그림 4.11의 감자 해석 결과는 반자계를 가장 많이 만들어내는 전류 위상각 90[degree]에서 동작점이 knee point에 가장 가깝게 형성되고, 반자계에 직접적으로 노출되는 2층 자석, 특히 모서리 부분에서 동작점이 knee point에 가깝게 형성 된다는 것을 보여준다. 위 결과를 통해 REEV 용 발전기가 모든 운전점에서 불가역 감자 현상이 발생하지 않도록 설계 되었다는 것을 확인할 수 있었다.

4.4 IPMSG 최적 설계

4.4.1 목적함수 및 설계변수 결정

REEV용 발전기는 차량 경량화와 고효율을 위해 출력밀도가 높아야 하고, 소음 및 진동이 적어야 하고, 배터리 충전을 위해 전력 품질이 우수해야 하며, 상용화를 위해 가격 경쟁력을 갖추어야 한다.

이러한 조건을 만족시키기 위해, 첫 번째 목적함수를 토크 크기 최대화로 결정하였다. 동일한 사이즈에서 토크 크기를 최대화 시키는 것은 출력밀도를 최대화 하는 것을 의미한다. 발전기의 토크 리플은 회전 속도를 불균일하게 만들고 소음 및 진동의 원인이 되며 전력 품질을 떨어뜨린다. 따라서, 두 번째 목적 함수를 토크 리플 최소화로 결정하였다. 위 두 목적 함수를 만족시키면서 가격 경쟁력을 갖추기 위해 자석 사용량 최소화를 세 번째 목적함수로 결정하였다.

설계변수는 각 층의 극당 자석이 차지하는 비율인 α_{p1} ($0.80 \leq \alpha_{p1} \leq 0.93$), α_{p2} ($0.70 \leq \alpha_{p2} \leq 0.90$), 와 1층 자석의 각도 $m_{\theta 1}$ ($45 \leq m_{\theta 1} \leq 60$)로 결정하였다. 단, 1층과 2층 자석이 겹치는 것을 방지하기 위해 제한 조건을 아래와 같이 결정하였다.

$$\alpha_{p1} - \alpha_{p2} \geq 0.03 \quad (4.1)$$

4.4.2 최적화 알고리즘 연동 설계

(1) 최적화 알고리즘 연동 설계시 목적함수 계산

2.3.4절에서 IPMSG는 MTPA 전류 위상각에서의 토크를 기준으로 설계하였을 때 가장 효율적이라는 것을 언급하였다[10], [69], [70]. 그런데 IPMSG는 회전자 형상이 바뀌면 자속의 경로가 바뀌고 L_d , L_q 값이 바뀌기 때문에 회전자 형상이 바뀔 때마다 MTPA 전류 위상각이 바뀌게 된다[10]. 따라서, 설계변수인 α_{p1} , α_{p2} , $m_{\theta 1}$ 이 바뀔 때 마다 MTPA 전류 위상각을 새로 찾아야한다.

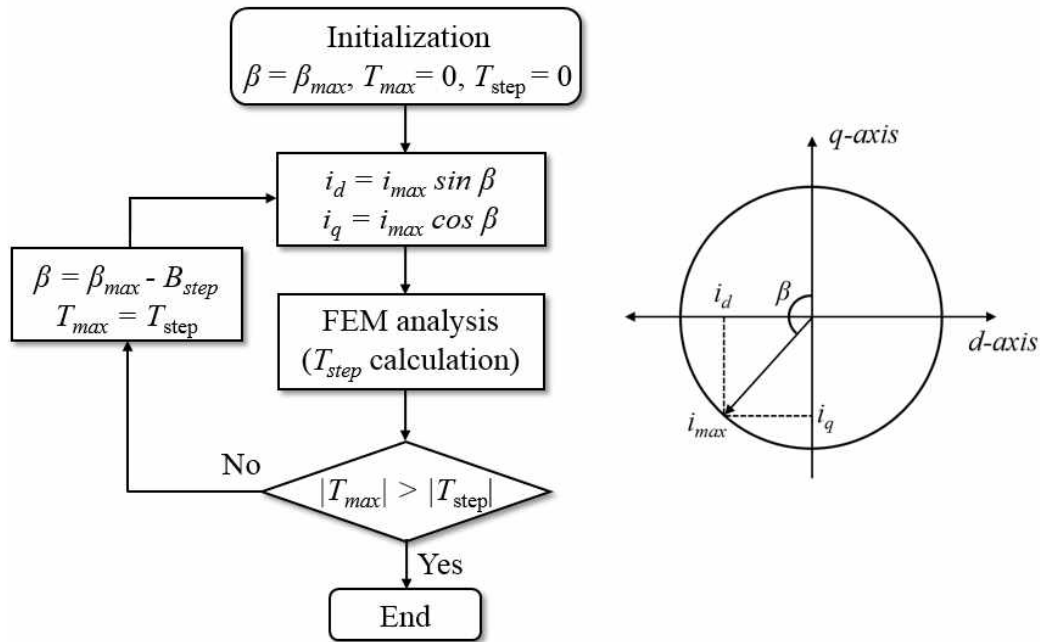


그림 4.12. MTPA 전류 위상각 탐색 루틴

Fig. 4.12. Searching routine of MTPA current phase angle

그림 4.12는 MTPA 전류 위상각을 탐색하는 루틴을 나타낸다. 전류 위상각에 따른 평균 토크는 그림 2.31에서 확인할 수 있듯이 하나의 최댓값을 가지므로 해당 반복 시행시까지 최대 토크 값인 T_{max} 보다 해당 반복 시행에서의 토크값인 T_{step} 이 작으면 바로 탐색을 종료할 수 있다.

따라서, 전류 위상각 180[degree]부터 90[degree] 구간 전체를 탐색하는 것이 아니라 180[degree]부터 MTPA 전류 위상각까지만 탐색해도 MTPA 전류 위상각을 탐색할 수 있다.

본 연구에서는 해석 시간 단축을 위해 지정된 α_{p1} , α_{p2} , $m_{\theta1}$ 값이 각각의 범위 내에서 최댓값 및 최솟값을 가지는 경우를 분석한 결과 153[degree] 이하에서 MTAP 전류 위상각이 탐색된다는 것을 확인하였다. 전류 위상각 최대치에 약간의 마진을 두어 함수호출시 MTPA 전류 위상각 탐색을 155[degree]에서 시작하여 MTPA 전류 위상각까지 탐색을 하도록 설정하였다.

(2) 최적화 알고리즘 연동 설계 결과

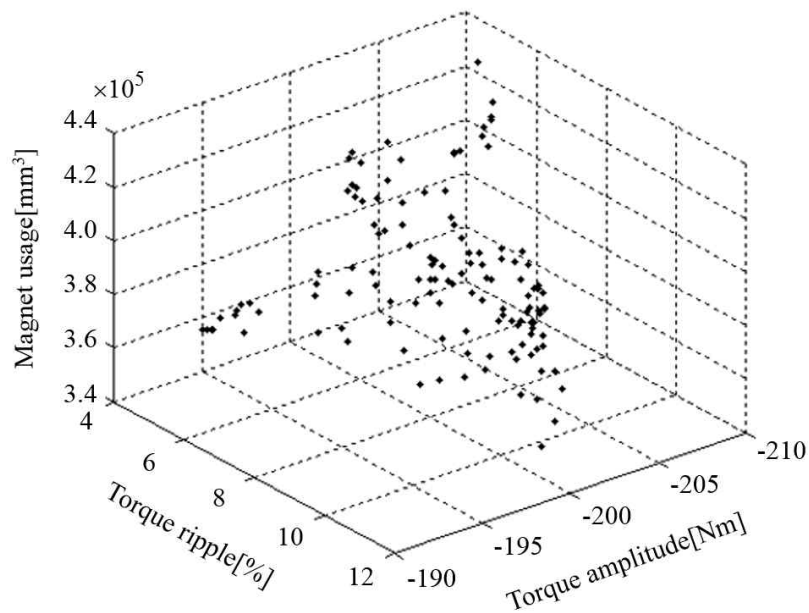


그림 4.13. Pareto front set

최적 설계안은 그림 4.13의 Pareto front set에서 토크의 크기가 -203[Nm]으로 요구 조건을 만족시키면서 토크 리플과 자석 사용량이 각각 5.18[%], 415,411[mm³]인 비지배해로 선정하였다. 최적 설계안의 설계 변수 α_{p1} , α_{p2} , $m_{\theta1}$ 의 값은 각각 0.895, 0.840, 52.5[degree]이다.

제 5 장 시험용 IPMSG 제작 및 시험

본 논문에서 제안한 REEV용 IPMSG의 해석 기법과 설계전략을 검증하기 위하여, 시작품을 제작하고 시험평가를 수행하였다.

5.1 시험용 IPMSG 제작

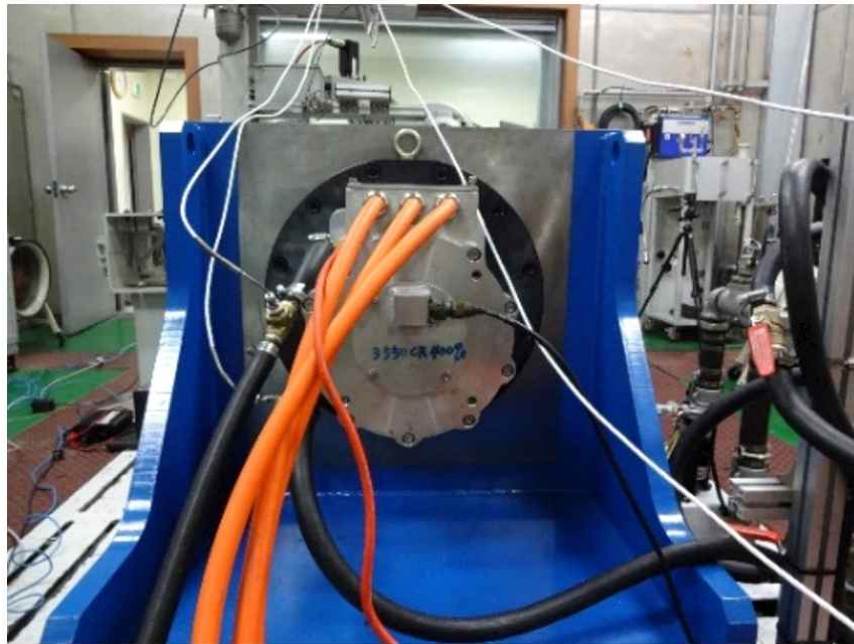


그림 5.1. REEV용 IPMSG 시작품

Fig. 5.1. Test IPMSG for REEV

그림 5.1은 REEV용 발전기 시작품을 나타내고 있다. 발전기 각 부분의 구성요소는 표 5.1에 나타내었다.

표 5.1. 발전기 구성요소
 Table 5.1. Generator components

| | | |
|---|---|---|
|  |  |  |
| 발전기 단부 (상) | 발전기 단부 (하) | 회전자 강판 |
|  |  |  |
| 엔드 와인딩 | 고정자 와인딩 | 샤프트 |
|  |  |  |
| 하우징 | 시작품 결합 | 내부 구조 |

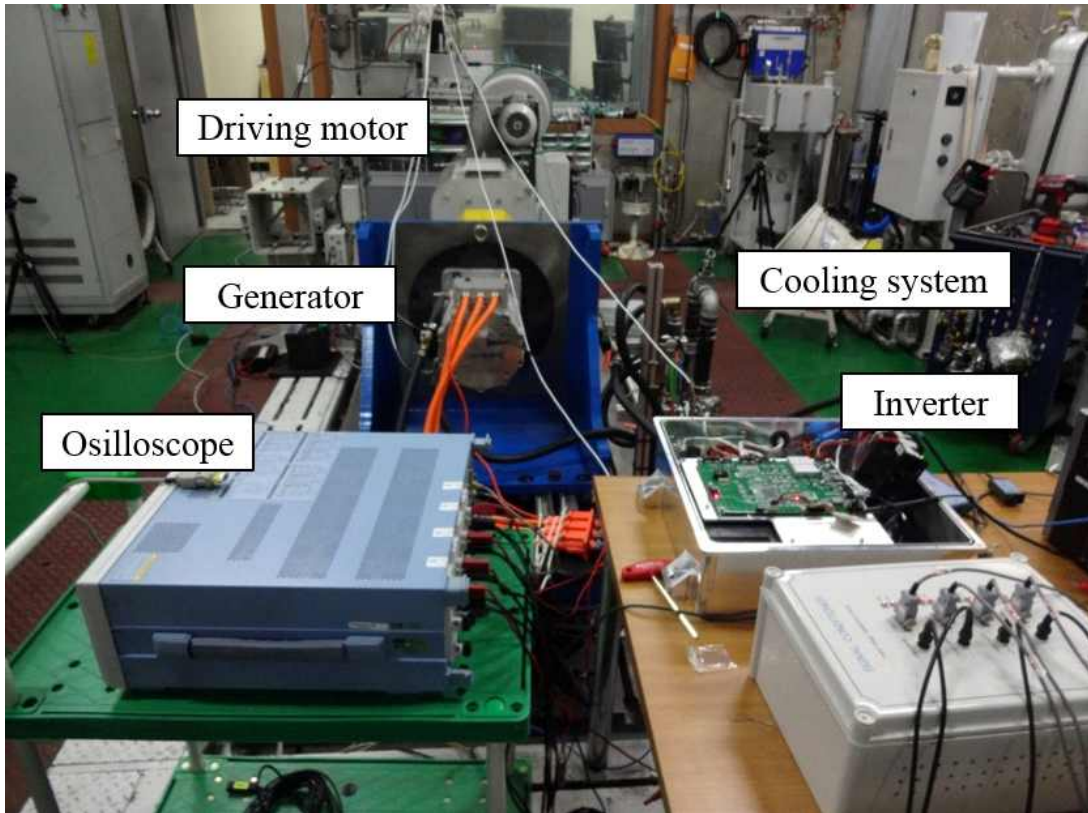


그림 5.2. 시험 세트
Fig. 5.2. Test set for experiment

5.2 시험용 IPMSG 시험

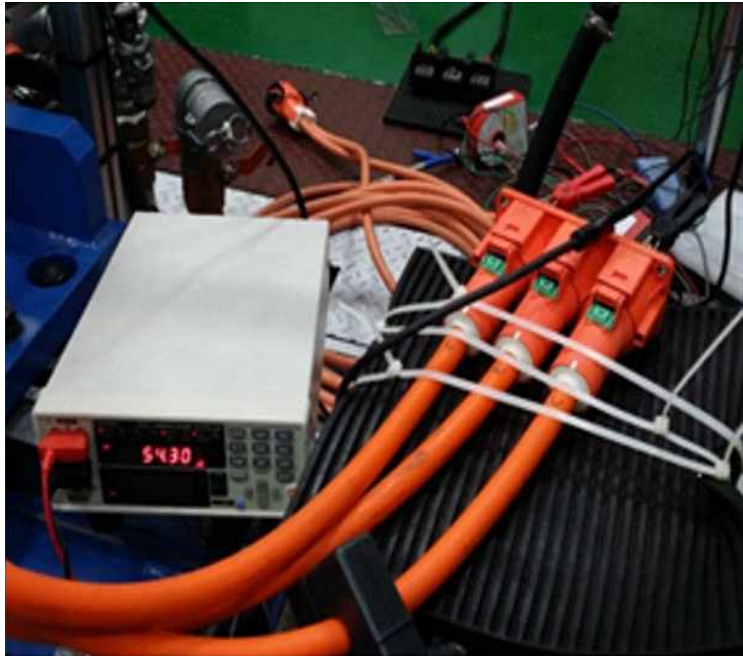


그림 5.3. 권선 저항 측정 결과

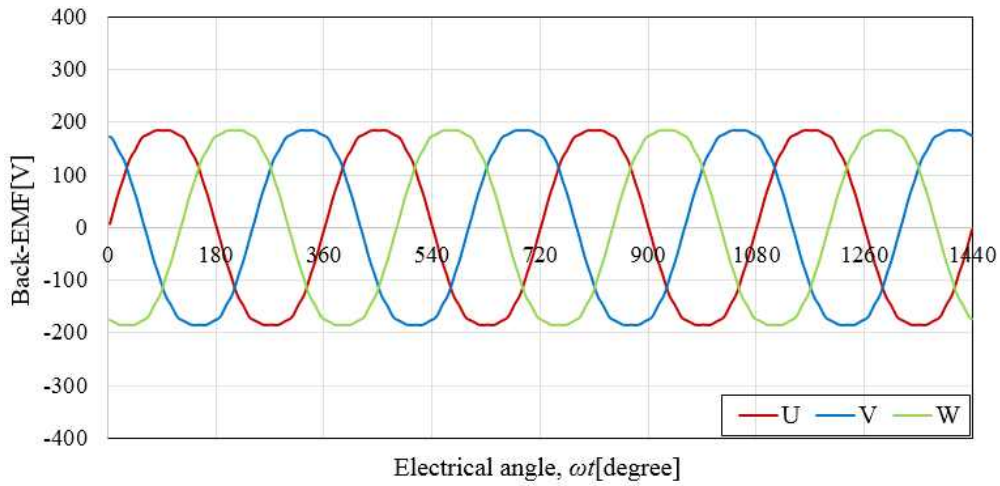
Fig. 5.3. Test result of winding resistance

표 5.2. 권선 저항 측정 결과

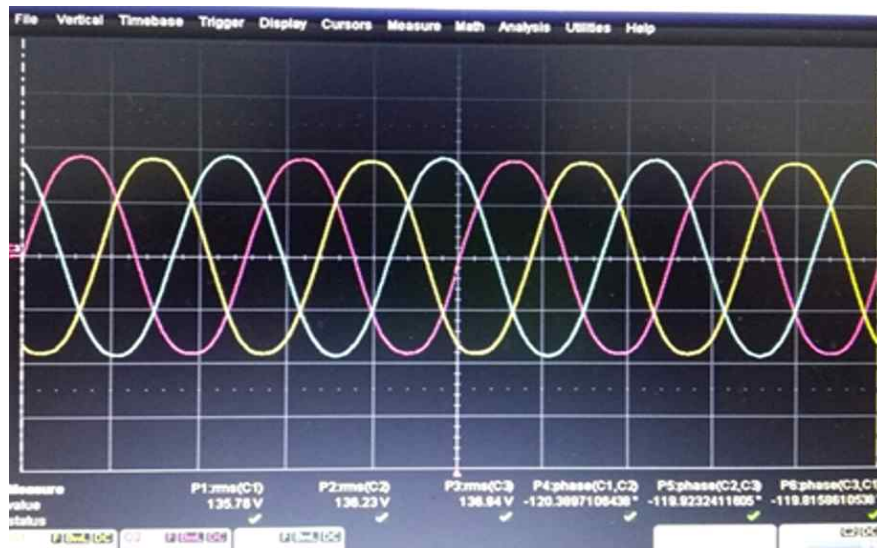
Table 5.2. Test result of winding resistance

| 구 분 | 설계결과[mΩ] | 측정결과[mΩ] | 오차[%] |
|-----|----------|----------|-------|
| U-V | 53.1 | 54.4 | 2.39 |
| V-W | 53.1 | 54.2 | 2.03 |
| W-U | 53.1 | 54.3 | 2.21 |

기기 설계단계에서 단부권선을 모델링하여 형상을 충분히 고려하였기 때문에 해석 결과와 시험 결과가 거의 유사함을 그림 5.3과 표5.2를 통해 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 5.4. 역기전력 결과 비교 (a) 해석 결과, (b) 시험 결과

Fig. 5.4. Comparison of back-EMF results

(a) Analysis result (b) Test result

그림 5.4에서는 3000[rpm]에서 상 역기전력의 해석 결과와 시험 결과를 비교하였다. 역기전력의 실효치는 해석 결과와 시험 결과에서 각각 140.79[V], 136.31[V]로 두 결과가 매우 유사함을 확인하였다.

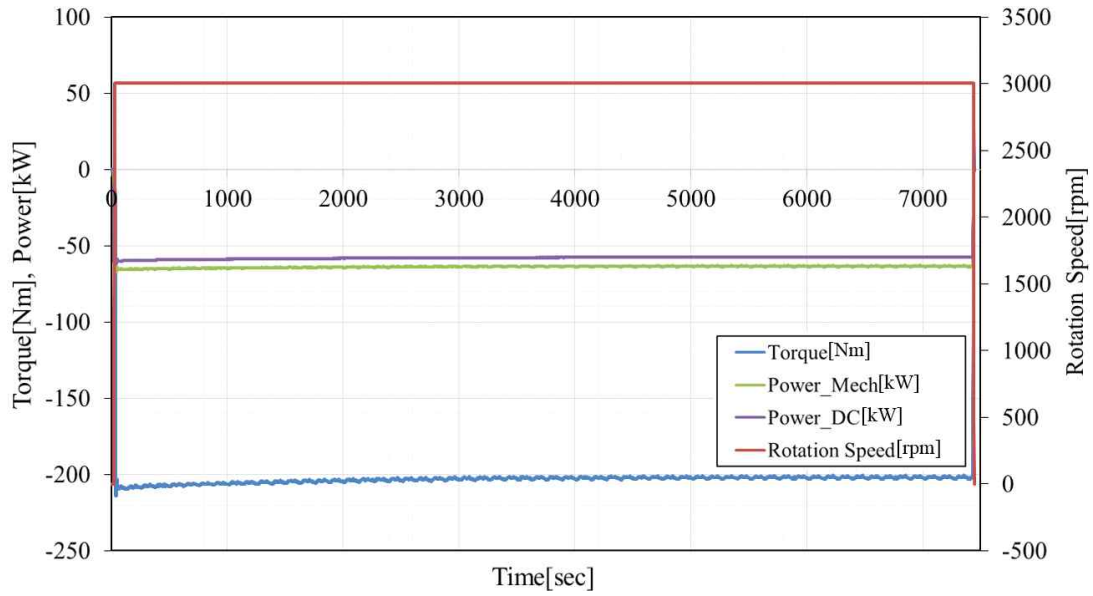


그림 5.5. 연속 부하 시험
 Fig. 5.5. Continuous load test

표 5.3. 연속 부하 시험
 Table 5.3. Continuous load test

| 시험 조건 | 시험 결과 |
|-----------------------|------------|
| 속도[rpm] | 3000 |
| 인가부하[Nm] | -202 |
| 출력[kW] | 60.3 |
| 시험 시작 / 종료시 코일 온도[°C] | 30 / 135.8 |
| 발전기 포화 온도 도달 시간[min] | 75 |

그림 5.5의 연속 출력 시험 결과에서 인가 부하는 $-202[\text{Nm}]$ 로 이때의 기계적인 입력, Power_Mech 와 전기적인 출력, Power_DC 는 각각 $63.5[\text{kW}]$, $60.3[\text{kW}]$ 이다. 시험 초반에는 발전기의 온도 상승으로 인한 영구 자석의 감자와 저항의 증가로 인해 토크와 출력의 절대값이 줄어들다가 점차 온도가 포화상태에 도달하면서 토크와 출력의 크기가 일정하게 유지된다.

시험에 사용된 코일과 절연지는 각각 AIEIW(N종)와 NOMAX 410으로 $200[^\circ\text{C}]$ 까지 발전기를 안정적으로 구동시킬 수 있다. 발전기 코일의 최대 온도는 $135.8[^\circ\text{C}]$ 로 열적 안정성을 확인할 수 있다.

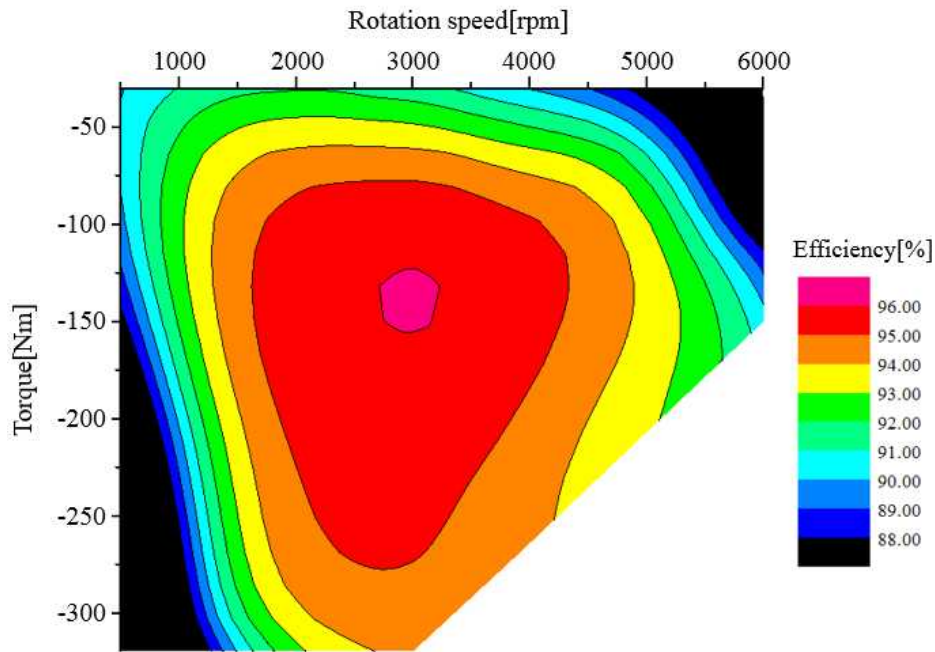


그림 5.6. 효율 시험 결과

Fig. 5.6. Efficiency test result

그림 5.6 효율 시험 결과를 통해 연속 출력 운전점에서 95[%]의 요구 효율 조건을 만족시킨다는 것을 확인할 수 있다.

제 6 장 결론 및 향후 연구 계획

6.1 결론

본 논문에서는 REEV용 발전기 설계를 개념 설계, 상세 설계, 최적 설계로 나누어 설계를 수행하는 단계별 설계 전략을 제안하였고, 시험용 발전기의 제작 및 시험을 통하여 제안한 해석 및 설계 방법의 정확성과 타당성을 검증하였다.

먼저 REEV용 발전기의 고효율, 고출력 요구 조건을 만족시키기 위해 출력밀도와 효율이 높은 IPM을 발전기 타입으로 결정하였다. 발전기의 회전자는 자기저항 토크 증가 및 역기전력 파형 개선에 유리한 델타 타입으로 선정하였다.

개념 설계 단계에서는 다양한 설계변수의 영향을 빠르게 검토하여 초기 설계안을 도출하는 것을 목표로 한다. 따라서, 빠른 해석이 가능한 MEC 방법을 이용하여 개념 설계를 수행하였다. 델타 타입 회전자는 역기전력 파형을 정현적으로 만들기 위해 회전자 표면을 의도적으로 포화를 시킨다. 본 논문에서는 비선형 MEC 방법을 제안하여 포화현상을 정확하게 해석하였고 다양한 설계변수의 영향을 분석하여 초기 설계안을 도출하였다.

상세 설계 단계에서는 MEC 해석 방법으로 해석하기 어려운 토크 리플, 코깅 토크, 감자, 효율 해석 등을 수행하기 위해 FEM을 이용하였다. REEV용 발전기의 요구 조건에 부합하는 극수 슬롯수 결정 및 무부하, 부하시 설계, 감자 해석을 수행하였고 전기 강판과 자석 재질에 따른 가성비를 분석하여 재질 결정의 타당성을 검증하였다.

최적 설계 단계에서는 다양한 요구 조건을 만족시킬 수 있는 최적 설계안을 도출하였다. 제안한 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘과 기존에 널리 사용된 알고리즘들을 시험함수에 적용하여 제안한 알고리즘이 적은 함수호출 횟수만으로도 정확하고 균일한 Pareto front

set을 도출할 수 있다는 것을 확인하였다. 또한 제안한 알고리즘을 REEV용 IPMSG 최적설계에 적용하여 토크 크기는 최대화하면서 토크 리플과 자석 사용량을 최소화 할 수 있는 최적설계 안을 도출하였다.

마지막으로, 본 연구에서 제안한 REEV용 IPMSG 해석 및 설계 전략을 검증하기 위하여 시험용 전동기를 제작 및 시험하였다. 다양한 발전기 특성 시험을 통해 본 연구에서 제안한 방법들의 정확성과 타당성을 검증하였으며 향후 REEV용 발전기의 설계 및 해석에 많은 도움을 주리라 판단된다.

6.2 향후 연구

본 논문에서 제시한 내용들 이외에도 REEV용 발전기 해석 및 설계를 위해서는 다양한 연구가 수행되어야 할 것이다.

본 논문에서 제시한 MSML 타입 회전자의 경우 델타 타입 회전자에 비해 구조적으로 비선형적인 특성이 적었기 때문에 개별 여자 공극자속 밀도 합산방법을 이용하여 부하해석을 수행할 수 있었다. 하지만 델타 타입 회전자의 경우에는 회전자 표면의 포화도가 매우 높기 때문에 개별 여자 공극자속밀도 합산 방법으로는 부하해석을 하는데 한계가 있다. 델타 타입 회전자의 부하해석을 고려하기 위한 추가적인 MEC 연구를 진행할 필요가 있다.

최근 다중 목적함수 최적화 연구는 제작 공차, 재질 값의 변화 등으로 인해 발생하는 불확실성을 고려하여 설계안의 신뢰도를 향상시킬 수 있도록 강건 최적화 기능을 추가시키는 방향으로 연구가 진행되고 있다 [85], [86]. 강건 최적화에서도 많은 함수 호출이 요구된다는 문제가 있기 때문에 본 논문에서 제안한 대리모델을 이용한 다중 목적함수 최적화 알고리즘을 바탕으로 불확실성을 고려하는 기능을 추가한다면 설계에 들어가는 시간과 노력을 줄이면서도 신뢰도를 높일 수 있는 알고리즘의 개발이 가능할 것으로 예상된다.

마지막으로 현재 전기기기의 설계는 비단 전자계 특성뿐만 아니라 발전기에서 발생할 수 있는 다양한 물리적인 특성들을 고려하고 실제 제작되는 전동기의 성능을 정확하게 예측할 수 있는 방향으로 발전되고 있기 때문에 이를 위한 설계 기법의 연구가 수행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] “세계 전기동력차 시장전망과 시사점,” KDB 산업은행, 2014.
- [2] “정책 지원과 규제가 만드는 전기차 시장의 성장,” KB 금융지주 경영연구소, 2016.
- [3] “전기자동차 시대에 대비한 R&D 전략,” 한국산업기술평가관리원, 2014.
- [4] “전기차로 자동차 산업 백년만의 혁신 시작된다,” 유진투자증권, 2015.
- [5] “전기자동차 시장 현황 및 전망,” 해외경제연구소 산업투자조사실, 2011.
- [6] 임옥택, 이세준, 오광철, “주행거리 연장형 전기자동차 (RE-EV)의 엔진발전 기술 현황,” *Auto journal*, 2012.
- [7] 한경식, 문진수, “주행거리 연장형 전기자동차 (RE-EV)시장과 국내 개발 현황,” *Auto journal*, 2012.
- [8] J. Wolschendorf, K. Rzemien and D. J. Gian, “Development of electric and range-extended electric vehicles through collaboration partnerships,” *SAE International*, Oct. 2010.
- [9] K. Thorn, “Range extender concepts,” Volvo Car Corporation, May 2012.
- [10] D. K. Lim, K. P. Yi, S. Y. Jung, H. K. Jung, and J. S. Ro, “Optimal design of an interior permanent magnet synchronous motor by using a new surrogate-assisted multi-objective optimization,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 51, no. 11, Nov. 2015, Art. ID 8207504.
- [11] K. C. Kim, “A novel magnetic flux weakening method of permanent magnet synchronous motor for electric vehicles,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4042-4045, Nov. 2012.

- [12] J. Legranger, G. Friedrich, S. Vivier, and J. C. Mipo, "Combination of finite-element and analytical models in the optimal multidomain design of machines: application to an interior permanent-magnet starter generator," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 1, pp. 232–239, Jan./Feb. 2012.
- [13] J. H. Choi, H. H. Kim, D. H. Kim, and Y. S. Baek, "Design and parametric analysis of axial flux PM motors with minimized cogging torque," *IEEE trans. Magn.*, vol. 45, no. 6, pp. 2855–2858, Jun. 2009.
- [14] S. H. Lim, S. J. Min, and J. P. Hong, "Level-set-based optimal stator design of interior permanent-magnet motor for torque ripple reduction using phase-field model," *IEEE trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3020–3023, Oct. 2011.
- [15] J. H. Kwack, S. J. Min, and J. P. Hong, "Optimal stator design of interior permanent magnet motor to reduce torque ripple using the level set method," *IEEE trans. Magn.*, vol. 46, no. 6, pp. 2108–2111, Jun. 2010.
- [16] S. I. Kim, J. Y. Lee, Y. K. Kim, J. P. Hong, Y. Hur, and Y. H. Jung, "Optimization for reduction of torque ripple in interior permanent magnet motor by using the taguchi method," *IEEE trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1796–1799, May 2005.
- [17] D. K. Lim, K. P. Yi, D. K. Woo, H. K. Yeo, J. S. Ro, C. G. Lee, and H. K. Jung, "Analysis and design of a multi-layered and multi-segmented interior permanent magnet motor by using an analytic method," *IEEE trans. Magn.*, vol. 50, no. 6, Jun. 2014, Art. ID 8201308.
- [18] 한양대학교 에너지변환연구실 譯, 매입자석 동기모터의 설계 및 제어, 인터뷰전, 2007.

- [19] 곽상엽, 차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2007.
- [20] 서장호, 차량용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2010.
- [21] D. K. Lim, D. K. Woo, I. W. Kim, J. S. Ro, and H. K. Jung, “Cogging torque minimization of a dual-type axial-flux permanent magnet motor using a novel optimization algorithm” *IEEE trans. Magn.*, vol. 49, no. 9, pp. 5106–5111, Sep. 2013.
- [22] D. K. Lim, Y. S. Cho, J. S. Ro, S. Y. Jung, and H. K. Jung, “Optimal design of an axial flux permanent magnet synchronous motor for the electric bicycle,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 52, no. 3, Mar. 2016, Art. ID 8200204.
- [23] X. Liu, H. Hu, J. Zhao, A. Belahcen, L. Tang, and L. Yang, “Analytical solution of the magnetic field and EMF calculation in ironless BLDC motor,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 52, no. 2, Feb. 2016, Art. ID 8100510.
- [24] L. Jolly, M. A. Jabbar, and L. Qinghua, “Design optimization of permanent magnet motors using response surface methodology and genetic algorithms” *IEEE trans. Magn.*, vol. 41, no. 10, pp. 3928–3930, Oct. 2005.
- [25] K. Y. Hwang, H. Lin, S. H. Rhyu, and B. I. Kwon, “A study on the novel coefficient modeling for a skewed permanent magnet and overhang structure for optimal design of brushless DC motor” *IEEE trans. Magn.*, vol. 48, no. 5, pp. 1918–1923, May 2012.
- [26] 서정무, 동적 부하특성을 고려한 로봇용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2016.
- [27] R. Qu and T. A. Lipo, “Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine,” *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 121–127, Jan./Feb. 2004.

- [28] W. B. Tsai and T. Y. Chang, "Analysis of flux leakage in a brushless permanent-magnet motor with embedded magnets," *IEEE trans. Magn.*, vol. 35, no. 1, pp. 543-547, Jan. 1999.
- [29] M. F. Momen and S. Datta, "Analysis of flux leakage in a segmented core brushless permanent magnet motor," *IEEE trans. Energy Conv.*, vol. 24, no. 1, pp. 77-81, Mar. 2009.
- [30] Y. Kano and N. Matsui, "A design approach for direct-drive permanent-magnet motors," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 2, pp. 543-554, Mar./Apr. 2008.
- [31] A. R. Tariq, C. E. N. baron, And E. G. Strangas, "Iron and magnet losses and torque calculation of interior permanent magnet synchronous machines using magnetic equivalent circuit," *IEEE trans. Magn.*, vol. 46, no. 12, pp. 4073-4080, Dec. 2010.
- [32] C. C. Hwang and Y. H. Cho, "Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE trans. Magn.*, vol. 37, no. 4, pp. 3021-3024, Jul. 2001.
- [33] Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, and A. Pride, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model," *IEEE trans. Magn.*, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, Nov. 2005.
- [34] M. Cheng, K. T. Chau, C. C. Chan, E. Zhou, and X. Huang, "Nonlinear varying-network magnetic circuit analysis for doubly salient permanent-magnet motors," *IEEE trans. Magn.*, vol. 36, no. 1, pp. 339-348, Jan. 2000.
- [35] Y. Chen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Three-dimensional lumped-parameter magnetic circuit analysis of single-phase flux-switching permanent-magnet motor," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1701-1710, Nov./Dec. 2008.

- [36] J. K. Kim, S. W. Joo, S. C. Hahn, J. P. Hong, and D. H. Koo, "Static characteristics of linear BLDC motor using equivalent magnetic circuit and finite element method," *IEEE trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 742–745, Mar. 2004.
- [37] J. K. Park, T. R. Wellawatta, Z. Ullah, and J. Hur, "New equivalent circuit of the IPM-Type BLDC motor for calculation of shaft voltage by considering electric and magnetic fields," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 5, pp. 3763–3771, Sep./Oct. 2016.
- [38] M. Moallem and G. E. Dawson, "An improved magnetic equivalent circuit method for predicting the characteristic of highly saturated electromagnetic devices," *IEEE trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 3632–3635, Sep. 1998.
- [39] F. E. Fleming, and C. S. Edrington, "Real-time emulation of switched reluctance machines via magnetic equivalent circuits," *IEEE trans. Ind. Elect.*, vol. 64, no. 6, pp. 3366–3376, Jun. 2016.
- [40] Q. Yu and D. Gerling, "Analytical modeling of a canned switched reluctance machine with multilayer structure," *IEEE trans. Magn.*, vol. 49, no. 9, pp. 5069–5082, Sep. 2013.
- [41] P. Hekmati and M. Mirsalim, "Design and analysis of a novel axial-flux slotless limited-angle torque motor with trapezoidal cross section for the stator," *IEEE trans. Energy Conv.*, vol. 28, no. 4, pp. 815–822, Dec. 2013.
- [42] X. Ding, G. Liu, H. Guo, and C. Zhang, "Accurate prediction of leakage flux boundaries for an axial-flux MEMS micromotor design," *IEEE trans. App. Superco.*, vol. 26, no. 7, Oct. 2016, Art. ID 0612705.
- [43] Y. Huang, T. Zhou, J. Dong, H. Lin, H. Yang, and M. Cheng, "Magnetic equivalent circuit modeling of yokeless axial flux permanent magnet machine with segmented armature," *IEEE trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, Nov. 2014, , Art. ID 8104204.

- [44] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, T. W. Ng, and N. C. Cheung, "Multi-objective optimization design of in-wheel switched reluctance motors in electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 2980 - 2987, Sep. 2010.
- [45] Y. Duan and D. M. Ionel, "A review of recent developments in electrical machine design optimization methods with a permanent-magnet synchronous motor benchmark study," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 3, pp. 543-554, May/Jun. 2013.
- [46] B. Zhang, A. Wang, and M. Doppelbauer, "Multi-objective optimization of a transverse flux machine with claw-pole and flux-concentrating structure," *IEEE trans. Magn.*, vol. 52, no. 8, Aug. 2016, Art. ID 8107410.
- [47] L. Guo, H. Zhang, M. Galea, J. Li, and C. Gerada, "Multiobjective optimization of a magnetically levitated planar motor with multilayer windings," *IEEE trans. Ind. Elect.*, vol. 63, no. 6, pp. 3522-3532, Jun. 2016.
- [48] B. Han, Q. Xu, And Q. Yuan, "Multiobjective optimization of a combined radial-axial magnetic bearing for magnetically suspended compressor," *IEEE trans. Ind. Elect.*, vol. 63, no. 4, pp. 2284-2293, Apr. 2016.
- [49] G. Y. Sizov, P. Zhang, D. M. Lonel, N. A. I. Demerdash, and M. Rosu, "Automated multi-objective design optimization of PM AC machines using computationally efficient FEA and differential evolution," *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 543-554, Sep./Oct. 2013.
- [50] D. K. Lim, D. K. Woo, H. K. Yeo, S. Y. Jung, J. S. Ro, and H. K. Jung, "A novel surrogate-assisted multi-objective optimization algorithm for an electromagnetic machine design," *IEEE trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, Mar. 2015, Art. ID 8200804.

- [51] N. Srinivas and K. Deb, "Generalizing surrogate-assisted evolutionary computation," *Evol. Comput.*, vol. 14, no. 3, pp. 329–355, Jun. 2010.
- [52] S. Koziel and S. Ogurtsov, "Multi-objective design of antennas using variable-fidelity simulations and surrogate models," *IEEE trans. Ante. and Propa.*, vol. 61, no. 12, pp. 5931–5939, Dec. 2013.
- [53] M. H. S. Medes, G. L. Soares, J. L. Coulombm and J. A. Vascondelos, "A surrogate genetic programming based model to facilitate robust multi-objective optimization: A case study in magnetostatics," *IEEE trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2065–2068, May. 2013.
- [54] 우동균, 오버행 효과를 고려하는 영구자석 전동기의 특성 해석 및 최적 설계, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2013.
- [55] D. K. Woo, S. Y. Kwak, J. H. Seo, and H. K. Jung, "Characteristic analysis for IPMSM considering flux-linkage ripple", *J. Elect. Eng. Technol.*, vol. 5, no. 4, pp. 592 - 596, May 2010.
- [56] L. Zhu, S. Z. Jiang, Z. Q. Zhu, and C. C. Chan, "Analytical modeling of open-circuit air-gap field distributions in multisegment and multilayer interior permanent-magnet machines," *IEEE trans. Magn.*, vol. 45, no. 8, pp. 3121–3130, Aug. 2009.
- [57] C. F. Wang, M. J. Jin, J. X. Shen, and C. Yuan, "A permanent magnet integrated starter generator for electric vehicle onboard range extender application," *IEEE trans. Magn.*, vol. 48, no. 4, pp. 1625–1628, Apr. 2012.
- [58] J. H. Seo and H. S. Choi, "Analytical modeling for calculating cogging torque in interior permanent magnet machine with multi flux-barriers," *IEEE trans. Appl. Superc.*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. ID 0503904.

- [59] M. Cirani, S. Eriksson, and J. Thunberg, “Innovative design for flux leakage reduction in IPM machines,” *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 1847–1853, May/Jun. 2014.
- [60] A. Looser, T. Baumgartner, J. W. Kolar, and C. Zwyssing, “Analysis and measurement of three-dimensional torque and forces for slotless permanent-magnet motors,” *IEEE trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1258–1266, Jul/Aug. 2012.
- [61] A. Rahideh, M. Mardaneh, and T. Korakianitis, “Analytical 2-D calculations of torque, inductance, and back-EMF for brushless slotless machines with surface inset magnets,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 49, no. 8, pp. 4873–4884, Aug. 2013.
- [62] D. Zarko, D. Ban, and T. A. Lipo, “Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 42, no. 7, pp. 1828–1837, Jul. 2006.
- [63] K. Boughrara, B. L. Chikouche, R. Ibtouen, D. Zarko, and O. Touhami, “Analytical model of slotted air-gap surface mounted permanent-magnet synchronous motor with magnet bars magnetized in the shifting direction,” *IEEE trans. Magn.*, vol. 45, no. 2, pp. 747–758, Feb. 2009.
- [64] M. N. Uddin and M. A. Rahman, “High-speed control of IPMSM drives using improved fuzzy logic algorithms,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 5, pp. 1670–1676, Sep. 2009.
- [65] S. J. Chapman, *Electric machinery fundamentals*(5th edition), *MC Graw Hill*, 2012.
- [66] “영구자석 카탈로그,” 마그토피아, 2010.

- [67] F. R. Alam and K. Abbaszadeh, "Magnetic field analysis in eccentric surface-mounted permanent-magnet motors using an improved conformal mapping method," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 31, no. 1, pp. 333 - 344, Mar. 2016.
- [68] S. B. Han, N. S. Choi, C. T. Rim, and G. H. cho, "Modeling and analysis of static and dynamic characteristics for buck-type three-phase PWM rectifier by circuit DQ transformation", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, pp. 390 - 396, 1994.
- [69] S. M. Sue and C. Y. Pan, "Voltage-constraint-tracking-based field-weakening control of IPM synchronous motor drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 340 - 347, Jan. 2008.
- [70] K. Chen, Y. Sun, and B. Liu, "Interior permanent magnet synchronous motor linear field-weakening control", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 1, pp. 159-164, Mar. 2016.
- [71] M. F. Hsieh and Y. C. Hsu, "A generalized magnetic circuit modeling approach for design of surface permanent-magnet machines", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, vol. 59, no. 2, pp. 779-792, Feb. 2012.
- [72] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II", *IEEE Trans. Evol. Comp.*, vol. 6, no. 2, pp. 182-197, Apr. 2002.
- [73] H. Li and Q. Zhang, "Multiobjective optimization problems with complicated pareto sets, MOEA/D and NSGA-II", *IEEE Trans. Evol. Comp.*, vol. 13, no. 2, pp. 284-302, Apr. 2009.
- [74] J. Q. Yang, Q. R. Yuan, F. Yang, H. J. Zhou, Z. P. Nie, and Z. Q. Zhao, "Synthesis of conformal phased array with improved NSGA-II algorithm", *IEEE Trans. Ante. and Prop.*, vol. 57, no. 12, pp. 4006-4009, Dec. 2009.

- [75] C. A. C. Coello, G. T. Pulido, and M. S. Lechuga, "Handling multiple objectives with particle swarm optimization", *IEEE Trans. Evol. Comp.*, vol. 8, no. 3, pp. 256-279, Jun. 2004.
- [76] J. S. Heo, K. Y. Lee, and R. G. Ramirez, "Multiobjective control of power plants using particle swarm optimization techniques", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 552-561, Jun. 2006.
- [77] W. Hu and G. G. Yen, "Adaptive multiobjective particle swarm optimization based on parallel cell coordinate system", *IEEE Trans. Evol. Comp.*, vol. 19, no. 1, pp. 1-18, Feb. 2015.
- [78] G. Lei, K. R. Shao, Y. Guo, J. Zhu, and J. D. Lavers, "Sequential optimization method for the design of electromagnetic device", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 11, pp. 3217-3220, Nov. 2008.
- [79] A. Gonzalez, C. Hernandez, and M. A. Arjona, "A novel high-efficiency parallel-winding connection for a three-phase induction motor fed by a single-phase power supply", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 2, pp. 269-277, Jun. 2014.
- [80] I. W. Kim, D. K. Woo, D. K. Lim, S. Y. Jung, C. G. Lee, J. S. Ro, and H. K. Jung, "Minimization of a cogging torque for an interior permanent magnet synchronous machine using a novel hybrid optimization algorithm," *J. Elect. Eng. Technol.*, vol. 9, no. 3, pp. 859 - 865, May 2014.
- [81] "전기강관 카탈로그," 포스코, 2014.
- [82] 이상엽, 자기 포화 현상과 교차 결합을 고려한 다층 매입형 영구자석 동기 전동기의 인덕턴스 특성 해석, 공학석사 학위논문, 서울대학교, 2006.
- [83] S. T. Lee, "Development and analysis of interior permanent magnet synchronous motor with field excitation structure," Doctoral Dissertations, University of Tennessee, 2009.

- [84] T. J. E. Miller, Brushless permanent magnet and reluctance motor drives, *Oxford Univ. Press, New York*, 1989.
- [85] B. Xia, Z. Ren, and C. S. Koh, "Utilizing kriging surrogate models for multi-objective robust optimization of electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014. Art. ID 7017104.
- [86] A. Salimi and D. A. Lowther, "On the role of robustness in multi-objective robust optimization: application to an IPM motor design problem," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 3, Mar. 2016. Art. ID 8102304.
- [87] W. J. Gibbs, Conformal transformations in electrical engineering, The British Thomson-Houston co., 1958.
- [88] L. Fang, "Shape optimum design of interior-PM motor using space field-based relative permeance method," Doctoral Dissertations, Hanyang University, 2011.

부록 A. 슬롯 효과를 고려한 공극자속밀도 계산

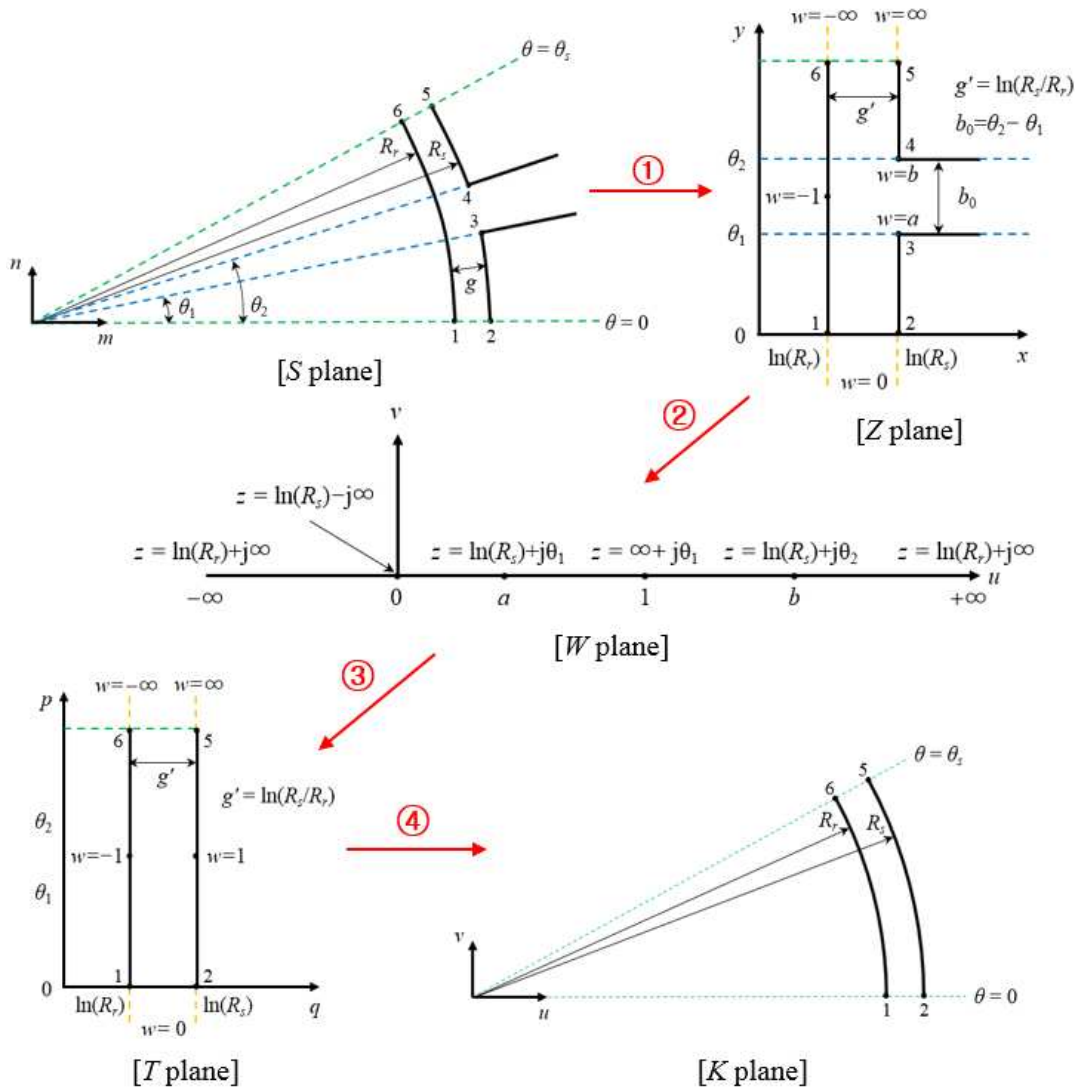


그림 A.1. 등각사상을 이용한 슬롯 효과 고려

Fig. A.1. Considering slotting effect by using conformal mapping

복소함수를 기반으로 하는 등각사상(conformal mapping) 또는 등각변환(conformal transformation)은 복소평면의 함수를 다른 복소평면으로 나타내기 위해 사용된다[62], [63]. 등각사상은 슬롯에 의한 공극자속밀도의 분포와 같은 다소 복잡한 형상의 등자위 경계 사이의 자속 분포를 계

산하는데 매우 유용하다[17]. 그림 A.1의 네 가지 등각사상을 이용하면 슬롯 효과가 반영된 공극자속밀도를 계산할 수 있다.

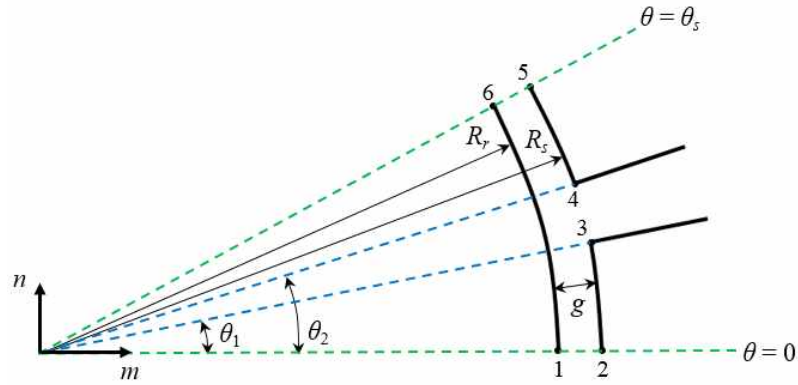


그림 A.2. S-평면의 슬롯 오픈닝

Fig. A.2. Slot opening in the S-plane

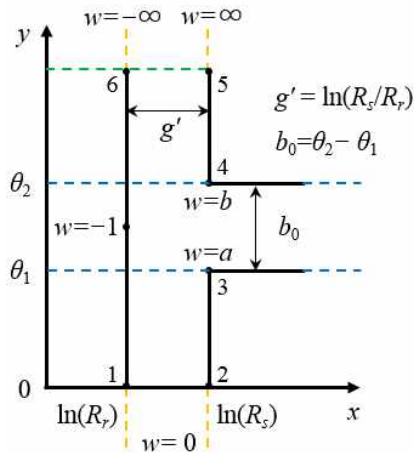


그림 A.3. Z-평면의 슬롯 오픈닝

Fig. A.3. Slot opening in the Z-plane

먼저, 극좌표계의 S-평면의 슬롯 오픈닝을 직각 좌표계의 Z-평면으로 변환하는 과정을 살펴보자. S-평면에서 슬롯 오픈닝의 깊이를 무한대로 간략화하였는데 이것은 IPMSG와 같이 공극의 길이에 비해 슬롯의 깊이가 훨씬 긴 경우에 유효하다[62]. S-평면과 Z-평면간의 등각사상은 다음과 같다.

$$z = \ln(s) \quad (\text{A.1})$$

여기서 $s = m + jn = re^{j\theta}$ 이고, $z = x + jy$ 이다. 식(A.1)에 s 를 대입하여 정리하면 아래의 결과를 얻을 수 있다.

$$x = \ln(r), y = \theta \quad (\text{A.2})$$

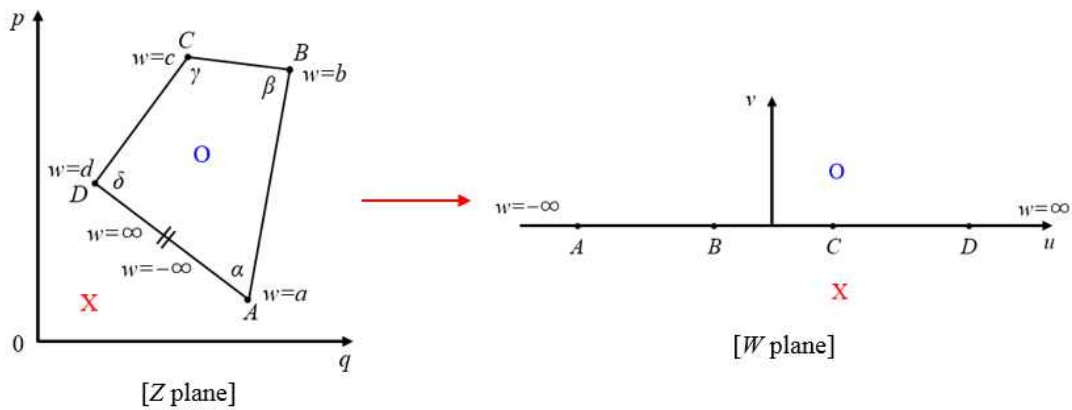


그림 A.4. Schwarz-Cristoffel 변환

Fig. A.4. Schwarz-Cristoffel transformation

두 번째 변환은 Z -평면과 W -평면간의 등각사상으로, Schwarz-Cristoffel 변환이라고도 한다. Schwarz-Cristoffel 변환은 Z -평면의 다각형을 W -평면의 실수축에 펼쳐놓는 변환이다. Z -평면에서 선분 AD 의 중점부근에서 양쪽을 잡고 다각형을 펼쳐서 W -평면 실수축에 올려놓았다고 상상해보자. 그림 A.4에서 O, X로 표시한 것처럼 Z -평면의 다각형 내부와 외부는 각각 W -평면의 상단과 하단에 해당하며, Z -평면 다각형의 가장자리는 W -평면의 실수축을 나타낸다. Z -평면과 W -평면간의 등각사상 수식은 다음과 같다[62], [87], [88].

$$\frac{dz}{dw} = A(w-a)^{(\alpha/\pi)-1}(w-b)^{(\beta/\pi)-1}(w-c)^{(\gamma/\pi)-1}... \quad (\text{A.3})$$

식 (A.3)은 Schwarz-Cristoffel 변환의 미분형으로 A 는 계수 인자를 a, b, c 는 꼭지점을 α, β, γ 는 꼭지점 a, b, c 에서의 사잇각을 나타낸다.

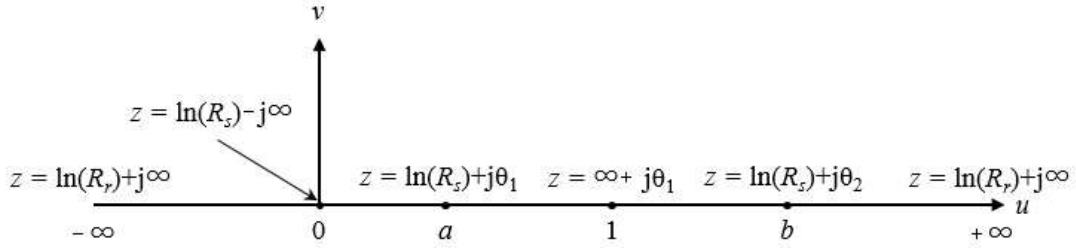


그림 A.5. W -평면의 슬롯 오픈닝

Fig. A.5. Slot opening in the W -plane

그림 A.3의 Z -평면에서 $\ln(R_r) + j\infty$ 와 $\ln(R_s) + j\infty$ 의 두 점을 잡고 펼쳐서 그림 A.5의 W -평면의 실수축에 올려놓았다고 상상해보자. 각각의 꼭지점($w=0$, $w=a$, $w=1$, $w=b$)에서의 사잇각은 각각 0 , $3/2\pi$, 0 , $3/2\pi$ 이다. 이제 식 (A.3)에 각각의 꼭지점에서의 사잇각을 대입하면 아래 수식을 유도할 수 있다.

$$\frac{dz}{dw} = A \frac{(w-a)^{1/2}(w-b)^{1/2}}{w(w-1)} \quad (\text{A.4})$$

미지수 A , a , b 를 계산하기 위해 Z -평면에서 $z=0$ 부터 $z=-g'$ 까지 적분을 해보자. 그림 A.4의 상단부 w 를 기준으로 $z=0$ 부터 $z=-g'$ 까지 적분은 그림 A.5의 W -평면에서 $w=+\infty$ 부터 $w=-\infty$ 까지의 적분과 같다. R 을 매우 큰 원으로 가정하면 W -평면에서 $w = Re^{j\theta}$, $dw = jRe^{j\theta}d\theta$ 가 되고, 이를 식 (A.4)에 대입하고 양변을 적분하면 아래 수식을 유도할 수 있다.

$$\int_0^{-g'} dz = \int_0^\pi \frac{A(Re^{j\theta} - a)(Re^{j\theta} - b)^{1/2}}{Re^{j\theta}(Re^{j\theta} - 1)} jRe^{j\theta}d\theta \quad (\text{A.5})$$

식 (A.5)에서 $R \rightarrow \infty$ 라고 가정하면 $R \gg a, b, 1$ 이 되고 수식을 정리하면 아래와 같이 미지수 A 를 계산할 수 있다.

$$\int_0^{-g'} dz = \int_0^\pi \frac{A(Re^{j\theta} Re^{j\theta})^{1/2}}{Re^{j\theta} Re^{j\theta}} jRe^{j\theta} d\theta = \int_0^\pi Ajd\theta \quad (\text{A.6})$$

$$-g' = j\pi A \quad (\text{A.7})$$

$$\therefore A = j\frac{g'}{\pi} \quad (\text{A.8})$$

이번에도 $z=0$ 부터 $z=-g'$ 까지 적분을 시행한다. 단, 그림 A.4의 하단부 w 를 기준으로 $z=0$ 부터 $z=-g'$ 까지 적분은 그림 A.5의 W -평면에서 $w=+0$ 부터 $w=-0$ 까지의 적분과 같다. r 을 매우 작은 원으로 가정하면 W -평면에서 $w = re^{j\theta}$, $dw = jre^{j\theta}d\theta$ 가 되고, 이를 식 (A.4)에 대입하고 양변을 적분하면 아래 수식을 유도할 수 있다.

$$\int_0^{-g'} dz = \int_0^\pi \frac{A(re^{j\theta} - a)^{1/2}(re^{j\theta} - b)^{1/2}}{re^{j\theta}(re^{j\theta} - 1)} jre^{j\theta}d\theta \quad (\text{A.9})$$

식 (A.9)에서 $r \rightarrow 0$ 이라고 가정하면 $r \ll a, b, 1$ 이 되고 수식을 정리하면 식 (A.13)과 같이 미지수 a 와 b 의 관계를 유도할 수 있다.

$$\int_0^{-g'} dz = \int_0^\pi \frac{A(ab)^{1/2}}{re^{j\theta}(-1)} jre^{j\theta}d\theta = \int_0^\pi -A(ab)^{1/2}d\theta \quad (\text{A.10})$$

$$\int_0^{-g'} dz = -g' = -j\frac{g'}{\pi}(ab)^{1/2}\pi \quad (\text{A.11})$$

$$(ab)^{1/2} = -1 \quad (\text{A.12})$$

$$b = 1/a \quad (\text{A.13})$$

이제 식 (A.8)의 A 를 식 (A.4)에 대입하고 양변을 적분하면 식 (A.14)를 유도할 수 있다.

$$z = \int j\frac{g}{\pi} \frac{(w-a)^{1/2}(w-b)^{1/2}}{w(w-1)} dw \quad (\text{A.14})$$

식 (A.14)를 정리하기 위해

$$p^2 = \frac{w-b}{w-a} \quad (\text{A.15})$$

라고 놓으면 w , $w-1$, dw , $w-a$, $w-b$ 를 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$w = \frac{ap^2 - b}{p^2 - 1} \quad (\text{A.16})$$

$$w-1 = \frac{(a-1)p^2 - (b-1)}{p^2 - 1} \quad (\text{A.17})$$

$$dw = \frac{2ap(p^2-1) - (ap^2-b)2p}{(p^2-1)^2} dp = \frac{2(b-a)}{(p^2-1)^2} dp \quad (\text{A.18})$$

$$w-a = \frac{ap^2 - b - ap^2 + a}{p^2 - 1} = \frac{a-b}{p^2 - 1} \quad (\text{A.19})$$

$$w-b = \frac{ap^2 - b - bp^2 + b}{p^2 - 1} = \frac{(a-b)p^2}{p^2 - 1} \quad (\text{A.20})$$

w , $w-1$, dw , $w-a$, $w-b$ 를 식 (A.14)에 대입 정리하면 아래 수식을 유도할 수 있다.

$$z = j \frac{2g}{\pi} \int \frac{(b+1)^2(b-1)p^2}{(1-p^2)(b^2-p^2)(b+p^2)} dp \quad (\text{A.21})$$

식 (A.21)을 부분분수 형태로 바꾸고 각각의 적분식을 계산하면 W -평면과 Z -평면간의 변환 수식 (A.24)를 도출할 수 있다.

$$\frac{(b+1)^2(b-1)p^2}{(1-p^2)(b^2-p^2)(b+p^2)} = \frac{A}{1-p^2} + \frac{B}{b^2-p^2} + \frac{C}{b+p^2} \quad (\text{A.22})$$

$$z = j \frac{2g}{\pi} \left\{ \int \frac{dp}{(1-p^2)} - \int \frac{b}{(b^2-p^2)} dp - \int \frac{b-1}{b^2+p^2} dp \right\} \quad (\text{A.23})$$

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left\{ \ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - \frac{2(b-1)}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \frac{p}{\sqrt{b}} \right\} + C \quad (\text{A.24})$$

식 (A.24)에서 적분상수 C 는 식(A.24)에 $w = b$ 를 대입하여 아래와 같이 계산하였다.

$$C = \ln R_s + j\theta_2 \quad (\text{A.25})$$

식 (A.24)에 $w = a$ 를 대입하면 아래와 같이 미지수 b 를 계산할 수 있다.

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left\{ \ln(-1) - \ln(-1) - \frac{2(b-1)}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \infty \right\} \quad (\text{A.26})$$

$$= -j \frac{g'}{\pi} \frac{2(b-1)}{\sqrt{b}} \frac{\pi}{2} = -j \frac{g'(b-1)}{\sqrt{b}} \quad (\text{A.27})$$

$$-jb' = -j \frac{g(b-1)}{\sqrt{b}} \quad (\text{A.27})$$

$$b = \left(\frac{b'}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'}{2g'} \right)^2 + 1} \right)^2 \quad (\text{A.28})$$

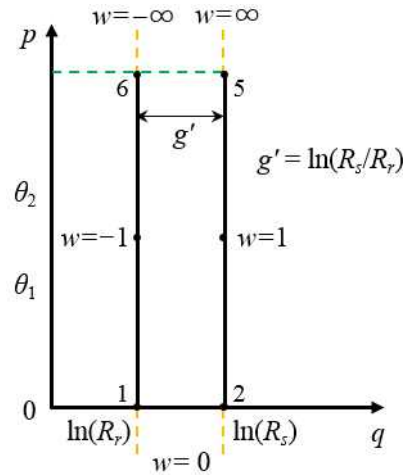


그림 A.6. T -평면의 슬롯 오픈닝

Fig. A.6. Slot opening in the T -plane

세 번째 변환은 W -평면과 그림 A.6의 T -평면간의 등각사상으로, 변환 수식은 아래와 같다.

$$\frac{dt}{dw} = \frac{A}{w} dw \quad (\text{A.29})$$

두 번째 변환에서 수행했던 방법과 동일한 방법으로 미지수를 계산하면 아래 수식을 유도할 수 있다.

$$t = j \frac{g'}{\pi} \ln w + \ln R_s + j \frac{\theta_s}{2} \quad (\text{A.30})$$

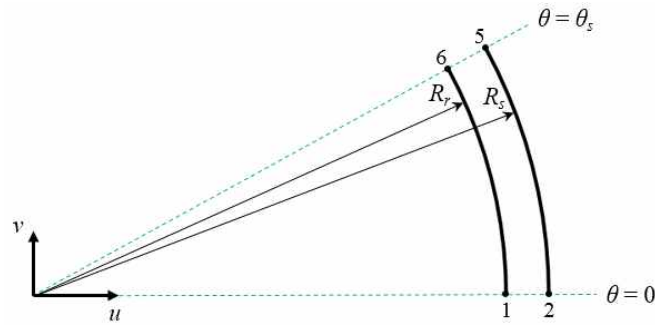


그림 A.7 K -평면의 슬롯 오픈닝

Fig. A.7. Slot opening in the K -plane

마지막 변환은 T -평면과 그림 A.7의 K -평면간의 등각사상으로, 변환 수식은 아래와 같다.

$$k = e^t \quad (\text{A.31})$$

이제 앞서 유도한 각각의 변환 수식들을 정리하여 슬롯 보정 계수 (slot correction factor 또는 relative air-gap permeance)를 식 (A.37)과 같이 계산할 수 있다.

$$\lambda = \frac{\partial k}{\partial s} = \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial z} \frac{\partial z}{\partial s} \quad (\text{A.32})$$

$$\frac{\partial k}{\partial t} = e^t = e^{\ln k} = k \quad (\text{A.33})$$

$$\frac{\partial t}{\partial w} = j \frac{g'}{\pi} \frac{1}{w} \quad (\text{A.34})$$

$$\frac{\partial w}{\partial z} = -j \frac{\pi}{g'} \frac{(w-1)w}{(w-a)^{1/2}(w-b)^{1/2}} \quad (\text{A.35})$$

$$\frac{\partial z}{\partial s} = \frac{1}{s} \quad (\text{A.36})$$

$$\lambda(r, \theta) = \frac{k}{s} \frac{(w-1)}{s(w-a)^{1/2}(w-b)^{1/2}} \quad (\text{A.37})$$

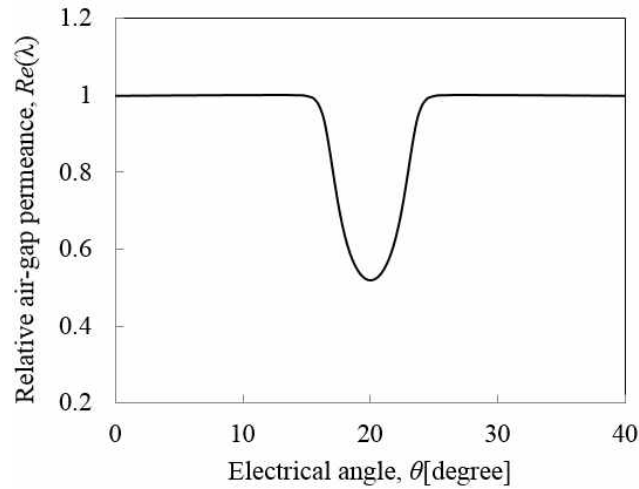


그림 A.8. 슬롯 보정 계수

공극의 중앙에서 슬롯에 의한 효과를 고려하기 위해서 $r(= R_s - g/2)$ 과 $\theta(= 0 \sim 40)$ 를 식 (A.37)에 대입하면 반경 방향의 relative air-gap permeance 또는 슬롯 보정 계수를 그림 A.8과 같이 계산할 수 있다[62], [63].

슬롯 보정 계수를 적용한 공극자속밀도 $B'_{slotted}$ 는 아래 수식을 통해 계산할 수 있다.

$$B'_{slotted} = B_{slotless} \times Re(\lambda) \quad (\text{A.38})$$

위 수식에서 $B_{slotless}$ 는 슬롯리스 타입의 공극자속밀도를 나타내고, 그림 A.9는 슬롯 보정 계수를 적용한 공극자속밀도 계산 결과를 나타낸다.

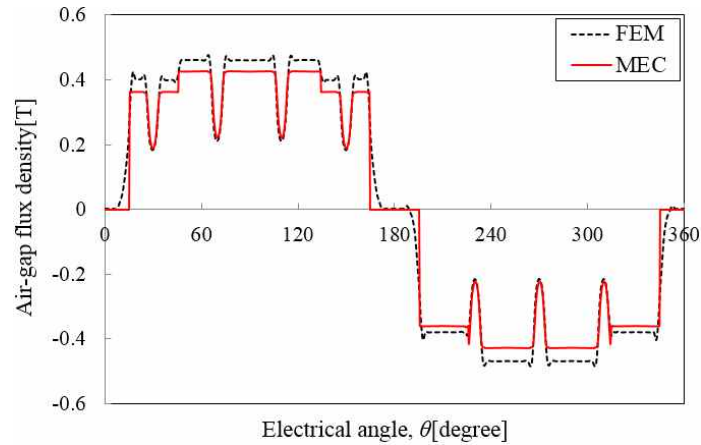


그림 A.9. 슬롯 보정 계수를 적용한 공극자속밀도

Fig. A.9. Air-gap flux density applying slot correction factor

그림 A.9에서 FEM과 MEC를 이용한 공극자속밀도 계산 결과에는 눈에 띄는 차이가 존재한다. 본문의 그림 2.10의 슬롯리스 타입 IPMSG의 공극자속밀도를 FEM과 MEC로 계산했을 때 거의 일치한다는 것을 감안한다면 그림 A.9에서의 결과차이는 슬롯을 고려하는 과정에서 발생된 것이라고 판단할 수 있다.

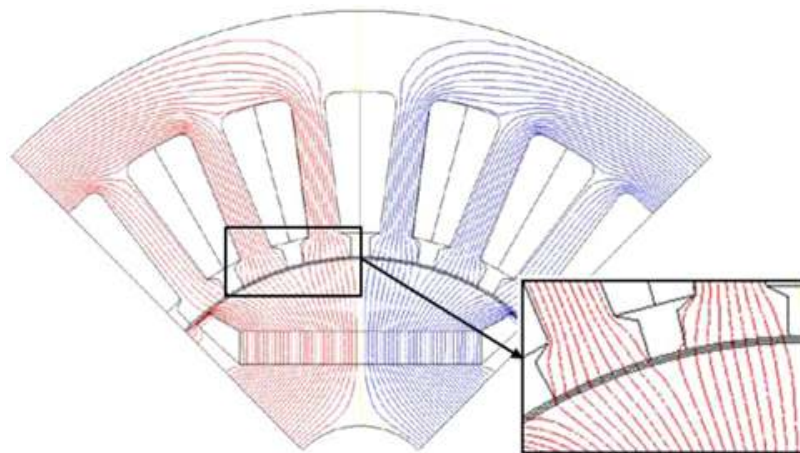


그림 A.10. IPMSG에서 슬롯 효과로 인해 나타나는 자속 집중 현상

Fig. A.10. Flux concentration by slotting effect in IPMSG

그림 A.10에서 확인할 수 있듯이 IPMSG에서는 슬롯 하단부의 회전자에서 자속이 슬롯쪽으로 집중된다. 이러한 자속 집중 현상이 나타나는 이유는 슬롯 opening 부분보다 상대적으로 자기저항이 작은 슬롯 부분으로 자속이 집중되기 때문이다. 따라서, 슬롯 효과로 인해 감소한 자속량을 이용하여 지속 집중 현상을 고려할 수 있다[17], [88].

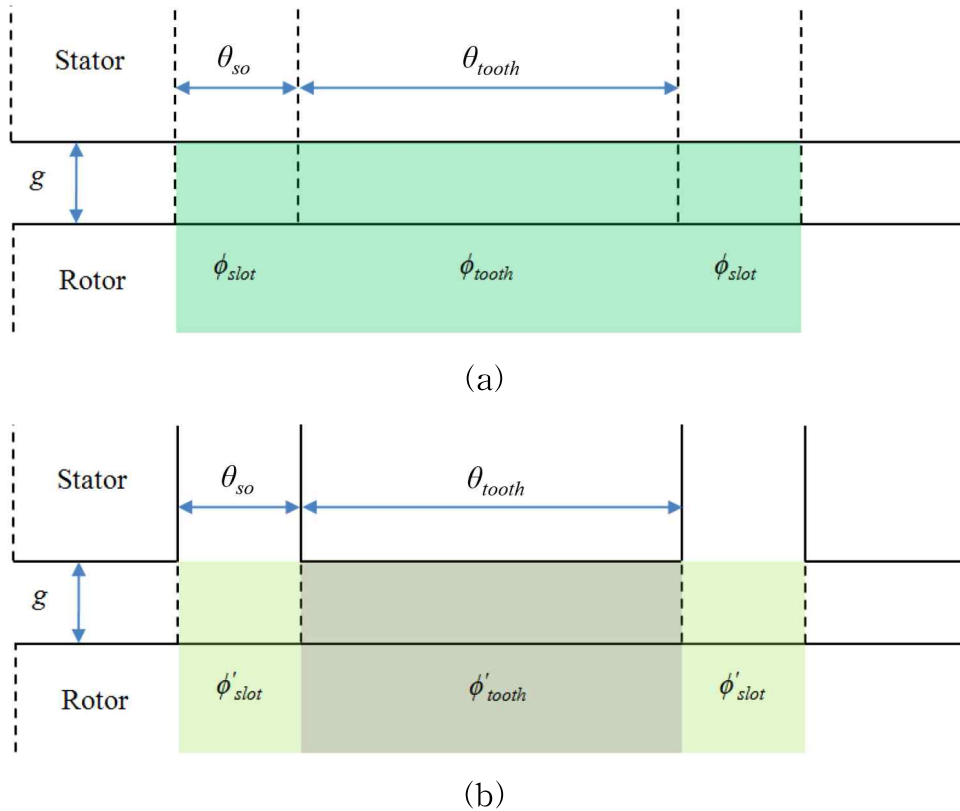


그림 A.11. 슬롯 효과에 따른 자속 집중 현상

(a) 슬롯리스 모델 (b) 슬롯 모델

Fig. A.11. Flux concentration according to the slotting effect

그림 A.11(a)는 슬롯리스 모델은 전체적으로 균일한 자속이 공극을 통과하고 있다. 전체 자속, Φ_{rotor} 대비 각 영역이 차지하는 비율을 계산하면 슬롯 opening 부분의 자속, Φ_{slot} 과 슬롯 부분의 자속, Φ_{tooth} 를 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi_{slot} = \Phi_{rotor} \cdot \frac{\theta_{so}}{\theta_{so} + \theta_{tooth}} \quad (\text{A.39})$$

$$\Phi_{tooth} = \Phi_{rotor} \cdot \frac{\theta_{tooth}}{\theta_{so} + \theta_{tooth}} \quad (\text{A.40})$$

평균 relative air-gap permeance, λ_{ave} 는 반경방향 relative air-gap permeance를 이용해 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\lambda_{ave} = \frac{1}{\theta_{so}} \int_0^{\theta_{so}} Re\{\lambda(\theta)\} d\theta \quad (\text{A.41})$$

그림 A.11(b)의 슬롯 모델의 감소한 슬롯 opening 부분의 자속, Φ'_{slot} 와 증가한 슬롯 부분의 자속, Φ'_{tooth} 는 λ_{ave} 를 이용해 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi'_{slot} = \Phi_{slot} \cdot \lambda_{ave} \quad (\text{A.42})$$

$$\Phi'_{tooth} = \Phi_{rotor} - \Phi'_{slot} \quad (\text{A.43})$$

$$k_{con} = \frac{\Phi'_{tooth}}{\Phi_{tooth}} \quad (\text{A.44})$$

식 (A.44)에서 k_{con} 은 자속 집중 계수를 나타낸다. 슬롯 효과를 고려한 자속밀도는 아래 수식을 통해 계산할 수 있고 계산 결과는 본문의 그림 2.12를 통해 확인할 수 있다.

$$B_{slotted} = B_{slotless} \times Re(\lambda) \times k_{con} \quad (\text{A.45})$$

Abstract

Optimal design of interior permanent magnet synchronous generator for range extended electric vehicle

Dong-Kuk Lim

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

In this paper, a design process of an interior permanent magnet synchronous generator (IPMSG) for range extended electric vehicle (REEV) is proposed and classified into three different sequential stages: concept design, specific design, and optimal design. The accuracy and feasibility of the proposed analysis and design method are verified by investigating the manufactured IPMSG.

The IPMSG which shows outstanding performances in terms of efficiency and power density is selected as a generator type in order to satisfy the high efficiency and high power density requirements of the REEV generator.

At the concept design stage, the initial design is derived by quickly examining the effect of various design variables. Hence, the magnetic equivalent circuit (MEC) method is mainly used throughout this stage. The outer part of the rotor is intentionally saturated by the

delta type IPMSG to make the sinusoidal back-EMF. In this paper, the saturation effect is considered by using the proposed non-linear MEC method, and initial design result is derived by analysis of various design variables.

The specific design stage utilizes the finite element method (FEM) in order to consider the other effects that are difficult to be analyzed by MEC method, such as torque ripple, cogging torque, demagnetization, and efficiency. In addition, the cost-effectiveness analysis according to the materials is performed to verify the feasibility of material determination.

Finally, the optimal design result is derived by using the proposed surrogate assisted multi-objective optimization algorithm. The proposed algorithm can not only considerably reduce the number of function calls but also realize the well-distributed and accurate Pareto front set. In comparison with the conventional multi-objective optimization algorithms, the superior performance of the proposed algorithm is verified. Furthermore, through applying the proposed algorithm to the design of IPMSG, optimal design which maximizes the torque amplitude and minimizes the torque ripple and magnet usage is derived.

To verify the proposed design and analysis method, test IPMSG is manufactured and experimented. Through the comparison between the simulation results and experimental ones, the validity of the proposed methods is clarified.

keywords : Range extended electric vehicle, Interior permanent magnet synchronous generator, Magnetic equivalent circuit, Finite element method, Multi-objective optimization, Surrogate model

Student Number : 2010-23286