



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](#)

공학석사 학위논문

전기자동차 구동용 영구자석 보조
동기 릴럭턴스 전동기 최적 설계

Optimal Design of Permanent
Magnet assisted Synchronous Reluctance
Motor for Electric Vehicle Traction

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
손 지 창

전기자동차 구동용 영구자석 보조
동기 릴럭턴스 전동기 최적 설계




지도교수 임 동 국

이 논문을 공학석사
학위논문으로 제출함

2020년 10월

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
손 지 창

손지창의 공학석사
학위 논문을 인준함

심사위원장 전태원 
심사위원 임동국 
심사위원 이경표 

울산대학교 대학원
2021년 2월

국문초록

본 논문에서는 전기기기의 최적 설계를 위한 멀티모달 알고리즘의 연구가 수행되었고, 이를 이용한 전기자동차(Electric Vehicle : EV) 구동용 전동기 설계를 개념 설계, 최적 설계로 나누어 수행하는 단계별 설계 전략을 제안하였다. 그리고 제안하는 알고리즘을 전기기기의 최적 설계에 적용하여 토크 리플이 저감된 최적 설계안을 도출하였다.

EV 구동용 전동기로 주로 사용되는 매입형 영구자석 동기 전동기(interior permanent magnet synchronous motor : IPMSM)는 희토류 가격 상승 때문에 제작 비용이 많이 드는 단점이 있다. 본 논문에서는 제작 비용을 줄이기 위해 IPMSM 대신 비교적 값이 저렴한 Ferrite 자석을 사용한 영구자석 보조 동기 릴럭턴스 전동기(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor : PMA-SynRM)를 사용하였다. Ferrite 자석은 Nd 자석보다 자속 밀도가 낮아 발생하는 자석 토크가 낮은데, 이를 보완하고 EV 구동용 전동기의 고효율, 고회전율 요구 조건을 만족시키기 위해 회전자 내부에 Ferrite 자석을 MSML(multi-segmented multi-layered) 형태로 삽입하였다.

EV 구동용 PMA-SynRM을 설계하기 위해 개념 설계 단계와 최적 설계 단계가 수행된다. 개념 설계 단계에서는 정확한 해석보다는 빠르게 여러 가지 설계변수 조합을 고려하는 것이 중요하기 때문에 계산 속도가 빠른 자기 등가회로(magnetic equivalent circuit : MEC)를 이용한 해석을 하였다.

최적 설계 단계에서는 MEC로 해석하기 어려운 비선형 자기포화, 토크 맥동, 철손 특성 등을 분석하기 위해 유한요소법(finite element method : FEM)을 사용한다. 하지만 FEM을 최적 설계에 적용하면 계산시간이 오래 걸리는 문제점이 있다. 본 논문에서는 멀티모달 최적화 문제에 적용할 수 있는 최적화 알고리즘을 두 가지 제안하고, 기존 최적화 알고리즘과 비교하여 성능을 검증하였다. 제안한 두 가지 중 하나의 알고리즘을 EV 구동용 PMA-SynRM 최적 설계에 적용하여 최적 모델을 얻을 수 있었고, 여러 가지 성능을 비교하여 최적 설계안을 도출하였다.

주요어 : 멀티모달 최적화(multi-modal optimization), 영구자석 보조 동기 릴럭턴스 전동기(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor), 유한요소법(finite element method), 자기등가회로(magnetic equivalent circuit), 전기자동차(electric vehicle), 최적 설계 (optimal design)

학 번 : 20195144

목 차

국문초록.....	i
목 차.....	ii
그림 목차.....	iii
표 목차.....	v
기호 및 약어 설명.....	vi
제 1 장 서 론.....	1
1.1 연구 배경 및 목표.....	1
1.2 논문 구성.....	5
제 2 장 PMA-SynRM 개념 설계를 위한 자기등가회로 해석.....	6
2.1 전기자동차 구동용 PMA-SynRM.....	6
2.1.1 영구자석 동기 전동기의 구조 및 전자기적 특성.....	8
2.1.2 주요 특성 방정식.....	9
2.2 PMA-SynRM 무부하 해석.....	11
2.2.1 자기등가회로 구성.....	11
2.2.2 슬롯 효과를 고려한 공극 자속밀도 계산.....	17
2.2.3 쇄교 자속 및 역기전력 계산.....	20
제 3 장 멀티모달 최적화 알고리즘.....	23
3.1 Novel Immune Algorithm.....	23
3.1.1 기존의 면역 알고리즘.....	23
3.1.2 제안하는 알고리즘.....	26
3.2 Adaptive Sampling Kriging Algorithm.....	30
3.2.1 Kriging 대리모델을 사용한 목적함수 보간 방법.....	30
3.2.2 제안하는 알고리즘.....	32
3.3 시험함수를 이용한 알고리즘의 성능 검증.....	37
제 4 장 EV 구동용 PMA-SynRM 토크 리플 저감 설계.....	41
4.1 EV 구동용 PMA-SynRM 설계의 요구 조건 및 제한 조건.....	41
4.2 MEC를 이용한 PMA-SynRM 개념 설계.....	42
4.3 ASKA를 이용한 PMA-SynRM 최적 설계.....	44
4.3.1 목적함수 및 설계변수 결정.....	44
4.3.2 최적화 알고리즘 연동 설계.....	47
제 5 장 결론	52

그림 목차

그림 1.1. 세계 전기차 판매 실적.....	2
그림 2.1. 표면 부착형 영구자석 형상의 회전자.....	6
그림 2.2. 매입형 영구자석 형상의 회전자.....	7
그림 2.3. MSML 형상의 회전자.....	7
그림 2.4. PMa-SynRM의 전류 위상각 별 토크.....	9
그림 2.5. MSML 타입 PMa-SynRM 구조.....	12
그림 2.6. MSML 타입 IPMSG의 공극 자속 밀도 분포.....	12
그림 2.7. MSML 타입 PMa-SynRM의 자속 경로.....	13
그림 2.8. MSML 타입 PMa-SynRM의 MEC.....	13
그림 2.9. 간략화된 MSML 타입 PMa-SynRM의 MEC.....	15
그림 2.10. 공극 자속 밀도 계산 결과 및 FEM 해석 결과.....	17
그림 2.11. 슬롯 보정 계수.....	18
그림 2.12. 슬롯 효과가 고려된 공극 자속 밀도.....	19
그림 2.13. A상 쇄교자속.....	20
그림 2.14. A상 역기전력.....	21
그림 2.15. A상 역기전력 고조파 분석.....	21
그림 3.1. 면역 알고리즘의 순서도.....	24
그림 3.2. 샘플링 방법. (a)랜덤한 샘플링. (b)MJS.....	27
그림 3.3. 항체 반경의 조절과 NIA의 개념도.....	27
그림 3.4. NIA의 순서도.....	29
그림 3.5. 3차원으로 나타낸 목적함수 영역. (a)실제 문제 영역. (b)15개 샘플로 생성한 대리모델. (c)45개 샘플로 생성한 대리모델. (d)100개 샘플로 생성한 대리 모델.....	31
그림 3.6. 샘플 수에 따른 피크 점에서 오차율.....	31
그림 3.7. 3차원과 등고선으로 나타낸 대리모델. (a)랜덤 샘플링으로 생성한 3차원 영역. (b)랜덤 샘플링으로 생성한 등고선. (c)MJS로 생성한 3차원 영역. (d)MJS로 생성한 등고선.....	32
그림 3.8. CSS를 이용해 샘플을 생성하는 예시.....	33
그림 3.9. ESM의 개념도. (a)(1, 1)점에서 거리 계산. (b)거리와 배타 지역을 고려한 변이 생성.....	34
그림 3.10. 배타 지역 설정 예시.....	35
그림 3.11. ASKA의 순서도.....	36
그림 3.12. 3차원으로 나타낸 시험함수. (a)피크가 11개인 시험함수 1. (b)피크가 36개인 시험함수 2.....	38
그림 3.13. 3차원으로 나타낸 시험함수. (a)피크가 36개인 시험함수 1. (b)피크가 16	38

개인 시험함수 2.....	39
그림 3.14. ASKA를 이용한 시험함수 1의 최적화 과정. (a)샘플수=49일 때 3차원 형상. (b)a의 등고선. (c)샘플수=124일 때 3차원 형상. (d)c의 등고선. (e)샘플수 =462일 때 3차원 형상. (f)e의 등고선.....	40
그림 4.1. (a) α_1 과 α_2 의 변화에 따른 역기전력 THD. (b) α_1 과 α_2 의 변화에 따른 역기전 력 기본파 크기.....	43
그림 4.2. 초기 모델의 1/2 주기 해석 모델과 설계 변수.....	45
그림 4.3. 회전자 스큐의 개념도.....	46
그림 4.4. 각 모델의 전류 위상각 별 최대 토크 비교.....	46
그림 4.5. 설계 변수에 따른 토크 리플 영역. (a) 3차원 형상. (b) 등고선.....	48
그림 4.6. 최적 모델의 자속밀도 분포.....	49
그림 4.7. 초기 모델과 최적 모델의 맥동 특성 비교. (a)평균 토크 파형. (b)코깅 토크 파형.....	50
그림 4.8. 최고 속도에서 최적 모델 응력 해석 결과.....	51

표 목차

표 2.1. MSML P _{Ma} -SynRM의 설계 변수.....	15
표 2.2. 공극 자속 밀도 계산 결과.....	17
표 2.3. THD 해석 결과 비교.....	22
표 2.4. THD 해석 시간 비교.....	22
표 3.1. NIA와 IA의 성능 비교.....	38
표 3.2. ASKA, IA, NGA의 성능 비교.....	39
표 4.1. EV 구동용 P _{Ma} -SynRM 설계의 요구 조건 및 제한조건.....	41
표 4.2. 역기전력 mapping 해석 시간 비교.....	43
표 4.3. 설계변수의 범위.....	46
표 4.4. 초기 모델과 각 설계안의 설계 변수 값.....	48
표 4.5. 각 모델의 성능 비교.....	48
표 4.6. 초기 모델과 각 설계안의 출력 특성.....	49
표 4.7. 응력해석을 위한 파라미터.....	51

기호 및 약어 설명

I_{max}	최대 전류[A]
i_d	d 축 전류[A]
i_q	q 축 전류[A]
V_{max}	최대 출력 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	A_g 를 통과하는 공극자속[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]

BEV	배터리 전기자동차(battery electric vehicle)
HEV	하이브리드 전기자동차(hybrid electric vehicle)
PHEV	플러그인 하이브리드 전기자동차(plug-in hybrid electric vehicle)
IPMSM	매입형 영구자석 동기 전동기(interior permanent magnet synchronous motor)
PMa-SynRM	영구자석 보조 동기 릴럭턴스 전동기(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor)
SynRM	동기 릴럭턴스 전동기(synchronous reluctance motor)
MSML	multi-segmented multi-layered
IPM	매입형 영구자석(interior permanent magnet)
SPM	표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet)
FEM	유한요소법(finite element method)
MEC	자기등가회로(magnetic equivalent circuit)
NIA	새로운 면역 알고리즘(novel immune algorithm)
IA	면역 알고리즘(immune algorithm)
SDM	최대 경사도법(steepest descent method)
ASKA	샘플수 조절 크리깅 알고리즘(adaptive-sampling kriging algorithm)
MJS	multi-jittered sampling
CSS	compact search sampling
ESM	exclusive space-filling method
THD	전 고조파 왜율(total harmonic distortion)

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 목표

전 세계적으로 이산화탄소 배출량에 대한 규제가 강화되고 있다. 특히 유럽 연합은 2015년부터 130g/kg으로 규제하던 대당 연평균 이산화탄소 배출량을 2020년부터 95g/kg을 상회하지 않도록 그 기준을 대폭 강화했다[1]. 강화되고 있는 이산화탄소 배출량 규제에 대한 대응으로 기존 내연기관 자동차를 대체하기 위한 전기 자동차의 점유율이 급증할 것으로 예상된다.

전기자동차는 구동 방식에 따라 배터리 전기차(battery electric vehicle : BEV 또는 EV), 하이브리드차(hybrid EV : HEV), 플러그인 하이브리드차(plug-in hybrid EV : PHEV), 수소 전기자동차(fuel cell EV : FCEV)로 나눌 수 있다[2]. BEV는 통상 EV라고 지칭하기도 하며, 배터리에 충전된 전기를 이용하는 모터만으로 구동되는 차량을 말한다. HEV는 배터리와 화석연료를 모두 사용하며, 엔진과 모터가 함께 차량을 구동한다. PHEV는 HEV와 마찬가지로 하이브리드 방식으로 구동이 되지만, HEV의 배터리는 자체 충전기능만을 가지고 PHEV는 외부로부터 전력 충전이 가능하다. FCEV는 수소를 연료전지에 주입하여 생성된 전기로 구동된다.

그림 1.1은 세계 전기차 판매현황을 나타낸다[3]. 실적 현황 초기에는 충전 인프라 부족, 긴 충전 시간, 배터리의 가격 및 중량 문제로 인해 전기차 시장에서 HEV가 차지하는 비율이 높다. 전기차 시장에서 EV가 차지하는 점유율이 점차 증가한 것은 전기차의 동력원인 리튬이온배터리 기술의 발달로 인한 배터리 셀의 용량 증가로 인해 1회 충전 주행거리가 늘어났기 때문이다. 2010년 닛산의 “리프”의 1회 충전 주행거리는 100마일에 불과하였으나, “2019 테슬라 모델 S 롱 레인지 플러스”는 1회 충전 주행거리가 400마일로 증가했다[4]. 그리고 현대차에서 개발한 초고속 전기차 충전설비인 “하이차저”와 테슬라의 급속 충전기 “V3 슈퍼차저” 등 충전 시간을 단축시킬 수 있는 설비들이 개선되고 있으며, 충전 인프라의 확대를 위해 국내에서는 다양한 정책을 시행하고 있다[5]. 이렇듯 HEV의 증가세는 둔화된 반면, 2011년 전기차 판매의 5.7%를 차지하던 전기차의 비중은 2018년 46.1%까지 확대되었다. 특히 EV는 완전한 친환경 전기자동차로 FCEV보다 운영 비용이 1/3 정도로 적고, 충전 인프라가 잘 갖추어져 있으며 저렴하다는 장점이 있어 상용화에 용이하다.

EV는 엔진을 사용하지 않고 모터만으로 차량을 구동하기 때문에 구동 모터의 성능이 차량의 성능을 좌우하는 중요한 척도이다[6]. EV 구동용 모터는 높은 출력밀도와 효율, 그리고 고속에서 기계적 안정성을 요구한다. 매입형 영구자석 동기 전동기(interior permanent magnet synchronous motor : IPMSM)는 자석 토크와 릴럭턴스 토크를 모두 사용하여 높은 토크를 발생시킬 수 있고, 고효율 및 넓은 운전영

역에서 구동할 수 있다는 장점으로 EV 구동용 전동기로 널리 사용되어왔고 많은 연구가 진행되었다[6]-[14]. 하지만 IPMSM은 네오디뮴 자석과 같은 희토류 계열의 자석을 사용하여 고온에서 불가역 감자 현상이 발생할 수 있으며, 특히 최근 희토류 가격의 상승으로 인한 높은 제작 비용 및 가격 불안정성 문제가 있다[15-17]. 가격 측면에서 구동 모터는 EV에서 배터리 다음으로 큰 부분을 차지하고 있으며, 제작 비용 저감을 위해 대안이 필요하다[18]. 이러한 문제는 희토류 자석의 사용량을 줄이거나, Nd 자석보다 가격이 약 25-30배 저렴한 Ferrite 자석을 적절히 사용하는 것을 통해 해결할 수 있다[19].

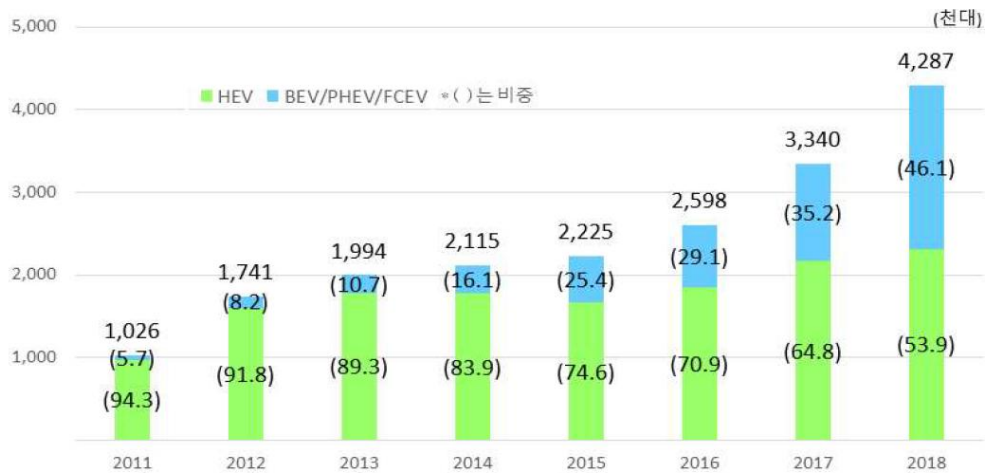


그림 1.1. 세계 전기차 판매 실적 [3]

Fig. 1.1. World sales ratio of HEV and BEV/PHEV/FCEV [3]

영구자석 보조 동기 릴럭턴스 전동기(permanent magnet assisted synchronous reluctance motor : P_{Ma}-SynRM)는 일반적인 동기 릴럭턴스 전동기(synchronous reluctance motor : SynRM)에 Ferrite 자석이 회전자 코어 내부에 추가로 삽입된 전동기이다. P_{Ma}-SynRM은 회전자의 돌극성에 의한 자기저항 토크와 자석에 의한 자기 토크를 모두 사용한다는 점에서 일반적인 SynRM에 비해 토크 밀도와 출력밀도가 높고 역률이 우수한 장점이 있다. P_{Ma}-SynRM은 Ferrite 자석을 사용하기 때문에 IPMSM에 비해 가격 경쟁력이 있다[20]. 희토류 자석에 비해 자속 밀도가 낮은 Ferrite 자석 사용으로 인한 IPMSM 대비 낮은 출력밀도는 다층으로 여러개의 자석을 회전자 코어에 매입하는 MSML(multi-segmented multi-layered) 구조를 통해 어느정도 보완 가능하다[21], [22]. 그러나, 다량의 자석 배치는 고정자 코어에 높은 자기포화를 야기하고, 높은 토크 맥동을 발생시킨다. 토크 리플은 모터에 있어서 소음과 진동을 야기하고, 불편한 승차감을 유발하며, 제어의 안정성을 떨어뜨린다. 따라서 토크 리플이 저감된 형상을 가지도록 전동기를 설계해야 한다.

본 논문에서는 [20]을 토대로 EV 구동용 전동기에 대한 요구 조건을 설정하였고, P_{Ma}-SynRM을 사용하여 고효율, 고풍출력 요구 조건을 만족시키는 설계를 진행하였

다. 회전자 형상은 회전자 코어 내부에 영구자석을 매입한 매입형 영구자석(interior permanent magnet : IPM) 방식을 채택하였다. IPM 기기는 자석에 의한 자석 토크만을 발생시킬 수 있는 표면 부착형 영구자석(surface-mounted permanent magnet : SPM) 기기와 비교하였을 때 돌극성에 의한 자기저항 토크를 추가적으로 발생시킬 수 있어, 고폭화가 가능하다[21], [23]-[25]. 그리고 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[21], [26]-[29].

비선형적인 자기포화 특성 때문에 모터의 정확한 전자기 해석을 하기 위해서는 유한요소법(finite element method : FEM)에 의한 해석이 필요하다. 그러나 FEM은 해석 시간이 오래 걸리는 단점이 있어서 설계 초기 단계부터 사용하기에는 과도한 시간이 요구된다는 어려움이 있다[21], [30-32]. 이러한 문제를 해결하기 위해, 본 논문에서는 개념 설계, 최적 설계로 단계를 나누어 설계를 진행하였다. 개념 설계에서는 초기 설계안을 도출하기 위해 자기등가회로(magnetic equivalent circuit : MEC)를 이용한 설계를 수행하였다. MEC는 해석의 정확도는 떨어지지만 빠르게 해석 결과를 얻는다는 장점이 있어 다양한 형상 변수들이 전동기 성능에 미치는 영향을 빠르게 고려할 수 있다[33]. 본 논문에서는, MSML 형상을 가지는 PMa-SynRM의 MEC 해석 모델을 구성하여 공극 자속 밀도, 무부하 역기전력과 같은 특성을 계산하였고, 최적 설계에 적용할 설계변수를 선정하였다.

최적 설계에서는 해석 정확도가 높은 FEM을 최적화 알고리즘에 연동하여 토크 리플이 저감된 형상을 찾는 설계를 진행하였다. FEM은 해석 영역을 유한 요소라 불리는 작은 요소들로 나눈 뒤, 맥스웰 방정식으로부터 유도되는 편미분 방정식을 풀고 후처리 과정을 통해 자속 밀도, 역기전력, 토크 등과 같은 특성들을 구하는 방법이다[21]. 전자기 유한요소해석 상용 툴인 JMAG을 사용하여 코깅 토크, 역기전력과 같은 무부하 특성과 토크, 효율과 같은 부하특성 등을 해석하였다.

최적 설계 과정에 FEM을 최적화 알고리즘에 결합하면 엄청난 계산시간이 요구된다. PMa-SynRM과 같은 대부분 전기기기들은 형상에 따른 특성을 문제영역으로 가정하면, 그 목적함수는 복잡한 형상을 가지며 다중 최적점을 가진다. PMa-SynRM 설계는 다양한 요구 조건을 만족해야 하므로 최적화의 솔루션인 전역 최적점이 다른 측면에서는 좋지 않을 수 있다. 따라서 전역 최적점 뿐만 아니라 지역 최적점도 탐색할 수 있는 멀티모달(multi-modal) 알고리즘이 필요하다. 본 논문에서는 함수호출 횟수를 저감하고 정확한 최적점을 찾기 위한 두 가지 최적화 알고리즘을 제안한다.

NIA(novel immune algorithm)는 확률론적 최적화 알고리즘인 면역 알고리즘(immune algorithm : IA)에 결정론적 최적화 알고리즘인 최대 경사도법(steepest descent method : SDM)을 결합해 해의 정확도를 높였고, 항체 반경(antibody radius)이라는 개념을 도입하여 함수호출 횟수를 감소시킬 수 있다.

ASKA(adaptive-sampling kriging algorithm)는 기존 샘플을 사용하여 목적함수 영역을 보간하는 kriging 알고리즘을 개선한 알고리즘으로 정확한 최적해를 적은 수의 샘플로 탐색할 수 있는 최적화 알고리즘이다. ASKA는 초기 샘플로 구성된 대리 모델을 사용하여 문제영역에 등고선을 생성하고, 등고선을 기준으로 영역을 나누어 추가될 샘플의 수를 효과적으로 조절하면서 최적해를 도출할 수 있는 장점이 있다.

NIA와 ASKA는 두 가지 수학적 함수에서 기존 알고리즘과의 비교를 통해 우수성이 검증되었고, ASKA를 EV 구동용 P_{Ma}-SynRM 최적 설계에 적용하여 토크 리플이 저감된 최적의 설계안을 도출하였다.

1.2 논문 구성

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있고 연구내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구의 배경 및 목표에 대해 기술하고, 논문의 구성에 대하여 요약하였다.

제 2장에서는 P_{Ma}-SynRM의 개념 설계를 위한 MEC를 이용한 해석기법에 대해 기술하였다. 먼저 친환경 자동차 중 배터리 전기자동차를 선택한 이유 및 배경에 대하여 설명한다. 다음으로 P_{Ma}-SynRM의 전자기적 특성에 대해 설명하고, P_{Ma}-SynRM이 EV 구동용 전동기로 선정된 이유를 설명한다. 또한 MSML타입 P_{Ma}-SynRM의 무부하 특성을 해석하기 위해 누설자속, 포화점의 자속 밀도, 자속 집중현상, 슬롯 효과 등을 고려하여 MEC를 구성하고 공극 자속 밀도 및 역기전력 해석 결과를 도출한다.

제 3장에서는 EV 구동용 P_{Ma}-SynRM의 최적 설계에 필요한 두 가지 최적화 알고리즘을 제안하고, 제안한 알고리즘을 수학적 함수에서 기존 알고리즘과의 비교를 통해 검증한다.

제 4장에서는 EV 구동용 P_{Ma}-SynRM의 토크 리플 저감 설계를 수행한다. 먼저 설계를 위한 요구 조건 및 제한 조건을 정의하고 2장에서 소개한 MEC를 이용하여 다양한 설계변수들의 영향을 검토하여 최적 설계의 설계변수를 선정한다. 이어서 FEM으로 초기 모델을 생성하여 MEC로 계산이 어려운 상세한 결과들을 도출한다. 마지막으로 3장에서 소개한 ASKA를 P_{Ma}-SynRM 최적 설계에 연동하여 토크 리플이 저감된 최적 설계안을 도출한다.

제 5장에서는 본 논문의 결과를 정리한다.

제 2 장 PMA-SynRM 개념 설계를 위한 자기등가회로 해석

2.1 전기자동차 구동용 PMA-SynRM

IPMSM은 높은 출력 밀도와 토크, 그리고 고속에서 우수한 성능 때문에 EV 구동용 전동기로 널리 사용되어왔다. 하지만, 희토류 자석의 가격 상승으로 인해, 가격 경쟁력을 높이기 위해 IPMSM을 대체할 다른 종류의 전동기가 요구된다.

SynRM은 릴럭턴스 토크를 발생시키기 위해 회전자에 적절한 공기층을 배치한 전동기이다. SynRM은 영구자석을 사용하지 않기 때문에 역기전력을 고려하지 않아도 되고, 영구자석으로 인한 가격 변동 문제가 없다. 하지만 SynRM은 고속에서 토크 특성이 좋지 않기 때문에 차량 구동 시스템에 적합하지 않다. 또한 자석을 사용하지 않고 릴럭턴스 토크만 사용하기 때문에, IPMSM과 비교했을 때 토크 밀도가 떨어지는 단점이 있다. 이러한 현상을 보완하기 위해 SynRM의 공기 배리어에 영구자석을 적절히 삽입하는 PMA-SynRM이 제안되었다. Ferrite 자석을 사용하고, 고효율, 저렴한 가격, 넓은 동작점을 가지는 장점이 있는 PMA-SynRM은 IPMSM의 좋은 대안으로 보인다.

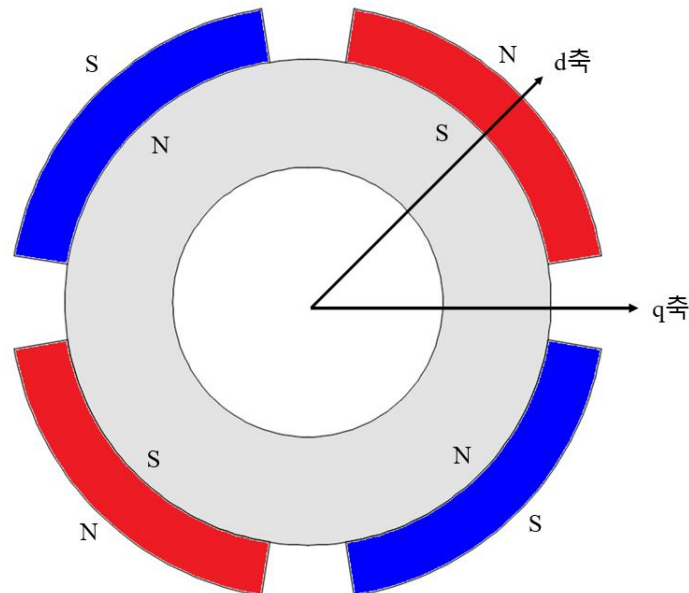


그림 2.1. 표면 부착형 영구자석 형상의 회전자

Fig. 2.1. Rotor with SPM structure

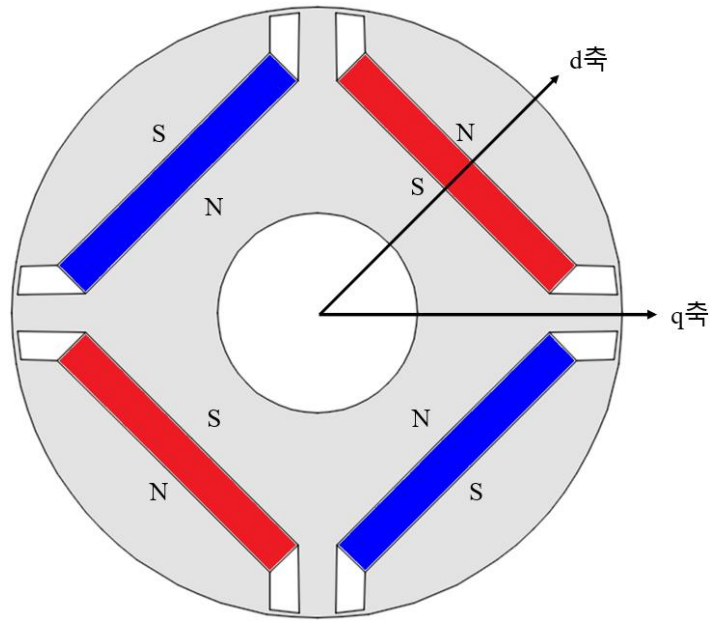


그림 2.2. 매입형 영구자석 형상의 회전자
 Fig. 2.2. Rotor with IPM structure

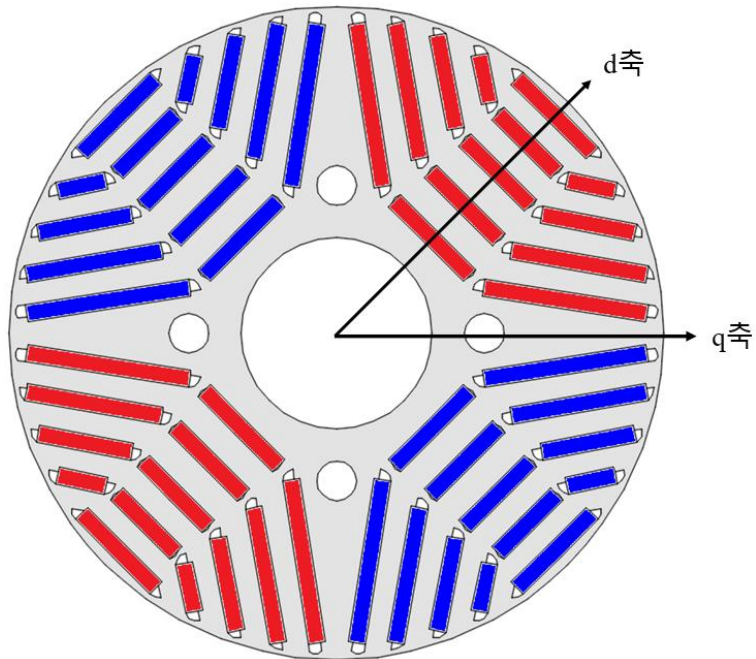


그림 2.3. MSML 형상의 회전자
 Fig. 2.3. Rotor with MSML structure

2.1.1 영구자석 동기 전동기의 구조 및 전자기적 특성

영구자석을 사용하는 전동기를 회전자의 기계적 구조에 의해 분류하면 표면 부착형 영구자석(surface permanent magnet mounted : SPM)구조와 매입형 영구자석(interior permanent magnet : IPM) 구조로 나눌 수 있다. SPM과 IPM 구조의 회전자를 그림 2.1, 2.2에 각각 나타내었다.

그림 2.1에서 보이는 바와 같이 SPM 형상에서 영구자석은 회전자 코어 외부에 부착되어있고, IPM 형상에서 영구자석은 회전자 코어 내부에 매입되어있다. d축과 q축은 자석에 의한 자속의 방향을 고려하여 정해지는데, 자석의 중심축이 d축이 되고, q축은 d축으로부터 전기적으로 90° 떨어져 있다[32]. SPM 형상은 영구자석이 회전자 표면에 있어 전체 공극 길이가 회전자 위치에 상관없이 일정하기 때문에 d축과 q축의 자기저항 차이가 없어 자기적으로 대칭이므로, 영구자석과 고정자 전류의 상호작용으로 발생하는 자석 토크만 이용할 수 있다[28]. 반면, IPM 형상은 영구자석이 존재하는 d축의 자기저항이 q축의 자기저항에 비해 크기 때문에 d축과 q축 사이에 인덕턴스 차이가 발생한다[21]. 따라서 IPM 형상의 회전자를 사용하면 자석에 의한 토크 뿐만 아니라 d, q축 인덕턴스 차이에 의한 자기저항 토크를 이용할 수 있기 때문에 고출력화에 유리하다[35].

MSML 타입은 일반 IPM 형상에서 영구자석의 층수와 자석 segment 수를 늘린 구조를 가진다. PMa-SynRM은 일반적으로 IPMSM에서 사용하는 Nd 자석보다 자속 밀도가 낮은 Ferrite 자석을 사용한다. 따라서 같은 양의 자석을 매입한다면 EV 구동용 전동기의 고출력 및 고토크 요구사항을 만족시키지 못한다. 본 논문에서는 고출력 고토크 요구사항을 만족시키기 위해 회전자에 5층으로 영구자석을 삽입하였다. 그림 2.3은 설계하는 EV 구동용 PMa-SynRM에 사용하는 MSML 타입의 회전자 형상을 나타낸다. 제안하는 모델은 각각 직사각형 segment 자석을 회전자에 삽입하는 방식으로 d축으로 자속을 집중시키도록 자석들이 위치하게 된다. 이러한 방식은 하나의 자석을 U자 모양으로 만드는 것보다 제작 비용, 제작 공차, 조립 측면에서 유리하다[21]. 또한 MSML 타입은 일반적 IPM 구조해 비해 설계 자유도가 높고, q축 자로확보가 용이해 q축 인덕턴스 증대 및 자기저항 토크의 극대화가 가능하며, 자석을 적절히 배치하는 것만으로도 정현적인 역기전력 구현이 용이하다[28].

PMa-SynRM은 이처럼 다층 자석을 사용하여 큰 d, q축 릴럭턴스 차이를 활용한 전동기이기 때문에 자기저항 토크가 전체 토크에 기여하는 정도가 큰 특징이 있다. 그림 2.4를 보면 자기 토크는 전류 위상각이 커짐에 따라 감소하고, 자기저항 토크는 증가하다가 감소하여 자기저항 토크가 가장 큰 순간에 최대 토크가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

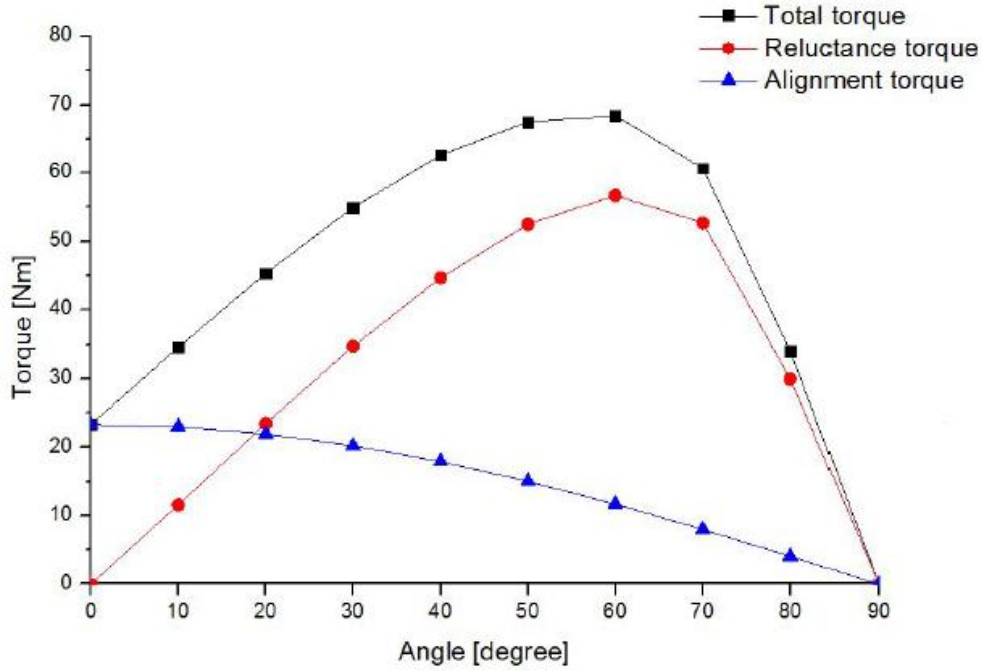


그림 2.4. PMA-SynRM의 전류 위상각 별 토크[18]

Fig. 2.4. Torque of PMA-SynRM according to current phase angle

2.1.2 주요 특성 방정식

PMA-SynRM은 IPMSM과 비교했을 때 영구자석의 종류와 회전자 형상이 다르지만 릴럭턴스 토크와 자기 토크를 이용하기 때문에 일반적인 IPMSM의 수학적 모델링을 그대로 적용할 수 있다. PMA-SynRM의 출력은 인버터의 전류 정격과 전동기의 열정격에 의해 결정되는 최대전류 I_{max} 와 인버터의 PWM 방법과 인버터가 공급할 수 있는 최대 직류단(DC Link) 전압에 의해 결정되는 최대 출력 전압 V_{max} 에 의해 제한된다. 이러한 전압 제한과 전류 제한은 아래와 같이 나타낼 수 있다[28].

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

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

이때 i_d , i_q 는 d, q축 전류이고, V_d , V_q 는 d, q축 단자 전압을 의미한다. 동기 속도로 회전하는 회전을 기준 좌표로 한 동기 좌표계로 PMA-SynRM의 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, q축 고정자 쇠교

자속을 나타낸다. 또한 고정자 쇄교 자속은 아래와 같다.

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

여기서 L_d, L_q 는 d, q 축 인덕턴스, λ_f 는 영구자석에 의한 쇄교 자속을 나타낸다. 따라서, 식 (2.3), (2.4), (2.5)에 의해 PMa-SynRM의 전압 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w_r L_q i_q \quad (2.6)$$

$$V_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w_r (L_q i_q + \lambda_f) \quad (2.7)$$

여기서 d, q 축 전류가 급격히 변할 때 발생하는 전류 미분에 비례하는 전압 성분을 무시하면 식 2.6과 2.7을 아래와 같이 간략화 할 수 있다.

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

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

식 (2.8)과 (2.9)에서 고정자 상저항에 의한 전압 강하가 작다고 가정하면, PMa-SynRM의 단자 전압은 회전자의 회전 속도 w_r 에 비례함을 알 수 있다. 따라서 저속 운전의 경우에 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[21].

PMa-SynRM의 전기적 입력은 아래와 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (2.10)$$

식 2.10의 전압 성분들을 식2.3과 2.4로 표현하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left\{ R(i_d^2 + i_q^2) + \frac{d}{dt} (\lambda_d i_d + \lambda_q i_q) + w_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \right\} \quad (2.11)$$

즉, 전기적 입력은 첫 번째 항인 동손, 두 번째 항인 자기에너지의 시간에 대한 변화율, 세 번째 항인 기계적 출력으로 이루어져 있다. 기계적 출력은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_m = \frac{3}{2} w_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.12)$$

따라서 PMa-SynRM의 평균 토크는 다음과 같다.

$$T_{ave} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \{ \lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (2.13)$$

여기서 N_p 는 극수를 나타낸다. 수식 (2.13)의 첫 번째 항은 영구자석에 의한 자석 토크를 의미하고, 두 번째 항은 d, q 축의 인덕턴스 차이 즉, 돌극성으로 인해 발생하는 자기저항 토크이다[37].

2.2 PMA-SynRM 무부하 해석

전동기의 해석 방법에는 FEM을 이용한 수치해석 방법과 MEC를 이용한 해석적인 방법이 통상적으로 사용된다. FEM을 이용한 수치해석 방법은 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 자계 분포를 빠르게 계산할 수 있으나, 자기포화화 같은 비선형 특성을 고려할 수 없고, 해석 모델의 형상 변화에 유연하게 대처하기가 어렵다[21].

MEC를 이용한 해석 방법은 해석하고자 하는 모델을 자기 등가 회로로 구성하고, 각 부분을 자기저항과 전압원 및 전류원으로 나타내어 자기 특성을 계산하는 방법이다. MEC 해석 방법은 해석적인 방법에 비해 다양한 형상을 고려할 수 있고 해석시간이 짧기 때문에 정확한 해석보다는 다양한 설계변수에 대해 빠르게 검토해야 하는 개념 설계에 적합한 해석 방법이다[21], [38], [39].

IPMSM과 PMA-SynRM은 사용하는 영구자석은 차이가 있지만, 릴럭턴스 토크와 자석 토크를 모두 사용한다는 점과 회전자 내부에 영구자석이 매입된다는 점에서 자기적으로 유사하다. 따라서 개념 설계 단계에서는 [21]에서 제안하는 MEC를 이용한 무부하 해석 방법을 사용하여 간단한 PMA-SynRM 모델에서 무부하 해석을 진행하여 설계변수에 따른 여러 가지 특성을 검토한 뒤, 최적 설계 단계에서 적용할 설계변수를 선정한다.

2.2.1 자기등가회로 구성

그림 2.5는 2층으로 구성된 MSML 타입 슬롯리스 PMA-SynRM의 1/4주기 모델을 나타낸다. 해석 모델은 4극이고, 선정 가능한 설계변수들이 명시되어있다. 그림에서 PM_{ij} 는 i 층 자석과 j 번째 자속 경로의 영구자석 편을 의미한다. m_{thij} , m_{lij} , m_{ei} 는 각각 영구자석의 두께, 길이와 각 층 자석의 각도를 의미하며 α_i 는 i 번째 층 자석의 극당 자석이 차지하는 비를 의미한다. b_i 와 c_i 는 브릿지와 센터포스트의 길이를 나타내고, h_{ij} 는 영구자석의 단부 길이를 나타낸다. 각 층의 공극 단면 Ag_1 과 Ag_2 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{g1} = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot \frac{2\pi(R_s - g/2)}{N_p} \cdot L \quad (2.14)$$

$$A_{g2} = \alpha_2 \cdot \frac{2\pi(R_s - g/2)}{N_p} \cdot L \quad (2.15)$$

이때, R_s 는 고정자 내 반경, g 는 공극 길이, N_p 는 극수, L 은 적층 길이를 의미한다.

그림 2.6에서 점선은 실제 공극 자속 밀도 분포를 나타내고 실선은 MEC 모델을

이용해서 해석적으로 계산한 간략화된 공극 자속 밀도 분포를 나타내고, B_{g1} 은 1층 영구자석에 의해 형성되고 B_{g2} 는 1층과 2층 영구자석에 의해 형성되는 것을 확인할 수 있다[21]. 공극 자속 밀도 파형을 이용하여 쇄교 자속, 역기전력 등을 계산할 수 있기 때문에, MEC를 이용한 전자기 해석에 있어서 B_{g1} , B_{g2} 의 계산은 필수적이다.

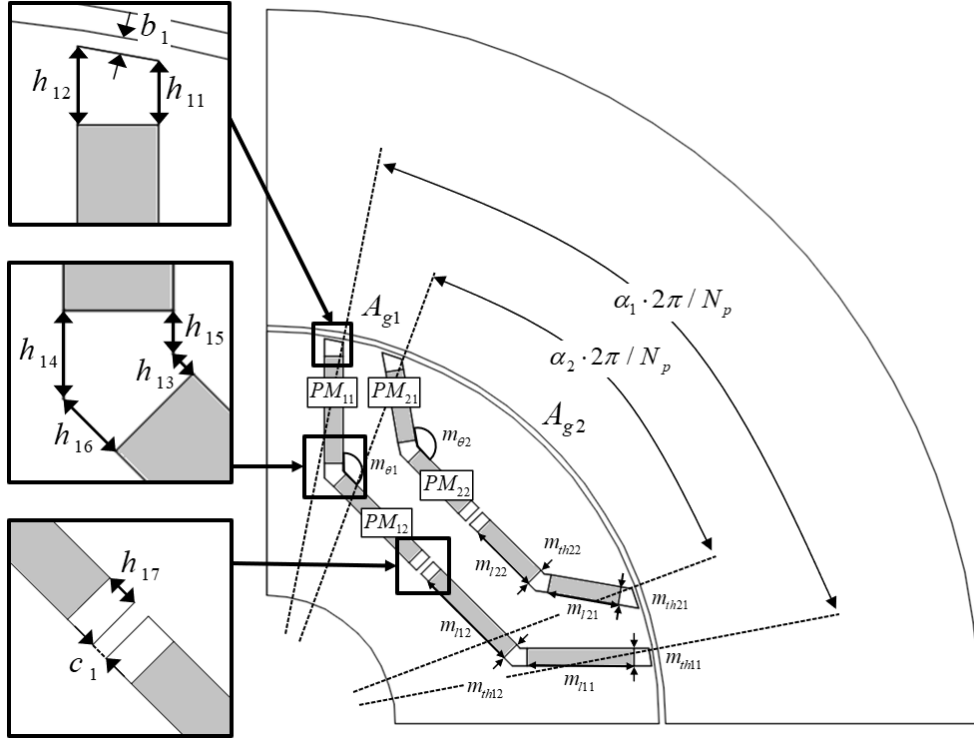


그림 2.5. MSML 타입 PMa-SynRM 구조

Fig. 2.5. Construction of MSML type PMa-SynRM

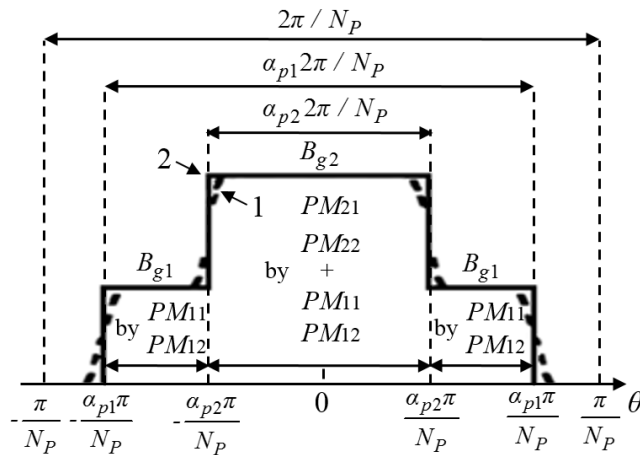


그림 2.6. MSML 타입 IPMSG의 공극 자속밀도 분포 [19]

Fig. 2.6. Air-gap flux density distribution of the MSML type IPMSG

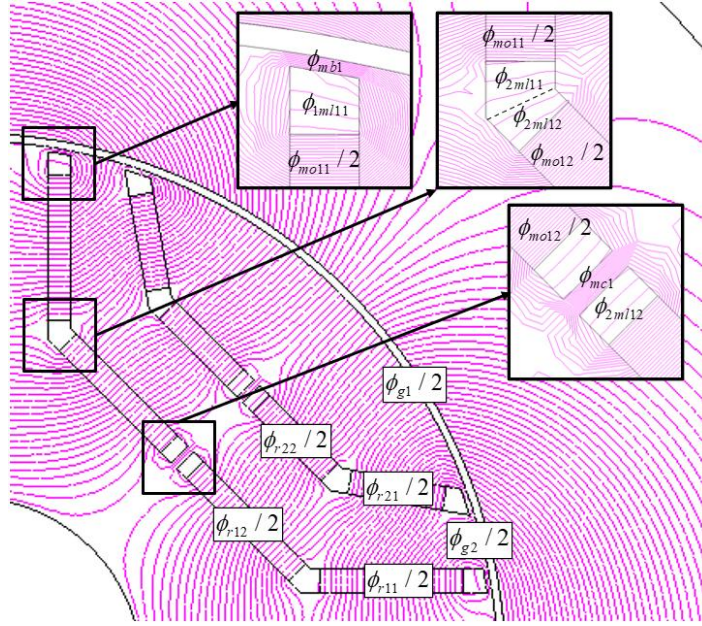


그림 2.7. MSML 타입 PMa-SynRM의 자속 경로
 Fig. 2.7. Flux path of the MSML type PMa-SynRM

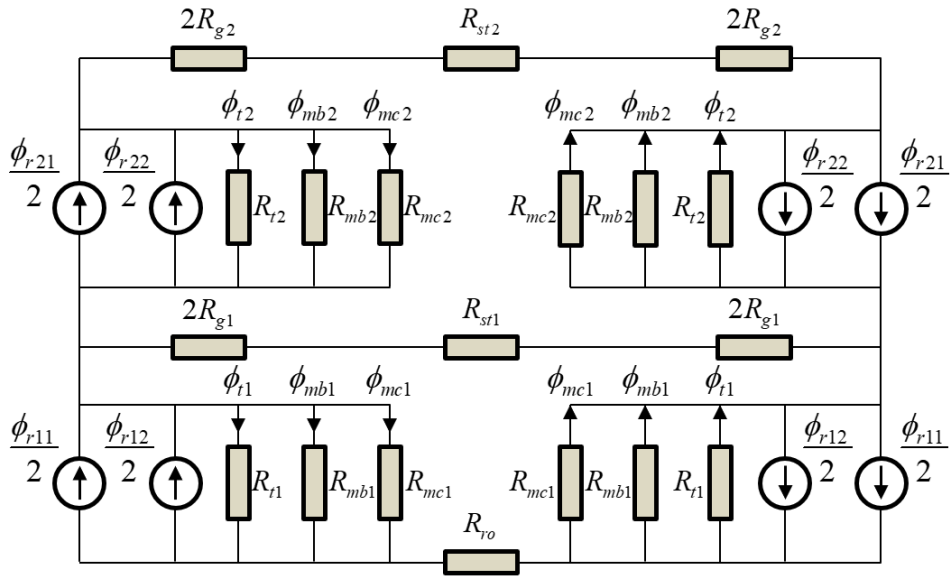


그림 2.8. MSML 타입 PMa-SynRM의 MEC
 Fig. 2.8. MEC of the MSML type PMa-SynRM

그림 2.7에 영구자석이 2층으로 구성된 PMa-SynRM의 자속 경로가 나타나있다. ϕ_{rij} 는 각 층 영구자석이 발생시키는 자속, ϕ_{gi} 는 A_{gi} 를 통과하는 공극 자속, ϕ_{mij} 는 자석 자체 누설자속, ϕ_{kmlij} 는 k 번째 자석 단부의 누설자속, ϕ_{mci} , ϕ_{mbi} 는 센터포스트와 브릿지를 통과하는 누설자속을 의미한다. 자속 경로를 따라 자속이 지나는 경로의 자기저항은 저항으로 표현하고, 영구자석을 전류원으로 간주하여 MEC를 구성하면

그림 2.8과 같은 등가 회로를 구성할 수 있다. 각 변수들에 대한 계산 방법은 아래와 같다[21], [26], [40].

$$\Phi_{rij} = B_r A_{mij} = 2B_r m_{lij} L \quad (2.16)$$

$$R_{gi} = g / (\mu_0 A_{gi}) \quad (2.17)$$

$$R_{m_{oi}j} = \frac{m_{thij}}{\mu_0 \mu_{rPM} A_{mij}} = \frac{m_{thij}}{2\mu_0 \mu_{rPM} m_{lij} L} \quad (2.18)$$

$$R_{1mli1} = \frac{m_{thi1}}{\mu_0 L (h_{i1} + h_{i2}) / 2} \quad (2.19)$$

$$R_{2mli1} = \frac{m_{thi1}}{\mu_0 L (h_{i4} + h_{i5}) / 2} \quad (2.20)$$

$$R_{1mli2} = \frac{m_{thi2}}{\mu_0 L (h_{i3} + h_{i6}) / 2} \quad (2.21)$$

$$R_{2mli2} = \frac{m_{thi2}}{\mu_0 h_{i7} L} \quad (2.22)$$

$$R_{ti} = 2R_{m_{oi}1} // R_{1mli1} // R_{2mli1} // 2R_{m_{oi}2} // R_{1mli2} // R_{2mli2} \quad (2.23)$$

이때, R_g , R_{mo} , R_{ml} 은 각각 공극 자기저항, 영구자석 자체 자기저항, 자석 단부 누설 자기저항을 의미한다. 그리고 μ_0 는 공기의 투자율, μ_{rpm} 은 영구자석의 투자율, B_r 은 영구자석의 잔류자속밀도를 나타낸다. R_{ti} 는 병렬로 연결된 i 층 누설 자기저항을 간략화한 것이다. 브릿지와 센터포스트는 누설자속을 발생시키기 때문에 전자기적 측면에서는 성능 저하의 원인이 되지만, 기구적인 측면에서는 원심력으로 인한 자석의 비산을 막아 PMA-SynRM이 안정적으로 구동할 수 있도록 한다[41]-[43]. 따라서 브릿지와 센터포스트 설계시에는 PMA-SynRM를 안정적으로 구동할 수 있는 범위 내에서 최소의 길이를 적용하여 누설자속이 최소가 되도록 설계하기 때문에 항상 높은 포화 상태를 유지하게 된다[21]. 본 논문에서는 브릿지와 센터포스트의 포화도가 높다고 가정하여, 두 부분의 포화 자속 밀도 B_{sat} 을 2[T]로 결정하였다[40]. 브릿지와 센터포스트의 누설 자속은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi_{mbi} = B_{sat} b_i L \quad (2.24)$$

$$\Phi_{mci} = B_{sat} c_i L \quad (2.25)$$

공극이나 자석 단부의 투자율에 비해 고정자와 회전자 철심의 투자율이 상대적으로 훨씬 크기 때문에, 고정자 및 회전자 철심의 자기저항은 무시할 수 있다[39-40]. 대칭성을 이용하여 그림 2.8의 MEC를 그림 2.9로 간략화 하였다. 그림 2.9의 간략화된 MEC에서, 절점 ①, ②와 루프 1~6에서 키르히호프의 법칙을 적용하면 아래 수식들을 유도할 수 있다[21].

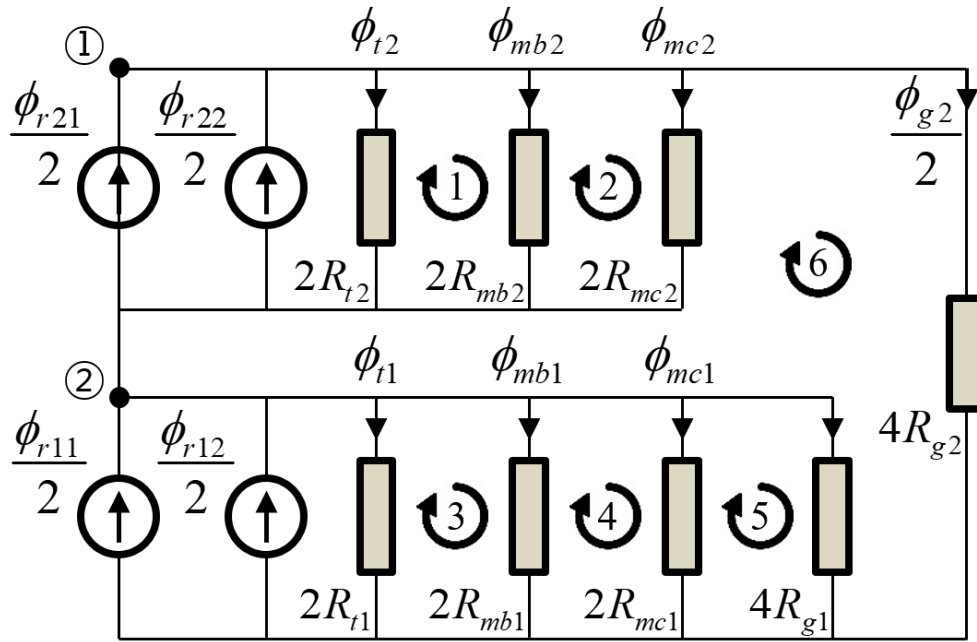


그림 2.9. 간략화된 MSML 타입 PMa-SynRM의 MEC
 Fig. 2.9. Simplified MEC of the MSML type PMa-SynRM

표 2.1. MSML PMa-SynRM의 설계변수

Table. 2.1. Design variables of the MSML PMa-SynRM

구분	설계변수 값	구분	설계변수 값
N_p	4	m_{l11}, m_{l12} [mm]	15, 15
α_1, α_2	0.85, 0.55	m_{l21}, m_{l22} [mm]	10, 10
b_1, b_2 [mm]	0.5	m_{th11}, m_{th12} [mm]	2.5, 2.5
c_1, c_2 [mm]	0.5	m_{th21}, m_{th22} [mm]	2.5, 2.5
R_s [mm]	55.5	$m_{\theta 1}, m_{\theta 2}$ [degree]	135, 145
L [mm]	30.5	B_r, B_{sat} [T]	0.80, 2
g [mm]	0.5	μ_{rPM}	1.05
$h_{11}, h_{12}, h_{13}, h_{14}, h_{15}, h_{16}, h_{17}$ [mm]			2.00, 2.24, 4.26, 2.04, 1.00, 5.30, 1.50
$h_{21}, h_{22}, h_{23}, h_{24}, h_{25}, h_{26}, h_{27}$ [mm]			1.50, 2.87, 0.83, 1.79, 1.00, 1.62, 1.50

$$\Phi_{r21} + \Phi_{r22} = 2\Phi_{t2} + 2\Phi_{mb2} + 2\Phi_{mc2} + \Phi_{g2} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{r21} + \Phi_{r22} - \Phi_{r11} - \Phi_{r12} = \\ 2\Phi_{t2} - 2\Phi_{t1} + 2\Phi_{mb2} - 2\Phi_{mb1} + 2\Phi_{mc2} - 2\Phi_{mc1} - \Phi_{g1} \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$R_{t2}\Phi_2 = R_{mb2}\Phi_{mb2} \quad (2.26)$$

$$R_{mb2}\Phi_{mb2} = R_{mc2}\Phi_{mc2} \quad (2.27)$$

$$R_{t1}\Phi_1 = R_{mb1}\Phi_{mb1} \quad (2.28)$$

$$R_{mb1}\Phi_{mb1} = R_{mc1}\Phi_{mc1} \quad (2.29)$$

$$R_{mc1}\Phi_{mc1} = R_{g1}\Phi_{g1} \quad (2.30)$$

$$R_{g2}\Phi_{g2} = R_{g1}\Phi_{g1} + R_{mc2}\Phi_{mc2} \quad (2.31)$$

각 층 공극 자속 ϕ_{g1} , ϕ_{g2} 는 위 수식들을 연립하여 계산하였고, 계산한 공극 자속을 각각 공극 자속이 지나는 단면으로 나누어 B_{g1} , B_{g2} 를 계산하였다. 설계변수 값들은 표 2.1과 같다.

MEC를 이용한 공극 자속 밀도 계산 방법을 검증하기 위하여, 상용 FEM 해석 툴인, JMAG으로 공극 자속 밀도를 해석하여 MEC로 계산한 공극 자속 밀도 결과와 FEM 해석 결과를 비교하였다. 그림 2.10과 표 2.2를 통해 MEC를 이용하여 계산한 공극 자속 밀도가 매우 정확하다는 것을 확인할 수 있다.

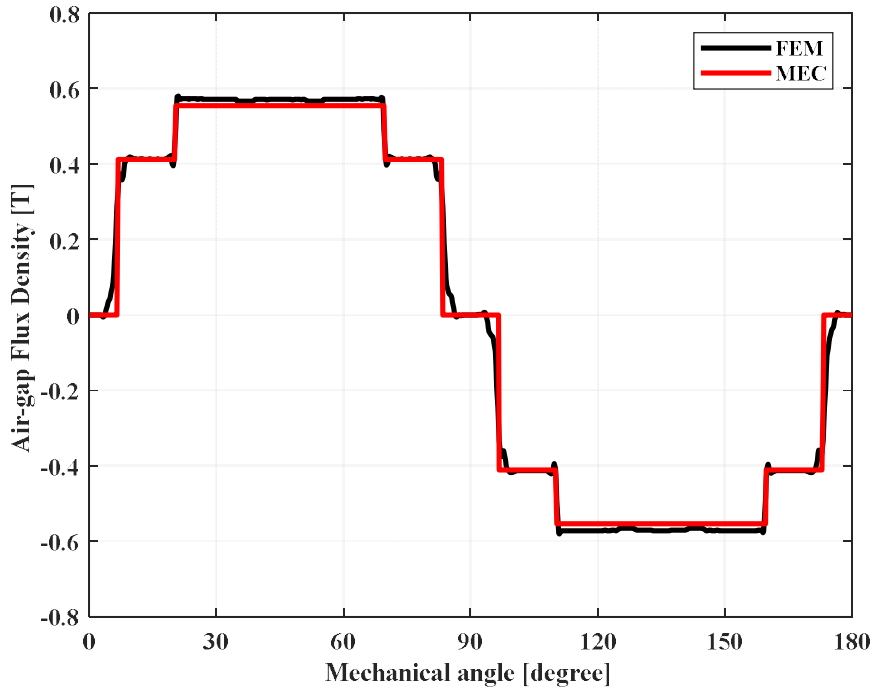


그림 2.10. 공극 자속 밀도 계산 결과 및 FEM 해석 결과
 Fig. 2.10. Calculated and analyzed result of air-gap flux density

표 2.2. 공극 자속 밀도 계산 결과
 Table. 2.2. Calculated result of air-gap flux density

FEM		MEC		Difference	
B_{g1} [T]	B_{g2} [T]	B_{g1} [T]	B_{g2} [T]	B_{g1}	B_{g2}
0.4125	0.5726	0.4120	0.5541	0.13%	3.23%

2.2.2 슬롯 효과를 고려한 공극 자속 밀도 계산

슬롯리스 타입 전동기는 고정자 철심에 슬롯이 없는 형상을 가지고, 소형화와 고속화가 가능하고, 철손이 작으며 소음 및 진동이 작은 장점이 있다[44], [45]. 하지만, 유효 공극 길이가 길어 자석의 동작점이 낮고, 그로 인해 토크 및 출력 밀도가 떨어지는 단점이 있다[21]. 따라서 대부분 전동기는 고정자 치에 코일을 감는 구조를 가진다.

본 논문에서 슬롯 효과를 고려하기 위해 등각 사상법을 이용했다. 등각 사상법은 각이 보존된 상태에서 하나의 복소 평면에서 다른 복소 평면으로 변환하는 방법으로, 슬롯 효과와 같은 등자위면을 가지는 자속 분포를 표현하는데 유용하다[21], [46], [47].

슬롯 효과를 고려한 공극 자속밀도는 다음과 같이 계산된다[21].

$$B_{slotted} = B_{slotless} \times Re(\lambda) \times k_{con} \quad (2.32)$$

이때, $B_{slotted}$ 는 슬롯 효과를 고려한 공극 자속 밀도, $B_{slotless}$ 는 슬롯리스 타입의 공극 자속 밀도, $Re(\lambda)$ 는 반경 방향의 relative air-gap permeance로 슬롯 보정계수, k_{con} 은 자속 집중 계수를 나타낸다.

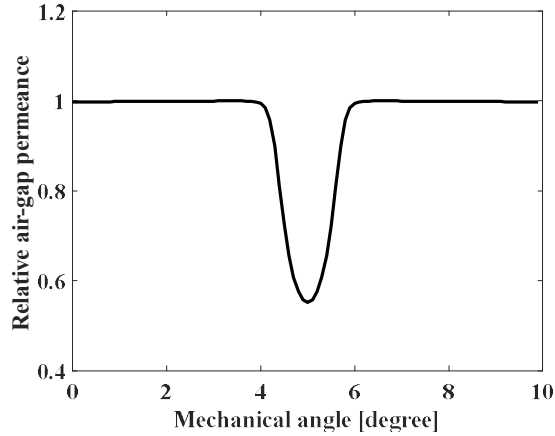


그림 2.11. 슬롯 보정 계수

Fig. 2.11. Relative air-gap permeance

슬롯 수가 36일 때, [21]에서 제안한 방법으로 공극 중앙에서 슬롯에 의한 효과를 고려하기 위해 $r (=R_s-g/2)$ 과 $\theta (=0\sim 10)$ 를 대입하면 relative air-gap permeance를 그림 2.11과 같이 계산된다.

그림 2.7과 같은 슬롯리스 타입의 고정자를 가지는 경우, 회전자에서 빠져나온 자속은 균일한 간격으로 고정자에 흐르게 된다. 하지만 슬롯이 있는 경우 고정자 철심의 자기저항이 슬롯 오프닝 부분, 즉 공극의 자기저항보다 매우 작기 때문에 자료가 슬롯쪽으로 집중된다. 따라서 슬롯 효과로 인해 감소한 자속을 이용해 자속 집중 현상을 고려해야한다[21].

슬롯리스 모델에서 전체 자속이 Φ_{rotor} 일 때, 슬롯 opening과 치 부분의 자속은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi_{slot} = \Phi_{rotor} \cdot \frac{\theta_{so}}{\theta_{so} + \theta_{tooth}} \quad (2.33)$$

$$\Phi_{tooth} = \Phi_{rotor} \cdot \frac{\theta_{tooth}}{\theta_{so} + \theta_{tooth}} \quad (2.34)$$

이때, θ_{so} 와 θ_{tooth} 는 슬롯 opening과 치가 차지하는 범위를 나타낸다. 그리고 계산된 반경 방향 relative air-gap permeance를 이용해 슬롯 opening 부분의 평균 relative air-gap permeance를 구할 수 있다. 감소한 슬롯 opening 부분의 자속 Φ'_{slot} 과 증가

한 부분의 자속 Φ'_{tooth} 은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\Phi'_{slot} = \Phi_{slot} \cdot \lambda_{ave} \quad (2.35)$$

$$\Phi'_{tooth} = \Phi_{rotor} - \Phi'_{slot} \quad (2.36)$$

따라서 자속 집중 계수는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$k_{con} = \frac{\Phi'_{tooth}}{\Phi_{tooth}} \quad (2.37)$$

그림 2.12는 식 (2.32)를 이용해서 계산한 슬롯 효과를 고려한 공극 자속 밀도 분포를 나타내며, MEC를 이용하여 계산된 결과와 FEM 결과에 약간의 오차를 보이지만, 계산에 소요되는 시간이 FEM에 비해 매우 짧기 때문에 개념 설계 단계에 적용하기 적합한 해석 방법임을 확인할 수 있다.

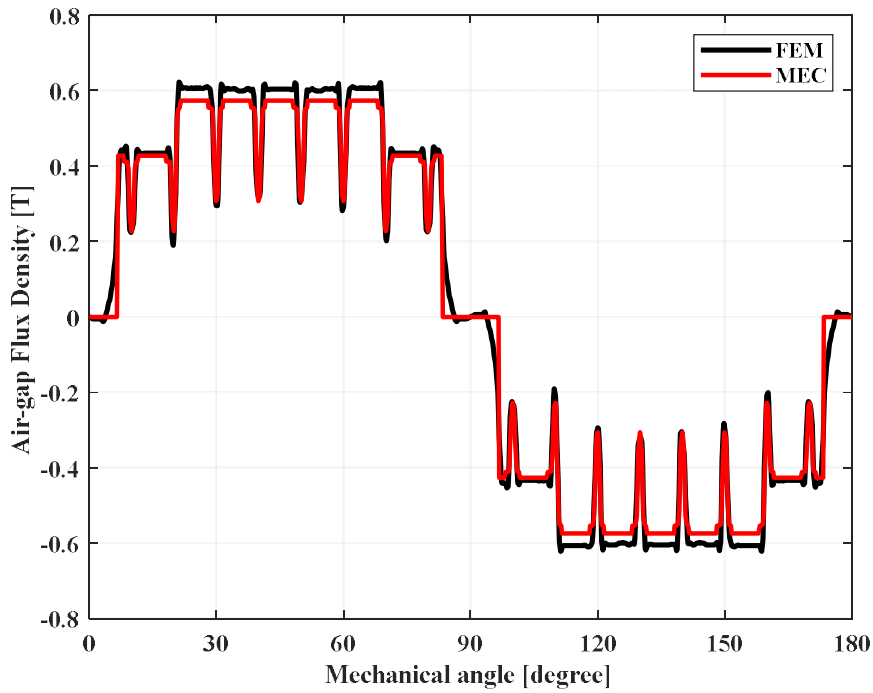


그림 2.12. 슬롯 효과가 고려된 공극 자속 밀도

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

2.2.3 쇄교자속 및 역기전력 계산

앞에서 계산한 공극 자속 밀도를 이용해 한 상에 쇄교하는 자속을 계산할 수 있다. A상 쇄교 자속 λ_A 와, A상 역기전력 E_A 는 다음과 같이 계산된다[28], [33].

$$\lambda_A = N_{ph} \times B_{ave} \times A \quad (2.33)$$

$$E_A = \frac{d\lambda_A}{dt} \approx \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta t} = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta\theta} = \omega_r \frac{\Delta\lambda_A}{\Delta\theta} \quad (2.34)$$

이때, N_{ph} 는 상당 직렬 턴수, A 는 자속이 쇄교되는 면적, θ 는 각위치, ω_r 은 동기 전기각속도, B_{ave} 는 A상 코일에 쇄교하는 공극 자속 밀도의 평균값을 의미한다[21].

식 (2.33)과 (2.34)를 이용하여 계산된 A상 쇄교 자속과 역기전력은 그림 2.13와 2.14에 나타나있다. FEM과 MEC로 해석한 역기전력의 파형을 비교해보면, 기계각 $10^\circ \sim 20^\circ$ 사이의 오차가 크다. 이는 그림 2.6과 같이 자석이 시작되는 부분에서 MEC는 수직으로 자속 밀도 값이 상승한다고 가정했기 때문이다.

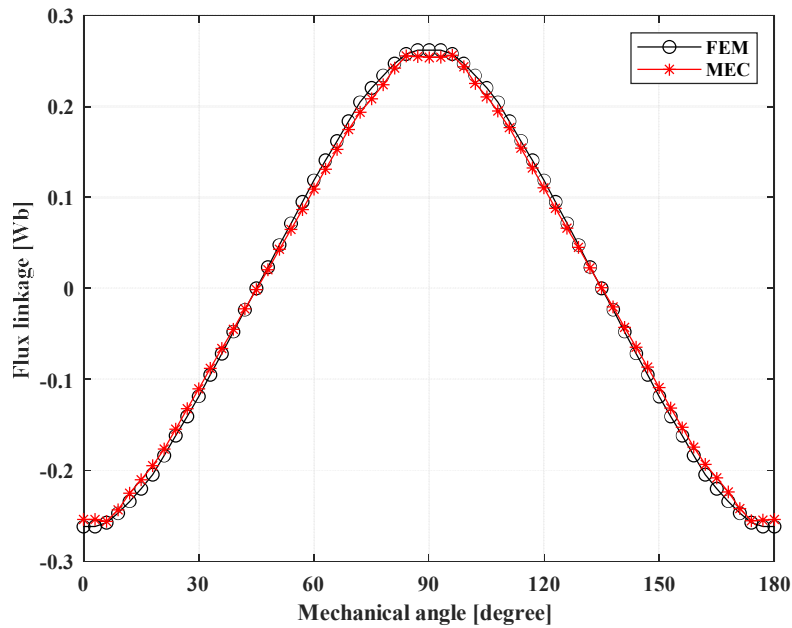


그림 2.13. A상 쇄교자속

Fig. 2.13. Flux linkage of A phase

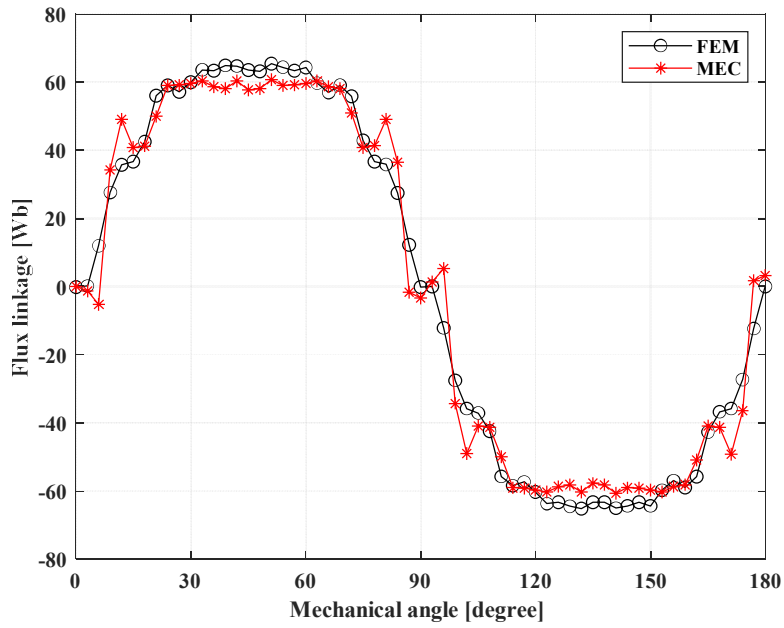


그림 2.14. A상 역기전력

Fig. 2.14. Back-EMF of A phase

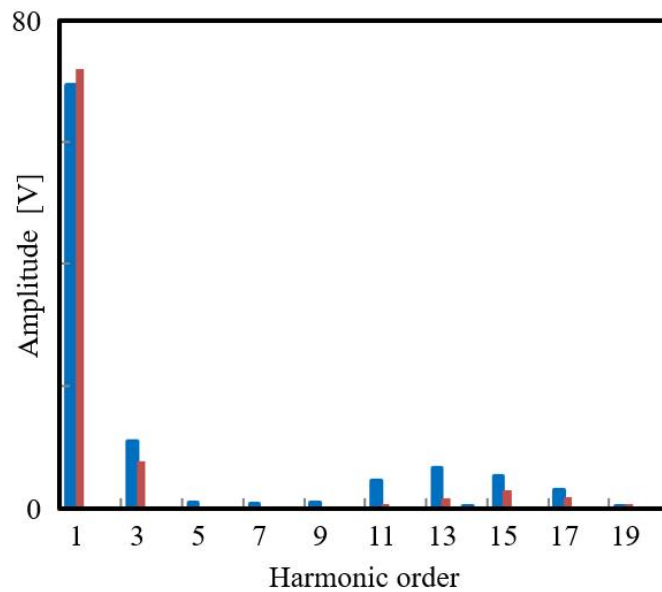


그림 2.15. A상 역기전력 고조파 분석

Fig. 2.15. Harmonics analysis of Back-EMF of A phase

표 2.3은 FEM과 MEC를 이용한 역기전력의 전 고조파 왜율(total harmonic distortion : THD) 해석 결과이다. FEM 해석과 MEC 해석의 THD는 각각 11.9, 21.7%로, 9.8%의 오차를 보인다. PMa-SynRM과 같은 BLAC 기기에서 역기전력의 기본파 성분만이 유효 토크 및 출력에 기여하고 나머지 고조파 성분들은 토크 리플

과 열 손실을 유발하므로 기본과 성분 에 대한 분석이 필요하다[21], [48]. 표 2.4는 FEM과 MEC를 이용하여 THD를 해석하는데 각각 소요되는 시간을 보여준다. MEC를 이용한 해석이 FEM을 이용한 해석보다 약 250배 빠른 것을 확인할 수 있다. 기본과 성분 에 대한 MEC 해석 결과의 오차는 오직 3.9%이므로, 계산시간을 고려했을 때 결과가 잘 맞는다는 것을 확인할 수 있다.

표 2.3. THD 해석 결과 비교

Table. 2.3. Calculated result of air-gap flux density

THD [%]		기본과 성분 [V]	
FEM	MEC	FEM	MEC
11.9	21.7	69.2	71.9

표 2.4. THD 해석 시간 비교

Table. 2.4. THD calculation time comparison of FEM and MEC

	MEC	FEM
Computation time	0.7 sec	173.3 sec

제 3 장 멀티모달 최적화 알고리즘

PMA-SynRM과 같은 대부분의 전기기기들은, 설계변수에 따른 목적함수 영역이 다중 최적해를 가지는 복잡한 형태를 나타낸다. 따라서 전기기기의 최적 설계를 진행할 때는 하나의 목적함수 뿐만 아니라 여러 가지 요구 조건들을 동시에 고려해야 한다. 전역 최적해 뿐만 아니라 여러 지역 최적해들을 찾을 수 있는 알고리즘을 멀티모달 최적화 알고리즘이라고 한다. 기존 확률론적 최적화 알고리즘 중 IA는 전역 최적해 뿐만 아니라 지역 최적해도 찾을 수 있는 장점이 있다. 하지만 최적해로 수렴하는 과정에서 함수 호출 횟수가 많다는 단점이 있는데, 이로 인해 FEM 해석에 결합하였을 때 과도한 해석 시간이 소요되는 문제가 있다.

Kriging 방법은 존재하는 샘플로 대리모델을 만들어 목적함수 영역을 보간하는 방법으로 적은 수의 샘플로도 목적함수를 보간할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 목적함수 영역을 모를 때 적당한 샘플 수를 지정하기 어렵다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 함수 호출 횟수를 줄이고 최적해의 정확도를 높이기 위하여 NIA와 ASKA를 제안한다. 두 가지 알고리즘의 성능은 기존 알고리즘들과의 비교를 통하여 검증되었다.

3.1 Novel Immune Algorithm

3.1.1 기존의 면역 알고리즘

인간의 면역 체계는 인체 내에 침입한 바이러스나 병원과 같은 항원을 막기 위해 항체를 생성하여 항원을 배제하는 시스템을 가지고 있다. 이러한 체계를 모방하여 목적함수의 최적화에 도입한 알고리즘이 면역 알고리즘이다. 많은 확률론적 최적화 알고리즘 중 IA는 여러 지역 최적해를 가지는 복잡한 형태의 문제영역을 가지는 최적화 문제에 적용했을 때 우수한 성능을 보인다[49]. 따라서 3.1.1에서는 IA를 기반으로 한 최적화 알고리즘을 제안한다.

IA는 다른 일반적인 최적화 알고리즘과 비교하여 아래와 같은 특징을 가진다.

- 최적해로의 수렴을 보장하기 위해 기억세포를 가지고 최적화를 수행한다. 기억세포란 매세대마다 개선되는 개체 중 우수한 개체를 기억하는 해집단으로, 이후에 침입하는 2차 항원에 대하여 최적의 항체를 빠르게 생성하기 위한 목적을 달성하기 위한 것이다.
- 면역계의 다양성을 구현하기 위한 친화도라는 개념을 도입한다. IA에서 친화도는 항원과 항체간의 친화도, 항체와 항체간의 친화도 두 가지가 존재한다. 항원-항체 친화도는 서로간의 결합력 정도를 나타내는 값으로, 목적함수 값을 나타낸다. 항체-

항체 친화도는 상호간 유사성을 평가할 수 있는 기준으로, 이를 통해 전역 최적점 뿐만 아니라 다양한 지역 최적점을 동시에 탐색할 수 있다.

- 항원에 대한 기대치의 계산으로 자기조절 기능을 수행할 수 있다. 기대치는 목적 함수에 대해 전역 최적해 주위 과도한 해의 생성을 막기 위해 필요한 것으로, 면역계의 자기조절 기능에 해당한다.

IA의 구현 과정은 그림 3.1에 나타낸 7개의 순서와 같다.

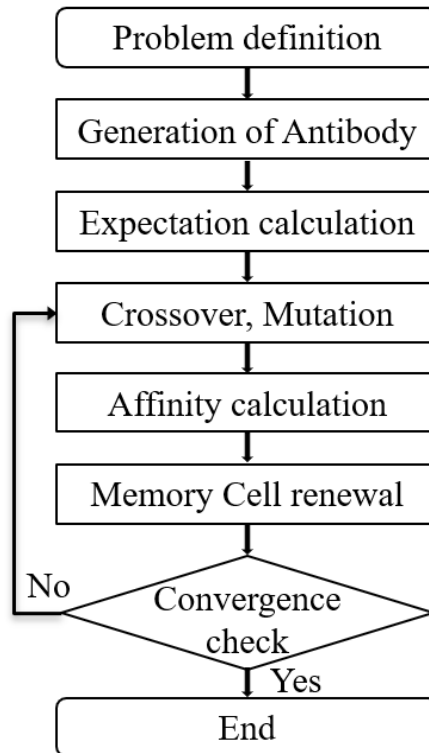


그림 3.1. 면역 알고리즘의 순서도
Fig. 3.1. Flow chart of IA

Step 1. 문제 정의

목적함수를 설정하고, 설계변수의 최대 및 최소 범위, 초기 샘플 개수, 종료 조건과 같은 제한 사항 등을 정의한다.

Step 2. 항체 생성

초기 항체군을 전 문제영역에 걸쳐 임의로 생성하고, 생성된 초기 항체들의 항원-항체 친화도가 계산된다. 이때, 항원-항체 친화도는 목적함수 값을 나타낸다. 항원-항체 친화도에 따라 상위 M개 항체는 기억세포군에 추가된다.

Step 3. 기대치 계산

각 항체의 기대치가 계산되고, 기대치가 낮은 항체는 제거된다. 항체 (i)의 기대치는 아래와 같이 계산된다.

$$e_i = aff_i / c_i \quad (3.1)$$

이때, aff_i 는 항체 (i)의 항원-항체 친화도이고, c_i 는 항체의 농도이다. 항체의 농도는 항체 (i)와 같은 항원-항체 친화도를 가진 항체의 수를 항체의 총 개수로 나누어 계산할 수 있다. 즉, 식 3.1에 따르면 항원-항체 친화도가 높거나 농도가 낮은 항체가 차세대에 생존할 확률이 높다는 의미이다. 따라서, 면역 체계는 친화도가 높은 항체의 생산을 촉진하며 면역 체계 전체에 차지하는 배합이 높은 항체의 생성은 억제하는 다양성을 조절할 수 있는 능력이 있다.

Step 4. 교배, 변이

이 단계에서는 Step 3에서 제거된 항체를 대신하는 새로운 항체를 생성한다. Step 3에서 남아있는 항체에 대해서 무작위로 쌍을 선택하여 산술적 교배, 즉 중점에 새로운 항체를 생성한다. 다음으로 미리 설정된 개수만큼 돌연변이를 생성한다. 교배와 변이 연산을 통해 무한의 항원에 대응하는 항체를 생성할 수 있다.

Step 5. 친화도 계산

Step 4에서 새롭게 생성된 항체군의 항원-항체 친화도가 계산된다. 그리고, 기존 기억세포군의 항체-항체 친화도가 다음과 같이 계산된다.

$$aff_{v,w} = 1 / (1 + dist_{v,w}) \quad (3.2)$$

이때, $dist_{v,w}$ 는 기억세포 (v)와 기억세포 (w) 사이의 거리를 의미한다.

Step 6. 기억세포로의 분화

기억세포 개체 중 Step 5에서 계산된 항체-항체 친화도가 높은 개체 중 항원-항체 친화도가 낮은 개체는 기억세포에서 제거가 된다. 즉, 기억세포 중 밀집해 있는 개체 중 함수 값이 큰 개체가 생존하게 된다. 새롭게 생성된 항체 중 항원-항체 친화도가 높은 개체가 제거된 기억세포를 대신하여 추가된다.

Step 7. 수렴성 판별

Step 1에서 정의된 수렴 조건을 만족하면 알고리즘이 종료되고 생존한 기억세포가 최적해로 정해진다. 수렴 조건은 기억 세포가 개선되지 않는 상태가 되면 알고리즘을 종료한다고 설정하였다. 만약 수렴 조건을 만족하지 않으면 **Step 4**로 되돌아가 알고리즘을 반복한다.

3.1.2 제안하는 알고리즘

비록 기존 IA가 다른 확률론적 최적화 알고리즘보다 멀티모달 최적화 문제에서 우수하지만, IA 또한 정확한 최적해로 수렴하는 과정에서 다른 확률론적 최적화 알고리즘처럼 함수 호출이 많이 소요되는 문제점이 있다. 본 논문에서는 기존 IA의 함수 호출과 관련된 문제를 해결하고 정확한 최적해를 찾기위한 방법으로 NIA를 제안한다. NIA는 3가지 개념을 새로 도입하여 기존 IA보다 성능을 크게 향상시켰다.

(1) Multi-Jittered Sampling

그림 3.2는 초기 샘플링의 예시를 나타낸다. 그림 3.2.(a)에서 볼 수 있듯이, 기존 IA는 전체 문제영역에 대해 랜덤하게 초기해를 생성한다. 하지만 NIA는 초기해를 생성할 때 Multi-Jittered Sampling(MJS)를 이용한다. 먼저 MJS는, 전체 문제영역을 $N \times M$ 개의 소영역으로 나누고 각 소영역에 하나의 샘플만을 생성한다. 그림 3.2.(b)를 보면 N 과 M 이 4일 때, 빨간 실선이 문제영역을 소영역으로 나누고 있고, 각 소영역에 하나의 샘플이 존재하는 것을 확인할 수 있다. 다음으로, 소영역은 다시 $N \times M$ 개의 격자로 나누어지고 그림에서 검정색 실선으로 나타내어진다. 추가적으로 해당 격자에서 같은 행, 열에는 샘플을 생성하지 않는다. 따라서 초기해들은 문제영역 전체에 고르게 퍼지게 됨과 동시에 임의성을 가질 수 있어 지역 최적해를 찾을 수 있는 가능성 또한 증가하게 된다. NIA에서는 MJS를 사용해서 전체 영역에 랜덤하게 초기해를 생성하는 것보다 우수한 초기해들을 얻을 수 있다.

(2) 최대 경사도법

기존 IA는 확률론적 최적화 방법 중 하나로 전역 최적해와 지역 최적해를 모두 찾을 수 있다. 그러나 IA는 정확한 최적해로 수렴하기 위해 함수 호출이 많이 소요되는 문제점이 있다. 반면에 SDM은 결정론적 최적화 방법 중 하나로, 전역해를 찾지 못하고 근처 지역해로 수렴할 수 있지만, 정확한 최적해를 확률론적 알고리즘보다 빨리 찾을 수 있다는 장점이 있다. NIA는 IA의 단점을 보완하고 장점을 극대화하기 위해, IA와 SDM을 결합하였다.

(3) 항체반경

NIA는 항체반경이라는 개념을 도입하여 탐색하지 않은 지역을 탐색하는 기능을

강화하였다. 항체반경이란 한 기억세포에서 가장 가까운 기억세포까지의 거리로 정의된다. 새로운 항체, 즉 변이가 항체반경 외부에 생성되고, 새로운 기억세포가 추가되는 경우에 항체반경은 자동으로 조절된다. 그림 3.3은 새로운 항체가 어떻게 추가되는지, 그리고 항체반경이 어떻게 조절되는지 직관적으로 나타낸다. 그림 3.3의 좌측에, 기억세포를 이전 세대에서 정해진 항체반경이 둘러싸고 있는 것을 볼 수 있다. 기억세포는 붉은색 별표로 표기되어있고, 항체반경은 붉은색 실선으로 표기되어있다. 다음 단계로 새로운 항체, 즉 변이가 항체반경 외부에 생성되어있고, 검정색 별표로 표기되어있다. 그림 3.3의 우측을 보면, 새로 생성된 항체는 SDM에 의해 가까운 최적해로 이동하게 된다. 수렴한 최적해가 새로운 최적해라고 가정하면, 해당 개체는 기억세포군에 추가가 된다. 새로 추가된 기억세포가 항체반경 내부에 있다면, 항체 반경은 새로운 기억세포까지의 거리로 자동으로 조절이 된다.

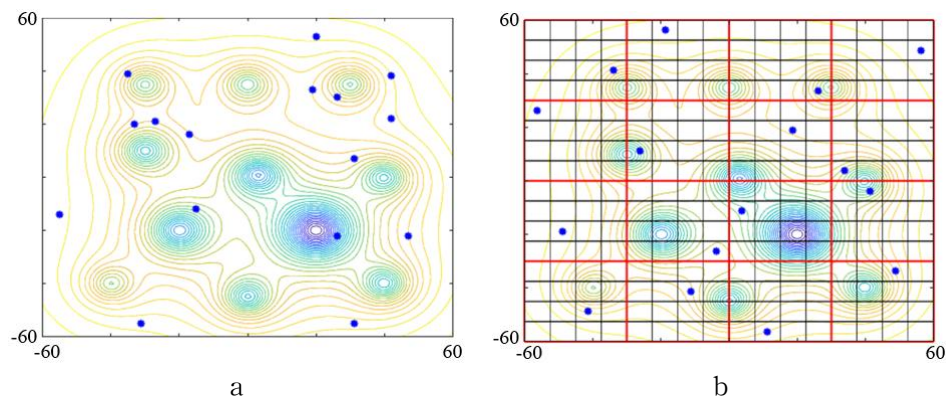


그림 3.2. 샘플링 방법. (a)랜덤한 샘플링. (b) MJS

Fig. 3.2. Example of sampling. (a)Random sampling. (b)Multi-Jittered sampling.

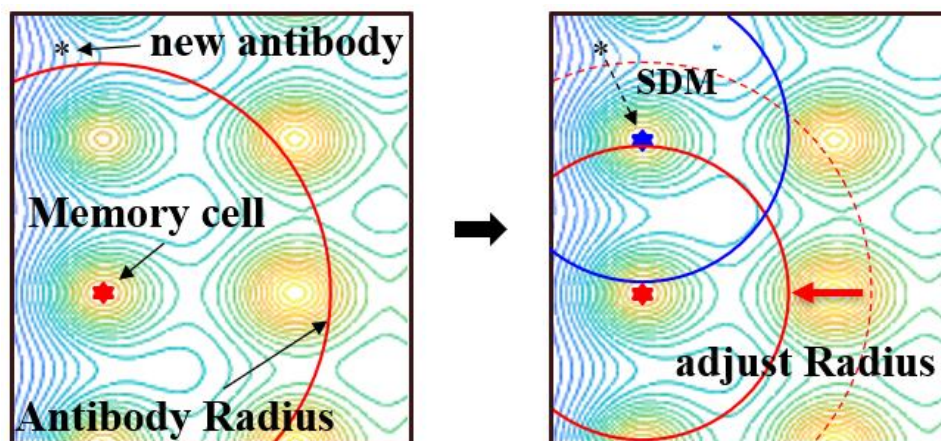


그림 3.3. 항체 반경의 조절과 NIA의 개념도

Fig. 3.3. Conceptual schematic of NIA showing how antibody radius is adjusted.

NIA의 구현 과정은 아래와 같고 그림 3.4에 나타난다. 그림 3.4에서 빨간색으로 표기된 부분은 항체 집단에 관련된 부분이고, 파란색으로 표기된 부분은 기억세포 집단에 관련된 부분이다.

Step 1. 문제 정의

목적함수를 설정하고, 설계변수의 최대 및 최소 범위, 초기 샘플 개수, 종료 조건과 같은 제한 사항 등을 정의한다.

Red box.

초기 항체군을 MJS방법을 사용하여 생성하고, 생성된 초기 항체들의 항원-항체 친화도가 계산된다. 초기해 중 항원-항체 친화도가 높은 개체들은 기억세포에 추가된다. 기억 세포들 간 거리로 항체반경이 설정되고, 항체반경 외부에 새로운 항체를 생성한다. 항체군의 기대치를 계산하여 기대치가 높은 개체는 기억세포로 분화하고, 낮은 개체는 제거한다.

Blue Box.

초기에 기억세포에 추가되거나, 알고리즘이 진행되면서 추가되는 기억세포들은 SDM을 통하여 가까운 지역 최적해로 빠르게 수렴하게 된다. 해당 기억세포가 새로운 최적점으로 수렴하는 경우 해당 개체는 생존하고, 이전에 찾은 최적해로 수렴하게 되면 해당 개체는 제거된다. 항체 반경은 가장 가까운 기억 세포간 거리로 조정된다. 수렴 조건을 만족하면 알고리즘이 종료되고, 만족하지 않으면 다시 새로운 개체가 추가되고 알고리즘이 반복된다.

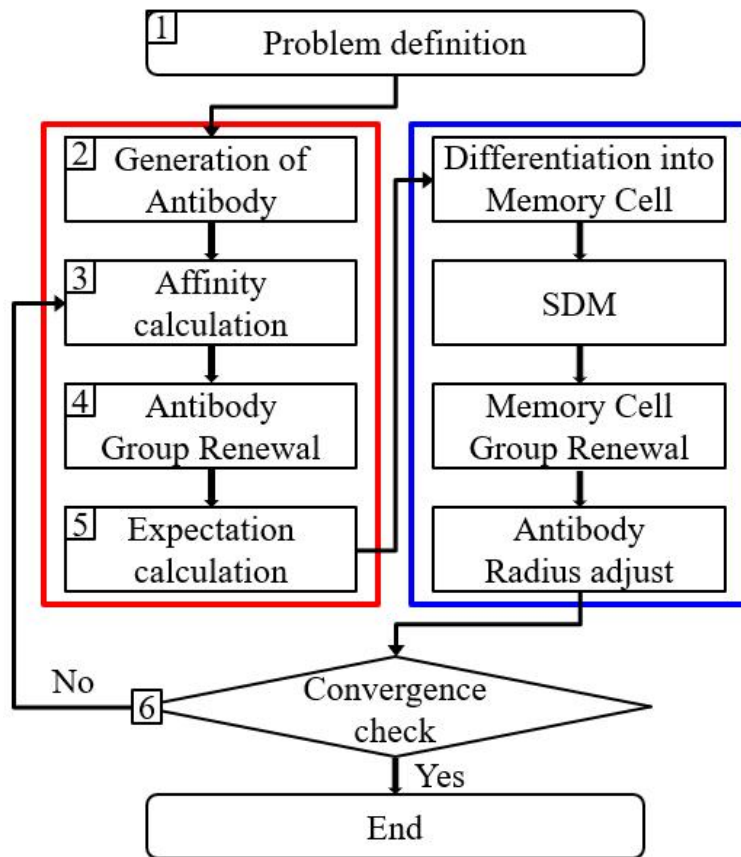


그림 3.4. NIA의 순서도
 Fig. 3.4. Flow chart of the NIA.

3.2 Adaptive Sampling Kriging Algorithm

3.2.1 Kriging 대리모델을 사용한 목적함수 보간 방법

Kriging 방법은 존재하는 샘플을 가지고 대리모델을 생성하여 목적함수 영역을 추가적인 함수호출 없이 보간할 수 있는 방법이고, 샘플 수가 적절하게 주어진다면 기존 다른 방법에 비교했을 때 계산시간이 작게 든다고 알려져 있다[50]. 하지만 목적함수 영역에 대한 정보가 없을 때 kriging 방법을 사용하면 문제가 있다. 그림 3.5는 실제 목적함수 영역과 샘플 수별로 보간된 대리모델을 나타낸다. 그림 3.5.(a)의 목적함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(x,y) = 5\cos(2\pi(x-3)) + 3\cos(2\pi(y-7)) \quad (3.3)$$

이때 x 와 y 의 범위는 $2.5 \leq x, y \leq 4.5$ 이다. 그림 3.5.(b)를 보면, 샘플 수가 부족한 경우 실제 목적함수와 유사한 대리모델을 형성하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 그림 3.2.(5)는 그림 3.5.(c)와 비교했을 때 샘플 수는 2배 이상 차이가 나지만 정확도 측면에서는 차이가 거의 없는 것을 확인할 수 있다. 그림 3.6은 앞서 언급한 샘플 수에 따른 문제점을 수치적으로 나타내고 있다. 샘플 수가 40보다 작을 때 샘플 수가 부족하다고 할 수 있고, 오차율은 샘플 수에 따라 급증하는 양상을 보인다. 그리고 샘플 수가 65를 넘어가면 샘플 수는 충분하다고 판단되며, 해의 정확도는 거의 향상 되지 않는다. 그러므로, kriging 방법을 사용할 때 적절한 수의 샘플을 생성하는 것이 중요하고, 목적함수를 모르는 경우 샘플 수를 정하기가 어렵다고 할 수 있다.

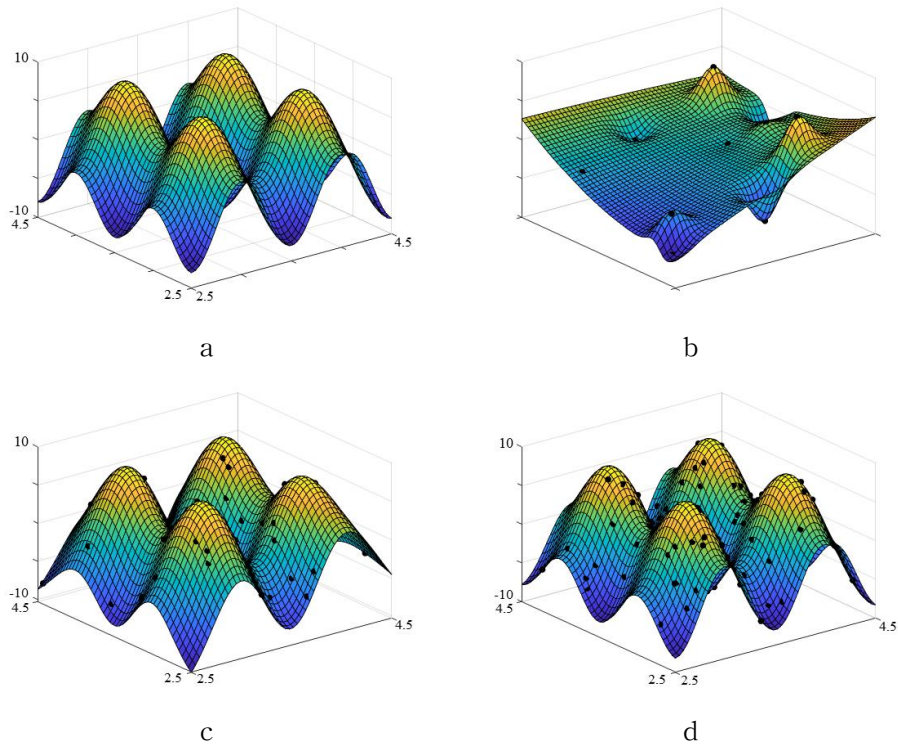


그림 3.5. 3차원으로 나타낸 목적함수 영역. (a)실제 문제 영역. (b)15개 샘플로 생성한 대리모델. (c)45개 샘플로 생성한 대리모델. (d)100개 샘플로 생성한 대리모델.
 Fig. 3.5. Three-dimensional plot of the objective function region. (a)real region. (b)Surrogate model with 15 samples. (c)Surrogate model with 45 samples. (d)Surrogate model with 100 samples.

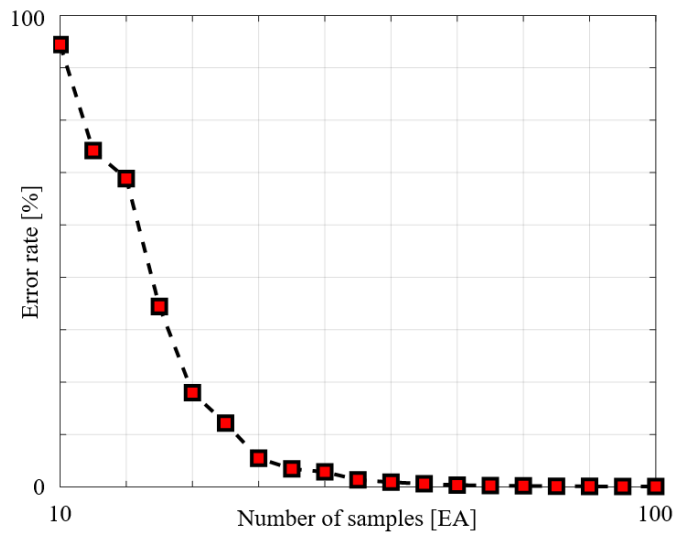


그림 3.6. 샘플 수에 따른 피크점에서 오차율.
 Fig. 3.6. Error rate of kriging model on the peak point according to the number of samples.

3.2.2 제안하는 알고리즘

Kriging 방법은 정확한 목적함수 영역을 보간하기 위해 적절한 수의 샘플이 필요하다. 하지만 목적함수 영역을 모를 때 샘플의 수를 지정하기란 어려운 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 ASKA(adaptive sampling kriging algorithm)를 제안한다. ASKA는 MJS를 이용하여 초기해를 생성한다. 3.1.2 (1)에서 설명한 것처럼 MJS는 임의성을 유지하면서 문제영역 전체에 샘플을 뿌리는 방식으로, 효과적인 샘플링을 할 수 있다. 그림 3.7은 샘플 수가 25개로 동일하고 목적함수가 식 3.3일 때, 보간된 대리모델의 목적함수 영역을 나타낸다. 그림 3.5.(a)의 실제 문제 영역과 비교 했을 때, MJS가 더 효과적인 초기해 생성 방법이라고 할 수 있다. 또한 ASKA는 두 가지 개념을 사용하여 함수호출 횟수를 줄이면서, 추가되는 샘플 수를 효과적으로 조절한다.

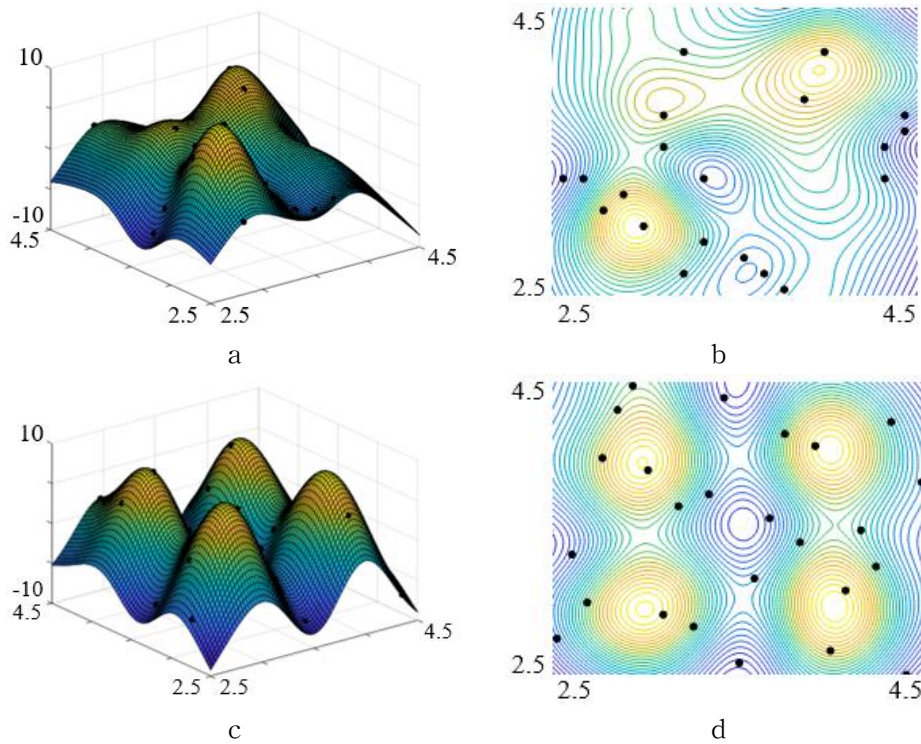


그림 3.7. 3차원과 등고선으로 나타낸 대리모델. (a)랜덤 샘플링으로 생성한 3차원 영역. (b)랜덤 샘플링으로 생성한 등고선. (c)MJS로 생성한 3차원 영역. (d)MJS로 생성한 등고선.

Fig. 3.7. Three-dimensional plot and contour plot of kriging surrogate model. (a)Three-dimensional plot using random sampling. (b)Contour plot using random sampling. (c)Three-dimensional plot using MJS method. (d)Contour plot using MJS method.

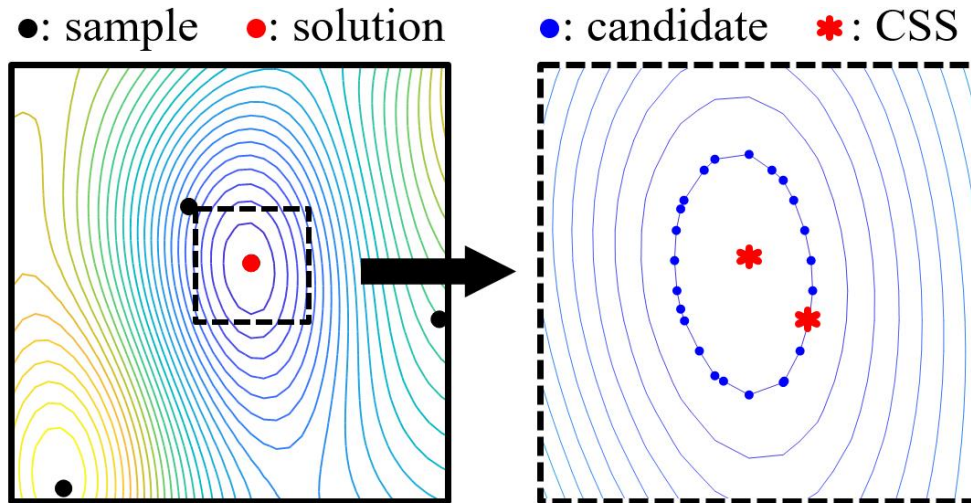


그림 3.8. CSS를 이용해 샘플을 생성하는 예시.
 Fig. 3.8. Example of generating samples by CSS.

(1) Compact Search Sampling

Compact Search Sampling(CSS)은 해 근처에 샘플을 추가함으로써 정확도를 향상시키는 방법이다. CSS를 실행하기 위해, MATLAB의 contour 함수로부터 얻을 수 있는 대리모델의 등고선 정보가 사용된다[51].

먼저, 초기 샘플 또는 기존 샘플로 생성된 대리모델로 대략적인 목적함수 영역이 추정된다. 대리모델은 실제 영역이 아니고 보간된 값이므로, 대리모델을 구성하는 점들을 단순히 비교해서 추정 최적해를 추가적인 함수호출 없이 계산할 수 있다. 하나의 CSS 샘플은 추정 최적해에 생성한다. 등고선 정보를 이용하여 추정 최적해 근처를 둘러싸고 있는 가장 가까운 점들을 구할 수 있는데, 그중 한 점을 또다른 CSS 샘플로 추가한다. 두 점에서 함수 호출을 통해 실제 값이 계산된다.

그림 3.8은 CSS 샘플이 생성되는 예시를 보여준다. 좌측 그림에서 배경에 보이는 등고선은 검정색 점으로 표시된 기존 샘플들에 의해 생성된 kriging 대리 모델이다. 그림을 확대해보면, 계산에 의해 정해진 최적점과 파란색 점 중 점 하나가 붉은색으로 표시되어있다. 두 붉은색 점에서 함수 호출이 이루어진다.

(2) Exclusive Space-Filling Method

미탐색 지역의 최적해를 탐색하는 능력을 최대화하고, 해의 다양성을 보장하기 위해 ASKA는 변이를 생성하는 수단으로 Exclusive Space-Filling Method(ESM)를 사용한다. 기존 space filling method는 목적함수 영역에 격자를 만들고 기존 샘플과 거리를 비교하여 가장 멀리 떨어진 지점에 변이를 생성하는 방법이다. 그림 3.8.(a)에서 검정색 격자가 전체 목적함수 영역을 나누고 있고 각 격자점들이 새로운 샘플의 후보이다. 먼저, dst_{ij-p} 라고 표기된 각 격자점에서 샘플까지 거리가 계산된다. 이

때, (i, j) 는 격자점의 번호를 나타내고, p 는 샘플의 번호를 나타낸다. 그리고 l_{ij} 라고 표기된 각 격자점의 최소 거리가 각 점의 dst_{ij-p} 의 비교를 통하여 계산된다. 예를 들어, 격자점 $(1, 1)$ 에서 최소 거리는 dst_{11-1} 이다. 마지막으로, 추가적인 점이 최소 거리가 가장 큰 점, 다시 말해서 기존 샘플에서 가장 멀리 떨어진 점에 생성된다. 하나의 샘플이 추가되면, 새롭게 생성된 샘플을 포함하여 전체 과정이 반복되고, 변이 수가 충족될 때 까지 알고리즘을 반복한다. ESM과 기존 space-filling method의 차이점은, ESM은 격자점 중 배타지역에 포함된 샘플들을 배제한다는 점이다. 샘플이 존재하는 영역을 구분하기 위해서 ESM은 생성된 대리모델의 등고선 정보를 이용한다. 그림 3.10에서 배타 지역은 붉은색 실선으로 표시되어있고, 그 영역은 예상된 최적해를 둘러싸는 가장 먼 등고선으로 정의된다. 배타 지역은 샘플이 존재하므로, 비교적 신뢰성이 있는 영역으로 간주한다. 경계가 정해지면, 배타 지역 내부의 격자점들은 후보에서 제외가 된다. 예를 들어, 그림 3.9.(b)에서 추가되는 점은 격자점 $(3, 4), (3, 5), (4, 3), (4, 4), (4, 5), (5, 3), (5, 4), (5, 5)$ 를 제외한 격자점 중 최소 거리가 가장 먼 점에 생성된다. 전체 문제영역에 걸쳐서 샘플링을 하는 대신, ESM은 샘플이 존재하는 지역, 즉 배타지역에 추가적인 샘플 생성을 방지하여 함수 호출횟수를 줄이고 해의 다양성을 보장해준다.

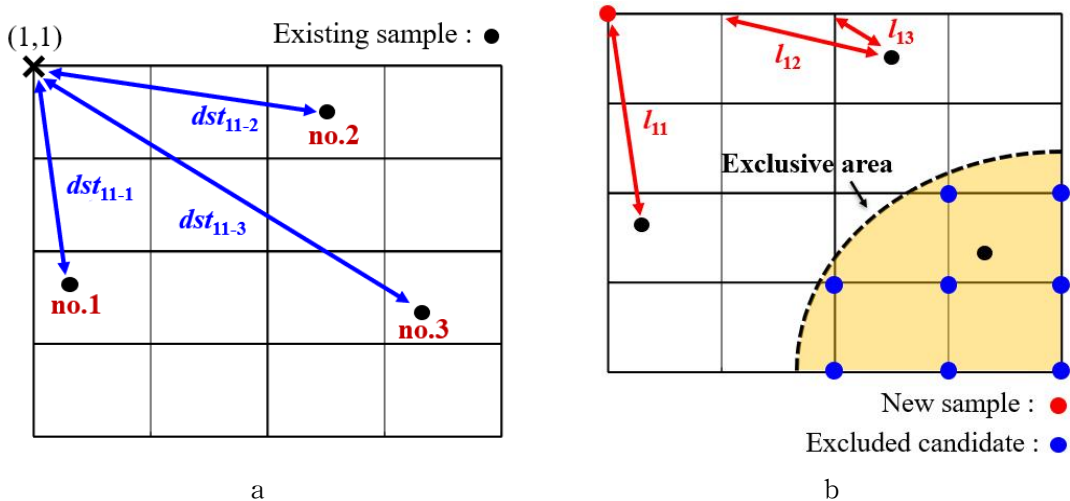


그림 3.9. ESM의 개념도. (a) $(1, 1)$ 점에서 거리 계산. (b)거리와 배타 지역을 고려한 변이 생성.

Fig. 3.9. Conceptual Schematic of exclusive space-filling method. (a)Calculation of distance from lattice point $(1, 1)$. (b)Mutant generation considering distance and exclusive area.

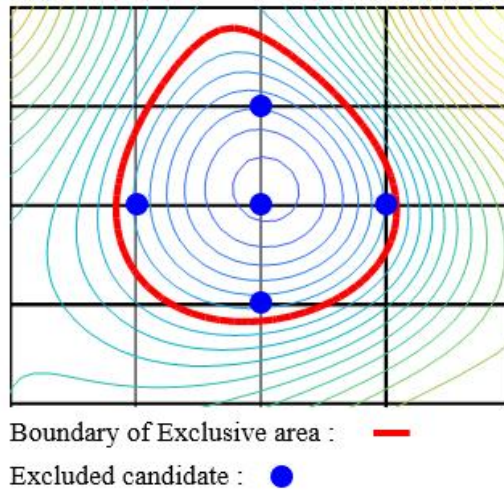


그림 3.10. 배타 지역 설정 예시.

Fig. 3.10. Setting of exclusive area

ASKA의 구현 과정은 아래와 같고 그림 3.11에 나타난다.

Step 1. 문제 정의

목적함수를 설정하고, 설계변수의 최대 및 최소 범위, 초기 샘플 개수, 종료 조건과 같은 제한 사항 등을 정의한다.

Step 2. 초기 샘플 N개 생성 : MJS

초기 샘플을 전 문제영역에 걸쳐 N개 생성한다. 모든 샘플들은 MJS를 이용하여 문제영역에 고르게 분포되고 임의성을 가지면서 생성된다. 생성된 초기 샘플을 이용하여 대략적인 목적함수영역이 추정될 수 있다.

Step 3. Kriging 대리 모델 생성

존재하는 N개 샘플로 kriging 대리 모델을 생성한다. 이때, 추가적인 함수호출은 필요하지 않고 기존 샘플을 이용하여 목적함수 영역을 보간하여 추정된 목적함수 영역이 생성된다. 이때, 추정된 영역의 최적점을 각 점의 단순비교를 통해 계산할 수 있다. MATLAB의 contour 함수를 이용하여 값이 같은 지점들의 등고선 정보를 얻을 수 있다.

Step 4. CSS 샘플 추가

두 개의 CSS 샘플이 kriging 대리 모델의 추정된 최적점과 최적점을 둘러싸는 가장 가까운 등고선 상에 존재하는 임의의 점에 생성된다. 이를 통해 세대가 지날수록 해의 정확도를 향상시킨다.

Step 5. ESM 샘플 추가

Kriging 대리모델의 등고선 정보를 이용하여 추정 최적점을 둘러싸고 있는 가장 먼 등고선으로 배타 지역을 설정한다. 변이는 배타 지역을 제외한 격자점 중 기존 샘플과 가장 멀리 떨어진 격자점에 생성된다. 변이의 개수가 만족 될 때까지 추가된 샘플을 포함하여 ESM을 반복한다.

Step 6. 수렴성 판별

Step 1에서 정의된 수렴 조건을 만족하면 알고리즘이 종료되고, 최적해가 도출된다. 수렴 조건은 추정 최적해가 개선되지 않는 상태가 되면 알고리즘을 종료한다고 설정하였다. 만약 수렴 조건을 만족하지 않으면 Step 3으로 되돌아가 추가된 샘플을 포함한 샘플 N개로 알고리즘을 반복한다.

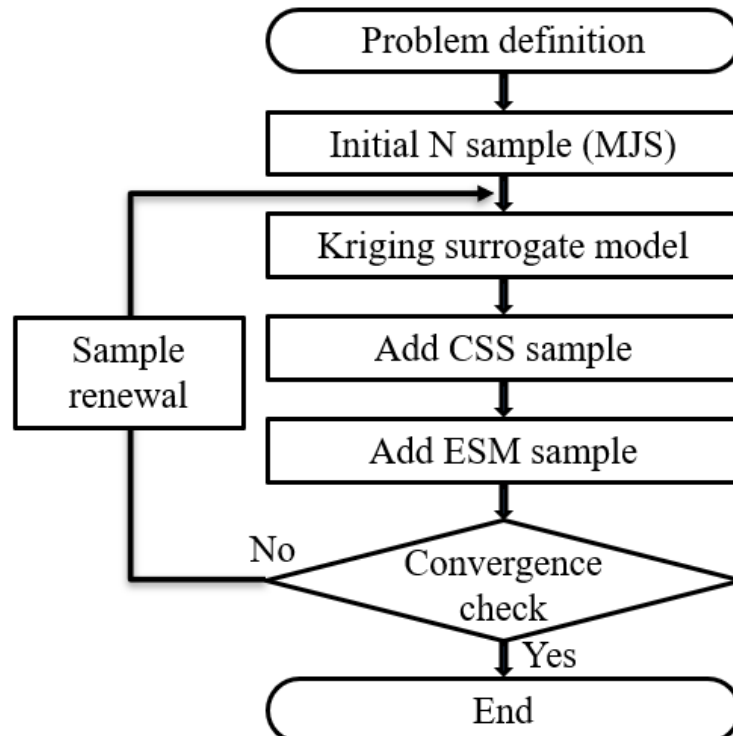


그림 3.11. ASKA의 순서도.

Fig. 3.11. Flow chart of the ASKA.

3.3 시험함수를 이용한 알고리즘의 성능 검증

본 절에서는 제안한 최적화 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 기존 최적화 알고리즘과 제안한 알고리즘을 두 가지 수학적 시험함수에 적용하여 성능을 비교하였다. 알고리즘의 성능은 수렴할 때까지 소요되는 함수호출 횟수와 성공률로 비교하였다. 시험은 100회 반복 실행하였으며, 실제 최적해와 탐색한 최적해의 오차가 5% 미만일 때 성공했다고 판단하고 전체 피크 수에 대해 성공한 피크의 비율을 성공률로 계산하였다.

(1) NIA

기존 IA와 NIA를 비교하기 위해 두 가지 수학적 함수의 최적화에 적용하였다. 시험함수 1과 2는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_1(x, y) = \sum_{i=1}^{np_1} \frac{b_i}{1 + [(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2]/a_i} \quad (3.4)$$

$$f_2(x, y) = \sum_{k=1}^{np_2} \frac{60}{1 + [(x - x_k)^2 + (y - y_k)^2]/a_k} \quad (3.5)$$

이때, (x_i, y_i) , (x_k, y_k) 는 시험함수의 최적점의 좌표이고 a_i , a_k , b_i 는 피크의 크기와 관련된 값이다. np_1 과 np_2 는 피크의 수를 나타낸다. 두 시험함수의 3차원 형상은 그림 3.12와 같다. 시험 결과는 표 3.1에 나타난다. NIA가 결정론적 방법 중 하나인 SDM을 결합하였기 때문에 기존 IA보다 성공률이 월등히 높은 것을 확인할 수 있다. 함수호출횟수의 경우, NIA는 항체 반경을 고려하여 효과적으로 새로운 항체를 생성하기 때문에 IA보다 우수한 성능을 보인다. 결과를 검토해볼 때, NIA가 기존 IA보다 우수한 성능을 나타낸다는 것은 확실하다.

(2) ASKA

ASKA의 성능을 검증하기 위해 ASKA와 널리 알려진 멀티모달 최적화 알고리즘인 IA, niching genetic algorithm(NGA)을 두 가지 시험함수의 최적화에 적용하여 성능을 비교하였다. 시험함수 1, 2는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$f_1(x, y) = \sum_{i=1}^{N_1} \frac{b_i}{1 + [(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2]/a_i} \quad (3.6)$$

$$f_2(x, y) = \sum_{k=1}^{N_2} \frac{b_k}{1 + [(x - x_k)^2 + (y - y_k)^2]/a_k} \quad (3.7)$$

이때, (x_i, y_i) , (x_k, y_k) 는 시험함수의 최적점의 좌표이고 a_i , a_k , b_i , b_k 는 피크의 크기와 관련된 값이다. 피크의 개수인 N_1 과 N_2 는 각각 36, 16의 값을 가진다. 두 시험함수의 3차원 형상은 그림 3.13과 같고, 그림 3.14는 ASKA를 시험함수 1의 최적화에

적용했을 때 샘플 수에 따른 kriging 대리모델의 형상을 나타낸다. 표 3.2에 나타낸 시험 결과를 통해, IA와 NGA는 정확한 해를 찾기 위해 함수 호출 횟수가 엄청나게 많이 요구되는 것을 확인할 수 있다. 더 나아가, ASKA가 함수 호출 횟수가 적을 뿐만 아니라 성공률도 높은 것을 확인할 수 있다.

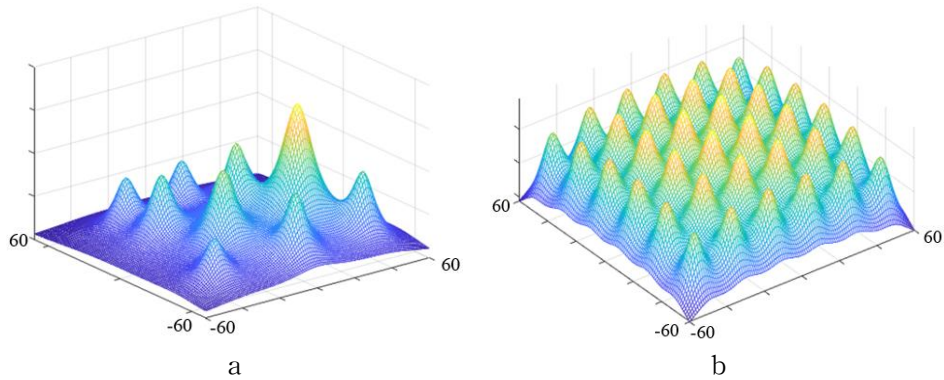


그림 3.12. 3차원으로 나타낸 시험함수. (a)피크가 11개인 시험함수 1. (b)피크가 36개인 시험함수 2

Fig. 3.12. Three-dimensional plot of test functions. (a)Test function 1 with 11 peaks. (b)Test function 2 with 36 peaks.

표 3.1. NIA와 IA의 성능 비교

Table 3.1. Performance comparison between NIA and IA

시험함수 1 [피크 11개]	함수호출횟수	성공률 [%]
IA	2060.0	58.45
NIA	1365.2	99.45
시험함수 2 [피크 36개]	함수호출횟수	성공률 [%]
IA	3390.0	84.00
NIA	1878.1	99.64

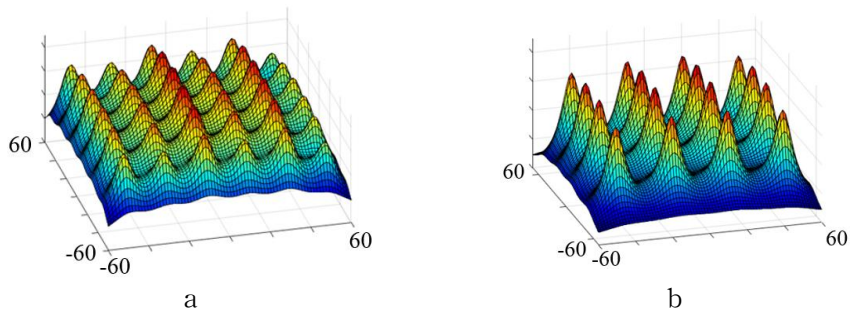


그림 3.13. 3차원으로 나타낸 시험함수. (a)피크가 36개인 시험함수 1. (b)피크가 16개인 시험함수 2

Fig. 3.13. Three-dimensional plot of test functions. (a)Test function 1 with 36 peaks. (b)Test function 2 with 16 peaks

표 3.2. ASKA, IA, NGA의 성능 비교

Table 3.1. Performance comparison of IA, NGA, and ASKA

시험함수 1 [피크 36개]	함수호출횟수	성공률 [%]
IA	6060	95.75
NGA	5840	91.94
ASKA	458.4	99.44
시험함수 2 [피크 16개]	함수호출횟수	성공률 [%]
IA	5660	93.25
NGA	4640	90.63
ASKA	285.9	99.38

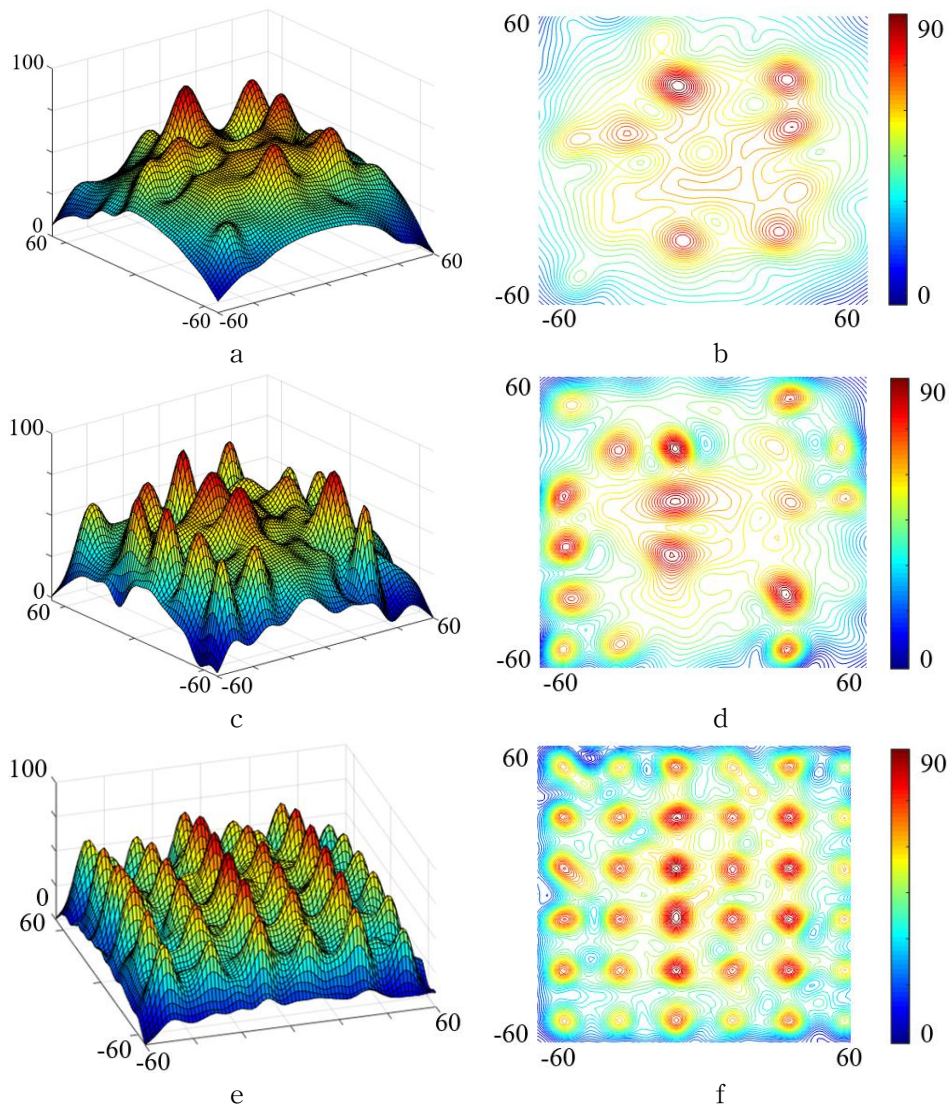


그림 3.14. ASKA를 이용한 시험함수 1의 최적화 과정. (a)샘플수=49일 때 3차원 형상. (b)a의 등고선. (c)샘플수=124일 때 3차원 형상. (d)c의 등고선. (e)샘플수=462일 때 3차원 형상. (f)e의 등고선.

Fig. 3.14. Optimization progress result of test function 1 with the ASKA. (a) surrogate model with 49 samples. (b) Contour plot of a. (c) surrogate model with 124 samples. (d) Contour plot of c. (e) surrogate model with 462 samples. (f) Contour plot of e.

제 4 장 EV 구동용 PMa-SynRM 토크 리플 저감 설계

4.1 EV 구동용 PMa-SynRM 설계의 요구 조건 및 제한 조건

표 4.1. EV 구동용 PMa-SynRM 설계의 요구 조건 및 제한 조건

Table 4.1. Requirement and constraint of PMa-SynRM for EV traction

항 목		성 능
최대 부하	출력	80 [kW]
	요구 토크	212.2 [Nm]
	회전 속도	3600 [rpm]
최대 속도		9500 [rpm]
효율		95 [%] 이상
토크 리플		10 [%] 미만
고정자 외경		230 [mm]
축방향 길이		200 [mm]
브릿지 길이		1.2 [mm]
공극 길이		0.6 [mm]
전류 밀도		15.5 [A_{rms}/mm^2]
고정자 / 회전자 철심 재질		35PN230
영구자석 재질		Ferrite 12G (Br=0.44[T])

표 4.1은 EV 구동용 PMa-SynRM 설계의 요구 조건 및 제한 조건을 나타내고 있다. 오직 배터리에 연결된 전동기만으로 구동되는 EV는 전동기의 성능이 차량의 성능을 나타내는 지표이기 때문에 고효율밀도 및 고토크 밀도가 요구된다. 최대 운전점에서의 목표 성능을 고려하여 외경 및 적층 길이를 각각 230mm, 200mm로 선정하였다. 통상적으로 IPMSM에서 사용하는 Nd 계열의 자석을 사용하지 않고 가격이 상대적으로 저렴한 Ferrite 자석을 사용하여 재료비를 절감하였다. 하지만 Ferrite는 Nd 자석보다 자속밀도가 작기 때문에, 회전자 강판 내부에 MSML 형상으로 영구자석을 삽입하였다. 그리고 부족한 자석 토크를 보충하기 위해 자기저항 토크를 극대화 하여야한다. d축과 q축의 릴럭턴스 차이를 증가시키기 위하여 자속장벽의 수를 최대한 늘릴 수 있는 4극의 회전자와 36슬롯의 고정자를 선택하였다 [20]. 또한 높은 자기포화 현상으로 인해 토크 리플이 증가할 수 있으므로, 토크 리플 저감을 위해 회전자에 2단 스큐를 적용하였다.

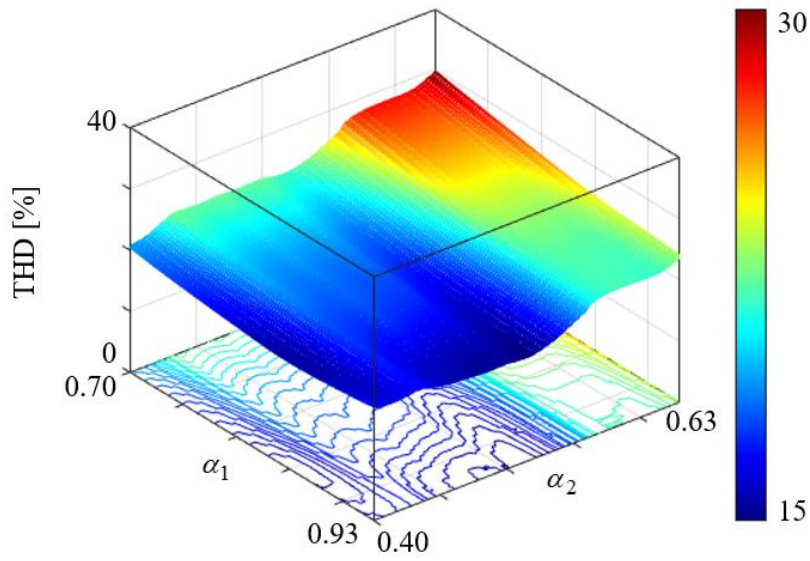
4.2 MEC를 이용한 P_{Ma}-SynRM 개념 설계

MSML 타입 P_{Ma}-SynRM은 회전자 강판 내부에 다층, 다편의 영구자석을 삽입한 복잡한 구조를 가지며 설계의 자유도가 큰 장점이 있다. 하지만 설계변수의 개수가 많은 경우 FEM을 적용하면 해석 시간이 오래 걸리는 문제점이 있다. 따라서, 개념 설계 단계에서는 해석에 시간이 적게 소요되는 MEC 방법을 사용하여 설계변수가 전동기에 미치는 영향을 보았다. 개념 설계 단계는 설계변수의 영향을 보기 위한 해석이므로, 2층 MSML 회전자를 가지는 간단한 P_{Ma}-SynRM 모델에서 α_1 과 α_2 가 변할 때 역기전력의 THD와 기본파 성분의 변화를 보았다.

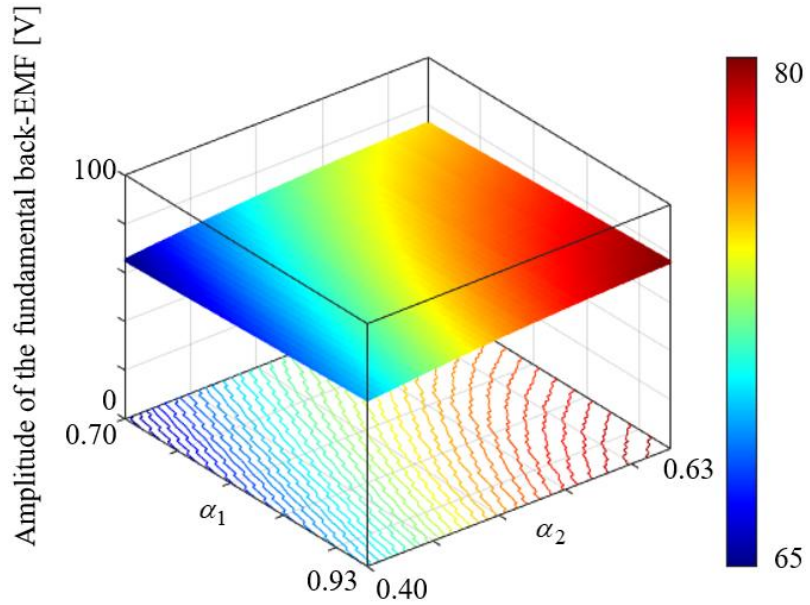
P_{Ma}-SynRM의 경우 역기전력의 기본파 성분만이 토크 및 출력에 영향을 미치고, 나머지 고조파 성분은 손실과 토크의 리플을 유발한다[48]. 따라서, 역기전력 기본파 성분은 최대화시키고 역기전력 THD는 최소화시키면 전동기의 토크 리플을 저감하고 출력 등의 성능을 향상시킬 수 있다 [21]. 이를 위해, 설계변수를 회전자 내 영구자석의 배치를 바꿀 수 있는 α_1 과 α_2 로 선정하였다.

그림 4.1. (a), (b)는 2.2절에서 언급한 MEC 무부하 해석을 통해 계산한 역기전력의 THD와 기본파 성분을 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이, 설계변수에 따른 THD와 기본파 성분 결과는 서로 다른 양상을 나타낸다. 따라서 설계변수는 영구자석의 배치를 바꿀 수 있도록 선정하여 최적 설계에 적용할 것이다.

표 4.2는 FEM과 MEC를 사용해서 역기전력 mapping 해석을 하는데 각각 소요되는 시간을 나타낸다. MEC를 사용할 때 계산에 소요되는 시간 대비 정확한 결과를 얻을 수 있으므로 개념 설계 단계에 사용하기 적합한 방법이라고 할 수 있다.



a



b

그림 4.1. (a) α_1 과 α_2 의 변화에 따른 역기전력 THD. (b) α_1 과 α_2 의 변화에 따른 역기전력 기본파 크기.

Fig. 4.1. (a) THD of back-EMF according to α_1 and α_2 . (b) Amplitude of back-EMF according to α_1 and α_2 .

표 4.2. 역기전력 mapping 해석 시간 비교

Table. 4.2. Calculation time comparison of FEM and MEC

	MEC	FEM
Computation time	426.5 sec	416.3 hour

4.3 ASKA를 이용한 PMA-SynRM 최적 설계

본 절에서는 설계 사양 선정에 대해 설명하고, 개념 설계 단계에서 고려하지 못한 코깅 토크, 토크 리플, 효율, 응력해석 등의 상세한 설계 결과를 확인한다. 그리고 우수한 성능이 검증된 ASKA를 EV 구동용 PMA-SynRM의 최적 설계에 적용하여 토크 리플이 저감된 최적 형상을 도출한다.

4.3.1 목적함수 및 설계변수 결정

EV 구동용 전동기를 설계할 때 토크 리플을 저감한 설계를 하는 것이 중요한데, 토크 리플은 전동기에 소음과 진동을 야기하고, 제어를 불안정하게 하며, 좋지 않은 승차감을 줄 수 있기 때문이다[52], [53]. 이러한 이유로 최적 설계의 목적함수는 토크 리플 저감으로 결정하였다.

토크 리플은 회전자 내부의 영구자석의 배치 각도나 형상에 따라 변한다[28], [54]. 따라서 최적 설계를 진행할 때, 설계변수는 회전자 내부 영구자석의 형상을 조절할 수 있도록, 영구자석 각 층의 각도로 설정하였다. 1, 2, 3, 4층 영구자석의 각도는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} angle_1 &= angle \\ angle_2 &= angle_1 + difference \\ angle_3 &= angle_2 + difference \\ angle_4 &= angle_3 + difference \end{aligned} \quad (4.1)$$

이때, $angle_1$, $angle_2$, $angle_3$, $angle_4$ 는 각 층의 영구자석의 각도를 의미한다. 5층 자석의 위치는 고정하며, 각 층 영구자석이 겹치거나 회전자 철심을 벗어나지 않도록 변수의 범위를 표 4.3과 같이 설정하였다. 형상에 관련된 다른 값들은 고정하였고, 특히 기계적 안정성을 위해 센터포스트와 브릿지의 길이는 고정하였다. 또한, 형상이 바뀌면 최대 토크를 가지는 전류 위상각이 변하기 때문에, 형상이 변할 때마다 최대 토크를 가지는 전류 위상각을 찾도록 알고리즘을 수정하였다.

또한 그림 4.2에서 보듯이, 최적화 대상 모델의 회전자는 고효율, 고출력, 고토크 밀도를 위해 MSML 형상의 영구자석이 삽입되어있다. 특히, Ferrite 자석이 Nd 자석에 비해 자속 밀도가 낮기 때문에 영구자석은 5층으로 구성되어있다. 다량의 자석 배치로 인한 비선형 자기포화현상은 높은 토크 맥동을 발생시킨다.

토크 파형의 맥동, 소음, 코깅 토크 등을 저감하기 위해 스큐를 적용하였다. 제작 과정의 간소화와 제작비를 줄이기 위해 회전자 측에 2단으로 스큐를 적용했다[55]. 스큐 각도는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\theta_{skew} = \frac{360}{LCM(slot, pole)} \cdot \frac{1}{slice} \quad (4.2)$$

이때, *slot*과 *pole*은 슬롯수, 극수를 나타내고, *slice*는 적용하는 스큐의 단수를 의미한다. 대상 모델의 경우, 4극 36슬롯에 2단 스큐를 적용하므로 스큐 각도는 5도가 된다. 그림 4.3는 회전자에 2단 스큐를 적용한 예시를 보여준다. 식 4.2에 따라 계산한 대상 모델의 스큐 각도가 5도이므로, 위층과 아래층 회전자의 각도는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\theta_{up} &= \theta_{base} + \theta_{skew}/2 \\ \theta_{low} &= \theta_{base} - \theta_{skew}/2\end{aligned}\quad (4.3)$$

이때, θ_{base} 는 스큐를 적용하지 않았을 때 회전자의 초기각이고, θ_{up} 과 θ_{down} 은 상단과 하단의 초기각을 나타낸다.

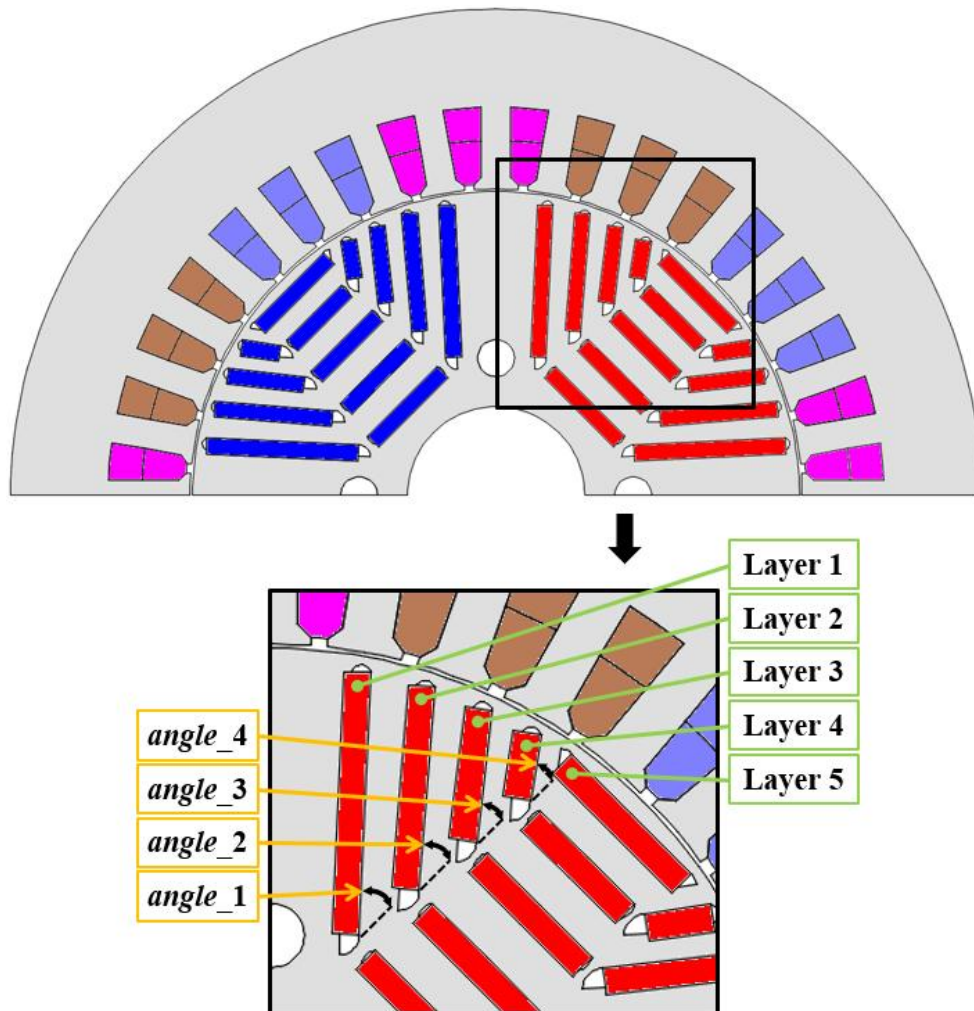


그림 4.2. 초기 모델의 1/2 주기 해석 모델과 설계 변수.

Fig. 4.2. 1/2 periodic analysis model of basic model and design variables.

표 4.3. 설계변수의 범위

Table 4.3. Range of design variables

설계 변수	범위
<i>angle</i> [degree]	40 to 57
<i>difference</i> [degree]	-5 to 5

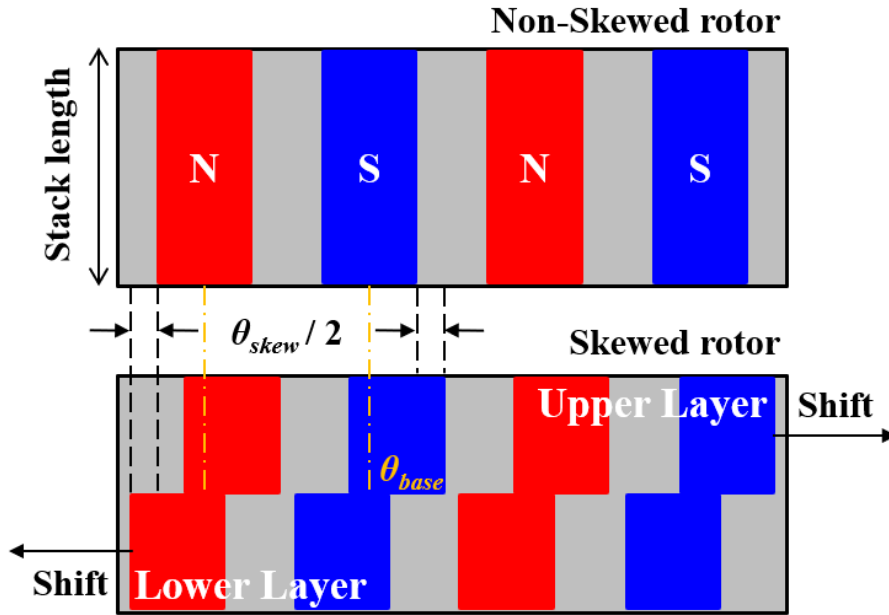


그림 4.3. 회전자 스큐의 개념도.

Fig. 4.3. Conceptual schematic of skewed rotor.

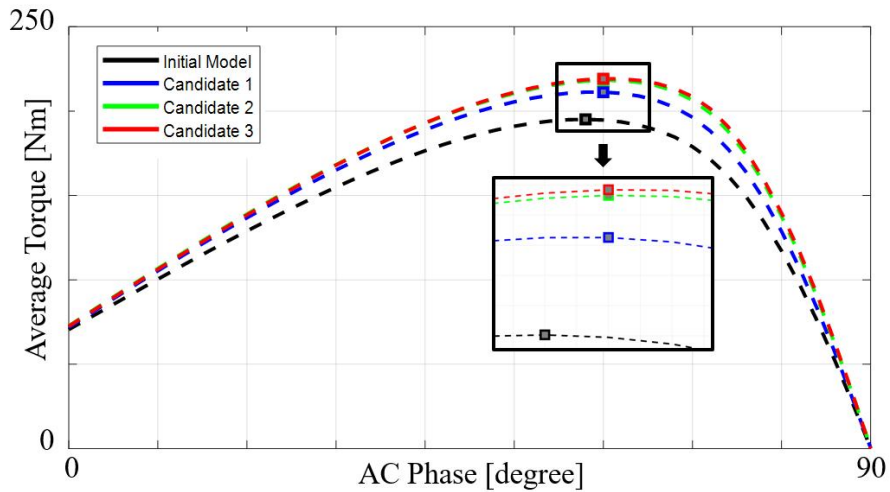


그림 4.4. 각 모델의 전류 위상각 별 최대 토크 비교.

Fig. 4.4. Average torque comparison of models at each current phase angle.

4.3.2 최적화 알고리즘 연동 설계

전동기와 같은 전기기기의 최적 설계는 정확한 해석이 필요하므로 FEM을 통한 해석을 요구한다. FEM 해석 결과로 평균 토크, 토크 리플, 단자 전압과 같은 부하 상태해석 결과나 코깅 토크, 역기전력과 같은 무부하 상태해석 결과를 얻을 수 있다. 본 절에서는 제안하는 ASKA에 FEM을 결합하여 EV 구동용 PMA-SynRM 토크 리플 저감 최적 설계에 적용하였다. FEM 해석은 하나의 형상을 결정하는 두 가지 설계 변수에 대해 토크 리플을 출력으로 하는 함수로 정의한다.

ASKA를 이용해 도출한 설계 변수별 토크 리플 목적함수 영역은 그림 4.5에 나타나고, 토크 리플이 저감된 세 가지 설계안이 전역 최적해와 지역 최적해로 도출되었다. 각 설계안의 설계 변수들은 표 4.4에 나타나 있고, 그림 4.4를 보면 모델별 최대 토크를 가지는 전류 위상각이 다른데 최대 토크를 가지는 전류 위상각 또한 표 4.4에 나타난다. 최적화를 진행하고, ASKA를 이용하여 도출한 설계 변수별 목적함수 영역이 그림 4.5에 나타나 있다. 목적함수 영역은 여러 개의 국소 최솟값을 가지는 복잡한 형상을 나타낸다. 최적화 알고리즘에 연동한 해석 결과는 표 4.5에 정리되어있다. 최적 설계안은 평균 토크, 코깅 토크, 선간 역기전력의 THD와 같은 표 4.5의 결과들을 종합적으로 검토하여 선정하였다.

해석 결과를 상세하게 보면, 토크 리플의 경우, 후보 1이 최적화 결과의 전역해로 다른 후보들에 비해 토크 리플이 가장 작다. 그러나 평균 토크는 정격 토크 요구 조건을 충족시키지 못한다. 또한, 다른 모델과 비교하면 코깅 토크와 선간 역기전력의 THD가 높은 경향을 보인다. 코깅 토크와 THD 또한 EV 구동용 전동기에 있어 부정적인 영향을 미치므로, 후보 1은 최적 설계안으로 부적절하다[56], [57]. 후보 2는 후보 1보다 코깅 토크와 THD 측면에서 좋은 성능을 나타낸다. 그러나 토크 리플은 세 후보 중 가장 크다. 비록 후보 3은 토크 리플 측면에서 전역 최적해는 아니지만 평균 토크가 가장 높고, 코깅 토크와 THD도 가장 작다. 따라서 후보 3을 최적 설계안으로 결정하였다.

그림 4.6는 최적 모델의 자속 밀도 분포를 나타낸다. 초기 모델과 최적 모델의 출력 특성은 표 4.6에 나타나 있고, 최적 모델의 효율이 0.5% 개선되었다.

그림 4.7은 초기 모델과 최적 모델의 토크 파형과 코깅 토크 파형을 보여준다. 최적 모델의 평균 토크는 219.20Nm이고, 초기 모델은 195.14Nm로, 최적 모델의 평균 토크가 12.33% 증가한 것을 볼 수 있다. 토크 리플은 기존 모델이 13.10%이고 최적 모델이 2.49%로 80.99% 감소하였다. 코깅 토크는 0.251Nm에서 0.161Nm로 35.86% 감소하였다.

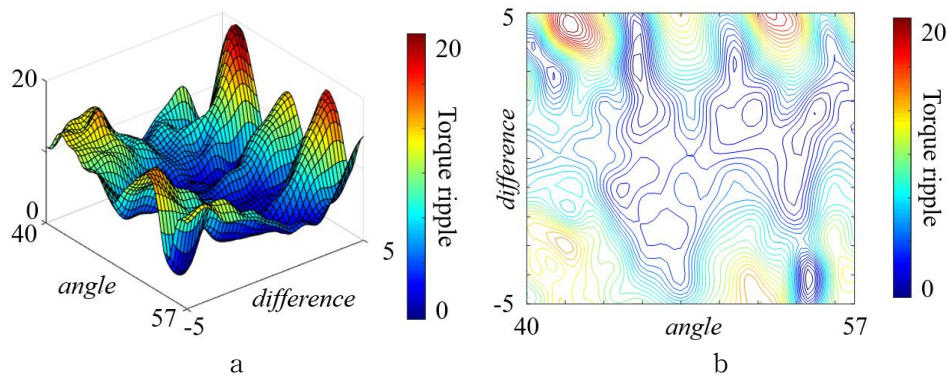


그림 4.5. 설계 변수에 따른 토크 리플 영역 (a) 3차원 형상. (b) 등고선.
 Fig. 4.5. Torque ripple region according to two design variables (a) Three dimension plot. (b) Contour plot.

표 4.4. 초기 모델과 각 설계안의 설계 변수 값

Table 4.4. Design variables of initial model and candidates

Model	Initial model	Candidate 1	Candidate 2	Candidate 3
<i>angle</i> [degree]	42.39	45.81	50.67	54.19
<i>difference</i> [degree]	-2.05	3.23	3.10	0.85
AC phase [degree]	58	60	60	60

표 4.5. 각 모델의 성능 비교

Table 4.5. Performance comparison of each models

Model	Initial model	Candidate 1	Candidate 2	Candidate 3
Torque ripple [%]	13.10	1.99	5.48	2.79
Average torque [Nm]	195.14	211.28	218.27	219.20
Cogging torque [mNm]	250.90	480.90	196.34	161.31
THD (BEMF) [%]	4.73	2.34	1.48	1.62

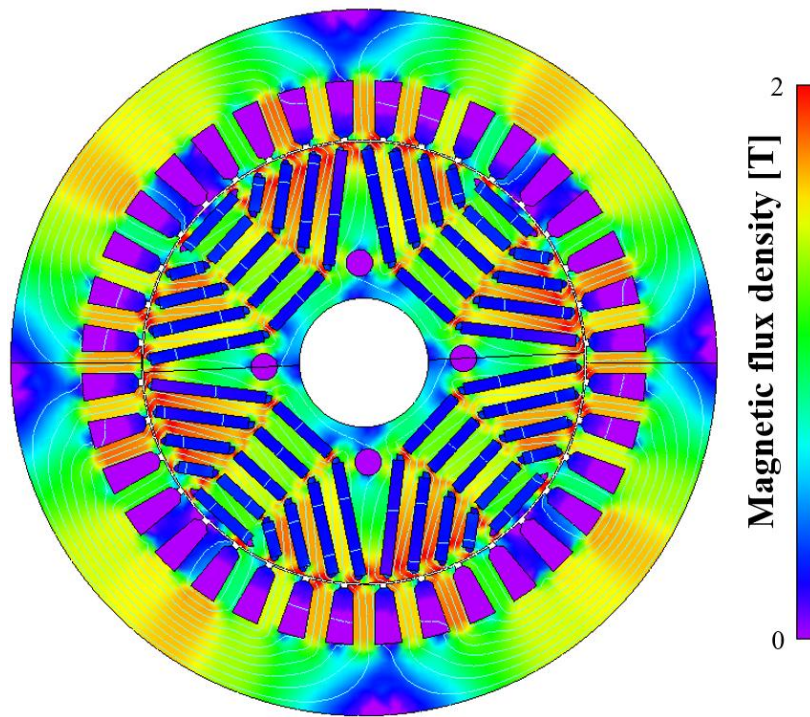


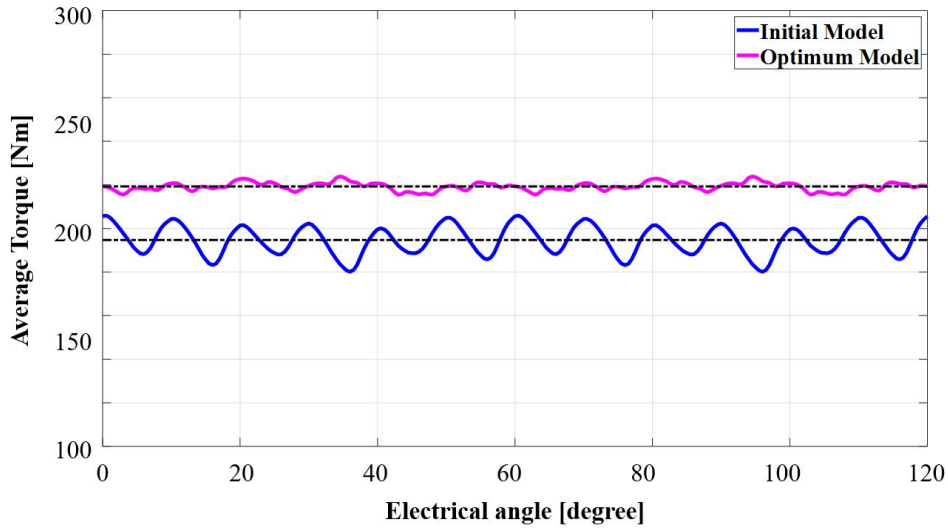
그림 4.6. 최적 모델의 자속밀도 분포.

Fig. 4.6. Magnetic flux density of optimum model.

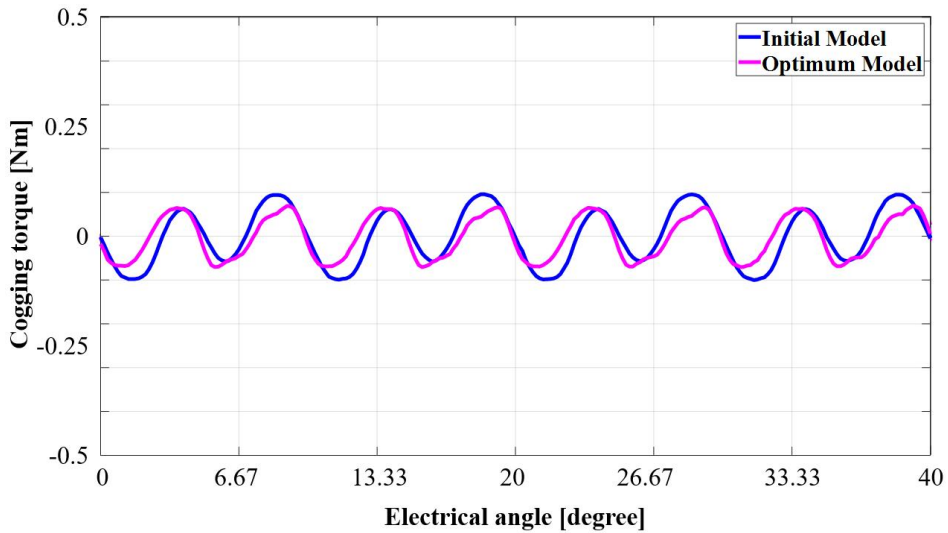
표 4.6. 최적 모델과 초기 모델의 출력 특성

Table 4.6. Power characteristic of initial model and optimum model

Model	Initial model	Optimum model
Iron loss [W]	326.09	312.02
Copper loss [W]	3309.24	3309.24
Total loss [W]	3635.34	3621.27
Input power [kW]	77.17	86.24
Output power [kW]	73.53	82.62
Efficiency [%]	95.3	95.8



a



b

그림 4.7. 초기 모델과 최적 모델의 맥동 특성 비교. (a)평균 토크 파형. (f)코깅 토크 파형.

Fig. 4.7. Torque pulsation characteristic comparison of initial model and optimum model. (a)Torque waveform. (b)Cogging torque waveform

최적 설계를 할 때, 기계적 안정성을 보장하기 위해 각 자석 층의 브릿지와 센터 포스트의 길이를 고정하였다[58], [59]. 하지만, EV 구동용 전동기는 다양한 속도 구간에서 동작하기 때문에, 기계적 응력해석이 필요하고, 특히 고속에서 성능을 확인해야 한다. 회전자 내부에 영구자석이 매입된 전동기의 경우, 최대 응력이 센터포스트와 브릿지에 가해지고, 그 부분들이 가장 파손에 취약하다[60]. 따라서 최고 속도에서의 응력해석이 필요하며, 응력해석에 사용한 파라미터 값들이 표 4.7에 나타난다. 그림 4.8은 최대속도인 9,500rpm에서 응력해석 결과를 나타낸다. 정격 속도와 최고

속도에서 폰 미세스 응력은 각각 42.1Mpa와 293.3MPa로 항복점인 300MPa를 넘지 않아 파손으로부터 안전하다.

표 4.7. 응력해석을 위한 파라미터

Table 4.7. Parameters for the mechanical stress analysis

Parameter	Value
Young's modulus (Core / Ferrite)	210 / 190 [GPa]
Poisson's ratio (Core / Ferrite)	0.3 / 0.5
Density (Core / Ferrite)	7,850 / 5,100 [kg/m ³]
Rotation speed (rated / maximum)	3,600 / 9,500 [rpm]
Yield stress	300 [MPa]

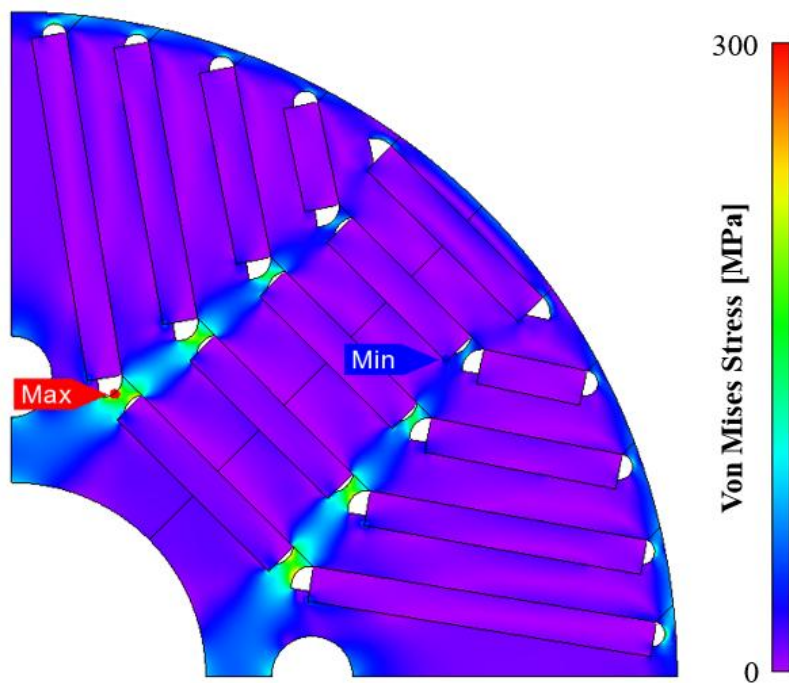


그림 4.8. 최고 속도에서 최적 모델 응력해석 결과.

Fig. 4.8. Von mises stress analysis result at maximum speed of the optimum design.

제 5 장 결론

본 논문에서는 EV 구동용 P_{Ma}-SynRM 설계를 개념 설계, 최적 설계로 나누어 설계를 수행하는 설계 방법을 제안한다.

EV 구동용 전동기의 고효율, 고출력 요구 조건을 만족시키기 위해 통상적으로 사용하는 IPMSM 대신, 가격이 저렴한 Ferrite 자석을 사용한 P_{Ma}-SynRM을 선택하여 가격 경쟁력을 높였다. Ferrite 자석의 자속 밀도가 Nd 자석보다 낮으므로 회전자 내부에 영구자석을 MSML 구조로 배치하여 고폭크를 발생시킬 수 있도록 하였다.

개념 설계 단계에서는 여러 가지 설계 변수의 영향을 고려하기 위해 빠른 해석이 가능한 MEC를 이용하여 최적 설계의 설계 변수를 선정하였다.

최적 설계 단계에서는 MEC를 사용하여 해석하기 어려운 토크 리플, 코깅 토크 등을 해석하기 위해 FEM을 사용한 해석을 진행하였다. 설계 목표는 FEM을 기반으로 하여 토크 리플이 저감된 최적 설계를 하는 것이다. 이때, 여러 가지 요구 조건을 만족해야 하므로, 전역 최적점뿐만 아니라 지역 최적점에서 다양한 결과의 비교를 통해 최적 설계안을 선정해야 한다. 또한 멀티모달 문제에서 FEM을 결합하면 계산시간이 오래 걸린다는 문제가 있어서 함수 호출 횟수를 줄이는 것이 중요하다. 본 논문에서는 함수호출 횟수와 정확도를 향상시킨 최적화 알고리즘인 NIA와 ASKA를 제안하였다. 두 가지 멀티모달 최적화 알고리즘들은 기존 알고리즘과의 비교를 통하여 우수성이 검증되었다. 제안하는 두 가지 알고리즘 중 ASKA를 EV 구동용 P_{Ma}-SynRM 최적 설계에 적용하여 토크 리플이 저감된 최적 설계안을 성공적으로 도출하였다. 제안하는 알고리즘들은 향후 다양한 전기기기의 최적 설계 및 해석에 적용될 수 있을 것으로 판단된다.

향후 연구계획은 도출된 최적 설계안으로 모터를 제작하여, 제작된 모터를 시험하여 얻어낸 실험 결과와 해석 결과를 비교하여 제안된 알고리즘의 유효성에 대해 검토할 계획이다. 또한 여러 가지 목적함수를 고려하는 다목적함수 최적화 알고리즘에 대한 연구를 수행할 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] “EU 이산화탄소 저감 정책 추진 현황”, 한국환경산업기술원, 2019.
- [2] 한택환, 임동순, 김진태, “전기 및 수소차 보급 확산의 환경적·경제적 영향분석 : 계산가능일반균형모형(CGE)의 적용”, 자원환경경제연구, vol. 28, no. 2, pp. 231-276, 2019.
- [3] “전기자동차 시대에 대비한 R&D 전략”, 한국산업기술평가관리원, 2014.
- [4] “전기동력·자율주행자동차산업의 현황 및 전망”, 산업연구원, 2018.
- [5] “2020년 전기자동차 보급 및 충전인프라 구축사업 보조금 업무처리지침”, 환경부, 2020.
- [6] 한원석, “누적 데이터 기반 전역 Simplex 최적화 알고리즘을 적용한 EV 구동용 전동기의 최적설계”, 공학박사 학위논문, 성균관대학교, 2019.
- [7] Jung-Min Mun, Gyeong-Jae Park, SangHyeok Seo, Dae-Woo Kim, Yong-Jae Kim, Sang-Yong Jung, “Design Characteristics of IPMSM With Wide Constant Power Speed Range for EV Traction”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 53, no. 6, June 2017, Art. ID 8105104.
- [8] Jingjuan Du, Xiaoyuan Wang, Haiying Lv, “Optimization of Magnet Shape Based on Efficiency Map of IPMSM for EVs”, *IEEE trans. Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 7, July 2016, Art. ID 0609807.
- [9] Won-Ho Kim, Mi-Jung Kim, Ki-Doek Lee, Jae-Jun Lee, Jung-Ho Han, Tae-Chul Jeong, Su-Yeon Cho, Ju Lee, “NE-Map-Based Design of an IPMSM for Traction in an EV”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 50, no. 1, Jan. 2014, Art. ID 4001404.
- [10] Hao Chen, and Christopher H. T. Lee, “Parametric Sensitivity Analysis and Design Optimization of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 159918-159929. Nov. 2019.
- [11] Jinshun Hao, Shuangfu Suo, Yiyong Yang, Yang Wang, Wenjie Wang, and Xiaolong Chen, “Optimization of Torque Ripples in an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on the Orthogonal Experimental Method and MIGA and RBF Neural Networks”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 27202-27209. Feb. 2020.
- [12] Jinji Sun, Xiaosan Luo, and Xin Ma, “Realization of Maximum Torque per Ampere Control for IPMSM Based on Inductance Segmentation”, *IEEE Access*, vol. 6, pp. 66088-66094. Oct. 2018.
- [13] Jang-Ho Seo, Dong-Kyun Woo, Tae-Kyung Chung, and Hyun-Kyo Jung, “A Study on Loss Characteristics of IPMSM for FCEV Considering the Rotating Field”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3213-3216, Aug.

- 2010.
- [14] Zhongxian Chen, and Guanglin Li, “A V Type Permanent Magnet Motor Simulation Analysis and Prototype Test for Electric Vehicle”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 174839–174846, Dec. 2019.
- [15] Nicola Bianchi, Emanuele Fornasiero, Marco Ferrari, and Mose Castiello, “Experimental Comparison of PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors”, *IEEE trans. Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp. 163–171, Jan.–Feb. 2016.
- [16] Huai-Cong Liu, In-Gun Kim, Ye Jun Oh, Ju Lee, and Sung-Chul Go, “Design of Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for Maximized Back-EMF and Torque Ripple Reduction”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 53, no. 6, June. 2017.
- [17] Fuzhen Xing, Wenliang Zhao, and Byung-II Kwon, “Design and Optimisation of a novel asymmetric rotor structure for a PM-assited synchronous reluctance machine”, *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 5, pp.573–580. May. 2019.
- [18] M. Fries et al., “An Overview of Costs for Vehicle Components, Fuels, Greenhouse Gas Emissions and Total Cost of Ownership: Update 2017”, [Online] Available: DOI: 10.13140/RG.2.2.19963.21285.
Accessed on: Mar. 30 2018.
- [19] Integrated Magnetics, Magnet Materials [Online], Available: [Online]. Available: <https://www.intemag.com/magnet-materials>
- [20] 박동혁, “코일 권선형식에 따른 PMA-SynRM 전자계 설계 설계 특성연구”, 공학석사 학위논문, 성균관대학교, 2015.
- [21] 임동국, “전기자동차 주행거리 확장용 매입형 영구자석 발전기 최적 설계”, 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2017.
- [22] Won-Ho Kim, Kwang-Soo Kim, Seung-Joo Kim, Dong-Woo Kang, Sung-Chul Go, Yon-Do Chun, and J. Lee, “Optimal PM Design of PMA-SynRM for Wide Constant-Power Operation and Torque Ripple Reduction”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4660–4663, Oct. 2009.
- [23] 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. Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3020–3023, Oct. 2011.
- [24] 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. Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 2108–2111, Jun. 2010.

- [25]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. Magnetics*, vol. 41, no. 5, pp. 1796-1799, May 2005.
- [26]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. Magnetics*, vol. 50, no. 6, Jun. 2014, Art. ID 8201308.
- [27]한양대학교 에너지변환연구실 譯, "매입자석 동기모터의 설계 및 제어", 인터비전, 2007.
- [28]곽상엽, "차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계", 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2007.
- [29]서장호, "차량용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계", 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2010.
- [30]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. Magnetics*, vol. 49, no. 9, pp. 5106-5111, Sep. 2013.
- [31]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. Magnetics*, vol. 52, no. 3, Mar. 2016, Art. ID 8200204.
- [32]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. Magnetics*, vol. 52, no. 2, Feb. 2016, Art. ID 8100510.
- [33]서정무, "동적 부하특성을 고려한 로봇용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계", 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2016.
- [34]우동균, "오버행 효과를 고려하는 영구자석 전동기의 특성 해석 및 최적 설계", 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2013.
- [35]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. Magnetics*, vol. 51, no. 11, Nov. 2015, Art. ID 8207504.
- [36]설승기, 전기기기 제어론, 홍릉 과학 출판사, 2005.
- [37]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.
- [38]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. Magnetics*, vol. 46, no. 12, pp. 4073–4080, Dec. 2010.
- [39]C. C. Hwang and Y. H. Cho, “Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 3021–3024, Jul. 2001.
- [40]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. Magnetics*, vol. 45, no. 8, pp. 3121–3130, Aug. 2009.
- [41]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. Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1625–1628, Apr. 2012.
- [42]J. H. Seo and H. S. Choi, “Analytical modeling for calculating cogging torque in interior permanent magnet machine with multi flux-barriers”, *IEEE trans. Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, Jun. 2014, Art. ID 0503904.
- [43]M. Cirani, S. Eriksson, and J. Thunberg, “Innovative design for flux leakage reduction in IPM machines”, *IEEE trans. Industry Application*, vol. 50, no. 3, pp. 1847–1853, May/June. 2014.
- [44]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. Industry Application*, vol. 48, no. 4, pp. 1258–1266, Jul/Aug. 2012.
- [45]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. Magnetics*, vol. 49, no. 8, pp. 4873–4884, Aug. 2013.
- [46]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. Magnetics* vol. 42, no. 7, pp. 1828–1837, Jul. 2006.
- [47]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. Magnetics*, vol. 45, no. 2, pp. 747–758, Feb. 2009.
- [48]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. Magnetics*, vol. 51, no. 3, Mar. 2015, Art. ID 8200804.
- [49]Jang-Sung Chun, Hyun-Kyo Jung, and Song-Yop Hahn, “A Study on Optimization Performances between Immune Algorithm and other Heuristic Algorithms”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 2972-2975, Sep. 1998.
- [50]Dong-Kuk Lim, Dong-Kyun Woo, Han-Kyeol Yeo, Sang-Yong Jung, Jong-Suk Ro, and Hyun-Kyo Jung, “A Novel Surrogate-Assisted Multi-Objective Optimization Algorithm for an Electromagnetic Machine Design”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 51, no. 3, Mar. 2015.
- [51] The Mathworks Inc., Contour [Online], Available: [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/help/techdoc/ref/contour.html>
- [52]Yong Kong, Mingyao Lin, Min Yin, and Li Hao, “Rotor Structure on Reducing Demagnetization of Magnet and Torque Ripple in a PMA-synRM With Ferrite Permanent Magnet”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 54, no. 11, Nov. 2018.
- [53]Wu Ren, Qiang Xu, Qiong Li, and Libing Zhou, “Reduction of Cogging Torque and Torque Ripple in Interior PM Machines with Asymmetrical V-Type Rotor Design”, *IEEE trans. Magnetics*, VOL. 52, no. 7, July. 2016.
- [54]Liang Fang, Sung-Il Kim, Soon-O. Kwon, and Jung-Pyo Hong, “Novel double barrier rotor designs in interior-PM motor for reducing torque pulsation”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 2183-2186, June. 2010.
- [55]J. Bao, B. L. J. Gysen, K. Boynov, J. J. H. Paulides, and E. A. Lomonova, “Torque Ripple Reduction for 12-Stator/10-Rotor-Pole Variable Flux Reluctance Machines by Rotor Skewing or Rotor Teeth Non-Uniformity”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 53, no. 11, Nov. 2017, Art. ID 8111405.
- [56]Dae-Woo Kim, Gyeon-Jae Park, Ji-Han Lee, Jong-Wook Kim, Yong-Jae Kim, and Sang-Young Jung, “Hybridization Algorithm of Fireworks Optimization and Generating Set Search for Optimal Design of IPMSM”, *IEEE trans. Magnetics*, vol. 53, no. 6, June. 2017.
- [57]Steven A. Evans, “Salient Pole Shoe Shapes of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines”, in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Rome, Italy, Oct. 2010.
- [58]Young-Rok Kang, Ji-Chang Son, and Dong-Kuk Lim, “Optimal Design of IPMSM for Fuel Cell Electric Vehicles Using Autotuning Elliptical Niching Genetic Algorithm”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 117405-117412, June. 2020.
- [59]Ji-Chang Son, Young-Rok Kang, and Dong-Kuk Lim, “Optimal Design of IPMSM for FCEV Using Novel Immune Algorithm Combined with Steepest

- Descent Method”, *Energies*, 13, 3395, July. 2020.
- [60]Guoyu Chu, Rukmi Dutta, Muhammed F. Rahman, Howard Lovatt, Bulent Sarlioglu, “Analytical Calculation of Maximum Mechanical Stress on the Rotor of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machines”, *IEEE trans. Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1321-1331, Mar.-Apr. 2020.

Abstract

Optimal Design of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor for Electric Vehicle Traction

Ji-Chang Son

School of Electrical and Computer Engineering
Graduate School
University of Ulsan

In this paper, the study on multi-modal optimization algorithm for optimal design of electric machines is conducted, and design strategy, that contains concept design and optimal design, is proposed for electric vehicle (EV) traction motor design. The proposed algorithm is applied to optimal design of electric machine, and optimum design with diminished torque ripple is derived.

The interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs), which have been widely used for EV traction motor, have a problem with manufacturing cost due to recent rise in rare earth price. Therefore, this paper, a permanent magnet assisted synchronous motor (PMA-SynRM), which uses inexpensive ferrite magnet than rare earth magnet, is adopted instead of IPMSM to lessen the manufacturing cost. However, ferrite magnets have a lower magnetic flux density compared with Nd magnets. To compensate lower magnetic flux density problem and to satisfy the high power and high efficiency requirements of EV traction motor, ferrite magnets are inserted inside of the rotor with multi-segmented multi-layered shape.

To design the PMA-SynRM for EV traction motor, the concept design step and optimal design step is conducted. In the concept design step, a magnetic equivalent circuit (MEC), which can calculate the property of motor much faster than finite element method (FEM), is used to consider various design variables.

In the optimal design step, FEM is used to analyze complex characteristics,

that cannot be interpreted by MEC, such as cogging torque, torque ripple, or core loss. However, FEM has a problem with computational cost, especially when the FEM is applied to optimal design. This paper proposes two optimization algorithms, that can solve multi-modal optimization problem, and the superiority of the proposed algorithms are verified through comparison with the conventional multi-modal optimization algorithms. One of the two algorithms is applied to the optimal design of PMA-SynRM for EV traction motor, and the optimum design with lower torque ripple is successfully derived.

keywords : Electric vehicle, finite element method, magnetic equivalent circuit, multi-modal optimization, optimal design, permanent magnet assisted synchronous reluctance motor

Student Number : 20195144