



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 원 저작자를 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 권리와 책임은 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)



공학박사 학위논문

전기 자동차 인 훨 시스템용

축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계

Optimal Design of Axial-Flux Permanent-Magnet

Motor for Electric Vehicle In-Wheel System

2018 년 2 월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터 공학부

박 현 정

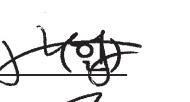
전기 자동차 인 휠 시스템용
축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계
Optimal Design of Axial-Flux Permanent-Magnet
Motor for Electric Vehicle In-Wheel System

지도 교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2017년 12월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터 공학부
박 현 정

박현정의 박사 학위논문을 인준함
2017년 12월

위 원장 한 승용 
부위원장 정 현 교 
위 원 한 송업 
위 원 홍 선기 
위 원 노 종석 

국문초록

본 논문에서는 전기 자동차용 인 휠 시스템을 위한 축 방향 자속 영구 자석(Axial-flux permanent-magnet) 전동기의 최적 설계에 소요되는 총 해석 시간을 최소화 하기 위해 개선된 상대 퍼미언스 함수(Relative permeance function)를 적용한 FRM(Field reconstruction method) 해석 기법을 제안하였다. 제안된 해석 기법과 멀티 모달(Multimodal) 최적화 알고리즘을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 수행하였고 기제작된 전동기의 실험 결과를 토대로 해석 및 설계 방법의 정확성을 검증하였다.

먼저 FRM 해석 기법은 전동기의 구조적인 주기성을 이용하여 최소한의 유한 요소 해석 수로 전동기 특성을 계산하는 방법이다. 특히 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 동작 특성 해석을 위해 3차원 유한요소법이 사용되므로 FRM 해석 기법을 이용하면 해석 시간을 획기적으로 줄일 수 있다. 그러나 기존 FRM 해석 기법은 슬롯 피치만큼의 회전각에 대해 3차원 유한 요소 해석 수가 필요하고 그에 따라 전동기 최적 설계에 필요한 해석 시간은 여전히 높은 수준이다.

본 논문에서는 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법을 제안함으로써 기존 FRM 해석 기법보다 더 적은 유한 요소 해석 횟수로 전동기 동작 특성을 해석하였다. 이 뿐만 아니라 제안된 상대 퍼미언스 함수는 기존에 고려하지 못했던 극 반전 구간에서의 자속 밀도 왜곡 현상을 고려하여 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석보다 더 정확하게 전동기 성능을 계산할 수 있다.

다음으로 인 휠 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 다양한 요구 조건을 만족하는 최적 설계안을 효과적으로 찾기 위해 본 논문에서는 대리 모델을 이용한 멀티 모달 최적화 알고리즘을 개발하였다. 이 때 대리 모델은 크리깅 기법을 이용하여 구현되었으며 기존 크리깅 기법의 메모리 문제를 해결하기 위해 하위 구역 분할(Sub-region segmentation) 기법 및 개선된 샘플링 기법을 개발하였다. 개선된 최적화 알고리즘은 먼저 다양한 테스트 함수를 통해 검증되었고 최종적으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계에 적용되었다. 최적 설계를 통해 전동기의 최대 토크와 최대 출력을 최대화 하고 토크 리플 및 코킹 토크를 최소화하는 최적 설계안을 도출하였다.

마지막으로 본 논문에서 제안된 해석 및 설계 방법을 검증하기 위해 기제작된 시험용 전동기의 다양한 운전점에서의 실험 결과를 해석 결과와 비교하였다. 결과적으로 본 논문에서 제안된 해석 기법과 최적 설계 기법을 통해 기존 인 휠 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기 설계 시에 문제가 되어 왔던 해석 시간과 설계 시간을 개선하고자 하였고 그에 대한 검증을 통해

제안된 기법이 실제 전동기 설계에 유용함을 확인하였다.

주요어: 인 휠 시스템(In-wheel system), 축 방향 자속 영구 자석 전동기(Axial-flux permanent-magnet motor), 유한요소법(Finite element method), FRM(Field reconstruction method), 상대 퍼미언스 함수(Relative permeance function), 대리 모델을 이용한 멀티 모달 최적화 알고리즘(Surrogate model-based multimodal optimization algorithm)

학 번 : 2012-20776

기호 및 약어 설명

B	공극 자속 밀도 [T]
B_{pm}	계자 자속에 의해 생성된 공극 자속 밀도 [T]
B_r	반경 방향 공극 자속 밀도 [T]
B_{res}	영구 자석 잔류 자속 밀도 [T]
B_s	전기자 자속에 의해 생성된 공극 자속 밀도 [T]
B_{si}	i 번째 치의 전기자 자속에 의해 생성된 공극 자속 밀도 [T]
$B_{slotless}$	슬롯리스 탑입 전동기의 공극 자속 밀도 [T]
$B_{slotted}$	슬롯 탑입 전동기의 공극 자속 밀도 [T]
B_t	회전 방향 공극 자속 밀도 [T]
$B_{t,slotless}$	슬롯리스 탑입 전동기의 회전 방향 공극 자속 밀도 [T]
$B_{t,slotted}$	슬롯 탑입 전동기의 회전 방향 공극 자속 밀도 [T]
B_z	축 방향 공극 자속 밀도 [T]
$B_{z,slotless}$	슬롯리스 탑입 전동기의 축 방향 공극 자속 밀도 [T]
$B_{z,slotted}$	슬롯 탑입 전동기의 축 방향 공극 자속 밀도 [T]
D_{ij}	i 번째 샘플과 j 번째 샘플 사이 간격
E_a	a 상 역기전압 [V]
F	회전자에 작용하는 힘 [N]
F_x	회전자에 작용하는 x 축 방향 힘 [N]
F_y	회전자에 작용하는 y 축 방향 힘 [N]
F_z	회전자에 작용하는 z 축 방향 힘 [N]
H	자계 세기 [A/m]
I_i	i 번째 치에 흐르는 전기자 전류 [A]
I_{max}	전동기 입력 전류 최대값 [A]
M	자화 세기 [A/m]
N_a	a 상 턴 수
N_{base}	전동기의 기저 속도 [r/min]
N_{max}	전동기의 최대 속도 [r/min]
N_{op}	설계 공간 내에서 탐색된 최적해 개수
N_{pl}	축 방향 자속 영구 자석 전동기의 반경 방향에 대한 단면 수
N_s	슬롯 수
P	상대 퍼미언스 함수
P_{max}	전동기가 최고 속도에서 운전할 때 출력 가능한 최대 출력 [kW]
P_t	회전 방향 상대 퍼미언스 함수
P_z	축 방향 상대 퍼미언스 함수
R_i	축 방향 자속 영구 자석 전동기 내측 반지름 [mm]
R_m	반경 방향 자속 영구 자석 전동기 영구 자석 외측 반지름 [mm]
R_o	축 방향 자속 영구 자석 전동기 외측 반지름 [mm]
R_r	반경 방향 자속 영구 자석 전동기 회전자 요크 외측 반지름 [mm]

R_s	반경 방향 자속 영구 자석 전동기 고정자 내측 반지름 [mm]
R_{sb}	반경 방향 자속 영구 자석 전동기 슬롯 외측 반지름 [mm]
S_k	k 번째 최적해의 하위 구역
T	시간에 따른 순시 토크 [Nm]
T_{ave}	부하 시 평균 토크 [Nm]
T_c	무부하 시 코킹 토크 [Nm]
T_{max}	전동기가 연속 운전할 때 출력할 수 있는 최대 토크 [Nm]
T_{ripple}	부하 시 토크 리플 [%]
THD	역기전압 왜형률 [%]
V_{lim}	전동기 상전압 제한 [V]
V_s	역기전압 기본파 성분 [V]
b_o	슬롯 오프닝 [mm]
f	회전자에 작용하는 힘 밀도 [N/m^2]
f_R	반경 방향 힘 밀도 [N/m^2]
f_r	회전자 기저 함수 [T]
f_s	고정자 기저 함수 [T/A]
f_T	회전자에 작용하는 회전 방향 힘 밀도 [N/m^2]
f_z	회전자에 작용하는 축 방향 힘 밀도 [N/m^2]
g	공극 길이 [mm]
h_m	자석 높이 [mm]
i_d	전동기 입력 전류의 d 축 성분 [A]
i_q	전동기 입력 전류의 q 축 성분 [A]
l_{ng}	설계 면수 격자 사이즈
p	극 쌍 수
q	매극 매상당 슬롯 수
r	축 방향 자속 영구 자석 전동기 각 단면의 반지름 길이 [mm]
t	시간 [s]
w_s	슬롯 개구 폭 [mm]
x_{nk}	k 번째 최적점 위치
α	극피치 [degree]
α_m	극호각 [degree]
α_p	극호각에 대한 극피치 비
β	전류 위상각 [degree]
θ_0	회전자 초기각 [degree]
θ_r	회전자 회전 각도 [degree]
λ_a	a 상 쇄교 자속 [Wb]
λ_{aj}	축 방향 자속 영구 자석 전동기의 j 번째 단면 a 상 쇄교 자속 [Wb]
μ_0	진공 투자율 [H/m]
μ_r	영구 자석의 상대 투자율
τ_s	슬롯 피치 [degree]

ϕ_{coil}	코일 피치 [degree]
ϕ_i	i 번째 슬롯의 중앙 위치 [degree]
ω_r	회전자 각속도 [rad/s]

AFPM	축방향 자속 영구 자석(Axial–Flux Permanent–Magnet)
CAFD	공극 자속 밀도를 이용한 전동기 특성 해석 (Calculation based on Air–gap Flux Density)
CK	기준 크리깅 근사 모델 기반 최적화 알고리즘 (Conventional Kriging)
Conv.Perm	기준 상대 퍼미언스 함수 (Conventional Relative Permeance Function)
EMF	기전력(Electromotive Force)
FEA	유한 요소 해석(Finite Element Analysis)
FEM	유한요소법(Finite Element Method)
IM	유도 전동기(Induction Motor)
MC	멀티모달 빼꾸기 알고리즘(Multimodal Cuckoo)
MFP	멀티모달 꽃분말 알고리즘(Multimodal Flower Pollination)
PMSM	영구 자석 동기 전동기 (Permanent–Magnet Synchronous Machine)
Prac.Perm	실제 상대 퍼미언스 함수 (Practical Relative Permeance Function)
RFPM	경방향 자속 영구 자석 (Radial–Flux Permanent–Magnet)
SRSK	하위 분할 구역법이 적용된 크리깅 기반 최적화 알고리즘 (Sub–Region Segmentation Kriging)
SPM	표면 부착형 영구자석 (Surface–mounted Permanent–Magnet)
SRM	스위치드 릴레인스 전동기 (Switched Reluctance Motor)

목 차

국문초록.....	i
기호 및 약어 설명	iii
목 차.....	vi
그림 목차.....	viii
표 목차	x
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경 및 필요성	1
1.2 논문 구성	10
제 2 장 전동기 해석을 위한 개선된 FRM 해석 기법	11
2.1 기존 FRM 해석 기법	11
2.1.1 FRM 해석 기법 정의	11
2.1.2 공극 자속 밀도를 이용한 전동기 특성 해석	19
2.1.3 기존 FRM 해석 기법을 이용한 전동기 특성 해석	24
2.2 개선된 FRM 해석 기법.....	32
2.2.1 상대 퍼미언스 함수 정의	32
2.2.2 개선된 상대 퍼미언스 함수	39
2.2.3 제안된 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법	60
2.3 개선된 FRM 해석 기법 검증	63
2.3.1 축 방향 영구 자석 전동기 해석 모델 사양	63
2.3.2 무부하 해석	64
2.3.3 부하 해석	71
제 3 장 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계.....	79
3.1 멀티모달 최적화 알고리즘	79
3.1.1 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘	80
3.1.2 시험 함수를 이용한 알고리즘 성능 검증	89
3.2 전동기 설계 기법	94
3.2.1 토플로지 및 극 수와 슬롯 수 선정	94
3.2.2 고정자 코어 및 코일 설계	98
3.2.3 회전자 코어 및 자석 설계	101
3.3 전동기 최적 설계	103
3.3.1 설계 제한 조건 및 요구 조건	103
3.3.2 전동기 목적 함수 및 설계 변수 정의	104
3.3.3 전동기 최적 설계 결과	104
제 4 장 시험용 전동기 제작 및 실험 결과.....	113
4.1 시험용 전동기 제작 방법	113

4.2 시험용 전동기 제작 및 실험 결과.....	116
4.2.1 무부하 실험 결과.....	116
4.2.2 부하 실험 결과.....	118
제 5 장 결론 및 향후 연구 계획	121
5.1 결론	121
5.2 향후 연구 계획	122
참고문헌.....	122
부록 A. 크리깅 보간 기법	134
Abstract	139

그림 목차

그림 1.1 외전형 영구 자석 동기 전동기 구조.....	5
그림 1.2 축방향 영구 자석 동기 전동기 구조.....	6
그림 1.3 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자 적층 코어 형상	7
그림 2.1 자속원에 따른 전동기 자속 밀도 분포.....	12
그림 2.2 20극 30슬롯 축 방향 자속 영구 자석 전동기 주기 모델 단면	13
그림 2.3 각 코일에 의해 생성된 공극 자속 밀도	15
그림 2.4 회전각에 따른 슬롯과 극 사이 상대 위치 관계 및 공극 자속 밀도.....	17
그림 2.5 FRM 해석 기법 순서도.....	18
그림 2.6 α 상 코일 쇄교 자속 계산 영역.....	20
그림 2.7 공극 자속 밀도를 이용하여 계산된 쇄교 자속 및 역기전력 해석 결과	24
그림 2.8 공극 자속 밀도를 이용하여 계산된 코킹 토크 해석 결과.....	24
그림 2.9 FRM 해석 기법을 이용한 쇄교 자속 및 역기전력 계산 결과	25
그림 2.10 FRM 해석 기법을 이용한 코킹 토크 계산 결과.....	26
그림 2.11 FRM 해석 기법을 이용한 공극 자속 밀도 계산 결과	28
그림 2.12 FRM 해석 기법을 이용한 부하 토크 계산 결과.....	29
그림 2.13 슬롯 고정자 코어 및 슬롯리스 고정자 코어 형상	33
그림 2.14 회전각 0[deg]에서 슬롯리스 고정자 코어와 슬롯 고정자 코어의 공극 자속 밀도 비교	34
그림 2.15 회전각 6[deg]에서 슬롯리스 고정자 코어와 슬롯 고정자 코어의 공극 자속 밀도 비교	35
그림 2.16 해석 모델의 상대 퍼미언스 함수.....	38
그림 2.17 실제 상대 퍼미언스 함수와 기존 상대 퍼미언스 함수 차이($\theta_r=0[deg]$)	40
그림 2.18 실제 상대 퍼미언스 함수와 기존 상대 퍼미언스 함수 차이($\theta_r=6[deg]$)	41
그림 2.19 간략화된 해석 모델 형상	42
그림 2.20 제안된 FRM 해석 기법 순서도.....	62
그림 2.21 설계 변수 정의.....	64
그림 2.22 무부하 자속 밀도 분포	66
그림 2.23 무부하 공극 자속 밀도 비교	67
그림 2.24 무부하 역기전력 해석 결과.....	69
그림 2.25 코킹토크 해석 결과	70
그림 2.26 정격 부하 시 고정자 코어의 자속 밀도 분포	73
그림 2.27 정격 부하 시 공극 자속 밀도 비교	74
그림 2.28 운전점 1의 부하 토크 해석 결과.....	75
그림 3.1 하위 구역 분할 기법을 이용한 지역 최적해 탐색 과정	81

그림 3.2 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법을 이용하여 구성된 샘플 분포.....	83
그림 3.3 각 샘플링 기법에 따른 근사 모델 그래프.....	85
그림 3.4 각 샘플링 기법의 샘플 수에 따른 근사 모델 오차 및 표준 편차 평균	86
그림 3.5 각 최적점의 하위 구역 정의	88
그림 3.6 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘 순서도	89
그림 3.7 시험 함수의 목적 함수 그래프	91
그림 3.8 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자 및 회전자 토플로지.....	94
그림 3.9 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 토플로지별 구조	96
그림 3.10 PN08 BH 커브 특성	100
그림 3.11 견인용 전동기 속도-토크 특성 커브.....	100
그림 3.12 전류 위상각 탐색 루틴	107
그림 3.13 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계안.....	108
그림 3.14 최적 설계안의 각 반경 별 고정자 기저 함수	109
그림 3.15 최적 설계안의 각 반경 별, 회전각 별 회전자 기저 함수	110
그림 3.16 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한 최적 설계안 역기전력.....	111
그림 3.17 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한 최적 설계안 코킹 토크.....	111
그림 3.18 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한 최적 설계안 부하 토크.....	112
그림 4.1 분할 코어 제작 방식.....	113
그림 4.2 고정자 체결 과정	114
그림 4.3 엔드 와인딩 구성	114
그림 4.4 고정자 및 회전자 체결 과정	115
그림 4.5 전동기 실험 셋트.....	116
그림 4.6 권선 저항 측정 결과.....	117
그림 4.7 역기전력 결과 비교	118
그림 4.8 부하 실험 결과	119
그림 4.9 부하 해석 실험 결과 및 해석 결과 비교	120

표 목차

표 1.1 구동 방식에 따른 차체 내부 구성도	2
표 1.2 친환경 자동차 인 훨 시스템 구동용 전동기 개발 사례.....	4
표 2.1 해석 모델 형상 정보	22
표 2.2 해석 모델의 각 운전점 별 조건.....	28
표 2.3 FRM 및 유한 요소법을 이용한 운전점 별 토크 해석 결과.....	30
표 2.4 해석 모델에 대한 유한 요소법 해석 및 FRM 해석 시간 비교	30
표 2.5 검증 모델 사양.....	63
표 2.6 무부하 해석 결과 비교.....	71
표 2.7 다양한 부하 조건에서의 토크 해석 결과 비교.....	76
표 2.8 각 해석 모델의 해석 시간 비교 결과.....	77
표 2.9 기존 FRM 해석 시간과 제안된 FRM 해석 시간 비교	78
표 3.1 샘플링 기법 검증을 위한 시험 함수	84
표 3.2 최적 설계 알고리즘의 알고리즘 변수 정의	92
표 3.3 시험 함수 1 최적화 결과.....	93
표 3.4 시험 함수 2 최적화 결과.....	93
표 3.5 시험 함수 3 최적화 결과.....	93
표 3.6 이충 집중권의 극 수 슬롯 수 조합에 따른 기본파 권선 계수	98
표 3.7 극 수 슬롯 수 조합에 따른 매극 매상당 슬롯 수.....	98
표 3.8 5[kW] 인 훨 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 요구 조건 및 제한 조건.....	104
표 3.9 최적 설계 결과	108
표 4.1 선간 권선 저항 측정 결과.....	117

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 선진국들을 중심으로 화석 연료를 사용하는 내연기관 자동차에 대한 규제가 확산되면서 이산화탄소와 각종 유해 물질을 배출하지 않는 전기 자동차가 미래 자동차의 대안으로 급부상하고 있다 [1]. 이에 따라 미국, 유럽, 일본 등 주요 자동차 생산 업체에서는 전기 자동차를 자동차 산업의 경쟁력을 위한 핵심 기술로 인식하여 꾸준한 연구 개발을 진행하고 있으며 주요 선진국에서는 전기 자동차 구매 보조금 지원, 세계 혜택 등의 전기 자동차 보급 확대 정책을 시행하고 있다 [2]. 2005년 전 세계적으로 1천 370여 대에 불과했던 전기 자동차는 10년 만에 137만 여대를 달성하였고 2016년에는 처음으로 200만대를 돌파하였다고 OECD에서 보고하고 있다 [3]. 이는 전 세계 시장 점유율 1.10%에 해당하며 2010년 전기 자동차의 시장 점유율 0.01%에 비해 100배 가량 증가한 수치다 [3]. 아직 전기 자동차의 시장 점유율이 1%를 웃도는 수준이지만 점차 차량 인프라 시설이 확충되고 있고 배터리 가격이 인하됨에 따라 앞으로의 전기 자동차 보급 전망은 밝을 것으로 기대된다.

전기 자동차는 구동 방법에 따라 인 라인(In-line) 전기 구동 시스템과 인 훨(In-wheel) 전기 구동 시스템으로 나눌 수 있다. 인 라인 구동 시스템은 표 1.1과 같이 전동기에서 발생된 동력을 구동 축(Drive shaft)을 통해 각 바퀴로 전달하여 차량을 운전한다 [4].

반면 전기 자동차용 인 훨 시스템은 구동 전동기와 현가 장치를 차량 바퀴에 장착하여 직접 바퀴를 구동한다. 그에 따라 표 1.1과 같이 기존 엔진 구동 시스템 및 인 라인 구동 시스템에서 필요했던 구동 축, 차동 기어와 같은 동력 전달 장치를 제거할 수 있다. 따라서 동력 전달 장치에 의한 기계적 손실을 저감하여 운전 효율을 높일 수 있고 차량 무게 감소와 더불어 차체 내부 공간 확보가 용이하다 [5]. 또한 각 바퀴를 개별 제어함으로써 조향 성능 및 선회 성능을 향상시킬 수 있고 그에 따른 주행 안정성을 확보할 수 있으며 차량의 차체 자세 제어(Electric stability control) 시스템 및 자동 주차 시스템(Smart parking assist system)의 구현이 용이하다 [5].

표 1.1 구동 방식에 따른 차체 내부 구성도 [4]

Table 1.1 Vehicle configurations according to the drive system [4]

구 분	엔진 구동 시스템	인 라인 구동 시스템	인 훨 구동 시스템 ^①
Layout			

위와 같은 인 훨 시스템의 특성은 미래 자동차에 요구되는 친환경성, 지능성, 편의성을 모두 충족시킴에 따라 차세대 전기 자동차용 구동 시스템으로 주목 받고 있다 [6]. 인 훨 구동 시스템은 기존 인 라인 전기 구동 시스템에 비해 여러 가지 장점을 가지고 있지만 상용화를 위해서는 다음과 같은 기술적 한계점을 극복해야 한다.

먼저 인 훨 구동 시스템의 제어 신뢰성 확보가 중요하다. 인 훨 구동 시스템에서는 전동기가 각 바퀴마다 장착되므로 전동기와 피드백 센서가 증가하고 그에 따라 제어 시스템이 복잡해진다. 따라서 다수의 전동기를 제어하기 위해 고성능 프로세서와 정밀 센서가 뒷받침되어야 한다 [7]–[10].

또한 전동기와 제어 시스템이 각 바퀴에 장착되기 때문에 기존 엔진 구동 시스템과 인 라인 구동 시스템 대비 가격이 증가하는 문제가 있다. 현재 인 훨 구동 시스템이 연구 개발 단계에 있으므로 제작 단가와 성능을 동시에 만족시키기까지는 향후 연구가 필요한 실정이다.

다음으로 인 훨 시스템용 전동기는 불규칙한 노면으로부터의 충격이 직접 전달되는 구조이기 때문에 전동기 파손이나 성능 저하가 쉽게 발생할 수 있다. 따라서 비포장 도로, 침수, 여름철과 겨울철 외부

^① Drive = Motor + Power Electronics + Suspension System

온도와 같은 가혹한 환경 조건에서 전동기 성능 검증이 필요하고 [11], 외부 환경 조건을 고려한 하우징(Housing) 설계가 필요하다.

또한 인 휠 구동 시스템은 휠 내부 좁은 공간에 전동기와 제어 시스템 및 현가 장치가 장착되어야 하므로 전동기의 공간적 제약이 존재한다. 따라서 전동기는 두께가 얇은 제한된 공간 내에서 소형화 및 고토크 성능을 갖도록 설계되어야 한다 [12]–[13].

인 휠 전동기의 고토크 소형화 요구 조건을 만족시키기 위해 표 1.2와 같이 각 업체별로 독자적인 인 휠 시스템용 구동 전동기를 개발해 왔다.

- 먼저 국내 자동차 부품 회사인 현대 모비스에서 감속기가 내장된 유냉식 영구 자석 동기 전동기(Permanent-magnet synchronous motor)의 인 휠 시스템을 개발하였다. 바퀴당 23[kW] 출력이 가능하며 이를 콘셉트카 N 2025 비전 그란투리스모에 접목시켜 2015년 프랑크푸르트 모터쇼에서 선보였다 [14]–[15].

- 해외의 경우 Protean Electric은 직구동(Direct-drive) 방식의 외전형(External rotor) 표면 부착형 영구 자석(Surface-mounted permanent-magnet) 동기 전동기를 개발하였으며 수냉(Liquid cooling) 방식을 사용하였다 [16]–[17]. 최근 개발된 전동기는 바퀴 당 직경 420[mm], 두께 115[mm] 공간에서 연속 정격 54[kW] 까지 지원한다. 개발된 인 휠 전동기는 2006년 Mini QED, 2007년 Volvo C30 Series, 2008년 Ford F-150, 2010년 Vauxhall Vivaro, 2015년 C-Segment VW Golf 등의 콘셉트카에 적용되었다.

- 프랑스 타이어 회사인 Michelin은 인 휠 구동 시스템을 현가 장치와 브레이크, 구동계를 통합하여 완제품 형태로 개발하였으며 해당 제품은 Active wheel로 명명되었다. 구동계는 감속기가 내장된 수냉 방식의 영구 자석 동기 전동기를 채택하였다 [18]. 개발된 30[kW] Active wheel은 2008년 Heuliez WILL, 2009년 Peugeot BB1의 콘셉트카에 각각 적용되었다.

- 독일의 VDO는 Michelin과 마찬가지로 드라이브, 브레이크, 현가 장치가 바퀴 속에 장착된 타입의 인 훨 드라이브 시스템인 eCorner를 개발하였다. 공냉(Air cooling) 방식의 직구동 외전형 영구 자석 동기 전동기 타입으로, 바퀴 당 150[Nm]의 토크를 지원하지만 아직 완성차에 적용된 사례는 없다 [18].

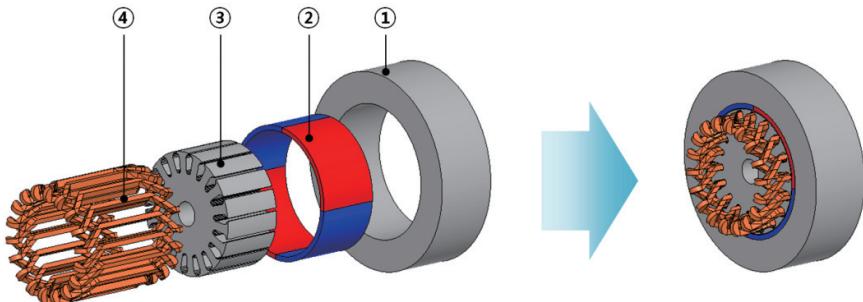
- 일본의 Mitsubishi는 감속기가 연결된 최대 출력 20[kW]의 외전형 영구 자석 동기 전동기를 개발하여 2005년 Colt EV에 적용하였다. 그 이후에는 직구동 방식의 최대 출력 50[kW] 외전형 영구 자석 동기 전동기를 개발하여 Lancer Evolution MIEV에 적용하였다 [19] – [20].

표 1.2 친환경 자동차 인 훨 시스템 구동용 전동기 개발 사례

Table 1.2 Development cases of electric motors
for eco-friendly cars

회사명	전동기 타입	구동 방식	콘셉트카
현대 모비스	영구 자석 동기 전동기	기어 구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> N 2025 비전 그란투리스모(2015)
Protean Electric	외전형 영구 자석 동기 전동기	직구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> Mini QED(2006) Volvo C30 Series(2007) Ford F-150(2008) Vauxhall Vivaro(2010) C-Segment VW Golf(2015)
Michelin	영구 자석 동기 전동기	기어 구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> Heuliez WILL(2008) Peugeot BB1(2009)
VDO	외전형 영구 자석 동기 전동기	직구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> 적용 사례 없음
Mitsubishi	외전형 영구 자석 동기 전동기	기어 구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> Mitsubishi Colt EV(2005)
		직구동 방식	<ul style="list-style-type: none"> Mitsubishi Lancer Evolution MIEV(2005)

표 1.2에서 볼 수 있듯이 대부분의 인 훨 전동기는 외전형 영구 자석 동기 전동기 방식을 채택하고 있다. 외전형 영구 자석 동기 전동기는 그림 1.1과 같이 회전자가 고정자 외측에 위치하는 구조로 유효 공극 직경이 크기 때문에 회전자 영구 자석 면적이 증가하여 다극 구조 및 고토크 출력에 유리하다 [21]–[22]. 또한 자연적으로 자석의 비산^②이 방지되는 구조이기 때문에 내구성 면에서 우수하다.



① : 회전자 코어 ② : 영구 자석 ③ : 고정자 코어 ④ : 코일

그림 1.1 외전형 영구 자석 동기 전동기 구조

Fig. 1.1 Configuration of external-rotor PMSM

하지만, 반경 방향 자속 영구 자석 전동기(Radial-flux permanent-magnet motor)는 동일 부피 조건일 때 두께가 얇고 직경이 긴 구조보다 두께가 두껍고 직경이 짧은 구조에서 더 효과적이다 [23]. 따라서 두께 제한이 있는 인 훨 시스템에서 외전형 영구 자석 동기 전동기로 원하는 출력을 얻는 데에 한계가 있다. 기존 인 훨 시스템용 외전형 영구 자석 동기 전동기에서는 부족한 토크를 보완하기 위해 전동기에 감속기를 부착하거나 수냉식 혹은 유냉식 냉각 방식을 채택하여 전류 밀도를 높이는 방식을 사용하였다.

축 방향 자속 영구 자석 전동기(Axial-flux permanent-magnet

^② 고속 운전 시 원심력에 의해 영구 자석이 회전자로부터 해체되는 현상

motor)는 그림 1.2와 같이 구성되어 주 자속이 축 방향으로 흐르는 형태의 전동기로 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 토크는 전동기 직경의 세제곱에 비례한다 [24]. 따라서 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 두께가 얇고 직경이 상대적으로 큰 공간에서 토크를 효과적으로 발생시킬 수 있고 하드 디스크 드라이브(Hard disk drive), 엘리베이터(Elevator) 등과 같은 응용 분야에서 주로 사용되어 왔다 [25] – [27]. 최근에는 축 방향 자속 영구 자석 전동기를 인 훨 시스템에 적용하려는 연구도 진행되고 있다 [28] – [31].

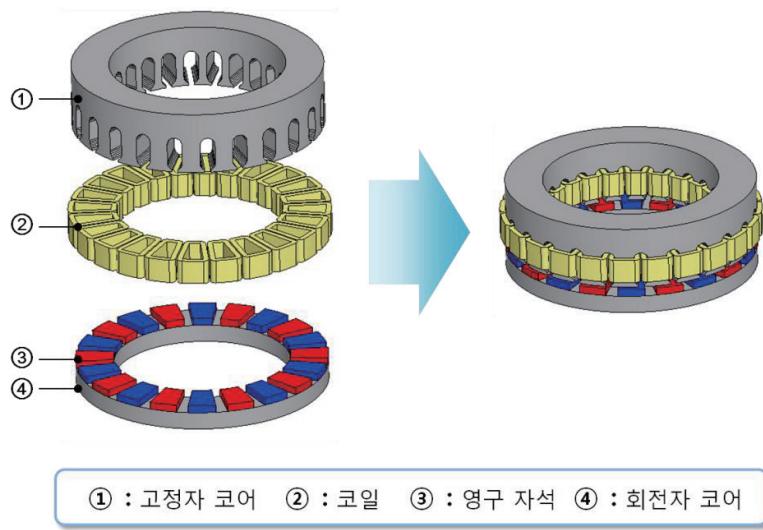


그림 1.2 축방향 영구 자석 동기 전동기 구조

Fig. 1.2 Configuration of AFPM motor

그러나 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 반경 방향 자속 영구 자석 전동기와 달리 고정자의 반경 방향에 대한 적층(Lamination)이 필요하기 때문에 그림 1.3과 같이 얇은 판(Sheet) 형태의 절연된 긴 전기 강판을 말아 롤(Roll) 형태의 코어로 제작해야 한다 [32].

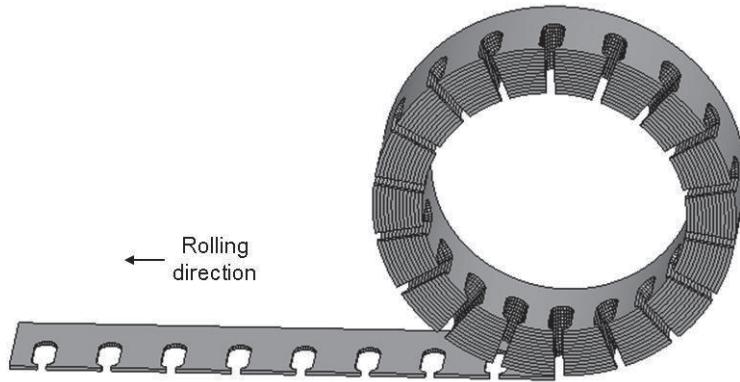


그림 1.3 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자 적층 코어 형상
[32]

Fig. 1.3 Laminated stator core configuration of AFPM motor [32]

이와 같이 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 적층 공정이 복잡하기 때문에 제작 단가가 크게 상승한다. 따라서 최적의 성능을 갖는 설계안을 도출하기까지 여러 번의 제작 시행 착오를 거쳐야 하고 그에 따라 개발 비용이 증가한다.

전동기의 개발 비용을 줄이려면 정확한 해석을 통해 전동기의 성능을 미리 예측하고 해석 결과를 기반으로 전동기의 최적 설계안을 찾아 제작함으로써 제작 시행 착오를 줄이는 방법이 있다. 그러나 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 구조적 특성상 3차원 유한 요소 해석이 필요하며 이에 따라 해석 시간이 오래 걸리고 최적 설계안을 도출하는데 매우 긴 설계 시간이 필요하다.

축 방향 자속 영구 자석 전동기의 해석 및 설계 시간 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 유한 요소 해석(Finite element analysis) 기반의 FRM(Field reconstruction method) 해석 기법을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 동작 특성을 해석하였다. FRM 해석 기법은 전동기의 슬롯과 극이 일정 간격으로 반복됨에 따라 발생하는 전기자 자속과 계자 자속의 주기성을 분석하여 기존 유한 요소 해석 기법을 이용한 전동기 특성 해석보다 더 적은 횟수의 유한 요소 해석으로 전동기 동작 특성을 해석하는 방법이다 [33] – [43].

FRM 해석 기법의 장점은 전기자 자속과 계자 자속의 주기성을 모델링하는 함수인 기저 함수(Basis function)로부터 임의의 전동기 회전 각도와 임의의 전기자 전류에서의 공극 자속 밀도를 단순 산술

계산만으로 구할 수 있다는 것이다 [33]–[43]. 따라서 FRM 해석 기법을 이용하면 기저 함수를 구하기 위한 최소한의 유한 요소 해석 시간만으로 전동기의 전 운전점에 대한 동작 특성을 계산할 수 있다. 또한 FRM 해석 기법은 유한 요소 해석을 기반으로 하기 때문에 정확도가 기존 자기 등가 회로(Magnetic equivalent circuit)나 해석적 기법(Analytic method)에 비해 높다. 기존 FRM 해석 기법은 반경 방향 자속 영구 자석 전동기 중 표면 부착형 영구 자석 전동기와 유도 전동기(Induction motor), 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched reluctance motor)에 대하여 그 정확도가 이미 검증되었고 [33]–[41], 표면 부착형의 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 대해서도 정확도가 검증되었다 [42]–[43]. 그러나 기존 FRM 해석 기법은 회전자 기저 함수를 구하는 동안 회전자를 슬롯 피치만큼 이동시켜 가며 유한 요소 해석을 수행해야 하기 때문에 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계에 적용하기에는 여전히 긴 해석 시간이 소요된다.

따라서 본 논문에서는 상대 퍼미언스 함수(Relative permeance function)를 적용한 개선된 FRM 해석 기법을 제안하였다. 상대 퍼미언스 함수는 슬롯리스(Slotless) 코어와 슬롯(Slotted) 코어 사이의 상대적인 자기 회로 차이를 모델링한 함수로 [44], FRM 해석 기법에 적용함으로써 회전자 기저 함수를 구하는데 필요한 유한 요소 해석 횟수를 획기적으로 줄일 수 있다. 본 논문에서는 기존 상대 퍼미언스 함수에서 더 나아가 극 반전 구간에서 발생하는 기존 상대 퍼미언스 함수의 왜곡 현상을 고려함으로써 제안된 FRM 해석 기법의 정확도를 개선하였다. 제안된 FRM 해석 기법은 기존 유한 요소법을 이용한 전동기 특성 해석 결과 및 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법과 비교하였고 다양한 전동기 모델에 대해 그 정확성을 검토하였다.

다음으로 본 논문에서는 다양한 요구 조건을 만족시키는 최적의 해를 찾기 위해 멀티모달(Multimodal) 최적화 알고리즘을 적용하였다. 멀티모달 최적화 알고리즘은 전역 최적해뿐만 아니라 설계 공간 내의 모든 지역 최적해들을 탐색하여 그 중 다양한 요구 조건을 고려하여 최적해를 최종적으로 선택한다 [45]–[48]. 기존에 니체(Niche) 컨셉을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘은 초기 흩어져 있던 샘플들을 각 지역 최적해에 수렴시키는 과정에서 많은 목적 함수 계산이 필요하다 [45]–[48]. 목적 함수 계산 횟수를 저감하기 위해 본 논문에서는 니체 컨셉을 이용한 확률론적(Stochastic) 최적화 알고리즘 대신 근사

모델(Surrogate model)을 기반으로 최적해를 찾는 멀티모달 최적화 알고리즘을 개발하였다. 근사 모델은 설계 변수에 대한 실제 목적 함수 값을 직접 계산하지 않아도 목적 함수의 예측값을 제공하기 때문에 [49] – [50], 최적화 과정에서 목적 함수 계산 횟수를 저감할 수 있다. 본 논문에서는 정확도가 높다고 알려진 크리깅(Kriging) 보간 기법을 이용하여 설계 공간 내 목적 함수에 대한 근사 모델을 형성하였다 [51] – [52]. 그러나 크리깅 보간 기법은 정확도가 높은 만큼 큰 메모리 용량을 차지하여 3변수 이상의 멀티모달 최적 설계 문제에서는 활용하기 어려운 단점이 있다. 본 논문에서는 하위 구역 분할(Sub-region segmentation) 기법과 개선된 샘플링 기법을 적용한 근사 모델 기반의 최적화 알고리즘을 개발하여 3변수 이상의 최적화 문제에서 메모리 부족 현상을 해결하였고 이를 여러 시험 함수(Test function)를 통해 검증하였다. 최종적으로 제안된 FRM 해석 기법과 멀티모달 최적화 알고리즘을 이용하여 5[kW] 직구동 방식의 인 훨 시스템을 위한 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계안을 도출하였다.

제안된 해석 기법과 설계 기법의 정확도 및 유용성을 검증하기 위해 기제작된 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 각 운전점에 대한 동작 특성 실험 결과를 해석 결과와 비교하였다 [53].

1.2 논문 구성

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있으며, 각 장의 연구 범위 및 내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구 배경, 논문 구성에 대하여 설명하였다.

제 2장에서는 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 위한 FRM 해석 기법에 대하여 살펴보았다. 먼저 기존 FRM 해석 방법에 대하여 설명하고 FRM을 통해 구한 공극 자속 밀도를 이용하여 전동기의 무부하 특성과 부하 특성을 구하는 방법에 대하여 설명하였다. 다음으로 상대 퍼미언스 함수를 이용하여 기존 FRM 해석 기법보다 더 적은 유한 요소 해석 수로 전동기 특성 해석을 할 수 있는 개선된 FRM 해석 기법을 제안하였다. 제안된 FRM 해석 기법은 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 무부하 해석 및 부하 해석 결과를 유한 요소 해석 결과와 비교하여 그 정확성을 검증하였다.

제 3장에서는 멀티모달 최적화 알고리즘을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계안을 도출하였다. 먼저 적용된 멀티모달 최적화 알고리즘에 대하여 설명하고 몇 가지 시험 함수를 통해 기존 멀티모달 최적화 알고리즘과 본 논문에서 개선한 멀티모달 알고리즘을 비교하였다. 다음으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 설계 기법에 대해 소개하고, 전기 자동차용 인 훨 시스템의 요구 조건과 제한 조건에 대해 설명한 뒤 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 위해 설계 변수와 목적 함수를 선정하였다. 끝으로 제안된 멀티모달 최적화 알고리즘을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기를 최적 설계하였다.

제 4장에서는 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계안을 토대로 기제작된 시험용 전동기의 실험 결과를 이용하여 무부하 및 부하 실험 결과를 해석 결과와 비교하였고 이를 통해 설계 기법 및 해석 기법의 타당성을 검증하였다.

제 5장에서는 본 논문의 결론과 향후 연구 계획에 대하여 기술하였다.

제 2 장 전동기 해석을 위한 개선된 FRM 해석 기법

2.1 기존 FRM 해석 기법

2.1.1 FRM 해석 기법 정의

FRM 해석 기법은 2005년 미국의 텍사스 대학교(Texas University)와 미국의 퍼듀 대학교(Purdue University)에서 처음 개발되었고 그 이후 여러 종류의 반경 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용되어 왔다 [33]–[41]. 최근 2016년에서 2017년에는 이란의 K.N.T.U(K. N. Toosi University of Technology)와 한국의 서울대학교(Seoul National University)에서 FRM 해석 기법을 3차원으로 확장하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용하였다 [42]–[43]. 이와 같이 FRM 해석 기법은 여러 참고 문헌을 통해 정확도가 검증되었다. FRM 해석 기법의 원리는 다음과 같다 [33]–[43].

영구 자석 동기 전동기 내에 분포하는 자속은 그림 2.1과 같이 전기자 코일에 의해 생성되는 자속과 영구 자석에 의해 생성되는 자속으로 구분할 수 있다 [36]. 또한 전기자 자속은 다시 각 코일에서 발생되는 자속으로 분리할 수 있다.

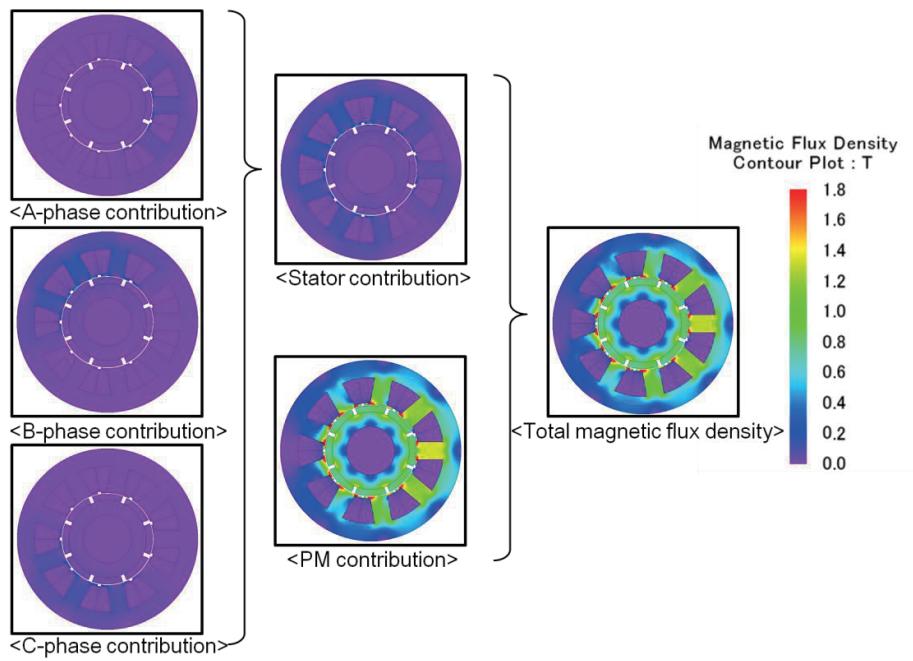


그림 2.1 자속원에 따른 전동기 자속 밀도 분포 [36]

Fig 2.1 Magnetic flux density distribution generated by each magnetic source [36]

따라서 아래와 같은 가정이 성립하면 전동기의 공극 자속 밀도의 각 성분은 각 자속원에 의해 발생하는 공극 자속 밀도의 성분들간 합으로 나타낼 수 있다 [36].

- 전동기 코어의 투자율은 무한으로 가정한다.
- 서로 다른 자속원 사이의 자속 상호 효과(Mutual effect)는 무시할 수 있을 정도로 작다.
- 전동기가 동작하는 동안 영구 자석에서 감자(Demagnetization)가 발생하지 않는다.
- 고정자 치와 영구 자석은 전동기의 전자기력에 의해 외형적인 변형(Deformation)이 발생하지 않는다.

표면 부착형 영구 자석 전동기는 유효 공극이 크기 때문에 정상

운전 시에 전동기 코어의 포화도가 높지 않다. 따라서 전동기 코어의 투자율을 무한으로 가정하고 전동기의 자속원 사이 상호 효과를 무시하더라도 일반적인 전동기 운전 조건에서의 해석 결과에는 큰 영향을 미치지 않는다. 또한 토크 밀도를 높이기 위해 회토류계인 네오디뮴 자석을 사용하므로 역자계에 의한 영구 자석 감자가 발생하지 않는다. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 경우 큰 축 힘(Axial force)으로 인해 회전자와 영구 자석이 변형될 수 있지만 설계 시에 회전자를 충분히 두껍게 설계하고 고성능의 베어링을 사용함으로써 축 힘에 의한 회전자 변형을 방지할 수 있다. 따라서 해석하고자 하는 표면부착형 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 위 세 가지의 가정을 모두 만족하므로 FRM 해석 기법 적용이 가능하다.

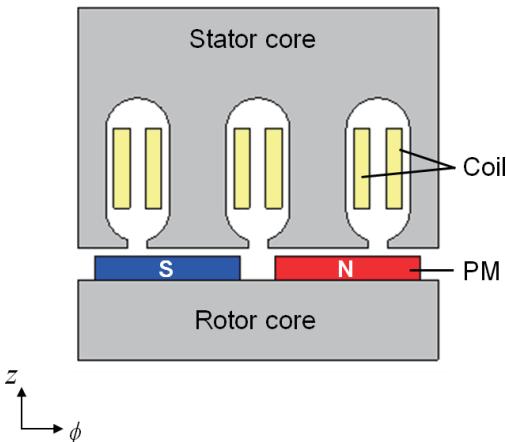


그림 2.2 20극 30슬롯 축 방향 자속 영구 자석 전동기 주기 모델 단면

Fig 2.2 Cross-section of periodic model for a 20-pole 30-slot AFPM motor

그림 2.2는 원통 좌표계 (r, ϕ, z) 의 $\phi-z$ 평면에서 임의 반경의 축 방향 자속 영구 자석 전동기 단면을 도시한 것이다. 그림 2.2의 해석 모델은 3상 20극 30슬롯 축 방향 자속 영구 자석 전동기로 1/10주기 모델을 표현하였다.

앞서 서술한 가정을 바탕으로 (r, ϕ, z) 의 임의 좌표에서 회전자의 회전각이 θ_r 일 때 전동기의 공극 자속 밀도 \vec{B} 는 (2.1)과 같이 나타낼

수 있다.

$$\vec{B}(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{B}_{pm}(r, \phi, z, \theta_r) + \vec{B}_s(r, \phi, z) \quad (2.1)$$

여기서 \vec{B}_{pm} 은 코일 여자 없이 순수하게 영구 자석에 의해 생성된 공극 자속 밀도, \vec{B}_s 는 영구 자석 없이 순수하게 전기자 코일에 의해 생성된 공극 자속 밀도를 나타낸다. \vec{B}_s 는 다시 (2.2)와 같이 개별 코일에 의해 생성된 공극 자속 밀도의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\vec{B}_s(r, \phi, z) = \sum_{i=1}^{N_s} \vec{B}_{si}(r, \phi, z) \quad (2.2)$$

여기서 \vec{B}_{si} 는 i 번째 치에 감긴 코일이 생성하는 공극 자속 밀도, N_s 는 슬롯 수를 의미한다. 이 때 비오-사바르 법칙(Biot-Savart law)에 의하면 전류가 흐르는 도선 주위로 전류에 비례하는 자기장이 형성된다. 따라서 \vec{B}_{si} 는 코일에 1[A]의 전류가 흐를 때의 공극 자속 밀도 \vec{f}_{si} 와 해당 코일에 실제 흐르는 전류 I_i 의 곱으로 (2.3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{B}_{si}(r, \phi, z) = I_i \vec{f}_{si}(r, \phi, z) \quad (2.3)$$

$$\vec{f}_{si}(r, \phi, z) = \vec{f}_{s1}(r, \phi - \tau_s(i-1), z) \quad (2.4)$$

그림 2.3에서 볼 수 있듯이 i 번째 코일에 1[A]의 전류가 흐를 때의 공극 자속 밀도 \vec{f}_{si} 는 서로 동일 파형을 가지면서 슬롯 피치 τ_s 만큼 대칭 이동된 형태로 나타난다. 따라서 첫 번째 코일에 전류 1[A]가 흐를 때 생성되는 공극 자속 밀도 \vec{f}_{s1} 을 이용하면 (2.4)와 같이 \vec{f}_{si} 를 계산할 수

있다. \vec{f}_{s1} 은 고정자 기저 함수로 정의되며 본 논문에서는 \vec{f}_s 로 간단하게 표현하였다.

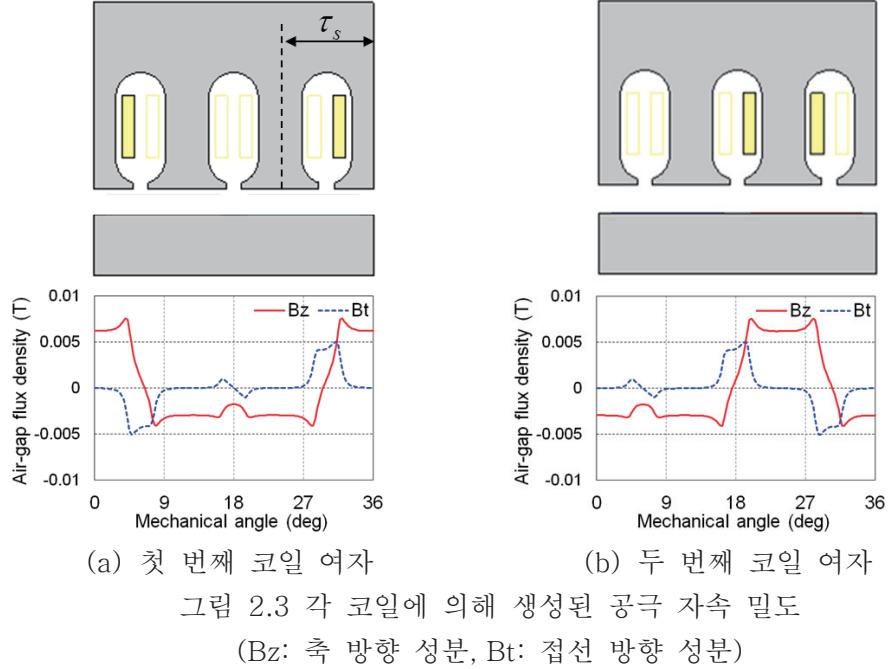


Fig. 2.3 Air-gap flux density generated by each coil
 (Bz: axial-component, Bt: tangential-component)

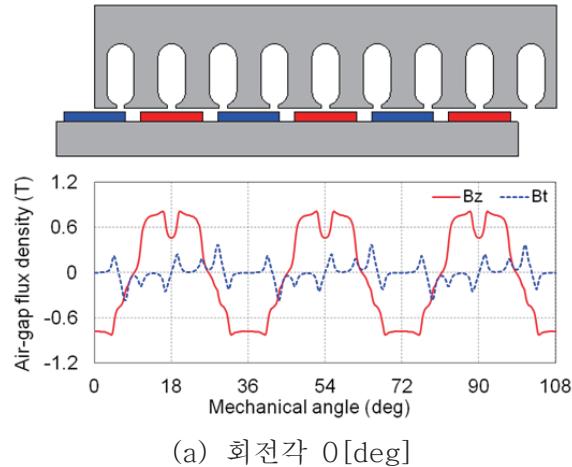
고정자의 기저 함수는 슬롯 형상, 슬롯 오프닝 길이, 공극 길이 등을 포함한 전동기의 형상 정보를 나타내는 함수로 전동기 형상이 변하지 않는 한 고유하다. 따라서 고정자 측 기저 함수가 주어지면 고정자 코일에 어떠한 전류가 흐르더라도 고정자에 의해 생성된 공극 자속 밀도를 단순 산술 계산으로 간단하게 구할 수 있다. 고정자 기저 함수는 영구 자석을 제거하고 전동기 내 임의 한 코일에 1[A]의 전류를 여자한 채로 한 회의 정자계 유한 요소 해석을 이용하여 구할 수 있다. 순수 코일 전류에 의해 생성된 자속 밀도는 코어 내에 포화를 야기하지 않을 정도로 작기 때문에 (2.2)는 대부분의 경우에 성립한다.

다음으로 영구 자석에 의해 발생하는 공극 자속 밀도 \vec{B}_{pm} 은 고정자의 슬롯 효과에 의해 회전자 위치에 따라 파형이 달라진다.

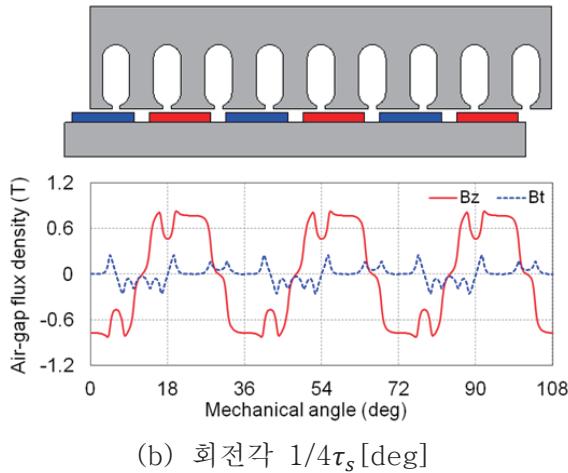
그러나 회전자가 슬롯 피치 τ_s 간격만큼 이동할 때마다 그림 2.4와 같이 슬롯과 극간 상호 위치 관계가 동일해지기 때문에 영구 자석 자속에 의한 공극 자속 밀도 \vec{B}_{pm} 은 회전자가 슬롯 피치만큼 이동할 때마다 파형이 반복된다. 따라서 회전자의 회전각 θ_r 이 슬롯 피치만큼 회전하는 동안의 \vec{B}_{pm} 을 회전자 기저 함수 \vec{f}_r 로 정의하였고 회전자 기저 함수로부터 임의 회전각의 \vec{B}_{pm} 을 (2.5)–(2.6)과 같이 구할 수 있다.

$$\vec{B}_{pm}(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{f}_r(r, \phi, z, \theta_r - \tau_s |\theta_r / \tau_s|) \quad (2.5)$$

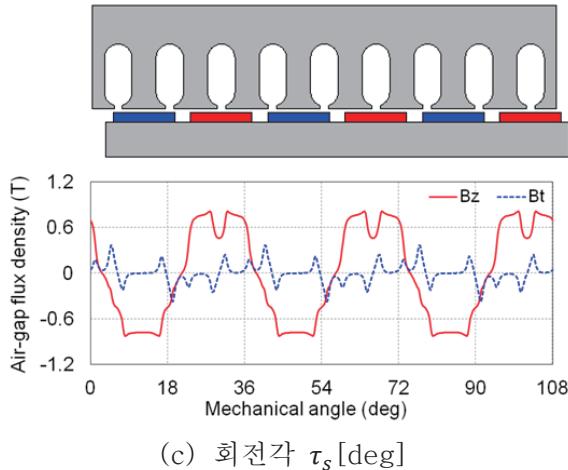
$$\vec{f}_r(r, \phi, z, k) = \vec{B}_{pm}(r, \phi, z, k), \quad 0 \leq k \leq \tau_s \quad (2.6)$$



(a) 회전각 0 [deg]



(b) 회전각 $1/4\tau_s$ [deg]



(c) 회전각 τ_s [deg]

그림 2.4 회전각에 따른 슬롯과 극 사이 상대 위치 관계 및 공극
자속 밀도(B_z : 축 방향 성분, B_t : 접선 방향 성분)

Fig. 2.4 Relative position between slots and poles, and air-gap
flux density depending on the rotation angle
(B_z : axial-component, B_t : tangential-component)

여기서 회전자 기저 함수 \vec{f}_r 은 고정자 기저 함수와 마찬가지로 유한 요소 해석을 통해 구할 수 있으며 이 때 슬롯 피치만큼 회전자가 이동하는 동안의 유한 요소 해석 수가 소요된다.

회전자와 고정자 기저 함수를 구한 뒤 시간에 따른 전동기의 전류와 회전자의 회전각을 (2.1)–(2.6)에 대입하여 전동기의 시간에 따른 공극

자속 밀도 분포를 구할 수 있다. 시간에 따른 공극 자속 밀도 분포로부터 전동기의 무부하 및 부하 특성을 계산할 수 있으며 계산 방법은 2.1.2-2.1.3절에서 자세히 설명하고자 한다. FRM 해석 기법의 순서도는 그림 2.5에 정리하여 나타내었다.

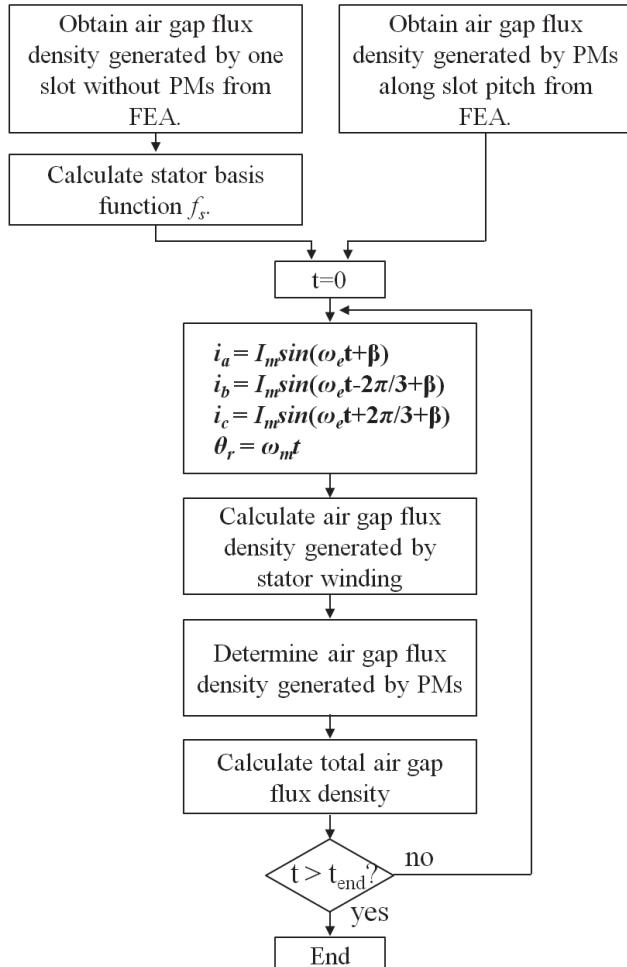


그림 2.5 FRM 해석 기법 순서도 [34]

Fig. 2.5 Flow chart for FRM analysis method [34]

그림 2.5에서 i_a, i_b, i_c 는 각각 시간 t 에 해당하는 a, b, c 상의 상시 전류, I_m 은 전류 크기, β 는 전류 위상각, ω_e, ω_m 은 각각 전기 각속도, 기계 각속도, t_{end} 는 해석 종료 시간을 의미한다. 그림 2.5에서 볼 수

있듯이 전동기의 부하가 달라지더라도 기저 함수는 고유하기 때문에 추가적인 유한 요소 해석 없이 전동기 전 구간의 특성 해석이 가능하다 [34]. 기존에는 부하가 달라짐에 따라 전동기 자속을 직관적으로 파악하기 어렵기 때문에 매 부하마다 유한 요소 해석이 필수였고 각 부하에서 최대 토크를 내는 전동기의 전류 및 전류 위상각을 찾기 위해 한 운전점에서도 수 회의 유한 요소 해석이 필요하였다. 따라서 FRM 해석 기법을 이용하면 전동기 해석 시간을 획기적으로 절감할 수 있다.

2.1.2 공극 자속 밀도를 이용한 전동기 특성 해석

2.1.1절에서 설명한 FRM 해석 기법을 이용하여 전동기의 순시 공극 자속 밀도 분포를 구할 수 있고 공극 자속 밀도를 이용하여 전동기의 쇄교 자속과 역기전력, 전자기력 및 토크와 같은 동작 특성을 구할 수 있다.

축 방향 자속 영구 자석 전동기의 한 상 코일에 대한 쇄교 자속은 그림 2.6과 같이 전동기의 각 반경 별 쇄교 자속의 합으로 나타난다. 본 논문에서 설계할 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 반경에 따라 슬롯 폭이 동일하기 때문에 각 반경 별로 슬롯 길이에 대한 슬롯 피치 비율이 다르며 그에 따라 반경 별 자속 밀도 포화도가 달라진다. 따라서 대표 반경에서의 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 성능을 계산하는 것보다 각 반경 별 성능 해석 결과를 합산하는 것이 해석 정확도가 더 높다.

먼저 a 상의 쇄교 자속과 역기전력을 살펴보면 계산 방법은 다음과 같다. 반경이 r_j 인 j 번째 단면에서의 a 상 쇄교 자속 $\lambda_{a,j}$ 는 그림 2.6의 코일 영역, ϕ_a 에서 $\phi_a + \phi_{coil}$ 까지 해당하는 축 방향 공극 자속 밀도 B_z 의 합과 코일의 턴 수 N_a 에 대한 함수로 (2.7)–(2.8)과 같이 나타낼 수 있다 [54]. 여기서 ϕ_a 는 a 상 코일의 시작점, ϕ_{coil} 은 코일 피치(Coil pitch)를 의미한다. 총 쇄교 자속은 (2.9)와 같이 총 단면 수 N_{pl} 에 대해 각 단면의 쇄교 자속 $\lambda_{a,j}$ 의 합으로 나타낼 수 있으며 상 역기전력은 한 상에 쇄교하는 자속의 시간 변화량으로 (2.10)과 같이 표현할 수 있다 [54]. 나머지 b , c 상의 쇄교 자속과 역기전력도 동일한 방법을 이용하여 구할 수 있다.

$$\lambda_{a,j} = N_a \int_{\phi_a}^{\phi_a + \phi_{coil}} B_z(r_j, \phi, z) \Delta r \left(r_j + \frac{\Delta r}{2} \right) d\phi \quad (2.7)$$

$$\Delta r = \frac{R_o - R_i}{N_{pl} + 1} \quad (2.8)$$

$$\lambda_a = \sum_{j=1}^{N_{pl}} \lambda_{a,j} \quad (2.9)$$

$$E_a = -\frac{d\lambda_a}{dt} \approx -\frac{\Delta \lambda_a}{\Delta t} \quad (2.10)$$

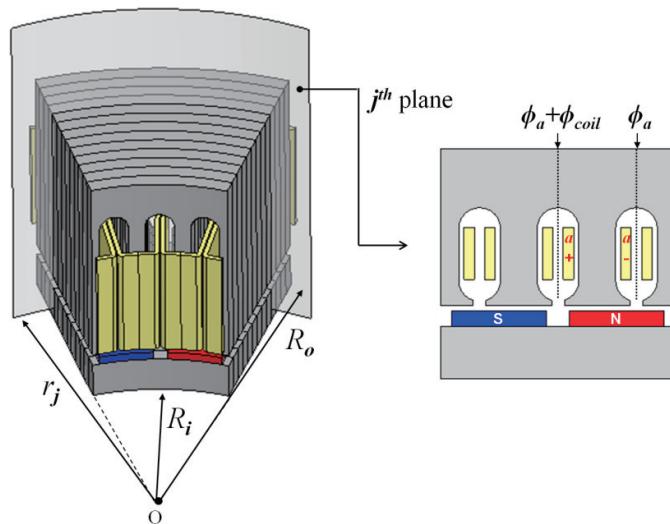


그림 2.6 a 상 코일 쇄교 자속 계산 영역

Fig. 2.6 Flux-linkage calculation range of a -phase coil

전자기력과 토크는 맥스웰 스트레스 텐서 (Maxwell stress tensor) 법을 이용하여 계산할 수 있다. 표면 부착형 영구 자석 전동기는 회전자 영구 자석이 생성하는 회전 자계와 고정자 코일이 생성하는 회전 자계의 상호 작용으로 토크가 생성되므로 맥스웰 스트레스 텐서에서 전계의 영향을 무시할 수 있다. 전계 영향을 무시했을 때 원기둥

좌표계에서 i 성분과 j 성분 사이의 스트레스 텐서 σ_{ij} 는 (2.11)–(2.12)와 같고 스트레스 텐서 σ 를 행렬 형태로 표현하면 (2.13)과 같다 [42].

$$\sigma_{ij} = \frac{1}{\mu_0} B_i B_j - \frac{1}{2\mu_0} \delta_{ij} B^2, \quad (i, j = r, \phi, z) \quad (2.11)$$

$$\delta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\sigma = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} \frac{B_r^2 - B_\phi^2 - B_z^2}{2} & B_r B_\phi & B_r B_z \\ B_\phi B_r & \frac{B_\phi^2 - B_r^2 - B_z^2}{2} & B_\phi B_z \\ B_z B_r & B_z B_\phi & \frac{B_z^2 - B_\phi^2 - B_r^2}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

여기서 μ_0 와 B_r, B_ϕ, B_z 는 각각 진공 투자율, 반경 방향 공극 자속 밀도, 접선 방향 공극 자속 밀도, 축 방향 공극 자속 밀도를 의미한다. 회전자가 받는 힘 밀도 \vec{f} 는 (2.14)와 같이 공극면 r - ϕ 평면을 기준으로 하는 맥스웰 스트레스 성분으로 나타낼 수 있고 각 반경 방향, 접선 방향, 축 방향 힘 밀도 f_R, f_T, f_Z 는 (2.15)와 같이 유도된다. 전자기력 \vec{F} 와 직교 좌표계 상에서 전자기력의 x, y, z 성분인 F_x, F_y, F_z 및 토크 T 를 (2.16)–(2.20)과 같이 구할 수 있다 [42].

$$\vec{f}(r, \phi, z) = \sigma \cdot \hat{z} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} f_R(r, \phi, z) \\ f_T(r, \phi, z) \\ f_Z(r, \phi, z) \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{I}{\mu_0} \begin{bmatrix} B_r B_z \\ B_\phi B_z \\ \frac{B_z^2 - B_\phi^2 - B_r^2}{2} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\vec{F}(r, \phi, z) = \oint_S \vec{f} \cdot d\vec{s} \quad (2.16)$$

$$F_x = \int_0^{2\pi} \int_{R_i}^{R_o} (f_R(r, \phi, z) \cos \phi) r dr d\phi \quad (2.17)$$

$$F_y = \int_0^{2\pi} \int_{R_i}^{R_o} (f_R(r, \phi, z) \sin \phi) r dr d\phi \quad (2.18)$$

$$F_z = \int_0^{2\pi} \int_{R_i}^{R_o} f_Z(r, \phi, z) r dr d\phi \quad (2.19)$$

$$T = \int_0^{2\pi} \int_{R_i}^{R_o} f_T(r, \phi, z) r^2 dr d\phi \quad (2.20)$$

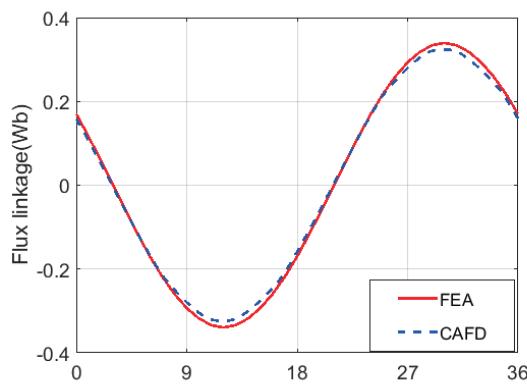
여기서 S 는 공극 면의 면적을 의미한다. 위 수식을 검증하기 위해 그림 2.6의 축 방향 자속 영구 자석 전동기 동작 특성 해석에 (2.7)–(2.20)을 적용하였다. 해석 모델의 사양은 표 2.1과 같다 [53].

표 2.1 해석 모델 형상 정보 [53]

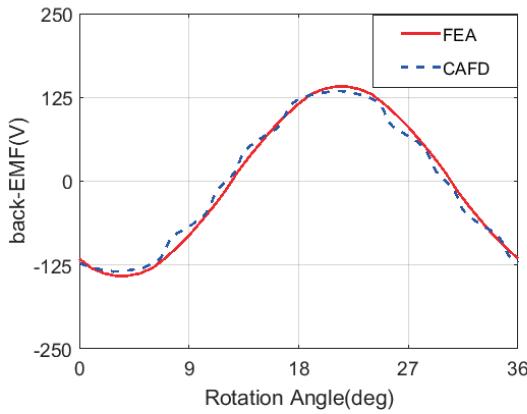
Table 2.1 Configuration of analysis model [53]

구 분	값	구 분	값
극 수	20	공극 [mm]	1.5
슬롯 수	30	자석 두께 [mm]	3
외경 [mm]	280.0	극호각/극피치	0.8
내경 [mm]	150.0	잔류 자속 밀도 [T]	1.2
두께 [mm]	88.5	고정자 코어 재질	PN08

그림 2.7과 그림 2.8에서는 표 2.1의 해석 모델에 대한 한 상의 쇄교 자속, 역기전력과 코킹토크를 나타내었다. 그림 2.7, 2.8에서 공극 자속 밀도를 이용하여 전동기 무부하 특성을 해석한 결과는 CAFD(Calculation based on air-gap flux density)로, 전자계 유한 요소 해석 툴인 JMAG Designer를 이용하여 해석한 결과는 FEA로 표기하였다. 그림 2.7에서 볼 수 있듯이 역기전력 파형에서 왜곡이 발생하는 것을 확인할 수 있는데 이는 쇄교 자속 계산 시 접선 방향 공극 자속 밀도에 의한 쇄교 자속 성분을 고려하지 않았기 때문이다. 그러나 축 방향 공극 자속 밀도만을 고려한 쇄교 자속으로도 역기전력 크기를 유사하게 예측할 수 있기 때문에 본 논문에서는 접선 방향 공극 자속 밀도에 의한 쇄교 자속 성분을 고려하지 않았다. 그림 2.8에서는 맥스웰 스트레스 텐서법으로 구한 코킹 토크가 유한 요소 해석 툴을 이용한 해석 결과와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.



(a) 쇄교 자속 계산 결과



(b) 역기전력 계산 결과

그림 2.7 공극 자속 밀도를 이용하여 계산된 쇄교 자속 및 역기전력 해석 결과

Fig. 2.7 Flux-linkage and back EMF calculated by using air-gap flux density

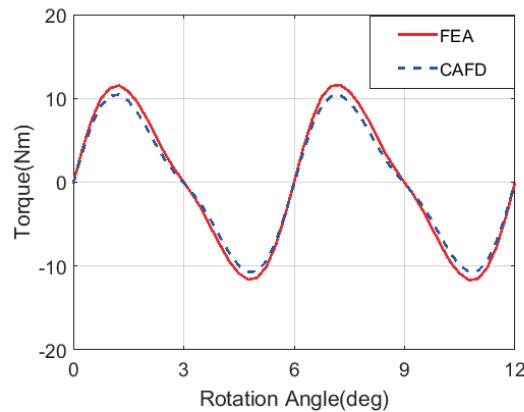


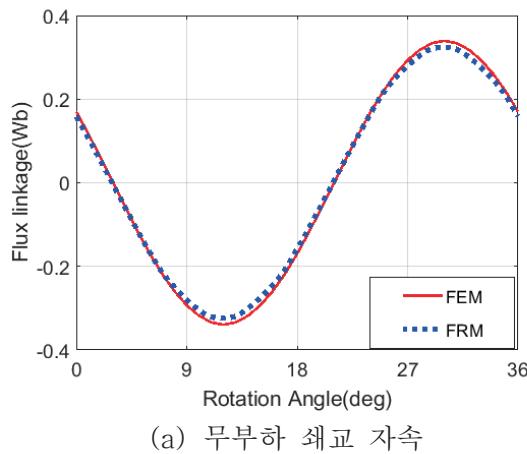
그림 2.8 공극 자속 밀도를 이용하여 계산된 코깅 토크 해석 결과

Fig. 2.8 Cogging torque calculated by using air-gap flux density

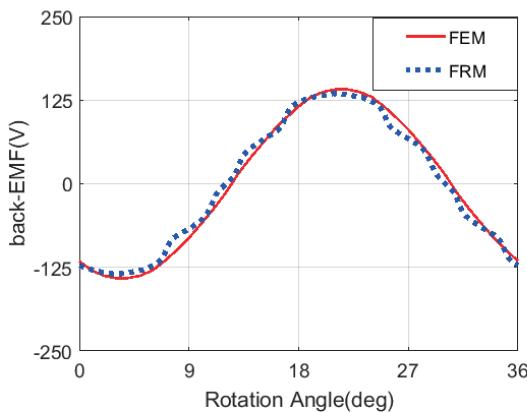
2.1.3 기존 FRM 해석 기법을 이용한 전동기 특성 해석

FRM 해석 기법을 이용하여 구한 공극 자속 밀도를 2.1.2절에서 소개한 수식에 적용하여 전동기 무부하 및 부하 특성을 계산하였고 그림

2.9–2.13에 해석 결과를 나타내었다. 그림 2.9–2.13에서 FRM 해석 기법의 해석 결과는 FRM으로, 유한 요소 해석 기법의 해석 결과는 FEM으로 표기하였다. 그림 2.9는 전동기의 회전자가 400[r/min]의 속도로 회전할 때 무부하 쇄교 자속 및 역기전력을, 그림 2.10은 전동기의 회전자가 400[r/min]의 속도로 회전할 때 코킹 토크를 나타낸다.



(a) 무부하 쇄교 자속



(b) 무부하 역기전력

그림 2.9 FRM 해석 기법을 이용한 쇄교 자속 및 역기전력 계산 결과

Fig. 2.9 Flux-linkage and back EMF calculated by FRM analysis

method

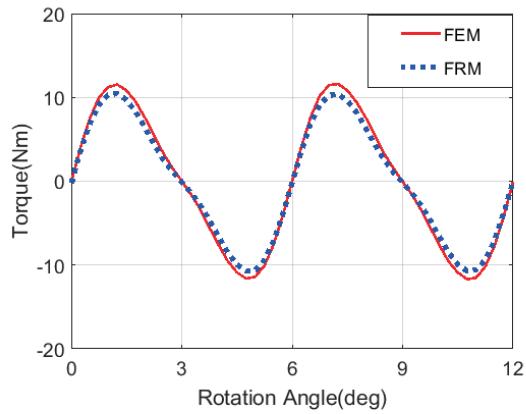


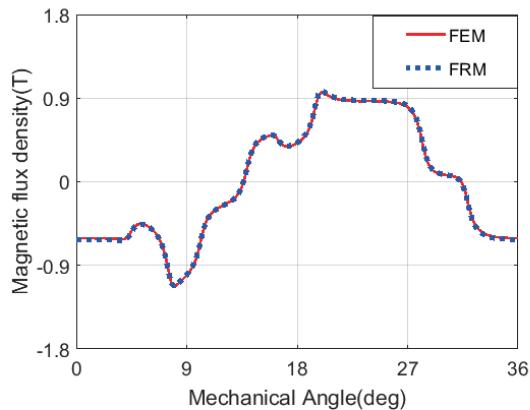
그림 2.10 FRM 해석 기법을 이용한 코깅 토크 계산 결과
Fig. 2.10 Cogging torque calculated by FRM analysis method

전동기의 운전점 별 동작 특성을 해석하기 위해 전류 크기와 전류 위상각으로부터 각 코일에 흐르는 순시 전류를 계산한다. 계산된 순시 전류와 시간에 따른 회전각을 고정자와 회전자 기저 함수에 입력하여 공극 자속 밀도를 구하고 2.1.2절의 동작 특성 계산 방법으로부터 부하 해석을 할 수 있다. 해석 모델의 부하 특성 해석 방법을 검증하기 위해 두 가지 운전점에서의 공극 자속 밀도를 FRM 해석 기법과 유한 요소 해석 기법에 대해 비교하였고 최종적으로 각 운전점에서의 토크를 비교하였다.

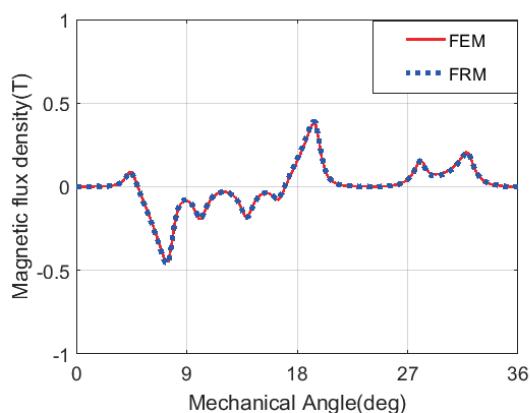
먼저 그림 2.11 (a)–(b)는 전동기의 회전자가 300 [r/min]으로 회전하는 동안 전류 크기 28 [A], 전류 위상각 96 [deg]를 인가하였을 때의 축 방향과 접선 방향 공극 자속 밀도 성분을 나타낸 것이다. 공극 자속 밀도는 반경 107.5 [mm] 지점의 공극 중앙에서 계산되었고 회전자가 3[deg] 만큼 회전하였을 때의 순시 공극 자속 밀도를 나타내었다. 그림 2.11 (c)–(d)는 전동기의 회전자가 800 [r/min]으로 회전하는 동안 전류 크기 28 [A], 전류 위상각 145.3 [deg]를 인가하였을 때의 축 방향과 접선 방향 공극 자속 밀도 성분을 나타낸 것이다. 마찬가지로 공극 자속 밀도는 반경 107.5 [mm] 지점의 공극 중앙에서 계산되었고 회전자가 3[deg] 만큼 회전하였을 때의 순시 공극 자속 밀도를 나타내었다.

운전점 1은 최대 토크 운전 영역을, 운전점 2는 약자속 제어 운전 영역을 각각 나타내며 그림 2.11 (a)–(d)에서 볼 수 있듯이 두 운전점

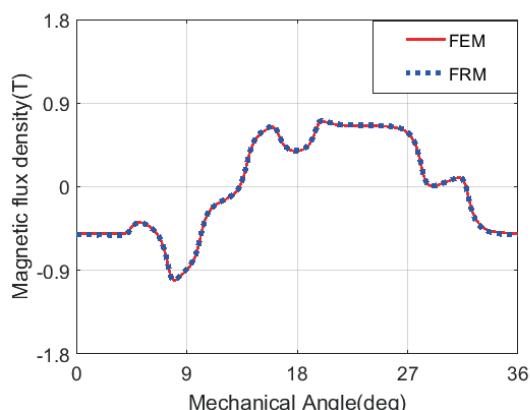
모두 FRM 해석 기법의 해석 결과와 유한 요소 해석 결과가 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.



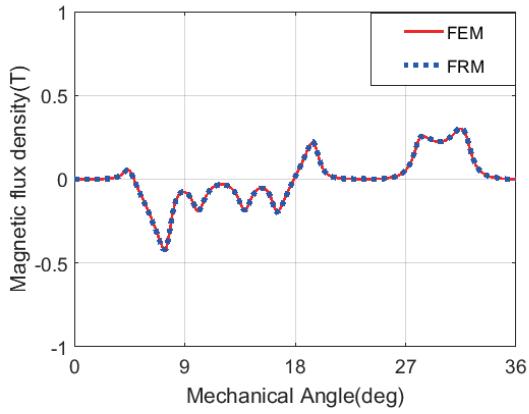
(a) 운전점 1: 축 방향 공극 자속 밀도



(b) 운전점 1: 접선 방향 공극 자속 밀도



(c) 운전점 2: 축 방향 공극 자속 밀도



(d) 운전점 2: 접선 방향 공극 자속 밀도

그림 2.11 FRM 해석 기법을 이용한 공극 자속 밀도 계산 결과

Fig. 2.11 Air-gap flux density calculated by FRM analysis method

다음으로 FRM 해석 기법의 정확도를 정량적으로 평가하기 위해 FRM 해석 기법으로 계산한 순시 공극 자속 밀도를 이용하여 전동기의 부하 토크를 계산하였다. 여러 운전점에서 FRM 해석 기법의 정확도를 비교하기 위해 총 4가지의 운전점에 대하여 해석을 수행하였고 각 운전점에서 전동기 속도와 전류 크기, 전류 위상각, 전동기 회전 속도를 표 2.2에 나타내었다.

표 2.2 해석 모델의 각 운전점 별 운전 조건

Table 2.2 Condition for analysis model depending on driving points

	회전자 속도 [r/min]	전류 크기 [A]	전류 위상각 [deg]	토크 [Nm]
운전점 1	300	28	96.0	136.2
운전점 2	800	28	145.3	81.0
운전점 3	450	28	122.5	119.9
운전점 4	550	28	135.0	100.7

각 운전점에서 FRM 해석 기법으로 구한 부하 토크와 유한 요소 해석법을 이용하여 구한 부하 토크를 그림 2.12와 표 2.3에 나타내었고

해석 모델에 대한 FRM 해석 기법과 유한 요소법의 총 해석 시간을 표 2.4에 정리하였다. 해석 시간은 컴퓨터의 사양이 Intel Core i7-7700K CPU @ 4.2GHz, 32.0RAM 조건일 때 해석하는 동안 소요된 시간을 표기하였다. 표 2.4에서 FRM 해석 기법의 해석 시간은 회전자 기저 함수와 고정자 기저 함수를 구하기 위해 소요되는 총 시간을 의미한다. FRM 해석 기법은 기저 함수를 이용하여 단순 산술 계산을 통해 전동기 코킹 토크, 역기전력, 부하 토크와 같은 동작 특성을 구하기 때문에 각 동작 특성을 계산하는 데 수 ms의 시간이 걸린다. 따라서 각 동작 특성 별로 유한 요소법과 FRM 해석 기법의 해석 시간을 비교하는 대신 유한 요소법 해석 기법의 총 해석 시간과 FRM 해석 기법의 총 해석 시간을 비교하였다.

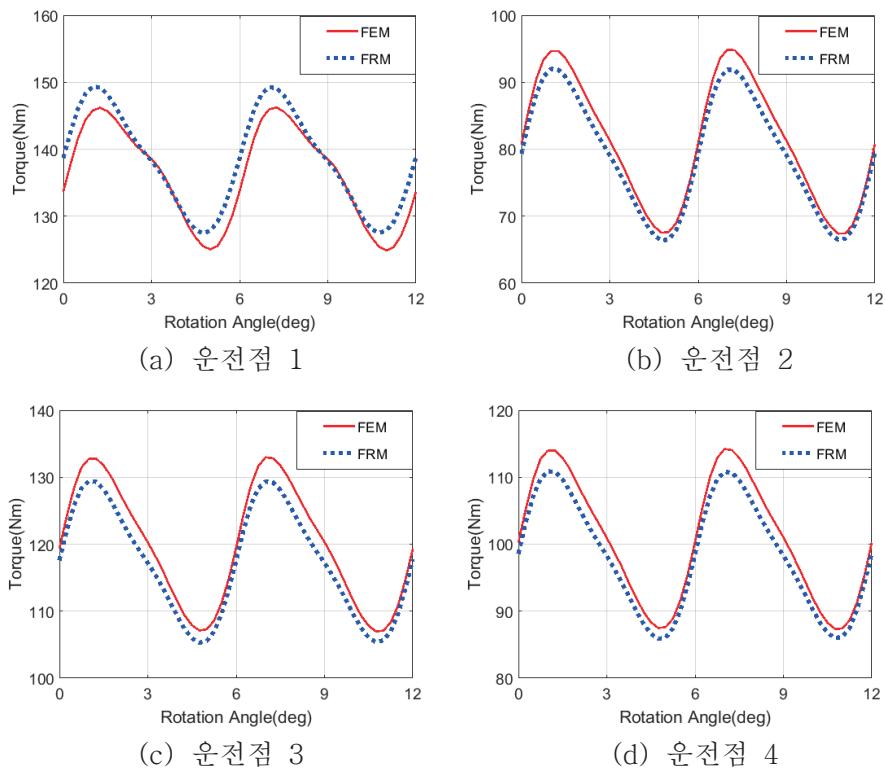


그림 2.12 FRM 해석 기법을 이용한 부하 토크 계산 결과

Fig. 2.12 Torque calculated by FRM analysis method under various load condition

표 2.3 FRM 및 유한 요소법을 이용한 운전점 별 토크 해석 결과
 Table 2.3 Comparison of torque analysis results between FRM and FEM depending on driving conditions

운전점	유한요소법을 이용한 토크 해석 결과 [Nm]	FRM을 이용한 토크 해석 결과 [Nm]	차이 [%]
운전점 1	136	138	+1.47
운전점 2	81.0	79.1	-2.35
운전점 3	120	117	-2.50
운전점 4	101	98.3	-2.67

※ 차이=(FRM 해석 결과-유한 요소법 해석 결과)/유한 요소법 해석 결과×100[%]

표 2.4 해석 모델에 대한 유한 요소법 해석 및 FRM 해석 시간 비교
 Table 2.4 Analysis time comparison between FEM and FRM for analysis model

항 목	유한 요소 해석 시간	FRM 해석 시간	차이 [%]
코킹 토크	2hr 23min	2hr 26min	-76.5
역기전력	46min		
운전점 1	2hr 6min		
운전점 2	1hr 59min		
운전점 3	1hr 56min		
운전점 4	1hr 57min		
총 합	10hr 21min		

※ 차이=(FRM 해석 시간-유한 요소법 해석 시간)/유한 요소법 해석 시간×100[%]

※ hr = 시간, min = 분

그림 2.12, 표 2.3, 표 2.4에서 확인할 수 있듯이 FRM 해석 기법은 기존 유한 요소법 대비 약 24[%]의 해석 시간만으로 유한 요소법 해석 결과와 2[%] 내외의 차이를 보였다. 즉 FRM 해석 기법을 이용하면 고정자와 회전자 기저 함수를 구하는 시간만으로 전동기의 무부하 동작 특성과 전 운전점의 부하 특성을 유한 요소법 해석 결과와 유사하게 계산할 수 있다. 그림 2.11의 FRM 해석 기법으로 구한 공극 자속 밀도 계산 결과가 유한 요소법 해석 결과와 거의 정확하게 일치하지만 그림 2.12의 부하 토크는 유한 요소법 해석 결과와 약 2-

3[%]의 차이가 발생한다. 이는 2.1.2절에서 설명하였듯이 공극 자속 밀도를 이용하여 전동기 동작 특성을 계산하는 과정에서 발생하는 차이를 의미한다. FRM 해석 기법을 이용하여 구한 전동기 동작 특성이 유한 요소 해석 결과와 정확하게 일치하지는 않지만 빠른 해석 시간으로 유한 요소 해석 결과와 거의 유사하게 전동기 동작 특성을 예측할 수 있다는 데에 의의가 있다.

2.2 개선된 FRM 해석 기법

기존 FRM 해석 기법은 회전자 기저 함수를 구하기 위해 전동기를 슬롯 피치만큼 회전시켜 가며 유한 요소 해석을 수행해야 했다. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 슬롯 피치 구간에 대한 해석 시간은 표 2.4에서 확인할 수 있듯이 수 시간 수준으로 여전히 높기 때문에 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계에 적용하기 어렵다. 본 논문에서는 더 적은 유한 요소 해석 횟수로 회전자 기저 함수를 얻기 위해 상대 퍼미언스 함수(Relative permeance function)를 FRM에 적용한 개선된 FRM 해석 기법을 제안하였다.

2.2.1 상대 퍼미언스 함수 정의

상대 퍼미언스 함수는 전동기 슬롯에 의해 발생하는 상대적인 자기 회로 변화를 모델링하는 함수로 슬롯리스(Slotless) 코어와 슬롯(Slotted) 코어의 공극 자속 밀도 차이를 토대로 상대 퍼미언스 함수를 구할 수 있다 [55]. 기존에 상대 퍼미언스 함수를 FRM에 적용한 연구 사례는 두 가지가 존재하며 두 경우 모두 반경 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용하였다 [56]–[57]. 먼저 슬롯리스 코어의 반경 방향 공극 자속 밀도에 대한 슬롯 코어의 반경 방향 공극 자속 밀도 비를 반경 방향 상대 퍼미언스 함수로, 슬롯리스 코어의 반경 방향 공극 자속 밀도에 대한 슬롯 코어의 접선 방향 공극 자속 밀도의 비를 접선 방향 상대 퍼미언스 함수로 정의하여 전동기 해석에 적용한 연구 사례가 있다 [56]. 이 경우 슬롯리스 코어의 반경 방향 공극 자속 밀도가 0이 되는 구간에서 상대 퍼미언스 함수가 무한대에 가깝게 커지기 때문에 해당 구간에서 유한요소법과 큰 차이가 발생하게 되는 단점이 있다. 또한 해석적 기법을 이용하여 슬롯 코어 평면을 슬롯리스 코어 평면으로 매핑(mapping)하고 이를 통해 상대 퍼미언스 함수를 구하여 FRM 해석 기법과 함께 전동기 해석에 적용한 연구 사례가 있다 [57]. 이 때 한 슬롯에 대한 무한히 긴 극의 구조에서 상대 퍼미언스 함수를 도출하기 때문에 회전자가 이동함에 따라 나타나는 극 반전 구간을 고려하지 못하는 단점이 있다. 반면 본 논문에서는 극 반전 구간을 고려한 상대 퍼미언스 함수를 FRM 해석 기법에 적용하였고 기존 반경 방향 자속 영구 자석 전동기를 기반으로 하는 상대 퍼미언스

함수를 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용하였다. 현재까지 상대 퍼미언스 함수가 적용된 FRM 해석 기법을 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용한 연구 사례는 없다. 따라서 제안된 상대 퍼미언스 함수에 대해 기술하기에 앞서 먼저 기존 상대 퍼미언스 함수가 적용된 FRM 해석 기법을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기를 해석하는 방법에 대해 소개하고자 한다.

그림 2.13-2.15는 20극 30슬롯의 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 대한 1/10주기 모델과 슬롯리스 코어와 슬롯 코어의 공극 자속 밀도를 나타낸다. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 주 자속은 축 방향과 접선 방향으로 생성되므로 반경 방향의 공극 자속 밀도는 무시하였다.

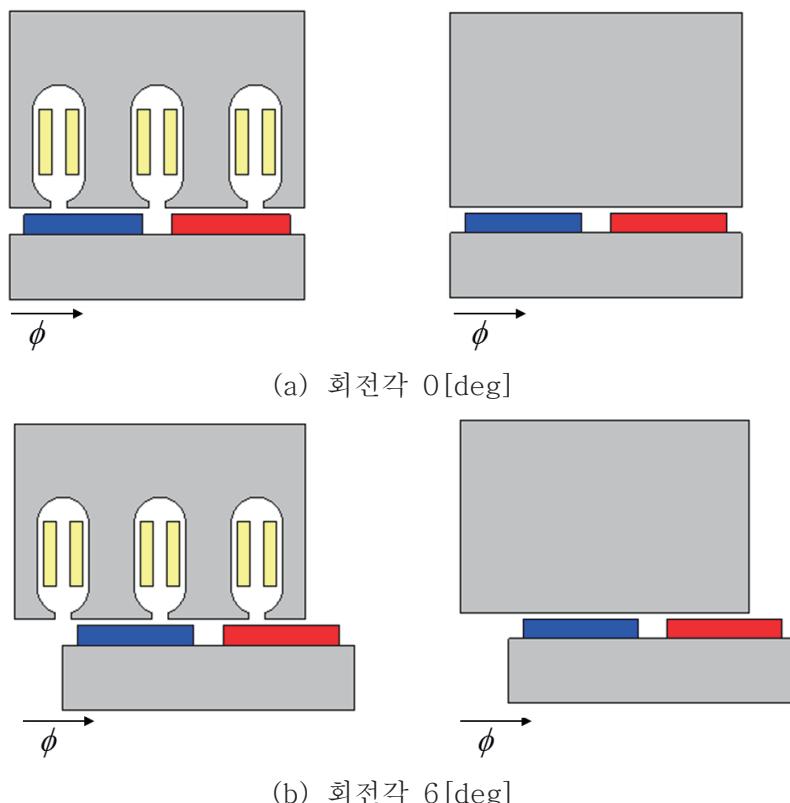
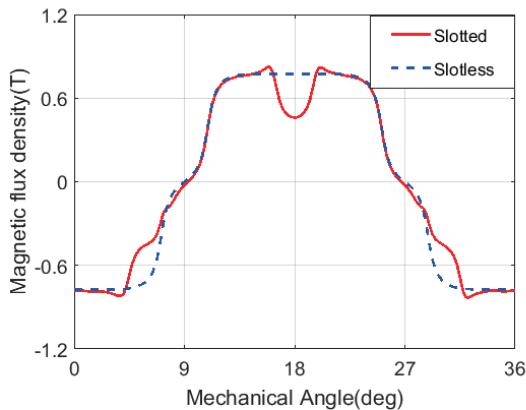
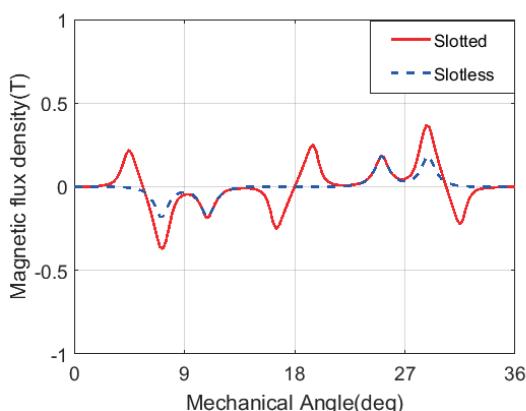


그림 2.13 슬롯 고정자 코어 및 슬롯리스 고정자 코어 형상
Fig. 2.13 Configuration for slotted and slotless stator core



(a) 축 방향 공극 자속 밀도

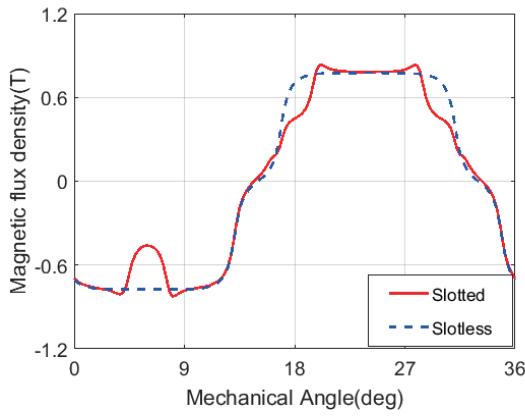


(b) 접선 방향 공극 자속 밀도

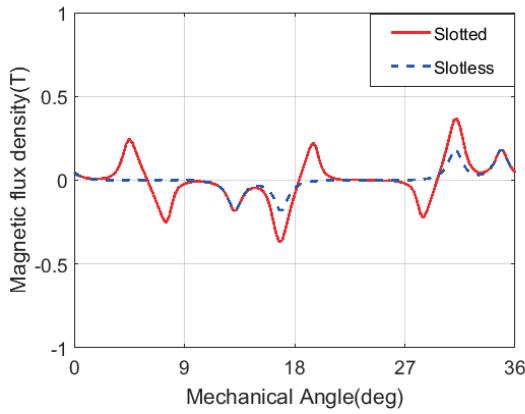
그림 2.14 회전각 0 [deg]에서 슬롯리스 고정자 코어와

슬롯 고정자 코어의 공극 자속 밀도 비교

Fig. 2.14 Air-gap flux density comparison between slotless and slotted stator core under rotation angle of 0 [deg]



(a) 축 방향 공극 자속 밀도



(b) 접선 방향 공극 자속 밀도

그림 2.15 회전각 6 [deg]에서 슬롯리스 고정자 코어와
슬롯 고정자 코어의 공극 자속 밀도 비교

Fig. 2.15 Air-gap flux density comparison between slotless and
slotted stator core under rotation angle of 6 [deg]

그림 2.13–2.15에서 볼 수 있듯이, 슬롯이 없는 슬롯리스 코어는 전동기가 회전함에 따라 동일한 자기 회로를 갖기 때문에 동일 과정에 회전각에 따라 대칭 이동되는 공극 자속 밀도를 보인다. 반면 슬롯 코어는 슬롯에 의한 자기 회로 변화로 슬롯 오프닝 구간에서 공극 자속 밀도의 왜곡 현상이 발생한다. 상대 퍼미언스 함수는 슬롯에 의한 왜곡 현상을 슬롯리스 코어와 슬롯 코어의 공극 자속 밀도 관계를 통해 정량적으로 표현한다.

상대 퍼미언스 함수 \vec{P} 는 (2.21)과 같이 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 ϕ - z 평면에서 접선 방향 ϕ 에 대한 성분인 P_ϕ 와 축 방향 z 에 대한 성분인 P_z 의 복소수 조합으로 모델링할 수 있다 [55].

$$\vec{P}(r, \phi, z) = P_z(r, \phi, z) + jP_\phi(r, \phi, z) \quad (2.21)$$

상대 퍼미언스 함수를 각 성분의 복소수 합성으로 나타냄으로써 각 성분 사이의 상호 작용을 고려할 수 있다 [55]. 회전자 초기각 θ_0 에서 슬롯 코어의 공극 자속 밀도 $B_{slotted}$ 는 슬롯리스 코어의 공극 자속 밀도 $B_{slotless}$ 와 상대 퍼미언스 함수 P 의 곱으로 (2.22)와 같이 표현할 수 있다. 여기서 슬롯리스 코어와 슬롯 코어의 공극 자속 밀도는 상대 퍼미언스 함수와 마찬가지로 ϕ 와 z 성분에 대해 복소수 형태로 (2.23)–(2.24)와 같이 모델링할 수 있다.

$$\vec{B}_{slotted}(r, \phi, z, \theta_0) = \vec{B}_{slotless}(r, \phi, z, \theta_0) \vec{P}(r, \phi, z) \quad (2.22)$$

$$\vec{B}_{slotted}(r, \phi, z, \theta_0) = B_{z,slotted}(r, \phi, z, \theta_0) + jB_{\phi,slotted}(r, \phi, z, \theta_0) \quad (2.23)$$

$$\vec{B}_{slotless}(r, \phi, z, \theta_0) = B_{z,slotless}(r, \phi, z, \theta_0) + jB_{\phi,slotless}(r, \phi, z, \theta_0) \quad (2.24)$$

여기서 $B_{slotted}$ 의 접선 방향 ϕ 와 축 방향 z 성분은 각각 $B_{\phi,slotted}$, $B_{z,slotted}$ 로, $B_{slotless}$ 의 접선 방향 ϕ 와 축 방향 z 성분은 각각 $B_{\phi,slotless}$, $B_{z,slotless}$ 로 정의하였다. 식 (2.23)–(2.24)를 (2.22)에 대입하여 $B_{z,slotted}$ 와 $B_{\phi,slotted}$ 를 슬롯리스 코어의 공극 자속 밀도와 상대 퍼미언스에 대한 함수로 나타내면 (2.25)–(2.26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$B_{z,slotted}(r, \phi, z, \theta_0) = B_{z,slotless}(r, \phi, z, \theta_0) P_z(r, \phi, z) - B_{\phi,slotless}(r, \phi, z, \theta_0) P_\phi(r, \phi, z) \quad (2.25)$$

$$B_{\phi, \text{slotted}}(r, \phi, z, \theta_0) = B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) P_z(r, \phi, z) - B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) P_\phi(r, \phi, z) \quad (2.26)$$

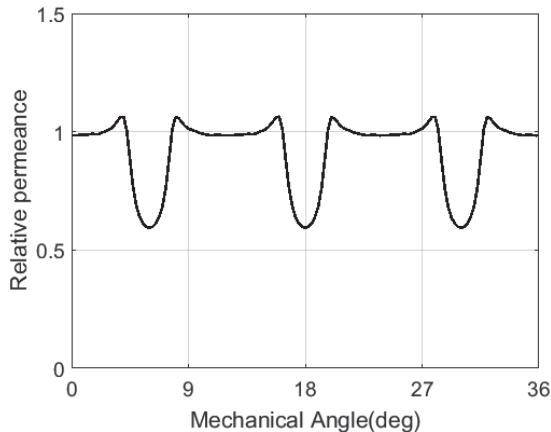
식 (2.25)–(2.26)을 이용하여 P_ϕ 와 P_z 에 대한 연립 방정식을 풀면 (2.27)–(2.28)과 같이 슬롯 코어와 슬롯리스 코어의 공극 자속 밀도만으로 상대 퍼미언스 함수를 표현할 수 있다.

$$P_z(r, \phi, z) = \frac{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) B_{z, \text{slotted}}(r, \phi, z, \theta_0)}{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2 + B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2} + \frac{B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) B_{\phi, \text{slotted}}(r, \phi, z, \theta_0)}{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2 + B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2} \quad (2.27)$$

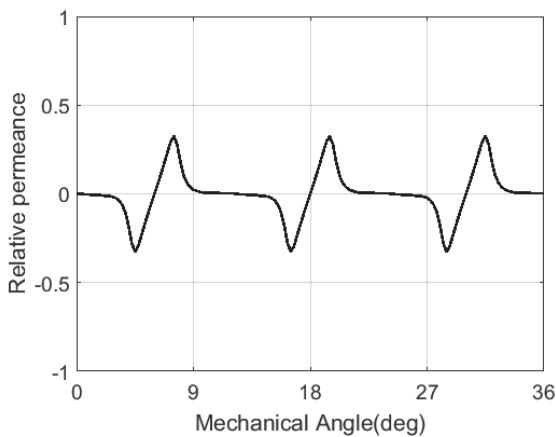
$$P_\phi(r, \phi, z) = \frac{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) B_{\phi, \text{slotted}}(r, \phi, z, \theta_0)}{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2 + B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2} - \frac{B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0) B_{z, \text{slotted}}(r, \phi, z, \theta_0)}{B_{z, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2 + B_{\phi, \text{slotless}}(r, \phi, z, \theta_0)^2} \quad (2.28)$$

본 논문에서는 슬롯 코어와 슬롯리스 코어의 정자계 유한 요소 해석을 이용하여 공극 자속 밀도를 계산하고 이를 통해 상대 퍼미언스 함수를 계산하였다. 따라서 총 2회의 정자계 유한 요소 해석으로 상대 퍼미언스 함수를 계산할 수 있다.

그림 2.13에서 표현된 20극 30슬롯 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 축 성분과 접선 성분 상대 퍼미언스 함수는 그림 2.16과 같다. 본 절에서 구한 상대 퍼미언스 함수는 한 슬롯에 대한 무한 길이의 극 조건에서 슬롯 효과를 고려하였기 때문에 그림 2.16의 상대 퍼미언스 함수는 슬롯 피치 구간마다 동일 파형이 반복된다.



(a) 축 방향 상대 퍼미언스 함수



(b) 접선 방향 상대 퍼미언스 함수
그림 2.16 해석 모델의 상대 퍼미언스 함수

Fig 2.16 Relative permeance function for analysis model

식 (2.27)–(2.28)의 상대 퍼미언스 함수를 이용하여 전동기 회전각이 θ_r 일 때 슬롯 코어의 공극 자속 밀도는 (2.22)의 식을 이용하여 (2.29)와 같이 표현할 수 있고 각 축 성분 및 접선 성분은 (2.30)–(2.31)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{B}_{slotted}(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{B}_{slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) \vec{P}(r, \phi, z) \quad (2.29)$$

$$B_{z,slotted}(r, \phi, z, \theta_r) = B_{z,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) P_z(r, \phi, z) - B_{\phi,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) P_\phi(r, \phi, z) \quad (2.30)$$

$$B_{\phi,slotted}(r, \phi, z, \theta_r) = B_{\phi,slotless}(r, \phi - \theta_r, z) P_z(r, \phi, z) + B_{z,slotless}(r, \phi - \theta_r, z) P_\phi(r, \phi, z) \quad (2.31)$$

위와 같이 전동기 회전각이 θ_r 일 때 슬롯 코어의 공극 자속 밀도는 전동기 회전각이 θ_r 일 때의 슬롯리스 전동기 공극 자속 밀도와 상대 퍼미언스 함수의 곱으로 나타낼 수 있다. 여기서 슬롯리스 전동기는 회전자가 회전함에 따라 동일 자기 회로를 갖기 때문에 초기 위치 θ_0 의 공극 자속 밀도가 접선 방향으로 θ_r 만큼 대칭이동된 형태로 나타난다. 반면 상대 퍼미언스 함수는 고정자의 절대적인 슬롯 위치가 변하지 않기 때문에 회전자의 회전각 θ_r 과 무관하다. 회전자 기저 함수는 회전자가 슬롯 피치만큼 회전하는 동안의 슬롯 코어 공극 자속 밀도를 의미하며 상대 퍼미언스 함수를 이용하면 2회의 정자계 유한 요소 해석으로 회전자 기저 함수를 구할 수 있기 때문에 기존 FRM 해석 기법에 비해 회전자 기저 함수를 구하기 위한 해석 시간을 획기적으로 저감할 수 있다.

2.2.2 개선된 상대 퍼미언스 함수

실제 여러 극을 갖는 전동기에서는 극 반전 구간에 의해 상대 퍼미언스 함수에서 왜곡이 발생한다. 그림 2.17은 20극 30슬롯 해석 모델의 실제 상대 퍼미언스 함수를 나타낸 것이다. 그림 2.17에서 모든 극과 슬롯을 고려하여 구한 실제 상대 퍼미언스 함수는 Prac.Perm으로, 기존 상대 퍼미언스 함수는 Conv.Perm으로 표기하였다.

그림 2.17과 2.18에서 볼 수 있듯이 회전자의 위치에 따라 실제 상대 퍼미언스 함수가 왜곡되는 구간이 회전자 위치에 따라 이동하고 특히 극 반전 구간에서 차이가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 극이 N극에서 S극으로 혹은 S극에서 N극으로 반전되는 구간에서 누설 자속에 의한 영향으로 자속 밀도에서 왜곡이 발생하고 이로 인해 상대 퍼미언스 함수 계산 결과가 부정확해지기 때문이다. 극 반전 구간에서의

상대 퍼미언스 함수의 왜곡 크기와 형태는 극 반전 구간과 슬롯의 상대적 위치에 따라 달라진다. 따라서 기존의 상대 퍼미언스 함수를 이용하여 전동기 해석을 하는 경우 공극 자속 밀도에서 유한 요소법 해석 결과와 큰 차이가 발생하게 되고 이에 따라 전동기 동작 성능 계산 결과에서도 유한 요소 해석 결과와 큰 차이가 발생하게 된다.

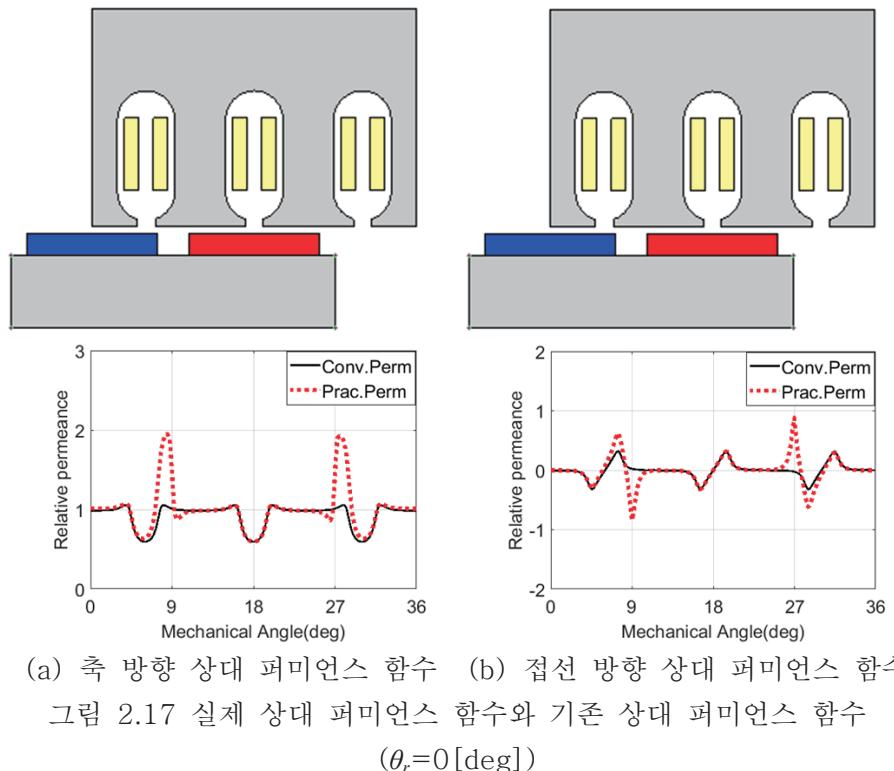
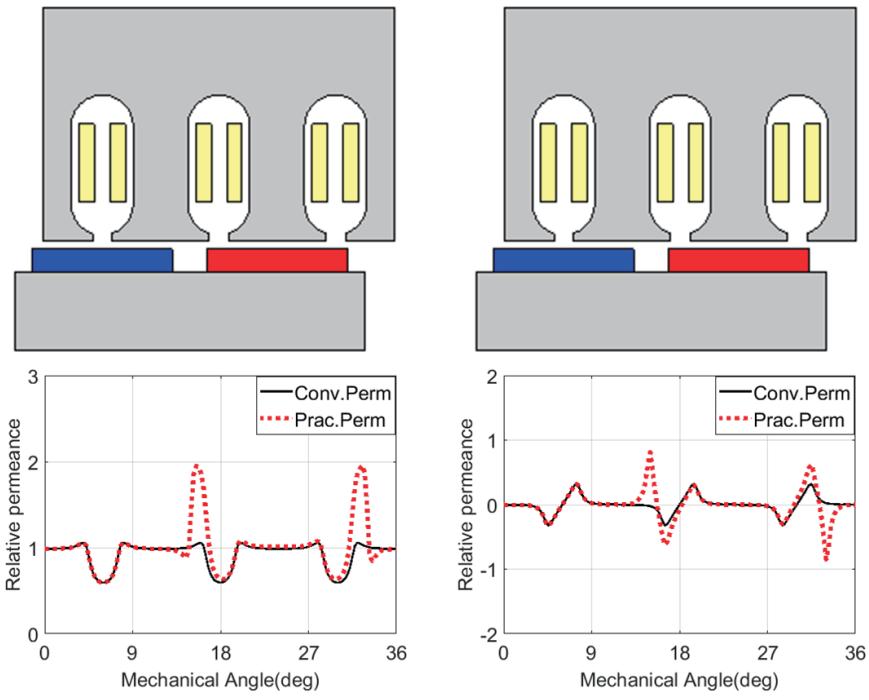


Fig 2.17 Practical and conventional relative permeance function

$$(\theta_r=0[\text{deg}])$$



(a) 축 방향 상대 퍼미언스 함수 (b) 접선 방향 상대 퍼미언스 함수
그림 2.18 실제 상대 퍼미언스 함수와 기존 상대 퍼미언스 함수
($\theta_r=6$ [deg])

Fig 2.18 Practical and conventional relative permeance function
($\theta_r=6$ [deg])

본 논문에서는 기존 상대 퍼미언스 함수의 정확도 문제를 개선하기 위해 극 반전 구간을 고려한 상대 퍼미언스 함수를 제안하였다. 해석적 기법을 이용하여 슬롯 코어의 공극 자속 밀도와 슬롯리스 코어의 공극 자속 밀도를 구하고 이를 통해 전동기 회전각 별로 상대 퍼미언스 함수를 계산하였다. 계산된 상대 퍼미언스 함수는 전동기의 회전에 따른 극 반전 구간의 정보를 담고 있기 때문에 기존 상대 퍼미언스 함수보다 더 정확하게 전동기 성능을 예측할 수 있다.

해석적 기법은 각 영역의 포텐셜(Potential)을 일반해로 정의하고 각 일반해의 미지의 상수를 경계 조건(Boundary condition)을 통해 풀어 나가는 방법을 말한다 [58]–[59]. 이 때 경계 조건은 회전자 코어–자석, 자석–공극, 공극–슬롯의 경계 면에서 정의되며 각 구간 별로 영역을 구분하여 일반해를 풀어나간다. 해석적 기법을 이용한 슬롯

코어 전동기의 해석 방법과 수식은 다음과 같다 [58]–[59].

먼저 그림 2.19와 같은 전동기가 주어졌을 때 자석 영역은 영역 1(Region 1), 공극 영역은 영역 2(Region 2), 슬롯 영역은 i 번째 슬롯에 대하여 영역 $3i$ (Region $3i$)로 정의한다.

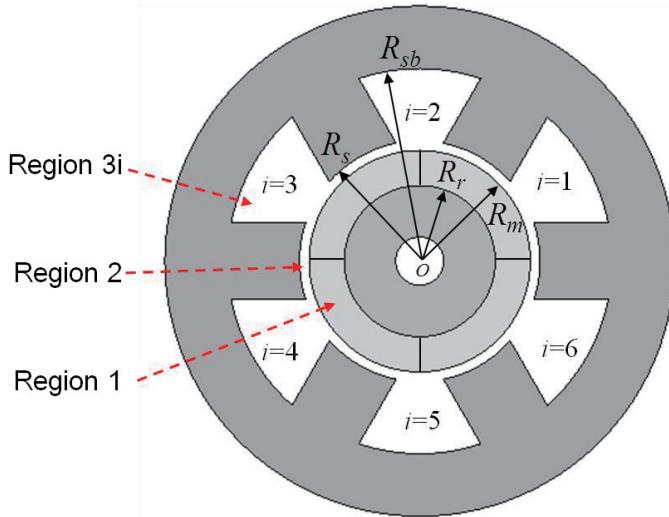


그림 2.19 간략화된 해석 모델 형상

Fig 2.19 Simplified configuration of analysis model

전동기 코일에 전류가 흐르지 않는 상태에서 자계 세기 \vec{H} 는 맥스웰 방정식의 앙페르의 법칙에 의해 (2.32)와 같이 표현할 수 있다.

$$\nabla \times \vec{H} = 0 \quad (2.32)$$

즉, \vec{H} 의 회전(Curl) 성분이 0이므로, \vec{H} 는 다시 임의 스칼라 포텐셜(Scalar potential) ψ 의 기울기(Gradient) 형태로 (2.33)과 같이 나타낼 수 있으며, 이 때의 ψ 를 자기 스칼라 포텐셜(Magnetic scalar potential)로 정의한다.

$$\vec{H} = -\nabla \psi \quad (2.33)$$

영역 1과 영역 2, 영역 3에 대해 자기장 \vec{B} 와 자계 세기 \vec{H} 와의 관계는 (2.34)–(2.35)와 같이 정의된다. 공기 중에 자기장이 형성되는 영역 2와 영역 3에서는 (2.34) 식이 성립되고, 영구 자석이 존재하는 영역 1에서는 자석의 잔류 자화 \vec{M} 이 합성되어 (2.35)의 식이 성립된다.

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.34)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad (2.35)$$

가우스 법칙 (2.36)에 (2.33)–(2.35)를 대입하여 정리하면 공극 영역과 슬롯 오프닝 영역에서 자기 스칼라 포텐셜은 (2.37)에 의해 지배되고 영구 자석 영역은 (2.38)에 의해 지배된다.

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.36)$$

$$\nabla^2 \psi = \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} = 0 \quad (2.37)$$

$$\nabla^2 \psi = \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} = \frac{\nabla \cdot \vec{M}}{\mu_r} \quad (2.38)$$

식 (2.37)–(2.38)을 통해 각 영역별로 자기 스칼라 포텐셜의 일반해를 (2.39)–(2.46)과 같이 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned}\psi_I = & \sum_k \left[A_I(k) r^k + B_I(k) r^{-k} + \frac{M_{ck} r}{\mu_r (I - k^2)} \right] \cos(k\phi) \\ & + \sum_k \left[C_I(k) r^k + D_I(k) r^{-k} + \frac{M_{sk} r}{\mu_r (I - k^2)} \right] \sin(k\phi)\end{aligned}\quad (2.39)$$

$$\begin{aligned}\psi_2 = & \sum_k \left[A_2(k) r^k + B_2(k) r^{-k} \right] \cos(k\phi) \\ & + \sum_k \left[C_2(k) r^k + D_2(k) r^{-k} \right] \sin(k\phi)\end{aligned}\quad (2.40)$$

$$\psi_{3i} = \sum_m C_{3i}(m) \left[\left(\frac{r}{R_{sb}} \right)^{F_m} - \left(\frac{r}{R_{sb}} \right)^{-F_m} \right] \sin \left[F_m \left(\phi + \frac{b_{oa}}{2} - \phi_i \right) \right] \quad (2.41)$$

$$M_{ck} = M_k \cos(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.42)$$

$$M_{sk} = M_k \sin(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.43)$$

$$M_k = M_{rk} + kM_{\phi k} \quad (2.44)$$

$$F_m = \frac{m\pi}{b_{oa}} = \frac{m\pi R_s}{b_o} \quad (2.45)$$

$$b_{oa} = \frac{b_o}{R_s} \quad (2.46)$$

여기서 k 와 m 은 각각 극 및 슬롯의 공간 고조파 차수를, r 과 μ_r , ϕ , ω_r , θ_0 는 반경 길이, 영구 자석의 상대 투자율, 기계각, 회전자의 회전 각속도, 회전자의 초기각을 의미한다. 또한 b_0 와 ϕ_i 는 각각 슬롯 오프닝 길이, i 번째 슬롯의 공간적 위치를 의미하며 (2.39)–(2.41)의 A_1 , A_2 , B_1 , B_2 , C_1 , C_2 , D_1 , D_2 , C_{3i} 는 미지의 상수다. 식 (2.44)의 M_{rk} 와 $M_{\phi k}$ 는 영구 자석의 자화 방향에 따라 (2.47)–(2.52)와 같이 정의된다. 영구

자석이 반경 방향으로 자화된 경우(Radial magnetization) M_{rk} 와 $M_{\phi k}$ 는 각각 (2.47) – (2.48)과 같이 표현할 수 있다.

$$M_{rk} = \frac{4pB_{res}}{k\pi\mu_0} \sin \frac{k\pi\alpha_p}{2p}, \quad k / p = 1, 3, 5, \dots \quad (2.47)$$

$$M_{\phi k} = 0, \quad k / p = 1, 3, 5, \dots \quad (2.48)$$

반면 영구 자석이 평행 방향으로 자화된 경우(Parallel magnetization) M_{rk} 와 $M_{\phi k}$ 는 각각 (2.49)–(2.52)와 같이 표현할 수 있다.

$$M_{rk} = \frac{B_{res}}{\mu_0} \alpha_p (A_{lk} + A_{2k}), \quad k / p = 1, 3, 5, \dots \quad (2.49)$$

$$M_{\phi k} = \frac{B_{res}}{\mu_0} \alpha_p (A_{lk} - A_{2k}), \quad k / p = 1, 3, 5, \dots \quad (2.50)$$

$$A_{lk} = \frac{\sin \left[(k+1)\alpha_p \frac{\pi}{2p} \right]}{(k+1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}} \quad (2.51)$$

$$A_{2k} = \frac{\sin \left[(k-1)\alpha_p \frac{\pi}{2p} \right]}{(k-1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}} \quad (2.52)$$

여기서 α_p , B_{res} , p 는 극호각에 대한 극피치 비율(Pole–arc to pole–pitch ratio), 영구 자석의 잔류 자속 밀도, 극 쌍수를 각각 나타낸다. 본 논문에서는 축 방향 자속 영구 자석 전동기가 접선 방향에

따라 축 방향으로 일정한 영구 자석의 자화 크기를 갖기 때문에 반경 방향 자화 조건에서 해석한다.

전동기의 공극 자속 밀도를 계산하기 위해 공극에서의 자기 스칼라 포텐셜 (2.40)의 미지 상수를 알아야 하므로 다음과 같이 각 영역별 경계 조건을 구성한다.

1) 경계 조건 1: $r = R_s$

먼저 영역 2와 영역 3i의 경계 조건은 연속 조건으로 (2.53)–(2.56)과 같이 정리할 수 있다.

$$\psi_2|_{r=R_s} = \psi_s \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} \psi_s = \psi_{3i}|_{r=R_s} &= \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \sin \left[F_m \left(\phi + \frac{b_{oa}}{2} - \phi_i \right) \right] \\ &\text{for } \phi_i - b_{oa}/2 \leq \phi \leq \phi_i + b_{oa}/2 \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\psi_s = 0 \quad \text{for others} \quad (2.55)$$

$$\chi_m = \left(\frac{R_s}{R_{sb}} \right)^{F_m} - \left(\frac{R_s}{R_{sb}} \right)^{-F_m} \quad (2.56)$$

여기서 ψ_s 는 기계각 ϕ 에 대한 불연속 함수로 푸리에 급수를 이용하여 (2.57)–(2.63)과 같이 확장할 수 있다.

$$\psi_s = \sum_k [A_{stator}(k) \cos(k\phi) + B_{stator}(k) \sin(k\phi)] \quad (2.57)$$

$$A_{stator}(k) = \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \eta_{si}(m, k) \quad (2.58)$$

$$B_{stator}(k) = \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \xi_{si}(m, k) \quad (2.59)$$

$$\eta_{si}(m, k) = \eta_s(m, k) \cos(k\phi_i) - \xi_s(m, k) \sin(k\phi_i) \quad (2.60)$$

$$\xi_{si}(m, k) = \eta_s(m, k) \sin(k\phi_i) + \xi_s(m, k) \cos(k\phi_i) \quad (2.61)$$

$$\eta_s(m, k) = \begin{cases} \frac{2mb_{oa} \cos(kb_{oa}/2) \sin^2(m\pi/2)}{m^2\pi^2 - k^2 b_{oa}^2}, & m\pi \neq kb_{oa} \\ \frac{b_{oa}}{2} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right), & m\pi = kb_{oa} \end{cases} \quad (2.62)$$

$$\xi_s(m, k) = \begin{cases} -\frac{2mb_{oa} \sin(kb_{oa}/2) \cos^2(m\pi/2)}{m^2\pi^2 - k^2 b_{oa}^2}, & m\pi \neq kb_{oa} \\ \frac{b_{oa}}{2} \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right), & m\pi = kb_{oa} \end{cases} \quad (2.63)$$

식 (2.53)으로 다시 돌아가서 영역 2와 영역 3i의 경계 조건을 정리하면 (2.64)–(2.65)와 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$A_2 R_s^k + B_2 R_s^{-k} = A_{stator} = \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \eta_{si}(m, k) \quad (2.64)$$

$$C_2 R_s^k + D_2 R_s^{-k} = B_{stator} = \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \xi_{si}(m, k) \quad (2.65)$$

2) 경계 조건 2: $r = R_r$

다음으로 회전자 요크와 영역 1의 경계면에서 경계 조건은 (2.66)–(2.69)와 같다.

$$H_{I\phi} |_{r=R_r} = 0 \quad (2.66)$$

$$H_{I\phi} |_{r=R_r} = -\frac{\partial \psi_I}{\partial \phi} |_{r=R_r} = 0 \quad (2.67)$$

$$A_I(k)R_r^k + B_I(k)R_r^{-k} + \frac{M_{ck}R_r}{\mu_r(1-k^2)} = 0 \quad (2.68)$$

$$C_I(k)R_r^k + D_I(k)R_r^{-k} + \frac{M_{sk}R_r}{\mu_r(1-k^2)} = 0 \quad (2.69)$$

여기서 $H_{1\phi}$ 는 영역 1에서 접선 방향의 자계 세기를 의미한다. 회전자 요크의 투자율을 무한으로 가정하였기 때문에 회전자 요크 표면에 평행하는 자계 세기 $H_{1\phi}$ 의 크기는 0이 되어야 한다. 따라서 (2.67)에 의해 상수 $A_I \sim D_I$ 은 (2.68)–(2.69)를 만족하여야 한다.

3) 경계 조건 3: $r = R_m$

영역 1과 영역 2의 경계면인 $r = R_m$ 에서 자계 스칼라 포텐셜 ψ_1 , ψ_2 와 반경 방향 자속 밀도 B_{1r} , B_{2r} 이 연속이어야 한다. 따라서 경계 조건을 (2.70)–(2.71)과 같이 나타낼 수 있고 (2.71)을 자기 스칼라 포텐셜에 대한 식으로 표현하면 (2.72)와 같다.

$$\psi_2 |_{r=R_m} = \psi_1 |_{r=R_m} \quad (2.70)$$

$$B_{1r} |_{r=R_m} = B_{2r} |_{r=R_m} \quad (2.71)$$

$$-\mu_0\mu_r \frac{\partial \psi_1}{\partial r} + \mu_0 M_r |_{r=R_m} = -\mu_0 \frac{\partial \psi_2}{\partial r} |_{r=R_m} \quad (2.72)$$

식 (2.70)의 자기 스칼라 포텐셜의 연속 조건을 정리하면 (2.73)–(2.74)와 같은 식을 도출할 수 있다. 또한 (2.71)의 반경 방향 자속 밀도의 연속 조건을 정리하면 (2.75)–(2.78)과 같이 도출할 수 있다.

$$A_1(k)R_m^k + B_1(k)R_m^{-k} + \frac{M_{ck}R_m}{\mu_r(1-k^2)} = A_2(k)R_m^k + B_2(k)R_m^{-k} \quad (2.73)$$

$$C_1(k)R_m^k + D_1(k)R_m^{-k} + \frac{M_{sk}R_m}{\mu_r(1-k^2)} = C_2(k)R_m^k + D_2(k)R_m^{-k} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} & \ln R_m \left(A_1(k)R_m^k - B_1(k)R_m^{-k} \right) + \frac{M_{ck}}{\mu_r(1-k^2)} - \frac{M_{rck}}{\mu_r} \\ &= \frac{\ln R_m \left(A_2(k)R_m^k - B_2(k)R_m^{-k} \right)}{\mu_r} \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$\begin{aligned} & \ln R_m \left(C_1(k)R_m^k - D_1(k)R_m^{-k} \right) + \frac{M_{sk}}{\mu_r(1-k^2)} - \frac{M_{rsk}}{\mu_r} \\ &= \frac{\ln R_m \left(C_2(k)R_m^k - D_2(k)R_m^{-k} \right)}{\mu_r} \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$M_{rck} = M_{rk} \cos(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.77)$$

$$M_{rsk} = M_{rk} \sin(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.78)$$

따라서 1)–3)의 경계 조건을 정리하면 $A_2 \sim D_2$ 를 C_{3i} 에 대한 함수로 (2.79)–(2.96)과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_2 = -\frac{K_{Brc} + K_{Bts}}{\mu_0 k} \frac{R_m^{k+1}}{R_s^{2k}} + B_{5k} A_{5k} \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \eta_{si}(m, k) \quad (2.79)$$

$$B_2 = \frac{K_{Brc} + K_{Bts}}{\mu_0 k} R_m^{k+1} + B_{6k} A_{6k} \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \eta_{si}(m, k) \quad (2.80)$$

$$C_2 = -\frac{K_{Brs} - K_{Btc}}{\mu_0 k} \frac{R_m^{k+1}}{R_s^{2k}} + B_{5k} A_{5k} \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \xi_{si}(m, k) \quad (2.81)$$

$$D_2 = \frac{K_{Brs} - K_{Btc}}{\mu_0 k} R_m^{k+1} - B_{6k} A_{6k} \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \xi_{si}(m, k) \quad (2.82)$$

$$K_{Brc} = A_{4k} \gamma(k) M_{rck} \quad (2.83)$$

$$K_{Brs} = A_{4k} \gamma(k) M_{rsk} \quad (2.84)$$

$$K_{Bts} = A_{4k} \zeta(k) M_{\phi sk} \quad (2.85)$$

$$K_{Btc} = A_{4k} \zeta(k) M_{\phi ck} \quad (2.86)$$

$$A_{4k} = -\frac{I}{2} \mu_0 k \quad (2.87)$$

$$\gamma(k) = \frac{2}{k^2 - I} \frac{I}{\rho} \left[(I - k) - 2 \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{k+I} + (k + I) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2k} \right] \quad (2.88)$$

$$\zeta(k) = \frac{2}{k^2 - I} \frac{I}{\rho} \left[(k - I) - 2k \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{k+I} + (k + I) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2k} \right] \quad (2.89)$$

$$\rho = (\mu_r + I) \left[I - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2k} \right] - (\mu_r - I) \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2k} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2k} \right] \quad (2.90)$$

$$B_{5k} = R_s^{-k} \quad (2.91)$$

$$B_{6k} = R_s^{-k} R_m^{2k} \quad (2.92)$$

$$A_{5k} = \frac{I}{\rho} \left[(\mu_r + I) + (\mu_r - I) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2k} \right] \quad (2.93)$$

$$A_{6k} = \frac{I}{\rho} \left[(\mu_r - I) + (\mu_r + I) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2k} \right] \quad (2.94)$$

$$M_{\phi ck} = -M_{\phi k} \sin(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.95)$$

$$M_{\phi sk} = M_{\phi k} \cos(k\omega_r t + k\theta_0) \quad (2.96)$$

즉 영역 2의 공극 자속 밀도를 구하기 위해서는 $A_2 \sim D_2$ 의 미지의 상수를 구해야 하는데 이는 다시 C_{3i} 에 대한 함수로 나타내어지므로 C_{3i} 를 구해야 최종적으로 공극 자속 밀도를 계산할 수 있다. C_{3i} 를 구하기 위해 경계 조건 4를 이용한다.

4) 경계 조건 4: $r = R_s$

슬롯 경계 영역에서 영역 2의 반경 방향 자속 밀도 B_{2r} 과 영역 3의 반경 방향 자속 밀도 B_{3ir} 의 연속 조건은 (2.97)–(2.100)과 같다.

$$B_{2r} |_{r=R_s} = B_{3ir} |_{r=R_s} \quad (2.97)$$

$$B_{2r} |_{r=R_s} = -\mu_0 \sum_k k \left[A_2(k) R_s^{k-1} - B_2(k) R_s^{-k-1} \right] \cos(k\phi) \\ - \mu_0 \sum_k k \left[C_2(k) R_s^{k-1} - D_2(k) R_s^{-k-1} \right] \sin(k\phi) \quad (2.98)$$

$$B_{3ir} |_{r=R_s} = -\mu_0 \sum_m \delta_m C_{3i}(m) \sin \left[F_m \left(\phi + \frac{b_{oa}}{2} - \phi_i \right) \right] \\ \text{for } \phi_i - b_{oa} / 2 \leq \phi \leq \phi_i + b_{oa} / 2 \quad (2.99)$$

$$\delta_m = \frac{F_m}{R_{sb}} \left[\left(\frac{R_s}{R_{sb}} \right)^{F_m-1} + \left(\frac{R_s}{R_{sb}} \right)^{-F_m-1} \right] \quad (2.100)$$

식 (2.97)을 풀기 위해 (2.98)을 푸리에 급수로 확장하면 식 (2.101)–(2.104)와 같이 나타낼 수 있다.

$$B_{2r} |_{r=R_s} = -\mu_0 \sum_m C_{si}(m) \sin \left[F_m \left(\phi + \frac{b_{oa}}{2} - \phi_i \right) \right] \\ \text{for } \phi_i - b_{oa} / 2 \leq \phi \leq \phi_i + b_{oa} / 2 \quad (2.101)$$

$$C_{si}(m) = \sum_k k \left[A_2(k) R_s^{k-1} - B_2(k) R_s^{-k-1} \right] \sigma_{si}(m, k) \\ + k \left[C_2(k) R_s^{k-1} - D_2(k) R_s^{-k-1} \right] \tau_{si}(m, k) \quad (2.102)$$

$$\sigma_{si}(m, k) = \frac{2\pi}{b_{oa}} \eta_{si}(m, k) \quad (2.103)$$

$$\tau_{si}(m, k) = \frac{2\pi}{b_{oa}} \xi_{si}(m, k) \quad (2.104)$$

이를 이용하여 식 (2.97)을 풀면 (2.105)와 같은 수식을 얻을 수 있고 (2.79)–(2.82)를 이용하여 우변의 각 항목을 (2.106)–

(2.107)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\delta_m C_{3i}(m) = & \sum_k k \left[A_2(k) R_s^{k-1} - B_2(k) R_s^{-k-1} \right] \sigma_{si}(m, k) \\ & + k \left[C_2(k) R_s^{k-1} - D_2(k) R_s^{-k-1} \right] \tau_{si}(m, k)\end{aligned}\quad (2.105)$$

$$A_2(k) R_s^{k-1} - B_2(k) R_s^{-k-1} = G_I - \lambda \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \eta_{si}(m, k) \quad (2.106)$$

$$C_2(k) R_s^{k-1} - D_2(k) R_s^{-k-1} = G_2 - \lambda \sum_i \sum_m C_{3i}(m) \chi_m \xi_{si}(m, k) \quad (2.107)$$

$$G_I = \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{k+1} \left[\gamma(k) M_{rck} + \zeta(k) M_{\phi sk} \right] \quad (2.108)$$

$$G_2 = \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{k+1} \left[\gamma(k) M_{rsk} - \zeta(k) M_{\phi ck} \right] \quad (2.109)$$

$$\lambda = -\frac{I}{R_s} \left[A_{5k} + \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2k} A_{6k} \right] \quad (2.110)$$

식 (2.105)를 (2.106)-(2.107)을 이용하여 정리하면 (2.111)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\delta_m C_{3i}(m) = & \sum_k k \left[G_I(k) \sigma_{si}(m, k) + G_2(k) \tau_{si}(m, k) \right] \\ & - \sum_k k \lambda(k) \sigma_{si}(m, k) \sum_l \sum_j C_{3l}(j) \chi_j \eta_{sl}(j, k) \\ & - \sum_k k \lambda(k) \tau_{si}(m, k) \sum_l \sum_j C_{3l}(j) \chi_j \xi_{sl}(j, k)\end{aligned}\quad (2.111)$$

식 (2.111)을 살펴 보면 각 슬롯의 상수 C_{3i} 는 다른 슬롯으로부터 영향을 받기 때문에 비선형 방정식의 형태를 갖는다. 따라서 슬롯간의 영향을 모두 고려하기 위해서는 위와 같은 비선형 방정식을 여러 스텝에 걸쳐 수렴할 때까지 반복 계산을 통해 풀어야 한다. 그러나 본 논문의 목표는 전동기의 극 반전 구간에 의한 상대 퍼미언스 함수의 정확도 개선에 있으므로 슬롯 간의 영향을 단순화 하였다. 먼저 식 (2.111)을 행렬로 표현하면 (2.112)–(2.112)와 같다.

$$\delta_t C_{3t} = Y_{st} - P_{st} \eta_{st}^T \chi_t C_{3t} - Q_{st} \xi_{st}^T \chi_t C_{3t} \quad (2.112)$$

$$\delta_t = \text{diag}(\delta, \delta, \dots, \delta)_{N_s \times N_s} \quad (2.113)$$

$$C_{3t} = [C_{31}^T, C_{32}^T, \dots, C_{3N_s}^T]^T \quad (2.114)$$

$$Y_{st} = [Y_{s1}^T, Y_{s2}^T, \dots, Y_{sN_s}^T]^T \quad (2.115)$$

$$\sigma_{st} = [\sigma_{s1}^T, \sigma_{s2}^T, \dots, \sigma_{sN_s}^T]^T \quad (2.116)$$

$$\tau_{st} = [\tau_{s1}^T, \tau_{s2}^T, \dots, \tau_{sN_s}^T]^T \quad (2.117)$$

$$\eta_{st} = \frac{b_{oa}}{2\pi} \sigma_{st} \quad (2.118)$$

$$\xi_{st} = \frac{b_{oa}}{2\pi} \tau_{st} \quad (2.119)$$

$$P_{st} = \sigma_{st} \bar{K} \bar{\lambda} \quad (2.120)$$

$$Q_{st} = \tau_{st} \bar{K} \bar{\lambda} \quad (2.121)$$

$$\chi_t = \text{diag}(\chi, \chi, \dots, \chi)_{N_s \times N_s} \quad (2.122)$$

여기서 식 (2.113)–(2.122)의 각 항은 개별 슬롯에 의한 영향을 의미하며 식 (2.123)–(2.130)에 의해 정의된다. N_s , M , K 는 각각 슬롯 개수와 슬롯 및 극의 고조파 최대 개수를 의미한다.

$$\delta = \text{diag}(\delta_m) \quad (2.123)$$

$$C_{3i} = [C_{3i}(1), C_{3i}(2), \dots, C_{3i}(M)]^T \quad (2.124)$$

$$Y_{si} = \sigma_{si} \bar{K} \bar{G}_1 + \tau_{si} \bar{K} \bar{G}_2 \quad (2.125)$$

$$\bar{K} = \text{diag}(1, 2, \dots, K) \quad (2.126)$$

$$\bar{G}_1 = [G_1(1), G_1(2), \dots, G_1(N)]^T \quad (2.127)$$

$$\bar{G}_2 = [G_2(1), G_2(2), \dots, G_2(N)]^T \quad (2.128)$$

$$\bar{\lambda} = \text{diag}(\lambda(1), \lambda(2), \dots, \lambda(N)) \quad (2.129)$$

$$\chi = \text{diag}(\chi_m) \quad (2.130)$$

식 (2.112)를 이용하면 (2.131)과 같이 역계산을 통해 C_{3t} 를 정의할 수 있다.

$$C_{3t} = \left(\delta_t + P_{st} \eta_{st}^T \chi_t + Q_{st} \xi_{st}^T \chi_t \right)^{-1} Y_{st} \quad (2.131)$$

여기서 χ_t 는 10의 수십에서 수백 승 단위의 매우 큰 값을 나타낸다. 따라서 χ_t 를 포함한 역행렬 연산식은 오버플로우(Overflow) 문제를 야기하여 연산의 정확도를 떨어뜨린다. 오버플로우 문제를 해결하기 위해 (2.132)–(2.138)과 같이 χ_t 를 포함하는 새로운 변수 C_{et} 를 정의하여 (2.131)의 역행렬 연산에서 χ_t 를 제거할 수 있다.

$$C_{et} = \chi_t C_{3t} \quad (2.132)$$

$$C_{et} = [C_{e1}^T, C_{e2}^T, \dots, C_{eN_s}^T]^T \quad (2.133)$$

$$C_{ei}(m) = C_{3i}(m) \chi_m \quad (2.134)$$

$$\delta_t C_{3t} = \delta_t \chi_t^{-1} C_{et} = W_{et} C_{et} \quad (2.135)$$

$$W_{et} = \text{diag}(W_e, W_e, \dots, W_e)_{N_s \times N_s} \quad (2.136)$$

$$W_e = \text{diag}(W_m) \quad (2.137)$$

$$W_m(m) = \frac{\delta_m}{\chi_m} = \frac{F_m (R_s / R_{sb})^{2F_m} + I}{R_s (R_s / R_{sb})^{2F_m} - I} \quad (2.138)$$

식 (2.131)을 C_{et} 에 대한 식으로 다시 표현하면 식 (2.139)–(2.140)과 같다. 식 (2.140)을 이용하면 역계산 시 총 $(N_s M)^2$ 의 요소 수를 갖는다. 이 때 슬롯 수 N_s 는 일정하고 M 의 크기에 따라 특이점(Singularity) 문제가 발생하기도 한다. M 은 일정 이상 수준에서는 정확도 개선에 큰 영향을 못 미치므로 슬롯 수에 따라 20–30 사이의 수로 선정하였다.

$$W_{et} C_{et} = Y_{st} - P_{st} \eta_{st}^T C_{et} - Q_{st} \xi_{st}^T C_{et} \quad (2.139)$$

$$C_{et} = \left(W_{et} + P_{st} \eta_{st}^T + Q_{st} \xi_{st}^T \right)^{-1} Y_{st} \quad (2.140)$$

새로 정의된 변수 C_{ei} 를 이용하여 기존에 C_{3i} 로 정의되었던 A_{stator} 와 B_{stator} 를 (2.141)–(2.142)와 같이 표현할 수 있고 이를 이용하여 반경 방향과 접선 방향의 공극 자속 밀도를 (2.143)–(2.152)와 같이 구할 수 있다.

$$A_{stator}(k) = \sum_i \sum_m C_{ei}(m) \eta_{si}(m, k) \quad (2.141)$$

$$B_{stator}(k) = \sum_i \sum_m C_{ei}(m) \xi_{si}(m, k) \quad (2.142)$$

$$B_{r2} = \sum_k B_{rck} \cos(k\phi) + \sum_k B_{rsk} \sin(k\phi) \quad (2.143)$$

$$B_{\phi 2} = \sum_k B_{\phi ck} \cos(k\phi) + \sum_k B_{\phi sk} \sin(k\phi) \quad (2.144)$$

$$B_{rck} = \left(K_{Br_c} + K_{B\phi_s} \right) f_{B_r} - g_{B_r} A_{stator} \quad (2.145)$$

$$B_{rsk} = \left(K_{Br_s} + K_{B\phi_c} \right) f_{B_r} - g_{B_r} B_{stator} \quad (2.146)$$

$$B_{\phi ck} = \left(-K_{Br_s} + K_{B\phi_c} \right) f_{B_\phi} - g_{B_\phi} B_{stator} \quad (2.147)$$

$$B_{\phi sk} = \left(K_{Br_c} + K_{B\phi_s} \right) f_{B_\phi} + g_{B_\phi} A_{stator} \quad (2.148)$$

$$f_{B_r} = \left(\frac{r}{R_s} \right)^{k-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{k+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{k+1} \quad (2.149)$$

$$f_{B_\phi} = -\left(\frac{r}{R_s}\right)^{k-l} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{k+l} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{k+l} \quad (2.150)$$

$$g_{B_r} = \frac{\mu_0 k}{R_s} \left[A_{5k} \left(\frac{r}{R_s}\right)^{k-l} + A_{6k} \left(\frac{R_m}{r}\right)^{2k} \left(\frac{r}{R_s}\right)^{k-l} \right] \quad (2.151)$$

$$g_{B_\phi} = \frac{\mu_0 k}{R_s} \left[A_{5k} \left(\frac{r}{R_s}\right)^{k-l} - A_{6k} \left(\frac{R_m}{r}\right)^{2k} \left(\frac{r}{R_s}\right)^{k-l} \right] \quad (2.152)$$

위의 해석적 기법을 이용하여 최종적으로 슬롯 형상을 고려한 반경 방향과 회전 방향의 공극 자속 밀도를 구할 수 있다. 마찬가지로 슬롯리스 전동기의 반경 방향과 접선 방향의 공극 자속 밀도 $B_{r2,slotless}$, $B_{\phi2,slotless}$ 를 해석적 기법을 이용하여 구할 수 있고 이는 참고 문헌 [59]의 수식을 이용하였다. 슬롯리스 전동기와 슬롯 전동기의 공극 자속 밀도를 이용하여 2.2.1절에서 소개했던 방법으로 상대 퍼미언스 함수를 각 회전자 위치별로 구할 수 있다. 회전자 위치 θ_r 에 따른 상대 퍼미언스 함수는 (2.153)–(2.154)와 같다.

$$\begin{aligned} P_r(r, \phi, z, \theta_r) = & \\ & \frac{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{r2}(r, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \\ & + \frac{B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{\phi2}(r, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \end{aligned} \quad (2.153)$$

$$\begin{aligned} P_\phi(r, \phi, z, \theta_r) = & \\ & \frac{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{\phi2}(r, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \\ & - \frac{B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{r2}(r, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \end{aligned} \quad (2.154)$$

식 (2.153)–(2.154)는 반경 방향 자속 영구 자석 전동기 기반으로 풀이되기 때문에 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 적용하기 위해 영구 자석의 반경 방향 자화를 가정하였다. 영구 자석의 반경 방향 자화는 r - ϕ 좌표 평면 상에서 접선 방향에 대해 반경 성분의 자화 크기가 일정하고, 이는 z - ϕ 좌표 평면 상에서 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 영구 자석의 축 방향 자화 성분이 접선 방향에 따라 일정한 것과 대칭된다. 따라서 z - ϕ 좌표 상의 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 r - ϕ 좌표 상에서의 반경 방향 자속 영구 자석 전동기와 대칭되고 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 각 j 번째 단면 별 상대 퍼미언스 함수는 반경 방향 자속 영구 자석 전동기의 공극 자속 밀도를 기준으로 (2.155)–(2.156)에 의해 정의된다.

$$P_z(r_j, \phi, z, \theta_r) = \frac{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{r2}(r_j, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} + \frac{B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{\phi2}(r_j, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \quad (2.155)$$

$$P_\phi(r_j, \phi, z, \theta_r) = \frac{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{\phi2}(r_j, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} - \frac{B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0) B_{r2}(r_j, \phi, z, \theta_r)}{B_{r2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2 + B_{\phi2,slotless}(r_j, \phi - \theta_r, z, \theta_0)^2} \quad (2.156)$$

그러나 실제 축 방향 자속 전동기의 공극 자속 밀도는 반경 방향 자속 전동기의 공극 자속 밀도와 다르다. 따라서 실제 축 방향 자속 전동기의 슬롯리스 코어 공극 자속 밀도를 한 회의 정자계 유한 요소를 이용하여 구하고 해석적 기법으로 구한 상대 퍼미언스 함수와 조합하여 축 방향 자속 전동기의 슬롯 코어 공극 자속 밀도를 계산한다. 이에

대한 자세한 설명은 2.2.3절에서 다루고자 한다.

2.2.3 제안된 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법

앞 절에서 제안된 상대 퍼미언스 함수를 이용하면 FRM 해석 기법의 회전자 기저 함수를 빠르게 해석할 수 있다. 기존 FRM 해석 기법이 회전자 기저 함수를 구하기 위해 슬롯 피치 구간 동안 회전자를 이동시켜 가며 유한 요소 해석을 수행했던 반면, 개선된 FRM 해석 기법은 슬롯리스 전동기의 공극 자속 밀도와 해석적 기법을 이용한 상대 퍼미언스 함수를 이용하여 동등한 성능의 회전자 기저 함수를 추출할 수 있다. 이 때 개선된 FRM 해석 기법은 회전자 기저 함수를 계산하는 데 단 한 회의 유한 요소 해석을 요구한다. 따라서 개선된 FRM 해석 기법을 이용하면 전동기 성능 해석에 필요한 해석 시간을 효과적으로 절감할 수 있고 최종적으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계에 적용하면 설계 시간을 효과적으로 절감할 수 있다.

개선된 상대 퍼미언스 함수를 이용한 각 회전각 θ_r 에서의 축 방향 및 접선 방향 공극 자속 밀도 $B_{z,slotted}$ 와 $B_{\phi,slotted}$ 는 (2.157) – (2.159)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{B}_{slotted}(r,\phi,z,\theta_r) = \vec{B}_{slotless}(r,\phi-\theta_r,z,\theta_0)\vec{P}(r,\phi,z,\theta_r) \quad (2.157)$$

$$B_{z,slotted}(r,\phi,z,\theta_r) = B_{z,slotless}(r,\phi-\theta_r,z,\theta_0)P_z(r,\phi,z,\theta_r) - B_{\phi,slotless}(r,\phi-\theta_r,z,\theta_0)P_\phi(r,\phi,z,\theta_r) \quad (2.158)$$

$$B_{\phi,slotted}(r,\phi,z,\theta_r) = B_{\phi,slotless}(r,\phi-\theta_r,z,\theta_0)P_z(r,\phi,z,\theta_r) + B_{z,slotless}(r,\phi-\theta_r,z,\theta_0)P_\phi(r,\phi,z,\theta_r) \quad (2.159)$$

위의 공극 자속 밀도로부터 (2.160)과 같이 슬롯 피치 τ_s 에 대한 회전자 기저 함수 \vec{f}_r 을 구할 수 있고, 회전각 θ_r 에 따른 영구 자석의 자속은 (2.161)과 같이 정의된다.

$$\vec{f}_r(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{B}_{slotted}(r, \phi, z, k), \quad 0 \leq k \leq \tau_s \quad (2.160)$$

$$\vec{B}_{pm}(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{f}_r(r, \phi, z, \theta_r - \tau_s | \theta_r / \tau_s |) \quad (2.161)$$

전기자 자속은 2.1.1절에서 설명하였듯이 고정자 기저 함수를 이용하여 동일한 방법으로 구할 수 있고 전체 공극 자속 밀도는 (2.162)와 같이 전기자 자속 \vec{B}_s 와 영구 자석의 자속 \vec{B}_{pm} 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\vec{B}(r, \phi, z, \theta_r) = \vec{B}_s(r, \phi, z) + \vec{B}_{pm}(r, \phi, z, \theta_r) \quad (2.162)$$

제안된 FRM 해석 기법의 순서도는 그림 2.20에 정리하였고 회전자의 기저 함수를 구하는 과정에서 기존 FRM 해석 기법과 다르며 해당 부분은 점선으로 표시하였다.

본 논문에서 제안한 FRM 해석 기법을 이용하면 회전자 기저 함수를 구하기 위한 한 회의 정자계 유한 요소 해석과 고정자 기저 함수를 구하기 위한 한 회의 정자계 유한 요소 해석으로 전동기 성능을 유한 요소법 해석 결과와 유사하게 해석할 수 있다.

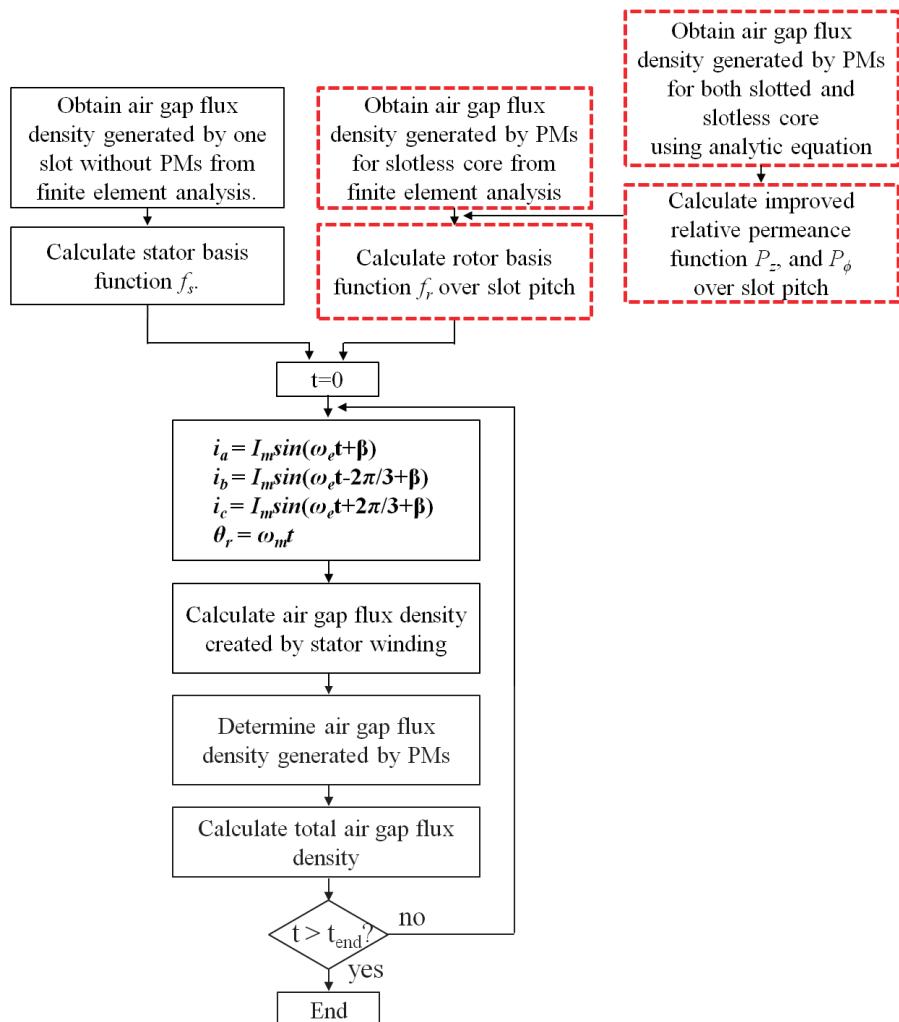


그림 2.20 제안된 FRM 해석 기법 순서도

Fig 2.20 Flow chart for proposed FRM

2.3 개선된 FRM 해석 기법 검증

2.3.1 축 방향 자속 영구 자석 전동기 해석 모델 사양

본 논문에서 제안한 개선된 FRM해석 기법을 검증하기 위해 여러 가지 해석 모델에 대해 제안된 FRM 해석 기법과 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법 및 유한 요소 해석 기법의 해석 결과를 비교하였다. 해석 모델의 사양은 표 2.5와 같고 [53], [60], 각 설계 변수는 그림 2.21에 나타내었다.

뒤에서 자세히 다루겠지만 본 논문에서는 20극 30슬롯 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 극호각에 대한 극피치 비 $\alpha_p (= \alpha_m / \alpha)$ 와 슬롯 폭 w_s , 자석 두께 h_m 에 대한 최적 설계를 수행한다. 따라서 각 설계 변수의 변화에 대해 개선된 FRM 해석 기법의 정확도가 검증되어야 한다.

표 2.5 검증 모델 사양 [53], [60]

Table 2.5 Specifications for validation models [53], [60]

항목	모델 1	모델 2	모델 3	모델 4	모델 5
$2p$	20	24	20	20	20
N_s	30	18	30	30	30
g [mm]	1.5	1.0	1.5	1.5	1.5
R_o [mm]	140	80	140	140	140
R_i [mm]	75	40	75	75	75
α_p	0.79	0.7	0.9	0.79	0.79
w_s [mm]	10	8	10	8	10
h_m [mm]	3	2.0	3	3	3.5
슬롯 형상	반폐 슬롯	반폐 슬롯	반폐 슬롯	오픈 슬롯	반폐 슬롯

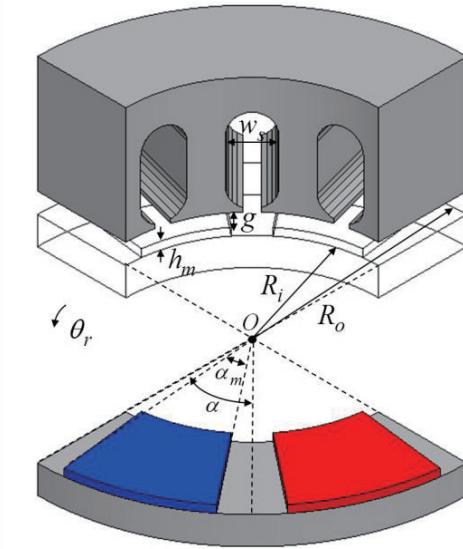
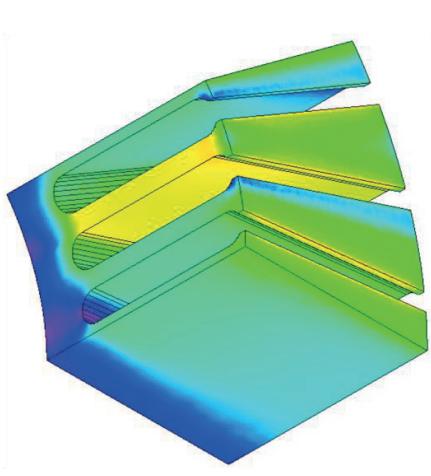


그림 2.21 설계 변수 정의 [53]
Fig 2.21 Definition of design variables [53]

먼저 모델 1-2와 같이 극 수와 슬롯 수 조합을 달리 하여 개선된 FRM 해석 기법의 정확도를 검증하였다. 모델 2는 모델 1과 극 수와 슬롯 수 조합, 전동기의 사이즈, 코어 내 포화도가 다르다. 모델 2는 모델 1 대비 더 작은 크기를 갖기 때문에 공극과 슬롯 두께 및 자석 두께가 함께 감소하며 전동기 크기는 참고 문헌 [60]을 참고하였다. 모델 1과 모델 3-5의 크기는 참고 문헌 [53]을 참고하였다. 모델 3-5는 모델 1에서 각각 극호각에 대한 극피치 비와 치 두께, 자석 두께를 변경한 해석 모델을 의미한다. 또한 본 논문에서는 모델 4를 오픈 슬롯(Open slot)으로 구성함으로써 전동기의 다양한 형상에 대해 제안된 FRM 해석 기법의 정확성을 검증하고자 하였다. 나머지 모델에 대해서는 일반적인 반폐 슬롯(Semi-closed slot) 형상을 적용하였다.

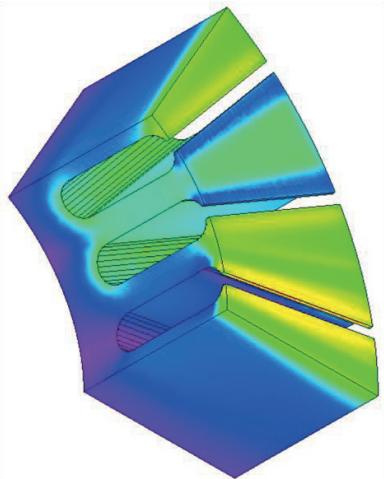
2.3.2 무부하 해석

FRM 해석 기법의 정확도는 슬롯 개구폭(Slot opening)과 전동기 포화도에 의해 많은 영향을 받는다. 그림 2.22는 해석 모델의 고정자의 무부하 자속 밀도를 나타낸 것이다.



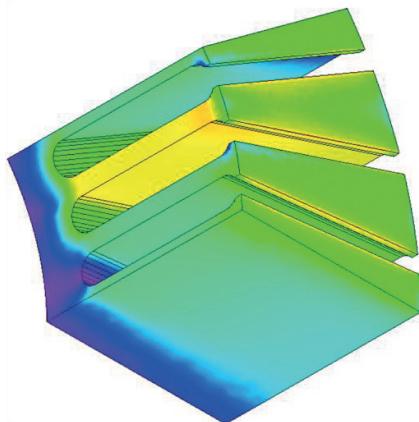
0 B(T) 1.7

(a) 모델 1



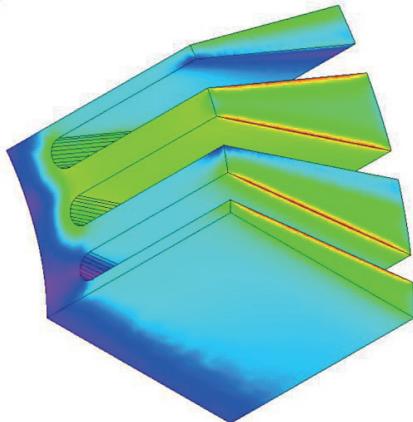
0 B(T) 1.7

(b) 모델 2



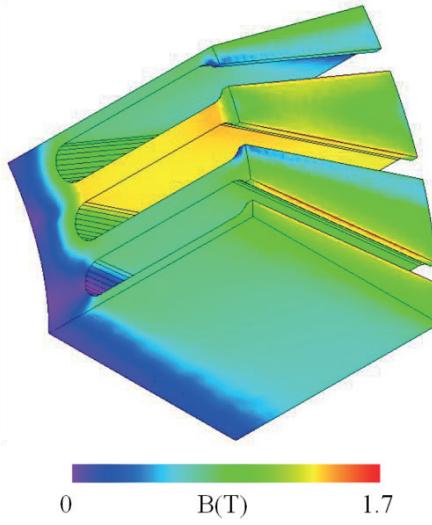
0 B(T) 1.7

(c) 모델 3



0 B(T) 1.7

(d) 모델 4



(e) 모델 5

그림 2.22 무부하 자속 밀도 분포

Fig 2.22 No-load magnetic flux density distribution

전동기의 고정자 재질은 PN08을 사용하였다. 고정자 재질인 PN08은 약 1.5–1.7[T]에서 포화가 시작되므로 자속 밀도 분포는 1.7[T]까지 나타내었다. 해석 모델의 무부하 자속 밀도는 약 0.9–1.3[T]에서 분포하며, 슬롯단에서 국부적인 포화가 발생한다. 오픈 슬롯 구조를 갖는 모델 4는 다른 모델에 비해 슬롯 폭이 좁아 치의 자속 밀도가 낮은 편이지만 슬롯 개구폭이 넓기 때문에 누설 자속이 큰 특성을 갖는다.

이와 같이 각각 자속 밀도 분포 및 특성이 다른 다양한 해석 모델에 대해 제안된 FRM 해석 기법을 적용하여 정확성을 검토하였다. 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법은 Conv.Perm으로, 제안된 FRM 해석 기법은 Prop.FRM으로 표기하였다.

먼저, 대표 모델인 모델 1과 다른 극 수, 슬롯 수 조합을 갖는 모델 2와 오픈 슬롯 구조를 갖는 모델 4에 대하여 각 모델 별로 축 방향 무부하 자속 밀도와 접선 방향 무부하 자속 밀도를 그림 2.23에 나타내었다. 모델 3과 모델 5는 모델 1과 비슷한 형태의 공극 자속 밀도 분포를 보이기 때문에 모델 1, 모델 2, 모델 4의 공극 자속 밀도만을 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이, 축 방향 자속 밀도는 기존 상대 퍼미언스 함수를 이용하여 해석한 경우에도 유한 요소 해석

결과와 유사하다. 그러나 축 방향 자속 밀도보다 더 슬롯 효과에 민감한 접선 방향 자속 밀도는 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 경우 극 반전 구간이 슬롯 중앙에 걸쳐 있을 때의 자속 왜곡 현상을 잘 고려하지 못하여 그림 2.23 (b), (d), (f)와 같이 유한 요소 해석 결과와 차이가 발생한다.

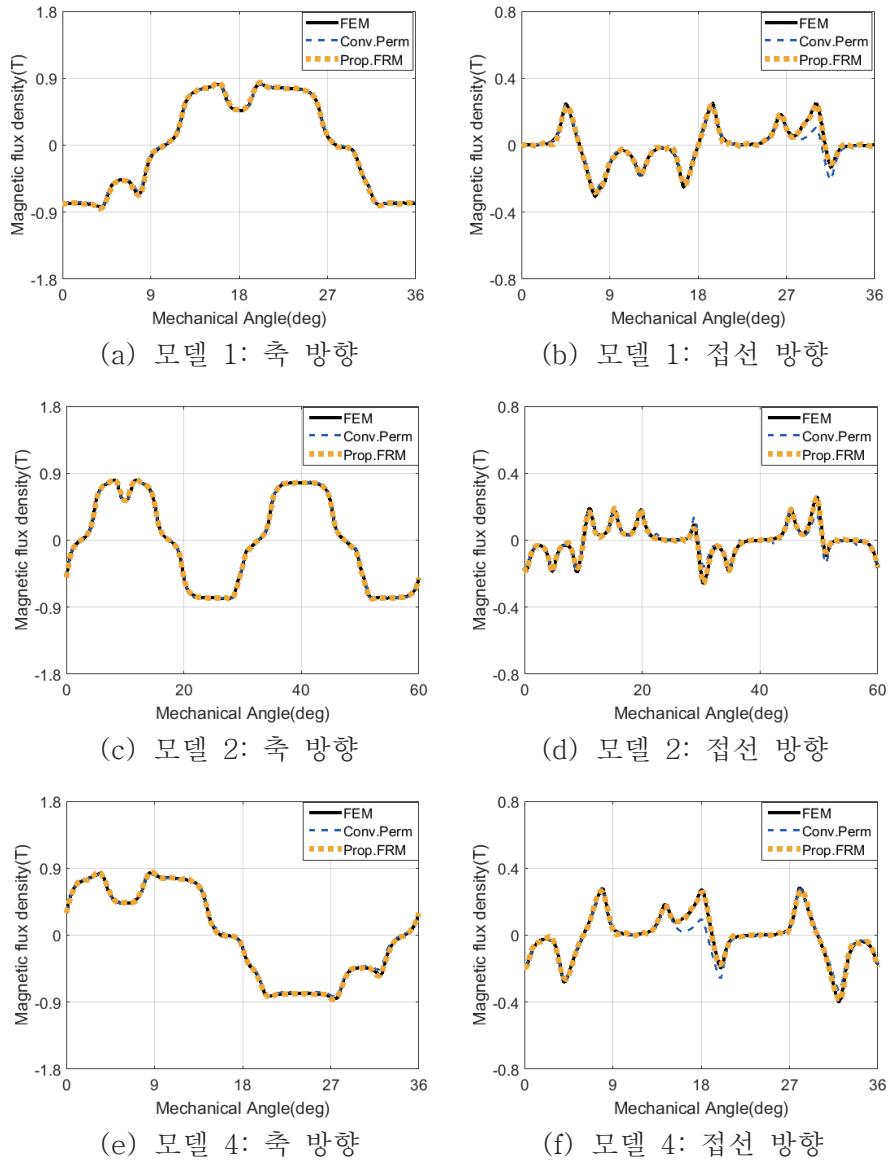
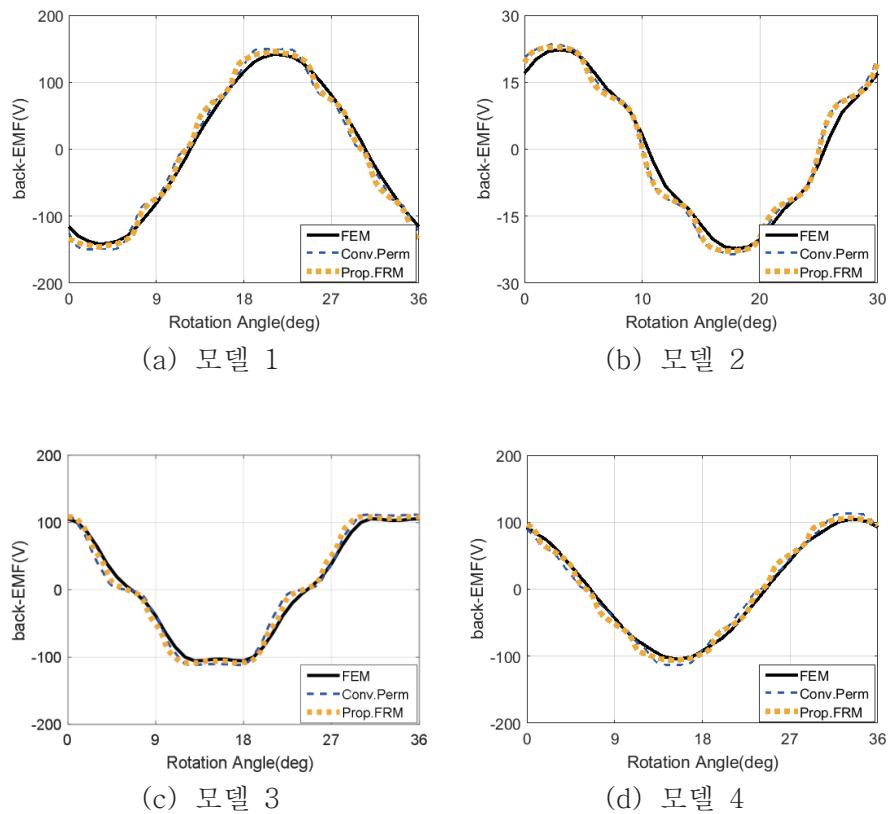
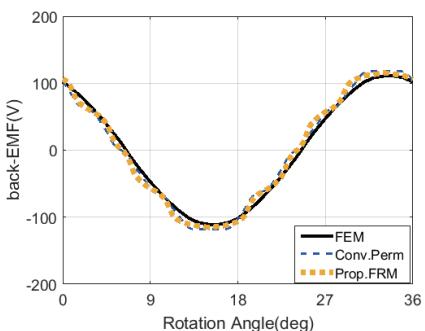


그림 2.23 무부하 공극 자속 밀도 비교

Fig. 2.23 Comparison of no-load air-gap flux density

쇄교 자속과 역기전력은 주로 축 방향 자속 밀도, 코킹 토크 및 토크는 주로 접선 방향 자속 밀도가 정확도에 많은 영향을 미친다. 따라서 그림 2.24의 무부하 역기전력 해석 결과는 기존 상대 퍼미언스 함수를 이용한 FRM 해석 기법과 제안된 해석 기법 모두 유한 요소 해석 결과와 유사하게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그에 비해 그림 2.25의 코킹 토크는 기존 상대 퍼미언스 함수를 이용한 FRM 해석 기법이 접선 방향 공극 자속 밀도에서 극 반전에 의한 왜곡이 발생하면서 유한 요소 해석 결과와 큰 차이를 보이는 것을 확인할 수 있다. 제안된 해석 기법은 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법보다 5가지 모델에 대해 모두 유한 요소 해석 결과와 유사한 해석 결과를 도출하는 것을 확인할 수 있다.

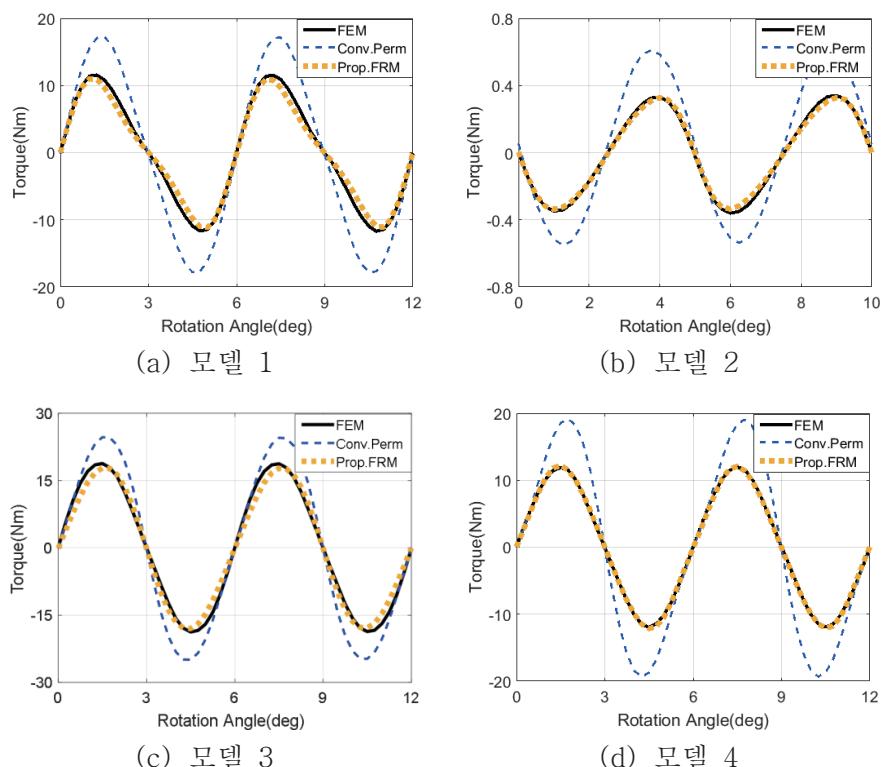


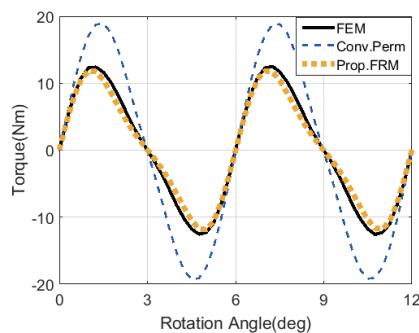


(e) 모델 5

그림 2.24 무부하 역기전력 해석 결과

Fig 2.24 No-load back-electromotive force for one-phase





(e) 모델 5

그림 2.25 코깅토크 해석 결과

Fig 2.25 Analysis results of cogging torque

이와 같은 해석 결과를 정량적으로 평가하기 위해 표 2.6과 같이 각 모델에 대한 상전압 기본파 성분의 실효값인 V_s 와 상전압의 왜형률 THD(Total harmonic distortion), 코깅 토크의 최대값과 최소값 사이의 차 T_c 를 비교하였다. 표 2.6에서 확인할 수 있듯이 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 전동기의 성능을 계산한 결과 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용했을 때보다 코깅 토크의 정확도가 크게 개선된 것을 확인할 수 있다.

표 2.6 무부하 해석 결과 비교
Table 2.6 Comparison of no-load analysis results

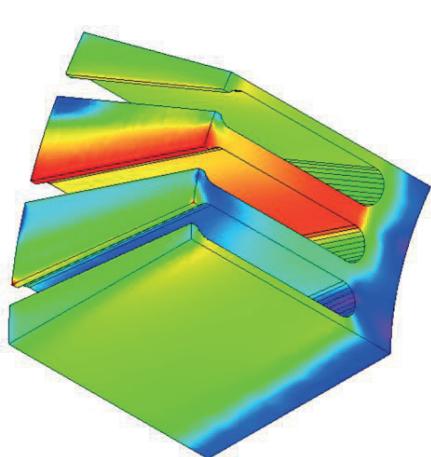
		유한요소법	기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM		제안된 FRM	
			값	차이 [%]	값	차이 [%]
모델 1	V _s [V]	101	103	+1.98	105	+3.96
	THD [%]	3.50	7.20	+3.70	5.92	+2.42
	T _c [Nm]	23.3	35.0	+50.2	22.2	-4.72
모델 2	V _s [V]	15.2	16.5	+8.55	15.9	+4.60
	THD [%]	7.61	10.0	+2.39	11.4	+3.79
	T _c [Nm]	0.701	1.16	+65.5	0.666	-5.00
모델 3	V _s [V]	79.4	80.3	+1.13	81.9	+3.15
	THD [%]	8.80	15.5	+6.70	12.1	+3.30
	T _c [Nm]	37.6	49.6	+31.9	35.8	-4.79
모델 4	V _s [V]	73.5	74.9	+1.90	75.9	+3.27
	THD [%]	3.15	8.32	+5.17	5.17	+2.02
	T _c [Nm]	23.9	38.5	+61.1	24.4	+2.09
모델 5	V _s [V]	79.6	81.8	+2.76	82.6	+3.77
	THD [%]	2.89	6.89	+4.00	5.74	+2.85
	T _c [Nm]	25.1	38.2	+52.2	23.7	-5.58

*V_s, T_c 차이 = (FRM 해석 결과 - 유한 요소법 해석 결과) / 유한 요소법 해석 결과 × 100[%]

*THD 차이 = (FRM 해석 결과 - 유한 요소 해석 결과) [%]

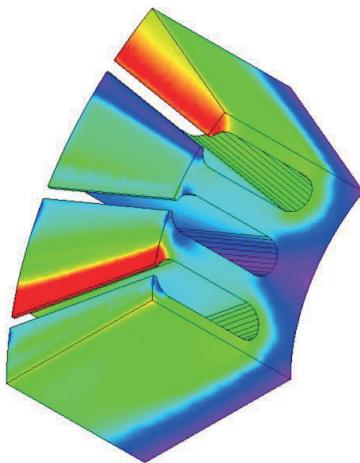
2.3.3 부하 해석

각 모델의 정격 부하에서의 고정자 코어 내 자속 밀도 분포는 그림 2.26과 같다. 그림 2.26에서 볼 수 있듯이, 전기자 자속과 영구 자석 자속의 영향으로 무부하 시보다 코어 내의 자속 밀도가 더 높아진 것을 확인할 수 있다. 또한 치와 폴 슈(Pole shoe)에서 국부 포화가 발생하는 것을 확인할 수 있다.



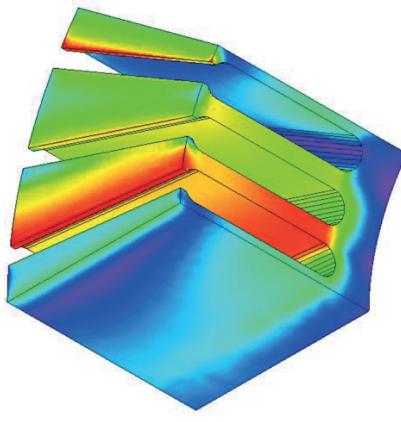
0 $B(T)$ 1.7

(a) 모델 1



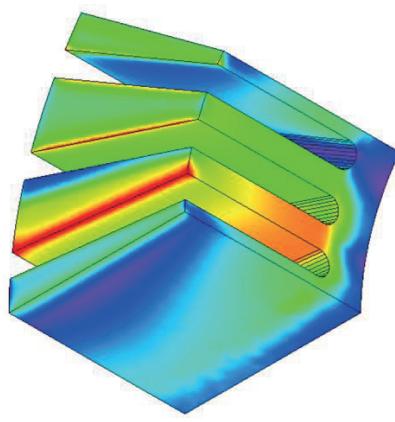
0 $B(T)$ 1.7

(b) 모델 2



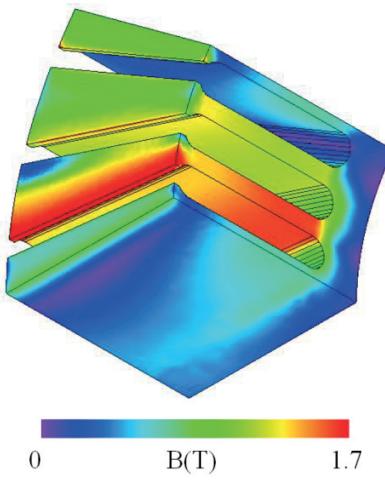
0 $B(T)$ 1.7

(c) 모델 3



0 $B(T)$ 1.7

(d) 모델 4



(e) 모델 5

그림 2.26 정격 부하 시 고정자 코어의 자속 밀도 분포

Fig 2.26 Magnetic flux density distribution in stator core under rated load condition

그림 2.27은 정격 부하에서 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법과 제안된 FRM 해석 기법 및 유한 요소법으로 구한 공극 자속 밀도를 비교한 결과이다. 그림 2.27에서 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법의 해석 결과는 Conv.Perm으로, 제안된 FRM 해석 기법의 해석 결과는 Prop.FRM으로, 유한 요소법의 해석 결과는 FEM으로 표기하였다. 그림 2.27에서 볼 수 있듯이 축 방향 공극 자속 밀도는 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법과 제안된 FRM 해석 기법 모두 유한 요소 해석 결과와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다. 반면 접선 방향의 공극 자속 밀도는 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법의 경우 국부적으로 유한 요소 해석 결과와 차이를 보이지만 제안된 FRM 해석 기법은 높은 정확도를 보이는 것을 확인할 수 있다.

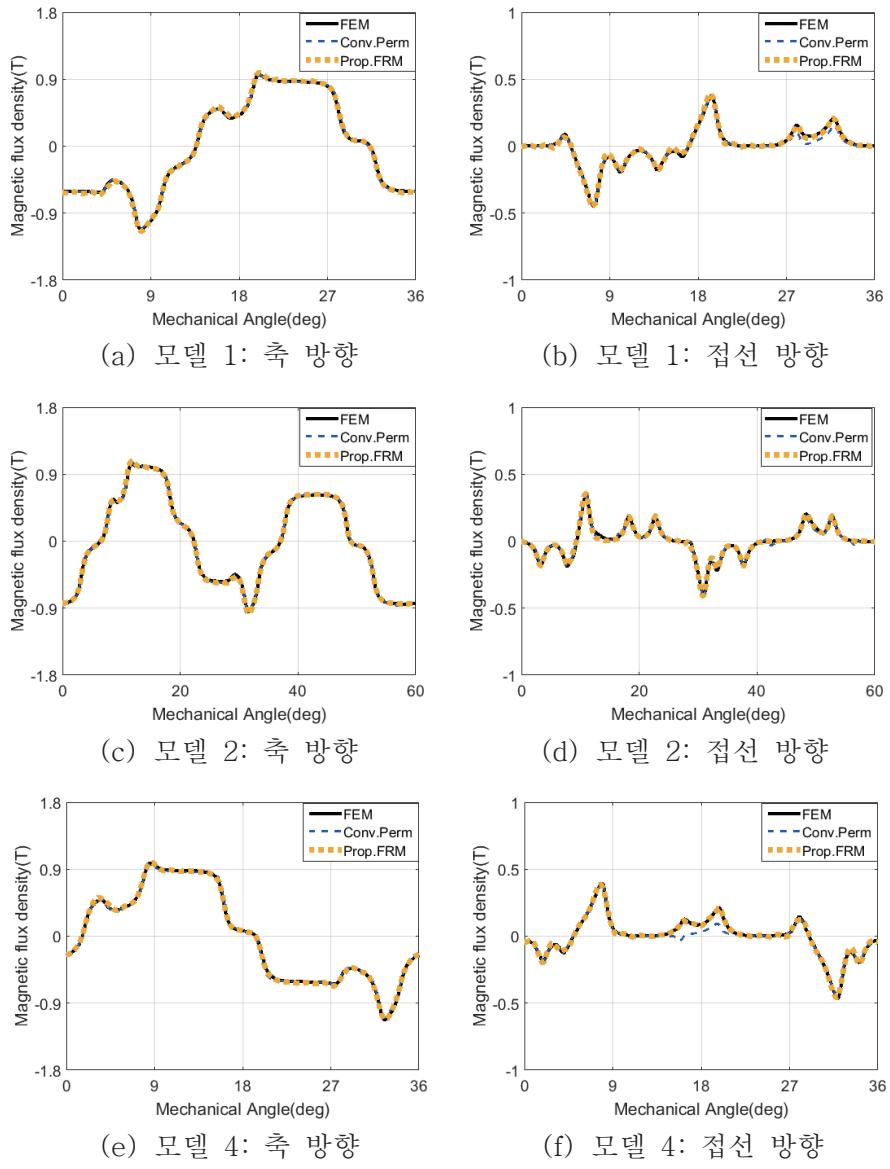


그림 2.27 정격 부하 시 공극 자속 밀도 비교

Fig. 2.27 Comparison of air-gap magnetic flux density under rated load condition

정격 부하인 운전점 1(P1)과 약자속 제어 영역인 운전점 2(P2)에 대해 유한 요소법, 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법, 제안된 FRM 해석 기법의 해석 결과를 비교하였고 그림 2.28과 표

2.7에 그 결과를 나타내었다.

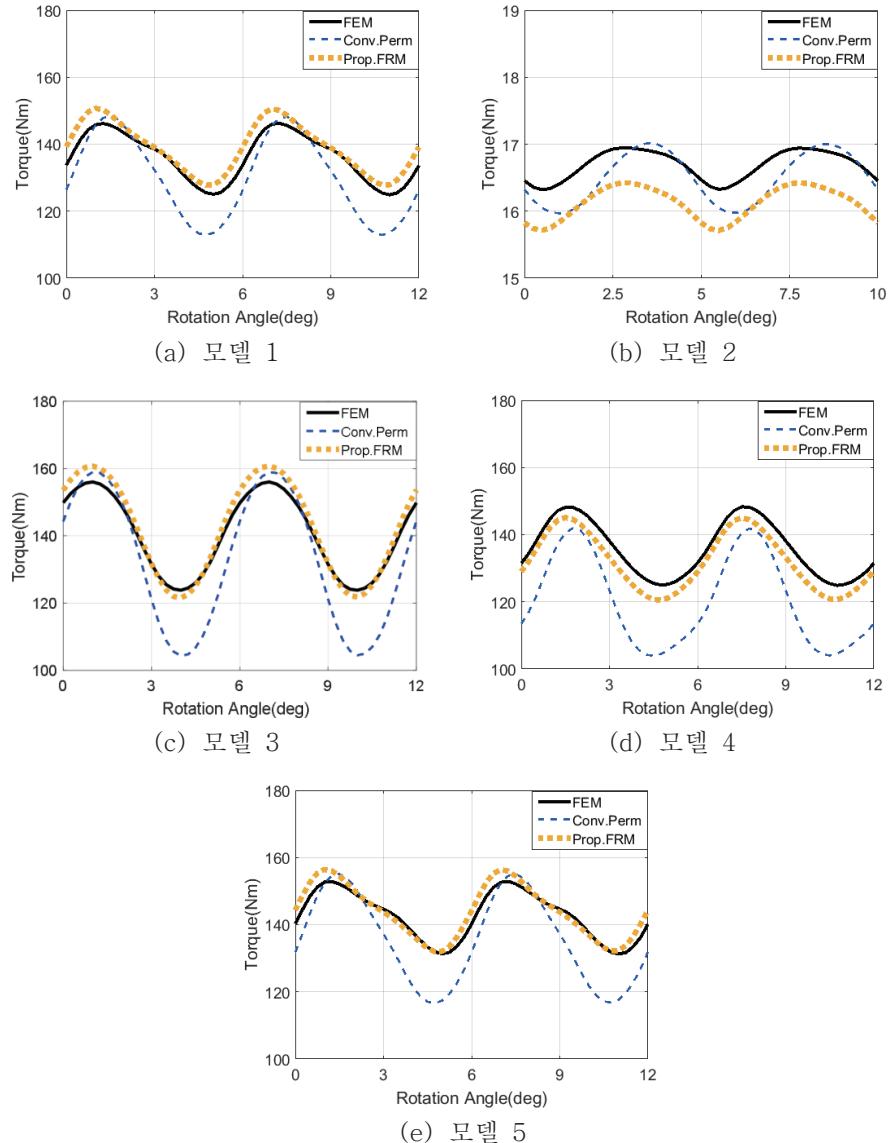


그림 2.28 운전점 1의 부하 토크 해석 결과

Fig 2.28 Analysis results of load torque under operating point 1

그림 2.28에서 볼 수 있듯이 제안된 FRM 해석 기법이 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법보다 더 정확하게 전동기 동작

특성을 예측하는 것을 확인할 수 있다. 표 2.7에서는 각 모델의 운전점 1과 운전점 2의 평균 토크 T_{ave} 와 토크 리플 T_{ripple} 을 나타내었다. 표 2.7에서 제안된 FRM 해석 기법은 유한 요소 해석 결과와 2~4[%] 내외의 차이를 보이며 유한요소법 해석 결과와 유사하게 전동기 동작 특성을 예측하는 것을 확인할 수 있다.

표 2.7 다양한 부하 조건에서의 토크 해석 결과 비교

Table 2.7 Comparison of load torque under various load conditions

		유한 요소법	기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM		제안된 FRM	
			값	차이 [%]	값	차이 [%]
모델 1	T_{ave} [Nm] @ P1	136	130	-4.41	139	+2.21
	T_{ripple} [%] @ P1	15.7	27.3	+11.6	16.5	+0.800
	T_{ave} [Nm] @ P2	81.0	74.3	-8.27	79.5	-1.85
	T_{ripple} [%] @ P2	33.9	47.7	+13.8	34.0	+0.100
모델 2	T_{ave} [Nm] @ P1	16.7	16.5	-1.20	16.1	-3.60
	T_{ripple} [%] @ P1	3.75	6.36	+2.61	4.43	+0.680
	T_{ave} [Nm] @ P2	15.0	14.9	-0.667	14.6	-2.67
	T_{ripple} [%] @ P2	4.96	3.80	-1.16	4.85	-0.11
모델 3	T_{ave} [Nm] @ P1	141	133	-5.67	143	+1.42
	T_{ripple} [%] @ P1	22.9	41.2	+18.3	27.5	+4.60
	T_{ave} [Nm] @ P2	84.9	75.9	-10.6	81.6	-3.89
	T_{ripple} [%] @ P2	23.7	52.0	+28.3	23.5	-0.200
모델 4	T_{ave} [Nm] @ P1	136	120	-11.8	132	-2.94
	T_{ripple} [%] @ P1	17.3	31.6	+14.3	18.6	+1.30
	T_{ave} [Nm] @ P2	78.3	68.8	-12.1	75.6	-3.45
	T_{ripple} [%] @ P2	31.1	47.1	+16.0	33.1	+2.00
모델 5	T_{ave} [Nm] @ P1	143	135	-5.59	144	+0.699
	T_{ripple} [%] @ P1	15.1	28.5	+13.4	17.0	+1.90
	T_{ave} [Nm] @ P2	85.6	77.4	-9.58	82.4	-3.74
	T_{ripple} [%] @ P2	34.6	50.1	+15.5	34.8	+0.200

$$^*T_{ave} \text{ 차이} = (\text{FRM 해석 결과} - \text{유한 요소법 해석 결과}) / \text{유한 요소법 해석 결과} \times 100 [\%]$$

$$^* T_{ripple} \text{ 차이} = (\text{FRM 해석 결과} - \text{유한 요소 해석 결과}) [\%]$$

이와 같이 제안된 FRM 해석 기법은 전동기의 극 수와 슬롯수 조합, 외경 및 내경, 극호각에 대한 극피치 비, 슬롯 폭, 자석 두께와 같은 전동기 주요 설계 변수가 달라지더라도 유한 요소 해석 결과와 5[%]

내의 차이로 전동기 동작 특성을 계산할 수 있다. 해석 시간은 표 2.8, 2.9와 같다.

표 2.8 각 해석 모델의 해석 시간 비교 결과

Table 2.8 Comparison of analysis time for each analysis model

		유한 요소법 해석 시간	기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM		제안된 FRM	
			해석 시간	차이 [%]	해석 시간	차이 [%]
모델 1	코킹 토크	2hr 23min	7min	-98.4	4min	-99.1
	역기전력	46min				
	토크(@P1)	2hr 6min				
	토크(@P2)	1hr 59min				
	총 합	7hr 14min				
모델 2	코킹 토크	8hr 52min	33min	-96.8	21min	-97.8
	역기전력	34min				
	토크(@P1)	3hr 51min				
	토크(@P2)	3hr 44min				
	총 합	17hr 1min				
모델 3	코킹 토크	2hr 22min	7min	-98.6	4min	-99.2
	역기전력	56min				
	토크(@P1)	2hr 39min				
	토크(@P2)	2hr 31min				
	총 합	8hr 28min				
모델 4	코킹 토크	2hr 33min	8min	-98.5	5min	-99.1
	역기전력	1hr 11min				
	토크(@P1)	2hr 40min				
	토크(@P2)	2hr 24min				
	총 합	8hr 48min				
모델 5	코킹 토크	2hr 24min	8min	-98.4	4min	-99.2
	역기전력	56min				
	토크(@P1)	2hr 37min				
	토크(@P2)	2hr 27min				
	총 합	8hr 24min				

* hr = 시간, min = 분

*차이 = (FRM 해석 시간 - 유한 요소법 해석 시간) / 유한 요소법 해석 시간 × 100 [%]

기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법과 제안된 FRM 해석 기법은 유한 요소 해석 시간의 1~2[%]에 해당하는 시간만으로 전동기 동작 특성을 해석할 수 있었다. 특히 제안된 FRM 해석 기법은 1[%]의 시간만으로 만족할 만한 해석 결과를 도출할 수 있었다.

또한 표 2.9에서 볼 수 있듯이 상대 퍼미언스 함수를 적용하지 않은 기존 FRM 해석 기법이 하나의 모델에 대해 수 시간의 해석 시간이 필요했던 반면 제안된 FRM 해석 기법은 수 분의 해석 시간으로 전동기 동작 특성을 해석할 수 있다. 표 2.9에서는 상대 퍼미언스 함수를 적용하지 않은 FRM 해석 기법을 기존 FRM 해석 기법으로 표기하였다. 기존 FRM 해석 기법은 고정자와 회전자의 기저 함수를 구하는 데 2시간 26분의 해석 시간이 소요된 반면 제안된 FRM 해석 기법은 고정자와 회전자의 기저 함수를 구하는 데 총 4분의 해석 시간이 걸렸다. 즉, 전동기의 무부하 특성과 부하 특성을 계산하는 동안 제안된 FRM 해석 기법은 유한 요소법 대비 약 99[%]의 해석 시간을 절감하였고, 기존 FRM 해석 기법 대비 97[%]의 해석 시간을 절감하였다. 이에 따라 제안된 FRM 해석 기법을 통해 전동기 동작 특성을 계산하면 유한 요소법뿐만 아니라 기존 FRM 해석 기법과 비교하여도 해석 시간을 획기적으로 줄일 수 있는 것을 확인하였다.

표 2.9 기존 FRM 해석 시간과 제안된 FRM 해석 시간 비교
Table 2.9 Analysis time comparison between conventional and proposed FRM

	유한 요소법 해석 시간	기존 FRM		제안된 FRM	
		해석 시간	차이 [%]	해석 시간	차이 [%]
모델 1	코킹 토크	2hr 23min	2hr 26min	4min	-99.0
	역기전력	46min			
	토크(@P1)	2hr 6min			
	토크(@P2)	1hr 59min			
	총 합	7hr 14min			

* 차이 = (FRM 해석 시간 - 유한 요소법 해석 시간) / 유한 요소법 해석 시간 × 100 [%]

제 3 장 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계

대부분의 전기기기 최적 설계 문제는 다양한 요구 조건을 동시에 만족시켜야 하는 다중 목적 최적화 문제다. 일반적인 최적화 알고리즘은 하나의 목적 함수(Objective function)를 기준으로 전역(Global) 최적해만을 탐색하기 때문에, 최종으로 찾은 최적 설계안이 다른 설계 요구 조건을 만족하는지 여부는 고려되지 않는다.

멀티 모달 최적화 알고리즘은 목적 함수의 전역 최적해 뿐만 아니라 설계 공간 내에 존재하는 모든 지역(Local) 최적해를 탐색한다. 각 최적점에서 전동기의 다른 동작 특성을 계산하고, 그 중에서 다양한 설계 목표를 고려하여 가장 적합한 해를 최적 설계안으로 선택함으로써 전동기의 다양한 설계 요구 조건을 만족시킬 수 있다. 본 논문에서는 인휠 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최대 토크를 목적 함수로 하면서, 동시에 높은 출력, 낮은 토크 리플 요구 조건을 만족시키기 위해, 멀티모달 최적화 알고리즘을 이용하여 최적 설계를 수행하였다.

먼저, 목적 함수 계산 횟수를 저감하기 위해 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘을 개발하였고, 여러 가지 수학적 함수를 이용하여 그 성능을 검토하였다. 다음으로, 개발된 멀티모달 최적화 알고리즘을 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 설계에 적용하여 최적 설계안을 도출하였다.

3.1 멀티모달 최적화 알고리즘

멀티모달 최적화 알고리즘은 하나의 전역 최적해를 찾는 일반적인 최적화 알고리즘과 달리 다수의 최적해를 동시에 찾아야 하기 때문에 많은 목적 함수 계산 횟수가 필요하다 [46]–[48]. 전기기기 설계 시에 목적 함수는 전동기의 역기전력이나 토크와 같은 목표 성능을 의미하며 목적 함수를 계산하기 위해 유한 요소 해석이 필요하다. 따라서 전기기기의 최적 설계 과정에서 필요한 총 유한 요소 해석 수와 그에 따른 설계 시간을 최소화하기 위해 최적화 알고리즘의 목적 함수 계산

횟수를 최소화하는 것이 중요하다.

기존 멀티모달 최적화 알고리즘은 생태계에서 자신만의 영역과 특징을 갖는 개체들의 특성을 나타내는 니체(Niche) 개념을 도입하여 설계 공간에 다양하게 분포하는 국소 최적점들을 탐색한다 [46]–[48]. 그러나 이러한 니체 개념을 도입한 멀티모달 최적화 알고리즘으로 정확한 최적점을 얻기 위해서는 많은 목적 함수 계산이 필요하다 [46]–[48]. 본 논문에서는 니체 개념을 도입한 확률론적 최적화 알고리즘 대신, 근사 모델을 기반으로 한 멀티모달 최적화 알고리즘을 도입하여 전기기기 최적 설계에 필요한 목적 함수 계산 횟수를 저감하였다. 근사 모델을 기반으로 하는 최적화 알고리즘은 최적해의 위치를 목적 함수의 근사 모델을 통해 미리 예측할 수 있기 때문에, 목적 함수 계산 횟수를 저감하는 데 효과적이다 [49], [50], [61]. 본 논문에서는 근사 모델을 생성하는 방법 중 정확하다고 알려진 크리깅(Kriging) 보간 기법을 사용하였다 [52]. 그러나, 기존 크리깅 보간 기법을 기반으로 하는 멀티모달 최적화 알고리즘은 3개 이상의 설계 변수를 갖는 설계 공간에서 큰 메모리 용량을 차지하는 문제가 있다 [62]–[63]. 본 논문에서는 기존 크리깅 보간 기법의 메모리 문제를 해결하기 위해, 하위 지역 분할 기법과 개선된 샘플링 기법을 개발하였다.

3.1.1 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘

최적 설계 문제에서 근사 모델이란 설계 변수에 대한 목적 함수 값을 예측할 수 있는 모형으로 [49]–[50], 임의 설계 변수에서의 실제 목적 함수 해석값을 알지 못해도 근사 모델을 통해 추측할 수 있는 장점이 있다. 근사 모델은 설계 공간 내에 임의로 추출된 설계 변수 및 그 설계 변수에 해당하는 목적 함수 값을 보간하여 구할 수 있다. 본 논문에서는 보간 기법으로 정확도가 높다고 알려진 크리깅 기법을 사용하였으며, 그 개념에 대해 부록 B에 자세히 설명하였다 [49], [50], [64].

크리깅 기법에서 샘플(Sample)과 설계 공간 내 각 격자(Grid) 사이의 위치적 연관성을 나타내는 상관 행렬(Correlation matrix)은 동일 설계 공간에서 격자 간격이 좁아질수록 그 크기가 기하급수적으로

증가한다. 상관 행렬의 크기가 커짐에 따라 설계 공간 내 대리 모델을 구현하는데 시간이 오래 걸리며, 많은 메모리 공간을 차지하는 문제가 있다 [62]–[63]. 본 논문에서는 크리깅 보간 기법의 메모리 문제를 해결하기 위해, 하위 구역 분할 기법을 개발하였다.

하위 지역 분할 기법은 그림 3.1과 같이 먼저 큰 격자에서 최적해를 탐색하고, 관심 영역에서만 더 작은 격자 사이즈로 근사 모델을 생성하여 최적해의 위치를 재탐색하는 방법이다. 하위 구역 분할 기법을 적용하면 최적 설계 초기 단계부터 작은 격자 사이즈에서 근사 모델을 생성하는 경우와 동등한 수준의 최적해를 제공하면서 설계 시간과 메모리 용량을 획기적으로 절감할 수 있다. 상세한 구현 과정은 다음과 같다.

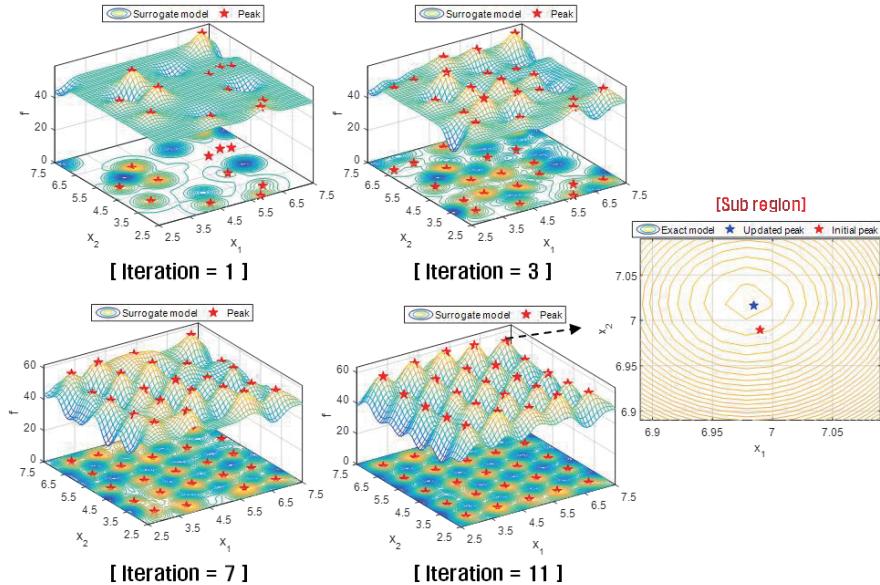


그림 3.1 하위 구역 분할 기법을 이용한 지역 최적해 탐색 과정

Fig 3.1 Searching process for local peaks based on sub-region segmentation method

Step 1. 설계 변수 및 상관 계수 정의

설계 변수와 설계 변수의 범위를 지정하여 설계 공간을 정의한다.

또한, 초기 샘플 수와 크리깅 기법의 상관 계수(Correlation coefficient) θ 를 정의한다.

Step 2. 격자 크기 선정

격자 크기를 선정하고, 해당 격자 크기로 설계 공간을 등간격으로 나누어 준다. 이 때, 격자 크기는 메모리 용량과 근사 모델 구현 시간을 고려하여 큰 격자 사이즈를 선택한다.

Step 3. 초기 샘플 생성

설계 공간의 근사 모델을 구현하기 위해 초기 샘플을 생성한다. 크리깅 기법을 이용하여 근사 모델을 생성할 때, 샘플 분포는 근사 모델의 정확도에 큰 영향을 미친다. 특히 크리깅 기법의 경우 샘플이 규칙성 없이 랜덤으로 분포하는 것보다 균일하게 분포할 때 근사 모델의 정확도가 높아진다. 이는 크리깅 기법이 근사 모델을 생성할 때, 샘플의 위치를 기반으로 목적 함수의 가중치 합에 의해 근사하기 때문이다. 따라서, 샘플이 밀집된 영역에서는 근사 모델이 정확하게 구현되지만, 샘플이 적게 분포하는 영역에서는 근사 모델의 정확도가 크게 감소한다. 샘플 수가 많은 경우 샘플이 랜덤하게 분포하더라도 비교적 설계 영역 전반에 걸쳐 샘플이 분포하기 때문에, 샘플 분포가 근사 모델의 정확도에 미치는 영향이 감소한다. 그러나, 샘플 하나당 한 회의 목적 함수 계산이 필요하고, 목적 함수 계산을 위해 유한 요소 해석이 소요되는 전기기기 최적 설계의 케이스에서는 샘플 수를 최소화 할 필요가 있다.

라틴 하이퍼큐브(Latin hypercube) 샘플링 기법은 그림 3.2와 같이 각 설계 변수에 대해 등간격으로 격자를 나누고, 각 열과 각 행에 하나의 샘플이 존재하도록 샘플을 분포시키는 방법이다 [64]–[67]. 이러한 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법은 랜덤 샘플링 기법에 비해 설계 공간에 샘플을 균일하게 추출할 수 있는 장점이 있어, 크리깅 보간 기법에서 유용하게 사용된다 [64]–[67]. 본 논문에서는 최소한의 샘플 수로 정확한 근사 모델을 생성하기 위해, 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법을 기반으로 하는 개선된 샘플링 기법을 개발하였다.

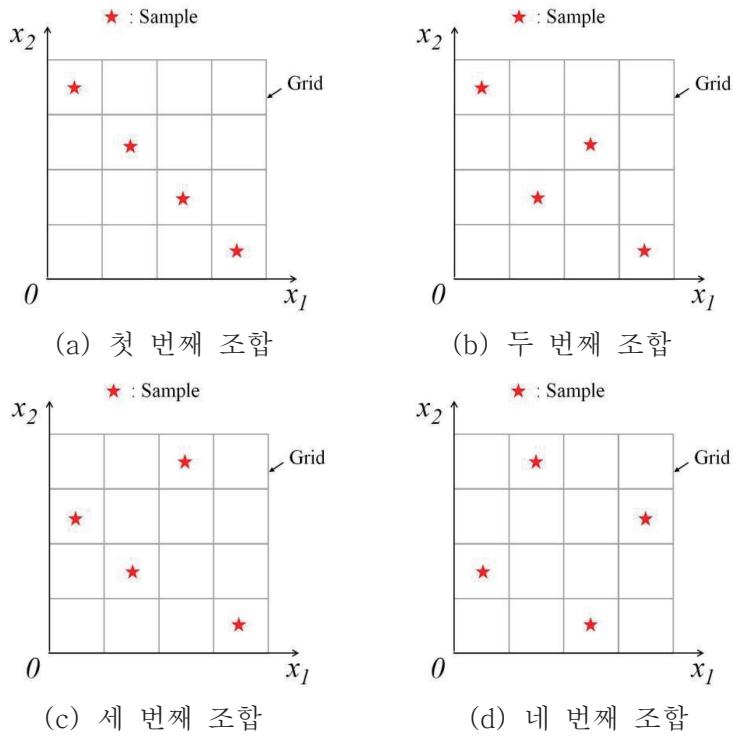


그림 3.2 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법을 이용하여 구성된 샘플 분포

Fig. 3.2 Sample distribution scattered by using Latin hypercube sampling method

그림 3.2와 같이 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법으로 생성할 수 있는 샘플 분포는 여러 경우의 수가 존재한다. 본 논문에서는 여러 조합의 샘플 분포 중에서도 샘플이 설계 공간 내에서 가장 고르게 분포하는 조합을 선택하고자 한다. 따라서, i^{th} 샘플과 j^{th} 샘플 사이의 거리 D_{ij} 를 각각 (3.1)과 같이 계산하여, D_{ij} 의 최소값이 가장 큰 조합을 선택하였다. 즉, 그림 3.2의 경우, 네 번째 조합이 이에 해당된다.

$$D_{ij} = \sqrt{\sum_{k=1}^{N_d} (x_{i,k} - x_{j,k})^2} \quad (3.1)$$

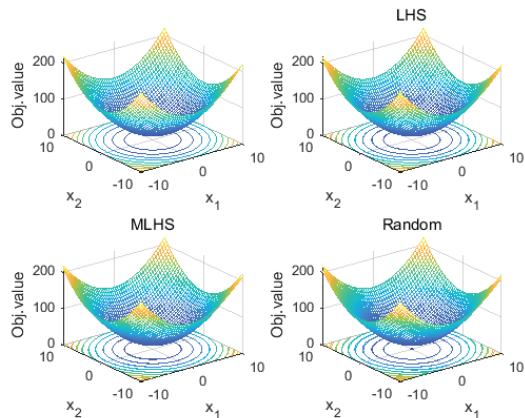
개선된 샘플링 기법의 성능을 검증하기 위해, 표 3.1 [68]의 3가지

시험 함수에 대해 샘플 수에 따른 근사 모델의 정확도를 평가하였다. 각 시험 함수의 실제 목적 함수 그래프는 그림 3.3과 같고, 각 샘플링 기법으로 구한 근사 모델을 비교하였다. 그림 3.4는 시뮬레이션 100회 동안 샘플 수에 따른 각 격자에서의 목적 함수 값과 근사 모델 사이 제곱근 오차의 평균과 표준 편차를 나타낸 것이다. 기존 랜덤 샘플링은 Random으로, 기존 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법은 LHS로, 개선된 샘플링 기법은 MLHS로 각각 표기하였다.

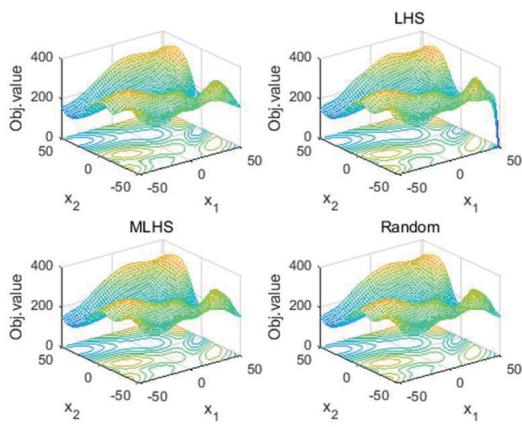
표 3.1 샘플링 기법 검증을 위한 시험 함수 [68]

Table 3.1 Test function for verification of sampling method [68]

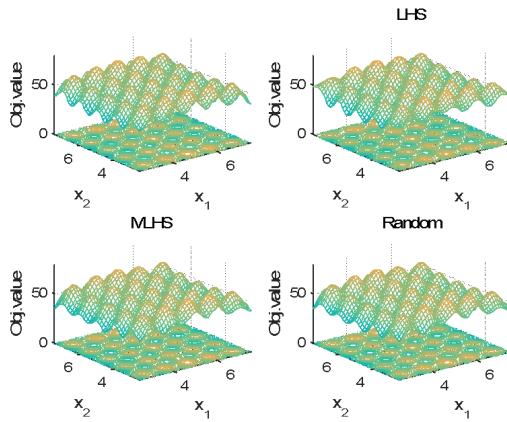
	Expression	Domain
Test function 1 (Sphere)	$f(x, y) = x^2 + y^2 + 20$	$-10 \leq x, y \leq 10$
Test function 2 (Eggholder)	$f(x, y) = -(y + 47) \sin \sqrt{ x/2 + y + 47 } - x \sin \sqrt{ x - (y + 47) }$	$-51.2 \leq x, y \leq 51.2$
Test function 3 (Rastrigin)	$f(x, y) = 20 + x^2 - 10 \cos 2\pi x + y^2 - 10 \cos 2\pi y$	$-5.12 \leq x, y \leq 5.12$



(a) 시험 함수 1 ($N_s = 50$)



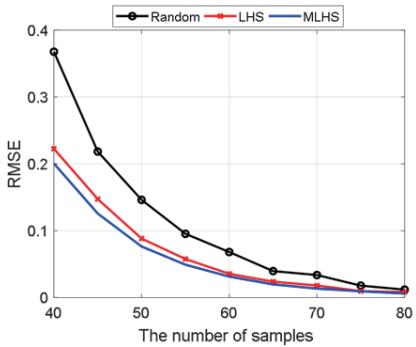
(b) 시험 함수 2 ($N_s = 1500$)



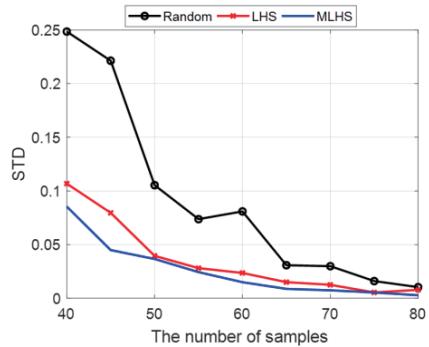
(c) 시험 함수 3 ($N_s = 230$)

그림 3.3 각 샘플링 기법에 따른 근사 모델 그래프

Fig. 3.3 Surrogate model generated by each sampling method



(a) 제곱근 오차(시험 함수 1)



(b) 표준편차(시험 함수 1)

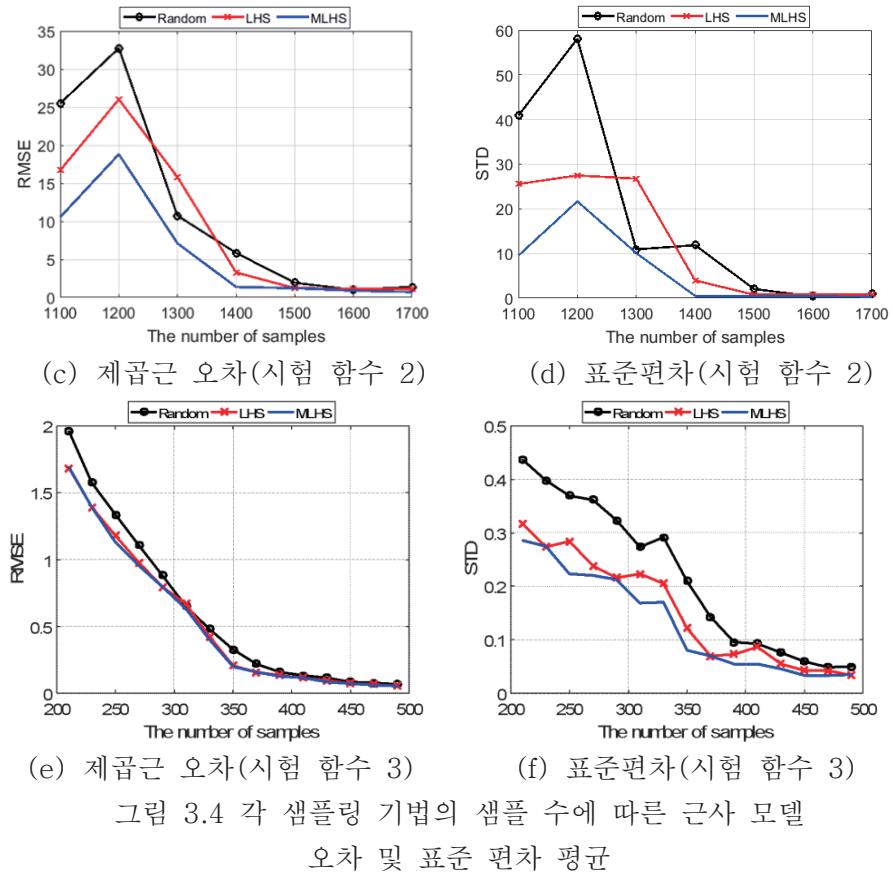


Fig. 3.4 Average and standard deviation of root mean square error for surrogate model depending on the number of samples for each sampling method

그림에서 볼 수 있듯이, 개선된 샘플링 기법이 기존 랜덤 샘플링 기법과 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법보다 더 적은 샘플 수로 더 정확한 근사 모델을 구현할 수 있을 뿐만 아니라, 각 시뮬레이션에 해당하는 오차의 편차가 작은 것을 확인할 수 있다. 즉, 랜덤 샘플링 기법과 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법은 샘플 수가 충분히 많아지기 전까지 근사 모델의 정확도가 매 시뮬레이션마다 상이하게 달라질 수 있음을 의미한다. 반면, 개선된 샘플링 기법은 기존 라틴 하이퍼큐브 샘플링 기법으로 생성된 샘플 중 샘플 분포가 비교적 균일한 조합을 일차적으로 추려내기 때문에, 매 시뮬레이션마다 제곱근 오차의 평균에 큰 차이가

발생하지 않는다. 따라서, 목적 함수의 실제 형상을 알 수 없는 전기기기의 최적 설계에서 안정적인 근사 모델 성능을 유지할 수 있다는 점에서 개선된 샘플링 기법은 강점을 갖는다.

Step 4. 근사 모델 생성

본 단계에서는 이전 단계에서 구한 샘플과 각 샘플의 목적 함수 데이터를 이용하여 크리깅 보간 기법을 통해 근사 모델을 생성한다.

Step 5. 최적점 생성

전 단계에서 생성된 근사 모델을 통해, 설계 공간 내 모든 최적점을 탐색한다. 최적해가 일정 횟수 동안 수렴할 때까지 Step 3-5를 반복한다.

Step 6. 하위 구역 근사 모델 생성

이전 단계에서 구한 최적점에 대해, 각 k 번째 최적점의 위치 x_{nk} 를 기준으로 k 번째 하위 구역(Sub-region) S_k 는 다음과 같이 정의된다.

$$S_k \in \left\{ x \mid x_{nk} - l_{ng} \leq x \leq x_{nk} + l_{ng} \right\} \quad (3.2)$$

$$(n=1,2,\dots,N_d, \quad k=1,2,\dots,N_{op})$$

여기서 l_{ng} 와 N_{op} 는 Step 2의 각 설계 변수의 격자 사이즈와 Step 5에서 탐색한 총 최적점의 개수를 의미한다. 그럼 3.5에 나타내었듯이, 하위 구역은 다시 좁은 간격의 격자로 나누어지고, 각 격자에서 근사 모델을 생성한다. 이 때 전체 영역이 아닌 주요 관심 영역에 한해 근사 모델 해상도를 높였기 때문에 전체 영역에서 그와 동등한 해상도를 갖는 근사 모델보다 메모리 사이즈를 크게 절감할 수 있다.

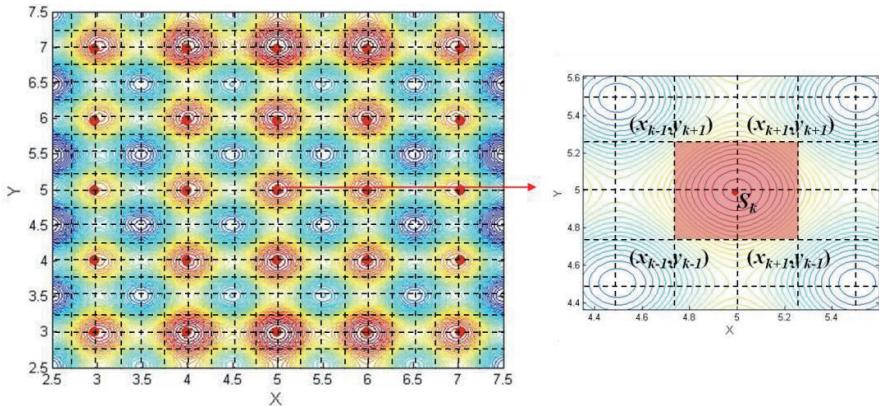


그림 3.5 각 최적점의 하위 구역 정의

Fig. 3.5 Definition of sub-region for each optimum

Step 7. 하위 구역내 최적점 재탐색

각 하위 구역의 근사 모델을 통해 구한 목적 함수 근사값을 이용하여 하위 구역 내의 최적점을 재탐색할 수 있다. 생성된 최적점이 이전 턴(Iteration)의 최적점과 비교하여 개선되지 않을 때, 해당 최적점은 탐색을 종료한다. 반면, 이전 스텝의 최적점보다 개선된 최적점은 실제 목적 함수를 계산하여 다음 턴의 샘플로 활용함으로써, 근사 모델 성능을 향상시킬 수 있다. 모든 최적점이 수렴할 때까지 Step 6-7의 과정을 반복한다. 최종 최적화 알고리즘의 순서도를 그림 3.6에 나타내었다.

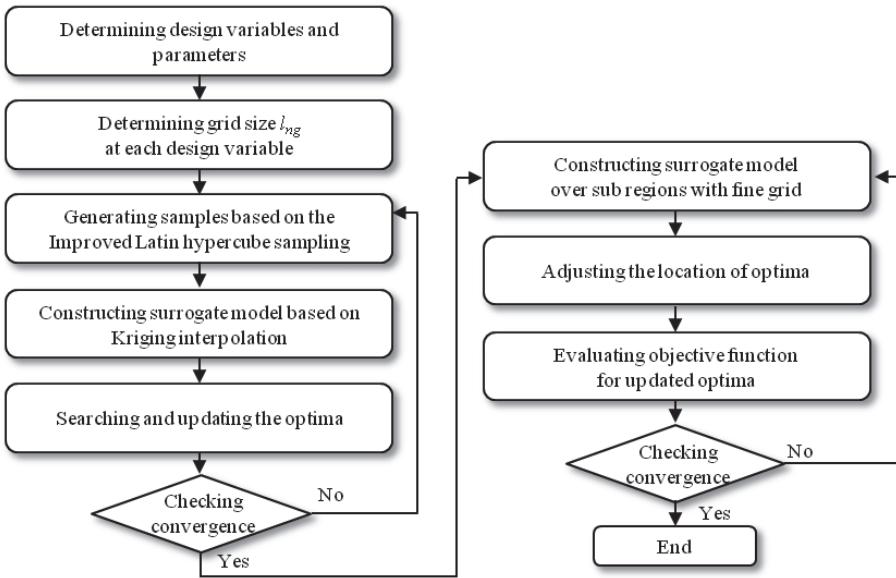


그림 3.6 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘 순서도
Fig. 3.6 Flow chart of multimodal optimization algorithm assisted by surrogate model

3.1.2 시험 함수를 이용한 알고리즘 성능 검증

제안된 멀티모달 최적화 알고리즘을 전기기기 최적 설계에 적용하기에 앞서, 시험 함수에 먼저 적용하여 성능 검증을 수행하였다. 기존 확률론적 멀티모달 최적화 알고리즘 중에서도 최근 개발된 멀티모달 빠꾸기(MC) 알고리즘과 멀티모달 꽃분말(MFP) 알고리즘을 제안된 알고리즘과 비교하였다 [45], [69]. 또한, 하위 구역 분할 기법을 적용하지 않은 기존 크리깅(CK) 보간 기법을 기반으로 하는 멀티모달 최적화 알고리즘을 본 논문에서 개발한 알고리즘과 비교하였다. 여기서, 기존 알고리즘은 여러 사용자를 통해 입증된 오픈 소스 코드를 사용하였으므로 [70]–[72], 기존 알고리즘에 대한 신뢰성은 논외로 한다. 성능 검증을 위한 시험 함수 f_1, f_2, f_3 는 (3.3)–(3.5)와 같다 [53], [68].

$$f_1(x_1, x_2) = 50 - (x_1 - 5)^2 + 5 \cos 2\pi(x_1 - 5) + (x_2 - 5)^2 + 5 \cos 2\pi(x_2 - 5) \quad (3.3)$$

$$, 2.5 \leq x_1, x_2 \leq 7.5$$

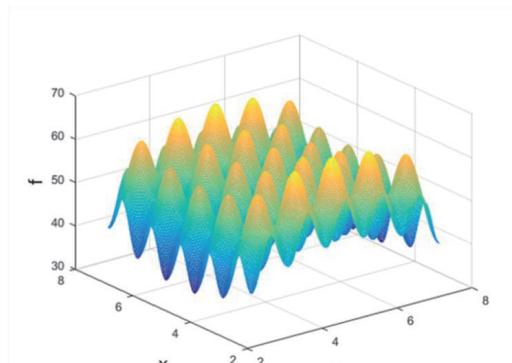
$$f_2(x_1, x_2) = 4 \left(\left(4 - 2.1x_1^2 + \frac{x_1^4}{3} \right) x_1^2 + x_1^2 x_2^2 + (-4 + 4x_2^2) x_2^2 \right) \quad (3.4)$$

$-2.1 \leq x_1 \leq 2.1 \quad -1.3 \leq x_2 \leq 1.3$

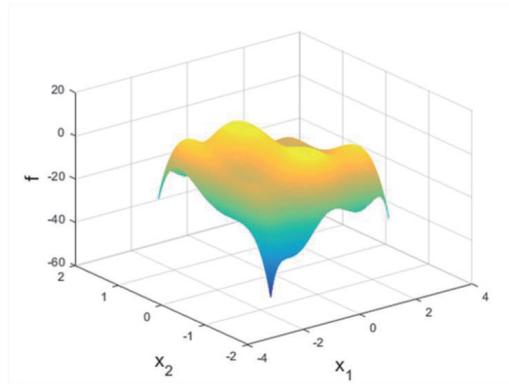
$$f_3(x_1, x_2, x_3) = 50 - (x_1 - 5)^2 + 5 \cos 2\pi(x_1 - 5) \\ + (x_2 - 5)^2 + 5 \cos 2\pi(x_2 - 5) - (x_3 - 5)^2 + 5 \cos 2\pi(x_3 - 5) \quad (3.5)$$

$2.5 \leq x_1, x_2, x_3 \leq 7.5$

시험 함수 f_1 은 그림 3.6 (a)에서 볼 수 있듯이, 설계 공간 내에 최적점이 다양하게 분포한다. 설계 공간 내에 최적점은 총 25개가 존재하며, 최적점 분포가 균일하고 확연하게 드러나기 때문에, 샘플 수만 충분하다면 어떠한 멀티모달 최적화 알고리즘을 사용하더라도 모든 최적점을 쉽게 탐색할 수 있는 시험 함수다. 반면, 그림 3.7 (b)의 시험 함수 f_2 는 총 6개의 최적점이 존재하는데, 이 중 2개의 최적점은 비교적 평평하여 확률론적 방법만을 이용하는 경우 지역 최적해로 수렴하거나 최적해를 못 찾는 경우가 발생한다. 시험 함수 f_3 은 시험 함수 1을 3개의 설계 변수로 확장한 모델이며, 총 125개의 최적점이 존재한다. 설계 공간이 크기 때문에, 모든 최적점을 정확하게 찾기 위해서는 시험 함수 1보다 더 많은 샘플 수가 필요하다.



(a) 시험 함수 1



(b) 시험 함수 2

그림 3.7 시험 함수의 목적 함수 그래프

Fig. 3.7 Objective function plot for each test function

위와 같이 특성이 다른 3가지 시험 함수에 대한 멀티모달 최적화 알고리즘의 성능을 비교하기 위해, 각 최적화 알고리즘의 알고리즘 변수를 표 3.2와 같이 정의하였다. 시험 함수 2와 시험 함수 3에서는 기존 확률론적 알고리즘인 MC와 MFP로 최적점을 제대로 찾지 못하기 때문에, 근사 모델 기반의 CK와 제안된 알고리즘만을 비교하였다. 따라서, 표 3.2에서 시험 함수2와 3에 대해 MC와 MFP의 알고리즘 변수를 표기하지 않았다.

기존 MC 알고리즘, MFP 알고리즘, CK와 본 논문에서 개발된 알고리즘 SRSK(Sub-region segmentation Kriging)를 비교한 결과는 표 3.3-3.5에 나타내었다. 각각의 결과는 100회의 시뮬레이션 결과의 평균값으로 정의하였다. 표의 RMSE(Root mean square error)는 탐색된 최적해와 실제 최적해 사이 오차의 제곱근 평균을 의미한다.

표 3.2 최적 설계 알고리즘의 알고리즘 변수 정의

Table 3.2 Definition of parameters for each optimization algorithm

		시험 함수 1	시험 함수 2	시험 함수 3
MC	초기 샘플 수	25	-	-
	$P_a^{(3)}$	0.25		
MFP	초기 샘플 수	25	-	-
	P_a	0.25		
CK	초기 샘플 수	25	16	49
	상관 계수 범위	[0.1,20]	[0.1,20]	[0.1,20]
SRSK	초기 샘플 수	16	5	40
	상관 계수 범위	[0.1,20]	[0.1,20]	[0.1,20]

표 3.3에서 볼 수 있듯이, 근사 모델을 이용한 멀티모달 최적화 알고리즘인 CK와 SRSK가 확률론적 방법인 MC, MFP보다 더 적은 목적 함수 계산 수로 정확하게 모든 피크를 찾는 것을 확인할 수 있다. 또한, 개발된 SRSK는 더 큰 격자 크기에서도 CK와 동등한 수준의 정확도를 갖는 것을 확인할 수 있다. 표 3.4의 시험 함수 2에서는 개발된 SRSK가 더 작은 격자 사이즈에서도 CK보다 더 적은 목적 함수 계산 횟수로 더 정확한 최적해를 찾는 것을 확인할 수 있다. 또한, 표 3.5의 시험 함수 3 결과에서 볼 수 있듯이, 3차원의 설계 공간에서 SRSK는 CK와 동일 크기의 격자에서도 더 적은 목적 함수 계산 횟수로 더 정확한 최적해를 찾는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 개발된 멀티모달 최적화 알고리즘은 설계 공간에 대한 목적 함수 값을 쉽게 예측할 수 없는 전기기기 최적 설계 문제에서도 적용 가능할 것으로 보인다.

^③ 확률론적 최적화 알고리즘에서 샘플이 설계 공간 내에 다양한 지역을 탐색하도록 하기 위해, 일정 확률로 기존의 탐색 지역을 버리고 새로운 탐색 지역으로 샘플을 옮긴다. 확률이 낮을수록 새로운 지역으로 탐색 지역을 옮길 확률이 높아진다.

표 3.3 시험 함수 1 최적화 결과

Table 3.3 Optimization results for test function 1

	MC	MFP	CK	SRSK
피크 개수	25	25	25	25
탐색된 피크 수	25	25	25	25
목적 함수 계산 수	4233	4329	225	232
RMSE	0.5	0.8	0.5	0.5
격자	–	–	250×250	50×50

표 3.4 시험 함수 2 최적화 결과

Table 3.4 Optimization results for test function 2

	CK	SRSK
피크 개수	6	6
탐색된 피크 수	6	6
목적 함수 계산 수	96	80
RMSE	1.3	1.1
격자	500×500	50×50

표 3.5 시험 함수 3 최적화 결과

Table 3.5 Optimization results for test function 3

	CK	SRSK
피크 개수	125	125
탐색된 피크 수	125	125
목적 함수 계산 수	2134	2063
RMSE	2.6	0.7
격자	50×50×50	50×50×50

3.2 전동기 설계 기법

축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 위해, 설계 목표와 설계 변수를 지정해야 한다. 인 훨 시스템용 전동기는 고토크, 고출력, 저토크 리플을 설계 목표로 하고 있다. 본 절에서는 인 훨 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 설계 목표에 따른 고정자와 회전자의 설계 기법을 소개하고, 최종적으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 위한 설계 변수를 선정한다.

3.2.1 토플로지 및 극 수와 슬롯 수 선정

축 방향 자속 영구 자석 전동기는 구조 특성 상 반경 방향 자속 영구 자석 전동기보다 고정자와 회전자를 다층으로 구성하기 용이하다. 따라서, 고정자와 회전자의 구성에 따라 그림 3.8과 같이 다양한 토플로지 (Topology)로 설계가 가능하다.

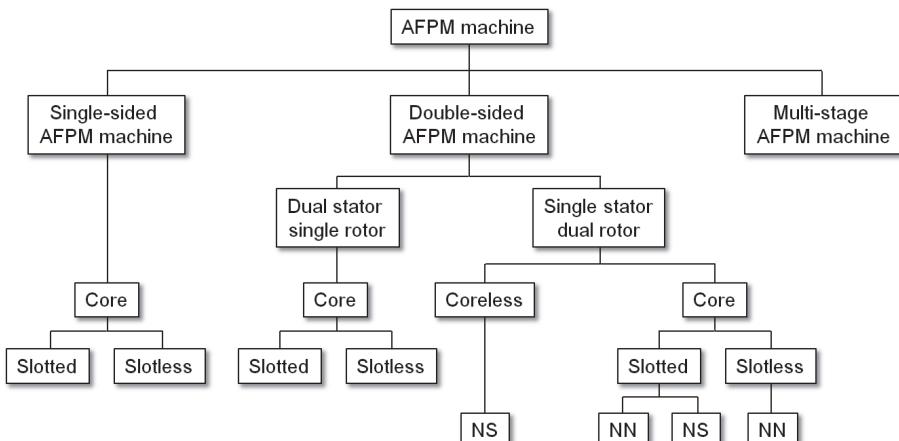


그림 3.8 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자 및 회전자 토플로지

[73]

Fig. 3.8 Topology for stator and rotor of AFPM motor [73]

- 단일 고정자 단일 회전자(Single-stator and single-rotor) 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 다층 구조 대비 토크 발생량이 작지만,

가장 단순한 구조이며 콤팩트(compact)하기 때문에 산업용, 견인용, 기어박스(gearbox)가 없는 엘레베이터용 전동기로 주로 설계된다 [73]–[76].

- 이중 고정자 단일 회전자(Dual-stator and single-rotor) 구조는 고정자가 양측에 존재하기 때문에 안전성 면에서 유리하다. 이는 양측의 고정자 코일을 병렬로 연결함으로써 한 측의 고정자 코일에서 고장이 발생하더라도 반대측 고정자 코일만으로 전동기 구동이 가능하기 때문이다 [77]–[78].

- 단일 고정자 이중 회전자(Single-stator and dual-rotor) 구조는 양측 회전자의 영구 자석 배열에 따라 다양한 구성이 가능하다. 먼저, NN 타입은 양측 회전자의 배열이 정확히 일치하는 형태를, NS 타입은 양측 회전자의 배열이 전기각 180 [deg]만큼 차이가 나는 형태를 말한다. NN 타입은 그림 3.9 (c)에서 볼 수 있듯이, 양측 회전자의 자속이 만나 고정자 코어로 흐르는 구조로, 고정자 요크의 두께가 충분히 확보되어야 포화로 인한 성능 손실이 없다. 반면, NS 타입은 그림 3.9 (d)에서 볼 수 있듯이, 회전자의 자속이 반대측 회전자로 흐르는 구조이기 때문에 고정자 요크로 자속이 흐르지 않는다. 따라서, NN 타입 전동기보다 고정자 요크를 얇게 설계할 수 있고, 고정자 코어를 제거한 코어리스(Coreless) 타입 전동기 설계도 가능하다. 최근에는 고정자 요크만 제거하는 YASA(Yokeless And Segmented Armature) 타입의 축 방향 자속 영구 자석 전동기에 대해 많이 연구되고 있다. YASA 타입의 전동기는 제작이 용이할뿐만 아니라, 고정자 코어의 철손과 코일의 동손이 낮아^④ 고효율 운전이 가능하고 높은 출력 밀도를 갖는 장점이 있다 [79]–[81].

- 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 직경을 늘려 출력을 높이는 방법에 기계적인 한계가 존재할 때, 고정자와 회전자를 다층으로 구성하는

^④ YASA 타입의 전동기는 분할 코어로 제작되며, 코일 점적률을 개선함으로써 동손을 절감할 수 있다. 또한, 고정자 코어의 요크를 제거함으로써 고정자 철손을 저감할 수 있다. 분할코어와 코일 점적률에 대한 설명은 3.2.2 파트에서 다시 언급된다.

방법이 있다 [82]–[84]. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 다층 구조는 고출력을 요구하는 풍력 발전기나 선박용 추진 시스템 등에 주로 사용된다.

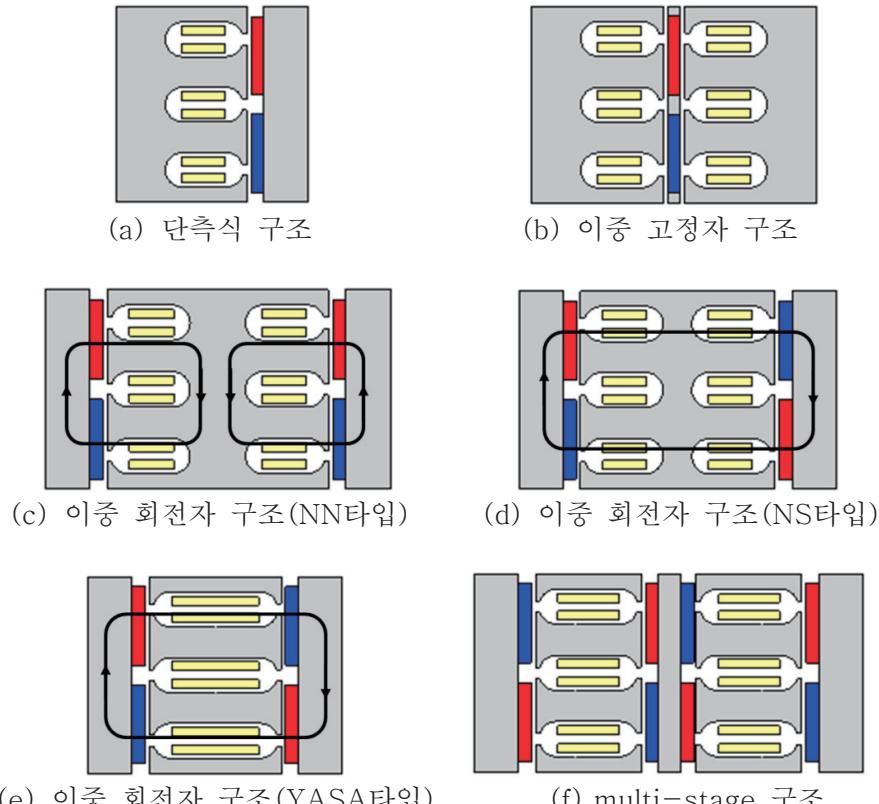


그림 3.9 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 토플로지별 구조
Fig. 3.9 Structure of AFPM motor depending on topologies

본 논문에서는 5[kW] 인 훨 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기 설계를 목표로 하고 있으며, 해당 전동기 용량에 적합한 크기와 비용을 고려하여 단측식(Single-sided) 토플로지를 채택하였다. 또한, 견인용 전동기는 고토크를 요구하기 때문에, 코어리스 타입이나 슬롯리스 타입의 고정자는 잘 사용하지 않으므로, 본 논문에서는 슬롯 타입의 고정자 방식을 사용하였다

다음으로, 전동기 상세 설계에 앞서 전동기의 극 수 슬롯 수 조합을 선정해야 한다. 극 수가 증가할수록 고정자 코어 내 자속 분포가 균일해

지기 때문에, 같은 전류를 인가하더라도 코어 내 포화도가 작아지고, 그에 따라 영구 자석에 의한 쇄교 자속이 극 수가 증가함에 따라 정확히 반비례로 감소하지 않는다 따라서 일반적으로 극 수가 많아질수록 전동기의 토크도 증가한다 [54]. 직구동 방식의 인 훨 시스템은 저속 고토크의 전동기 동작 특성을 요구하므로, 본 논문에서는 고토크를 갖는 축방향 자속 영구 자석 전동기를 설계하기 위해 다극 구조를 채택하였다. 그러나 안정적인 제어 성능을 위해 인버터의 스위칭 주파수가 전동기 최고 속도에서 전기 주파수의 10배 이상이 되어야 하므로 [54], 본 논문에서는 최고 속도 800[r/min] 기준으로 전동기 극 수를 20극으로 선정하였다.

해당 극 수에 적합한 슬롯 수를 결정하기 위해, 전동기의 권선 계수와 매극 매상당 슬롯 수를 고려하였다. 먼저, 본 논문에서는 3상 권선을 사용하므로, 슬롯 수는 3의 배수가 되어야 한다. 권선 계수(Winding factor)는 분포 계수(Distribution factor)와 단절 계수(Pitch factor)의 곱으로 표현되며, 영구 자석의 자속이 고정자 권선에 쇄교하는 정도를 나타낸다 [85]–[87]. 일반적으로 견인용 전동기에서는 주로 이층권(Double-layer winding) 방식을 사용하고, 코일 동손을 줄이기 위해 집중권 방식이 사용된다. 따라서, 이층 집중권 권선 방식이 가능한 극 수 슬롯 수 조합과 그에 따른 권선 계수를 표 3.6에 나타내었다 [85]–[87]. 집중권 방식이 불가능하거나 3상 권선이 불평형인 경우를 제외하였으며, 33슬롯 이상은 제작상 문제로 제외하였다. 표 3.6에서 볼 수 있듯이, 이전 스텝에서 정한 20극의 극 수에 대해 3 슬롯에서 30슬롯까지 다양한 극 수 슬롯 수 조합이 가능하다. 이 중, 표 3.6의 기본파 권선 계수를 고려했을 때, 20극 3슬롯, 20극 6슬롯, 20극 15슬롯, 20극 18슬롯, 20극 21슬롯, 20극 24슬롯, 20극 27슬롯, 20극 30슬롯 조합이 가능하다. 이들은 모두 표 3.7에서 볼 수 있듯이 매극 매상당 슬롯 수 q 가 분수인 분수 슬롯 구조이다. 분수 슬롯 구조는 자기 회로의 비대칭성으로 공간 고조파가 상쇄되며, 이에 따라 역기전력 고조파 및 토크 리플이 낮아지는 장점이 있다 [85]–[88]. 이 중에서도 극 수와 슬롯 수의 비율이 2:3인 구조는 널리 사용되는 대표적인 분수 슬롯 모델이다. 본 논문에서 이러한 특성들을 고려하여 최종적으로 20극 30슬롯의 극 수 슬롯 수 조합을 선정하였다.

표 3.6. 이층 집중권의 극 수 슬롯 수 조합에 따른 기본파 권선 계수
(U/B: Unbalanced winding) [86]

Table. 3.6 Fundamental winding factor for double-layer concentrated windings depending on slot and pole combinations [86]

Pole Slot \	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
3	0.866	0.866	U/B	0.866	0.866	U/B	0.866	0.866	U/B	0.866
6		0.866	U/B	0.866	0.500	U/B	0.500	0.866	U/B	0.866
9		0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328	U/B	0.328
12			U/B	0.866	0.966	U/B	0.966	0.866	U/B	0.500
15			U/B	0.711	0.866	U/B	0.951	0.951	U/B	0.866
18				0.617	0.735	0.866	0.902	0.945	U/B	0.945
21			U/B	0.538	0.650	U/B	0.866	0.890	U/B	0.953
24			U/B		0.588	U/B	0.766	0.866	U/B	0.966
27					0.525	0.617	0.695	0.766	0.866	0.877
30			U/B			U/B	0.640	0.711	U/B	0.866

표 3.7. 극 수 슬롯 수 조합에 따른 매극 매상당 슬롯 수 [86]

Table. 3.7 Number of slots per pole per phase depending on slot and pole combinations [86]

Pole Slot \	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
3	0.500	0.250	U/B	0.125	0.100	U/B	0.071	0.062	U/B	0.050
6		0.500	U/B	0.250	0.200	U/B	0.143	0.125	U/B	0.100
9		0.750	0.500	0.375	0.300	0.250	0.214	0.188	U/B	0.150
12			U/B	0.500	0.400	U/B	0.286	0.250	U/B	0.200
15			U/B	0.625	0.500	U/B	0.357	0.312	U/B	0.250
18				0.750	0.600	0.500	0.429	0.375	U/B	0.300
21			U/B	0.875	0.700	U/B	0.500	0.438	U/B	0.350
24			U/B		0.800	U/B	0.571	0.500	U/B	0.400
27					0.900	0.750	0.643	0.562	0.500	0.450
30			U/B			U/B	0.714	0.625	U/B	0.500

3.2.2 고정자 코어 및 코일 설계

축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자는 전동기 동작에 필요한 자속을 생성하는 코일과 코일에 의해 생성된 자속이 효율적으로 흐르도록 자로를 제공하는 고정자 코어로 구성된다. 전동기의 토크는 코일에 흐르는 총 전류와 고정자 코어의 자로에 의해 결정된다.

먼저, 코일에 흐르는 총 전류를 개선하기 위해, 코일의 최대 허용 전류 밀도와 코일의 점적률(Slot-fill factor)을 높이는 방법이 있다. 코일의 최대 허용 전류 밀도는 전동기 용량과 전동기의 냉각 방식에 의해 결정된다. 일반적으로 별도의 냉각을 사용하지 않는 자연 냉각 방식의 경우 코일의 최대 허용 전류 밀도는 $1.5\text{--}5 [\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2]$, 공냉 방식은 $5\text{--}10 [\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2]$, 수냉식은 $10\text{--}30 [\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2]$ 이다 [54]. 본 논문에서는 자연 냉각 방식을 선택하였기 때문에, 코일의 최대 허용 전류 밀도는 $3.5 [\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2]$ 로 정하였다. 또한 점적률을 높이기 위해, 본 논문의 해석 모델은 고정자 분할 코어 제작 방식^⑤을 선택하였으며 [53], 각 분할 코어에 집중권으로 권선을 감는다. 집중권 방식은 분포권 대비 점적률이 높을 뿐만 아니라, 코일의 단부 길이가 감소하여 동일 전류 대비 동손을 줄일 수 있는 장점이 있다. 특히 저속 고토크 영역에서 운전하는 인 훨 시스템용 전동기에서는 철손보다 동손의 비중이 크기 때문에, 집중권 권선 방식을 사용하는 것이 효과적이다.

다음으로, 코일에 의해 생성된 자속이 고정자 코어 내에 효과적으로 생성되도록 하기 위해 고정자 코어의 재질 및 형상이 설계되어야 한다. 고정자 코어 내에는 코일과 영구 자석에 의한 회전 자계가 형성된다. 회전 자계는 고정자 코어 내 자구의 에너지 손실을 유발하고, 코어 내에 와전류를 유기함으로써 고정자 코어에 철손을 발생시킨다. 특히, 철손 성분 중에서도 와전류에 의한 손실은 회전 자계의 속도의 제곱에 근사하여 비례하기 때문에, 고속 운전 구간에서 효율 및 토크 저하를 유발한다. 따라서, 와전류 손실을 저감하기 위해 일반적으로 고정자 코어는 적층 코어 형태로 제작된다. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 경우, 적층 코어 제작이 어렵기 때문에, SMC(Soft magnetic composite) 코어^⑥를 사용하는 경우도 있다 [89]–[91]. 그러나 SMC 코어는 분말 성형 방식으로 제작되기 때문에, 자계 특성이 기존 전기 강판 대비 낮다. 따라서 자계 특성 저하에 의한 전동기 출력 저하보다 철손 저감 효과가 더 중요한 경우에 사용되며, 주로 전기 주파수 $500 [\text{Hz}]$ 이상에서 동작하는 전동기에서 국한적으로 사용된다 [86]. 본 논문의 인 훨 시스템용 직구동 전동기는 저속 고토크 영역에서 운전되며 전기

^⑤ 고정자 코어를 치(teeth) 단위로 개별 제작하여 권선을 감은 뒤 하나의 고정자 코어로 조립하는 방식을 말한다. 일반적인 고정자 코어는 권선을 감을 때 권선기가 슬롯 공간을 차지하기 때문에 점적률이 낮다. 반면, 분할 코어 제작 방식은 권선기 공간을 슬롯 공간 내에 따로 책정할 필요가 없으므로 높은 점적률로 권선을 감는 것이 가능하다.

^⑥ 연자성 분말을 고압으로 성형하여 제조한 코어로, 분말마다 절연 코팅되어 와전류의 경로를 차단하므로 와전류 손실을 절감할 수 있다.

주파수가 최대 200Hz를 넘지 않기 때문에, SMC 코어 대신 적층 강판을 사용하였다.

본 논문의 축 방향 자속 영구 자석 전동기 모델의 분할 코어는 롤 형태의 전기 강판 대신 기존 반경 방향 자속 영구 자석 전동기 제작 시 사용되는 적층 코어와 동일한 전기 강판을 사용하여 제작된다 [53]. 반경 방향 자속 영구 자석 전동기의 적층 강판을 이용한 분할 코어 제작 방식은 4.1장에서 자세히 설명하였다. 전기 강판 재질은 포스코의 PN08을 사용하였고, 자계 특성은 그림 3.10과 같다 [54].

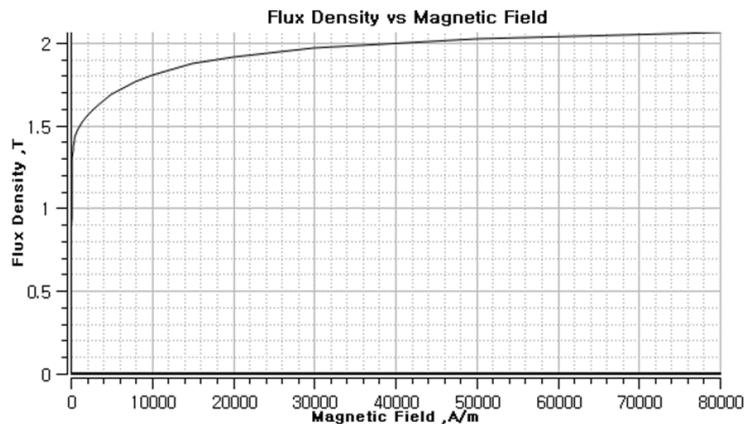


그림 3.10 PN08 BH 커브 특성 [54]

Fig. 3.10 BH-curve for PN08 [54]

고정자 코어의 형상 설계를 위해서는 치 두께와 요크 두께, 슬롯 오프닝에 대한 설계를 수행할 수 있다. 고정자 요크의 자속은 치 자속의 매극 매상당 슬롯 수 q 배가 되기 때문에, 고정자 요크의 두께는 치 두께의 q 배 이상으로 설계한다 [54]. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 경우, 내측 직경과 외측 직경이 다르기 때문에 외측 직경의 치 두께를 기준으로 요크 두께를 정해야 과포화를 방지할 수 있다. 다음으로, 슬롯 오프닝이 작을수록 코킹 토크 저감에 유리하지만, 본 논문에서는 외부에서 감아 놓은 권선을 치에 삽입하기 용이하도록 슬롯 형상을 오픈 슬롯^⑦으로 설계하였다.

^⑦ 폴 슈(pole shoe)가 없는 치 구조

마지막으로, 고정자 코어의 치 두께는 슬롯 두께와의 균형이 필요하다. 슬롯 두께가 증가하여 슬롯 면적이 증가할수록 동일 전류 밀도 대비 높은 기자력을 생성할 수 있지만, 고정자 치 두께가 감소함에 따라 치에서 포화가 발생한다. 따라서 높은 기자력이 발생한다고 해도 포화에 의해 토크를 높이는데 한계가 있다. 반면 슬롯 면적이 감소할수록 치 두께가 증가하여 동일 기자력 대비 치의 포화도가 낮아지지만, 슬롯 면적 대비 동일 기자력을 생성하기 위해 더 높은 전류를 흘려주어야 한다. 그러나 전류 및 전류 밀도 상한이 존재하기 때문에 높은 토크를 생성하는데 한계가 존재한다. 따라서 전동기가 출력할 수 있는 최대 토크를 높이기 위해서는 전동기의 슬롯 두께와 치 두께의 비율을 적절히 안배할 필요가 있다. 본 논문에서는 슬롯 두께를 최적 설계를 위한 설계 변수로 선정하여 슬롯 두께와 치 두께의 비율을 조정하였다.

3.2.3 회전자 코어 및 자석 설계

회전자는 자속을 발생시키는 영구 자석과 자로를 형성하는 회전자 코어로 구성된다. 영구 자석 전동기에서는 페라이트(Ferrite) 계열과 희토류(Rare-earth) 계열의 자석이 주로 사용된다 [92]–[94]. 이 중에서도 소형화 고토크를 요구하는 분야에서는 가격이 비싸더라도 에너지 밀도가 높은 희토류 계열의 자석을 주로 사용한다 [93]–[94].

인 훨 시스템용 전동기는 제한된 공간에서 높은 토크를 요구하기 때문에, 본 논문에서는 희토류계 자석을 사용하여 전동기를 설계하였다. 희토류계 자석은 높은 잔류 자속 밀도와 보자력을 갖기 때문에 전동기의 출력 밀도를 개선할 수 있고, 역자계로부터 영구 자석이 감자되는 현상을 방지할 수 있다. 전동기에 많이 사용되는 희토류계 자석인 네오디뮴 자석은 그러나 높은 도전율(Conductivity)을 가지고 있기 때문에, 고속에서 운전하는 전동기의 경우 자석에서 높은 와전류 손실이 발생하며, 와전류 손실에 의한 발열로 자석에서 열 감자가 발생하기도 한다. 효율 저하와 자석의 열 감자 현상을 방지하기 위해, 고속에서 운전하는 전동기의 경우, 영구 자석을 분할하여 사용한다 [95]–[96]. 그러나 본 논문에서 설계할 전동기는 직구동용 인 훨 시스템으로, 주로 저속 구간에서 운전하므로 자석을 분할하지 않았다.

또한, 극호각에 대한 극 피치 비 α_p 는 토크와 역기전력 THD에 영향을 미치는 요소 중 하나이다. 전동기의 역기전력 THD는 역기전력 파형이 구형파에 가까운 정도를 나타내는 지표로, 역기전력의 기본파 성분은 토크에 기여하고 나머지 고조파 성분들은 토크 리플과 철손을 유발한다. 따라서, 본 논문에서는 역기전력의 기본파 성분을 증진시켜 정격 토크와 토크 리플을 개선하기 위해, 극호각에 대한 극피치 비를 설계 변수로 선정하였다. 이 때, 극호각에 대한 극피치 비가 낮아질수록 자석량이 감소하고, 이에 따라 전동기 쇄교 자속이 감소한다. 따라서 극호비와 함께 자석의 두께를 설계 변수로 선정하여 쇄교 자속을 보완하였다.

회전자 코어 재질은 S45C 통코어를 선정하였다. S45C는 구조용 탄소강 중 하나로 전기기기의 철심 재료로 잘 사용하지 않는 재질이지만, 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 회전자 코어가 축 힘에 의해 변형되는 현상을 방지하기 위해 사용하였다 [53]. 통코어를 사용하기 때문에 회전자 코어 내에 발생하는 철손이 증가할 수 있지만, 동기 전동기에서 회전자 코어는 전기자의 회전 자계와 동일 속도로 회전하기 때문에 고정자 코어에 비해 발생하는 철손이 훨씬 적다. 따라서, 회전자 코어를 통코어 재질로 구성하여도 그에 따른 철손 증가량은 무시할 수 있는 수준이다.

3.3 전동기 최적 설계

3.2장에서 설명한 바와 같이, 본 논문에서는 인 훨 시스템용 직구동 전동기를 설계하기 위해, 슬롯 폭과 극호각에 대한 극피치 비, 영구 자석 높이를 설계 변수로 하여 전동기의 고토크, 고출력, 저토크 리플을 설계 목표로 최적 설계를 수행하였다. 본 논문에서 목표로 하는 5[kW] 인 훨 시스템의 설계 요구 조건과 제한 조건을 설명하고, 그에 따른 최적 설계 결과에 대해 본 절에서 자세히 다루고자 한다.

3.3.1 설계 제한 조건 및 요구 조건

그림 3.11은 견인 부하용 전동기의 속도-토크 특성 커브를 나타낸다. 견인용 전동기의 운전 영역은 그림 3.11과 같이 정토크 영역(Constant Torque region)과 정출력 영역(Constant Power region)으로 구분된다. 정토크 영역은 주로 시내 운행이나 시동 시, 등판 시와 같이 저속에서 높은 토크를 필요로 할 때 운전되는 영역이며, 정출력 영역은 고속도로 운행과 같이 고속에서 낮은 토크를 필요로 할 때 운전되는 영역이다.

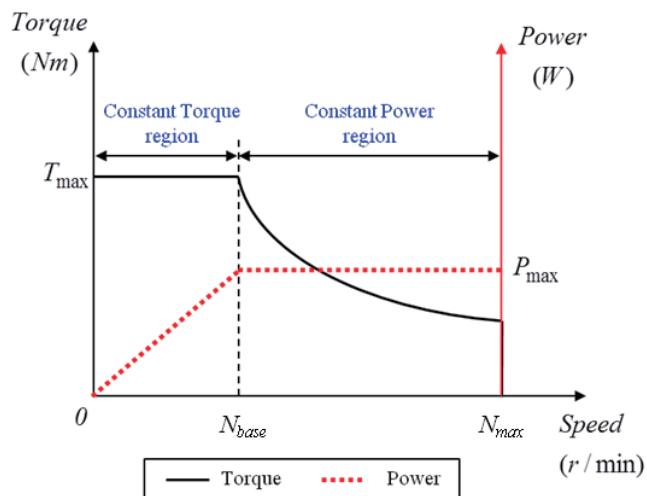


그림 3.11 견인용 전동기 속도-토크 특성 커브

Fig. 3.11 Torque-speed curve for traction motor

표 3.8은 4륜 골프 카트 구동을 위한 5[kW] 인 훨 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 요구 조건 및 제한 조건을 나타내고 있다. 직구동 방식으로 운전되므로 저속 고토크 운전 영역에서 구동되며, 훨 안에 전동기가 장착되어야 하므로 전동기 외경과 축 길이에 대한 제한 조건이 존재한다.

표 3.8 5 [kW] 인 훨 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의
요구 조건 및 제한 조건 [53]

Table 3.8 Requirement and constraint of AFPM motor for 5 [kW]
in-wheel system [53]

항 목		값
요구 조건	출력(P_{max}) [kW]	5
	토크(T_{max}) [Nm]	119
	정격 회전 속도(N_{base}) [r/min]	300
	최대 속도(N_{max}) [r/min]	800
제한 조건	배터리 단자 전압 [V_{dc}]	300
	전동기 외경 [mm]	280
	축 길이 [mm]	90
	냉각 방식	자연 냉각
	극 수/슬롯 수	20/30
	공극 [mm]	1.5
	회전자 재질	코어 S45C
		자석 Shinetsu N36Z ($B_{res} = 1.2T$)
	고정자 재질	코어 PN08

3.3.2 전동기 목적 함수 및 설계 변수 정의

인 훨 시스템용 전동기는 제한된 공간 내에서 높은 토크와 높은 출력을 생성하는 동시에 제어 성능을 위해 토크 리플을 줄일 필요가 있다.

본 논문에서는 전동기의 슬롯 두께, 극호각에 대한 극피치 비율,

자석 두께를 설계 변수로 하여 전동기의 정격 토크를 최대화하는 것을 목표로 최적 설계를 수행한다. 즉, 전동기의 정격 토크를 목적 함수로 선정하였으며 정격 토크를 기준으로 선별된 후보해 중 고출력, 저토크 리플을 갖는 후보해를 최종 최적 설계안으로 선택한다. 여기서 전동기의 최대 출력은 전동기가 최대 속도에서 낼 수 있는 최고 출력을 의미한다. 또한 견인용 전동기는 다양한 운전점에서 구동되므로 각 운전점 별로 전류 및 전원 주파수, 전류 위상각에 따라 달라지는 토크 리플을 최적 설계 시에 반영하기 쉽지 않다. 따라서 토크 리플을 설계 목표로 직접 고려하기 보다 해석 모델에서 토크 리플의 대부분을 차지하는 코킹 토크를 최소화함으로써 토크 리플을 저감하고자 하였다.

앞서 3.2절에서 설명하였듯이 토크 크기는 전기자 자속과 영구 자석의 자속에 의해 영향을 받으며 전기자 자속과 영구 자석의 자속은 각각 슬롯 면적과 영구 자석량에 의해 결정된다. 먼저, 전동기의 슬롯 폭 w_s 는 자계가 흐르는 치 면적과 전류가 흐르는 슬롯 면적의 비율을 결정하는 요소이다. 슬롯 폭이 증가할수록 슬롯 면적이 증가함에 따라 동일 전류 밀도 대비 전기자 자속이 증가한다. 그러나 치의 두께가 좁아지기 때문에 포화가 쉽게 발생하며 이에 따라 높은 전기자 자속을 인가하여도 토크를 높이는데 한계가 존재한다. 따라서 토크를 높이기 위해서는 치의 두께와 슬롯 두께의 비율을 적절하게 선정하는 것이 중요하며 슬롯 폭은 영구 자석의 자속과 전기자 자속을 모두 고려하여 선정해야 한다. 영구 자석의 자속은 영구 자석의 극호각에 대한 극피치 비율 a_p 와 영구 자석의 두께 h_m 에 의해 결정된다. a_p 와 h_m 이 커질수록 영구 자석량이 증가함에 따라 발생 토크가 커지지만 치 두께에 따른 포화 문제로 한계가 존재한다. 또한 같은 자석량이라도 h_m 보다 a_p 에 의한 영구 자석 자속 증가량이 크기 때문에 위의 3가지 설계 변수 w_s , a_p , h_m 조합에 대한 토크는 여러 국부 최적해를 갖는 비선형 형태의 반응 표면을 가질 것으로 예상할 수 있다.

각 설계 변수의 범위는 3.3.1절의 전동기 사양을 기반으로 (3.6)–(3.8)과 같이 선정하였다. 먼저 슬롯 두께는 내경 150 [mm], 외경 280 [mm]인 20극 30슬롯 전동기인 점을 고려하여 (3.6)과 같이 6–11 [mm]로 범위를 선정하였다. 일반적인 축 방향 자속 전동기는 극호각에 대한 극피치 비를 0.7–0.9 사이로 설계하며 본 논문에서도 (3.7)과 같이 설계 범위를 선정하였으며 자석 두께 h_m 은 자석량과 a_p 를 고려하여 (3.8)와 같이 선정하였다. 또한 자석 두께가 커짐에 따라 전동기 축 길이 제한을 초과하지 않도록 충분히 여유를 두어 자석 두께

범위를 선정하였다.

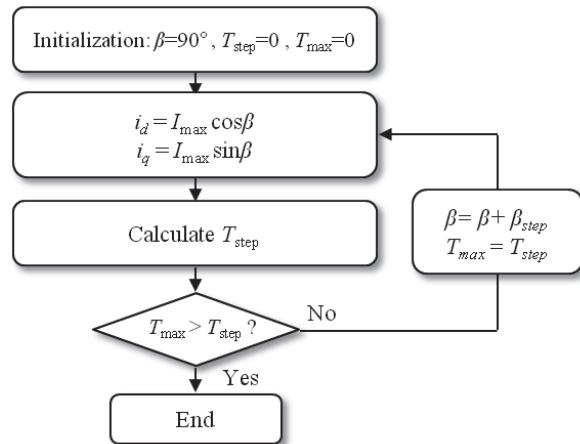
$$6 \text{ [mm]} \leq w_s \leq 11 \text{ [mm]} \quad (3.6)$$

$$0.7 \leq \alpha_p \leq 0.9 \quad (3.7)$$

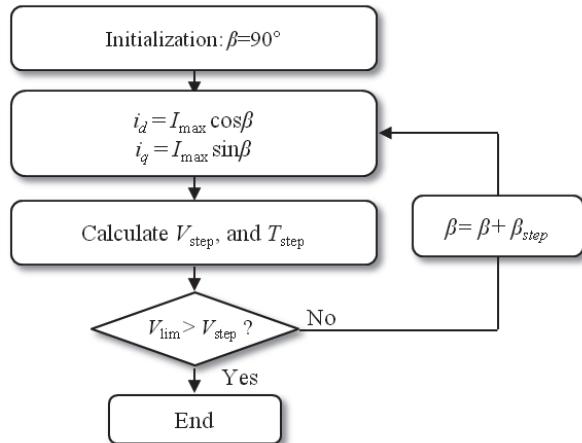
$$2.5 \text{ [mm]} \leq h_m \leq 3.5 \text{ [mm]} \quad (3.8)$$

3.3.3 전동기 최적 설계 결과

본 논문에서는 멀티모달 최적화 알고리즘을 이용하여 전동기의 최적 설계를 수행하였다. 최적화 알고리즘을 통해 샘플링 할 w_s , α_p , h_m 조합을 선정하고, 각 샘플의 목적 함수를 구하기 위해 개선된 FRM 해석 기법을 이용하여 2회의 유한 요소 해석을 통해 전동기의 구조적 정보를 담는 기저 함수를 계산한다. 기저 함수를 이용하여 각 샘플의 목적 함수를 기존 유한 요소 해석 기법보다 빠르게 계산할 수 있다. 이 때 목적 함수에 해당하는 정격 토크는 그림 3.12 (a)와 같이 구할 수 있다 [54], [87].



(a) 정격 토크 전류 위상각 탐색 루틴



(b) 최고 속도 전류 위상각 탐색 루틴

그림 3.12 전류 위상각 탐색 루틴 [54], [87]

Fig. 3.12 Searching for current phase angle [54], [87]

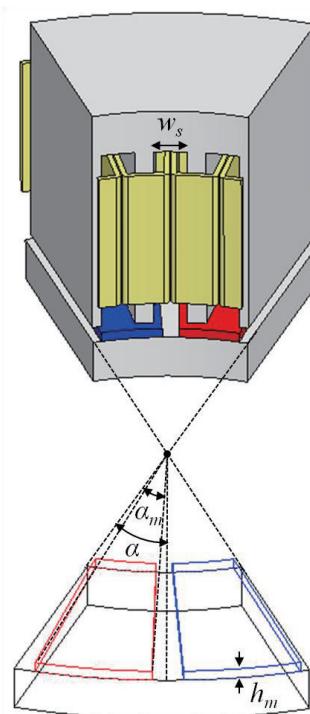
일반적으로 표면 부착형 영구 자석 전동기는 마그넷 토크(Magnet torque)에 의해 구동되므로 이상적으로 전류 위상각 90[deg]에서 최대 토크가 발생한다. 그러나 스큐 등에 의한 영향으로 표면 부착형 영구 자석 전동기가 정확히 전류 위상각 90[deg]에서 최대 토크를 생성하지 않을 수 있다. 따라서 최대 토크를 구하기 위해서는 전동기가 최대 토크를 발생시키는 전류 위상각을 먼저 찾아야 한다. 그림 3.12 (a)와 같이 전류 위상각을 90[deg]부터 β_{step} 씩 높여가며 최대 토크를 발생시키는 전류 위상각을 탐색할 수 있다. 각 전류 위상각에서의 토크는 제안된 FRM 해석 기법을 이용하면 빠르게 계산할 수 있다. 또한 전동기의 최고 속도에서 약자속 제어를 통해 단자 전압 제한 V_{lim} 을 만족하는 동시에 최대 토크를 출력하는 전류 위상각을 그림 3.12 (b)와 같은 탐색 과정을 통해 구할 수 있다. 여기서 최대 토크를 발생시키는 전류 위상각이 최대 출력을 발생시키는 전류 위상각을 의미하므로 그림 3.12(b)를 통해 최고 속도에서의 최대 출력을 구할 수 있다.

앞서 기술한 최적 설계 알고리즘과 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계안 후보를 구하였고 그 결과는 표 3.9에 정리하였다. 후보 1~3은 모두 우수한 최대 토크 성능과 최대 출력 성능을 갖지만 이 중에서도 후보 3이나마지 후보해보다 우수한 코킹 토크 성능을 갖기 때문에 최종적으로

후보 3을 최적 설계안으로 선택하였다. 최종 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계안은 그림 3.13과 같다.

표 3.9 최적 설계 결과
Table. 3.9 Optimization results

	후보 1	후보 2	후보 3
α_p	0.90	0.83	0.79
w_s [mm]	7.0	6.8	10
h_m [mm]	2.7	2.9	3.0
최대 토크 [Nm]	131.8	126.5	132.8
최대 출력 [kW]	6.8	6.5	6.0
코킹 토크 첨두치 간 차이 [Nm]	46.0	37.9	23.0



w_s [mm]	α [deg]	α_m [deg]	h_m [mm]
10.00	18.00	14.22	3.00

그림 3.13 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계안

Fig. 3.13 Optimal design of AFPM motor

제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한 최적 설계안의 각 반경 별 고정자 및 회전자 기저 함수를 그림 3.14와 그림 3.15에 표현하였다. 그림 3.14와 그림 3.15에서 z 는 축 방향 기저 함수를, ϕ 는 접선 방향 기저 함수를 의미한다. 각 반경 별로 슬롯 폭과 치 폭의 비율이 달라지므로 그림 3.14와 그림 3.15에서 볼 수 있듯이 반경에 대한 기저 함수 파형이 조금씩 달라진다. 따라서 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 단면 수 N_{pl} 에 의해 정확도가 달라지므로 본 논문에서는 N_{pl} 을 5로 선정하였다. 그림 3.14와 그림 3.15는 그 중에서도 첫 번째, 세 번째, 다섯 번째 단면에서의 고정자 기저 함수와 회전자 기저 함수를 각각 표현한다. 여기서 첫 번째 단면의 반지름 r_1 은 81.5 [mm], 두 번째 단면의 반지름 r_2 는 107.5 [mm], 세 번째 단면의 반지름 r_3 는 133.5 [mm]이다.

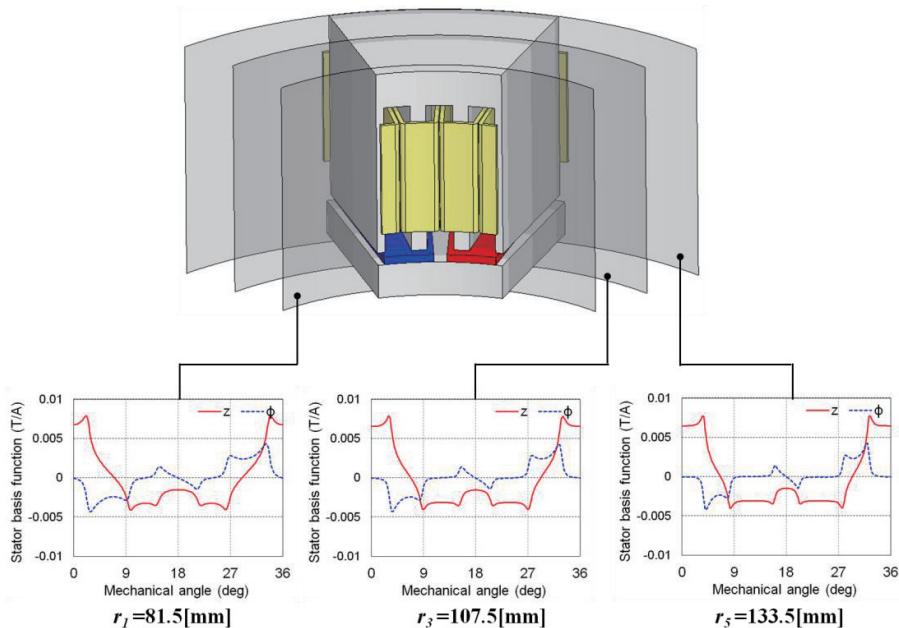


그림 3.14 최적 설계안의 각 반경 별 고정자 기저 함수

Fig 3.14 Stator basis function for optimum design according to the radius

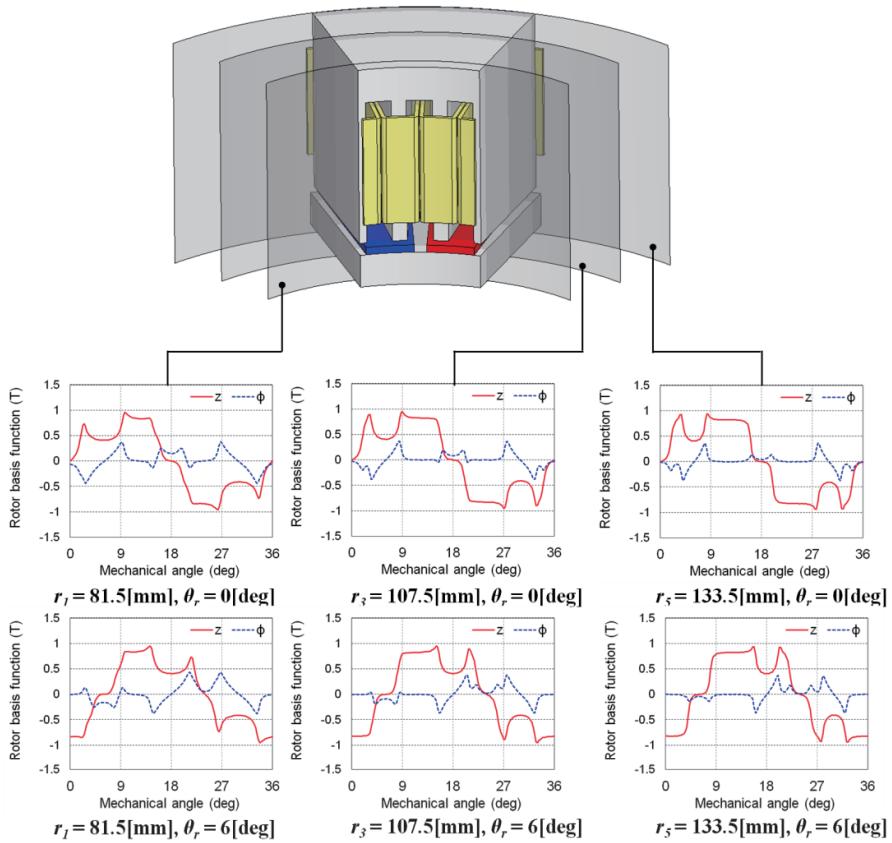


그림 3.15 최적 설계안의 각 반경 별, 회전각 별 회전자 기저 함수

Fig. 3.15 Rotor basis function for optimum design according to the radius and rotation angle

그림 3.14-3.15의 기저 함수를 이용하여 최적 설계안의 무부하 특성인 역기전력과 코킹 토크는 그림 3.16과 그림 3.17에 각각 나타내었다. 또한 그림 3.18에는 전동기의 정격 부하에서의 토크와 최대 속도에서의 부하 토크를 나타내었다. 최적 설계안에 대한 제안된 FRM 해석 기법의 해석 결과는 4장에서 실험 결과 및 유한 요소법 해석 결과와 비교하여 검증하였다.

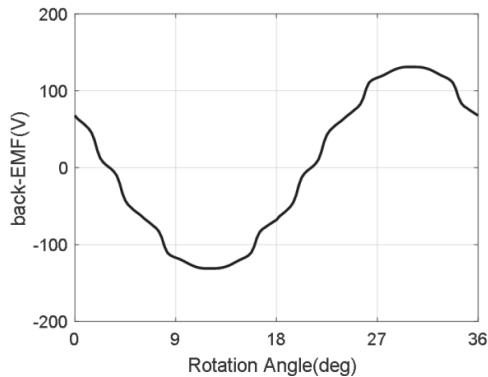


그림 3.16 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한
최적 설계안 역기전력

Fig 3.16 Back-EMF for optimum design calculated
by using proposed FRM

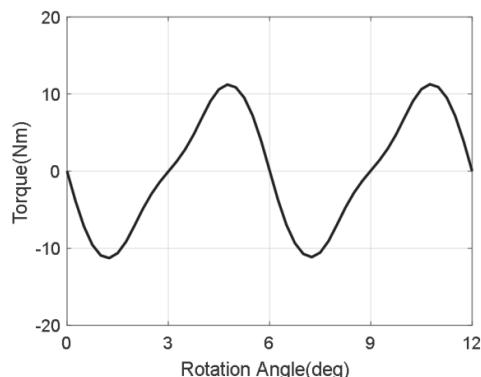
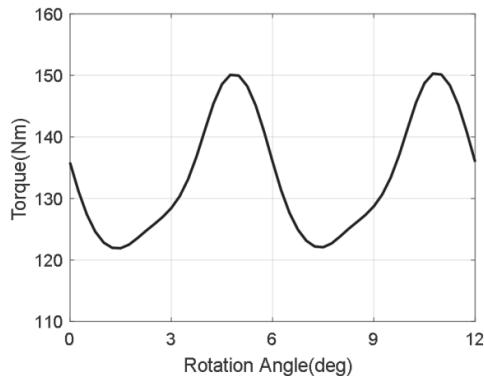
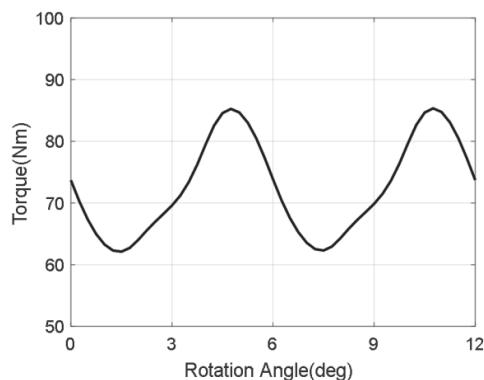


그림 3.17 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한
최적 설계안 코깅 토크

Fig 3.17 Cogging torque for optimum design calculated
by using proposed FRM



(a) 정격 부하 시 토크



(b) 최대 속도 시 토크

그림 3.18 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 구한
최적 설계안 부하 토크

Fig 3.18 Load torque for optimum design calculated
by using proposed FRM

제 4 장 시험용 전동기 제작 및 실험 결과

4.1 시험용 전동기 제작 방법

최적 설계안을 토대로 제작된 시험용 전동기를 그림 4.1-4.4에 나타내었다 [53]. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 시험용 전동기는 저렴하고 간편한 고정자 적층 코어 제작을 위해, 롤 형태의 전기 강판 대신 일반 적층 강판을 이용한 분할 코어 제작 방식을 이용하여 제작되었다 [53]. 그림 4.1과 같은 적층 구조물을 형성하여, 이를 와이어 커팅 가공 방식으로 분할 코어를 제작한다 [53]. 와이어 커팅 가공 방식은 와이어와 가공물 사이에 방전을 일으켜 발생하는 스파크를 이용하여 가공물을 잘라내는 방법이다 [97]. 적층 구조물에 와이어 커터가 삽입될 커터홀을 생성하고, 와이어 커터를 삽입하여 적층 구조물로부터 고정자 치의 형상에 맞게 분할 코어를 적출한다 [53].

적출된 각 분할 코어는 그림 4.2와 같이 직경 2.2 [mm]의 코일로 33번 와인딩 후 미리 제작된 고정자 요크에 체결하였고, 각 치의 와인딩은 그림 4.3과 같이 끝 단을 각 상끼리 직렬 연결하여 폐회로를 구성하였다. 회전자 코어는 앞에서 언급하였듯이, S45C 통코어와 영구 자석으로 구성되며 제작된 고정자와 함께 하우징을 씌워 그림 4.4와 같이 체결하였다.



(a) 적층 강판 앞면

(b) 적층 강판 뒷면

그림 4.1 분할 코어 제작 방식 [53]

Fig. 4.1 Segmented core fabrication [53]

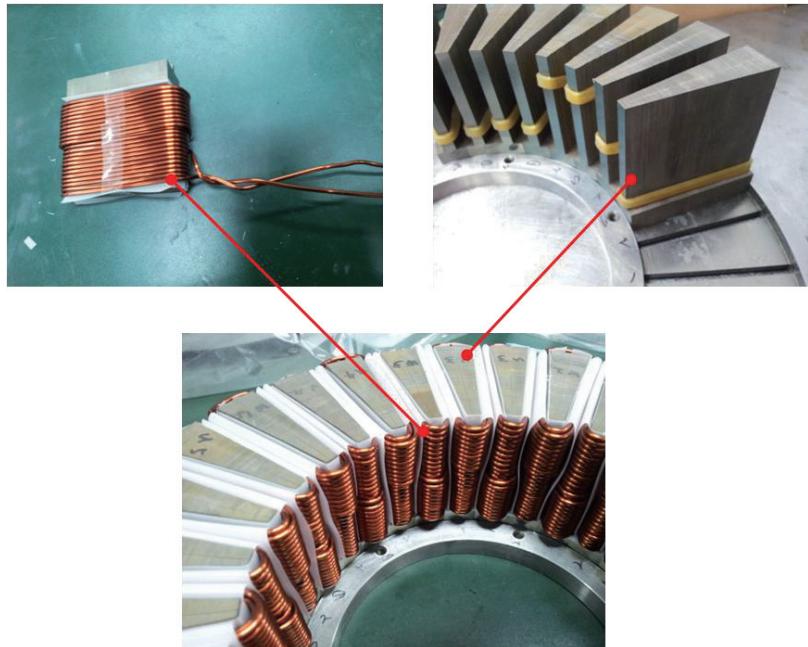


그림 4.2 고정자 체결 과정 [53]

Fig. 4.2 Assembling process of the stator [53]

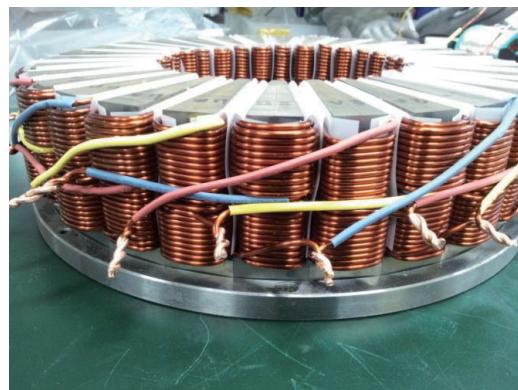


그림 4.3 엔드 와인딩 구성 [53]

Fig. 4.3 Configuration for the end winding [53]



그림 4.4 고정자 및 회전자 체결 과정 [53]

Fig. 4.4 Assembling process of rotor and stator [53]

4.2 시험용 전동기 실험 및 해석 결과 비교

4.2.1 무부하 실험 결과

그림 4.5는 시험용 전동기의 실험 구성 방법을 나타낸다 [53]. 시험용 전동기(Test motor)의 3상 전류를 인가하기 위해, SMPS(Switched mode power supply)로부터 전원을 공급받아 DSP(Digital signal processor)와 인버터(Inverter)를 이용하여 원하는 전류 주파수 및 크기, 전류 위상각이 출력되도록 제어를 수행한다. 인버터 단에서 출력되는 3상 전류는 최종적으로 시험용 전동기에 인가된다. 이 때, 부하기(Load machine)는 인위적으로 전동기에 부하를 인가하는 역할을 하며, 시험용 전동기의 회전자를 원하는 회전 속도로 구동한다 [85].

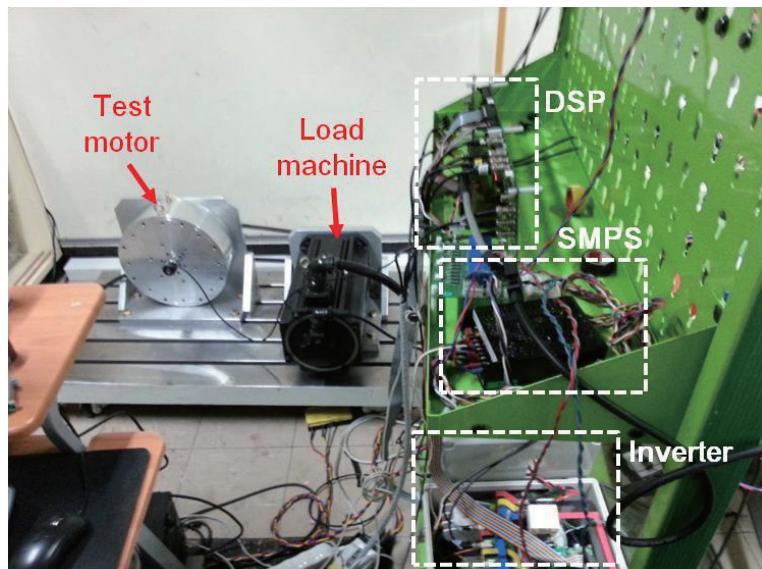


그림 4.5 전동기 실험 셋트 [53]

Fig. 4.5 Test set for experiment [53]

권선 저항 측정 결과는 다음과 같다. 3상의 권선은 Y결선으로 연결되어 있고, 중성점이 전동기 내부에 존재하므로 상저항 대신 선간 저항을 측정한다. 상저항의 불평형을 체크하기 위해, U-V, V-W, W-U

선간 저항을 모두 측정하였고, 표 4.1과 그림 4.6에서 볼 수 있듯이, 선간 저항이 모두 5[%]내로 실험 결과와 일치하고, 상간 불평형이 거의 발생하지 않은 것을 확인할 수 있다.

표 4.1 선간 권선 저항 측정 결과

Table 4.1 Measurement of line to line winding resistance

구 분	설계 결과 [mΩ]	측정 결과 [mΩ]	오차 [%]
U-V	57.8	55.2	4.7
V-W	57.8	55.1	4.9
W-U	57.8	55.3	4.5

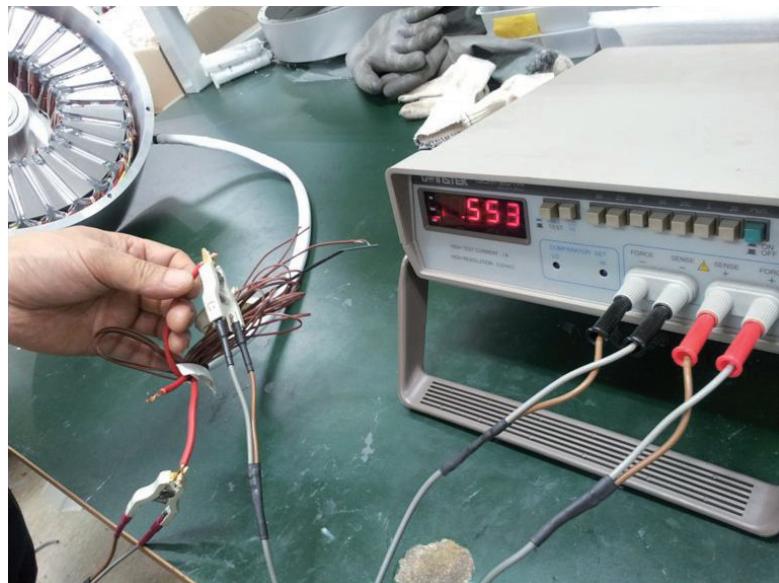
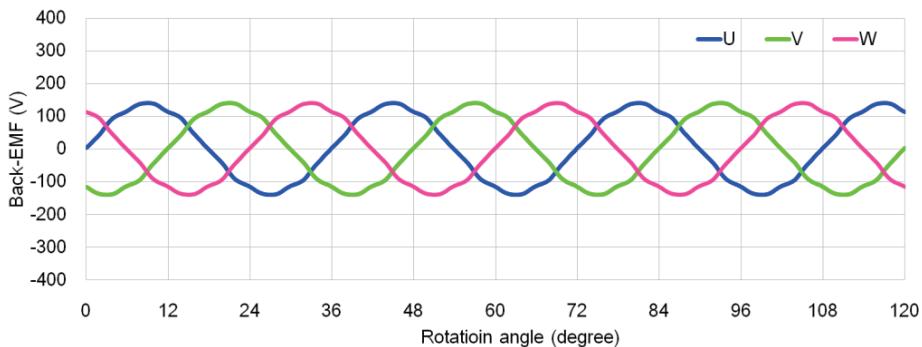


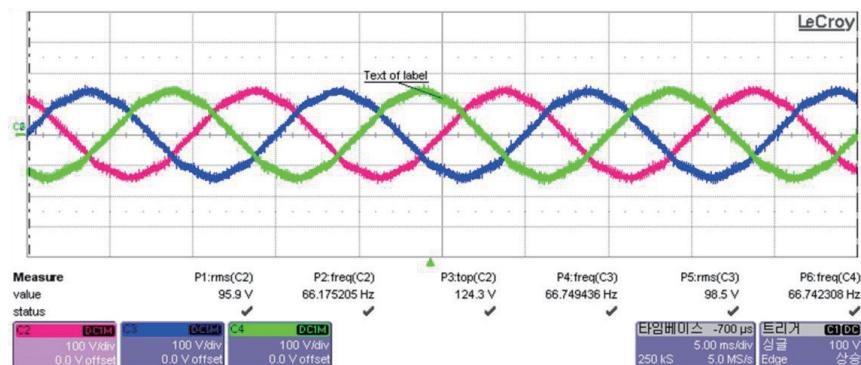
그림 4.6 권선 저항 측정 결과 [53]

Fig. 4.6 Test results of winding resistance [53]

그림 4.7은 전동기가 400[r/min]의 속도로 회전할 때 발생하는 상역기전력을 나타낸 것이다. 실험 결과 측정된 역기전력의 실효치는 해석 결과와 실험 결과가 각각 98.3[V], 95.9[V]로, 두 결과의 오차는 약 2.5[%]의 오차를 보인다.



(a) 해석 결과



(b) 실험 결과

그림 4.7 역기전력 결과 비교

Fig. 4.7 Experimental and analysis results for back-EMF.

4.2.2 부하 실험 결과

그림 4.8은 전동기 속도에 따른 토크 및 출력 실험 결과를 나타낸다. 각 운전점에서의 전류 I 와 전류 위상각 β , 토크 T 및 출력 P_{out} 에 대해 표현하였다. 정격 속도 이전에는 100 [r/min] 단위로 전동기 성능을 측정하였고 정격 속도 이후에 토크가 급격하게 변하는 정출력 영역에서는 전동기의 운전점 간격을 50 [r/min]으로 좁혀 실험을 수행하였다. 그림에서 볼 수 있듯이, 설계된 전동기는 정토크 영역의 요구 토크 119 [Nm]과 정출력 영역의 요구 출력 5 [kW]를 모두 만족한다.

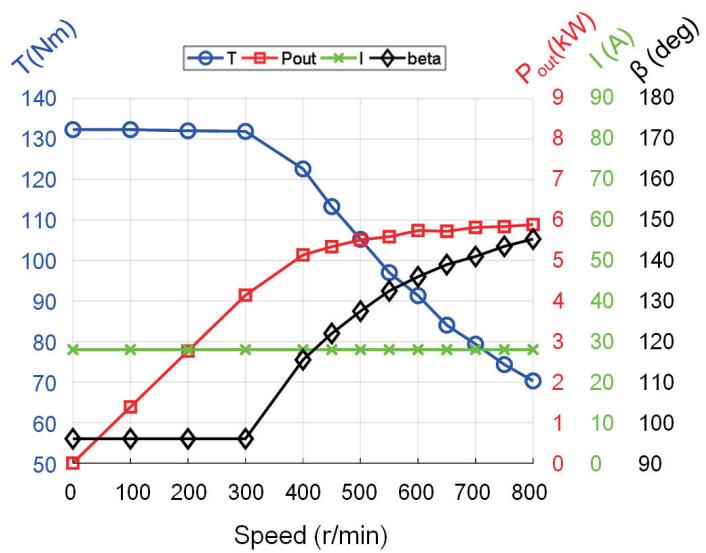
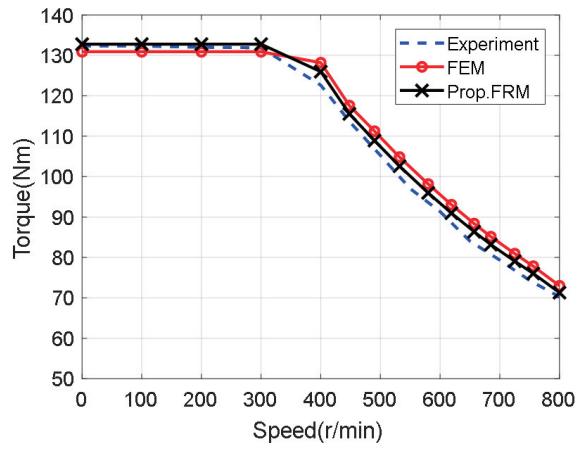


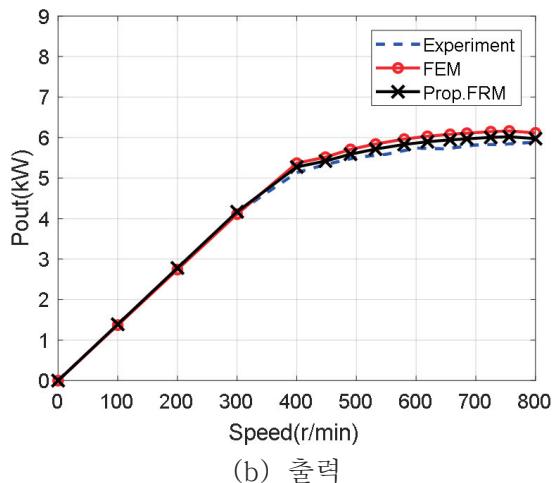
그림 4.8 부하 실험 결과 [53]

Fig. 4.8 Experimental results under load [53]

그림 4.9는 각 운전점 별 부하 토크의 해석 결과와 실험 결과를 나타낸다. 그림 4.9에서 유한 요소 해석 결과는 FEM, 제안된 FRM 해석 기법의 해석 결과는 Prop.FRM, 실험 결과는 Experiment로 각각 표기하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 각 운전점에서 제안된 FRM 해석 결과가 유한 요소 해석 결과 및 실험 결과와 거의 유사한 것을 확인할 수 있다.



(a) 토크



(b) 출력

그림 4.9 부하 해석 실험 결과 및 해석 결과 비교 [53]

Fig. 4.9 Analysis and experimental results under load [53]

제 5 장 결론 및 향후 연구 계획

5.1 결론

본 논문에서는 직구동 방식의 인 휠 시스템용 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계를 위해 해석 기법과 설계 기법에 대한 방법론을 제안하였고, 기제작된 시험용 전동기의 실험 결과를 통해 제안된 해석 및 설계 기법의 유용성과 타당성을 검증하였다.

먼저, 본 논문에선 3차원 유한 요소 해석법을 필요로 하는 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 해석 시간을 절감하고, 최종적으로 최적 설계에 적용하기 위해 개선된 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법을 제안하였다. 기존 FRM 해석 기법은 슬롯 피치 구간의 유한 요소 해석이 필요했던 반면, 제안된 FRM 해석 기법은 상대 퍼미언스 함수를 적용함으로써 단 2회의 유한 요소 해석으로 전동기의 성능을 높은 정확도로 해석할 수 있다. 또한, 극 반전 구간을 고려하지 않았던 기존 상대 퍼미언스 함수를 적용한 FRM 해석 기법이 접선 방향 공극 자속 밀도의 왜곡 현상에 의해 토크 리플 및 코킹 토크에서 유한 요소 해석 결과와 차이를 보였던 반면, 제안된 FRM 해석 기법은 극 반전 구간을 고려한 상대 퍼미언스 함수를 적용함으로써 토크 리플과 코킹 토크를 포함한 전동기 동작 특성을 비교적 정확하게 해석할 수 있었다. 제안된 FRM 해석 기법의 정확도를 검증하기 위해 5가지의 다양한 전동기 모델에 대하여 해석을 수행하였고, 그 결과 축 방향 영구 자석 전동기의 최적 설계에 적용할 수 있을 만큼 만족할 만한 해석 결과를 도출하였다.

인 휠 시스템의 다양한 요구 조건을 만족하는 축 방향 자속 영구 자석 전동기 최적 설계안을 도출하기 위해 본 논문에서는 멀티모달 최적화 알고리즘을 적용하였고, 목적 함수 계산을 위해 유한 요소 해석 방법 대신 제안된 FRM 해석 기법을 이용하여 최적 설계에 소요되는 시간을 획기적으로 절감하였다. 또한, 본 논문에서 적용된 멀티모달 최적화 알고리즘은 목적 함수 계산 횟수를 최소화하기 위해, 크리깅 보간 기법을 이용한 근사 모델을 기반으로 최적해를 탐색하며, 3개 이상의 설계 변수를 갖는 최적 설계에도 적용 가능하도록 하위 구역 분할 및 개선된 샘플링 기법을 적용하였다.

마지막으로, 본 논문에서 제안한 해석 기법과 설계 전략을 검증하기 위해, 기제작된 시험용 전동기를 여러 운전점에서 실험하여 해석 결과와 실험 결과를 비교하였다. 무부하 및 부하 특성 실험 결과를 토대로, 해석 결과와 실험 결과가 잘 일치하는 것을 확인하였고 이로써 제안된 해석 및 설계 방법의 타당성을 검증하였다. 본 논문의 연구 내용은 향후 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계에 많은 도움이 될 것이라 판단된다.

5.2 향후 연구 계획

본 논문에서는 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 최적 설계 과정에서 전동기의 가격(Cost)을 고려하지 않았다. 따라서 전동기의 요구 출력에 비해 철 및 영구 자석 등의 재료 사용량이 커질 수 있다. 전동기의 가격 인하는 인 훨 시스템의 상용화를 위한 중요한 요소 중 하나이므로 향후 전동기 가격을 고려한 최적 설계 연구가 필요하다.

또한 본 논문의 해석 모델은 전류 밀도가 높지 않기 때문에 전동기 코어의 포화도가 크지 않다. 제안된 FRM 해석 기법은 전동기 코어의 상대 투자율을 무한대로 가정하기 때문에 실제 전동기 코어에서 포화가 발생하는 경우 유한 요소 해석 결과와 차이를 보인다. 제안된 FRM 해석 기법을 더 다양한 전동기에 적용하기 위해서는 전동기 코어 내 국부 포화 영향을 고려할 필요가 있다.

다음으로 본 논문의 해석 모델은 오픈 슬롯 형상에 의해 여전히 높은 코킹 토크와 토크 리플을 갖는 문제가 있다. 전동기의 코킹 토크와 토크 리플을 저감하기 위해 영구 자석이나 슬롯에 스큐를 주는 방법이 존재한다. 향후 전동기의 코킹 토크와 토크 리플 저감을 위해 스큐각을 최적 설계의 설계 변수로 고려할 필요가 있고 이를 위해 스큐각이 고려된 제안된 FRM 해석 기법에 대한 연구가 필요하다.

다음으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기는 반경 방향 영구 자석 전동기와 다르게 공극 방향으로 큰 축 힘이 발생한다. 축 힘에 의해 축 방향 영구 자석 전동기의 베어링에 큰 부하가 발생하고 공극 유지를 위해서는 높은 사양의 베어링이 필요하다. 또한 큰 축 힘에 의해 회전자 코어가 휘어지기 때문에 큰 직경의 축 방향 자속 영구 자석 전동기에서 공극을 균일하게 유지하기 어렵다. 따라서 축 방향 자속 영구 자석

전동기의 공극을 균일하게 유지하기 위해 이중 고정자 구조와 같이 축 힘을 상쇄할 수 있는 구조에 대한 향후 연구가 필요하다.

마지막으로 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 고정자 적층 코어는 높은 제작 비용을 필요로 하기 때문에 반경 방향 자속 영구 자석 전동기만큼 널리 사용되고 있지 않다. 축 방향 자속 영구 자석 전동기의 상용화를 위해서는 저렴하면서도 대량 생산에 적합한 적층 코어의 제작 방식을 고안할 필요가 있다.

참고 문헌

- [1] <http://www.lgblog.co.kr/life-culture/business/56874>.
- [2] "전기자동차 보급 전망 및 정책 시사점," 에너지경제연구원, 2013.
- [3] "세계 각국 전기 자동차 혁명 한국은 끌찌 수준," 연합뉴스, 2017.
- [4] "Advanced In-Wheel Electric Propulsion Technology," Protean Electric, 2011.
- [5] <https://www.hyundai.co.kr/MediaCenter/News/Group-Broadcast/hyundai-mobis-Inwheel-System-141105.hub#.Wi570IV19Go>.
- [6] http://www.kasdi.co.kr/index.php?mid=drivingcommon&listStyle=viewer&document_srl=3050.
- [7] 김학선, 박지인, 전광기, 최성진, "인휠 모터 전기자동차의 선회 안정성 향상을 위한 토크벡터링과 ESC 제어 전략에 관한 연구," 한국 자동차공학회 추계학술대회 및 전시회, 2013.
- [8] S. Y. Yun, and J. Lee, "Implementation of In-wheel Motor Driving System for Electric Vehicle," The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, vol. 62, no. 6, pp. 750–755, 2013.
- [9] A. Dadashnialehi, A. Hadiashar, Z. Cao, and A. Kapoor, "Intelligent Sensorless Antilock Braking System for Brushless In-Wheel Electric Vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1629–1638, 2015.
- [10] J. Hu, Y. Wang, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Robust Yaw Stability Control for In-Wheel Motor Electric Vehicles," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 22, no. 3, pp. 1360–1370, 2017.
- [11] 탁영준, "초소형 전기차를 위한 인휠 모터 적용 승차감 및 충격 하중 연구," 공학석사 학위논문, 한국과학기술원, 2015.
- [12] S. P. Nikam, V. Rallabandi, and B. G. Fernandes, "A High-Torque Density Permanent-Magnet Free Motor for in-Wheel Electric Vehicle Application," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2287–2295, 2012.
- [13] S. U. Chung, S. H. Moon, D. J. Kim, and J. M. Kim, "Development of a 20-Pole-24-Slot SPMSM With Consequent Pole Rotor for In-Wheel Direct Drive," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 302–309, 2016.

- [14] J. H. Sim, S. H. Chai, D. M. Kim, and J. P. Hong, "Temperature Prediction of Oil-cooled IPMSM for In-Wheel Direct Drive through Lumped Parameter Thermal Model," International Conference on Electrical Machines and Systems, 2013.
- [15] "현대차, 세계 최초 바퀴안에 모터 넣은 車에 도전," 전자신문, 2017.
- [16] C. J. Ifedi, "A High Torque Density, Direct Drive In-Wheel Motor for Electric Vehicles," Doctor dissertation, Newcastle University, 2013.
- [17] C. J. Ifedi, B. C. Mecrow, S. T. M. Brockway, G. S. Boast, G. J. Atkinson, and D. K. Perovic, "Fault-Tolerant In-Wheel Motor Topologies for High-Performance Electric Vehicles," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 3, pp. 1249–1257, 2013.
- [18] I. Hooper, "Development of In-Wheel Motor Systems for Formula SAE Electric Vehicles," Master Thesis, The University of Western Australia, 2011.
- [19] "Mitsubishi Motors to enter Lancer Evolution MIEV in Shikoku EV Rally 2005 – All-wheel drive using new type of in-wheel motor –", Mitsubishi, 2005.
- [20] P. He, Y. Hori, M. Kamachi, K. Walters, and H. Yoshida, "Future Motion Control to be Realized by In-wheel Motored Electric Vehicle," The 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2005.
- [21] Y. Shen, and Z. Q. Zhu, "Analytical Prediction of Optimal Split Ratio for Fractional-Slot External Rotor PM Brushless Machines," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 10, pp. 4187–4190, 2011.
- [22] Z. Li, "Fractional-Slot Concentrated-Winding Surface-Mounted Permanent Magnet Motor Design and Analysis for In-Wheel Application," Doctor dissertation, Politecnico di torino, 2012.
- [23] V. B. Honsinger, "Sizing Equations for Electrical Machinery," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. EC-2, no. 1, pp. 116–121, 1987.
- [24] J. F. Gieras, R. J. Wang, and M. J. Kamper, Axial Flux

Permanent Magnet Brushless Machines(2nd edition), Springer, 2008.

- [25] R. L. Ficheux, F. Caricchi, F. Crescimbini, and O. Honorati, "Axial-Flux Permanent-Magnet for Direct-Drive Elevator Systems Without Machine Room," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1693–1701, 2001.
- [26] G. H. Jang, and J. H. Chang, "Development of an Axial-Gap Spindle Motor for Computer Hard Disk Drives Using PCB Winding and Dual Air Gaps," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 5, pp. 3297–3299, 2002.
- [27] Y. C. Chuo, C. C. Wang, C. S. Liu, H. C. Yu, Y. H. Chang, and J. B. Horng, "Development of a Miniature Axial-Field Spindle Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 2, pp. 974–976, 2005.
- [28] P. Kasinathan, "Integrated In-wheel Motors for Low Power Traction Applications," Doctor dissertation, Chalmers University of Technology, 2003.
- [29] H. J. Kierstead, "Design of a Single-Sided Axial Flux PM In-wheel Electric Vehicle Machine with Non-Overlap Stator Windings," Master dissertation, Stellenbosch University, 2009.
- [30] I. Hooper, "Development of In-wheel Motor Systems for Formula SAE Electric Vehicles," Master dissertation, The University of Western Australia, 2011.
- [31] W. Deng, S. Zuo, F. Lin, S. Wu, "Influence of Pole and Slot Combinations on Vibration and Noise in External Rotor Axial Flux In-wheel Motors," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, iss. 4, pp. 586–594, 2017.
- [32] J. Zhao, B. Li, and Z. Gu, "Research on an Axial Flux PMSM with Radially Sliding Permanent Magnets," *Energies*, vol. 8, no. 3, pp. 1663–1684, 2015.
- [33] W. Zhu, "A Microscopic Investigation of Force Generation in a Permanent Magnetic Synchronous Machine," Doctor dissertation, The University of Missouri-rolla, 2005.
- [34] W. Zhu, B. Fahimi, and S. D. Pekarek, "A Field Reconstruction Method for Optimal Excitation of Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2,

pp. 305–313, 2006.

- [35] W. Zhu, S. D. Pekarek, B. Fahimi, and B. J. Dekem, "Investigation of Force Generation in a Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 3, pp. 557–565, 2007.
- [36] A. Khoobroo, and B. Fahimi, "Magnetic Flux Estimation in a Permanent Magnet Synchronous Machine Using Field Reconstruction Method," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 757–765, 2011.
- [37] D. Wu, S. D. Pekarek, and B. Fahimi, "A Field Reconstruction Technique for Efficient Modeling of the Fields and Forces Within Induction Machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 2, pp. 366–374, 2009.
- [38] W. Wang, M. Kiani, and B. Fahimi, "Optimal Design of Doubly Fed Induction Generators Using Field Reconstruction Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3453–3456, 2010.
- [39] D. Wu, S. D. Pekarek, and B. Fahimi, "A Voltage–Input–Based Field Reconstruction Technique for Efficient Modeling of the Fields and Forces Within Induction Machines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 994–1001, 2010.
- [40] C. Lin, W. Wang, M. McDonough, and B. Fahimi, "An Extended Field Reconstruction Method for Modeling of Switched Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 1051–1054, 2012.
- [41] A. Khoobroo, "Fault Detection and Optimal Treatment of the Permanent Magnet Synchronous Machine Using Field Reconstruction Method," Doctor dissertation, The University of Texas, 2010.
- [42] E. Ajily, K. Abbaszadeh, and M. Ardebili, "Three–Dimensional Field Reconstruction Method for Modeling Axial Flux Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 1, pp. 199–207, 2015.
- [43] H. J. Park, H. K. Jung, S. Y. Jung, Y. H. Chae, and D. K. Woo, "Field Reconstruction Method in Axial Flux Permanent Magnet Motor with Overhang Structure," *IEEE Transactions on Magnetics*,

vol. 53,no. 6, Article ID. 8201304, 2017.

- [44] 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 Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 7, pp. 1828–1837, 2006.
- [45] J. Galvez, E. Cuevas, and O. Avalos, "Flower Pollination Algorithm for Multimodal Optimization," *International Journal of Computational Intelligence Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 627–646, 2017.
- [46] E. Dilettoso, and N. Salerno, "A Self-Adaptive Niching Genetic Algorithm for Multimodal Optimization of Electromagnetic Devices," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1203–1206, 2006.
- [47] 이범주, 서장호, 곽상엽, 이상엽, 정현교, "개선된 Auto-Tuning 니칭 유전 알고리즘을 이용한 영전자식 권상기의 최적 설계," *전기학회논문지*, 57권 5호, pp. 783–788, 2008.
- [48] C. Magele, A. Kostinger, M. Jaindl, W. Renhart, B. Cranganu-Cretu, and J. Smajic, "Niching evaluation strategies for simultaneously finding global and pareto optimal solutions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 2743–2746, 2010.
- [49] B. Liu, Q. Zhang, and G. G. E. Gielen, "A Gaussian Process Surrogate Model Assisted Evolutionary Algorithm for Medium Scale Expensive Optimization Problems," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 18, no. 2, pp. 180–192, 2014.
- [50] H. Wang, Y. Jin, and J. Doherty, "Committee-Based Active Learning for Surrogate-Assisted Particle Swarm Optimization of Expensive Problems," *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 47, no. 9, pp. 2664–2677, 2017.
- [51] J. Sacks, W. J. Welch, T. J. Mitchell, and H. P. Wynn, "Design and Analysis of Computer Experiments," *Statistical Science*, vol. 4, no. 4, pp. 409–435, 1989.
- [52] L. Lebensztajn, C. A. R. Marretto, M. C. Costa, and J. L. Coulomb, "Kriging: A Useful Tool for Electromagnetic Device Optimization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp.

1196–1199, 2004.

- [53] 우동균, "오버행 효과를 고려하는 영구자석 전동기의 특성 해석 및 최적 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2014년.
- [54] 곽상엽, "차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2007.
- [55] Z. J. Liu, and J. T. Li, "Analytical Solution of Air-Gap Field in PM Motors Taking Into Account the Effect of Pole Transition Over Slots," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 10, pp. 3872–3883, 2007.
- [56] B. J. Dekker, and S. D. Pekarek, "Enhanced Field Reconstruction Method for the Efficient Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 3, pp. 661–669, 2012.
- [57] L. Gu, S. Wang, D. Patil, M. Moallem, and B. Fahimi, "An Improved Conformal Mapping Aided Field Reconstruction Method for Modeling of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept, 2016.
- [58] Z. Q. Zhu, L. J. Wu, and Z. P. Xia, "An Accurate Subdomain Model for Magnetic Field Computation in Slotted Surface-Mounted Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 4, pp. 1100–1115, 2010.
- [59] Z. Q. Zhu, D. Howe, and C. C. Chan, "Improved Analytical Model for Predicting the Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 1, pp. 229–238, 2002.
- [60] D. K. Lim, Y. S. Cho, J. S. Ro, S. Y. Jung, and H. K. Jung, "Optimal Design of Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor for the Electric Bicycle," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 3, Article ID. 8201204, 2016.
- [61] C. H. Yoo, D. K. Lim, and H. K. Jung, "A Novel Multimodal Optimization Algorithm for the Design of Electromagnetic Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 3, Article ID 8201304, 2016.
- [62] Y. Li, S. Xiao, M. Rotaru, and J. K. Sykulski, "A Dual Kriging

Approach With Improved Points Selection Algorithm for Memory Surrogate Optimization in Electromagnetics," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52, no. 3, Article ID. 7000504, 2016.

[63] B. Xia, Z. Ren, K. Choi, and C. S. Koh, "A Novel Subregion-Based Multidimensional Optimization of Electromagnetic Devices Assisted by Kriging Surrogate Model," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, no. 6, Article ID. 9401204, 2017.

[64] J. B. Kim, K. Y. Hwang, and B. I. Kwon, "Optimization of Two-Phase In-Wheel IPMSM for Wide Speed Range by Using the Kriging Model Based on Latin Hypercube Sampling," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 1078–1081, 2011.

[65] M. D. McKay, R. J. Beckman, and W. J. Conover, "A Comparison of Three Methods for Selecting Values of Input Variables in the Analysis of Output from a Computer Code," Technometrics, vol. 21, no. 2, pp. 239–245, 1979.

[66] Y. U. Park, J. H. Cho, and D. K. Kim, "Cogging Torque Reduction of Single-Phase Brushless DC Motor With a Tapered Air-Gap Using Optimizing Notch Size and Position," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4455–4463, 2015.

[67] B. Xia, T. W. Lee, K. Choi, and C. S. Koh, "A Novel Adaptive Dynamic Taylor Kriging and Its Application to Optimal Design of Electromagnetic Devices," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52, no. 3, Article ID. 7208704, 2016.

[68] https://en.wikipedia.org/wiki/Test_functions_for_optimization

[69] E. Cuevas, and A. R. Orta, "A cuckoo search algorithm for multimodal optimization," The Scientific World Journal, vol. 2014, Article ID. 497514, 2014.

[70] <https://kr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/47365->

a-cuckoo-search-algorithm-for-multimodal-optimization

[71] <https://kr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/61583-flower-pollination-multimodal-method>

[72] <http://www2.imm.dtu.dk/projects/dace/>

[73] F. G. Capponi, G. D. Donato, and F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2190–2205, 2012.

[74] R. D. Stefano, and F. Marignetti, "Electromagnetic Analysis of Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machines With Fractional Windings With Experimental Validation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2573–2582, 2012.

[75] Y. P. Yang, C. H. Lee, and P. C. Hung, "Multi-Objective Optimal Design of an Axial-Flux Permanent-Magnet Wheel Motor for Electric Scooters," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, iss. 1, pp. 1–12, 2014.

[76] Y. P. Yang, and F. X. Ding, "Driving-Scenario Oriented Design of an Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Motor for a Pedal Electric Cycle," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, iss. 6, pp. 420–428, 2015.

[77] M. Shokri, N. Rostami, V. Behjat, J. Pyrhonen, and M. Rostami, "Comparison of Performance Characteristics of Axial-Flux Permanent-Magnet Synchrnous Machine With Different Magnet Shape," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 12, Article ID. 8115206, 2015.

[78] L. Xiao, J. Li, R. Qu, Y. Lu, R. Zhang, and D. Li, "Cogging Torque Analysis and Minimization of Axial Flux PM Machines With Combined Rectangle-Shaped Magnet," *IEEE Transactions on*

Industry Applications, vol. 53, no. 2, pp. 1018–1027, 2017.

- [79] S. J. Arand, M. Ardebili, "Multi-Objective Design and Prototyping of a Low Cogging Torque Axial-Flux PM Generator With Segmented Stator for Small-Scale Direct-Drive Wind Turbines," IET Electric Power Applications, vol. 10, iss. 9, pp. 889–899, 2016.
- [80] B. Zhang, T. Seidler, R. Dierken, and M. Doppelbauer, "Development of a Yokeless and Segmented Armature Axial Flux Machine," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 4, pp. 2062–2071, 2016.
- [81] A. Hemeida, M. Taha, A. A.-E Abdallah, H. Vansompel, L. Dupre, and P. Sergeant, "Applicability of Fractional Slot Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines in the Field Weakening Region," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, no. 1, pp. 111–121, 2017.
- [82] W. Fei, P. C. K. Luk, and T. S. El-Hassan, "Rotor Integrity Design for a High-Speed Modular Air-Cored Axial-Flux Permanent-Magnet Generator," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3848–3858, 2011.
- [83] A. D. Gerlando, G. Foglia, M. F. Iacchetti, and R. Perini, "Axial Flux PM Machines With Concentrated Armature Windings: Design Analysis and Test Validation of Wind Energy Generators," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3795–3805, 2011.
- [84] H. Xie, X. Wei, Y. Liu, Y. Feng, Y. Zhang, X. Yang, and K. Yang, "Research of Asymmetrical Bidirectional Magnet Skewing Technique in Modular Multi-Stage Axial Flux Permanent Magnet Synchrnous Motor," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 3, Article ID. 8102705, 2015.

- [85] J. R. Hendershot Jr., T. J. E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Machines(2nd edition), Motor Design Books LLC, 2010.
- [86] 서정무, "동적 부하 특성을 고려한 로봇용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2016.
- [87] 임동국, "전기자동차 주행거리 확장용 매입형 영구자석 발전기 최적 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2017.
- [88] 이갑재, 이주, "분수슬롯을 가진 영구자석 전동기에서 극당 슬롯 비율이 코킹토크와 역기전력에 미치는 영향," 전기학회논문지, vol. 52B, no. 9, pp. 454–459, 2003.
- [89] 정진학, 이건, 김광희, 조윤현, "SMC 코어를 적용한 축방향 자속형 영구자석 전동기의 특성 연구," 대한전기학회 하계학술대회, 2012.
- [90] O. Maloberti, R. Figueiredo, C. Marchand, Y. Choua, D. Condamin, L. Kobylanski, E. Bomme, "3-D 2-D Dynamic Magnetic Modeling of an Axial Flux Permanent Magnet Motor With Soft Magnetic Composites for Hybrid Electric Vehicles," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 6, Article. ID 8201511, 2014.
- [91] Y. Huang, J. Zhu, Y. Guo, Z. Lin, Q. Hu, "Design and Analysis of a High-Speed Claw Pole Motor With Soft Magnetic Composite Core," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 6, pp. 2492–2494, 2007.
- [92] K. H. Kim, H. I. Park, S. M. Jang, D. J. You, and J. Y. Choi, "Comparative Study of Electromagnetic Performance of High-Speed Synchronous Motors With Rare-Earth and Ferrite Permanent Magnets," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52, no. 7, Article. ID 8203404, 2016.
- [93] D. G. Dorrell, A. M. Knight, and M. Popescu, "Performance Improvement in High-Performance Brushless Rare-Earth Magnet

Motors for Hybrid Vehicle by Use of High Flux-Density Steel," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 10, pp. 3016–3019, 2011.

[94] Y. Li, D. Bobba, and B. Sarlioglu, "Design and Optimization of a Novel Dual-Rotor Hybrid PM Machine for Traction Application," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 2, pp. 1762–1771, 2018.

[95] K. Yamazaki, and Y. Fukushima, "Effect of Eddy-Current Loss Reduction by Magnet Segmentation in Synchronous Motors With Concentrated Windings," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 2, pp. 779–788, 2011.

[96] J. Ji, J. Luo, W. Zhao, J. Zheng and Y. Zhang, "Effect of Circumferential Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Fractional-Slot Concentrated-Winding Machines," IET Electric Power Applications, vol. 11, iss. 7, pp. 1151–1159, 2017.

[97] https://m.blog.naver.com/PostView.nhn?blogId=sp_ht&logNo=220856175739&proxyReferer=https%3A%2F%2Fwww.google.co.kr%2F

부록 A. 크리깅 보간 기법

크리깅 근사 모델은 그림 A.1과 같이 회귀 모델(regression model) $f(x)^T \beta$ 와 편차항 $Z(x)$ 의 합으로 나타낼 수 있으며, 수식적으로 (A.1)–(A.3)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 x 와 그에 대한 측정값 $Y(x)$ 는 정규화된(normalized) 형태로 나타낸다.

$$Y(x) = f(x)^T \beta + Z(x) \quad (\text{A.1})$$

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_p(x)]^T \quad (\text{A.2})$$

$$\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_p]^T \quad (\text{A.3})$$

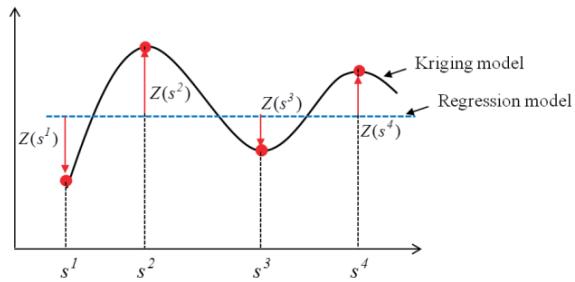


그림 A.1 크리깅 근사 모델

Fig. A.1 Kriging model

$f(x)$ 는 p 개의 회귀 함수 벡터 집합을, β 는 unknown coefficient를 의미한다. $f(x)$ 는 회귀 함수의 형태에 따라 그림 A.1과 같이 상수인 경우(ordinary kriging)와 1차 혹은 2차 함수로 나타내어지는 경우(universal kriging) 등의 방법이 존재한다. 편차항 $Z(x)$ 는 평균이 0이며, 샘플 간 공분산은 (A.4)–(A.5)와 같이 표현된다.

$$Cov[Z(s^i), Z(s^j)] = \sigma^2 R(r(s^i, s^j)) \quad (\text{A.4})$$

$$r(s^i, s^j) = \exp \left[- \sum_{k=1}^{N_d} \theta_k |s_k^i - s_k^j|^2 \right] \quad (\text{A.5})$$

여기서 r 은 i 번째 샘플 s^i 와 j 번째 샘플 s^j 간의 상관 함수(correlation function)를, R 은 (i, j) 의 요소가 상관 함수 $r(s^i, s^j)$ 인 상관 행렬(correlation matrix)을 나타내며, 그 크기는 샘플 개수 n_s 에 대하여 n_s -by- n_s 이다. N_d 와 θ_k , σ^2 는 각각 dimension 크기, k 번째 설계 변수의 correlation parameter, $Z(x)$ 의 분산을 의미한다. 상관 함수 r 의 형태는 linear, spherical, cubic, gaussian 등 사용자가 다양하게 선택할 수 있으며, 본 논문에서는 가장 흔하게 사용되는 가우시안 상관 함수(Gaussian correlation function)를 사용하였고, 그에 대한 수식은 (A.5)와 같다.

이러한 샘플의 측정값으로부터 임의의 포인트 x 에서의 예측값은 (A.6) – (A.7)과 같이 샘플 측정값과 weight를 의미하는 $c(x)$ 의 곱에 대한 합으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{Y}(x) = c(x)^T Y(s) \quad (\text{A.6})$$

$$Y(s) = [y_{s^1}, y_{s^2}, \dots, y_{s^{n_s}}]^T \quad (\text{A.7})$$

임의 포인트 x 의 실제값과 측정값 사이의 오차는 (A.8) – (A.9)와 같이 표현할 수 있으며, (A.10)의 제한 조건을 만족하여야 한다. 식 (A.10)에 의해, 제곱 오차의 평균(MSE: Mean squared error) $\phi(x)$ 는 (A.11) – (A.12)와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}
\hat{Y}(x) - Y(x) &= c(x)^T Y(s) - Y(x) \\
&= c(x)^T (F\beta + Z) - (f(x)^T \beta + z(x)) \\
&= c(x)^T Z - z(x) + (F^T c(x) - f(x))^T \beta
\end{aligned} \tag{A.8}$$

$$F = [f(s^1)^T, f(s^2)^T, \dots, f(s^{n_s})^T]^T \tag{A.9}$$

$$F^T c(x) = f(x) \tag{A.10}$$

$$\begin{aligned}
\varphi(x) &= E[\hat{Y}(x) - Y(x)]^2 = E[(c(x)^T Z - z(x))^2] \\
&= E[z^2 + c(x)^T ZZ^T c(x) - 2c(x)^T Zz(x)] \\
&= \sigma^2(I + c(x)^T R c(x) - 2c(x)^T r(x))
\end{aligned} \tag{A.11}$$

$$r(x) = [r(x, s^1), r(x, s^2), \dots, r(x, s^{n_s})] \tag{A.12}$$

식 (A.10)의 제한 조건(constraint)을 만족하면서 크리깅 모델과 측정값 사이 오차의 제곱 평균 $\varphi(x)$ 가 최소가 되는 $c(x)$ 를 찾기 위해, (A.13) 과 같아 Lagrangian 함수를 정의하였다.

$$L(c(x), \lambda) = \sigma^2(I + c(x)^T R c(x) - 2c(x)^T r(x)) - \lambda^T (F^T c(x) - f(x)) \tag{A.13}$$

위와 같은 Lagrangian 함수를 $c(x)$ 에 대하여 미분하면 (A.14) 와 같고, 이를 행렬 형태로 다시 나타내면 (A.15)–(A.16) 과 같다.

$$L'(c(x), \lambda) = 2\sigma^2(Rc(x) - r(x)) - F\lambda \tag{A.14}$$

$$\begin{bmatrix} R & F \\ F^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ \tilde{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \\ f \end{bmatrix} \tag{A.15}$$

$$\tilde{\lambda} = -\frac{\lambda}{2\sigma^2} \quad (\text{A.16})$$

위의 행렬을 풀면, $\tilde{\lambda}$ 와 $c(x)$ 는 (A.17)–(A.18)과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\lambda} = (F^T R^{-1} F)^{-1} (F^T R^{-1} r(x) - f(x)) \quad (\text{A.17})$$

$$c(x) = R^{-1} (r(x) - F \tilde{\lambda}) \quad (\text{A.18})$$

크리깅 모델에 의한 임의의 포인트 x 의 근사값은 다시 (A.6)에 (A.18)을 대입하여 (A.19)와 같이 계산할 수 있다. 이를 정리하면, (A.20)–(A.21)과 같이, 샘플간의 거리를 기반으로 하는 상관 함수 R 과 샘플 집합과 임의 포인트 집합 x 와의 거리 관계를 기반으로 하는 상관 함수 $r(x)$ 를 통해 크리깅 근사 모델을 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{Y}(x) &= (r(x) - F \tilde{\lambda})^T R^{-1} Y(s) \\ &= r(x)^T R^{-1} Y(s) - (F^T R^{-1} r(x) - f(x))^T (F^T R^{-1} F)^{-1} F^T R^{-1} Y \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

$$\begin{aligned} \hat{Y}(x) &= r(x)^T R^{-1} Y(s) - (F^T R^{-1} r(x) - f(x))^T \hat{\beta} \\ &= f(x)^T \hat{\beta} + r(x)^T R^{-1} (Y(s) - F \hat{\beta}) \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

$$\hat{\beta} = (F^T R^{-1} F)^{-1} F^T R^{-1} Y(s) \quad (\text{A.21})$$

상관 함수에 포함된 correlation parameter θ_k 는 최적의 값을 찾기 위해 최대가능도방법(MLE: Maximum likelihood estimation)에 의해, (A.22)–(A.23)을 통해 결정된다.

$$\underset{\theta}{\text{maximize}} \left[-\frac{n_s \ln \hat{\sigma}_z^2 + \ln |R|}{2} \right] \quad (\text{A.22})$$

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{(Y(s) - F\hat{\beta})^T R^{-1} (Y(s) - F\hat{\beta})}{n_s} \quad (\text{A.23})$$

Abstract

Optimal Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Motor for Electric Vehicle In-Wheel System

Hyeon-Jeong Park

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

In this paper, to minimize the total analysis time required for the optimum design of an axial-flux permanent-magnet (AFPM) motor, an improved field reconstruction method (FRM) is proposed. By using the proposed FRM and the multimodal optimization algorithm, the AFPM motor is designed and the validity of the analysis and design method has been verified through the experimental results of the optimized design.

The FRM can compute the motor characteristics with a minimum number of finite element analysis (FEA) based on the geometric periodicity of the motor. In particular, the AFPM motor needs the three-dimensional (3-D) FEA due to the asymmetric structure. Therefore, the computation time can be drastically reduced by using the FRM for analysis of AFPM motor. However, the analysis time of FRM is still high for the AFPM motor because the 3-D FEA is required rotating over slot pitch.

To address this problem, this paper introduces a relative permeance function (RPF) concept to the conventional FRM. Based

on the RPF, the FRM can analyze the motor performances with fewer FEA than conventional FRM. In addition, this paper proposes the semi-analytic RPF to take into account the distortion of previous RPF caused by pole transition section.

In order to find optimal solution satisfying various requirements of the AFPM motor for in-wheel system, a multimodal optimization algorithm assisted by a surrogate model is used. This paper adopts the Kriging interpolation method for generation of surrogate model. Furthermore, the sub-region segmentation and improved sampling techniques are implemented to solve the memory problem of the Kriging method. The multimodal optimization algorithm is verified by various test functions including multi-dimensional problem, and finally applied to the AFPM motor design.

The AFPM motor is optimally designed to maximize the torque and power as well as minimize cogging torque and torque ripple by using the proposed FRM and multimodal optimization algorithm. The validity of the analysis and design method is verified by comparing the experiment results and analysis results under various operating points. As a result, this paper contributes to reduce the analysis and design time, which had been a problem in the design of AFPM motors and it is confirmed that the proposed methods are useful for actual AFPM motor design.

Keywords : In-wheel system, Axial-flux permanent-magnet Motor, Finite element method, Field reconstruction method, Relative permeance function, Surrogate model-based multimodal optimization algorithm

Student Number : 2012-20776